Министерство образования и науки Российской Федерации Федеральное агентство по образованию Южно-Уральский государственный университет Кафедра электромеханики и электромеханических систем

621.313(07) Л649

В.А. Лифанов

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ СИСТЕМ АВТОМАТИКИ И БЫТОВОЙ ТЕХНИКИ

Учебное пособие

Челябинск Издательство ЮУрГУ 2005 УКД 621.313 (075.8)

Лифанов В.А. Электрические машины систем автоматики и бытовой техники: Учебное пособие. –Челябинск: изд. ЮУрГУ, 2006. –237 с.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальностям 140601 – «Электромеханика (по отраслям)» и 140609 – «Электрооборудование летательных аппаратов», а также по другим электротехническим специальностям, изучающим дисциплину «Электрические машины», содержащее вопросы теории и расчета электрических микромашин. В пособии рассмотрены вопросы теории электрических машин малой мощности, их устройство, принцип действия и характеристики. При этом широко используется принцип общности теории электрических микромашин различных типов: силовых, исполнительных и информационных. При изложении материала широко используется метод симметричных составляющих.

Учебное пособие может также представлять теоретический и практический интерес для специалистов, занимающихся разработкой машин систем автоматики и бытовой техники.

Одобрено учебно-методической комиссией энергетического факультета

Рецензенты: зав. каф. эл. машин Челябинского государственного агроинженерного университета, д. т. н., профессор В.А. Буторин; зам. нач. ОАО НПО «Электромашина» С.И. Богданов.

введение

Электрическими машинами малой мощности (ЭМММ) обычно называют машины, мощности которых находятся в пределах от долей ватта до 500–800 Вт. Нередко их называют электрическими микромашинами. Эти машины получили широкое применение во всех областях промышленности, сельского хозяйства, в быту и специальной технике. Их применение неразрывно связано с автоматизацией различных технологических процессов и внедрением автоматических и телемеханических систем. Можно указать следующие основные области применения ЭМММ:

1) установки автоматического управления и регулирования в промышленности, энергетике и специальной технике;

2) устройства проводной и радиосвязи (телеграфия, сигнализация, телевидение, радиолокация и др.);

3) вычислительная техника;

4) гироскопические приборы;

5) механизмы дистанционного управления;

6) самопишущие приборы, электрические часы, звуковое кино;

7) маломощный электропривод в различных отраслях промышленности (часовой, швейной, текстильной и др.);

8) вентиляторы, электроинструмент и другие мелкие электромеханизмы в промышленности и сельском хозяйстве;

9) навигационные приборы и системы управления на самолетах, морских и речных судах, беспилотных летательных аппаратах;

10) электрооборудование автомашин, тракторов и других движущихся объектах;

11) бытовая техника (холодильники, пылесосы, стиральные машины, магнитофоны, кофемолки, проигрыватели, соковыжималки, полотеры, электробритвы и т.п.);

12) промышленные работы.

Из приведенного перечисления видно, что практически ни одна отрасль техники, использующая в той или иной мере принципы электротехники, не обходится без применения электрических микромашин. При этом они выполняют разнообразные функции: приводят во вращение всевозможные механизмы и узлы, осуществляют преобразование механических величин в электрические и наоборот, а также электрических величин одного вида – в электрические другого вида; обеспечивают дистанционное управление, регулирование и контроль; производят преобразование координат и выполнение различных тригонометрических операций; позволяют осуществлять электрическое интегрирование, дифференцирование и др. [1, 2, 3, 4, 5, 6]. Широкое применение электрических микромашин послужило толчком к тому, что микроэлектромашиностроение превратилось в самостоятельную отрасль электротехнической промышленности, выпускающую несколько десятков миллионов штук микромашин в год общей стоимостью, превышающей стоимость турбо- и гидрогенераторов, вместе взятых.

В зависимости от назначения и особенностей работы ЭМММ можно разделить на четыре основные группы:

1) ЭМММ общего применения;

2) электрические микромашины автоматических устройств;

3) электрические микромашины гидроприборов;

4) преобразователи.



Рис. В.1. Классификация электродвигателей малой мощности общего применения

ЭМММ общего применения включают в себя различного рода двигатели малой мощности, используемые в основном в электроприводах общепромышленного и бытового назначения (рис. В.1). К микродвигателям общего применения предъявляются те же требования, что и к электрическим машинам средней и большой мощности. Они должны обладать высокими энергетическими показателями – КПД и соѕф. Однако при массовом производстве требования в отношении энергетических показателей снижаются, так как более жестко ставится требование ние технологичности конструкции. К этим двигателям иногда не предъявляется

повышенных требований в отношении габаритов и массы, так как их выполнение связано с применением высококачественных материалов. Последнее обстоятельство усложняет технологию, увеличивает трудоемкость и повышает стоимость машины.



Рис. В.2. Классификация электрических микромашин автоматики

Вторая группа ЭМММ включает в себя две подгруппы (рис. В.2):

- а) электрические микромашины, выполняющие силовые функции (см. рис. В.2);
- б) информационные электрические микромашины (см. рис. В.2).

Силовые электрические микромашины автоматических устройств включают в себя индикаторные сельсины - датчики и сельсины - приемники, исполнительные и моментные двигатели. Машины этой подгруппы преобразуют электрическую энергию в механическую и должны при достаточной точности преобразования иметь требуемые энергетические показатели. К ним предъявляется ряд специфических требований. Так, индикаторные сельсины должны обеспечивать высокую точность передачи угла поворота; исполнительные двигатели должны иметь требуемые статические характеристики и надлежащее быстродействие, малые значения мощности управления и напряжения трогания; моментные двигатели должны обладать большим удельным выходным моментом, т.е. моментом на единицу потребляемой мощности, и линейной выходной характеристикой при отсутствии остаточного момента.

Информационные микромашины предназначены для преобразования механических величин (частоты вращения, ускорения, угла рассогласования) в электрический сигнал. К ним относятся вращающиеся трансформаторы, трансформаторные сельсины, индуктосины, тахогенераторы, преобразователи угла и угловой скорости в цифровой код и т.п. Основное требование, предъявляемое к этим машинам – малая погрешность преобразования (0,02 ... 0,1%). Энергетические показатели в данном случае имеют второстепенное значение.



Рис. В.3. Классификация электрических машин гироскопических систем

Электрические микромашины гироскопических приборов включают в себя:

- а) гиродвигатели;
- б) датчики момента;
- в) датчики угла.

Из предыдущего следует, что ЭМММ, используемые в автоматических устройствах должны удовлетворять разнообразным требованиям. Тем не менее, их можно разделить на две основные группы: общие и специфические.

Общие требования не отличаются от требований, предъявляемых к обычным электрическим машинам. Они являются общими для всех ЭМММ независимо от функций, которые они выполняют в схемах автоматики. Перечень этих требований содержится в ГОСТ 183–74 и включает в себя такие величины, как номинальные значения напряжения, частоты, потребляемых тока и мощности, КПД, номинальной полезной мощности, созф, допустимого значения превышения температуры, уровня шума, сопротивления изоляции.

Специфические требования касаются только определенного типа машин и определяются теми функциями, которые машины данного типа выполняют в схемах автоматики.

Глава 1 АСИНХРОННЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

1.1. Основы теории двухфазных несимметричных асинхронных двигателей

1.1.1. Общие сведения

Асинхронные микродвигатели (АМД) в схемах автоматики применяются как в качестве исполнительных, так и в качестве силовых двигателей. Силовые АМД общего применения могут быть трехфазными и однофазными. Однофазные АМД получили преимущественное применение, так как в большинстве схем автоматики используется однофазный переменный ток. Однофазными эти двигатели называются ввиду того, что они питаются от однофазной сети, хотя на статоре у них располагаются две сдвинутые в пространстве обмотки. Следовательно, по устройству они являются в общем случае несимметричными двухфазными двигателями.

Исполнительные (управляемые) асинхронные двигатели являются двухфазными, работающими в общем случае в несимметричном режиме, т.е. не при круговом, а при эллиптическом вращающемся поле.

Несимметричный режим работы двухфазного асинхронного двигателя может быть обусловлен двумя причинами: а) несимметричностью исполнения; б) несимметричностью питания.

Двухфазную асинхронную машину считают симметричной по исполнению, если расположенные на ее статоре обмотки A и B:

- 1) смещены в пространстве на угол $\theta = 90$ эл. град;
- 2) имеют одинаковые эффективные числа витков, $W_A = W_B$ т.е.

 $k_{obA}W_{A} = k_{obB}W_{B}$, где k_{obA} и k_{obB} – обмоточные коэффициенты; W_{A} и W_{B} – действительные числа витков обмоток;

- 3) занимают равные числа одинаковых пазов ($N_{ZA} = N_{ZB}$);
- 4) выполнены из провода одинакового сечения;
- 5) имеют одинаковые полные, активные и индуктивные сопротивления $(\underline{Z}_{A} = \underline{Z}_{B}, r_{A} = r_{B}, x_{A} = x_{B}).$

При невыполнении хотя бы одного из перечисленных условий машина считается несимметричной по исполнению.

Симметричный по исполнению двухфазный асинхронный двигатель будет находиться в симметричном режиме лишь при симметричном питании, когда подводимые к зажимам обмоток напряжения образуют симметричную двухфазную систему. При этом симметричной двухфазной системой напряжений называют систему двух напряжений \dot{U}_A и \dot{U}_B , имеющих равные действующие значения ($U_A = U_B$) и сдвинутых по фазе во времени на четверть периода. Если $U_A \neq U_B$ или же сдвиг по фазе во времени отличается от 90°, то двухфазная система напряжений считается несимметричной.

При симметричном питании несимметричного по исполнению двухфазного асинхронного двигателя он работает в несимметричном режиме, при котором токи обмоток (фаз) образуют несимметричную двухфазную систему токов и магнитное поле в воздушном зазоре отличается от кругового. С другой стороны если симметричный по исполнению асинхронный двигатель питать несимметричной системой напряжений, то он будет находиться в несимметричном режиме.

1.1.2. Условия получения кругового вращающегося поля в двухфазной несимметричной машине

Рассмотрим наиболее общий случай несимметричной двухфазной машины, обмотки статора которой A и B сдвинуты в пространстве на произвольный угол θ_A и имеют неодинаковые эффективные числа витков ($k_{oba} W_A \neq k_{obb} W_B$) [6].



Рис. 1.1. Общий случай двухфазной асинхронной машины

К зажимам обмоток подводится несимметричная двухфазная система напряжений и по ним протекают токи

$$i_{A} = \sqrt{2}I_{A}\sin\omega t$$
, $i_{B} = \sqrt{2}I_{B}\sin(\omega t + \beta)$,

образующие также несимметричную двухфазную систему (рис. 1.1, а).

Допустим, что токи i_A и i_B создают пульсирующие во времени и синусоидальные распределенные в пространстве волны МДС (рис 1.1, б):

$$F_{Atx} = F_A \sin \omega t \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} x = F_{At} \cos \frac{\pi}{\tau} x; \qquad (1.1)$$
$$F_{Btx} = F_B \sin(\omega t + \beta) \cdot \cos(\frac{\pi}{\tau} x + \theta) = F_{Bt} \cos(\frac{\pi}{\tau} x + \theta_A).$$

Здесь F_A и F_B – максимальные амплитуды первых пространственных гармоник пульсирующих МДС,

$$F_{A} = 0.9 \frac{W_{A}}{p} I_{A}, F_{B} = 0.9 \frac{W_{B}}{p} I_{B};$$
 (1.2)

F_{At} и F_{Bt} – мгновенные амплитуды тех же МДС,

 $F_{At} = F_A \sin \omega t, \ F_{Bt} = F_B \sin(\omega t + \beta);$ (1.3)

т – полюсное деление; р – число пар полюсов.

Каждую из пульсирующих волн МДС можно представить в виде двух волн с амплитудами, равными половине максимальной амплитуды пульсирующей волны, вращающихся с одинаковой скоростью в противоположные стороны:

$$F_{Atx} = \frac{1}{2} F_A \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + \frac{1}{2} F_A \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x);$$

$$(1.4)$$

$$F_{Btx} = \frac{1}{2} F_B \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \beta - \theta_A) + \frac{1}{2} F_A \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \beta + \theta_A).$$

Результирующая МДС, создаваемая обоими обмотками,

$$F_{ABtx} = \frac{1}{2} \left[F_A \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + F_B \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \beta - \theta_A) \right] + \frac{1}{2} \left[F_A \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x) + F_B \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \beta + \theta_A) \right] = F' + F'', \quad (1.5)$$

где
$$F' = \frac{1}{2} \left[F_A \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + F_B \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x + \beta - \theta_A) \right] -$$
 (1.6)

прямовращающаяся волна МДС;

$$F'' = \frac{1}{2} \left[F_{A} \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x) + F_{B} \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x + \beta + \theta_{A}) \right] -$$
(1.7)

обратновращающаяся волна МДС.

Таким образом, 1-я гармоника результирующей МДС равна сумме двух волн – прямой и обратной, вращающихся с одинаковой скоростью, но в противоположные стороны.

МДС F' и F" можно изобразить графически пространственными векторами \overline{F}_1 и

 \overline{F}_2 , вращающимися в противоположные стороны с угловой скоростью $\Omega_1 = \frac{\omega}{p}$, где

 ω – угловая частота сети. Геометрическим сложением названных векторов в любой момент времени определяется вектор результирующей МДС. Конец его за один период изменения МДС описывает эллипс, в силу чего такая МДС называется эллиптической, а создаваемое ей вращающееся поле – эллиптическим полем. При этом предполагается, что магнитная система машины не насыщена и воздушный зазор равномерный.

Вращающееся магнитное поле будет круговым, если прямо- или обратновращающаяся МДС будет равна нулю. Следовательно, для определения условий получения кругового вращающегося поля следует, например, приравнять нулю обратновращающуюся МДС (МДС обратной последовательности). Из выражения этой МДС нетрудно видеть, что F'' = 0, если $F_A = F_B = F_{\Phi}$ и $\beta + \theta_A = 180^\circ$. При этом прямовращающаяся МДС после соответствующих преобразований и подстановки $\beta=180^\circ - \theta_A$ получает вид

$$F' = F_{\Phi} \sin \theta_{A} \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x). \qquad (1.8)$$

Круговое вращающееся поле будет максимальным, если $\theta_A = 90$ эл.град. В этом случае и $\beta = 90^\circ$. Это обстоятельство является причиной того, что на практике обмотки статора двухфазных машин стремятся сдвинуть в пространстве на угол $\theta = 90$ эл.град, а ток в них – на угол $\beta = 90^\circ$.

В двухфазной машине с обмотками, сдвинутыми в пространстве на 90 эл.град для получения кругового вращающегося поля необходимо, чтобы МДС обмоток были равны по величине и сдвинуты во времени на четверть периода, т.е.

$$F_A = F_B = F_\Phi \qquad \mu \qquad \beta = 90^\circ \tag{1.9}$$

В этом случае результирующей МДС обмоток А и В будет круговой

$$F_{ABtx} = F_{\Phi} \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)$$
(1.10)

Иллюстрацией сказанного может служить также рис. 1.2, на котором показано, что геометрическое сложение мгновенных амплитуд МДС обмоток

 $F_{At} = F_A \sin \omega t$ и $F_{Bt} = F_B \sin(\omega t + 90^\circ)$,

соответствующих различным моментам времени, дает постоянный по величине пространственный вектор \overline{F}_{ϕ} , вращающийся в определенном направлении и описывающий своим концом окружность.



Рис. 1.2. Образование кругового вращающегося поля с взаимно перпендикулярными обмотками

Если же, например F_A > F_B, то возникают прямо- и обратновращающиеся МДС и результирующая МДС получает вид

$$F_{ABtx} = F' + F'' = \frac{1}{2} (F_A + F_B) \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + \frac{1}{2} (F_A - F_B) \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x) =$$

= $F_1 \sin(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x) + F_2 \sin(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x).$ (1.11)

Конец вектора результирующей МДС в этом случае описывает эллипс и создаваемое ей магнитное поле становится эллиптическим (рис. 1.3).

Уточним условия (1.9) получения кругового вращающегося поля для случая, когда обмотки A и B сдвинуты в пространстве на $\theta_A = 90^\circ$ эл.град и занимают рав-



Рис. 1.3. Эллиптическая МДС в двухфазной асинхронной ма-

шине с взаимно перпендику-

ные числа одинаковых пазов ($N_{ZA} = N_{ZB}$), но отличаются эффективным числом витков ($W_A \neq W_B$) и, следовательно, полными, активными и индуктивными сопротивлениями. С этой целью равенство $F_A = F_B$ перепишем с учетом (1.2) в виде

 $0.9 \frac{W_{A}}{p} I_{A} = 0.9 \frac{W_{B}}{p} I_{B},$

откуда

$$I_{A} = \frac{I_{B}}{\frac{W_{A}}{W_{B}}} = \frac{I_{B}}{k} = I'_{B}.$$
 (1.12)

Здесь $k = \frac{W_A}{W_B}$ – коэффициент трансформации;

 $\dot{I}'_{\rm B}$ – ток обмотки B, приведенный к обмотке A.

Таким образом, при рассматриваемых условиях для получения в двухфазной машине кругового вращающегося поля необходимо,

чтобы приведенные к одной из обмоток токи были равны и сдвинуты по фазе во времени на четверть периода. В комплексной форме это условие можно записать в виде

$$\dot{I}'_{B} = j\dot{I}_{A}$$
 или $\dot{I}_{A} = -j\dot{I}'_{B}$ (1.13)

От равенства МДС при отсутствии насыщения и равномерном воздушном зазоре можно перейти к равенству потоков:

 $\Phi_A = \Phi_B.$

Но так как

лярными обмотками

$$U_A \approx 4,44 W_A f \Phi_A$$
 и $U_B \approx 4,44 W_B f \Phi_B$,

то

$$\frac{U_A}{W_A} = \frac{U_B}{W_B}$$

ИЛИ

$$U_{A} = \frac{U_{B}}{W_{B}}W_{A} = kU_{B} = U'_{B},$$
 (1.14)

где U'_B- напряжение обмотки В, приведенное к числу витков обмотки А.

Следовательно, для получения кругового вращающегося поля в рассматриваемом случае необходимо, чтобы напряжения на обмотках A и B, приведенные к одному и тому же числу витков, образовывали двухфазную симметричную систему напряжений, т.е.

$$\dot{U}'_{\rm B} = j\dot{U}_{\rm A}$$
 или $\dot{U}_{\rm A} = -j\dot{U}'_{\rm B}$. (1.15)

1.1.3. Метод симметричных составляющих применительно к анализу работы двухфазных несимметричных асинхронных двигателей

В общем случае напряжения, подводимые к обмоткам двухфазного асинхронного двигателя ($\theta = 90^{\circ}$), приведенные к одному и тому же числу витков, образуют несимметричную двухфазную систему напряжений. При этом двухфазная система токов \dot{I}_A и \dot{I}'_B , протекающих по обмоткам также оказывается несимметричной.

Для анализа работы асинхронного двигателя в данном случае применяют метод симметричных составляющих. Согласно этому методу любая несимметричная двухфазная система напряжений или токов может быть представлена в виде суммы двух симметричных составляющих систем: прямой и обратной последовательности. Система прямой последовательности имеет чередование исходной системы, а система обратной последовательности – обратное. В соответствии с этим можно записать:

$$\dot{U}_{A} = \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2}; \dot{U}_{B}' = \dot{U}_{B1}' + \dot{U}_{B2}' = j\dot{U}_{A1} - j\dot{U}_{A2},$$
(1.16)

$$\dot{I}_{A} = \dot{I}_{A1} + \dot{I}_{A2}; \dot{I}_{B} = \dot{I}_{B1}' + \dot{I}_{B2}' = j\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2}.$$
(1.17)

Индексы "1" и "2" относятся соответственно к системам прямой и обратной последовательности.

В результате решения систем уравнений (1.16) и (1.17) будем иметь:

$$\dot{U}_{A1} = \frac{\dot{U}_A - j\dot{U}'_B}{2}; \qquad \dot{U}_{A2} = \frac{\dot{U}_A + j\dot{U}'_B}{2}; \qquad (1.18)$$

$$\dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A - j\dot{I}'_B}{2}; \qquad \dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A + j\dot{I}'_B}{2}.$$
 (1.19)

Для иллюстрации метода симметричных составляющих на рис. 1.4. изображена несимметричная двухфазная система напряжений \dot{U}_A и \dot{U}'_B и ее симметричные составляющие – системы прямой последовательности \dot{U}_{A1} и \dot{U}'_{B1} и обратной последовательности \dot{U}_{A2} и \dot{U}'_{B2} .



Рис. 1.4. Несимметричная система векторов и ее симметричные составляющие

Токи прямой последовательности \dot{I}_{A1} и \dot{I}'_{B1} , протекая по обмоткам A и B двухфазного асинхронного двигателя, создают прямовращающееся круговое магнитное поле, а токи обратной последовательности \dot{I}_{A2} и \dot{I}'_{B2} – обратновращающееся поле. Результирующее поле получается эллиптическим (рис. 1.3).

Относительно прямого поля ротор машины вращается со скольжением

$$S_1 = S = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega} = 1 - \upsilon,$$
 (1.20)

а относительно обратного поля - со скольжением

$$S_{2} = \frac{n_{1} + n}{n_{1}} = \frac{\Omega_{1} + \Omega}{\Omega_{1}} = 2 - S = 1 + \upsilon.$$
(1.21)

Здесь n_1 и n – синхронная частота вращения и частота вращения ротора в об/мин;

 Ω_1 и Ω – синхронная угловая скорость и угловая скорость ротора;

 $\upsilon = \frac{n}{n_1} = \frac{\Omega}{\Omega_1}$ – относительная скорость вращения ротора.

Таким образом, в рассматриваемом случае по отношению к прямовращающемуся полю машина работает в режиме двигателя со скольжением S, а по отношению к обратновращающемуся полю – в режиме электромагнитного тормоза со скольжением 2 – S. Электромагнитный момент, создаваемый прямым полем, оказывается при этом вращающим, а момент от обратного поля – тормозным. Следовательно, изменяя степень несимметрии питания и вместе с этим величину обратного поля, можно регулировать частоту вращения двигателя.

1.1.4. Схема замещения двухфазного несимметричного асинхронного двигателя

Рассмотрим двухфазный асинхронный двигатель с обмотками A и B, сдвинутыми в пространстве на 90 эл. град., но имеющими неодинаковые эффективные числа витков ($W_A \neq W_B$). Последовательно с обмотками включены добавочные сопротивления Z_{AA} и Z_{AB} (рис. 1.5). В частном случае $Z_{AA} = 0$, а в цепь обмотки B включен конденсатор ($Z_{AB} = Z_C$).



Рис. 1.5. Принципиальная схема двухфазного асинхронного двигателя

Согласно методу симметричных составляющих уравнения напряжения обмоток двигателя можно записать в виде

$$\dot{U}_{A} = \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} = \dot{I}_{A1}\underline{Z}_{A1} + \dot{I}_{A2}\underline{Z}_{A2};$$
 (1.22)

$$\dot{U}'_{B} = \dot{U}'_{B1} + \dot{U}'_{B2} = \dot{I}'_{B1}\underline{Z}'_{B1} + \dot{I}'_{B2}\underline{Z}'_{B2} = j\dot{U}_{A1} - j\dot{U}_{A2} = j\dot{I}_{A1}\underline{Z}'_{B1} - \dot{I}_{A2}\underline{Z}'_{B2}.$$
 (1.23)

Здесь \underline{Z}_{A1} и \underline{Z}_{A2} – полные сопротивления обмотки A с учетом включенного в ее цепь добавочного сопротивления для токов прямой и обратной последовательностей; \underline{Z}'_{B1} и \underline{Z}'_{B2} – аналогичные сопротивления обмотки B, приведенные к обмотке A.

При этом

$$\begin{split} \underline{Z}_{A1} &= \underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{\Im A1}; \\ \underline{Z}_{A2} &= \underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{\Im A2}; \\ \underline{Z}'_{B1} &= \underline{Z}'_{SA} + \underline{Z}'_{\Im B1}; \end{split}$$

$$\underline{Z}'_{B2} = \underline{Z}'_{SA} + \underline{Z}'_{B2}, \qquad (1.24)$$

где \underline{Z}_{SA} – собственное полное сопротивление обмотки статора A с учетом включенного в ее цепь добавочного сопротивления, одинаковое для токов прямой и обратной последовательностей; \underline{Z}'_{SB} – аналогичное сопротивление обмотки B, приведенное к обмотке A; \underline{Z}_{9A1} и \underline{Z}_{9A2} – приведенные полные эквивалентные сопротивления намагничивающего контура и ротора по оси обмотки A для токов прямой и обратной последовательностей; \underline{Z}'_{9B1} и \underline{Z}'_{9B2} – аналогичные сопротивления по оси обмотки B, приведенные к обмотки B, приведенные к обмотки B, приведенные к обмотки A для токов прямой и обратной последовательностей; \underline{Z}'_{9B1} и \underline{Z}'_{9B2} – аналогичные сопротивления по оси обмотки B, приведенные к обмотке A.



Рис. 1.6. Полные сопротивления прямой (а) и обратной (б) последовательности двухфазного несимметричного асинхронного двигателя

Схемы замещения сопротивлений \underline{Z}_{A1} и \underline{Z}_{A2} изображены на рис. 1.6, где x_{mA} и r_{mA} – индуктивное и активное сопротивления намагничивающего контура по оси обмотки A; x_{RA} и r_{RA} – индуктивное и активное сопротивления обмотки ротора по той же оси. Схемы замещения сопротивлений \underline{Z}'_{B1} и \underline{Z}'_{B2} имеют аналогичный вид.

В результате совместного решения уравнений (1.22) и (1.23) будем иметь:

$$\dot{U}_{A1} = \dot{I}_{A1} \frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{3A1} + \underline{Z}'_{SB} + \underline{Z}'_{3B1}}{2} + \dot{I}_{A2} \frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{3A2} - \underline{Z}'_{SB} - \underline{Z}'_{3B2}}{2}; \quad (1.25)$$

$$\dot{U}_{A2} = \dot{I}_{A2} \frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{3A2} + \underline{Z}'_{SB} + \underline{Z}'_{3B2}}{2} + \dot{I}_{A1} \frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{3A1} - \underline{Z}'_{SB} - \underline{Z}'_{3B1}}{2}.$$
 (1.26)

Или после некоторых преобразований:

$$\dot{U}_{A1} = \dot{I}_{A1}\underline{Z}_{SA} + \dot{I}_{A1}\frac{\underline{Z}_{3A1} + \underline{Z}'_{3B1}}{2} + (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2})\frac{\underline{Z}'_{SB} - \underline{Z}_{SA}}{2} + \dot{I}_{A2}\frac{\underline{Z}_{3A2} - \underline{Z}'_{3B2}}{2}; \quad (1.27)$$

$$\dot{U}_{A2} = \dot{I}_{A2}\underline{Z}_{SA} + \dot{I}_{A2}\frac{\underline{Z}_{3A2} + \underline{Z}'_{3B2}}{2} - (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2})\frac{\underline{Z}'_{SB} - \underline{Z}_{SA}}{2} + \dot{I}_{A1}\frac{\underline{Z}_{3A1} - \underline{Z}'_{3B1}}{2}; \quad (1.28)$$

Так как ротор двигателя симметричный, то

$$\underline{Z}_{\Im A1} = \underline{Z}'_{\Im B1}$$
 и $\underline{Z}_{\Im A2} = \underline{Z}'_{\Im B2}$

и уравнения (1.27) и (1.28) преобразуются к виду

$$\dot{U}_{A1} = \dot{I}_{A1}\underline{Z}_{SA} + \dot{I}_{A1}\underline{Z}_{A1} + (\dot{I}_{A1} - \dot{I}_{A2})\underline{Z}_{L}; \qquad (1.29)$$

$$\dot{\mathbf{U}}_{A2} = \dot{\mathbf{I}}_{A2} \underline{\mathbf{Z}}_{SA} + \dot{\mathbf{I}}_{A2} \underline{\mathbf{Z}}_{A2} + (\dot{\mathbf{I}}_{A1} - \dot{\mathbf{I}}_{A2}) \underline{\mathbf{Z}}_{L}, \qquad (1.30)$$

где $Z_{\rm L} = \frac{Z_{\rm SB}' - Z_{\rm SA}}{2}$. (1.31)

Уравнениям (1.29) и (1.30) соответствует схема замещения двухфазного несимметричного двигателя, изображенная на рис. 1.7, а. На этой схеме \dot{I}_{RA1} и \dot{I}_{RA2} – токи ротора прямой и обратной последовательностей.

Таким образом, в общем случае при несимметричном питании каждое из напряжений \dot{U}_{A1} и \dot{U}_{A2} зависит как от тока прямой, так и от тока обратной последовательности. Если $Z_{SA} = Z'_{SB}$, то согласно уравнениям (1.29 – 1.31)

$$\dot{U}_{A1} = \dot{I}_{A1} \underline{Z}_{SA} + \dot{I}_{A1} \underline{Z}_{3A1};$$
 (1.32)

$$\dot{\mathbf{U}}_{A2} = \dot{\mathbf{I}}_{A2} \underline{\mathbf{Z}}_{SA} + \dot{\mathbf{I}}_{A2} \underline{\mathbf{Z}}_{\Im A2}.$$
(1.33)

В данном случае напряжение \dot{U}_{A1} зависит только от тока прямой последовательности \dot{I}_{A1} , а напряжение \dot{U}_{A2} – только от тока обратной последовательности \dot{I}_{A2} . При этом эквивалентная схема двухфазного двигателя (рис. 1.7, а) распадается на две независимые схемы замещения (рис. 1.7, б). В этих схемах принято $x_{mA} = x_{mB} = x_m$ и $r_{mA} = r_m \approx 0$.



Рис. 1.7. Совмещенная схема замещения двухфазного несимметричного асинхронного двигателя (а) и ее видоизменение (б) при наличии симметрии

1.1.5. Энергетическая диаграмма и вращающий момент двухфазного несимметричного двигателя

Процесс преобразования энергии в двухфазном несимметричном асинхронном двигателе удобно проиллюстрировать с помощью энергетической диаграммы, изображенной на рис. 1.8. Здесь приняты следующие обозначения:

P_S – подводимая к двигателю мощность;

Р_{мг} – магнитные потери, т.е. потери на гистерезис и вихревые токи, вызванные перемагничиванием магнитопровода;

Р_{ЭЛЅ} – электрические потери в обмотках статора;

Р_{доб} – потери в конденсаторе и добавочных сопротивлениях, включенных последовательно с обмотками статора;

 $P_{\ensuremath{
eq}M}$ – полная электромагнитная мощность, получаемая ротором через посредство магнитного поля;

Р_{ЭМ1} – электромагнитная мощность прямой последовательности, передаваемая со статора на ротор прямовращающимся магнитным полем;

Р_{ЭМ2} – электромагнитная мощность обратной последовательности, передаваемая со статора на ротор обратновращающимся полем;

Р_{ЭЛR1} – электрические потери в обмотке ротора от токов прямой последовательности;

Р'_R – полная условная механическая мощность, соответствующая электромагнитной мощности прямой последовательности;

Р_R – действительная механическая мощность двигателя;

 $P_{\mbox{\tiny ЭЛR2}}$ – электрические потери в обмотке ротора от токов обратной последовательности;

Р₂ – полезная мощность на валу двигателя.



Рис. 1.8. Энергетическая диаграмма двухфазного несимметричного асинхронного двигателя

Непосредственно из диаграммы следует, что

$$P_{\Im \Pi R1} = I_{RA1}^2 r_{RA} + I_{RB1}'^2 r_{RB}' = 2I_{RA1}^2 r_{RA} = P_{\Im M1} - P_R' = M_1 \Omega_1 - M_1 \Omega =$$
$$= M_1 \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \Omega_1 = M_1 \Omega_1 s, \qquad (1.34)$$

откуда электромагнитный вращающий момент от прямого поля

$$M_{1} = \frac{P_{\Im IR1}}{\Omega_{1}s} = \frac{2I_{RA1}^{2}r_{RA}}{\Omega_{1}s}.$$
 (1.35)

Как отмечалось выше, относительно обратного поля ротор машины вращается со скольжением $s_2 = 2 - s$, что при 0 < s < 1 соответствует режиму электромагнитного тормоза. При этом вращение ротора против обратного поля происходит за счет момента M_1 , обусловленного прямовращающимся полем. Именно этим обстоятельством объясняется уменьшение механической мощности прямой последовательности от P'_R до P_R (рис. 1.8). Это уменьшение мощности идет на покрытие части электрических потерь в роторе от токов обратной последовательности, причем

$$P'_{R} - P_{R} = M_{1}\Omega - M\Omega = M_{1}\Omega - (M_{1} - M_{2})\Omega =$$

= M_{2}\Omega = M_{2}\Omega_{1}(1 - s) = P_{3M2}(1 - s). (1.36)

Здесь $M = M_1 - M_2 - результирующий вращающий момент двигателя, равный разности моментов от прямого (<math>M_1$) и обратного (M_2) полей.

Электрические потери в роторе от токов обратной последовательности покрываются за счет электромагнитной мощности обратной последовательности лишь частично. Другая часть этих потерь покрывается за счет электромагнитной мощности прямой последовательности. В результате будем иметь

$$P_{\Im IR2} = I_{RA2}^2 r_{RA} + I_{RB2}'^2 r_{RB} = 2I_{RA2}^2 r_{RA} = P_{\Im M2} + P_{\Im M2}(1-s) = P_{\Im M2}(2-s) = M_2 \Omega_1(2-s), \qquad (1.37)$$

откуда момент, соответствующий обратновращающемуся полю

$$M_{2} = \frac{P_{\Im R2}}{\Omega_{1}(2-s)} = \frac{2I_{RA2}^{2}r_{RA}}{\Omega_{1}(2-s)}.$$
 (1.38)

Результирующий вращающий момент двухфазного несимметричного двигателя можно представить в виде

$$M = M_1 - M_2 = \frac{2I_{RA1}^2 r_{RA}}{\Omega_1 s} - \frac{2I_{RA2}^2 r_{RA}}{\Omega_1 (2-s)}.$$
 (1.39)

Таким образом, двухфазный несимметричный двигатель можно представить как совокупность двух одинаковых механически соединенных двухфазных машин, причем токи одной из них \dot{I}_{A1} и \dot{I}_{B1} создают прямовращающееся поле, а токи другой \dot{I}_{A2} и \dot{I}_{B2} – обратновращающееся поле. В результате на вал такой модели действуют два противоположно направленных момента M_1 и M_2 (рис. 1.9).



Рис. 1.9. Физическая модель двухфазного несимметричного асинхронного двигателя

1.2. Однофазные асинхронные микродвигатели 1.2.1. Классификация однофазных асинхронных микродвигателей

Как отмечалось выше, в системах автоматики в качестве силовых двигателей преимущественное применение получили однофазные асинхронные микродвигатели. На статоре таких двигателей размещены 2 обмотки, сдвинутые в пространстве обычно на 90 эл. град. При этом одна из обмоток А называется главной или рабочей, а другая В – вспомогательной или пусковой. Обе обмотки подключаются параллельно к одной и той же однофазной сети, причем обмотка А – непосредственно, а обмотка В – через фазосмещающий элемент.

Таким образом, рассматриваемые двигатели по способу питания являются однофазными, а по устройству (исполнению) – двухфазными.

В зависимости от типа фазосмещающего элемента и способа использования вспомогательной обмотки различают следующие разновидности однофазных асинхронных микродвигателей:

- 1) с пусковым сопротивлением;
- 2) с пусковым конденсатором;
- 3) с пусковым и рабочим конденсатором;
- 4) с рабочим конденсатором;
- 5) с экранированными полюсами.

1.2.2. Схема замещения и вращающий момент однофазного асинхронного двигателя

Собственно однофазный асинхронный двигатель можно рассматривать как предельный случай несимметричного питания двухфазного двигателя, когда к сети подключена лишь обмотка A, а напряжение на обмотке B равно нулю, т.е. U_B=0 (рис. 1.10).



Рис. 1.10. Схема замещения асинхронного двигателя

В данном случае согласно методу симметричных составляющих будем иметь:

$$\dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_{A} - j\dot{I}_{B}'}{2} = \frac{\dot{I}_{A}}{2};$$

$$\dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_{A} + j\dot{I}_{B}'}{2} = \frac{\dot{I}_{A}}{2}$$
(1.40)

И

$$\dot{U}_{A1} = \dot{I}_{A1} \underline{Z}_{A1} = \dot{I}_{A} \frac{\underline{Z}_{A1}}{2} = \dot{I}_{A} (\frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{\Im A1}}{2});$$

$$\dot{U}_{A2} = \dot{I}_{A2} \underline{Z}_{A2} = \dot{I}_{A} \frac{\underline{Z}_{A2}}{2} = \dot{I}_{A} (\frac{\underline{Z}_{SA} + \underline{Z}_{\Im A2}}{2}).$$
(1.41)

В соответствии с этим схема замещения однофазного асинхронного двигателя (АД) может быть получена из совмещенной схемы замещения двухфазного АД (рис. 1.11).

Вращающий момент однофазного АД может быть определен по уравнению (1.39), которое в данном случае приобретает вид

$$M = M_1 - M_2 = \frac{I_{RA1}^2 r_{RA}}{\Omega_1 s} - \frac{I_{RA2}^2 r_{RA}}{\Omega_1 (2 - s)}, \qquad (1.42)$$

где I_{RA1} и I_{RA2} – токи ротора прямой и обратной последовательности.

При s = 1 $M_1 = M_2$ и M = 0.



Рис. 1.11. Схема замещения однофазного асинхронного двигателя

Следовательно, собственно однофазный асинхронный двигатель не имеет пускового момента. Это непосредственно видно и из рис. 1.12, на котором изображены зависимости M_1 , M_2 , M = f(s). Как следует из построения, в случае обычного однофазного двигателя (сплошные кривые) после раскрутки ротора до скольжения $s > s_{\delta}$ момент двигателя превысит нагрузочный момент M_c , после чего ротор самостоятельно разгоняется до установившегося режима, которому соответствует точка а ($M = M_c$).



Рис. 1.12. Вращающий момент однофазного асинхронного двигателя

В исполнительных асинхронных двигателях ротор имеет большое активное сопротивление, что существенно влияет на зависимости M_1 , M_2 , M = f(s) (пунктирные кривые). При этом зависимость M = f(s) приобретает такой вид, при котором работа двигателя в случае однофазного питания оказывается невозможной, т.е. он не имеет самохода. Это одно из важнейших требований, предъявляемых к исполнительным асинхронным двигателям.

1.2.3. Однофазный асинхронный двигатель с пусковым сопротивлением

Так как однофазный асинхронный двигатель в чистом виде не имеет начального пускового момента, то для обеспечения последнего на статоре, кроме главной (рабочей) обмотки А, укладывается вспомогательная (пусковая) обмотка В. Обмотки, как правило, сдвинуты в пространстве на 90 эл. град. Пусковая обмотка подключается к сети через фазосмещающий элемент и только на время пуска. С помощью фазосмещающего элемента осуществляется сдвиг по фазе во времени токов обмоток А и В, что согласно предыдущему является необходимым условием получения вращающегося магнитного поля.

В качестве фазосмещающих элементов могут применяться активное сопротивление, емкость, индуктивность.

На практике весьма широкое применение получили однофазные двигатели с пусковым сопротивлением (рис. 1.13, а). В этом случае сдвиг токов во времени осуществляется путем увеличения активного сопротивления пусковой обмотки В. Такое увеличение можно достигнуть включением в цепь обмотки В добавочного активного сопротивления или уменьшением сечения провода этой обмотки. Уменьшение сечения провода пусковой обмотки оказывается возможным ввиду кратковременности ее включения.



Рис. 1.13. Однофазный асинхронный двигатель с пусковым сопротивлением: а – схема; б – векторная диаграмма пусковых токов

С другой стороны, пусковая обмотка занимает, как правило, 1/3 пазов статора и имеет меньшее число витков, чем главная обмотка, которая занимает 2/3 пазов. Поэтому индуктивность пусковой обмотки оказывается меньше индуктивности главной обмотки. По указанным причинам ток рабочей обмотки отстает от напряжения сети \dot{U}_{c} на больший угол, чем ток пусковой обмотки (рис. 1.13, б).

Так как в рассматриваемом случае двигатель несимметричен по исполнению, а сдвиг по фазе во времени токов $\beta < 90^{\circ}$, то вращающееся поле в процессе пуска оказывается эллиптическим.

Установим закон изменения пускового тока \dot{I}_{kB} в зависимости от изменения активного сопротивления пусковой обмотки r_{kB} при постоянном индуктивном сопротивлении этой обмотки x_{kB} = const. С этой целью воспользуемся уравнением напряжения обмотки В при пуске

$$\dot{U}_{c} = \dot{I}_{kB} r_{kB} + j \dot{I}_{kB} x_{xB}$$
 (1.43)
и умножим его на множитель $(-j \frac{1}{x_{kB}})$.

В результате получим:

$$-j\frac{\dot{U}_{C}}{x_{kB}} = \dot{I}_{kB} - j\dot{I}_{kB}\frac{r_{kB}}{x_{kB}}.$$
 (1.44)

Из последнего уравнения следует, что векторы \dot{I}_{kB} и $-j\dot{I}_{kB}\frac{r_{kB}}{x_{kB}}$ при изменении сопротивления r_{kB} , оставаясь взаимноперпендикулярными, дают в сумме постоянный по величине и направлению вектор $-j\frac{\dot{U}_{C}}{x_{kB}}$. При этом конец вектора \dot{I}_{kB} перемещается по окружности с диаметром $\frac{U_{C}}{x_{kB}}$, равным току обмотки обмотки В при $r_{kB} = 0.$ (рис. 1.14, а)



Рис. 1.14. Круговые диаграммы пусковых токов асинхронного двигателя с пусковым со-противлением:

а – пусковой фазы; б – двигателя

Полный пусковой ток двигателя

$$\dot{I}_{k} = \dot{I}_{kB} + \dot{I}_{kA},$$
 (1.45)

где İ_{кА}- пусковой ток обмотки А.

Если принять параметры обмотки A постоянными, то вектор тока \dot{I}_{kA} при изменении активного сопротивления обмотки B будет оставаться неизменным по величине и направлению. При этом конец вектора \dot{I}_k будет скользить по той же окружности, что и конец вектора \dot{I}_{kB} (рис. 1.14, б).

Пусковой момент двигателя определяется следующим образом:

$$M_{k} \sim I_{kA} \cdot I_{kB} \sin\beta \sim I_{kB} \sin\beta \sim ab.$$
(1.46)

Обычно активное сопротивление фазы В выбирается из условия получения максимального пускового момента M_{km} . Непосредственно из построения (рис. 1.14, б) следует, что $M_{km} \sim a_m b_m$, где a_m – точка пересечения окружности пускового тока фазы В с прямой, проведенной через центр этой окружности О, перпендикулярно направлению вектора тока \dot{I}_{kA} .

Непосредственно из круговой диаграммы можно определить ток пусковой обмотки I_{kBT} , соответствующий максимальному пусковому моменту M_{km} . Тогда активное сопротивление цепи обмотки B, обеспечивающее получение момента M_{km} будет

$$\mathbf{r}_{\rm kBm} = \sqrt{\left(\frac{U_{\rm C}}{I_{\rm kBm}}\right)^2 - \mathbf{x}_{\rm kB}^2} \,. \tag{1.47}$$

Пусковые момент и ток однофазных асинхронных двигателей с пусковым сопротивлением находятся в пределах:

$$M_k = (1...1, 2)M_H;$$

 $I_k = (7...9)I_H,$

где М_н и I_н – номинальные значения момента и тока.

Однофазные асинхронные двигатели имеют невысокие энергетические показатели: к.п.д. $\eta = 0, 4... 0, 7$; коэффициент мощности $\cos \varphi = 0, 5... 0, 6$; перегрузочную способность $M_m/M_H = 1, 4... 2$.

Отключение пусковой обмотки, как правило, осуществляется автоматически – либо с помощью центробежного выключателя, расположенного на валу двигателя, либо с помощью специального реле. После отключения пусковой обмотки двигатель переходит в однофазный режим работы.

Зависимость M = f(s) (механическая характеристика) однофазного асинхронного микродвигателя с пусковым сопротивлением изображена на рис. 1.15.

1.2.4. Однофазный асинхронный двигатель с пусковым конденсатором

Однофазным асинхронным двигателем с пусковым конденсатором называют двигатель, у которого в качестве фазосмещающего элемента, включаемого в цепь пусковой обмотки, используется конденсатор (рис. 1.16, а). Как и у двигателя с пусковым сопротивлением, рабочая обмотка А занимает в данном случае обычно две трети, а пусковая обмотка В одну треть пазов статора.



Рис. 1.15. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя с пусковым сопротивлением



Рис. 1.16. Схема однофазного асинхронного двигателя с пусковым конденсатором (а) и векторная диаграмма пусковых токов (б)

Использование в качестве фазосмещающего элемента конденсатора (пусковой емкости C_n) вместо добавочного активного сопротивления позволяет улучшить пусковые свойства двигателя. Действительно, включение емкости обеспечивает более значительный сдвиг по фазе во времени токов обмоток A и B при пуске, т.е. токов \dot{I}_{kA} и \dot{I}_{kB} (рис. 1.16, б). Более того, при определенных соотношениях реактивного сопротивления конденсатора x_c и собственного индуктивного сопротивления ления обмотки B x_B^* сдвиг (угол β) обмотки может достигать 90°. Благодаря этому появляется возможность получения при выполнении некоторых условий кругового вращающего поля.

Установим закон изменения пускового тока \dot{I}_{kB} в зависимости от изменения полного реактивного сопротивления цепи пусковой обмотки $x_{kB} = x_{kB}^* - x_c$ при постоянном активном сопротивлении этой обмотки – $r_{kB}^* = r_{kB} = const$ ($r_c \approx 0$). С этой целью разделим уравнение напряжения обмотки В (1.43) на r_{kB}

$$\frac{U_{\rm C}}{r_{\rm kB}} = \dot{I}_{\rm kB} + j\dot{I}_{\rm kB}\frac{X_{\rm kB}}{r_{\rm kB}}.$$
(1.48)

Согласно этому уравнению векторы \dot{I}_{kB} и $j\dot{I}_{kB}\frac{x_{kB}}{r_{kB}}$ при изменении сопротивления x_{kB} , оставаясь взаимноперпендикулярными и изменяясь по величине, дают в сумме постоянный по величине и направлению вектор \dot{U}_{c}/r_{kB} . Конец вектора тока \dot{I}_{kB} скользит по окружности с диаметром \dot{U}_{c}/r_{kB} , равным току обмотки В при $x_{kB} = 0$.

При $x_c > x_{kB}^*$ конец вектора \dot{I}_{kB} скользит по левой полуокружности, а при $x_c < x_{kB}^*$ по правой (рис. 1.17, а).



Рис. 1.17. Круговые диаграммы пусковых токов асинхронного двигателя с конденсаторным пуском: а – пусковой фазы; б – двигателя

Число витков пусковой обмотки и величина емкости конденсатора выбирается или из условия получения необходимого пускового момента M_k или из условия получения кругового вращающегося поля. Для определения емкости конденсатора, обеспечивающей заданный или максимальный пусковой момент двигателя, можно построить круговую диаграмму пусковых токов.

Пусковой ток двигателя

$$\dot{I}_{k} = \dot{I}_{kA} + \dot{I}_{kB}$$
. (1.49)

При постоянных параметрах обмотки A ее пусковой ток \dot{I}_{kA} = const. Следовательно, конец вектора результирующего пускового тока \dot{I}_k при \dot{U}_c = const, r_{kB} = const и $x_{kB} = x_{kB}^* - x_c$ = var, как и конец вектора \dot{I}_{kB} описывает окружность с диаметром \dot{U}_c/r_{kB} (рис. 1.17,б). Как следует из построения, пусковой момент

$$M_k \sim I_{kA} I_{kB} \sin\beta \sim I_{kB} \sin\beta = ab, \qquad (1.50)$$

где ab – отрезок перпендикуляра, опущенного из конца вектора \dot{I}_k на вектор тока \dot{I}_{kA} .

Максимальный пусковой момент

$$M_{km} \sim a_m b_m$$
,

где a_m – точка пересечения окружности пусковых токов \dot{I}_{kB} и \dot{I}_k с прямой, проведенной через центр этой окружности О, перпендикулярно продолжению вектора тока \dot{I}_{kA} .

Для определения реактивного сопротивления конденсатора, соответствующего заданному или максимальному пусковому момента следует определить из круговой диаграммы соответствующий им пусковой ток фазы $B - I_{kB}$. Тогда при известных значениях \dot{U}_{c} , r_{kB} и x_{k} будем иметь

$$x_{kB} = x_{kB}^* - x_c = \sqrt{\left(\frac{U_C}{I_{kB}}\right)^2 - r_{kB}^2},$$
 (1.51)

откуда

$$x_{c} = x_{kB}^{*} - \sqrt{\left(\frac{U_{C}}{I_{kB}}\right)^{2} - r_{kB}^{2}}$$
 (1.52)

Емкость конденсатора

$$C_{_{\Pi}} = \frac{10^6}{2\pi f x_c}$$
, мкФ.

В процессе пуска однофазный асинхронный двигатель с пусковым конденсатором работает как двухфазный. При достижении определенной скорости (точка а на рис. 1.18) пусковая обмотка автоматически отключается и двигатель переходит в однофазный режим. Пусковой момент в данном случае может достигать значений $M_k = (2, 0...2, 5)M_{_{\rm H}}$.

1.2.5. Асинхронный конденсаторный двигатель

Однофазный по способу питания асинхронный двигатель называется конденсаторным, если в цепь одной из его обмоток постоянно включен конденсатор с емкостью (рис. 1.19, а). Следовательно, у такого двигателя обе обмотки статора подключены к однофазной сети переменного тока как при пуске, так и при работе. При этом обмотка А подключена к сети непосредственно, а обмотка В через кон-

денсатор. Обе обмотки занимают одинаковое число пазов ($N_{ZA} = N_{ZB} = \frac{N_{ZS}}{2}$).

Рассматриваемый двигатель нередко называют однофазным асинхронным двигателем с постоянно включенной рабочей емкостью.

Установим условия получения кругового вращающего поля в асинхронном конденсаторном двигателе (АКД), предполагая, что:

а) пазы, занимаемые обмотками А и В имеют одинаковую геометрию;

- б) коэффициенты заполнения пазов равны;
- в) секции обмоток А и В имеют одинаковую конфигурацию и размеры;
- г) обмоточные коэффициенты фаз равны.



Рис. 1.18. Механическая характеристика однофазного асинхронного двигателя с конденсаторным пуском



Рис. 1.19. Асинхронный конденсаторный двигатель: а – принципиальная схема; б – векторная диаграмма при круговом поле; в – механическая характеристика

Согласно методу симметричных составляющих уравнения напряжения обмоток А и В можно записать в виде:

$$\dot{U}_{C} = \dot{U}_{A1} + \dot{U}_{A2} = \dot{I}_{A1}\underline{Z}_{A1} + \dot{I}_{A2}\underline{Z}_{A2};$$
 (1.53)

$$\dot{U}'_{C} = \dot{U}'_{B1} + \dot{U}'_{B2} = \dot{I}'_{B1}\underline{Z}'_{B1} + \dot{I}'_{B2}\underline{Z}'_{B2} = j\dot{I}_{A1}\underline{Z}'_{B1} - j\dot{I}_{A2}\underline{Z}'_{B2}.$$
 (1.54)

Здесь

$$\dot{U}_{C}' = k\dot{U}_{C}; \ \dot{I}_{B1}' = \frac{I_{B1}}{k} = j\dot{I}_{A1}; \ \dot{I}_{B1}' = \frac{I_{B2}}{k} = -j\dot{I}_{A2};$$
$$\underline{Z}_{A1} = \underline{Z}_{B1}' = k^{2}\underline{Z}_{B1}; \ \underline{Z}_{A2} = \underline{Z}_{B2}' = k^{2}\underline{Z}_{B2}.$$
(1.55)

При $N_{2A} \neq N_{2B}$ соотношение между параметрами обмоток будет иным [6]

Уравнение (1.54) с учетом равенств (1.55) преобразуется следующим образом: $\dot{U}_{C} = jk\dot{I}_{A1}\underline{Z}_{B1} - jk\underline{Z}_{B2}\dot{I}_{A2}.$ (1.56)

Круговое вращающееся поле возникает при отсутствии токов обратной последовательности, т.е. при условии, если $\dot{I}_{A2} = 0$, $\dot{I}_{B2} = 0$ и $\dot{I}_{A1} = \dot{I}_A$, $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_B = jk\dot{I}_A$. Тогда уравнения напряжения обмоток A и B получают вид:

$$\dot{U}_{C} = \dot{I}_{A1} \underline{Z}_{A1} = \dot{I}_{A} (r_{A1} + jx_{A1});$$
(1.57)

$$\dot{U}_{C} = \dot{I}_{B}\underline{Z}_{B1} = jk\dot{I}_{A1}\underline{Z}_{B1} = jk\dot{I}_{A}(r_{B1} + jx_{B1}) \approx jk\dot{I}_{A}(r_{B1}^{*} + jx_{B1}^{*} - jx_{C}) = = j\dot{U}_{B}^{*} - jk\dot{I}_{A}x_{C}.$$
(1.58)

Приравняв правые части уравнений (1.57) и (1.58), получим

$$\dot{x}_{A1} + jx_{A1} = jkr_{B1}^* - kx_{B1}^* + kx_C,$$
 (1.59)

откуда

$$r_{A1} = kx_{C} - kx_{B1}^{*};$$
 (1.60)
 $x_{A1} = kr_{B1}^{*}$

И

$$k = \frac{X_{A1}}{r_{B1}^{*}}; (1.61)$$

$$x_{\rm C} = \frac{r_{\rm A1} + kx_{\rm B}^*}{k} = \frac{r_{\rm A1}}{k} + x_{\rm B1}^* = \frac{r_{\rm A1}}{x_{\rm A1}} \cdot r_{\rm B1}^* + x_{\rm B1}^*.$$
(1.62)

Так как $r_{B1}^* = \frac{r_{A1}}{k^2}$ и $x_{B1}^* = \frac{x_{A1}}{k^2}$, то уравнения (1.61) и (1.62) можно преобразовать к виду

$$k = \frac{r_{A1}}{x_{A1}} = ctg\phi_A;$$
(1.63)

$$x_{\rm C} = x_{\rm A1} \left(1 + \frac{1}{{\rm ctg}^2 \phi_{\rm A}}\right) = x_{\rm A1} \left(1 + {\rm tg}^2 \phi_{\rm A}\right) = \frac{x_{\rm A1}}{{\rm cos}^2 \phi_{\rm A}}.$$
 (1.64)

Таким образом, круговое вращающее поле в рассматриваемом двигателе может быть получено с помощью емкости только при определенном значении коэффициента трансформации k, определяемом уравнениями (1.61) и (1.63). Векторная диаграмма асинхронного конденсаторного двигателя при круговом поле представлена на рис. 1.19, б.

Для построения этой диаграммы следует определить величину угла ϕ_A . С этой целью учтем, что при круговом поле мощности, потребляемые обмотками одина-ковы, т.е.

$$\mathbf{P}_{\mathrm{A}} = \mathbf{P}_{\mathrm{B}} \tag{1.65}$$

ИЛИ

$$U_{\rm C}I_{\rm A}\cos\varphi_{\rm A} = U_{\rm C}I_{\rm B}\cos\varphi_{\rm B}.$$
(1.66)

Следовательно, полная мощность АКД

Ρ

$$=2P_{A}=2U_{C}I_{A}\cos\varphi_{A} \tag{1.67}$$

С другой стороны

$$P = U_{\rm C} I \cos \varphi. \tag{1.68}$$

Тогда

 $I\cos\varphi = 2I_A\cos\varphi_A. \tag{1.69}$

При этом

$$I = \sqrt{I_A^2 + I_B^2} = \sqrt{I_A^2 + k^2 I_A^2} = I_A \sqrt{1 + k^2} = I_A \sqrt{1 + ctg^2 \phi_A} = \frac{I_A}{\sin \phi_A}.$$
 (1.70)

В результате будем иметь

$$I_{A} \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi_{A}} = 2I_{A} \cos \varphi_{A}$$
(1.71)

или

$$\cos \varphi = 2 \sin \varphi_{A} \cos \varphi = \sin 2\varphi_{A}. \qquad (1.72)$$

Это равенство справедливо лишь в том случае, если

$$\varphi_{\rm A} = \varphi = 30^{\circ}$$

Здесь ϕ – сдвиг по фазе между потребляемым током İ и напряжением сети. Из этого непосредственно следует, что сдвиг по фазе между напряжением \dot{U}_{c} и током в обмотке $B - \phi_{B} = 90^{\circ} - \phi_{A} = 60^{\circ}$.

Так как коэффициент трансформации является постоянной величиной, а параметры двигателя при изменении скорости вращения (нагрузки) изменяются, то круговое вращающееся поле в данном случае можно получить лишь при вполне определенном режиме работы (одной нагрузке; одной скорости), при котором $k = ctg\phi_A$. Если последнее условие не удовлетворяется ни при одной из нагрузок в диапазоне от холостого хода до короткого замыкания (n = 0), то в таком двигателе вообще невозможно получить круговое вращающееся поле независимо от величины емкости конденсатора, включенного в цепь обмотки В.

Обычно асинхронные конденсаторные двигатели, т.е. двигатели с постоянно включенной (рабочей) емкостью С_р, рассчитываются таким образом, чтобы круговое вращающееся поле можно было получить при номинальном или близком к нему режиме работы. Благодаря этому удается получить достаточно высокие энергетические показатели и перегрузочную способность:

$$\eta = 0, 6...0, 75; \cos \varphi = 0, 8...0, 95; k_m = \frac{M_m}{M_H} = 1, 6...2, 2$$

Однако при неподвижном роторе вращающееся поле такого двигателя имеет резко выраженный эллиптический характер и пусковой момент оказывается незначи-

тельным: M_к = (0,3...0,6)M_н. Поэтому двигатели с одной рабочей емкостью применяются в установках и устройствах с легкими условиями пуска.

Зависимость M = f(s) асинхронного конденсаторного двигателя изображена на рис. 1.19, в.

Нередко для получения кругового вращающегося поля последовательно с конденсатором включают добавочное сопротивление R_д (рис. 1.20, а). В этом случае второе уравнение (1.60) приобретает вид



Рис. 1.20. Однофазный асинхронный двигатель с последовательно включенным конденсатором и добавочным сопротивлением в цепи пусковой обмотки (а) и его векторная диаграмма при круговом поле (б)

Путем соответствующих преобразований, аналогичных тем, которые выполнены выше, можно доказать, что

$$R_{_{A}} = \frac{x_{_{A}}}{k} - \frac{r_{_{A}}}{k^2} = \frac{r_{_{A}}}{k} (\frac{x_{_{A}}}{r_{_{A}}} - \frac{1}{k}) = \frac{1}{k} Z_{_{A}} \cos \varphi_{_{A}} (tg\varphi_{_{A}} - \frac{1}{k}).$$
(1.74)

Так как $1/k = W_B/W_A$, Z_A , $\cos \phi_A$ – величины положительные, то для того, чтобы добавочное сопротивление R_{d} было больше нуля, необходимо выполнение условия

$$tg\phi_A > \frac{1}{k}$$
 или $tg\phi_A > \frac{W_B}{W_A}$. (1.75)

Здесь r_A , x_A , $\cos \phi_A$, $tg \phi_A$ – параметры фазы A двигателя при круговом вращающемся поле.

Векторная диаграмма, соответствующая рассматриваемому случаю приведена на рис. 1.20, б.

Если к двигателю предъявляются повышенные требования в отношении пусковых свойств при сохранении высоких энергетических показателей в номинальном режиме, то в цепь обмотки В включают параллельно два конденсатора: рабочий с емкостью C_p и пусковой с емкостью C_n (рис 1.21, а). Рабочий конденсатор остается включенным постоянно, а пусковой – включается лишь на время пуска. Такой двигатель называют асинхронным конденсаторным двигателем (АКД) с пусковым и рабочим конденсатором.



Рис. 1.21. Асинхронный двигатель с пусковым и рабочим конденсатором (а) и его механическая характеристика (б)

Емкость рабочего конденсатора рассчитывается из условия получения кругового вращающегося поля в номинальном режиме. Емкость пускового конденсатора выбирается таким образом, чтобы совместно с рабочей емкостью обеспечить необходимую величину начального пускового момента. Механическая характеристика рассматриваемого двигателя представлена на рис. 1.21, б.

Двигатель с пусковым и рабочим конденсатором характеризуется следующими показателями:

 $M_{k} = (2...2, 2)M_{H}; \eta = 0, 4...0, 9; \cos \varphi = 0, 8...0, 95; M_{m} = (1, 8...2, 5)M_{H}.$

1.2.6. Однофазный асинхронный двигатель с экранированными полюсами

Среди однофазных АД малой мощности наиболее предпочтительными являются явнополюсные двигатели с экранированными полюсами. Они выпускаются преимущественно мощностью 0,6...25 Вт, частотой 50 Гц и числом полюсов 2p = 2 и 2p = 4. Эти двигатели предназначены для приводов бытовых приборов с вентиляторной нагрузкой: вентиляторов, электрорукосушилок, фенов, воздухоувлажнителей, насосов стиральных машин, ножеточек, термокопировальных автоматов, соковыжималок, т.е. в электроприборах с невысокой кратностью пускового момента. Их широкое применение обусловлено простотой конструкции, удобством эксплуатации и невысокой стоимостью.

На рис. 1.22, а, б изображены две разновидности двухполюсной конструкции двигателя с экранированными полюсами: с вынесенной обмоткой возбуждения и обмоткой возбуждения, расположенной непосредственно на полюсах. В обоих случаях предусмотрены магнитные шунты Ш между краями полюсных наконечников, что обеспечивает равномерность воздушного зазора и улучшение формы поля. Возможно также применение конструкции магнитопровода без магнитных шунтов с удлиненными краями полюсных наконечников.





Статор двигателя набирается из листов электротехнической стали. На полюсах статора или ярма размещаются катушки однофазной обмотки возбуждения. Каждый полюс разделяется на две в общем случае неравные части продольным пазом. Меньшую часть полюса охватывает замкнутая накоротко катушка, чаще всего состоящая из одного короткозамкнутого витка, выполняемого нередко из алюминия литьем под давлением [23].

Ротор двигателя короткозамкнутый («беличья клетка»), выполняется заливкой алюминием под давлением.

Принцип действия АД с экранированными или расщепленными полюсами сводится к следующему. Намагничивающий ток обмотки возбуждения создает

пульсирующий поток Φ , одна часть которого Φ' проходит по неэкранированной части, а другая – Φ'' сцепляется с короткозамкнутым витком и наводит в нем электродвижущую силу \dot{E}_{κ} , отстающую во времени на четверть периода (90°) от потока $\dot{\Phi}_{9}$. Под действием ЭДС \dot{E}_{κ} в короткозамкнутом витке протекает ток \dot{I}_{κ} , отстающий от ЭДС \dot{E}_{κ} (вследствие индуктивности витка) на некоторый угол φ_{κ} . Ток \dot{I}_{κ} создает магнитный поток $\dot{\Phi}_{\kappa}$, совпадающий по фазе с током \dot{I}_{κ} . В результате возникает результирующий поток экранированной части полюса $\dot{\Phi}_{9} = \dot{\Phi}'' + \dot{\Phi}_{\kappa}$, сдвинутый во времени от потока $\dot{\Phi}'$ на угол β (рис. 1.22, в. г). В пространстве эти потоки сдвинуты на угол θ .

Два пульсирующих потока сдвинутые во времени и пространстве образуют вращающееся магнитное поле. Так как потоки $\dot{\Phi}'$ и $\dot{\Phi}_{3}$ отличаются по величине, а сдвиг их во времени и пространстве невелик, то вращающееся поле будет иметь резко эллиптический характер. Ввиду этого у большинства рассматриваемых двигателей пусковой момент составляет 20...30 % от номинального и лишь в специальных случаях достигает 60...100 %.

Механическая характеристика двигателя с экранированными полюсами M = =f(s) отличается от механической характеристики обычного двигателя наличием провала при s = 2/3, то есть при частоте вращения, равной $n = 1/3 n_1$ (рис. 1.23). Причиной этого является влияние 3 гармоники МДС. В некоторых случаях провал в кривой момента при $n = n_1/3$ может быть настолько велик, что вращающий момент при указанной частоте вращения может оказаться меньше пускового и двигатель при значительном моменте сопротивления на валу разгоняется лишь до частоты вращения $1/3n_1$.

С целью уменьшения провала в кривой момента воздушный зазор под частью неэкранированного участка полюса выполняется примерно в два раза большим, чем под остальной частью полюса (рис. 1.24, а). С той же целью у некоторых двигателей делается не по одному, а по два (три) паза, в каждый из которых закладываются стороны соответствующих короткозамкнутых витков (рис. 1.24, б).



Рис. 1.23. Механическая характеристика асинхронного двигателя с экранированными полюсами



Рис. 1.24. Средство уменьшения провала в механической характеристике двигателя с экранированными полюсами: а – увеличение воздушного зазора под частью неэкранированного участка полюса; б – применение нескольких короткозамкнутых витков

АД с экранированными полюсами характеризуется невысокими энергетическими показателями: $\eta = 25...40\%$; $\cos \phi = 0, 4...0, 6$; $M_m/M_H = 1, 1...1, 25$. Так как значительная часть потерь двигателя составляют потери в короткозамкнутом витке, то его суммарные потери при изменении нагрузки от холостого хода до номинальной изменяются всего на 40...50 %.

Вопросы регулирования частоты вращения АД с экранированными полюсами подробно рассмотрены в работе [9]. В частности рассмотрен принцип получения на основе четырехполюсного двигателя двухскоростного полюснопереключаемо-го двигателя.

В заключение отметим, что наряду с бесконденсаторными АД с экранированными полюсами получили применение конденсаторные явнополюсные АД. Они используются в приборах звуко- и видеозаписи и кинотехники и др.

1.2.7. Использование трехфазных АД для работы от однофазной сети. Универсальный асинхронный двигатель

Асинхронный трехфазный микродвигатель с короткозамкнутым ротором в ряде случаев используется для работы от однофазной сети без какого-либо изменения его конструкции и обмоточных данных. При этом вращающееся магнитное поле (в подавляющем большинстве случаев эллиптическое) создается тремя фазными обмотками, в которых с помощью фазосмещающих элеменетов R_n, L и C образуются несимметричная трехфазная система токов.

Существует большое разнообразие схем подключения трехфазных асинхронных двигателей к однофазной сети. Некоторые из них изображены на рис. 1.25, б...з. Часть схем предусматривает отключение после пуска фазы, содержащей фазосмещающие элементы и перевод двигателя в однофазный режим (рис. 1.25, б...д). В других схемах все три фазы остаются включенными как при пуске, так и при работе (рис. 1.25, е, ж, з).


Рис. 1.25. Схемы включения трехфазных асинхронных двигателей для работы от однофазной сети

Немаловажное значение имеет в рассматриваемых случаях определение необходимых величин фазосмещающих элементов, расчет которых оказывается достаточно трудным. Поэтому нередко их подбирают экспериментально из условия получения надлежащих значений пусковых и рабочих вращающих моментов и токов фаз, а также допустимых превышений температуры двигателя. Токи фаз при пуске двигателя от однофазной сети могут превосходить эти токи при пуске от трехфазной сети. Что касается фазных токов двигателя в рабочем режиме, то в обоих случаях они должны быть примерно одинаковыми. Это позволяет сохранить примерно одинаковый нагрев двигателя как при трехфазном, так и при однофазном питании.

Наибольший пусковой момент при допустимых по нагреву токах может быть получен у однофазных двигателей с пусковым конденсатором, у которых он может достигать $M_k = (2...3,5)M_{_{\rm H}}$; у трехфазных двигателей $M_k = (1,2...2,5)M_{_{\rm H}}$, а у большинства двигателей с сопротивлением $M_k = (1,2...2,5)M_{_{\rm H}}$.

Наибольший пусковой ток имеют однофазные двигатели с пусковым сопротивлением – $I_k = (6...9)I_{\mu}$; у двигателей с пусковой емкостью $I_k = (3...5)I_{\mu}$; у трехфазных двигателей $I_k = (3...6)I_{\mu}$.

На практике все более широкое применение получают универсальные асинхронные двигатели, специально рассчитанные для работы как от трехфазной (рис. 1.25, а), так и однофазной сети переменного тока (рис. 1.25, ж, з). Их универсальность оправдывается в том случае, если при однофазном питании обеспечиваются рабочие и пусковые характеристики, близкие к характеристикам специально спроектированных однофазных двигателей.

В отечественной промышленности несколько серий универсальных асинхронных двигателей, в том числе серий УАД и ДА. В двигателях серии УАД предусмотрены две схемы однофазного включения: с последовательно-параллельным соединением обмоток (рис. 1.25, ж) и с соединением обмоток в симметричную звезду (рис. 1.25, з)

Первая схема (рис. 1.25, ж) аналогична схеме двухфазного конденсаторного двигателя, у которого одна из обмоток образуется последовательным соединением двух фаз трехфазного двигателя и имеет эффективное число витков $W_A = \sqrt{3}W_{\phi}$. Роль конденсаторной обмотки выполняет оставшаяся третья фаза двигателя с числом витков $W_B = W_{\phi}$. Здесь W_{ϕ} – эффективное число витков фазы трехфазного двигателя.

Согласно полученным выше формулам (1.63) и (1.64) круговое вращающееся поле в данном случае будет возникать при выполнении условий

$$k = \frac{W_A}{W_B} = ctg\phi_A = \sqrt{3}$$
 или $\phi_A = \phi = 30^\circ$,

что соответствует $\cos \phi = 0,866$ трехфазной асинхронной машины, и

$$x_{c} = \frac{x_{A}}{\cos^{2} \phi_{A}} = \frac{x_{B}^{*}k^{2}}{\cos^{2} \phi_{A}} = \frac{Z'_{B} \sin \phi_{A} ctg^{2} \phi_{A}}{\cos^{2} \phi_{A}} = \frac{Z_{\Phi}}{\sin \phi_{a}} = 2Z_{\Phi}.$$
 (1.76)

Векторная диаграмма токов и напряжений двигателя изображена на рис 1.19, б.

Реактивная мощность конденсатора

$$P_{\rm C} = \frac{U_{\rm k}^2}{x_{\rm C}} = \left(\frac{U_{\rm 1}}{\cos\phi}\right)^2 \frac{1}{x_{\rm C}} = \frac{2}{3} \frac{U_{\rm 1}^2}{Z_{\rm \Phi}}.$$
 (1.77)

Однако при рассматриваемых условиях ток в конденсаторной обмотке в $\sqrt{3}$ раз превышает номинальный трехфазного АД, что недопустимо по условиям нагрева машины. Поэтому за номинальную мощность конденсаторного двигателя принимается мощность, равная 70...85 % номинальной мощности трехфазного двигателя. При этом вращающееся поле имеет эллиптический характер.

В данном случае достигается достаточно высокая перегрузочная способность. Кратность максимального момента двигателя в однофазном режиме находится в пределах 2,2...2,3, а кратность максимального пускового момента – 0,4...0,75.

Емкость, обеспечивающая поле, близкое к круговому, может быть подобрана экспериментально из условия

$$\frac{I_{\rm B}}{I_{\rm A}} = \frac{W_{\rm A}}{W_{\rm B}} = k = \sqrt{3}$$
(1.78)

и равенства мощностей обмоток $P_{\rm A} = P_{\rm B}$.

Приближенно она может быть рассчитана по формуле:

 \dot{I}_{A}

B

$$C = \frac{3 \cdot 10^6 I_{\phi}}{4\pi f U_{\phi} (\sqrt{3} \cos \phi + \sin \phi)}, \text{ MF}, \qquad (1.79)$$

где U_{Φ} , I_{Φ} , $\cos \phi$ – номинальные фазные напряжения и ток трехфазного двигателя и коэффициент мощности.

При соединении обмоток в симметричную звезду (рис. 1.25, з) круговое вращающееся поле возникает при условии, что протекающие по фазным обмоткам токи образуют трехфазную симметричную систему токов. Векторная диаграмма напряжений и токов в этом случае имеет вид, изображенный на рис. 1.26. Сдвиг по фазе между токами и напряжениями в фазах должен быть равен $\phi_A = \phi_B = \phi_C = 60^\circ$, так как вектор тока в фазе В перпендикулярен вектору напряжения U_k на конденсаторе, это соответствует частоте вращения, при которой двигатель в трехфазном симметричном режиме имеет сос $\phi=0,5$. При этом напряжения конденсатора равно напряжению сети U_k = U_C = U.



$$x_{\rm C} = \frac{U_{\rm k}}{I_{\rm B}} = \frac{U_{\Phi}\sqrt{3}}{I_{\rm B}} = Z_{\Phi}\sqrt{3},$$

а его реактивная мощность:

$$P_{\rm C} = \frac{U_{\rm k}^2}{x_{\rm C}} = \frac{U^2}{\sqrt{3}Z_{\rm \Phi}}.$$
 (1.81)

Это несколько меньше, чем в предыдущем случае.

При указанных условиях двигатель в однофазном режиме может отдавать ту же мощность, что и в трехфазном. Однако в однофазном режиме он имеет недостаточную перегрузочную способность, в связи с чем за номинальную мощность двигателя в этом режиме, как и в предыдущем случае, принимается мощность, равная 70...85 % от номинальной мощности трехфазного двигателя.



 $\overline{\dot{U}_{c}} = \overline{\dot{U}}_{\kappa}$

 \mathcal{O}_{i}

 $\varphi_{\rm B}$

1.3. Асинхронные исполнительные двигатели

1.3.1. Общие сведения об исполнительных микродвигателях

Исполнительными или управляемыми двигателями называются электродвигатели, предназначенные для преобразования амплитуды или фазы управляющего напряжения в механическое перемещение – угол поворота (угловую частоту вращения).

Характеристики исполнительных двигателей должны удовлетворять специфическим требованиям, предъявляемым к ним как к элементам автоматических систем управления. Основными из этих требований являются [5, 6]:

1) широкий диапазон регулирования частоты вращения и устойчивая работа во всем этом диапазоне;

2) линейность механических и регулировочных характеристик;

3) отсутствие самохода, т.е. самопроизвольного вращения при снятом сигнале управления;

4) высокое быстродействие;

5) большой пусковой момент;

6) малая мощность управления;

7) малое напряжение трогания (малый момент трения);

8) малые габариты и масса.

Энергетические показатели – полезная мощность, к.п.д., соsф, являющиеся основными для обычных электрических машин при оценке качества исполнительных двигателей не имеют существенного значения, так как в большинстве случаев они работают кратковременно и не в номинальном режиме.

По характеру питающего напряжения исполнительные двигатели можно разделить на три класса:

а) исполнительные двигатели переменного тока;

б) исполнительные двигатели постоянного тока;

в) шаговые двигатели.

В приборных системах автоматического управления и маломощных следящих системах в качестве исполнительных двигателей переменного тока наиболее широкое применение получили двухфазные асинхронные исполнительные двигатели (АИД).

1.3.2. Особенности устройства асинхронных исполнительных двигателей. Механическая характеристика

Асинхронные исполнительные двигатели (АИД) выполняются двухфазными. На статоре их размещаются две распределенные обмотки, сдвинутые в пространстве обычно на 90 электрических градусов. Одна из обмоток (В) называется обмоткой возбуждения, а другая (У) – обмоткой управления. Обмотка возбуждения постоянно включена в сеть переменного тока, а на обмотку управления подается управляющий сигнал в виде изменяющегося по величине или фазе напряжение управления Ú_у лишь в момент, когда двигатель необходимо привести во вращение.

В зависимости от конструкции ротора различают четыре вида двухфазных АИД: 1) с короткозамкнутым ротором, имеющим обмотку типа «беличьей клетки» (рис. 1.27, а); 2) с полым немагнитным ротором (рис. 1.27, б); 3) с ферромагнитным омедненным ротором (рис. 1.27, в); с ферромагнитным ротором.

Независимо от конструкции роторы асинхронных исполнительных двигателей имеют большое активное сопротивление. Критическое скольжение этих двигателей, в отличие от асинхронных двигателей общего применения, всегда больше единицы. Благодаря этому обеспечиваются устойчивость работы двигателя по всем диапазоне частот вращения от синхронной до нуля (короткого замыкания), расширяется зона регулирования частоты вращения и устраняется самоход.



Рис. 1.27. Конструкции асинхронных исполнительных двигателей: а – с короткозамкнутым ротором; б – с полым ротором; в – с полым ферромагнитным омедненным ротором

На рис. 1.28 приведены для сравнения механические характеристики обычного (А) и исполнительного (В) асинхронных двигателей.

Статическая устойчивость работы асинхронного двигателя, т.е. его способность работать устойчиво при различного рода малых возмущениях установившегося режима, существенно зависит от вида механической характеристики M = f(n) или, что то же, от вида зависимости M = f(s).



Рис. 1.28. Механическая характеристика асинхронного исполнительного двигателя

Допустим, что нагрузочный момент $M_c = const и$ зависимость $M_c = f(n)$ параллельна оси абсцисс и пересекает механическую характеристику A обычного асинхронного двигателя в двух точках 1 и 2 (рис. 1.28). В обеих этих точках выполняется характерное для установившегося режима работы равенство электромагнитного момента двигателя M и нагрузочного момента M_c , т.е. $M = M_c$. Однако двигатель работает устойчиво только в точке 1. Действительно, случайное увеличение частоты вращения Δn вызывает уменьшение момента двигателя и появление избыточного отрицательного момента $\Delta M = M_c - M$, под действием которого двигатель возвращается в точку 1. Случайное уменьшение частоты вращения $\Delta m = M - M_c$, который также возвращает двигатель в точку 1.

При работе машины в точке 2 любое случайное изменение частоты вращения вызывает появление избыточного момента, способствующего дальнейшему изменению скорости, и двигатель либо переходит в точку 1, либо останавливается.

Условие статической устойчивости работы можно записать следующим обраdM dM

 $\frac{\mathrm{dM}_{\mathrm{c}}}{\mathrm{dn}} > \frac{\mathrm{dM}}{\mathrm{dn}}.$ (1.82)

Это условие выполняется лишь на участке аб механической характеристики, в силу чего этот участок называют ветвью устойчивой работы. Участок бв представляет собой ветвь неустойчивой работы.

Диапазон частот вращения, соответствующих устойчивой работе асинхронного двигателя, может быть расширен путем увеличения активного сопротивления ротора. С увеличением этого сопротивления механическая характеристика деформируется, причем ее максимум смещается в сторону меньших скоростей (больших скольжений) и участок устойчивой работы растягивается. При критических скольжениях s_m ≥1, что характерно для асинхронных исполнительных двигателей, механическая характеристика получает вид В (рис. 1.28) и двигатель работает устойчиво во всем диапазоне изменения частот вращения в пределах от нуля до синхронной, т.е. от n = 0 до $n = n_1$.

1.3.3. Схемы включения и способы управления

Как было установлено выше, в двухфазном асинхронном двигателе с обмотками статора, сдвинутыми в пространстве на 90 электрических градусов, вращающееся магнитное поле возникает при наличии сдвига по фазе напряжений, приложенных к обмоткам. В асинхронных исполнительных двигателях этот сдвиг осуществляется непосредственно схемой или включением последовательно с обмоткой возбуждения фазосмещающего конденсатора.

Если напряжение управления \dot{U}_y и приведенное напряжение возбуждения \dot{U}_B' образуют двухфазную симметричную систему, то магнитное поле в воздушном зазоре двигателя оказывается круговым. При наличии несимметрии названных напряжений магнитное поле становится эллиптическим. Изменяя степень несимметрии питания, можно изменять величину обратного вращающегося поля и, следовательно скорость вращения двигателя. На этом принципе основаны три способа управления асинхронными исполнительными двигателями:

1) амплитудное управление;

2) фазовое управление;

3) амплитудно-фазовое управление.

При амплитудном управлении (рис. 1.29, а) обмотка возбуждения подключается к сети $\dot{U}_B = \dot{U}_C = \text{const}$. На обмотку управления подается напряжение \dot{U}_y , изменяющееся по амплитуде и сдвинутое по фазе относительно напряжения возбуждения на четверть периода (90°). Величина напряжения управления обычно характеризуется эффективным коэффициентом сигнала

$$\alpha_{_{9}} = \frac{U_{_{y}}}{U_{_{B}}'} = \frac{U_{_{y}}}{kU_{_{B}}} = \frac{\alpha}{k}, \qquad (1.83)$$

где $k = \frac{W_y}{W_B} -$ коэффициент трансформации;

α – действительный коэффициент сигнала.

Таким образом, при амплитудном управлении

$$\dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{y}} = -\mathbf{j}\boldsymbol{\alpha}_{\mathbf{y}}\dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{B}}' = -\mathbf{j}\boldsymbol{\alpha}\dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{B}}.$$
(1.84)

Для $\alpha_3 = 1$ вращающееся магнитное поле в воздушном зазоре двигателя является круговым. Соответствующее этому полю напряжение управления \dot{U}_{yo} обычно принимают в качестве номинального. Если $\alpha_3 \neq 1$, то вращающееся магнитное поле имеет эллиптический характер.

При фазовом управлении (рис. 1.29, б) обмотка возбуждения включена на напряжение сети $\dot{U}_y = \dot{U}_{yo} = U'_B$. Управление осуществляется изменением фазы напряжения управления, т.е. угла сдвига фазы β между напряжениями \dot{U}_B и \dot{U}_v .

Следовательно, при фазовом управлении

$$\dot{U}_{y} = \dot{U}_{B}' e^{-j\beta} = \dot{U}_{C}' e^{-j\beta}.$$
 (1.85)

В качестве коэффициента сигнала в данном случае принимается $\sin\beta$. Круговое вращающееся поле соответствует $\sin\beta = \pm 1$.

Амплитудно-фазовое управление осуществляется путем одновременного изменения амплитуды и фазы напряжения управления. Этот способ управления может быть реализован непосредственно схемой, позволяющей одновременно и независимо изменять амплитуду и фазу напряжения управления без включения в цепь обмотки возбуждения конденсатора. В этом случае

$$\dot{\mathbf{U}}_{y} = \alpha_{y} \dot{\mathbf{U}}_{B}' \mathbf{e}^{-j\beta} = \alpha \dot{\mathbf{U}}_{C} \mathbf{e}^{-j\beta}.$$
(1.86)

Амплитудно-фазовое управление можно также осуществить путем включения последовательно с обмоткой возбуждения фазосмещающего конденсатора (рис. 1.29, в). Конденсаторная схема включения асинхронного исполнительного двигателя позволяет изменять лишь величину напряжения управления.

Однако при этом изменяются величина и фаза напряжения \dot{U}_B^* , непосредственно приложенного к обмотке возбуждения. Дело в том, что при изменении величины напряжения управления изменяется ток в цепи обмотки возбуждения \dot{I}_B , что сопровождается изменением напряжения на конденсаторе $\dot{U}_{\kappa} = -j\dot{I}_B x_c$ и, следовательно, напряжения на обмотке возбуждения:

$$\dot{U}_{B}^{*} = \dot{U}_{C} - \dot{U}_{\kappa}.$$
 (1.87)

В качестве номинального напряжения управления в рассматриваемом случае обычно принимают напряжение \dot{U}_{yo} , соответствующее круговому вращающемуся полю при неподвижном роторе. При этом эффективный коэффициент сигнала

$$\alpha_{30} = \frac{U_{y0}}{U'_{C}} = \frac{U_{y0}}{kU_{C}} = \frac{\alpha_{0}}{k}.$$
(1.88)

1.3.4. Схемы замещения и вращающий момент асинхронного исполнительного двигателя

Рассмотрим случай амплитудно-фазового управления, осуществляемого непосредственно схемой, когда обмотка возбуждения подключается непосредственно к сети с напряжением $\dot{U}_{c} = \dot{U}_{B} = \text{const}$. Тогда

$$\dot{\mathbf{U}}_{y} = \alpha_{y} \dot{\mathbf{U}}_{B}' \mathbf{e}^{-j\beta} = \alpha_{y} \dot{\mathbf{U}}_{C}' \mathbf{e}^{-j\beta}$$
(1.89)

и уравнения (1.18) для напряжений прямой и обратной последовательностей получают вид:

$$\dot{U}_{y1} = \frac{U_{y} - jU_{C}'}{2} = \frac{1}{2} (\alpha_{9}e^{-j\beta} - j)\dot{U}_{C}';$$

$$\dot{U}_{y2} = \frac{\dot{U}_{y} + j\dot{U}_{C}'}{2} = \frac{1}{2} (\alpha_{9}e^{-j\beta} + j)\dot{U}_{C}'.$$
 (1.90)



Рис. 1.29. Схемы включения асинхронных исполнительных двигателей:

а – с амплитудным управлением; б – с фазовым управлением; в – с амплитудно-фазовым управлением

Модули этих напряжений:

$$U_{y1} = \frac{1}{2} U'_{c} \sqrt{1 + \alpha_{2}^{2} + 2\alpha_{3} \sin\beta};$$

$$U_{y2} = \frac{1}{2} U'_{c} \sqrt{1 + \alpha_{2}^{2} - 2\alpha_{3} \sin\beta}.$$
 (1.91)

Как отмечалось выше, при равенстве приведенных параметров обмоток двухфазного асинхронного двигателя напряжения прямой и обратной последовательностей зависят лишь от токов соответствующих последовательностей и эквивалентная схема замещения распадается на две независимые схемы замещения. Этот вывод может быть распространен и на асинхронный исполнительный двигатель, схемы замещения которого для токов прямой (\dot{I}_{y1}) и обратной (\dot{I}_{y2}) последовательностей обмотки управления изображены на рис. 1.30.





Здесь приняты следующие обозначения:

 r_{sy} и x_{sy} – собственные активное и индуктивное сопротивления статорной обмотки У, одинаковые для токов прямой и обратной последовательностей; x_m – индуктивное сопротивление намагничивающего контура; x_{Ry} и r_{Ry} – индуктивное и активное сопротивления ротора, приведенные к статорной обмотке; r_{3y1} и x_{3y1} – эквивалентные активное и индуктивное сопротивления разветвления схемы замещения по оси обмотки У для токов прямой последовательности; r_{3y2} и x_{3y2} – эквивалентные активное и индуктивное сопротивления разветвления по оси той же обмотки для токов обратной последовательности. Полные сопротивления схем замещения двигателя по оси обмотки У для токов прямой и обратной последовательностей можно записать в виде:

$$\underline{Z}_{y_1} = (\mathbf{r}_{sy} + \mathbf{r}_{y_1}) + \mathbf{j}(\mathbf{x}_{sy} + \mathbf{x}_{y_1}) = \mathbf{r}_{y_1} + \mathbf{j}\mathbf{x}_{y_1};$$

$$\underline{Z}_{y_2} = (\mathbf{r}_{sy} + \mathbf{r}_{y_2}) + \mathbf{j}(\mathbf{x}_{sy} + \mathbf{x}_{y_2}) = \mathbf{r}_{y_2} + \mathbf{j}\mathbf{x}_{y_2},$$
 (1.92)

где r_{y_1} и r_{y_2} – активные сопротивления П-образных схем замещения для токов прямой и обратной последовательностей; x_{y_1} и x_{y_2} – индуктивные сопротивления тех же схем замещения.

Схемы замещения асинхронного исполнительного двигателя по оси обмотки В, приведенной к обмотке У, имеют аналогичный вид. При этом

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{SB}' &= k^2 \mathbf{r}_{SB} = \mathbf{r}_{SY}; \ \mathbf{x}_{SB}' = k^2 \mathbf{x}_{SB} = \mathbf{x}_{SY}; \\ \mathbf{r}_{3B1}' &= k^2 \mathbf{r}_{3B1} = \mathbf{r}_{3Y1}; \ \mathbf{x}_{3B1}' = k^2 \mathbf{x}_{3B1} = \mathbf{x}_{3Y1}; \\ \mathbf{r}_{3B2}' &= k^2 \mathbf{r}_{3B2} = \mathbf{r}_{3Y2}; \ \mathbf{x}_{3B2}' = k^2 \mathbf{x}_{3B2} = \mathbf{x}_{3Y2}; \\ \mathbf{\underline{Z}}_{B1} &= k^2 \mathbf{Z}_{B1} = \mathbf{\underline{Z}}_{Y1}; \ \mathbf{\underline{Z}}_{B2} = k^2 \mathbf{Z}_{B2} = \mathbf{\underline{Z}}_{Y2}; \\ \mathbf{r}_{B1}' &= k^2 \mathbf{r}_{B1} = \mathbf{r}_{Y1}; \ \mathbf{x}_{B1}' = k^2 \mathbf{x}_{B1} = \mathbf{x}_{Y1}; \\ \mathbf{r}_{B2}' &= k^2 \mathbf{r}_{B2} = \mathbf{r}_{Y2}; \ \mathbf{x}_{B2}' = k^2 \mathbf{x}_{B2} = \mathbf{x}_{Y2}. \end{aligned}$$
(1.93)

Непосредственно из схемы замещения (рис. 1.30) следует, что

$$\dot{I}_{y_1} = \frac{U_{y_1}}{r_{y_1} + jx_{y_1}}; \ \dot{I}_{y_2} = \frac{U_{y_2}}{r_{y_2} + jx_{y_2}}$$
(1.94)

И

$$I_{y_1} = \frac{U_{y_1}}{\sqrt{r_{y_1}^2 + x_{y_1}^2}}; \ I_{y_2} = \frac{U_{y_2}}{\sqrt{r_{y_2}^2 + x_{y_2}^2}}$$
(1.95)

или после подстановки напряжений U_{у1} и U_{у2} из уравнений (1.90)

$$I_{y_{1}} = \frac{U_{c}'\sqrt{1 + \alpha_{9}^{2} + 2\alpha_{9}\sin\beta}}{2\sqrt{r_{y_{1}}^{2} + x_{y_{1}}^{2}}};$$

$$I_{y_{2}} = \frac{U_{c}'\sqrt{1 + \alpha_{9}^{2} + 2\alpha_{9}\sin\beta}}{2\sqrt{r_{y_{2}}^{2} + x_{y_{2}}^{2}}}.$$
(1.96)

Далее перепишем формулу (1.39) вращающего момента двухфазного несимметричного асинхронного двигателя применительно к рассматриваемому случаю

$$M = \frac{2I_{RY1}^2 r_{RY}}{\Omega_1 s} - \frac{2I_{RY2}^2 r_{RY}}{\Omega_1 (2 - s)}$$
(1.97)

и произведем следующую замену:

$$\frac{I_{RY1}^2 r_{RY}}{s} = I_{Y1}^2 r_{3Y1};$$

$$\frac{I_{RY2}^2 r_{RY}}{(2-s)} = I_{Y2}^2 r_{3Y2}.$$
 (1.98)

Тогда вращающий момент асинхронного двигателя при рассматриваемых условиях можно записать в виде

$$M = \frac{2I_{y_1}^2 r_{3y_1}}{\Omega_1} - \frac{2I_{y_2}^2 r_{3y_2}}{\Omega_1}$$
(1.99)

или после такой подстановки токов I_{y_1} и I_{y_2}

$$M = \frac{U_{C}^{\prime 2}(1 + \alpha_{\Im}^{2} + 2\alpha_{\Im}\sin\beta)}{2\Omega_{1}(r_{y_{1}}^{2} + x_{y_{1}}^{2})}r_{\Im y_{1}} - \frac{U_{C}^{\prime 2}(1 + \alpha_{\Im}^{2} - 2\alpha_{\Im}\sin\beta)}{2\Omega_{1}(r_{y_{2}}^{2} + x_{y_{2}}^{2})}r_{\Im y_{2}}$$
(1.100)

Последнее уравнение удобно представить в относительных единицах, приняв в качестве базового момента – момент, развиваемый двигателем при неподвижном

роторе и круговом вращающемся поле, т.е. при $\alpha_{2} = 1$, sin $\beta = 1$ и s = 1

$$M_{KO} = \frac{2U_C'^2 r_{3YK}}{\Omega_1 (r_{YK}^2 + x_{YK}^2)}.$$
 (1.101)

Здесь г_{эук} – эквивалентное активное сопротивление разветвления схемы замещения при неподвижном роторе, одинаковое для токов прямой и обратной последовательностей; г_{ук} и х_{ук} – активное и индуктивное сопротивления П-образных схем замещения (рис. 1.30) при неподвижном роторе, одинаковое для токов прямой и обратной последовательностей.

В результате уравнение вращающего момента асинхронного исполнительного двигателя при амплитудно-фазовом управлении в относительных единицах может быть записано следующим образом:

$$m = \frac{M}{M_{KO}} = \frac{1}{4} (1 + \alpha_{\Im}^{2} + 2\alpha_{\Im} \sin\beta) \frac{(r_{YK}^{2} + x_{YK}^{2})r_{\Im YI}}{(r_{Y1}^{2} + x_{Y1}^{2})r_{\Im YK}} - \frac{1}{4} (1 + \alpha_{\Im}^{2} - 2\alpha_{\Im} \sin\beta) \frac{(r_{YK}^{2} + x_{YK}^{2})r_{\Im Y2}}{(r_{Y2}^{2} + x_{Y2}^{2})r_{\Im YK}}$$
(1.102)

Введем понятие идеализированного асинхронного исполнительного двигателя, т.е. двигателя без падений напряжения и потерь, кроме падений напряжения и потерь в активном сопротивлении обмотки ротора. Для такого двигателя будем иметь

$$r_{SY} = x_{SY} = x_{RY} = 0; \ x_{m} = \infty; \ r_{m} = 0;$$

$$r_{y_{1}} = r_{SY} + r_{3y_{1}} = r_{3y_{1}} = \frac{r_{RY}}{s};$$

$$r_{y_{2}} = r_{SY} + r_{3y_{2}} = r_{3y_{2}} = \frac{r_{RY}}{2 - s};$$

$$x_{y_{1}} = x_{y_{2}} = 0; \ x_{y_{K}} = 0; \ r_{y_{K}} = r_{RY}.$$
(1.103)

Использование для приближенного анализа понятия идеализированного двигателя является в рассматриваемом случае вполне правомерным, так как активное сопротивление ротора асинхронных исполнительных двигателей велико и значительно превосходит сопротивление ротора асинхронных двигателей общего применения.

Для идеализированного двигателя уравнение (1.102) с учетом (1.103) преобразуется к виду:

$$m = \frac{1}{4}(1 + \alpha_{\Im}^{2} + 2\alpha_{\Im}\sin\beta)s - \frac{1}{4}(1 + \alpha_{\Im}^{2} - 2\alpha_{\Im}\sin\beta)(2 - s)$$
(1.104)

или с учетом (1.20) и (1.21)

$$m = \frac{1}{4}(1 + \alpha_{3}^{2} + 2\alpha_{3}\sin\beta)(1 - \upsilon) - \frac{1}{4}(1 + \alpha_{3}^{2} - 2\alpha_{3}\sin\beta)(1 + \upsilon) =$$
$$= \alpha_{3}\sin\beta - \frac{1 + \alpha_{3}^{2}}{2}\upsilon.$$
(1.105)

1.3.5. Асинхронный исполнительный двигатель с амплитудным управлением

А. Механические характеристики

При амплитудном управлении (sin β = 1) уравнения (1.104) и (1.105) получают вид:

$$m = \frac{1}{4} (1 + \alpha_{\Im})^{2} \frac{(r_{yK}^{2} + x_{yK}^{2})r_{\Im y1}}{(r_{y1}^{2} + x_{y1}^{2})r_{\Im yK}} - \frac{1}{4} (1 - \alpha_{\Im})^{2} \frac{(r_{yK}^{2} + x_{yK}^{2})r_{\Im y2}}{(r_{y2}^{2} + x_{y2}^{2})r_{\Im yK}};$$
(1.106)

$$m = \alpha_{2} - \frac{1 + \alpha_{2}^{2}}{2} \upsilon.$$
 (1.107)

Согласно этим уравнениям могут быть построены механические характеристики соответственно реального и идеализированного двигателей в относительных единицах, т.е. зависимости m = f(v) при $\alpha_{\mathfrak{I}}$ = const. При этом в первом из них параметры АИД следует выразить с учетом реальных значений s и v. Эти характеристики для двух значений коэффициента сигнала $\alpha_{\mathfrak{I}}$ = 1 и $\alpha_{\mathfrak{I}}$ = 0,5 представлены на рис. 1.31. Для реального двигателя они изображены сплошными линиями, а для идеализированного – штриховыми линиями.

У идеализированного двигателя механические характеристики линейны и их можно построить по двум точкам:

а) точке короткого замыкания – $\upsilon = 0$, $m = \alpha_{2}$;

б) точке идеального холостого хода – m = 0; $\upsilon_x = \frac{2\alpha_3}{1+\alpha_3^2}$.

Механические характеристики, соответствующие различным значениям $\alpha_{\mathfrak{H}}$ не параллельны: с увеличением $\alpha_{\mathfrak{H}}$ наклон их увеличивается. Механические характеристики реального исполнительного двигателя нелинейны, что объясняется влиянием параметров машины.



Рис. 1.31. Механические характеристики асинхронного исполнительного двигателя при амплитудном управлении

Обратим внимание на то обстоятельство, что даже у идеализированного двигателя при $\alpha_{\ni} \neq 1$, $\alpha_{\ni} = 0,5$ относительная частота идеального холостого хода ниже синхронной. Это обусловлено влиянием токов обратной последовательности. Действительно, при синхронной частоте вращения ($\upsilon_x = 1, s = 0$) роторная цепь схемы замещения (рис. 1.30, а) для токов прямой последовательности оказывается разомкнутой и вращающий момент от прямого поля равен нулю. Что касается роторной цепи схемы замещения (рис. 1.30, б) для токов обратной последовательности, то она оказывается замкнутой и момент от обратного поля не равен нулю. Так как последний оказывает тормозящее воздействие на ротор двигателя, то механическая характеристика проходит через нуль при $\upsilon_x < 1$ в точке, в которой моменты от прямого и обратного полей взаимноуравновешены (рис. 1.31). У реального двигателя, вследствие уменьшения токов обратной последовательности под влиянием сопротивлений статорной обмотки, момент от обратного поля уменьшается и механическая характеристика проходит через нуль при частоте вращения несколько большей, чем у идеализированного двигателя.

Нелинейность механической характеристики оценивается величиной наибольшего отклонения μ в зоне действительного режима реальной механической характеристики от линейной зависимости. Наибольшую нелинейность имеет механическая характеристика, соответствующая круговому вращающемуся полю, когда $\alpha_{2} \sin\beta = 1$.

Б. Регулировочные характеристики

Регулировочные характеристики асинхронного исполнительного двигателя при амплитудном управлении представляют собой зависимости частоты вращения от коэффициента сигнала $\alpha_{\mathfrak{I}}$ (напряжения управления) при постоянном моменте сопротивления на валу, т.е. зависимости $\upsilon = f(\alpha_{\mathfrak{I}})$ при m=const. Уравнение

регулировочных характеристик реального и идеализированного двигателей можно получить путем решения (1.102) и (1.105) относительно v. Для идеализированного двигателя будем иметь

$$v = \frac{2(\alpha_{9} - m)}{1 + \alpha_{9}^{2}}.$$
 (1.108)

Регулировочные характеристики идеализированного двигателя для трех значений момента сопротивления (m = 0; m = 0,2; m = 0,5) представлены в виде штриховых линий на рис. 1.32. На том же рисунке сплошными кривыми изображены регулировочные характеристики реального двигателя. В обоих случаях характеристики нелинейны. Только при малых значениях α_3 их можно считать линейными, приняв приближенно

$$\upsilon' = 2(\alpha_{2} - m).$$
 (1.109)

Тогда мерой нелинейности регулировочной характеристики можно считать величину



Рис. 1.32. Регулировочные характеристики асинхронного исполнительного двигателя при амплитудном управлении

На практике регулирование частоты вращения асинхронных исполнительных двигателей во всем диапазоне от нуля до синхронной осуществляется весьма редко. Поэтому в качестве критерия линейности регулирования принимается отклонение υ от прямой bc, которой заменяют реальную регулировочную характеристику в заданном диапазоне изменения α_{2} (рис. 1.33)

Расстояние точки пересечения регулировочной характеристики с осью абсцисс от начала координат определяет минимальный коэффициент сигнала управления, при котором ротор, имея заданный момент сопротивления на валу, трогается с места. Его называют сигналом трогания, а соответствующее ему напряжение управление – напряжением трогания.



Рис. 1.33. Линеаризации регулировочных характеристик асинхронного исполнительного двигателя

В. Полная механическая мощность

Полная механическая мощность исполнительного двигателя включает в себя полезную мощность на валу и мощность механических потерь. При амплитудном управлении эта мощность в относительных единицах для идеализированного двигателя определяется как произведение относительной частоты вращения υ на относительный момент m

$$p_{\rm R} = \upsilon m = \upsilon (\alpha_{\rm P} - \frac{1 + \alpha_{\rm P}^2}{2}\upsilon).$$
 (1.111)

Полная механическая мощность равна нулю при неподвижном роторе ($\upsilon = 0$), т.е. в режиме короткого замыкания, и при идеальном холостом ходе (m = 0). Эта мощность имеет максимальное значение $p_{R max}$ при υ_m , которую можно определить из условия

$$\frac{\mathrm{d}p_{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}\upsilon} = 0$$

В результате получим

$$\upsilon_{\rm m} = \frac{\alpha_{\Im}}{1 + \alpha_{\Im}^2} = \frac{\upsilon_{\rm X}}{2}.$$
 (1.112)

После подстановки значения υ_m в уравнение (1.111) будем иметь

$$p_{R \max} = \frac{\alpha_{\Im}^2}{2(1 + \alpha_{\Im}^2)}.$$
 (1.113)

Зависимости $p_R = f(\upsilon)$ идеализированного асинхронного исполнительного двигателя для $\alpha_{2} = 1$ и $\alpha_{2} = 0,5$ изображены штриховыми линиями на рис. 1.34.



Рис. 1.34. Зависимость механической мощности идеализированного асинхронного двигателя при амплитудном управлении

В реальном двигателе $\upsilon_m > \frac{\upsilon_x}{2}$ и максимум механической мощности смещается в сторону больших частот вращения. За номинальную механическую мощность исполнительных двигателей обычно принимают максимальную мощность на валу при номинальном коэффициенте сигнала ($\alpha_3 = 1$). Частота вращения, соответствующая этой мощности считается номинальной.

Г. Мощность управления и возбуждения

Мощности управления и возбуждения асинхронных исполнительных двигателей должны быть по возможности ограничены. Особенно это относится к мощности управления. Дело в том, что питание обмотки управления в большинстве случаев осуществляется от усилителя, выполнение которого на значительный ток может оказаться затруднительным. Поэтому требование уменьшения мощности управления исполнительного двигателя является одним из основных.

Полную (кажущуюся) и активную мощности управления асинхронного исполнительного двигателя можно записать в виде:

$$S_{y} = U_{y}I_{y} = \alpha_{\vartheta}U_{C}'I_{y} = k\alpha_{\vartheta}U_{C}I_{y};$$

$$P_{y} = U_{y}I_{ay} = \alpha_{\vartheta}U_{C}'I_{ay} = k\alpha_{\vartheta}U_{C}I_{ay},$$
(1.114)

где I_v – модуль тока управления

$$\dot{I}_{y} = \dot{I}_{y1} + \dot{I}_{y2},$$

а I_{ау} – его активная составляющая.

Токи управления прямой \dot{I}_{y1} и обратной \dot{I}_{y2} последовательностей определяющиеся по уравнениям (1.90) и (1.91):

$$\dot{I}_{y1} = -j \frac{\dot{U}_{C}'}{\underline{Z}_{y1}} \frac{1 + \alpha_{\Im}}{2} = \frac{\dot{U}_{y0}}{\underline{Z}_{y1}} \frac{1 + \alpha_{\Im}}{2};$$

$$\dot{I}_{y2} = -j \frac{\dot{U}_{C}'}{\underline{Z}_{y2}} \frac{\alpha_{\Im} - 1}{2} = \frac{\dot{U}_{y0}}{\underline{Z}_{y2}} \frac{\alpha_{\Im} - 1}{2}.$$
 (1.115)

Аналогично для цепи возбуждения:

$$S_{B} = U_{C}I_{B}; P_{B} = U_{C}I_{Ba},$$
 (1.116)

где I_в-модуль тока возбуждения

$$\dot{I}_{B} = \dot{I}_{B1} + \dot{I}_{B2} = jk\dot{I}_{y1} - jk\dot{I}_{y2}$$

При этом

$$\dot{I}_{B1} = \frac{k^2 \dot{U}_C}{\underline{Z}_{y1}} \frac{1 + \alpha_{\Im}}{2}; \ \dot{I}_{B2} = -\frac{k^2 \dot{U}_C}{\underline{Z}_{y2}} \frac{\alpha_{\Im} - 1}{2}.$$
(1.117)

Если $\alpha_{\mathfrak{H}} = 1$, то

$$\dot{I}_{y1} = \dot{I}_{y0} = \frac{U_{y0}}{\underline{Z}_{y1}}; \ \dot{I}_{B1} = \dot{I}_{B0} = \frac{k^2 \dot{U}_C}{\underline{Z}_{y1}}.$$

- - - 2

Тогда

$$P_{yo} = U_{yo}I_{yo} = \frac{U_{yo}^{2}}{\sqrt{r_{y1}^{2} + x_{y1}^{2}}};$$

$$P_{Bo} = U_{C}I_{Bo} = \frac{k^{2}U_{C}^{2}}{\sqrt{r_{y1}^{2} + x_{y1}^{2}}} = \frac{U_{yo}^{2}}{\sqrt{r_{y1}^{2} + x_{y1}^{2}}} = P_{yo}$$
(1.118)

Следовательно, при круговом вращающемся поле мощности управления и возбуждения одинаковы.

На рис. 1.35. изображены зависимости относительных полных мощностей управления и возбуждения ($S_y u S_B$) от относительной частоты вращения v для двух коэффициентов сигнала $\alpha_{3} = 1 u \alpha_{3} = 0,5$. При этом в качестве единичной принята мощность

$$P_{\kappa o} = \frac{2U_{C}^{2}k^{2}r_{_{3YK}}}{(r_{_{YK}}^{2} + x_{_{YK}}^{2})}.$$
 (1.119)

Из представленных кривых видно, что мощность возбуждения S_B практически не зависит от α_{\ni} и υ . Что касается полной мощности управления S_y , то с уменьшением α_{\ni} она резко падает. Однако при α_{\ni} = const она, так же как и S_B не зависит от υ . Это объясняется тем, что полные сопротивления прямой и обратной последовательностей мало изменяются с изменением υ .

Активные мощности возбуждения и управления зависят от частоты вращения υ более заметно (рис. 1.36). Это объясняется уменьшением отношения активного сопротивления к индуктивному при возрастании υ.





Рис. 1.35. Зависимость полных мощностей управления и и возбуждения двигателя с амплитудным управлением от частоты вращения

Рис. 1.36. Зависимость активных мощностей управления и возбуждения от скорости υ при α_{2} = const

1.3.6. Асинхронный исполнительный двигатель с фазовым управлением

А. Механические характеристики

При фазовом управлении в уравнения относительного момента реального и идеализированного АИД следует подставить $\alpha_{\ni} = 1$ и sin $\beta = var$. В этом случае уравнения момента идеализированного двигателя принимает вид

$$m = \sin\beta - \upsilon. \tag{1.120}$$

Здесь sin β играет роль коэффициента сигнала.

Согласно уравнению (1.11) можно построить механических характеристики АИД, т.е. зависимости m = f(v) при $\sin\beta = \text{const}$. Эти характеристики линейны и их можно построить по двум точкам:

а) короткого замыкания $\upsilon = 0$, $m = \sin\beta$;

б) идеального холостого хода $\upsilon_{xx} = \sin\beta$, m = 0.

На рис. 1.37 построены механические характеристики идеализированного (штриховые прямые) и реального АИД (сплошные кривые). В отличие от амплитудного управления в данном случае механические характеристики идеализированного двигателя имеют одинаковый наклон.

Б. Регулировочные характеристики

Регулировочная характеристика представляет собой зависимость $\upsilon = f(\sin\beta)$ при m = const. Непосредственно из уравнения (1.120) следует, что

$$\upsilon = \sin\beta - m \tag{1.121}$$



Рис. 1.37. Механические характеристики асинхронного исполнительного двигателя с фазовым управлением



Рис. 1.38. Регулировочные характеристики асинхронного исполнительного двигателя с фазовым управлением

На рис. 1.38 построены регулировочные характеристики идеализированного АИД (штриховые прямые) и реального АИД (сплошные кривые) для трех значений момента: m = 0; 0,2; 0,5.

В. Полная механическая мощность

Полная механическая мощность идеализированного АИД с фазовым управлением в относительных единицах.

$$P_{\rm R} = m\upsilon = (\sin\beta - \upsilon)\upsilon = \upsilon \sin\beta - \upsilon^2.$$
(1.122)

При коротком замыкании, когда $\upsilon = 0$, и идеальном холостом ходе, когда m = =0, эта мощность равна нулю. При изменении υ полная механическая мощность изменяется и при некотором значении υ_m оказывается максимальной P_{Rmax} .

Значение 0_т определяется из уравнения

$$\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}\upsilon} = \sin\beta - 2\upsilon_{\mathrm{m}} = 0, \qquad (1.123)$$

откуда

$$\upsilon_{\rm m}=\frac{\sin\beta}{2}=\frac{\upsilon_{\rm xx}}{2}.$$

Тогда

$$P_{R \max} = \frac{\sin^2 \beta}{2} - \frac{\sin^2 \beta}{4} = \frac{\sin^2 \beta}{4}.$$
 (1.124)

На рис. 1.39 изображены зависимости $P_R = f(\upsilon)$ для двух значений коэффициента сигнала: $\sin\beta = 1,0$ и $\sin\beta = 0,5$. В первом случае $P_{R_{max}} = 0,25$, а во втором – $P_{R_{max}} = 0,062$. В отличие от амплитудного управления здесь наблюдается более значительное уменьшение $P_{R_{max}}$ с уменьшением коэффициента сигнала.



Рис. 1.39. Зависимость механической мощности идеализированного асинхронного двигателя с фазовым управлением

1.3.7. Конденсаторная схема включения асинхронного двигателя (конденсаторный АИД)

В конденсаторном АИД управление осуществляется путем изменения величины напряжения управления U_у при неизменной его фазе (рис. 1.40). При этом

$$\dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{y}} = \boldsymbol{\alpha}_{\mathbf{y}} \dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{C}}' = \boldsymbol{\alpha}_{\mathbf{y}} \mathbf{k} \dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{C}} = \boldsymbol{\alpha} \dot{\mathbf{U}}_{\mathbf{C}}, \qquad (1.125)$$

где α_{9} – эффективный коэффициент сигнала;

 $\alpha = \frac{U_y}{U_c} = \alpha_{\beta}k$ – действительный коэффициент сигнала.



Рис. 1.40. Конденсаторный асинхронный исполнительный двигатель

Несмотря на то что в данном случае изменяется только величина напряжения управления конденсаторная схема включения АИД относится к амплитуднофазовому управлению. Дело в том, что при изменении величины U_y происходит перераспределение напряжения цепи возбуждения $\dot{U}_{B} = \dot{U}_{C}$ между конденсатором и собственно обмоткой возбуждения. При этом изменяется величина и фаза напряжения, непосредственно приложенного к обмотке U_{B}^{*} .

Установим условия получения кругового вращающегося поля в рассматриваемом случае. При круговом поле отсутствует обратное поле и токи обратной последовательности, т.е. $\dot{I}_{y2} = \dot{I}_{B2} = 0$; $\dot{I}_{y1} = \dot{I}_{y}$; $\dot{I}_{B1} = \dot{I}_{B} = jk\dot{I}_{y}$.

Тогда уравнения напряжения цепей управления и возбуждения можно записать в виде:

$$\dot{U}_{y} = \alpha_{o}\dot{U}_{C} = \dot{I}_{y}\underline{Z}_{y} = \dot{I}_{y}(r_{y} + jx_{y});$$
 (1.126)

$$\dot{U}_{C} = \dot{I}_{B}\underline{Z}_{B} = jk\dot{I}_{y}(r_{B}^{*} + jx_{B}^{*} - jx_{CO}),$$
 (1.127)

откуда

$$\alpha_{o} = \frac{r_{y} + jx_{y}}{jk(r_{B}^{*} + jx_{B}^{*} - jx_{CO})}$$
(1.128)

И

$$r_{y} + jx_{y} = j\alpha_{o}k(r_{B}^{*} + jx_{B}^{*} - jx_{CO})$$
(1.129)

Приравнивая вещественные и мнимые части, получим

$$\mathbf{x}_{y} = \alpha_{o} \mathbf{k} \mathbf{r}_{B}^{*} = \alpha_{o} \frac{\mathbf{r}_{y}}{\mathbf{k}^{2}} \mathbf{k} = \alpha_{o} \frac{\mathbf{r}_{y}}{\mathbf{k}_{y}}; \qquad (1.130)$$

$$\mathbf{r}_{\mathbf{y}} = \alpha_{\mathbf{o}} \mathbf{k} \mathbf{x}_{\mathbf{CO}} - \alpha_{\mathbf{o}} \mathbf{k} \mathbf{x}_{\mathbf{B}}^* = \alpha_{\mathbf{o}} \mathbf{k} \mathbf{x}_{\mathbf{CO}} - \alpha_{\mathbf{o}} \frac{\mathbf{x}_{\mathbf{y}}}{\mathbf{k}}, \qquad (1.131)$$

откуда

$$\alpha_{o} = \frac{kx_{y}}{r_{y}} = ktg\phi_{y}; \ k = \alpha_{o}ctg\phi_{y}; \qquad (1.132)$$

$$x_{co} = \frac{r_{y}}{\alpha_{o}k} + \frac{x_{y}}{k^{2}} = \frac{r_{y}^{2}}{k^{2}x_{y}} + \frac{x_{y}}{k^{2}} = \frac{x_{y}}{k^{2}} (\frac{r_{y}^{2}}{x_{y}^{2}} + 1) =$$
$$= \frac{x_{y}}{k^{2}} (\operatorname{ctg}^{2} \varphi_{y} + 1) = \frac{x_{y}}{\alpha_{o}^{2} \operatorname{ctg}^{2} \varphi_{y}} \frac{1}{\sin^{2} \varphi_{y}} = \frac{x_{y}}{\alpha_{o}^{2} \cos^{2} \varphi_{y}}$$
(1.133)

Конденсаторный АИД обычно рассчитывается таким образом, чтобы круговое вращающееся поле имело место при пуске, т.е. при $\upsilon = 0$. В других режимах поле будет эллиптическим.

Механические характеристики конденсаторного АИД, соответствующие круговому полю при пуске, изображены на рис. 1.41. Для сравнения на том же графике приведены механические характеристики АИД с амплитудным управлением. Механические характеристики конденсаторного АИД нелинейны и располагаются в широком диапазоне изменения частоты вращения выше характеристик АИД с амплитудным управлением.



Рис. 1.41. Механические характеристики конденсаторного исполнительного двигателя и двигателя с амплитудным управлением

Это связано с тем, что с увеличением частоты вращения происходит перераспределение напряжения в цепи возбуждения между конденсатором и обмоткой, причем напряжение на обмотке существенно увеличивается. При этом увеличивается прямое поле, хотя суммарное вращающееся поле оказывается эллиптическим [6].

Обратим внимание на то, что у конденсаторного АИД скорость холостого хода υ_{xx} меньше единицы даже при α_0 . Это связано со значительным влиянием обратного поля.

Недостатком конденсаторного АИД является неустойчивая работа при малых частотах вращения. Незначительные изменения момента вызывают значительные изменения скорости υ . Попутно отметим, что напряжение управления, соответствующее круговому полю при пуске принимается в качестве номинального $(U_v = U_{vo} = U_{vh})$.

К достоинствам конденсаторного АИД следует отнести уменьшение мощности управления с увеличением v (рис. 1.42).

На рис. 1.43 изображены механические характеристики m = f(v), конденсаторного АИД, рассчитанного на получение максимального момента при пуске. Вращающееся магнитное поле в данном случае оказывается эллиптическим при всех режимах.



Рис. 1.43. Зависимость активных мощностей управления и возбуждения конденсаторного двигателя от скорости υ при α_{2} =const



Рис. 1.42. Механические характеристики конденсаторного исполнительного двигателя, рассчитанного для работы при круговом поле и при максимальном моменте

1.3.8. Самоход и пути его устранения

Самоход – это вращение АИД при отсутствии сигнала управления. Различают параметрический и технологический самоход.

Параметрический самоход обуславливается неправильным выбором параметров двигателя и заключается в том, что при снятии сигнала управления ротор двигателя продолжает вращаться.

При изучении однофазных АД было показано, что их пуск осуществляется с помощью пусковой обмотки, которая после разбега двигателя отключается и двигатель переходит в однофазный режим работы. Такой однофазный режим, т.е. самоход АИД недопустим. Поэтому ротор АИД выполняется с повышенным активным сопротивлением так, чтобы $S_{K} \ge 1$. Как показано на рис. 1.12, в этом случае после снятия сигнала управления появляется отрицательный (тормозной) момент М' под действием которого двигатель немедленно останавливается.

Отключение обмотки управления можно осуществляться тремя способами:

- 1) размыканием обмотки;
- 2) замыканием на сопротивление $\underline{Z}_{H} = r_{H} + jx_{H}$;
- 3) замыканием накоротко.

3-й способ является наиболее эффективным. Дело в том, что часть энергии вращающегося ротора идёт на покрытие электрических потерь, возникающих от тока в короткозамкнутой обмотке.

Технологический самоход состоит в том, что при включении одной из обмоток ротора АИД начинает вращаться. Этот самоход возникает вследствие недоброкачественного изготовления АИД. Причинами его являются:

1) наличие короткозамкнутых витков в обмотках или магнитопроводе;

2) неравномерность воздушного зазора;

3) неодинаковые магнитные проводимости в радиальных направлениях.

Вследствие указанных причин в двигателе возникают два пульсирующие поля, сдвинутые во времени и пространстве, которые образуют эллиптическое вращающееся поле, что вызывает вращение ротора. Устранение технологического самохода достигается путем более качественного изготовления обмоток, улучшения изоляции и т.п.

Подробное исследование явления самохода выполнено в работе [8].

1.3.9. Динамические постоянные асинхронных исполнительных двигателей

АИД как элемент автоматической системы характеризуется рядом динамических постоянных. Рассмотрим некоторые из них.

1. Коэффициент вязкого трения или внутреннего демпфирования (рис. 1.44)

$$k_{\rm D} = \left| \frac{dM}{d\Omega} \right|_{\dot{U}_{\rm y}=\rm const}.$$
 (1.134)

Этот коэффициент характеризует величину и свойства собственного тормозного момента, развиваемого двигателем при изменении угловой скорости. Коэффициент k_D численно равен тангенсу угла наклона касательной ψ к механической характеристике в данной точке. При M = const он равен нулю. При линейной «идеальной» механической характеристике

$$k_{\rm Di} = \frac{M_{\kappa}}{\Omega_{\rm o}} = tg\psi_{\rm i} = {\rm const} \,. \tag{1.135}$$

2. Коэффициент управления по моменту (рис. 1.45)

$$k_{\mu} = \left| \frac{dM_{\kappa}}{dU_{y}} \right|_{s=1(\Omega=0)}.$$
(1.136)

При линейной характеристике короткого замыкания $M_{\kappa} = f(\Omega)$

$$k_{\mu} = \frac{M_{\kappa}}{U_{yH}} = tg\beta = const.$$
 (1.137)

3. Коэффициент управления по скорости (рис. 1.46)

$$k_{\Omega o} = \left| \frac{d\Omega_{xx}}{dU_{y}} \right| = tg\gamma.$$
(1.138)

Этот коэффициент определяет крутизну регулировочной характеристики при M = 0 в любой ее точке и пропорционален тангенсу угла наклона характеристики в этой точке.



Рис. 1.44. Коэффициент внутреннего демпфирования и его определение



Рис. 1.45. Коэффициент управления по моменту

При линейной «идеальной» зависимости $\Omega_{xx} = f(U_y)$

$$k_{\Omega i} = \frac{\Omega_{_{XXH}}}{U_{_{VH}}} = tg\gamma_i = const. \qquad (1.139)$$

4. Коэффициент управления по мощности – отношение пускового момента к мощности управления при $\Omega = 0$.

$$k_{p} = \frac{M_{\kappa}}{P_{y\kappa}}.$$
 (1.140)

5. Электромеханическая постоянная времени.

Электромеханическая постоянная времени T_M характеризует быстродействие АИД в процессе разбега. При этом влиянием электромагнитных процессов на быстродействие и, следовательно, величиной электромагнитной постоянной времени T_3 можно пренебречь.

Допустим, что механическая характеристика двигателя линейна (рис. 1.47).



Рис. 1.46. Регулировочная характеристика и передаточный коэффициент k_{Ω}



Рис. 1.47. Механическая характеристика к выводу электромеханической постоянной времени Т_м

При линейной механической характеристике АИД (см. рис. 1.47)

$$M = M_{\kappa} - M_{\kappa} \frac{\Omega}{\Omega_{xx}}$$

Здесь Ω_{xx} – угловая скорость идеального холостого хода;

М_к – пусковой момент (момент при коротком замыкании). В результате будем иметь:

$$J\frac{d\Omega}{dt} = M_{\kappa} - M_{\kappa}\frac{\Omega}{\Omega_{xx}}$$
(1.142)

ИЛИ

$$\frac{J\Omega_{xx}}{dt}\frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \Omega_{xx};$$

$$T_{_{M}}\frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \Omega_{xx}.$$
(1.143)

В результате решение последнего уравнения получим

$$\Omega = \Omega_{xx} (1 - e^{-\frac{t}{T_M}}), \qquad (1.144)$$

где $T_{M} = \frac{J\Omega_{xx}}{M_{\kappa}}$ – электромеханическая постоянная времени. Это время, в течение

которого АИД при разбеге достигает скорости $\Omega = 0,633\Omega_{xx}$ (рис. 1.48).

Далее учтем, что при амплитудном управлении $M_{\kappa} = \alpha_{3} M_{\kappa_{0}} u$

$$\Omega_{xx} = \gamma_x \Omega_1 = \frac{2\alpha_{\mathfrak{H}}}{1 + \alpha_{\mathfrak{H}}^2} \Omega_1.$$
 (1.145)

Здесь M_{κ_0} – момент при круговом поле ($\alpha_{\ni} = 1$);

 $\Omega_{\rm l}$ – синхронная угловая скорость.

Тогда

$$T_{\rm M} = \frac{J\Omega_{\rm xx}}{M_{\rm K}} = \frac{J\Omega_{\rm 1}}{M_{\rm KO}} \frac{2\alpha_{\rm 31}}{\alpha_{\rm 3}(1+\alpha_{\rm 3})} = \frac{J\Omega_{\rm 1}}{M_{\rm KO}} \frac{2}{1+\alpha_{\rm 3}^2}$$
(1.146)

При круговом поле (
$$\alpha_{\mathfrak{H}} = 1$$
) $\rightarrow T_{\mathfrak{M}} = \frac{J\Omega_1}{M_{KO}}$. (1.147)

Передаточная функция

Передаточная функция АИД представляет собой отношение изображения по Лапласу выходной величины (углового перемещения вала ϕ) к изображению входной величины (напряжения управления).

Учтем, что
$$\Omega = \frac{d\phi}{dt}$$
.

Тогда уравнение (1.143) примет вид

$$T_{M} \frac{d^{2} \varphi}{dt} + \frac{d\varphi}{dt} = k_{\Omega 1} U_{y}$$
(1.148)



Рис. 1.48. Зависимость угловой скорости Ω от времени t при пуске исполнительного двигателя и определение электромеханической постоянной времени T_M при линейной механической характеристике

или в операторной форме

$$p(T_{_{MP}} + 1)\phi = k_{\Omega}U_{_{V}},$$
 (1.149)

откуда передаточная функция АИД при холостом ходе

$$\frac{\varphi}{U_v} = \frac{k_\Omega}{p(T_{MD} + 1)}.$$
(1.150)

Если в качестве выходной величины принимается Ω, то передаточная функция АИД будет

$$\frac{\Omega}{U_v} = \frac{k_\Omega}{pT_M + 1}.$$
(1.151)

1.3.10. Разновидности асинхронных исполнительных двигателей

К асинхронному исполнительному двигателю систем автоматики и предъявляются специальные требования, основными из которых являются следующие:

1) отсутствие самохода;

2) устойчивая работа во всем диапазоне частот вращения двигательного режима, т.е. от холостого хода до короткого замыкания;

3) линейность механических и регулировочных характеристик;

4) малая электромеханическая постоянная времени;

- 5) малая мощность управления;
- 6) минимальное напряжение трогания;

7) малые габариты и масса [6].

Выполнение этих требований достигается соответствующим выбором параметров и в частности путем увеличения активного сопротивления ротора АИД, а также путем совершенствования технологии их изготовления. С этим связано также применение различных конструкций роторов, специфических для АИД.

Одной из разновидностей АИД является асинхронный двигатель с полым немагнитным ротором (АДП), конструктивная схема которого изображена на рис. 1.27, б и рис. 1.49. Увеличение активного сопротивления ротора в данном случае достигается путем выполнения его в виде тонкостенного стакана из немагнитного материала – чаще всего из сплавов алюминия. Двигатель имеет два статора – наружный и внутренний. В воздушном зазоре между ними размещается полый ротор, толщина стенок которого в зависимости от мощности АИД находится в пределах $\Delta = 0,1...1,0$ мм. Воздушный зазор между наружным статором и ротором δ_1 и между ротором и внутренним статором δ_2 составляет $\delta_1 = \delta_2 = 0,15...0,25$ мм.

Полная величина немагнитного промежутка между наружным и внутренним статором

$$\delta = \delta_1 + \delta_2 + \Delta = 0, 4...1, 5 \text{ MM.}$$
(1.152)

При мощностях P = 1, 5...3 Вт обмотки У и В располагают на внутреннем статоре. Тогда наружный статор не имеет пазов. При такой конструкции облегчается укладка обмоток. Возможно раздельное расположение обмоток. Однако, как правило, обмотки располагаются на наружном статоре, а внутренний статор служит для уменьшения магнитного сопротивления.

В отличие от других типов роторов полый ротор имеет очень малое индуктивное сопротивление $x_R = (0,05...0,1)r_R$, что способствует улучшению вида механических и регулировочных характеристик.

Принцип действия АДП сводится к следующему. Вращающееся магнитное поле, создаваемое обмотками статора, наводят в полом роторе вихревые токи. В результате взаимодействия этих токов с вращающимся магнитным полем возникает электромагнитный момент, вызывающий вращение ротора двигателя.

Достоинства АДП:

1) малый момент индукции, что в сочетании с большим значением пускового момента $M_{\rm K}$ обеспечивает высокое быстродействие: $T_{\rm M} < 60$ мс;

2) сравнительно хорошая линейность механических и регулировочных характеристик и высокая кратность регулирования частоты вращения $(n_{max}/n_{min} = 100...200);$

3) малая величина напряжения трогания, что обеспечивается малым моментом инерции и отсутствием радиальных сил притяжения ротора к статору;

4) плавность и бесшумность хода, независимость пускового момента от положения ротора.

Недостатки:

1) низкий КПД (0,2...0,4);

2) большой намагничивающий ток ($I_{\mu} = (0, 8...0, 9)I_{\mu}$) и низкий $\cos \phi$ (0,2...0,4);

3) большие габариты и масса.



Рис. 1.49. Асинхронный исполнительный двигатель с полым немагнитным ротором: 1 – корпус; 2 – внешний статор; 3 – внутренний статор; 4 – обмотка статора; 5 – полый немагнитный ротор; 6 – подшипниковый щит

Наряду с АДП в системах автоматики получили применение асинхронные исполнительные двигатели с короткозамкнутой обмоткой ротора типа «беличьей клетки» (рис. 1.27). Их можно разделить на две группы:

а) двигатели обычной конструкции (рис. 1.50);

б) двигатели сквозной конструкции (рис. 1.51).



Рис. 1.50. Асинхронный исполнительный двигатель с короткозамкнутым ротором: 1 – обмотка статора; 2 – корпус; 3 – пакет статора; 4 – пакет ротора; 5 – беличья клетка

В двигателях обычной конструкции механическая обработка всех деталей производится до сборки двигателя. Они имеют обычный для электрической машины малой мощности воздушный зазор $\delta = 0,15...0,25$ мм и применяются в тех случаях, когда не требуется высокое быстродействие и, следовательно, величина момента инерции не имеет большого значения ($T_M = 0, 2...1, 5$ с).



струкции:

1 – обмотка статора; 2 – пакет статора; 3 – ротор

Так как у рассматриваемого двигателя воздушный зазор меньше чем у АДП, то благодаря этому удается снизить намагничивающий ток и увеличить соs ϕ и КПД. Однако при этом увеличиваются электрические потери в роторе. Дело в том, что в данном случае существенно увеличивается индуктивное сопротивление ротора х_R. Поэтому для получения одинакового критического скольжения S_к = 2...4 с целью устранения самохода приходится увеличивать активное сопротивление короткозамкнутого ротора по сравнению с активным сопротивлением полого ротора.

$$S_{\kappa} = \frac{r_{\rm RII}}{x_{\rm S}} = \frac{r_{\rm RK}}{x_{\rm S} + x_{\rm R}}, (r_{\rm RK} > r_{\rm RII}),$$
(1.153)

где $r_{R\Pi}$ и r_{RK} – активные сопротивления полого и короткозамкнутого ротора соответственно.

В АИД сквозной конструкции диаметр расточки статора равен диаметру отверстий в подшипниковых щитах (посадочных мест) (рис. 1.51). Такая конструкция позволяет уменьшить воздушный зазор до $\delta = 0,03...0,05$ мм, а, следовательно, снизить намагничивающий ток и увеличить соs φ и КПД. Ротор такого двигателя имеет малый диаметр и значительную длину (${}^{L_R}/{D_R} = 2...3$). Двигатель обладает большей надежностью по сравнению с АДП. К недостаткам АИД сквозной конструкции следует отнести повышенную величину напряжения трогания, что обусловлено большей массой ротора и наличием сил одностороннего притяжения ротора к статору. Сравнительно большой момент инерции приводит к увеличению T_M .

На рис. 1.27, в изображена конструктивная схема АИД с омедненным ферромагнитным ротором. В отличие от АДП у этого двигателя отсутствует внутренний статор. На практике находят также применение АИД с ферромагнитным ротором без омеднения. Толщина ротора $\Delta = 0, 3...3$ мм, воздушный зазор $\delta = 0, 15...0, 25$ мм. Тем не менее намагничивающий ток практически не отличается по величине от намагничивающего тока АДП. Причиной этого является малая проводимость ротора, вследствие вытеснения потока к наружной поверхности. При этом уменьшается толщина проводящего слоя и увеличивается его электрическое сопротивление. По указанным причинам АИД с ферромагнитным ротором имеет невысокий $\cos \varphi = 0, 3...0, 5$ и значительные электрические потери в роторе. Поэтому несмотря на повышение линейности механических и регулировочных характеристик с целью уменьшения электрических потерь и увеличения момента ротор АИД гальваническим путем покрывают слоем меди 0,05...0,1 мм.

Глава 2 ТАХОГЕНЕРАТОРЫ

2.1. Общие сведения

Тахогенератором называется электрическая машина малой мощности (ЭМММ), предназначенная для преобразования механического перемещения (вращения вала) в электрический сигнал (выходное напряжение). Основной характеристикой тахогенератора, определяющей его свойства, является выходная характеристика, т.е. зависимость выходного напряжения от частоты вращения U = f(n) или $U = f(\Omega)$.

В идеальном случае (холостой ход)

$$U = E = C_e \Phi n = C'_e \Phi \Omega = cn = c'\Omega = c'\frac{d\alpha}{dt}, \qquad (2.1)$$

где C_e , C'_e , с, с' – постоянные коэффициенты. При холостом ходе Φ = const.

Тахогенераторы применяются для выполнения следующих функций:

- измерения частоты вращения;

 – для осуществления обратной связи по частоте вращения в схемах автоматического регулирования;

– для демпфирования колебаний в автоматических системах;

– для осуществления электрического дифференцирования $U = c' \frac{d\alpha}{dt}$;

- для осуществления электрического интегрирования

$$\alpha = \frac{1}{c'} \int U dt \,. \tag{2.2}$$

В реальных условиях в обмотках тахогенератора (ТГ) протекают токи, которые воздействуют на поток. Кроме того, эти токи вызывают падения напряжения в обмотках. При этих условиях выходная характеристика будет отличаться от линейной зависимости, что обуславливает появление амплитудной погрешности. В асинхронных ТГ приходится также считаться с фазовой погрешностью, т.е. с изменением фазы выходного напряжения при изменении частоты вращения.

2.2. Асинхронный тахогенератор с полым ротором

2.2.1. Устройство асинхронного тахогенератора

Тахогенераторы по роду тока делятся на ТГ постоянного и переменного тока. Из тахогенераторов переменного тока в схемах автоматики наибольшее применение получили асинхронные тахогенераторы с полым ротором (АТП). По своей конструкции они аналогичны рассмотренным выше (АДП) (см рис. 1.27, б). Они имеют на статоре две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90 эл. градусов. Одна из обмоток является обмоткой возбуждения (В), а другая – генераторной (Г). Как правило, они выполняются четырехполюсными.

В зависимости от взаимного положения обмоток различают следующие разновидности (АТП): а) с расположением обмоток на наружном статоре; б) с расположением обмоток на внутреннем статоре; в) с раздельным расположением обмоток. Последний вариант наиболее предпочтителен, так как в этом случае имеется возможность поворота внутреннего статора относительно наружного с целью более точного сдвига между осями обмоток, равного в идеальном случае 90 эл. градусов.

Между наружным и внутренним статором имеется немагнитный промежуток, в котором размещается полый ротор в виде стакана, выполненного из материала с большим активным сопротивлением (констант, манганин, фосфористая бронза и т.п.).

2.2.2. Принцип действия асинхронного тахогенератора с полым ротором

При пояснении принципа действия АТП примем ротор состоящим из конечного числа элементарных «стержней» (рис. 2.1, а). Допустим, что n = 0, При включении обмотки возбуждения на напряжение U_B ток этой обмотки I_B создаст пульсирующий поток Φ_d , действующий по оси этой обмотки. Этот поток будет наводить в «стержнях» ротора трансформаторную ЭДС E_d , причем

$$E_{d} = \pi \sqrt{2} k_{o\delta R} W_{R} f_{l} \Phi_{d} \sim f_{l} \Phi_{d}, \qquad (2.3)$$

где $k_{o \delta R}$ – обмоточный коэффициент фиктивной обмотки ротора;

W_в – число витков этой «обмотки».

Под действием ЭДС E_d в элементарных «стержнях» ротора будут протекать токи I_d , размагничивающее действие которых (как в любом трансформаторе) компенсируется возрастающим током обмотки возбуждения I_B . Таким образом, возникает результирующий продольный поток Φ_d , создаваемый совместным действием МДС токов I_B и I_d . Направления ЭДС и токов E_d и I_d указаны в верхних половинах кружков, изображающих сечения элементарных «стержней» ротора (см рис. 2.1, а).

При вращении ротора ($n \neq 0$) элементарные «стержни» пересекают магнитный поток Φ_d и в них, кроме трансформаторной ЭДС, наводится ЭДС вращения E_a

$$E_{q} = \frac{C_{e}}{\sqrt{2}} \Phi_{d} n, \qquad (2.4)$$

под действием которой возникают токи I_q . Вследствие большого активного сопротивления ротора токи I_q практически совпадают с направлением E_q . Направления E_q и I_q указаны в нижних половинах кружков, изображающих сечения стержней. Так как поток Φ_d пульсирует с частотой сети f_1 , то с той же частотой пульсируют E_q и I_q . Последний создает пульсирующий поток Φ_q , действующий



Рис. 2.1. Асинхронный тахогенератор с полым ротором: а – поперечный разрез с представлением полого ротора в виде короткозамкнутой обмотки с конечным числом стержней; б – принципиальная схема асинхронного тахогенератора
по оси генераторной обмотки Г. Этот поток наводит в генераторной обмотке при холостом ходе трансформаторную ЭДС

$$E_{\Gamma} = \pi \sqrt{2} W_{\Gamma} k_{o \delta, \Gamma} f_{1} \Phi_{q} = C_{e 1} f_{1} \Phi_{q} = C_{e 2} f_{1} \Phi_{d} n, \qquad (2.5)$$

где $\,W_{\!\Gamma}\,$ и $\,k_{_{o6,\Gamma}}$ – число витков и обмоточный коэффициент обмотки.

При нагрузке АТП напряжение генераторной обмотки (рис. 2.1, б)

$$\dot{\mathbf{U}} = \dot{\mathbf{E}}_{\Gamma} - \dot{\mathbf{I}}_{\Gamma} \underline{\mathbf{Z}}_{\Gamma} = \dot{\mathbf{I}}_{\Gamma} \underline{\mathbf{Z}}_{\mathrm{H}}.$$
(2.6)

При этом поперечный поток Φ_q создается совместным действием МДС токов \dot{I}_q и \dot{I}_r .

Из предыдущего следует, что ЭДС выходной обмотки имеет частоту сети и пропорциональна скорости вращения АТП. Такой вывод относится к идеализированному тахогенератору в предположении, что поток Φ_d не зависит от частоты вращения.

2.2.3. Уравнения выходной характеристики асинхронного тахогенератора

Так как асинхронный тахогенератор с полым ротором аналогичен по своей конструкции АИД типа АДП, то анализ его работы можно осуществлять с помощью тех же методов, в основе которых лежит метод симметричных составляющих. Согласно этому методу уравнения напряжения АТП можно записать в виде

$$\dot{\mathbf{U}}_{\mathrm{B}} = \dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{B1}} \underline{Z}_{\mathrm{B1}} + \dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{B2}} \underline{Z}_{\mathrm{B2}}; \qquad (2.7)$$

$$O = \dot{I}_{\Gamma 1} \underline{Z}_{\Gamma 1} + \dot{I}_{\Gamma 2} \underline{Z}_{\Gamma 2} + \dot{I}_{\Gamma 1} \underline{Z}_{H} + \dot{I}_{\Gamma 2} \underline{Z}_{H}.$$
(2.8)

Далее учтем, что $\dot{I}_{\Gamma 1} = jk\dot{I}_{B1}; \ \dot{I}_{\Gamma 2} = -jk\dot{I}_{B};$

$$\underline{Z}_{\Gamma 1} = \underline{Z}_{B1} / k^2; \ \underline{Z}_{\Gamma 2} = \underline{Z}_{B2} / k^2.$$
(2.9)

Тогда уравнение (2.8) преобразуется к виду

$$O = j \frac{\dot{I}_{B1}}{k} \underline{Z}_{B1} - j \frac{\dot{I}_{B2}}{k} \underline{Z}_{B2} + jk(\dot{I}_{B1} - \dot{I}_{B2}) \underline{Z}_{H}.$$
(2.10)

Здесь $k = \frac{W_B}{W_{\Gamma}} -$ коэффициент трансформации обмоток.

В результате совместного решения уравнений (2.7) и (2.10) будем иметь:

$$\dot{I}_{B1} = \dot{U}_{B} \frac{\underline{Z}_{B2}/k^{2} + \underline{Z}_{H}}{\frac{2}{k^{2}} \underline{Z}_{B1} \underline{Z}_{B2} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})};$$
(2.11)

$$\dot{I}_{B2} = \dot{U}_{B} \frac{\underline{Z}_{B1}/k^{2} + \underline{Z}_{H}}{\frac{2}{k^{2}} \underline{Z}_{B1} \underline{Z}_{B2} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{B1} - \underline{Z}_{B2})}.$$
(2.12)

Выходное напряжение

$$\dot{U} = jk(\dot{I}_{B1} - \dot{I}_{B2})\underline{Z}_{H} = -j\frac{U_{B}}{k}\frac{(\underline{Z}_{B1} - \underline{Z}_{B2})\underline{Z}_{H}}{\frac{2}{k^{2}}\underline{Z}_{B1}\underline{Z}_{B2} + \underline{Z}_{H}(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})}.$$
(2.13)

В последнем выражении отсутствует в явном виде зависимость $\dot{U} = f(n)$ или $\dot{U} = f(\Omega)$. Нас интересует зависимость $\dot{U} = f(\upsilon)$, $\upsilon = \frac{n}{n_{\star}}$.

Для получения выходной характеристики, т.е. зависимости $\dot{U} = f(n)$ удобно воспользоваться схемами замещения тахогенератора для токов прямой и обратной последовательности (рис. 2.2) При выводе выражения выходного напряжения АТП в схемах замещения не учитывается индуктивное сопротивление ротора.

Определим полные сопротивления изображенных на рис. 2.2 схем замещения:

$$\underline{Z}_{B1} = \underline{Z}_{SB} + \frac{\underline{Z}_{mB} \frac{I_{RB}}{S}}{\underline{Z}_{mB} + \frac{r_{RB}}{S}} = \underline{Z}_{SB} + \frac{\underline{Z}_{mB} \frac{I_{RB}}{1 - \upsilon}}{\underline{Z}_{mB} + \frac{r_{RB}}{1 - \upsilon}}; \qquad (2.14)$$

$$\underline{Z}_{B2} = \underline{Z}_{SB} + \frac{\underline{Z}_{mB} \frac{r_{RB}}{2 - s}}{\underline{Z}_{mB} + \frac{r_{RB}}{2 - s}} = \underline{Z}_{SB} + \frac{\underline{Z}_{mB} \frac{r_{RB}}{1 + \upsilon}}{\underline{Z}_{mB} + \frac{r_{RB}}{1 + \upsilon}}. \qquad (2.15)$$

 $1+\upsilon$



Рис. 2.2. Полные сопротивления прямой (а) и обратной (б) последовательности тахогенератора

После подстановки значений <u>Z</u>_{B1} и <u>Z</u>_{B2} в выражение (2.13) получим следующее уравнение выходной характеристики АТП [1, 6]:

$$\dot{U} = \frac{-j\frac{U_{B}}{k}\upsilon}{\frac{1}{k^{2}\underline{Z}_{H}(\frac{\underline{Z}_{SB}^{2}\dot{\sigma}}{r_{BB}} + 2\underline{Z}_{SB}\dot{\sigma} + r_{RB}) + \frac{\underline{Z}_{SB}\dot{\sigma}^{2}}{r_{RB}} + \dot{\sigma} + \upsilon^{2}(\frac{1}{k^{2}\underline{Z}_{H}}\frac{\underline{Z}_{SB}^{2}}{r_{RB}} + \frac{\underline{Z}_{SB}}{r_{RB}})} = \frac{-j\frac{U_{B}}{k}\upsilon}{\dot{A} - \upsilon^{2}\dot{B}}, \quad (2.16)$$

$$r_{A}e \ \dot{\sigma} = (\underline{Z}_{mB} + r_{RB})/\underline{Z}_{mB}; \qquad (2.17)$$

$$\dot{A} = \frac{1}{k^2 \underline{Z}_{\rm H}} \left(\frac{\underline{Z}_{\rm SB} \dot{\sigma}}{r_{\rm BB}} + 2 \underline{Z}_{\rm SB} \dot{\sigma} + r_{\rm RB} \right) + \frac{\underline{Z}_{\rm SB} \dot{\sigma}^2}{r_{\rm RB}} + \dot{\sigma}; \qquad (2.18)$$

$$\dot{B} = \frac{1}{k^2 \underline{Z}_{\rm H}} \frac{\underline{Z}_{\rm SB}^2}{r_{\rm RB}} + \frac{\underline{Z}_{\rm SB}}{r_{\rm RB}}.$$
(2.19)

2.2.4. Анализ погрешностей асинхронного тахогенератора

Основным показателем качества работы тахогенератора является линейность выходной характеристики. Однако при работе АТП выходное напряжение является функцией многих переменных:

$$\dot{\mathbf{U}} = \mathbf{f}(\dot{\mathbf{U}}_{\mathrm{B}}, \mathbf{v}, \mathbf{r}, \mathbf{x}, \underline{Z}_{\mathrm{H}}). \tag{2.20}$$

При эксплуатации АТП могут изменяться напряжение возбуждения U_B , скорость вращения υ , активное сопротивление обмоток за счет нагрева и изменения температуры окружающей среды, индуктивные сопротивления вследствие изменения частоты и насыщения ($x = 2\pi f L$) и нагрузки Z_H . Изменение каждой из этих величин приводит к отклонению реальной выходной характеристики от некоторой идеальной характеристики, т.е. к появлению амплитудных и фазовых погрешностей.

Амплитудной погрешностью ΔU называется выраженное в процентах отклонение характеристики $U = f(\upsilon)$ при данной скорости υ от идеальной, отнесенное к номинальному (максимальному) $U_{\rm H}$ (при $\upsilon = \upsilon_{\rm H}$):

$$\Delta U(\%) = \frac{U - U_i}{U_H} 100. \qquad (2.21)$$

Фазовой погрешностью $\Delta \phi$ называется отклонение фазы выходного напряжения U от фазы напряжения, принятого в качестве базового. Амплитудная и фазовая погрешности зависят не только от свойств тахогенератора, но и от того, какая характеристика принята за идеальную и какое напряжение принято в качестве базового.

Амплитудную погрешность можно уменьшить путем соответствующей калибровки тахогенератора, т.е. установлением такого наклона идеальной характеристики, при котором отклонение в среднем реальной характеристики 1 от идеальной 2 было бы минимальным (рис. 2.3). В работе [5] показано, что для получения минимальной амплитудной погрешности идеальную характеристику следует про-

водить через точку A реальной характеристики, соответствующую $\upsilon_{\rm A} = \frac{\sqrt{3}}{2} \upsilon_{\rm H}$ (рис. 2.3, б). В этом случае амплитудная погрешность оказывается значительно меньше ее величины при использовании в качестве идеальной характеристики, касательной к начальной части реальной характеристики (рис. 2.3, а).

При определении фазовой погрешности Δφ обычно понимают отклонение фазы выходного напряжения от фазы напряжения возбуждения, которое принимается в качестве базового. Величина Δφ в основном определяется индуктивными сопротивлениями обмоток и ротора. При правильной калибровке – выборе базового напряжения – оно значительно снижается. У современных тахогенераторов высокой точности фазовая погрешность составляет несколько минут, а обычных тахогенераторов следящих систем достигает несколько градусов.



Рис. 2.3. Линеаризация выходной характеристики асинхронного тахогенератора:

а – касательной к начальной части выходной характеристики; б – согласно методу В.В. Хрущева

На практике амплитудная и фазовая погрешности делятся на следующие: а) скоростные ΔU_{ν} и $\Delta \phi_{\nu}$;

- б) температурные погрешности ΔU_t и $\Delta \phi_t$;
- в) частотные погрешности ΔU_f и $\Delta \phi_f$.

2.2.5. Скоростные погрешности

Как следует из выражения выходной характеристики (2.16) погрешности АТП обусловлены наличием в знаменателе этого выражения члена $\upsilon^2 \dot{B}$. Если принять $\upsilon^2 \dot{B} = 0$, то выходное напряжение будет линейной функцией скорости υ и характеристика окажется идеальной (рис. 2.3, а):

$$U = -j \frac{\dot{U}_{B}}{k} \upsilon / \dot{A}. \qquad (2.22)$$

При проектировании тахогенераторов стремятся уменьшить член $\upsilon^2 \dot{B}$. Это достигается за счет уменьшения υ или за счет уменьшения \dot{B} .

Уменьшение относительной скорости

$$v = \frac{n}{n_1} = \frac{np}{(60f)}$$
 (2.23)

можно обеспечить либо за счет увеличения частоты питающей сети f, либо за счет уменьшения числа пар полюсов p.

Так как с целью уменьшения электрической и магнитной асимметрии число пар полюсов р никогда не выбирают меньше двух (2p = 4), то уменьшение относительной скорости достигается за счет увеличения частоты питающей сети. Поэтому асинхронные тахогенераторы особенно точные, как правило, рассчитываются на работу от сетей повышенной частоты 500, 1000 Гц.

С целью получения минимальных скоростных погрешностей асинхронные тахогенераторы обычно используют для работы при малых угловых скоростях. Диапазон рабочих скоростей высокочастотных АТП находится в пределах $\upsilon = 0, 2...0, 25$, а тахогенераторов следящих систем $\upsilon = 0, 5...0, 7$. Благодаря этому в первом случае погрешность составляет $\Delta U_{\upsilon} = 0, 05...0, 1\%$, а во втором – $\Delta U_{\upsilon} = 0, 2...2, 5\%$.

Уменьшение комплексного коэффициента

$$\dot{\mathbf{B}} = \frac{1}{\mathbf{k}^2 \underline{Z}_{\mathrm{H}}} \frac{\underline{Z}_{\mathrm{SB}}^2}{\mathbf{r}_{\mathrm{RB}}} + \frac{\underline{Z}_{\mathrm{SB}}}{\mathbf{r}_{\mathrm{RB}}}$$

можно достичь увеличением k, уменьшением \underline{Z}_{SB} , увеличением r_{RB} и \underline{Z}_{H} . К увеличению k и уменьшению \underline{Z}_{SB} обычно не прибегают, так как увеличение k приводит к снижению крутизны выходной характеристики, а уменьшение \underline{Z}_{SB} – к увеличению габаритов. Обычно уменьшение коэффициента \dot{B} достигается увеличением r_{RB} и \underline{Z}_{H} .

Скоростные амплитудная и фазовая погрешности АТП могут быть уменьшены путем правильного выбора характера нагрузки \underline{Z}_{H} [1, 6]. Это наглядно показано на рис. 2.4, где изображены зависимости $U = f(\underline{Z}_{H})$ и $\varphi = f(\underline{Z}_{H})$. Из рис. 2.4, а видно, что путем соответствующего подбора активно-емкостной нагрузки можно уменьшить амплитудную погрешность (компаундирование по амплитуде), а соответствующим подбором активно-индуктивной нагрузки – уменьшить фазовую погрешность (компаундирование по фазе) (рис. 2.4, б).



Рис. 2.4. Внешние характеристики асинхронного тахогенератора: a) – амплитудные; б) – фазовые

Представляет интерес физическая сущность скоростных амплитудной и фазовой погрешностей АТП. Одной из основных причин этих погрешностей является электромагнитная реакция ротора, изменяющая величину и фазу потоков Φ_d и

 Φ_q . При изменении скорости вращения и нагрузки выходной обмотки величина потока Φ_d изменяется. Дело в том, что под действием потока Φ_q в элементарных «стержнях» ротора наводится ЭДС вращения E'_q , вызывающая появление в этих «стержнях» токов I'_q . Последние вызывают появлении добавочной МДС F'_d , действующей по продольной оси и уменьшающий ток возбуждения I_B и продольный поток Φ_d . Последний будет изменяться нелинейно в зависимости от скорости ввиду квадратичной зависимости E'_q от п. Кроме того, при наличии индуктивности ротора возможно изменение фазы J_q и фазы поперечного потока ротора, что сопровождается изменением Φ_d , но и под влиянием падения напряжения в генераторной обмотки $\dot{I}_{\Gamma}Z_{\Gamma}$.

2.2.6. Температурные погрешности

Температурные погрешности ΔU_t и $\Delta \phi_t$ обусловлены электрическими потерями в его обмотках и роторе, магнитными потерями в сердечниках, а также изменением температуры окружающей среды. Это приводит к изменению активных сопротивлений статорных обмоток и ротора и к отклонению выходной характеристики от идеальной.

С целью уменьшения колебаний активного сопротивления ротора вследствие изменения температуры его изготовляют из материала, удельное сопротивление которого мало зависит от температуры

Наибольшие температурные погрешности вносит особенно обмотка возбуждения. С целью уменьшения этих погрешностей последовательно с обмоткой возбуждения включают специальные термосопротивления, которые стабилизируют активное сопротивление цепи возбуждения. В некоторых тахогенераторах особо высокой точности в пазах обмотки возбуждения располагают термосопротивления, с помощью которых измеряют температуру, и специальные автоматически регулируемые нагревательные элементы, которые поддерживают температуру на заданном уровне.

Что касается частотных погрешностей ΔU_f и $\Delta \phi_f$, то единственным способом их устранения является стабилизация частоты напряжения возбуждения.

2.2.7. Крутизна выходной характеристики

Под крутизной выходной характеристики АТП понимается отношение

$$\mathbf{k}' = \frac{\Delta \mathbf{U}}{\Delta \mathbf{n}}, \quad \begin{array}{c} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{M} \\ \mathbf$$

Крутизна выходной характеристики определяет чувствительность тахогенератора. Чем больше крутизна, тем более чувствителен тахогенератор к всевозможным изменениям скорости вращения. Крутизна зависит от потока возбуждения Φ_{ds} , со-

противления ротора \underline{Z}_R и числа витков генераторной обмотки W_{Γ} . Чем больше поток Φ_{ds} , тем больше ЭДС и ток ротора, больше поток Φ_{qR} , а, следовательно, напряжение U. Чем меньше \underline{Z}_R и больше число витков W_{Γ} , тем больше ток ротора, значение U и крутизна k.

Попутно отметим, что увеличение крутизны выходной характеристики всегда ведет к увеличению амплитудной и фазовой погрешностей тахогенератора.

При проектировании АТП всегда исходят из того, что от него требуется: большая крутизна k или меньшие погрешности ΔU и $\Delta \phi$. Крутизна в современных тахогенераторах определяется назначением тахогенератора. У точных тахогенераторов k = 1...3 мB/(об/мин).

2.2.8. Остаточная ЭДС

К погрешностям асинхронного тахогенератора относятся также нулевой сигнал в виде остаточной ЭДС, которая возникает на зажимах генераторной обмотки при неподвижном роторе. Причинами ее возникновения является неточный сдвиг между осями обмоток статора на угол 90 эл. градусов, неоднородность магнитных свойств магнитопровода, электрическая асимметрия ротора, наличие короткозамкнутых контуров, неравномерность воздушного зазора, наличие емкостных связей между обмотками и т.п. Остаточную ЭДС можно разделить на постоянную E_0 и переменную E'_0 составляющие (рис. 2.5). Постоянная составляющая не зависит от углового положения ротора, а переменная составляющая изменяется в зависимости от угла поворота с двойной периодичностью в электрических градусах.



Рис. 2.5. Зависимость нулевого напряжения асинхронного тахогенератора от положения ротора

Основной причиной появления постоянной составляющей остаточной ЭДС E_o является неточный сдвиг осей обмоток В и Г на 90 электрических градусов (рис. 2.6). В результате этого появляется трансформаторная связь между обмотками, что сопровождается наведением трансформаторной ЭДС E_o в генераторной обмотке (см. рис. 2.6). Радикальным средством уменьшения этой ЭДС является раздельное размещение обмоток: генераторной обмотки – на внутреннем статоре, а обмотки возбуждения – на наружном. Поворот внутреннего и наружного статора относительно друг друга позволяет получить необходимый сдвиг между обмотками, при котором E_o оказывается минимальной.



Рис. 2.6. Несимметричной расположение обмоток статора асинхронного тахогенератора

С другой стороны неоднородность магнитных свойств пакетов статора, неравномерность воздушного зазора, наличие короткозамкнутых витков в магнитопроводе и обмотках приводят к возникновению эллиптического вращающегося поля, которое способствует увеличению E_o. В связи с этим становится очевидной необходимость повышения качества технологии изготовления АТП с целью исключения названных факторов, вызывающих остаточную ЭДС.

Наличие остаточной ЭДС Е_о является причиной дополнительных амплитудной и фазовой погрешностей. Это положение можно пояснить с помощью векторной диаграммы (рис. 2.7):

$$\dot{E}_{1}(\upsilon_{1}) \sim \upsilon_{1}; \ \dot{E}_{2}(\upsilon_{2}) \sim \upsilon_{2}; \ \dot{E}_{o} = \text{const}.$$

$$\dot{E}_{P1}(+\upsilon_{1}) = \dot{E}_{1}(+\upsilon_{1}) + \dot{E}_{o}; \ \dot{E}_{P2}(+\upsilon_{2}) = \dot{E}_{2}(+\upsilon_{2}) + \dot{E}_{o}; \qquad (2.25)$$

$$\dot{E}_{P2}(-\upsilon_{2}) = \dot{E}_{2}(-\upsilon_{2}) + \dot{E}_{o}.$$

Как следует из последних выражений, результирующие значения выходных ЭДС $E_p(\upsilon)$ не пропорциональны скорости вращения υ . Кроме того, при изменении υ изменяется фаза выходных ЭДС ($\psi_1 > \psi_2$). Одновременно с этим при изменении направления вращения изменяется величина $E_p(\upsilon)$: $E_{p_2}(-\upsilon) < E_2(-\upsilon_2)$. Это означает, что при изменении направления вращения выходная характеристика оказывается несимметричной.



Рис. 2.7. Остаточная ЭДС и ее влияние на амплитудную и фазовую погрешности асинхронного тахогенератора

Причиной переменной составляющей E'_0 , как отмечалось выше, является электрическая несимметрия ротора, которая в основном зависит от неодинаковой толщины стенок полого ротора. Такой ротор может быть представлен в виде симметричного ротора и короткозамкнутого витка (рис. 2.8)



Рис. 2.8. К пояснению причины возникновения переменной составляющей остаточной ЭДС при несимметричном роторе

2.2.9. Работа асинхронного тахогенератора в качестве датчика угловых ускорений

При работе АТП в этом режиме обмотка возбуждения В питается постоянным током. В этом случае по продольной оси создается постоянный поток Φ_{dS} . При постоянной скорости вращения в роторе возникают постоянные ЭДС E_q и ток I_q . Последний создает постоянный по величине поперечный поток Φ_{qR} , действующий по оси генераторной обмотки.

При изменении скорости вращения изменяются E_q , I_q и Φ_{qR} . В результате в выходной (генераторной) обмотке наводится трансформаторная ЭДС

$$e = -W_{\Gamma} \frac{d\Phi_{q}}{dt} = -W_{\Gamma}k' \frac{d\Omega}{dt}$$
 с действующим

значением $E \sim \frac{d\Omega}{dt} = \varepsilon$.

2.2.10. Достоинства и недостатки асинхронного тахогенератора с полым ротором

- А. Достоинства:
- 1) бесконтактность отсутствие скользящих контактов;
- 2) малоинерционность;
- 3) малый момент сопротивления (трения в подшипниках) и электромагнитный тормозной вследствие отсутствия радиальных и аксиальных сил, действующих на ротор;
- 4) большая надежность;
- 5) относительно неплохая стабильность характеристик.
 - Б. Недостатки:
- 1) теоретическая и практическая нелинейность выходной характеристики;
- 2) наличие фазовой погрешности;
- наличие остаточной ЭДС (нулевого сигнала);
- 4) малая выходная мощность;
- низкий соѕф;
- 6) большие габариты и масса.

2.3. Синхронные тахогенераторы

Конструктивно синхронный тахогенератор представляет собой однофазный (иногда трехфазный) синхронный генератор малой мощности с явнополюсным ротором, выполненным в виде постоянного магнита – звездочки (рис. 2.9). При вращении ротора в статорной обмотке индуктируется ЭДС

$$E = \pi \sqrt{2} k_{o61} f W \Phi = \pi \sqrt{2} k_{o61} \frac{P_{\Pi}}{60} W \Phi = c n \qquad (2.26)$$

Так как ЭДС Е в данном случае является функцией частоты вращения n, то при использовании этой машины в автоматических устройствах возникает за-

труднение. Действительно, при изменении частоты вращения происходит изменение реактивных сопротивлений как самого тахогенератора, так и нагрузки на которую он работает, что ведет к искажению выходной характеристики и появлению погрешностей. Возможны даже резонансные явления. Лишь в некоторых схемах работающих на частотном принципе непостоянство частоты вращения п считается положительным качеством синхронного ТГ.

Широкое применение эта машина получила лишь в качестве индикаторного тахометра для непосредственного измерения скорости вращения различных механизмов.



Рис. 2.9. Синхронный тахогенератор

2.4. Тахогенераторы постоянного тока

2.4.1. Общие сведения

Тахогенераторы постоянного тока (ТГП) называется коллекторная электрическая машина малой мощности, работающая в режиме генератора и предназначенная для преобразования механического вращения вала в электрический сигнал (напряжение). Существует два вида ТГП:

а) с возбуждением от постоянных магнитов;

б) с электромагнитным возбуждением (рис. 2.10).

2.4.2. Уравнение выходной характеристики и погрешности тахогенератора постоянного тока

При холостом ходе ТГП ($R_{\rm H} = \infty$) напряжение на его зажимах

$$U = E_0 = C_e \Phi_0 n = cn$$

или

$$U = E_0 = C'_e \Phi_0 \Omega = c' \Omega = c' \frac{d\alpha}{dt}.$$
 (2.27)

В данном случае выходное напряжение является линейной функцией частоты вращения, т.е. выходная характеристика U = f(n) линейна (прямая 1 на рис. 2.11). При работе ТГП на нагрузку ($R_H \neq \infty$) и в предположении, что $\Phi = \Phi_0 = \text{const}$ и падение напряжения в переходном сопротивлении щеточного контакта $\Delta U_{\mu} = 0$ будем иметь

$$U = E_{0} - I_{a}r_{a} = cn - \frac{U}{R_{H}}r_{a}$$
(2.28)

откуда

$$U(1 - \frac{r_{a}}{R_{H}}) = cn, \ U = \frac{c}{1 + \frac{r_{a}}{R_{H}}}n = kn, \qquad (2.29)$$

где r_a – сопротивление обмотки якоря.



Рис. 2.10. Схема тахогенератора постоянного тока с электромагнитным возбуждением

В этом случае выходная характеристика оказывается также линейной, но имеет другую крутизну k (прямая 2 на рис. 2.11).

В реальных условиях при работе ТГП на нагрузку выходная характеристика отклоняется от линейной зависимости по двум причинам:

а) вследствие влияния реакции якоря;

б) при наличии падения напряжения в переходном сопротивлении щеточного контакта.

Реакция якоря, обусловленная током якоря, с увеличением последнего вызывает уменьшение потока

$$\Phi = \Phi_0 - \Phi_R, \qquad (2.30)$$

где $\Phi_{\rm R}$ – поток реакции якоря, который в первом приближении можно принять пропорциональным току якоря, т.е.

$$\Phi_{\rm R} = c_1 I_a = c_1 U/R_{\rm H}$$

Тогда ЭДС якоря будет

$$E = C_{e} \Phi n = C_{e} (\Phi_{0} - \Phi_{R}) n = C_{e} \Phi_{0} n - C_{e} \Phi_{R} n.$$
 (2.31)

Напряжение на зажимах ТГП с учетом падения напряжения в щеточном контакте

$$U = E - I_a r_a - \Delta U_{\mu} = C_e \Phi_0 n - C_e \Phi_R n - I_a r_a - \Delta U_{\mu} =$$
$$= cn - C_e c_1 \frac{U}{R_H} n - \frac{U}{R_H} r_a - \Delta U_{\mu}, \qquad (2.32)$$

откуда

$$U(1 + \frac{r_{a} + C_{e}c_{1}n}{R_{H}}) = cn - \Delta U_{III}$$
(2.33)

И

$$U = \frac{cn}{(1 + \frac{r_{a} + C_{e}c_{1}n}{R_{H}})} - \frac{\Delta U_{III}}{(1 + \frac{r_{a} + C_{e}c_{1}n}{R_{H}})}.$$
 (2.34)

Из последнего уравнения следует, что выходная характеристика ТГП нелинейна (кривая 4 на рис. 2.11). Одной из причин нелинейности является наличие в знаменателе члена с n, обязанного влиянию реакции якоря. Чем больше частота вращения n и чем меньше сопротивление нагрузки R_H, тем больше отклонение характеристики от линейной зависимости и тем больше погрешность.



Рис. 2.11. Выходные характеристики тахогенератора постоянного тока

Уменьшение влияния реакции якоря можно достигнуть увеличением воздушного зазора, что обеспечивает работу ТГП на прямолинейном участке магнитной характеристики. Другой путь – выполнение ТГП сильно насыщенным так, чтобы рабочая точка лежала за коленом магнитной характеристики.

Другой причиной нелинейности выходной характеристики ТГП является падение напряжения в щеточном контакте $\Delta U_{\mu\mu}$. За счет $\Delta U_{\mu\mu}$ происходит смещение выходной характеристики из начала координат. Касательная 3 к начальному участку этой характеристики пересекает ось ординат в точке $U' = -\Delta U_{\mu\mu} / (1 + \frac{r_a}{R_{\mu}})$

(рис. 2.11). В результате появляется зона нечувствительности, т.е. диапазон частот вращения от n = 0 до n_{min} , в пределах которого выходное напряжение U = 0.

С целью уменьшения зоны нечувствительности в ТГП обычно устанавливается медно-графитные или серебряно-графитные щетки. В особо точных тахогенераторах с этой целью применяют проволочные щетки с серебряным, золотым или даже платиновым покрытием [6].

2.4.3. Температурная погрешность

Температурная погрешность возникает в основном в ТГП с электромагнитным возбуждением за счет изменения сопротивления обмотки возбуждения при ее нагреве. Любое изменение сопротивления обмотки возбуждения вызывает изменение потока тахогенератора, что сопровождается изменением наклона выходной характеристики и появлением значительных погрешностей.

Устранение температурной погрешности может достигаться двумя путями: либо стабилизацией тока возбуждения I_B , либо стабилизацией потока. Первое достигается включением в цепь обмотки возбуждения (OB) либо термосопротивления, либо большого добавочного сопротивления $R_a >> r_B$ ($r_B - conportubrent OB$) $I_B = U/(r_B + R_A) \approx const$,

Стабилизация потока достигается за счет сильного насыщения магнитной цепи тахогенератора (рис. 2.12).



Рис. 2.12. Способы уменьшения температурной погрешностей тахогенератора постоянного тока



Рис. 2.13. К вопросу асимметрии выходного напряжения тахогенератора постоянного тока

2.4.4. Асимметрия выходного напряжения

Асимметрия выходного напряжения ТГП возникает из-за неточной установки щеток на геометрической нейтрали или из-за смещения щеток в процессе эксплуатации. Ошибка асимметрии (рис. 2.14)

$$\Delta U_{ac}(\%) = \frac{U(+n) - U(-n)}{0.5[U(+n) + U(-n)]} 100, \qquad (2.35)$$

$$\Delta U_{ac} = 1...3\%.$$

2.4.5. Пульсации выходного напряжения

Существенным недостатком тахогенераторов постоянного тока является наличие пульсаций выходного напряжения. Их обычно делят на три группы: якорные, зубцовые и коллекторные [2].

Основными причинами якорных пульсаций являются:

- а) периодическое изменение величины воздушного зазора при вращении якоря вследствие его эксцентриситета и нецилиндричности поверхности;
- б) неравномерная частота вращения;
- в) наличие остаточной намагниченности;
- г) неодинаковая магнитная проводимость пакета якоря в радиальных направлениях.

Частота якорных пульсаций в двухполюсной машине

$$f_a = 2\frac{n}{60}.$$
 (2.36)

Радиальным средством уменьшения якорных пульсаций является увеличение воздушного зазора, а также обеспечение строгой цилиндричности поверхности якоря и устранение эксцентриситета. Кроме того, с той же целью применяется «веерообразная» сборка пакета якоря из штампованных листов со сдвигом каждо-го листа относительно предыдущего на один зубцовый шаг.

Основной причиной зубцовых пульсаций является измерение магнитной проводимости воздушного зазора между расточкой полюсов и зубчатым якорем при вращении последнего. Величина амплитуды этих пульсаций зависит от числа зубцов, приходящихся на пару полюсов и отношения расчетной полюсной дуги к зубцовому делению b_{δ}/t_1 . При b_{δ}/t_1 равного целому числу (рис. 2.14) число зубцов якоря под полюсом при разных положениях якоря остается неизменным, но лишь перемещается от одного края полюса к другому. Магнитная проводимость воздушного зазора остается практически постоянной, и магнитный поток полюса, не изменяясь по величине, совершает поперечные колебания, что сопровождается пульсациями выходного напряжения.



Рис. 2.14. Поперечные колебания потока генератора постоянного то-ка

При $b_{\delta}/t_{1} \neq$ целому числу возникают продольные колебания потока, которые практически не вызывают пульсаций выходного напряжения [2].

Частота зубцовых пульсаций

$$f_3 = \frac{zn}{60}$$
(2.37)

Средствами уменьшения зубцовых пульсаций являются:

а) увеличение воздушного зазора;

б) применение магнитных клиньев для закрытых пазов якоря;

- в) скос пазов якоря или полюсного наконечника на одно пазовое деление;
- г) выбор отношений: $\frac{z}{p}$ = целому числу и $\frac{b_{\delta}}{t_1} \neq$ целому числу.

Коллекторные пульсации выходного напряжения ТГП могут возникать вследствие:

- а) вибрации щеток на коллекторе при наличии неровностей на его поверхности и дефектов щеточного устройства;
- б) периодического изменения числа секций в одной параллельной ветви обмотки якоря при замыкании части их щетками накоротко в процессе коммутации;
- в) влияния добавочных коммутационных токов на падения напряжения в щеточном контакте.

Частота коллекторных пульсаций напряжения:

$$f_{\kappa} = \frac{\kappa n}{60}, \qquad (2.38)$$

где к – число коллекторных пластин.

К средствам уменьшения коллекторных пульсаций следует отнести увеличение коллекторных пластин и обеспечение наиболее совершенной щеточноколлекторного узла.

Наличие щеточно-коллекторного узла является общим недостатком ТГП. Его наличие вызывает появление зоны нечувствительности при малых скоростях и асимметрии выходной характеристики, а также ее нестабильность. Эти недостатки в меньшей степени проявляются у тахогенераторов с полым якорем. Выходное напряжение последних не содержит якорных и зубцовых пульсаций.

К достоинствам ТГП следует отнести малые габариты и массу при большой выходной мощности.

Глава 3 СЕЛЬСИНЫ

3.1. Назначение. Классификация и устройство сельсинов

Сельсином называется электрическая машина переменного тока, предназначенная для синхронной передачи угла поворота или вращения, либо для генерирования напряжения, являющегося функцией угла поворота.

Сельсины являются основным элементом любой индукционной системы синхронной связи (ССС). Последняя представляет собой совокупность средств, служащих для передачи на расстояние угловых перемещений либо для синхронизации вращения нескольких осей механически несвязанных. В соответствие с этим различают системы синхронного поворота и системы синхронного вращения (электрического вала).

Парная ССС включает в себя три звена: а) командное ведущее звено – датчик; б) линию связи; в) ведомое звено – приемник.

Системы «электрического вала» чаще всего осуществляются с помощью обычных трехфазных асинхронных машин с фазным ротором. Обмотки роторов при этом соединяются друг с другом, а обмотки статоров питаются от одной и той же сети трехфазного тока.

Системы синхронной «передачи угла», применяемые, как правило, для дистанционного управления, регулирования и контроля реализуются с помощью сельсинов. Последние в зависимости от числа фаз первичной обмотки (обмотки возбуждения) подразделяются на трехфазные и однофазные. Трехфазные сельсины аналогичны асинхронным машинам малой мощности с фазным ротором. По ряду причин они не нашли широкого применения в системах синхронного поворота («передачи угла»). В большинстве таких систем в настоящее время используются однофазные сельсины – контактные и бесконтактные.

В однофазных сельсинах первичная однофазная обмотка, являющаяся обмоткой возбуждения, подключается к однофазной сети переменного тока и служит для создания пульсирующего потока. Вторичная обмотка, называемая обмоткой синхронизации, представляет собой совокупность 3-х обмоток (фаз), сдвинутых относительно друг друга на 120°. Она выполняется по типу трехфазной обмотки.

Принцип действия контактных сельсинов не зависит от места расположения каждой из обмоток. Однако чаще всего применяют сельсины, у которых обмотка синхронизации размещена на статоре, а обмотка возбуждения на роторе, так как при этом уменьшается число контактных колец.

Сельсины выполняют обычно двухполюсными. Статор и ротор их набирают из изолированных листов электротехнической стали. При этом они могут иметь явнополюсное (рис. 3.1, а, б) и неявнополюсное исполнение (рис. 3.1, в). В явнополюсных сельсинах однофазная сосредоточенная обмотка размещена на явновыраженных полюсах ротора (рис. 3.1, а) или статора (рис. 3.1, б). В неявнополюс-

ных сельсинах однофазная обмотка возбуждения распределена в полузакрытых пазах ротора или статора (рис. 3.1, в).



Рис. 3.1. Конструктивные формы контактных сельсинов: а – явнополюсное исполнение с размещением однофазной обмотки на полюсах ротора; б – явнополюсное исполнение с расположением однофазной обмотки на полюсах статора; в – неявнополюсное исполнение с размещением однофазной обмотки в пазах ротора или статора

Число контактных колец и щеток зависит от расположения обмоток: сельсины с обмоткой возбуждения (OB) на роторе имеют два контактных кольца; с OB на статоре – три контактных кольца. Основное преимущество конструкции с OB, расположенной на роторе состоит в том, что OB подключается непосредственно к сети и потеря скользящего контакта (щетки – контактные кольца) маловероятна. Что касается конструкции с обмоткой возбуждения, размещенной на статоре (рис. 3.1, б), то переходное сопротивление скользящего контакта находится в цепи синхронизации с малым напряжением, особенно при малых углах рассогласования.

При этих условиях возможна потеря контакта при малейшем его загрязнении, что может привести к аварийному режиму [7].

Обычно конструкция, изображенная на рис. 3.1, а применяется для сельсинов – датчиков, а конструкция, изображенная на рис 3.1, в, – для сельсинов – приемников. В некоторых типах сельсинов-приемников явнополюсного исполнения (рис. 3.1, а) на роторе размещают по поперечной оси короткозамкнутую демпферную обмотку, обеспечивающую быстрое затухание собственных колебаний ротора при переходе его из одного положения в другое. В конструкции (рис. 3.1, б) такая возможность исключена.

Наличие в контактных сельсинах скользящего контакта снижает надежность и точность работы ССС. В связи с этим на практике получили широкое применение бесконтактные сельсины с однофазной обмоткой возбуждения и трехфазной обмоткой синхронизации (ОС) (рис. 3.2.) [1, 6].

Ротор бесконтактного сельсина имеет два стальных пакета, разделенных немагнитным промежутком. Пакеты набираются из листов электротехнической стали, размещенных в плоскости, параллельной оси вала. Пакеты укрепляются на оси путем заливки силумином. На статоре расположены стальной пакет с распределенной обмоткой синхронизации, два боковых кольца – тороида, две тороидальные катушки ОВ и внешний магнитопровод, выполненный в виде стальных стержней в аксиальных пазах корпуса, отлитого из силумина. Стальной пакет статора и тороиды собраны из листов, расположенных перпендикулярно оси вала, а внешний магнитопровод – из листов, расположенных параллельно оси вала. Поток, создаваемый последовательно соединенными тороидальными катушками ОВ замыкается на каждом участке магнитной цепи сельсина по пути, показанному на рис. 3.2 штриховыми линиями со стрелками. При повороте ротора изменяется положение оси потока относительно обмоток синхронизации, поэтому ЭДС, индуктируемая в фазах обмотки синхронизации, будет зависеть от угла поворота ротора, так же как и в контактных сельсинах.

Попутно отметим, что в бесконтактных сельсинах, как и в контактных сельсинах явнополюсной конструкции (рис. 3.1, б) отсутствует возможность применения электрического демпфера, что заставляет прибегать к установке механического демпфера.



Рис. 3.2. Бесконтактный сельсин: 1 – тороиды; 2 – обмотки возбуждения; 3 – внешний магнитопровод; 4 – пакет статора; 5 – немагнитный промежуток, разделяющий два пакета ротора 7; 6 – обмотка статора

3.2. Индикаторный режим работы однофазных сельсинов.

3.2.1. ЭДС и токи в обмотках синхронизации

Под индикаторной системой синхронной связи понимают систему синхронной передачи угла, в которой момент сопротивления на ведомой оси мал по величине или совсем отсутствует. В индикаторной ССС сельсин – приемник самостоятельно отрабатывает угол, задаваемый сельсином – датчиком без дополнительных усилительных и исполнительных устройств.

В простейшем случае индикаторная ССС для синхронной передачи угла состоит из одного сельсина – датчика и одного сельсина – приемника, соединенных линией связи (рис. 3.3). Обмотки возбуждения датчика (СД) и приемника (СП) включены в общую сеть переменного тока, а обмотки синхронизации соединены линией связи. Пульсирующие потоки, создаваемые обмотками возбуждения OB_д и OB_п индуктируют в фазах обмоток синхронизации сельсинов ЭДС. Если между роторами СД и СП отсутствует угол рассогласования, то ЭДС соответствующих лучей их обмоток синхронизации равны по величине и направлены встречно. При этом условии уравнительных токов не возникает.

При наличии угла рассогласования роторов СД и СП $\theta = \theta_{\pi} - \theta_{\pi}$ равновесие ЭДС нарушается и в фазах обмоток синхронизации сельсинов возникают уравнительные токи I₁, I₂, I₃. В результате взаимодействие этих токов с потоками Φ_{BR} и Φ_{BR} возникают синхронизирующие моменты СД и СП, которые стремятся привести их роторы в согласованное положение. При этом названные моменты сельси-

нов действуют в противоположных направлениях. Так как обычно ротор СД заторможен, то его момент воспринимается механизмом, поворачивающим ведущую ось, а синхронизирующий момент СП поворачивает его ротор в сторону поворота ротора СД.



Рис. 3.3. Парная индикаторная система синхронной связи

Допустим, что магнитные системы сельсинов не насыщены и распределение магнитной индукции вдоль воздушного зазора следует синусоидальному закону, а реакция вторичной цепи отсутствует. При этих допущениях можно считать, что наводимые в обмотках 1, 2, 3 ЭДС являются синусоидальными функциями угла поворота и определяются следующими выражениями:

для датчика

$$E_{n1} = E_{m} \cos \theta_{n};$$

$$E_{n2} = E_{m} \cos(\theta_{n} - 120^{\circ});$$

$$E_{n3} = E_{m} \cos(\theta_{n} + 120^{\circ}),$$
(3.1)
для приемника

$$E_{n1} = E_{m} \cos \theta_{n};$$

$$E_{n2} = E_{m} \cos(\theta_{n} - 120^{\circ});$$

$$E_{n3} = E_{m} \cos(\theta_{n} + 120^{\circ}).$$
(3.2)

Так как роторы датчика и приемника не занимают одинакового положения, т.е. $\theta_{\pi} \neq \theta_{\pi}$, то в фазах вторичных обмоток сельсинов появятся результирующие ЭДС, равные разностям соответствующих ЭДС E_{π} и E_{π} :

$$\Delta E_{1} = E_{n1} - E_{n1} = E_{m} (\cos \theta_{n} - \cos \theta_{n}) = 2E_{m} \sin \frac{\theta_{n} + \theta_{n}}{2} \sin \frac{\theta_{n} - \theta_{n}}{2} =$$

$$= 2E_{m} \sin \frac{\theta_{n} + \theta_{n}}{2} \sin \frac{\theta_{2}}{2};$$

$$\Delta E_{2} = E_{n2} - E_{n2} = E_{m} [\cos(\theta_{n} - 120^{\circ}) - \cos(\theta_{n} - 120^{\circ})] =$$

$$= 2E_{m} \sin \frac{\theta_{n} + \theta_{n} - 240}{2} \sin \frac{\theta_{2}}{2};$$

$$\Delta E_{3} = E_{n3} - E_{n3} = E_{m} [\cos(\theta_{n} + 120^{\circ}) - \cos(\theta_{n} + 120^{\circ})] =$$

$$= 2E_{m} \sin \frac{\theta_{n} + \theta_{n} + 240}{2} \sin \frac{\theta_{2}}{2}.$$
(3.3)

Если учесть, что $\theta = \theta_{n} - \theta_{n}$, то уравнения (3.3) можно преобразовать к виду:

$$\Delta E_{1} = 2E_{m} \sin(\theta_{\pi} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2};$$

$$\Delta E_{2} = 2E_{m} \sin(\theta_{\pi} - 120^{\circ} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2};$$

$$\Delta E_{3} = 2E_{m} \sin(\theta_{\pi} + 120^{\circ} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2}.$$
(3.4)

Здесь Е_т – наибольшее эффективное значение ЭДС в фазах вторичной обмотки при совпадении их осей с осью ОВ.

Токи в проводах линии связи и фазах ОС будут:

$$I_{1} = \frac{\Delta E_{1}}{2Z} = \frac{E_{m}}{Z} \sin(\theta_{\pi} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2} = I_{m} \sin(\theta_{\pi} - \frac{\theta}{2}) \frac{\sin\theta}{2};$$

$$I_{2} = I_{m} \sin(\theta_{\pi} - 120^{\circ} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2};$$

$$I_{3} = I_{m} \sin(\theta_{\pi} + 120^{\circ} - \frac{\theta}{2}) \sin\frac{\theta}{2},$$

$$(3.5)$$

откуда $I_1 + I_2 + I_3 =$

$$= I_{\rm m} [\sin(\theta_{\rm g} - \frac{\theta}{2}) + \sin(\theta_{\rm g} - 120^{\circ} - \frac{\theta}{2}) + \sin(\theta_{\rm g} + 120^{\circ} - \frac{\theta}{2})] \sin\frac{\theta}{2} = 0, \qquad (3.6)$$

где Z – полное сопротивление фазы OC (сопротивление линии связи не учитывается);

 $I_{m}-$ максимально возможное эффективное значение тока.

Из выражения (3.6) следует, что при любом угле рассогласования ($\theta = \theta_{\pi} - \theta_{\pi} \neq 0$) алгебраическая сумма токов, протекающих в фазах ОС равна нулю и только при согласованном положении роторов сельсина ($\theta = 0$) эти токи согласно уравнениям

(3.5) равны нулю в каждой из фаз. Это указывает на то, что в ССС с двухполюсными сельсинами имеется лишь одно устойчивое равновесное положение, соответствующее $\theta = 0$, что подтверждает способность сельсинов к самосинхронизации в пределах одного оборота.

Если затормозить ротор СП, то $\theta = \theta_{\pi} - \theta_{\pi} = \theta_{\pi}$. В этом случае уравнения (3.5) приобретают вид:

$$I_{1} = I_{m} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\theta}{2};$$

$$I_{2} = I_{m} \sin(\frac{\theta}{2} - 120^{\circ}) \sin \frac{\theta}{2};$$

$$I_{3} = I_{m} \sin(\frac{\theta}{2} + 120^{\circ}) \sin \frac{\theta}{2}.$$
(3.7)

На рис. 3.4 изображены зависимости токов в обмотках синхронизации от угла рассогласования при заторможенном роторе приемника.

3.2.2. Синхронизирующий момент однофазного сельсина, работающего в индикаторном режиме

Рассмотрим частный случай, когда $\theta_{\pi} = 90^{\circ} + \frac{\theta}{2}$ и $\theta_{\pi} = 90^{\circ} - \frac{\theta}{2}$ (рис. 3.5, а). В этом случае согласно уравнениям (3.5) получим [5]:

$$I_{1} = I_{m} \sin 90^{\circ} \sin \frac{\theta}{2} = I_{m} \sin \frac{\theta}{2};$$

$$I_{2} = I_{m} \sin(-30^{\circ}) \sin \frac{\theta}{2} = -\frac{1}{2} I_{m} \sin \frac{\theta}{2} = -\frac{1}{2} I_{1};$$

$$I_{3} = I_{m} \sin 210^{\circ} \sin \frac{\theta}{2} = -\frac{1}{2} I_{m} \sin \frac{\theta}{2} = -\frac{1}{2} I_{1}.$$
(3.8)

Эти токи протекая по соответствующим фазам обмотки синхронизации, например, сельсина – приемника (рис. 3.5, б) создают три сдвинутые в пространстве МДС. С некоторым приближением распределение этих МДС в воздушном зазоре можно принять синусоидальным и их можно представить в виде трех пространственных векторов $\overline{F}_{n1}, \overline{F}_{n2}, \overline{F}_{n3}$ ориентированных по осям фаз 1, 2, 3. Тогда результирующий вектор МДС обмотки синхронизации приемника будет

$$\overline{F}_{n} = \overline{F}_{n1} + \overline{F}_{n2} + \overline{F}_{n3} = \frac{3}{2}\overline{F}_{n1}.$$
(3.9)

При этом величины F_{п1}, F_{п2}, F_{п3} пропорциональны токам соответствующих фаз.

Пространственный результирующий вектор МДС можно разложить на две составляющие \overline{F}_{nd} и поперечную \overline{F}_{nq} , действующие по продольной и поперечной осям d и q (рис. 3.5, б). Величины этих составляющих

$$F_{nd} = F_n \sin \frac{\theta}{2} = \frac{3}{2} F_{n1} \sin \frac{\theta}{2}; F_{nq} = F_n \cos \frac{\theta}{2} = \frac{3}{2} F_{n1} \cos \frac{\theta}{2}.$$
 (3.10)



Рис. 3.4. Зависимость токов в обмотках синхронизации от угла рассогласования при заторможенном роторе приемника

Продольная составляющая компенсируется МДС обмотки возбуждения и продольный поток

$$\Phi_{\rm d} = (F_{\rm Bd} - F_{\rm nd})\lambda_{\rm d}, \qquad (3.11)$$

где λ_d – магнитная проводимость по продольной оси.

Так как при малых углах рассогласования продольная составляющая очень мала, то продольный поток оказывается практически нулевым. Поперечная составляющая ничем не компенсируется и полностью идет на создание поперечного потока $\Phi_{a} = F_{m} \lambda_{a}, \qquad (3.12)$

$$\Psi_{q} = F_{nq} \lambda_{q}, \qquad (3.1)$$

где λ_{q} – магнитная проводимость по поперечной оси.

Согласно теории электрических машин переменного тока

$$F_{\pi 1} = 1,8k_{o6}W_{\Phi}I_{1} = 1,8k_{o6}W_{\Phi}I_{m}\sin\frac{\theta}{2} = F_{m}\sin\frac{\theta}{2}$$
(3.13)

Тогда

$$F_{\rm rd} = \frac{3}{2} F_{\rm m} \sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\theta}{2} = \frac{3}{4} F_{\rm m} (1 - \cos \theta); \qquad (3.14)$$

$$F_{nq} = \frac{3}{2} F_m \cos \frac{\theta}{2} \sin \frac{\theta}{2} = \frac{3}{4} F_m \sin \theta.$$
(3.15)



Рис. 3.5. Видоизмененная парная индикаторная система синхронной связи (а) и определение продольной и поперечной МДС приемника (б)

Как уже упоминалось, продольная составляющая при малых углах рассогласования ($\theta \approx 5...10^{\circ}$) очень мала и влиянием ее можно пренебречь, учитывая лишь поперечную составляющую. Продольной и поперечной составляющих F_{nd} F_{nq} можно поставить в соответствие продольный и поперечный токи

$$I_{d} = \frac{3}{4} I_{m} (1 - \cos \theta) \ \text{i} \ I_{q} = \frac{3}{4} I_{m} \sin \theta$$
(3.16)

Эти токи можно представить как токи, протекающими по воображаемым обмоткам, оси которых совпадают с продольной и поперечной осями сельсина.

Таким образом, при рассматриваемых условиях можно считать, что вся МДС, создаваемая обмоткой синхронизации сельсина – приемника, оказывается поперечной. На этом основании параметры обмотки синхронизации можно считать с достаточным приближением равными параметрам по поперечной оси: Z'_{q} , x'_{q} , r'_{q} .

Определим синхронизирующий момент сельсина, используя его модель, приведенную к продольной и поперечной осям (рис. 3.6). При этом условимся направления потоков считать положительными, если они направлены в положительном направлении осей d и q. За положительное направления момента будем принимать направление против часовой стрелки [7].



Рис. 3.6. Модель сельсина, приведенная к продольной и поперечной осям и определение синхронизирующего момента

Непосредственно из рис. 3.6. следует, что мгновенное значение момента сельсина – приемника можно записать в виде

$$\mathbf{m} = \mathbf{c}\boldsymbol{\varphi}_{\mathbf{d}}\mathbf{i}_{\mathbf{q}} - \mathbf{c}\boldsymbol{\varphi}_{\mathbf{q}}\mathbf{i}_{\mathbf{d}} \tag{3.17}$$

Так как при малых углах рассогласования $F_{nd} \approx 0$, то $i_d = 0$

$$\mathbf{n} = \mathbf{c}\boldsymbol{\varphi}_{\mathbf{d}} \mathbf{i}_{\mathbf{q}} \tag{3.18}$$

Далее учтем, что $\phi_d = \Phi_d \sin \omega t$; $i_d = \sqrt{2} I_q \sin(\omega t - \psi)$

Тогда

И

$$m = c\Phi_{d}\sqrt{2}I_{q}\sin\omega t\sin(\omega t - \psi) = \frac{c}{2}\Phi_{d}\sqrt{2}I_{q}[\cos\psi - \cos(2\omega t - \psi)]. \quad (3.19)$$

Среднее значение момента за период

$$M = \frac{1}{T} \int_{0}^{1} m dt = \frac{c}{\sqrt{2}} \Phi_{d} I_{q} \cos \psi.$$
 (3.20)

Далее учтем, что

$$E_{m} = \sqrt{2\pi}k_{o\delta}W_{\phi}f_{1}\Phi_{d}, \text{ откуда}$$

$$\Phi_{d} = \frac{E_{m}}{\sqrt{2\pi}k_{o\delta}W_{\phi}f_{1}}$$
(3.21)

(3.22)

И

Из векторной диаграммы по поперечной оси (3.7):

$$\cos \psi = -\sin \phi = -\frac{x'_q}{\sqrt{r_q^2 + x_q^2}}c.$$
 (3.23)

После подстановки значений Φ_d , I_q и соѕ ψ в выражение (3.20) получим [2]

 $I_{q} = \frac{3}{4} I_{m} \sin \theta = \frac{3}{4} \frac{E_{m}}{Z'_{c}} \sin \theta.$

$$M = \frac{c}{\sqrt{2}} \frac{E_{m}}{\pi\sqrt{2}k_{ob}W_{\phi}f_{1}} \frac{3}{4} \frac{E_{m}}{Z_{q}'} (-\frac{x_{q}'}{Z_{q}'}) \sin\theta = -\frac{3cE_{m}^{2}}{8\pi k_{ob}W_{\phi}f_{1}} \frac{x_{q}'}{r_{q}'^{2} + x_{q}'^{2}} \sin\theta.$$
(3.24)

Так как с $\approx k_{ob} W_{b}$, то



Рис. 3.7. Векторная диаграмма по поперечной оси сельсина

Синхронизирующий момент сельсина – датчика определяется аналогичным выражением со знаком «+». Таким образом синхронизирующий момент индикаторного сельсина в общем случае можно записать в следующем виде

$$M = c' \frac{E_{m}^{2}}{f_{1}} \frac{x'_{q}}{Z'_{q}^{2}} \sin \theta = M_{m} \sin \theta.$$
 (3.26)

Из этого выражения следует, что синхронизирующий момент однофазного сельсина, работающего в индикаторном режиме при малых углах рассогласования, представляет собой синусоидальную функцию угла рассогласования. При более значительных углах рассогласования (θ > 10...15°) начинает сказываться влияние продольной МДС. В этом случае зависимость $M = f(\theta)$ существенно зависит от параметров сельсина и его конструкции. В работе [5] приведена точная формула синхронизирующего момента сельсина, пригодная как для малых, так и для больших углов рассогласования

$$M = c' \frac{E_m^2}{f_1} \frac{x'_q}{(\frac{r'_d + r'_q}{2} - \frac{r'_d - r'_q}{2})^2 + (\frac{x'_d + x'_q}{2} - \frac{x'_d - x'_q}{2})} \sin\theta$$
(3.27)

На рис 3.8 представлены кривые синхронизирующих моментов различных сельсинов. Только при условии $r'_d = r'_q$, $x'_d = x'_q$ зависимость $M = f(\theta)$ будет синусоидальной (кривая 1). Она относится к неявнополюсному сельсину с электрическим демпфером. Кривая 2 принадлежит неявнополюсному сельсину без электрического демпфера ($x'_d < x'_q = x_q$; $r'_d > r'_q$). Кривая 3 принадлежит явнополюсному сельсину без электрического демпфера ($r'_d > r'_q = r_q$; $x'_d \approx x'_q = x_q$). Обычно у сельсинов с явновыраженными полюсами максимум кривой момента имеет место при $\theta < 90^\circ$, а у неявнополюсных сельсинов, особенно без электрического демпфера, – при $\theta > 90^\circ$.



Рис. 3.8. Кривые синхронизирующих моментов различных сельсинов



Рис. 3.9. Зависимость погрешности сельсина – приемника от величины удельного синхронизирующего момента

3.2.3. Классы точности индикаторных сельсинов – приемников

Точность работы сельсина - приемника в индикаторной ССС определяется точностью отработки им угла, задаваемого сельсином - датчиком. Эта точность характеризуется погрешностью, представляющую собой полусумму максимального $\Delta \theta_{m1}$ положительного и максимального $\Delta \theta_{m2}$ отрицательного отклонений ротора приемника относительно равновесного положения с ротором датчика

$$\Delta \theta = \frac{\Delta \theta_{m1} + \Delta \theta_{m2}}{2}.$$
(3.28)

В статическом режиме эта погрешность или статическая угловая ошибка определяется при повороте ротора датчика на 360° по часовой стрелке и на тот же угол против часовой стрелки. Измерения осуществляются плавно или дискретно через 1...10°. В зависимости от этой погрешности индикаторные сельсины - приемники делятся на классы точности:

 $\Delta \theta = \pm 30'$ 1 класс; $\Delta \theta = \pm 45'$ 2 класс; $\Delta \theta = \pm 60'$ 3 класс; $\Delta \theta = \pm 90'$ 4 класс.

3.2.4. Факторы, влияющие на точность работы индикаторных сельсинов - приемников

Основными факторами, определяющими точность работы сельсинов - приемников в индикаторном режиме являются:

- 1) удельный синхронизирующий момент М_{уд};
- 2) момент сопротивления на валу приемника М_с;
- 3) добротность сельсина Д;
- 4) магнитная и электрическая несимметрия;
- 5) небаланс ротора;
- 6) время успокоения.

Рассмотрим влияние этих факторов.

А. Удельный синхронизирующий момент

Под удельным синхронизирующим моментом понимают момент, возникающий при угле рассогласования $\Delta \theta = 1^{\circ}$, т.е.

$$M_{yg} = c_1 \frac{E_m^2}{f_1} \frac{x'_q}{r'_q^2 + x'_q^2} \sin 1^\circ = 0,0175 c_1 \frac{E_m^2}{f_1} \frac{x'_q}{r'_q^2 + x'_q^2}$$
(3.29)

На рис. 3.9 изображены начальные части зависимостей $M = f(\theta)$ для двух сельсинов 1 и 2. Удельный синхронизирующий момент первого сельсина больше, чем у второго, т.е. $M_{yal} > M_{ya2}$. Крутизна начальной части зависимости $M = f(\theta)$ сельсина 1 больше, чем у сельсина 2. В соответствие с этим статическая погрешность в отработке угла при одном и том же моменте сопротивления M_c во втором случае больше, чем в первом, т.е. $\Delta \theta_2 > \Delta \theta_1$.

Б. Момент сопротивления. Добротность сельсина

У большинства сельсинов момент сопротивления равен собственному моменту трения $M_c = M_T$. У бесконтактных сельсинов этот момент определяется моментом трения в подшипниках и зависит от их вида и качества, чистоты, состояния окружающей среды и т.п. В контактных сельсинах момент трения больше за счет момента трения в скользящем контакте, который зависит от чистоты, качества контакта, материала контактной пары, давления щеток на кольца.

В. Магнитная и электрическая несимметрия

Магнитная несимметрия состоит в том, что магнитная проводимость потока возбуждения зависит от углового положения ротора сельсина-приемника. При этом возникает дополнительный реактивный момент, который отклоняет ротор приемника от равновесного положения и, следовательно, увеличивает погрешность.

Магнитная несимметрия может быть вызвана технологическими и параметрическими причинами. К технологическим причинам относятся:

1) неравенство магнитной проницаемости листов стали в различных направлениях, что вызывает необходимость применения веерообразной сборки пакетов стали;

2) неравномерность воздушного зазора вследствие эллиптичности ротора или расточки статора, либо вследствие смещения оси ротора относительно центра расточки статора;

3) наличие короткозамкнутых витков в обмотке или в пакете статора.

К параметрическим факторам, вызывающим магнитную несимметрию можно отнести неправильный выбор числа пазов, их открытия и ширину полюсной дуги.

Электрическая несимметрия связана с неравенством сопротивлений отдельных фаз обмоток синхронизации и проводов линии связи. В контактных сельсинах Электрическая несимметрия может быть вызвана неравенством переходного сопротивления скользящих контактов отдельных фаз.

Г. Небаланс ротора. Время успокоения

Небаланс ротора, а также шкалы или стрелки, расположенных на выходном валу сельсина-приемника создает дополнительный момент, действующий на ротор приемника, что вызывает увеличение погрешности в отработке угла.

Время успокоения – это время, необходимое для полного успокоения ротора сельсина-приемника после максимального рассогласования (± 179°). Обычно оно находится в пределах от 0,5 до 1,5 с. С целью его уменьшения применяют электрические или механические демпферы.

Выше вопросы точности сельсинов-приемников рассматривались применительно к парной ССС, включающей в себя один датчик и один приемник. Однако на практике нередко применяются ССС, в которых от одного датчика работаю несколько параллельно включенных приемников N. Удельный синхронизирующий момент каждого из сельсинов-приемников уменьшается:

$$M_{y_{dN}} = M_{y_{d1}} \frac{2}{1+N}, \qquad (3.30)$$

где М_{удN} – удельный момент каждого из сельсинов-приемников, работающих от одного датчика; М_{уд1} – удельный момент при работе в парной ССС.

С целью увеличения удельного синхронизируюшего момента сельсиновприемников и, следовательно, уменьшения их статической угловой погрешности, следует увеличивать мощность сельсина-датчика. Из выражения (3.29) непосредственно следует, что

$$M_{ya} \sim \frac{E_{m}^{2}}{f_{1}} \sim \frac{U^{2}}{f_{1}}.$$
 (3.31)

Это означает, что удельный синхронизирующий момент сельсина-приемника и, следовательно, его погрешность зависит от колебаний напряжения Γ и частоты питания f_1 .

3.2.5. Точность сельсинов-датчиков. Динамический режим работы

Точность работы сельсинов-датчиков в индикаторных ССС определяется иначе, чем точность работы сельсинов-приемников. В качестве погрешности в данном случае принимается ошибка асимметрии. Она состоит в отклонении фактических положений ротора сельсина-датчика при которых ЭДС фаз обмотки синхронизации равны нулю от теоретических положений, отстоящих друг от друга на 180°. Эта ошибка определяется как полусумма максимальных положительного и отрицательного отклонений для всех фаз. По величине этой ошибки индикаторные сельсины-датчики делятся на 7 классов точности.

Класс точности	1	2	3	4	5	6	7
Ошибка асимметрии	1'	2'	3'	5'	10'	20'	30'

Индикаторная система синхронной связи может работать не только в режиме синхронного поворота, но и в режиме синхронного вращения. При этом ротор датчика непрерывно вращается, вызывая синхронное вращение ротора приемника. Вращение последнего происходит с некоторой погрешностью по углу, представляющей собой динамическую ошибку. Динамическая погрешность больше статической погрешности. Это объясняется появлением при вращении ротора сельсина-приемника в фазах его обмотки синхронизации, кроме ЭДС трансформации, ЭДС вращения. Последние вызывают появление токов, снижающих синхронизирующий момент приемника, что приводит к увеличению погрешности.

При частотах вращения, не превышающих 20% от синхронной $(n_1 = 60f_1/p)$, удельный динамический момент можно подсчитать по эмпирической формуле Эллера Э.И.:

$$M_{ydd} = M_{yd} \cos \frac{\pi}{2} \upsilon, \qquad (3.32)$$

где М_{уд} – удельный статический момент; $\upsilon = \frac{n}{n_1}$ – относительная скорость вращения; n – действительная частота вращения.

3.3. Работа однофазных сельсинов в трансформаторном режиме

В автоматических системах нередко возникает необходимость преобразования угла рассогласования некоторых осей, механически не связанных, в напряжение. Такое преобразование осуществляется с помощью сельсинов, работающих в трансформаторном режиме. В простейшем случае трансформаторная ССС состоит из одного датчика и одного приемника, обмотки синхронизации которых соединены линией связи (рис. 3.10). Обмотка возбуждения сельсина-датчика OB_д включена на однофазную сеть переменного тока. Однофазная обмотка сельсинаприемника в данном случае является выходной, с которой снимается напряжение, являющееся функцией угла рассогласования роторов датчика и приемника. Сельсин-приемник в данном случае работает в режиме сельсина-трансформатора с переменным коэффициентом трансформации.



Рис. 3.10. Схема работы сельсинов в трансформаторном режиме

Рассмотрим принцип работы трансформаторной ССС.

Поток возбуждения датчика $\Phi_{\rm Bd}$ наводит в фазах его обмотки синхронизации ЭДС, которые при синусоидальном распределении индукции вдоль воздушного зазора можно записать в виде:

$$E_{\pi 1} = E_{m} \cos \theta_{\pi};$$

$$E_{\pi 2} = E_{m} \cos(\theta_{\pi} - 120^{\circ});$$

$$E_{\pi 3} = E_{m} \cos(\theta_{\pi} + 120^{\circ}).$$
(3.33)

Под действием этих ЭДС в фазах обмотки синхронизации приемника возникают токи:

$$I_{1} = \frac{E_{\pi 1}}{2Z} = \frac{E_{m}}{2Z} \cos \theta_{\pi};$$

$$I_{2} = \frac{E_{\pi 2}}{2Z} = \frac{E_{m}}{2Z} \cos(\theta_{\pi} - 120^{\circ}) = I_{m} \cos(\theta_{\pi} - 120^{\circ});$$

$$I_{3} = \frac{E_{\pi 3}}{2Z} = \frac{E_{m}}{2Z} \cos(\theta_{\pi} + 120^{\circ}) = I_{m} \cos(\theta_{\pi} + 120^{\circ}).$$
(3.34)

Эти токи создают МДС соответствующих фаз. Согласно теории электрических машин переменного тока эти МДС можно записать в следующем виде:

$$F_{\pi 1} = 1,8k_{o6}W_{\phi}I_{1} = 1,8k_{o6}W_{\phi}I_{m}\cos\theta_{\pi} = F_{m}\cos\theta_{\pi};$$

$$F_{\pi 2} = F_{m}\cos(\theta_{\pi} - 120^{\circ});$$

$$F_{\pi 3} = F_{m}\cos(\theta_{\pi} + 120^{\circ}).$$
(3.35)

Эти МДС можно представить в виде пространственных векторов \overline{F}_{n1} , \overline{F}_{n2} , \overline{F}_{n3} , ориентированных по осям соответствующих фаз. Геометрическим их сложением можно получить пространственный вектор результирующей МДС ОС приемника, т.е.

$$\overline{F}_{n} = \overline{F}_{n1} + \overline{F}_{n2} + \overline{F}_{n3}.$$
(3.36)

Проектируя вектор \overline{F}_n на продольную и поперечную оси d и q получим продольную и поперечную составляющие МДС приемника:

$$\overline{F}_{nd} = \overline{F}_{n1d} + \overline{F}_{n2d} + \overline{F}_{n3d} = \overline{F}_{n1} \cos\theta_n + \overline{F}_{n2} \cos(\theta_n - 120^\circ) + \overline{F}_{n3} \cos(\theta_n + 120^\circ) =$$

$$= \overline{F}_m \cos\theta_n \cos\theta_n + \overline{F}_m \cos(\theta_n - 120^\circ) \cos(\theta_n - 120^\circ) +$$

$$+ \overline{F}_m \cos(\theta_n + 120^\circ) \cos(\theta_n + 120^\circ) = \frac{3}{2} \overline{F}_m \cos(\theta_n - \theta_n) = \frac{3}{2} \overline{F}_m \cos\theta; \qquad (3.37)$$

$$\overline{F}_{nq} = \overline{F}_{n1q} + \overline{F}_{n2q} + \overline{F}_{n3q} = \overline{F}_{n1} \sin\theta_n + \overline{F}_{n2} \sin(\theta_n - 120^\circ) + \overline{F}_{n3} \sin(\theta_n + 120^\circ) =$$

$$= \overline{F}_m \cos\theta_n \sin\theta_n + \overline{F}_m \cos(\theta_n - 120^\circ) \sin(\theta_n - 120^\circ) + \overline{F}_{n3} \sin(\theta_n - 120^\circ) +$$

$$+ \overline{F}_m \cos(\theta_n + 120^\circ) \sin(\theta_n + 120^\circ) = \frac{3}{2} \overline{F}_m \sin(\theta_n - \theta_n) = -\frac{3}{2} \overline{F}_m \sin\theta. \qquad (3.38)$$

Величина результирующей МДС обмотки синхронизации сельсина – приемника

$$F_{\pi} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}F_{m}\cos\theta\right)^{2} + \left(-\frac{3}{2}F_{m}\sin\frac{\theta}{2}\right)^{2}} = \frac{3}{2}F_{m}$$
(3.39)

Таким образом, величина полной МДС ОС сельсина – приемника не зависит от угла рассогласования роторов датчика и приемника. Ее можно рассматривать как пространственный вектор \overline{F}_{n} , который при повороте ротора датчика на угол θ по часовой стрелке поворачивается на тот же угол, но в противоположном направлении, т.е. против часовой стрелки [6].

Рассмотрим частный случай: $\theta_{\mu} = \theta = 90^{\circ}$; $\theta_{\mu} = 0$ (рис. 3.11). В этом случае согласно полученному выше выводу:

$$F_{nd} = \frac{3}{2} F_{m} \cos \theta = \frac{3}{2} F_{m} \cos 90^{\circ} = 0;$$

$$F_{nq} = -\frac{3}{2} F_{m} \sin \theta = -\frac{3}{2} F_{m} \sin 90^{\circ} = -\frac{3}{2} F_{m} = F_{n}.$$
(3.40)

Полная МДС ОС сельсина - приемника в данном случае является поперечной



Рис. 3.11. Простейшая следящая система на трансформаторных сельсинах

Вектор \overline{F}_n можно рассматривать как полную МДС, созданную однофазной фиктивной обмоткой с числом витков $\frac{3}{2}W_{\phi}$. Эта МДС создает пульсирующий поток Φ_n , который наводит в выходной обмотке ЭДС. В указанном на рис. 3.11 положении роторов сельсинов ЭДС выходной обмотки равна нулю, так как взаимо-индуктивность этой обмотки с упомянутой выше фиктивной обмоткой равна нулю. Поэтому указанное положение роторов удобно принимать в качестве исходного равновесного положения и от него вести отчет углов θ .

Если ротор датчика повернуть на некоторый угол $\theta_{a} = \theta$ по часовой стрелке, то согласно предыдущему выводу вектор МДС \overline{F}_{n} повернется на тот же угол против часовой стрелки. При этом появляется продольная составляющая МДС F_{nd} , которая создает продольный поток Φ_{nd} , действующий по оси выходной обмотки. При синусоидальном изменении потокосцепления выходной обмотки с потоком Φ_{nd} в функции угла θ (что равносильно синусоидальности изменения взаимоиндуктивности упомянутых выше обмоток) в ней наводится ЭДС $E = E_m \sin \theta$.

Напряжение выходной обмотки U \approx E подается на усилитель, а с него на обмотку управления АИД, что вызывает вращение последнего и поворот соединенного с ним механически ротора сельсина – приемника на заданный угол θ , после чего исполнительный двигатель останавливается. Таким образом, в рассматриваемом случае сельсин - приемник отрабатывает задаваемый датчиком угол не самостоятельно, а с помощью исполнительного двигателя.

3.4. Дифференциальные сельсины

Дифференциальный сельсин (ДС) аналогичен по своей конструкции асинхронной машине с фазным ротором. На статоре и роторе ДС размещены трехфазные распределенные обмотки. В схемах синхронной связи дифференциальные сельсины используются либо как вторые (промежуточные) датчики, либо как приемники, работающие от двух датчиков. Рассмотрим работу ДС в последнем случае. Допустим, что ротор ДС заторможен.



Рис. 3.12. Схема индикаторной передачи с дифференциальным сельсином, работающим от двух датчиков

При повороте ротора датчика Д₁ на угол θ_{d1} по часовой стрелке поток возбуждения Φ_{Bd1} наводит в фазах его обмотки синхронизации ЭДС E_{d11} , E_{d21} , E_{d31} . Под действием этих ЭДС в фазах статора ДС протекают токи I_{11} , I_{21} , I_{31} , которые создают МДС \overline{F}_s и поток статора ДС $\overline{\Phi}_s$, повернутые на угол θ_{d1} против часовой
стрелки. Поток возбуждения второго датчика $Д_2 - \Phi_{BA2}$ наводит в фазах своей обмотки синхронизации ЭДС E_{A12} , E_{A22} , E_{A32} , которые вызывают появление в фазах ротора ДС токов I_{12} , I_{22} , I_{32} . Они создают МДС и поток ротора ДС \overline{F}_R и $\overline{\Phi}_R$. При повороте датчика \mathcal{A}_2 на угол θ_{A2} по часовой стрелке, векторы МДС и потока ротора ДС \overline{F}_R и $\overline{\Phi}_R$ повернутся также на угол θ_{A2} против часовой стрелки (рис. 1.13). Если растормозить ротор ДС, то он повернется на угол $\theta = \theta_{A1} - \theta_{A2}$.

Если ротор датчика $Д_2$ повернуть на угол против часовой стрелки, то векторы \overline{F}_R и $\overline{\Phi}_R$ повернутся на тот же угол по часовой стрелке и ротор ДС отработает угол $\theta = \theta_{\pi 1} + \theta_{\pi 2}$ (рис. 3.14).



Рис. 3.13. Векторная диаграмма дифференциального сельсина при отработке разности углов



Рис. 3.14. Векторная диаграмма дифференциального сельсина при отработке суммы углов

Глава 4 ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ

4.1. Назначение, устройство и классификация вращающихся трансформаторов

Вращающийся (поворотный) трансформатор (ВТ) – это индукционная электрическая машина малой мощности, предназначенная для получения напряжения в функции угла поворота ротора.

Существует большое многообразие ВТ. Однако наибольшее применение получили двухполюсные четырехобмоточные ВТ, аналогичные по своему конструктивному оформлению асинхронным машинам с фазным ротором. Пакеты ротора и статора набираются из листов электротехнической стали или пермаллоя и имеют полузакрытые пазы, в которых размещаются по две взаимно перпендикулярные обмотки.

На статоре располагаются главная обмотка S (обмотка возбуждения) и вспомогательная обмотка K (квадратурная). Эффективные числа витков обмоток равны, т.е. $W_S = W_K (k_{obs} w_S = k_{obk} w_K)$. На роторе обычно размещаются синусная обмотка A и косинусная обмотка B, причем $W_A = W_B = W_R$.

Условимся зажимы обмоток статора и ротора обозначать следующим образом:



S: C₁ – C₂; K: C₃ – C₄; A: P₁ – P₂; B: P₃ – P₄ (рис. 4.1). Концы статорных обмоток выводятся непосредственно на клеммную панель. Что касается ротора, то он должен поворачиваться относительно статора. Поэтому вывод концов роторных обмоток осуществляется с помощью токосъемного устройства, причем существуют два способа токосъема: 1) с помощью контактных колец и щеток; 2) с помощью спиральных пружин.

Первый способ применяется в ВТ с неограниченным углом поворота, т.е. ВТ может работать в режиме вращения. Второй способ позволяет поворачивать ротор в пределах до 1,8...2 оборота. Главным требованием, предъявляемым к конструкции ВТ, является обеспечение синусоидального закона изменения взаимоиндукции между обмотками статора и ротора в зависимости от угла поворота. Условимся отсчет углов поворота ротора производить от перпендикуляра к оси обмотки S до оси обмотки А.

Рис. 4.1. Обмотки вращающегося трансформатора

 \mathbf{P}_1

Различают следующие виды ВТ:

1) синусные BT (CBT) – $\dot{U} = \dot{U}_m \sin \alpha$;

2) синусно-косинусные BT (СКВТ) – $\dot{U}_{A} = \dot{U}_{m} \sin \alpha$; $\dot{U}_{B} = \dot{U}_{m} \cos \alpha$;

3) линейные BT (ЛВТ) – $\dot{U} = k\alpha$, где k = const.

Четырехобмоточные BT при определенном соединении обмоток могут использоваться в качестве:

а) построителей для преобразования координат и определения вектора по его составляющим;

б) приборов для согласования (масштабирования) напряжений отдельных каскадов – масштабные BT (MBT);

в) трансформаторных сельсинов в системах синхронной связи;

г) фазовращателей.

Общий вид ВТ изображен на рис. 4.2







4.2. Синусный вращающийся трансформатор (СВТ)

СВТ имеет одну обмотку на статоре S и одну обмотку на роторе A (рис. 4.3). Обмотку S, подключаемую к сети переменного тока, можно рассматривать в качестве первичной обмотки, а обмотку A – в качестве вторичной. Роль СВТ может выполнять также четырехобмоточный ВТ при разомкнутых обмотках K и B (рис. 4.4).



ного вращающегося трансформатора



Рис. 4.4. Схема четырехобмоточного вращающегося трансформатора, работающего в режиме синусного

Напомним, что конструкция ВТ и технология его изготовления должны обеспечивать синусоидальность изменения взаимоиндуктивности между обмотками в функции угла поворота α

$$M_{mR} = M_m \sin \alpha, \qquad (4.1)$$

где M_m – максимальная взаимоиндуктивность между обмотками при совпадении их осей, т.е. при α = 90 эл. град. Если учесть, что $M = \lambda W_S W_R$, где λ – магнитная проводимость BT, то

$$M_{mR} = \lambda W_{S} W_{R} \sin \alpha \,. \tag{4.2}$$

Эффективное число витков ротора можно представить как геометрическую сумму «продольных витков» $W_R sin\alpha$, ось которых совпадает с осью обмотки S и «поперечных витков» $W_R cos\alpha$, ось которых совпадает с перпендикуляром к оси обмотки S (рис. 4.5) [1]



Рис. 4.5. Разложение обмотки ротора на продольные и поперечные витки

Рис. 4.6. Преобразованная схема синусного ВТ

На рис. 4.6 представлена схема замещения синусного ВТ. При холостом ходе $\underline{Z}_{HA} = \infty$ и $\dot{I}_{RA} = 0$. В этом режиме ЭДС выходной обмотки будет

$$E_{RAo} = E_{m} \sin \alpha , \qquad (4.4)$$

причем

$$\dot{E}_{m} = \frac{W_{R}}{W_{S}} \dot{E}_{S} = k \dot{E}_{S}.$$

$$(4.5)$$

Тогда

$$\dot{E}_{RAo} = k \dot{E}_{s} \sin \alpha, \qquad (4.6)$$

где $k = \frac{W_R}{W_S} -$ коэффициент трансформации обмоток; $\dot{E}_s - ЭДС$ самоиндукции обмотки статора.

Продольный поток Φ_d в данном случае создается исключительно обмоткой статора и ЭДС E_{RAo} являются синусоидальной функцией угла поворота α .

При нагрузке $\underline{Z}_{HA} \neq \infty$ и $I_R \neq \infty$. В этом случае продольный поток Φ_d создается совместным действием МДС статорной обмотки S и продольных витков ротора. Этот поток наводит в продольных витках ЭДС $\dot{E}_{mR} = k\dot{E}_s \sin \alpha$. Поперечные витки ротора представляет собой дроссель по которому протекает ток \dot{I}_{RA} . В результате эти витки создают поперечный поток Φ_q , который наводит в них ЭДС самоиндукции

$$\dot{\mathbf{E}}_{\mathrm{LR}} = -j\omega \mathbf{L} \dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{RA}}, \qquad (4.7)$$

где L – индуктивность обмотки A по поперечной оси,

$$L = W_{Rq}^2 \lambda = \lambda W_R^2 \cos^2 \alpha ; \qquad (4.8)$$

 $\omega = 2\pi f_1 - \gamma$ гловая частота сети;

 λ – магнитная проводимость, не зависящая при равномерном воздушном зазоре от угла поворота ротора.

$$E_{LR} = -j\lambda\omega W_R^2 I_{RA} \cos^2 \alpha \,. \tag{4.9}$$

Далее учтем, что

$$\dot{I}_{RA} = \frac{\dot{E}_{RA}}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}},$$
(4.10)

Тогда

$$\dot{E}_{Ra} = \dot{E}_{mR} + \dot{E}_{LR} = k\dot{E}_{S}\sin\alpha - j\frac{\lambda\omega W_{R}^{2}}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}}\dot{E}_{RA}\cos^{2}\alpha \qquad (4.11)$$

ИЛИ

$$E_{RA} = kE_{s}\sin\alpha - \dot{a}E_{RA}\cos^{2}\alpha, \qquad (4.12)$$

a $\dot{E}_{RA}(1 + \dot{a}\cos^{2}\alpha) = k\dot{E}_{s}\sin\alpha \qquad (4.13)$

откуда
$$E_{RA}(1 + \dot{a}\cos^2 \alpha) = kE_s \sin \alpha$$
 (4)

И

$$\dot{E}_{RA} = \frac{k\dot{E}_{s}\sin\alpha}{1 + \dot{a}\cos^{2}\alpha}.$$
(4.14)

Здесь \underline{Z}_{RA} – собственное полное сопротивление обмотки ротора;

 \underline{Z}_{HA} – полное сопротивление нагрузки.

$$\dot{a} = \frac{j\lambda\omega W_R^2}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}}.$$
(4.15)

Таким образом, при нагрузке CBT зависимость $\dot{E}_{RA} = f(\alpha)$ отклоняется от синусоиды ввиду наличия в знаменателе выражения (4.14) члена $\dot{a}\cos^2\alpha$, обязанного влиянию поперечной реакции ротора, т.е. поперечного потока Ф_q. Из выражения (4.14) следует также, что при изменении величины и характера нагрузки и угла поворота α изменяется аргумент комплекса знаменателя, что вызывает изменение угла между Ė_{ва} и Ė_s, т.е. к появлению фазовой погрешности. При этом относительная погрешность

$$\Delta \dot{E}^{*} = \frac{k \dot{E}_{s} \sin \alpha - \frac{k E_{s} \sin \alpha}{1 + \dot{a} \cos^{2} \alpha}}{k \dot{E}_{s}} = \frac{k \dot{E}_{s} \sin \alpha + k \dot{E}_{s} \sin \alpha \dot{a} \cos^{2} \alpha - k \dot{E}_{s} \sin \alpha}{k \dot{E}_{s} (1 + \dot{a} \cos^{2} \alpha)} = \frac{\dot{a} \sin \alpha \cos^{2} \alpha}{1 + \dot{a} \cos^{2} \alpha} \approx \dot{a} \cos^{2} \alpha \sin \alpha.$$
(4.16)

Исследование этого выражения на максимум показывает, что угол а_{max}, при котором погрешность достигает максимального значения, равен 35°16'; 144°44'. Действительная часть комплекса (4.16) принимается за амплитудную погрешность, а мнимая – за фазовую погрешность ВТ.

Относительная амплитудная погрешность характеризует отклонение реальной выходной характеристики от синусоиды, выраженное в долях амплитуды последней (рис. 4.7). Фазовая погрешность характеризует изменение фазы выходной ЭДС – Ė_{RA} относительно ЭДС обмотки возбуждения при изменении нагрузки или угла поворота ротора. Возникновение фазовой погрешности обусловлено активно-индуктивным характером нагрузки и поперечной реакцией ротора.





Рис. 4.7. Амплитудная относительная погрешность синусного вращающегося трансформатора в зависимости от угла поворота ротора

Рис. 4.8. Зависимость амплитудной и фазовой погрешностей синусного ВТ от характера нагрузки

Математическим признаком наличия фазовой погрешности является комплексный характер множителя à в выражениях (4.14) и (4.16) (рис. 4.8, а)

$$\dot{a} = \frac{j\omega\lambda W_R^2}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}} = \frac{j\omega\lambda W_R^2}{(r_{RA} + r_{HA}) + j(x_{RA} + x_{HA})}.$$
(4.17)

Увеличение индуктивной составляющей полного сопротивления цепи обмотки А приводит к резкому уменьшению аргумента а и, следовательно, к существенному уменьшению фазовой погрешности. Однако при этом увеличивается амплитудная погрешность. Наименьшая амплитудная погрешность соответствует чисто активной нагрузке (рис. 4.8, б), а наименьшая фазовая погрешность – чисто индуктивной или чисто емкостной нагрузке (рис. 4.8, в).

Если в четырехобмоточном ВТ обмотки К и А разомкнуты, а к обмотке В подключено внешнее сопротивление нагрузки Z_{HB} , то он превращается в косинусный ВТ (рис. 4.4). Путем соответствующего анализа можно получить формулу для ЭДС косинусной обмотки

$$\dot{E}_{RB} = \frac{k\dot{E}_{S}\cos\alpha}{1 + \dot{a}\sin^{2}\alpha}.$$
(4.18)

В данном случае нарушение косинусной зависимости $\dot{E}_{RB} = f(\alpha)$ обусловлено наличием в знаменателе выражения (4.18) члена $\dot{a}\sin^2\alpha$. Так же, как и в синусном ВТ этот член обусловлен влиянием поперечной реакции ротора. Таким образом, для получения синусоидальной и косинусоидальной зависимостей ЭДС роторных обмоток нужно устранить влияние поперечного потока, т.е. поперечной реакции ротора. Это достигается симметрированием ВТ.

4.3. Синус-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ)

На практике наибольшее применение получили синус-косинусные вращающиеся трансформаторы, имеющие четыре обмотки: две на статоре и две на роторе (рис. 4.4). Они могут иметь первичное и вторичное симметрирование.

4.3.1. Синус-косинусный вращающийся трансформатор при вторичном симметрировании

На рис. 4.9, а и рис. 4.9, б представлены соответственно принципиальная и эквивалентная схемы синус-косинусного вращающегося трансформатора при вторичном симметрировании. В рассматриваемом случае токи I_{RA} и I_{RB} , протекающие по своим поперечным виткам $W_R \cos \alpha$ и $W_R \sin \alpha$ в противоположных направлениях, создают потоки, также направленные противоположно, т.е. взаимно ослабляющие друг друга.



Рис. 4.9. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы синус-косинусного вращающегося трансформатора при вторичном симметрировании

При полной компенсации результирующий поперечный поток $\Phi_q = 0$ и $\dot{I}_{RA} W_R \cos \alpha = \dot{I}_{RB} W_R \sin \alpha$ (4.19)

или

$$\frac{k\dot{E}_{s}\sin\alpha}{\underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{RA}} W_{R}\cos\alpha = \frac{k\dot{E}_{s}\cos\alpha}{\underline{Z}_{HB} + \underline{Z}_{RB}} W_{R}\sin\alpha \qquad (4.20)$$

откуда

$$\underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{RA} = \underline{Z}_{HB} + \underline{Z}_{RB}.$$
(4.21)

Так как $\underline{Z}_{RA} = \underline{Z}_{RB}$, то условие вторичного симметрирования СКВТ сводится к уравниванию нагрузочных сопротивлений \underline{Z}_{HA} и \underline{Z}_{HB} .

Докажем, что при вторичном симметрировании входное сопротивление СКВТ не зависит от угла поворота, т.е. при постоянном значении напряжения питания \dot{U}_s , потребляемый им из чети ток \dot{I}_s не зависит от угла поворота. С этой целью запишем уравнение МДС по продольной оси, пренебрегая намагничивающим током, в виде:

$$\dot{I}_{RA}W_R\sin\alpha + \dot{I}_{RB}W_R\cos\alpha = -\dot{I}_SW_S$$
(4.22)

или

$$\dot{I}_{RA}k\sin\alpha + \dot{I}_{RB}k\cos\alpha = -\dot{I}_{S}$$
(4.23)

Так как

$$\dot{I}_{RA} = \frac{kE_{S}\sin\alpha}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}} \quad \mu \quad \dot{I}_{RB} = \frac{kE_{S}\cos\alpha}{\underline{Z}_{RB} + \underline{Z}_{HB}}, \qquad (4.24)$$

то

$$\frac{k^{2}\dot{E}_{s}}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}}\sin^{2}\alpha + \frac{k^{2}\dot{E}_{s}}{\underline{Z}_{RB} + \underline{Z}_{HB}}\cos^{2}\alpha = -\dot{I}_{s}.$$
(4.25)

При вторичном симметрировании $\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA} = \underline{Z}_{RB} + \underline{Z}_{HB}$ и, следовательно,

$$\dot{I}_{s} = -\frac{k^{2}E_{s}}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}} = \text{const}.$$
(4.26)

Далее учтем, что $\dot{U}_{s}\!\approx\!-\dot{E}_{s}.$ Тогда

$$\dot{I}_{s} \approx \frac{k^{2} \dot{U}_{s}}{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}} = \frac{\dot{U}_{s}}{\underline{Z}_{BX}}, \qquad (4.27)$$

где $\underline{Z}_{BX} = \frac{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{HA}}{k^2}$.

Наличие вторичного симметрирования можно зафиксировать опытным путем: а) с помощью амперметра в цепи обмотки S, показание которого в данном случае остается неизменным при изменении угла поворота; б) с помощью высокоомного вольтметра, включенного в цепь квадратурной обмотки K. Показание вольтметра при полной компенсации поперечного потока будет равно нулю.

Из предыдущего следует, что при вторичном симметрировании применение СКВТ затруднено при переменной внешней нагрузке. Кроме того, его выходное

сопротивление зависит от угла поворота, что затрудняет применение вторичного симметрирования в целом ряде схем.

Указанных недостатков не имеют СКВТ с первичным симметрированием.

4.3.2. Синус-косинусный вращающийся трансформатор при первичном симметрировании

Принципиальная схема СКВТ при первичном симметрировании изображена на рис. 4.4 (выключатель Q₁ замкнут), а эквивалентная схема – на рис. 4.10. Первичное симметрирование сводится к включению в цепь квадратурной обмотки К статора некоторого сопротивления Z_{HK} . В этом случае поперечный поток Φ_q , обуславливающий погрешности ВТ создается совместным действием МДС квадратурной обмотки и поперечных витков ротора $W_{Rq} = W_R \cos \alpha$. При этом поперечные витки ротора и квадратурную обмотку статора К можно рассматривать как трансформатор, принимая в качестве первичной обмотки поперечные витки ротора, а в качестве вторичной обмотки – квадратурную обмотку. С уменьшением Z_{HK} увеличивается размагничивающее действие квадратурной обмотки в названном трансформаторе. При этом поперечный поток Φ_q уменьшается, стремясь к нулю.



Рис. 4.10. Синус-косинусный ВТ при первичном симметрировании

Как показывает исследования [1], условием первичного симметрирования является равенство полных сопротивлений цепей обмоток статора – возбуждения S и квадратурной К:

$$\underline{Z}_{\text{HCT}} + \underline{Z}_{\text{J}} + \underline{Z}_{\text{S}} = \underline{Z}_{\text{K}} + \underline{Z}_{\text{HK}}, \qquad (4.28)$$

где $\underline{Z}_{\text{ИСТ}}$, \underline{Z}_{Π} , $\underline{Z}_{\text{НК}}$ – соответственно сопротивления источника питания, линии, соединяющей источник питания с обмоткой S и сопротивление в цепи квадратурной обмотки. Обычно $\underline{Z}_{\Pi} \approx 0$ и $\underline{Z}_{\text{S}} = \underline{Z}_{\text{K}}$, поэтому условие первичного симметрирования сводится к равенству

$$\underline{Z}_{\text{HCT}} = \underline{Z}_{\text{HK}} \,. \tag{4.29}$$

Если СКВТ питается от источника большой мощности, сопротивление которого $Z_{\rm ИСТ} = 0$, то для выполнения условий первичного симметрирования квадратурную обмотку следует замкнуть накоротко, т.е. принять $Z_{\rm HK} = 0$. Однако такое приближение не дает полного симметрирования. Поэтому на практике, там, где это возможно, применяют одновременно первичное и вторичное симметрирование. Именно с этим связано выполнение ВТ с четырьмя обмотками.

К достоинствам СКВТ с первичным симметрированием следует отнести независимость его выходного сопротивления от угла поворота ротора α. Не очень существенным недостатком такого СКВТ является зависимость его входного сопротивления от упомянутого угла.

Попутно отметим, что выходные напряжения, снимаемые с нагрузочных сопротивлений меньше ЭДС и при одновременном симметрировании их можно представить в виде [1]:

$$\dot{U}_{A} = \frac{-\dot{U}_{S}\sin\alpha}{\dot{A}}; \ \dot{U}_{B} = \frac{-\dot{U}_{S}\cos\alpha}{\dot{A}}$$
(4.30)

где А – комплексный коэффициент, зависящий от параметров ВТ и характера нагрузки.

4.4. Линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ)

4.4.1. Общие сведения

На практике нередко возникает необходимость в получении на выходе ВТ напряжения, являющегося линейной функцией угла поворота α. Если соединить обмотки четырехобмоточного ВТ так, чтобы выходное напряжение определялось в виде функции

$$f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + \cos \alpha}, \qquad (4.31)$$

то при с $\approx 0,5$ отклонение этого напряжения от линейной зависимости в пределах изменения углов от -60° до +60° не будет превышать 0,1% от максимального напряжения. Такой вращающийся трансформатор называется линейным (ЛВТ).

4.4.2. Линейный вращающийся трансформатор при вторичном симметрировании

Принципиальная и эквивалентная схемы ЛВТ при вторичном симметрировании изображены на рис. 4.11, а, б. В данном случае поперечный поток Φ_q роторных обмоток равен нулю и ЭДС самоиндукции в поперечных витках $W_R \cos \alpha$ отсутствует.



Рис. 4.11. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы линейного вращающегося трансформатора

Результирующая ЭДС обмотки А

$$\dot{\mathrm{E}}_{\mathrm{RA}} = \dot{\mathrm{E}}_{\mathrm{mR}} + \dot{\mathrm{E}}_{\mathrm{RK}} = k\dot{\mathrm{E}}_{\mathrm{S}}\sin\alpha + \dot{\mathrm{E}}_{\mathrm{RK}}, \qquad (4.32)$$

где \dot{E}_{mR} – ЭДС, наводимая в продольных витках обмотки ротора $W_R \sin \alpha$ продольным потоком Φ_d ;

Ė_{RK} – ЭДС, индуктируемая в поперечных витках обмотки ротора потоком Ф_К квадратурной обмотки

$$\dot{\mathbf{E}}_{\mathbf{R}\mathbf{K}} = -\mathbf{j}\omega\mathbf{M}_{\mathbf{K}}\dot{\mathbf{I}}_{\mathbf{R}\mathbf{A}}.$$
(4.33)

Здесь М_К – взаимоиндуктивность обмотки К и поперечных витков обмотки А,

$$M_{\rm K} = W_{\rm S} W_{\rm R} \lambda \cos \alpha \,. \tag{4.34}$$

Тогда

$$\dot{E}_{RA} = k\dot{E}_{S}\sin\alpha - j\omega\lambda W_{R}W_{S}\cos\alpha \dot{I}_{RA}. \qquad (4.35)$$

Так как ток обмотки А

$$\dot{I}_{RA} = \frac{E_{RA}}{\underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{K}},$$
(4.36)

где $\underline{Z}_{\mathrm{K}}$ – полное сопротивление квадратурной обмотки, то

$$\dot{E}_{RA} = k\dot{E}_{S}\sin\alpha - \frac{j\omega W_{S}W_{R}\lambda E_{RA}}{\underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{K}} = k\dot{E}_{S}\sin\alpha - \dot{a}'\dot{E}_{RA}\cos\alpha, \qquad (4.37)$$

где а' – комплексный коэффициент, не зависящий от угла а

$$\dot{a}' = j \frac{\omega W_{\rm S} W_{\rm R} \lambda}{\underline{Z}_{\rm HA} + \underline{Z}_{\rm RA} + \underline{Z}_{\rm K}}.$$
(4.38)

В результате из выражения (4.37) получим

$$\dot{E}_{RA} = \frac{k\dot{E}_{s}\sin\alpha}{1 + \dot{a}'\cos\alpha}.$$
(4.39)

Выражения (4.31) и (4.39) аналогичны. Следовательно, при $\dot{a}' \approx 0,5$ выходная ЭДС ВТ в данном случае изменяется линейно в указанных выше пределах изменения угла поворота с указанной точностью.

Обратим внимание на то, что полученный вывод справедлив лишь при определенном значении нагрузочного сопротивления <u>Z</u>_{нА}. При другой нагрузке такой вывод не соответствует действительности.

Выходное напряжение

$$\dot{U}_{A} = \dot{I}_{RA} \underline{Z}_{HA} = \frac{\underline{E}_{RA} \underline{Z}_{HA}}{\underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{K}} = \frac{\underline{k}\underline{E}_{S}}{1 + \frac{\underline{Z}_{RA} + \underline{Z}_{K}}{\underline{Z}_{HA}}} \frac{\underline{\sin\alpha}}{1 + \dot{a}' \cos\alpha}.$$
 (4.40)

В работе [1] приведена следующая формула для определения выходного напряжения

$$\dot{U}_{A} = -\dot{k}_{m}\dot{U}_{S}\frac{\sin\alpha}{1 + \dot{c}'\cos\alpha},$$
(4.41)

где k_m – комплексный коэффициент, зависящий от параметров обмоток и характера и величины нагрузки ЛВТ;

ċ' – комплексный коэффициент зависящий от параметров обмоток ЛВТ,

$$\dot{c}' = \frac{JX_m}{jX_m + \underline{Z}_B}.$$
(4.42)

При этом $\underline{Z}_{B} = \underline{Z}_{HB} + \underline{Z}_{RB}$ – полное сопротивление цепи косинусной обмотки;

$$\mathbf{x}_{\mathrm{m}} \approx \frac{\mathbf{U}_{\mathrm{SH}}}{\dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{SO}}}.$$
 (4.43)

В той же работе получено следующее выражение для полного сопротивления цепи последовательно соединенных обмоток К и А:

$$\underline{Z}_{R} = \underline{Z}_{HA} + \underline{Z}_{K} + \underline{Z}_{RA} = \frac{\underline{Z}_{B}^{2}}{jx_{m} + \underline{Z}_{B}}.$$
(4.44)

Если принять $\dot{c}' = 0,5$, то

$$\frac{jx_{m}}{\underline{Z}_{B} + jx_{m}} = 0,5, \qquad (4.45)$$

откуда $\underline{Z}_{B} = j x_{m}$.

Тогда из выражения (4.44) будем иметь

$$\underline{Z}_{\rm R} = 0, 5\underline{Z}_{\rm B}; \ \underline{Z}_{\rm B} = 2\underline{Z}_{\rm R}.$$
(4.46)

Здесь все сопротивления приведены к числу витков обмотки S.

Так как при вторичном симметрировании ЛВТ его входное сопротивление при изменении угла α должно оставаться постоянным, то проверку наличия симметрии можно осуществлять с помощью амперметра в цепи возбуждения, фиксирующего постоянство потребляемого тока. Напомним, что ЛВТ с вторичным симметрированием нельзя использовать в устройствах, где нагрузка является переменной. В этом случае следует применять ЛВТ с первичным симметрированием.

4.4.3. Линейный вращающийся трансформатор с первичным симметрированием

Принципиальная и эквивалентная схемы ЛВТ с первичным симметрированием представлены на рис. 4.12, а, б. Здесь последовательно соединяются основная статорная обмотка (обмотка возбуждения) S и косинусная обмотка ротора B.

При первичном симметрировании ($Z_{HK} \approx 0$) результирующий поперечный поток Φ_q , создаваемый поперечными витками роторных обмоток A и B и квадратурной обмоткой K можно с достаточным приближением считать равным нулю. Следовательно, ЭДС самоиндукции в поперечных витках обмотки ротора A отсутствуют и в ее продольных витках наводится потоком Φ_d ЭДС взаимоиндукции k $\dot{E}_s \sin \alpha$. Что касается обмотки возбуждения, то ее число витков можно рассматривать как сумму числа витков действительной обмотки S и продольных витков W_Rcos α обмотки ротора B, т.е. $W'_s = W_s + W_R \cos \alpha$. В этой эквивалентной обмотке возбуждения индуктируется ЭДС самоиндукции \dot{E}_s .

В результате можно записать

$$\frac{E_{RA}}{E_{S}} = \frac{W_{R} \sin \alpha}{W_{S} + W_{R} \cos \alpha} = \frac{k \sin \alpha}{1 + k \cos \alpha},$$
(4.47)

откуда

$$\dot{E}_{RA} = k\dot{E}_{S} \frac{\sin\alpha}{1 + k\cos\alpha}.$$
(4.48)



Рис. 4.12. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы линейного вращающегося трансформатора при первичном симметрировании

Таким образом, выходная ЭДС представляет собой линейную функцию угла поворота α при указанных выше условиях. Уравнение выходного напряжения ЛВТ на зажимах обмотки А в зависимости от напряжения \dot{U}_s имеет такой же вид, что и уравнение (4.41).

На рис. 4.13 показаны экспериментальные зависимости $U_{RA} = f(\alpha)$ ЛВТ при первичном и вторичном симметрировании.

К достоинствам ЛВТ с первичным симметрированием следует отнести независимость выходного сопротивления от угла поворота α.

На рис. 4.13 приведены опытные зависимости $U_{RA} = f(\alpha)$ ЛВТ с первичным и вторичным симметрированием.



Рис. 4.13. Экспериментальная зависимость выходного напряжения линейного вращающегося трансформатора при первичном и вторичном симметрировании

4.5. ВТ-построитель

В ряде случаев возникает необходимость в преобразовании координат некоторого вектора из декартовой системы в полярную или из одной декартовой системы в другую, повернутую относительно первой на некоторый угол. Такое преобразование осуществляется с помощью четырехобмоточного ВТ, работающего в режиме построителя. При этом такой ВТ является основным элементом следящей системы, осуществляющей подобное преобразование (рис. 4.14).

Другими словами, схема ВТ-построителя, изображенная на рис. 4.14, позволяет определить как по величине, так и по углу гипотенузу прямоугольного треугольника по двум заданным катетам, т.е. по двум заданным проекциям a_x и a_y в декартовой системе координат. Работа этой схемы происходит следующим образом.

К обмоткам S и K статора ВТ подводятся напряжения U_S и U_K, пропорциональные соответствующим катетам прямоугольного треугольника, т.е.

 $U_{\rm S} \sim a_{\rm x}$ и $U_{\rm K} \sim a_{\rm y}$ (рис. 4.15, а).

Под действием этих напряжений в обмотке S и K будут протекать токи, создающие при отсутствии насыщения неподвижные в пространстве пульсирующие потоки Φ_S и Φ_K , пропорциональные приложенным напряжениям U_S и U_K , т.е.

$$\Phi_{\rm S} \sim U_{\rm S} \sim a_{\rm x}$$
 и $\Phi_{\rm K} \sim U_{\rm K} \sim a_{\rm y}$ (рис. 4.15, б).

В результате геометрического сложения этих потоков возникает результирующий магнитный поток Φ_a , расположенный в пространстве относительно обмоток S и K под теми же углами, что и гипотенуза а прямоугольного треугольника по отношению к катетам a_x и a_y (рис. 4.15, б):

$$\dot{\bar{\Phi}}_{a} = \dot{\bar{\Phi}}_{S} + \dot{\bar{\Phi}}_{K} \sim \frac{1}{a}.$$
(4.50)

При этом величины Φ_a , Φ_S , Φ_K пропорциональны сторонам a, a_x и a_y треугольни-ка.



Рис. 4.14. Схема вращающегося трансформатора – преобразователя координат декартовой системы координат

 управления (ОУ) асинхронного исполнительного двигателя (АИД). Под действием этого напряжения ротор двигателя придет во вращение и начнет поворачивать механически соединенный с ним через редуктор (Р) ротор ВТ. Этот поворот будет происходить до тех пор, пока напряжение U_{RB} не окажется равным нулю. В этом случае ось обмотки В будет перпендикулярна оси магнитного потока Φ_a . При этом ось обмотки А совпадет с осью потока Φ_a и вольтметр на ее зажимах покажет максимально возможное напряжение U_{RA} , которое и будет пропорционально гипотенузе а прямоугольного треугольника [1].



Рис. 4.15. К определению гипотенузы треугольника

Таким образом, выполненная в рассматриваемом случае ВТ задача сводится к определению величины вектора и его аргумента по заданным составляющим a_x и a_y в декартовой системе. Другими словами, ВТ-построитель выполняет задачу преобразования от декартовых к полярным координатам.

Четырехобмоточный ВТ нередко используется для перехода от одной декартовой системы координат ОХ и ОУ к другой ОХ' и ОУ', повернутой относительно первой на некоторый угол α (рис. 4.16). При подаче на обмотки статора напряжений U_S и U_K напряжения на обмотках ротора будут:

$$\dot{U}_{A} = \frac{1}{\dot{A}} (U_{S} \sin \alpha + U_{K} \cos \alpha); \qquad (4.51)$$

$$\dot{U}_{B} = \frac{1}{\dot{A}} (U_{S} \cos \alpha - U_{K} \sin \alpha).$$
(4.52)

Полученные выражения соответствуют известным формулам преобразования координат.

Симметрирование ВТ в режиме построителя осуществляется за счет того, что каждая статорная обмотка является не только индуктирующей по отношению к обмоткам ротора, но и компенсирующей по отношению к другой статорной обмотке.



Рис. 4.16. Преобразование с помощью вращающегося трансформатора координат одной декартовой системы в координаты другой декартовой системы

4.6. ВТ-фазовращатель

Фазовращатель – это электрическая машина, выходное напряжение которой, оставаясь постоянным по величине, изменяется по фазе в зависимости от угла поворота ротора. В качестве фазовращателя широко используется четырехобмоточный ВТ. При этом применяются однофазная и двухфазная схемы включения ВТ.

Рассмотрим однофазную схему включения [5].

Принципиальная и эквивалентная схемы ВТ-фазовращателя при однофазном включении изображены на рис. 4.17, а, б. На этих схемах приняты следующие обозначения: R – активное сопротивление вцепи обмотки ротора B; C – емкость конденсатора в цепи обмотки ротора A; Z_H – полное сопротивление нагрузки; U_{BbIX} – выходное напряжение; Z_{BbIX} – выходное сопротивление обмоток ротора A и B, причем

$$\underline{Z}_{BbIX} = \underline{Z}_{R} + k^{2}(\underline{Z}_{S} + \underline{Z}_{HS}) = \underline{Z}_{R} + k^{2}(\underline{Z}_{K} + \underline{Z}_{HK}).$$
(4.53)



Рис. 4.17. Принципиальная схема однофазной схемы вращающегося трансформатора – фазовращателя

Эквивалентная схема (рис. 4.17, б) выполнена согласно методу узловых потенциалов

$$\dot{U}_{BbIX} = \frac{\dot{E}_{RA}Y_a + \dot{E}_{RB}Y_b}{Y_a + Y_b + Y_H},$$
(4.54)

(4.55)

где $Y_a = \frac{1}{\underline{Z}_{BbIX} + \frac{1}{j\omega c}}; Y_b = \frac{1}{\underline{Z}_{BbIX} + \frac{1}{R}}; Y_H = \frac{1}{\underline{Z}_H}.$

Допустим, что выполняется условие $Y_a = jY_b$, т.е.

$$\frac{1}{\underline{Z}_{BbIX} + \frac{1}{j\omega c}} = j \frac{1}{\underline{Z}_{BbIX} + R}$$
или $j \underline{Z}_{BbIX} + \frac{1}{\omega c} = \underline{Z}_{BbIX} + R.$ (4.56)

При выполнении принятого условия

$$\dot{U}_{BbIX} = \frac{\dot{E}_{RA}jY_{b} + \dot{E}_{RB}Y_{b}}{jY_{b} + Y_{b} + Y_{H}} = \frac{j\dot{E}_{RA} + \dot{E}_{RB}}{j+1+\frac{Y_{H}}{Y_{b}}}$$
(4.57)

ИЛИ

$$\dot{U}_{BbIX} = \frac{jk\dot{E}_{S}\sin\alpha + k\dot{E}_{S}\cos\alpha}{1 + j + \frac{Z_{BbIX} + R}{Z_{H}}} = \frac{k\dot{E}_{S}(\cos\alpha + j\sin\alpha)}{1 + j + \frac{Z_{BbIX} + R}{Z_{H}}} = \frac{k\dot{E}_{S}e^{j\alpha}}{1 + j + \frac{Z_{BbIX} + R}{Z_{H}}}.$$
 (4.58)

Таким образом, выходное напряжение, оставаясь неизменным по величине, изменяется по фазе с поворотом ротора α.

Рассмотрим двухфазную схему включения ВТ-фазовращателя (рис. 4.18). С этой целью воспользуемся формулами (4.51) и (4.52), характеризующие четырехобмоточный ВТ как преобразователь одной декартовой системы координат в другую, повернутую относительно первой на угол α . Если в этих формулах $\dot{U}_{\rm K} = j\dot{U}_{\rm S}$, то получим:

$$\dot{U}_{A} = \frac{1}{\dot{A}} (\dot{U}_{S} \sin \alpha + j \dot{U}_{S} \cos \alpha) = \frac{j \dot{U}_{S}}{A} (\cos \alpha - j \sin \alpha) = \frac{j \dot{U}_{S}}{\dot{A}} e^{-j\alpha}$$
(4.59)
$$\dot{U}_{B} = \frac{1}{\dot{A}} (\dot{U}_{S} \cos \alpha - j \dot{U}_{S} \sin \alpha) = \frac{\dot{U}_{S}}{A} (\cos \alpha - j \sin \alpha) = \frac{\dot{U}_{S}}{\dot{A}} e^{-j\alpha}.$$

Напряжения на зажимах обмоток ротора А и В, оставаясь неизменными по величине, изменяются по фазе при изменении угла поворота ротора α.



Рис. 4.18. Двухфазная схема включения ВТ-фазовращателя

4.7. Система синхронной связи на вращающихся трансформаторах

Система синхронной связи на ВТ изображена на рис. 4.19. При подаче на обмотку возбуждения S напряжения \dot{U}_{s} в обмотках A и B ротора индуктируются ЭДС $\dot{E}_{RA} = k\dot{E}_{s}\sin\alpha_{a}$ и $\dot{E}_{RB} = k\dot{E}_{s}\cos\alpha_{a}$. Под действием этих ЭДС в названных обмотках возникают токи:

$$\dot{I}_{A} = \frac{kE_{S}}{2\underline{Z}}\sin\alpha_{\pi} = I_{m}\sin\alpha_{\pi};$$

$$\dot{I}_{B} = \frac{k\dot{E}_{S}}{2\underline{Z}}\cos\alpha_{\pi} = I_{m}\cos\alpha_{\pi},$$
(4.60)

где <u>Z</u> – полное сопротивление фаз датчика и приемника;

I_m – максимальное действующее значение тока.

Эти токи, протекая по роторным обмоткам приемника создают МДС, действующие по осям соответствующих обмоток:

$$F_{nA} = 1.8k_{ob}W_{R}I_{A} = 1.8k_{ob}W_{R}I_{m}\sin\alpha_{\mu} = F_{m}\sin\alpha_{\mu};$$
(4.61)

$$F_{nB} = 1.8k_{ob}W_RI_B = 1.8k_{ob}W_RI_m\cos\alpha_{a} = F_m\cos\alpha_{a}.$$

Здесь $F_m = 1.8k_{ob}W_RI_m$ – максимальная МДС обмотки на пару полюсов.

Пульсирующие МДС роторных обмоток образуют результирующую МДС ротора приемника, которую можно представить в виде пространственно-временного вектора



Рис. 4.19. Трансформаторная схема синхронной связи с синус-косинусными вращающимися трансформаторами

Результирующую МДС можно разложить на продольную и поперечную оси:

 $F_{nd} = F_{nAd} + F_{nBd} = F_{nA} \sin \alpha_{n} + F_{nB} \cos \alpha_{n} =$ $= F_{m} \sin \alpha_{n} \sin \alpha_{n} + F_{m} \cos \alpha_{n} \cos \alpha_{n} = F_{m} \cos(\alpha_{n} - \alpha_{n}) = F_{m} \cos\theta; \quad (4.63)$ $F_{nq} = F_{nAq} + F_{nBq} = -F_{nA} \cos \alpha_{n} + F_{nB} \sin \alpha_{n} =$ $= -F_{m} \sin \alpha_{n} \cos \alpha_{n} + F_{m} \cos \alpha_{n} \sin \alpha_{n} = F_{m} \sin(\alpha_{n} - \alpha_{n}) = F_{m} \sin(-\theta) =$ $= -F_{m} \sin \theta. \quad (4.64)$

Величина результирующей МДС приемника

$$F_{\pi} = \sqrt{F_{\pi d}^2 + F_{\pi q}^2} = \sqrt{(F_{m} \cos \theta)^2 + (-F_{m} \sin \theta)^2} = F_{m}.$$
 (4.65)

Результирующая МДС приемника не зависит от угла рассогласования. При этом вектор результирующей МДС при повороте ротора датчика на угол θ по часовой стрелке поворачивается на тот же угол, но против часовой стрелки (- θ). Аналогичный вывод был получен при анализе системы синхронной связи на трансформаторных сельсинах. В качестве исходного принимается положение роторов, при котором $\alpha_n = 90^\circ$ и $\alpha_n = 0$ ($\theta = 90^\circ$).

Принцип действия ССС на вращающихся трансформаторах и трансформаторных сельсинах аналогичен.

4.8. Точность работы вращающихся трансформаторов

Точность работы ВТ на практике определяется по следующим показателям:

1. По величине максимальной погрешности отображения синусной зависимости (для СКВТ), которая выражается в процентах от максимального значения выходного напряжения и составляет (0,005...0,2)%.

2. По величине максимальной погрешности отображения линейной зависимости (для ЛВТ), которая выражается в процентах от максимального значения выходного напряжения и находится в пределах от 0,5 до 0,2%.

3. По максимальной асимметрии нулевых точек (для СКВТ), которая определяется следующим образом. ВТ возбуждается попеременно обмотками статора S и K. При этом определяются углы α, при которых ЭДС роторных обмоток равны нулю (или минимальны). Максимальное отклонение этих углов от углов, кратных 90° и составляет асимметрию нулевых точек, которая находится в пределах от 10" до 6'40".

4. По максимальному значению остаточной ЭДС, которая выражается в процентах от максимальной ЭДС соответствующей обмотки и может составлять (0,003...0,1)%.

5. По максимальному значению ЭДС квадратурной обмотки, составляющей в процентах от максимального напряжения питания (0,04...1,2)%.

6. По максимальной разности коэффициентов трансформации, которая находится в пределах 0,005...0,2%.

4.9. Многополюсные ВТ

Рассмотренные выше двухполюсные ВТ не обеспечивают необходимой точности дистанционной передачи угла при малых углах поворота. Погрешности в данном случае вызываются главным образом технологическими причинами: наличием эксцентриситета, несимметрией магнитной цепи, эллиптичностью ротора и т.п. В связи с этим в двухканальных схемах синхронной связи для систем точного отсчета, а также в системах преобразования угла поворота в цифровой код широкое применение находят многополюсные ВТ, среди которых следует отметить: 1) многополюсные ВТ обычной конструкции; 2) многополюсные ВТ с сосредоточенными обмотками; 3) синус-косинусные редуктосины; 4) индуктосины [5, 6]. 1). Многополюсный ВТ отличается от обычного двухполюсного ВТ только числом пар полюсов. В этом случае выходные ЭДС \dot{E}_{RA} и \dot{E}_{RB} будут изменяться в зависимости от угла поворота с периодичностью, равной числу р: $\dot{E}_{RA} = k\dot{E}_{S}\sin p\alpha$ и $\dot{E}_{RB} = k\dot{E}_{S}\cos p\alpha$. Однако значительное увеличение числа пар полюсов ограничивается габаритами машины. Ввиду этого современные многополюсные ВТ выполняются с p = 2...4 (рис. 4.20).

2). В высокоскоростных системах передачи угла с электромагнитной редукцией в преобразователях вал – цифра находят применение многополюсные ВТ с сосредоточенными обмотками в качестве датчика и двухполюсными сельсинами – приемниками. В этом случае при повороте ротора датчика на угол α_{n} вал прием-

ника поворачивается на угол $\alpha_{np} = \frac{\alpha_{\pi}}{p}$, где p – число пар полюсов датчика. В этом

случае погрешность для передаваемого угла $\alpha_{_{\rm I}}$ будет $\Delta \alpha_{_{\rm I}} = \frac{\Delta \alpha_{_{\rm IP}}}{p}$, где $\Delta \alpha_{_{\rm IP}} -$ по-

грешность приемника при двухполюсном исполнении датчика.

3). Многополюсные ВТ, в которых электромагнитная редукция осуществляется за счет использования зубцовых гармоник поля при различных числах зубцов на статоре и роторе получили название индукционных редуктосинов. Они широко применяются в синхронно-следящих системах с малым углом поворота. Принципиальная схема одного из вариантов двухфазных редуктосинов показана на рис. 4.21. На статоре размещены первичная обмотка 1 и две вторичные обмотки 2 и 2', образующие двухфазную систему. Отношение чисел зубцов статора и ротора равно 4/3. При повороте ротора происходит изменение магнитной проводимости воздушного зазора между зубцами статора и ротора. Со вторичной обмотки снимаются два напряжения, изменяющиеся в зависимости от угла поворота со сдвигом 90°. Путем выбора размеров зубцов можно получить на выходе ЭДС, изменяющиеся по закону, близкому к синусоидальному.

4). Индуктосин представляет собой плоскую электрическую машину, основными элементами которой являются два изоляционных диска (статор и ротор) с нанесенными на них печатными обмотками (рис. 4.22). Диски размещены на разных осях и параллельно и, следовательно, могут поворачиваться относительно друг друга. Обмотки машины представляют собой радиальные токопроводящие пластины, причем ротор имеет однофазную обмотку, а статор – двухфазную. Обмотки статора сдвинуты относительно друг друга на половину полюсного деления.

Для получения симметричных обмоток число печатных проводников на роторе и в секции обмотки статора должно быть четным, причем число проводников в обмотках индуктосина зависит от числа пар полюсов, которое выбирают кратным 10.

Электромагнитная связь между обмотками осуществляется за счет магнитного потока, проходящего через воздушный зазор, причем для получения синусной и косинусной зависимостей выходных ЭДС от угла поворота достигается в основ-

ном за счет обеспечения синусоидальной зависимости взаимоиндуктивности обмоток. Частота питания индуктосина находится в пределах 10...100 кГц.

Таким образом, индуктосин аналогичен ВТ с сосредоточенными обмотками, имеющим одну обмотку на статоре и синусную и косинусную обмотки на роторе.



Рис. 4.20. Статор и ротор плоского многообмоточного ВТ обычного исполнения



Рис. 4.21. К вопросу устройства редуктосина



Рис. 4.22. Статор и ротор индуктосина

Глава 5 СИНХРОННЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ

5.1. Общие сведения

Основным достоинством синхронных микродвигателей (СМД) является их способность вращаться с постоянной частотой вращения независимо от колебаний напряжения и нагрузки

$$n_1 = \frac{60f_1}{p}.$$
 (5.1)

При мощностях от 10 Вт и выше синхронные микродвигатели имеют классическую конструкцию, т.е. они состоят из статора и ротора, разделяемых воздушным зазором. В зависимости от конструкции ротора и способа возбуждения различают следующие разновидности СМД:

1) с электромагнитным возбуждением;

2) с возбуждением от постоянных магнитов;

3) реактивные СМД;

4) гистерезисные СМД.

Особую группу СМД составляют тихоходные (редукторные) двигатели (субсинхронные, двигатели с крутящимся ротором, с волновым ротором).

СМД с электромагнитным возбуждением ввиду относительной сложности конструкции и пуска в системах автоматики применяются сравнительно редко. В системах автоматики и в бытовой технике в качестве вспомогательных силовых двигателей весьма широкое применение получили СМД с возбуждением от постоянных магнитов.

5.2. Синхронные микродвигатели с возбуждением от постоянных магнитов

5.2.1. Особенности конструкции

СМД с возбуждением от постоянных магнитов различаются по конструктивному исполнению, способу пуска и способу питания.

По способу пуска эти двигатели могут быть [6]:

1) самозапускающиеся;

2) с асинхронным пуском;

3) с гистерезисным пуском.

Наиболее широкое применение получили СМД с асинхронным пуском. Отличительной особенностью таких двигателей является наличие на роторе двух частей: постоянного магнита и короткозамкнутой обмотки. В зависимости от взаимного положения этих частей различают две разновидности рассматриваемых СМД: 1) с радиальным расположением магнита и короткозамкнутой обмотки (рис. 5.1, 5.2); 2) с аксиальным расположением названных частей (рис. 5.3).



Рис. 5.1. Радиальная конструкция синхронного двигателя: 1 – статор; 2 – шихтованная часть ротора с короткозамкнутой обмоткой; 3 – постоянный магнит



Рис. 5.2. Разновидности радиальной конструкции синхронного двигателя

В радиальной конструкции пакет стали ротора с короткозамкнутой обмоткой набирается из листов электротехнической стали в виде толстостенного цилиндра и напрессовывается на постоянный магнит, выполненный в виде звездочки. В пакете стали имеются междуполюсные прорези, от ширины которых существенно зависят свойства СМД. Наличие пакета стали, напрессованного на постоянный магнит предотвращает размагничивание последнего реакцией якоря особенно при пуске, когда возникают большие пусковые токи.



Рис. 5.3. Синхронный двигатель с аксиальным расположением постоянного магнита и пусковой короткозамкнутой обмотки (аксиальная конструкция): 1 – статор; 2 – короткозамкнутый ротор; 3 – постоянный магнит

Поток реакции якоря замыкается по стальному пакету, минуя постоянный магнит, так как магнитное сопротивление стали значительно меньше сопротивления магнита. Следовательно, с точки зрения предотвращения размагничивания постоянного магнита ширину междуполюсных щелей следует уменьшать. Однако в целях уменьшения рассеяния магнита и сохранения величины рабочего потока в номинальном режиме эти щели должны быть по возможности шире. Оба эти фактора следует учитывать при проектировании СМД.

Тем не менее, в отличие от синхронных двигателей общего применения в данном случае

$$X_q > X_d$$
,

где x_q, x_d – синхронные индуктивные сопротивления по поперечной и продольной осям. Это происходит из-за того, что поперечный поток оказывается больше продольного. Именно этим объясняется то, что реактивный момент рассматриваемого СМД при малых углах нагрузки θ оказывается отрицательным.

Если имеются ограничения по диаметру, то применяется аксиальная конструкция СМД. В этом случае пакет стали с короткозамкнутой обмоткой напрессовывается на тот же вал, что и постоянный магнит (рис. 5.3).

5.2.2. Уравнения напряжения, векторные диаграммы и вращающий момент синхронного микродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов.

Из теории синхронных машин известно, что уравнения напряжения фазы статора СМД можно записать следующим образом:

$$\dot{U} = -\dot{E}_{o} + j\dot{I}_{d}x_{ad} + j\dot{I}_{q}x_{aq} + j\dot{I}x_{s} + \dot{I}r_{s};$$
 (5.2)

$$\dot{U} = -\dot{E}_{o} + j\dot{I}_{d}x_{d} + j\dot{I}_{q}x_{q} + \dot{I}r_{s}.$$
 (5.3)

Здесь Ú-напряжение питания;

Ė_о–ЭДС холостого хода, обязанная потоку возбуждения;

x_{ad}, x_{aq} – индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной и поперечной осям;

x_s-индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора;

r_s – активное сопротивление обмотки статора;

 $x_{d} = x_{ad} + x_{s}$ – синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси; $x_{q} = x_{aq} + x_{s}$ – синхронное индуктивное сопротивление по поперечной оси;

 $\dot{I}_{d} = \dot{I} \sin \psi$ – продольный ток статора;

 $\dot{I}_{a} = \dot{I}\cos\psi$ – поперечный ток статора;

Í – ток статора.

В соответствии с уравнениями (5.2) и (5.3) построены векторные диаграммы СМД, изображенные на рис. 5.4, а, б. При этом результирующая ЭДС

$$\dot{\mathbf{E}}_{\delta} = -\dot{\mathbf{E}}_{o} + j\dot{\mathbf{I}}_{d}\mathbf{x}_{ad} + j\dot{\mathbf{I}}_{q}\mathbf{x}_{aq}.$$
(5.4)

Для определения электромагнитной мощности, развиваемой СМД воспользуемся векторной диаграммой рис. 5.4, а.

$$P_{_{\mathcal{M}}} = mE_{\delta}I\cos(\theta + \psi) = mE_{\delta}I\cos\psi\cos\theta - mE_{\delta}I\sin\psi\sin\theta =$$

$$= mE_{\delta}\cos\Theta I_{q} - mE_{\delta}\sin\Theta I_{d} = m(E_{o} + I_{d}x_{ad})I_{q} - mI_{d}I_{q}x_{aq} =$$

$$= mE_{o}I_{q} + mI_{d}I_{q}(x_{ad} - x_{aq}) = mE_{o}I_{q} + mI_{d}I_{q}(x_{d} - x_{q}).$$
(5.5)

Электромагнитный момент, развиваемый двигателем

$$M = \frac{P_{_{3M}}}{\Omega_1} = \frac{m_{_o}E_{_o}I_{_q} + mI_{_a}I_{_q}(x_{_d} - x_{_q})}{\Omega_1}.$$
 (5.6)

 Ω_1 – синхронная угловая скорость. (Аналогичное выражение приведено в работе [5].

Из векторной диаграммы рис. 5.4, б имеем:

 $U\cos\theta_{u} = E_{o} + I_{d}x_{d} + I_{s}\cos\psi = E_{o} + I_{d}x_{d} + I_{a}r_{s}U; \qquad (5.7)$

$$-U\sin\theta_{u} = -I_{q}x_{q} + Ir_{s}\sin\psi = -I_{q}x_{q} + I_{d}r_{s}.$$
(5.8)

В результате решения уравнений (5.7) и (5.8) относительно токов получим:

$$I_{d} = \frac{(U\cos\theta_{u} - E_{o})x_{q} - r_{s}U\sin\theta_{u}}{r_{s}^{2} + x_{q}x_{d}};$$
 (5.9)



Рис. 5.4. Векторные диаграммы синхронного микродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов

Для определения момента СМД следует полученные значения токов I_d и I_q подставить в выражение (5.6). При этом в процессе вычисления будем пренебрегать членами, содержащими r_s^2 ввиду их малости, учитывая лишь первую степень активного сопротивления [5]. Тогда

$$M = \frac{m}{\Omega_{1}} \{ \frac{UE_{o}}{x_{d}} [\sin \theta_{u} + \frac{r_{s}}{x_{d}} (2 - \frac{x_{d}}{x_{q}}) \cos \theta_{u}] + \frac{U^{2}}{2} (\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}}) [\sin \theta_{u} + r_{s} (\frac{1}{x_{q}} + \frac{1}{x_{d}}) \cos 2\theta_{u}] - \frac{r_{s}}{x_{d}^{2}} [E_{o}^{2} + \frac{U^{2}}{2} (\frac{x_{d}}{x_{q}} - 1)^{2}] \}.$$
(5.11)

Это уравнение можно переписать в другом виде:

$$M = \frac{mE_{o}U}{\Omega_{1}x_{d}}\sin(\theta_{u} + \xi_{1}) + \frac{mU^{2}}{2\Omega_{1}}(\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}})\sin(2\theta_{u} + \xi_{2}) - \frac{mr_{s}}{\Omega_{1}x_{d}^{2}}[E_{o}^{2} + \frac{U^{2}}{2}(\frac{x_{d}}{x_{q}} - 1)^{2}] = M_{1} + M_{2} + M_{3}.$$
(5.12)

Таким образом, момент синхронного микродвигателя с возбуждением от постоянных магнитов представляет собой сумму трех составляющих:

1) основной составляющей, обусловленной потоком постоянного магнита,

$$M_{1} = \frac{mUE_{o}}{\Omega_{1}x_{d}} \sin(\theta_{u} + \xi_{1}); \qquad (5.13)$$

2) реактивной составляющей, обусловленной неравенством синхронных индуктивных сопротивлений x_d и x_q,

$$M_{2} = \frac{mU^{2}}{2\Omega_{1}} \left(\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}}\right) \sin(2\theta + \xi_{2}); \qquad (5.14)$$

3) тормозного момента, обязанного влиянию активного сопротивления обмотки статора,

$$M_{3} = \frac{mr_{s}}{\Omega_{1}x_{d}} [E_{o}^{2} + \frac{U^{2}}{2} (\frac{x_{d}}{x_{q}} - 1)^{2}].$$
 (5.15)

ξ₁ и ξ₂ – определяются из соотношений:

$$tg\xi_{1} = \frac{r_{s}}{x_{d}} (2 - \frac{x_{d}}{x_{q}});$$
(5.16)

$$tg\xi_2 = r_s(\frac{1}{x_g} + \frac{1}{x_d}).$$
 (5.17)

Зависимости M, M₁, M₂, M₃ изображены на рис. 5.5. Кривые M₁ = $f(\theta_u)$ и M₂ = $f(\theta_u)$ смещаются влево соответственно на ξ_1 и ξ_2 . Под влиянием активного сопротивления r_s происходит не только смещение кривой M = $f(\theta_u)$ влево, но и уменьшение максимума электромагнитного момента M.



Рис. 5.5. Вращающие моменты синхронного микродвигателя

Если пренебречь влиянием r_s, то выражение (5.12) преобразуется к виду

$$M = \frac{mUE_{o}}{\Omega_{1}x_{d}}\sin\theta + \frac{mU^{2}}{2\Omega_{1}}(\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}})\sin 2\theta_{u}.$$
 (5.18)

5.2.3. Пуск в ход синхронных микродвигателей с возбуждением от постоянных магнитов

В автоматических устройствах преимущественное применение получили СМД с асинхронным пуском. Как было показано выше, в этом случае на роторе, кроме постоянных магнитов, предусмотрена короткозамкнутая обмотка, выполненная в виде «беличьей клетки». При подключении двигателя к сети трехфазная (или двухфазная) обмотка статора создает вращающееся магнитное поле, которое наводит в стержнях «беличьей клетки» ЭДС и токи. В результате взаимодействия последних с вращающимся магнитным полем возникает асинхронный момент, как в обычном асинхронном двигателе (рис. 5.6):

$$M_{a} = \frac{mU^{2}r_{R}}{\Omega_{1}s[(r_{s} + c_{1}\frac{r_{R}}{s})^{2} + (x_{s} + c_{1}x_{R})^{2}]},$$
(5.19)

где $c_1 = 1 + \frac{X_s}{X_m};$

 r_s, x_s – активное и индуктивное сопротивления обмотки статора;

r_R, x_R – усредненные активное и индуктивное сопротивления короткозамкнутой обмотки ротора, приведенные к обмотке статора.

Под действием асинхронного момента M_a происходит разбег двигателя. Однако в данном случае на ротор двигателя воздействует, кроме асинхронного двигательного момента и нагрузочного момента M_c , генераторный тормозной момент M_{τ} (рис. 5.6).





Рис. 5.6. Пуск в ход синхронного микродвигателя с постоянными магнитами

Рис. 5.7. Векторная диаграмма синхронного микродвигателя при пуске

Дело в том, что пуск СМД осуществляется при возбужденных полюсах, так как отключить постоянные магниты невозможно. Поле ротора при вращении наводит в обмотке статора ЭДС $E_o(1-s)$ частоты $f_1(1-s)$. Под действием этой ЭДС в обмотке статора появляется ток I_s , который замыкается через источник питания. Так как сопротивление этого источника бесконечно мало, то по отношению к току I_s машина будет находиться в режиме короткого замыкания. Ток I_s вызывает в обмотке статора потери

$$mI_s^2 r_s = M_T \Omega_1 (1-s),$$
 (5.20)

откуда тормозной момент

$$M_{T} = \frac{m I_{s}^{2} r_{s}}{\Omega_{1} (1-s)},$$
 (5.21)

где $I_s = \sqrt{I_{ds}^2 + I_{qs}^2}$.

Токи I_{ds} и I_{qs} можно определить из векторной диаграммы (рис. 5.7):

$$I_{ds} = \frac{E_o x_q (1-s)^2}{r_s^2 + x_q x_d (1-s)^2};$$
(5.22)

$$I_{qs} = \frac{E_o r_s (1-s)}{r_s^2 + x_q x_d (1-s)^2}.$$
 (5.23)

После определения значения тока I_s и подстановки его в выражение (5.21) получим

$$M_{T} = \frac{mE_{o}r_{s}}{\Omega_{1}}(1-s)\frac{x_{q}^{2}(1-s)^{2}+r_{s}^{2}}{[r_{s}^{2}+x_{q}x_{d}(1-s)^{2}]^{2}}.$$
 (5.24)

Суммарный момент СМД в процессе пуска (рис. 5.6)

$$M = M_{a} + M_{\rm T}.$$

Если взять производную $\frac{dM_{T}}{ds} = 0$, то можно найти критическое скольжение

 S_{mr} , соответствующее максимуму тормозного момента и минимуму результирующего момента M_{min} . Тормозной момент ухудшает пусковые свойства СМД. Особенно неприятным оказывается провал в кривой результирующего момента. Если $M_{min} < M_c$, то двигатель может застрять при малых частотах вращения (больших скольжениях), не достигнув подсинхронной скорости.

Провал в кривой момента получается тем больше, чем больше степень возбуждения. Максимально допустимая степень возбуждения по условиям пуска тем меньше, чем меньше габариты и мощность СМД.

В процессе асинхронного пуска СМД разбегается до подсинхронной частоты вращения (близкой к синхронной), а затем под воздействием синхронизирующего момента входит в синхронизм. Существенной характеристикой пусковых свойств СМД является величина входного момента М_{вх}, т.е. наибольшего нагрузочного момента при котором ротор, доведенный до подсинхронной частоты вращения,

способен еще втянуться в синхронизм. Входной момент М_{вх} тем больше, чем выше подсинхронная скорость вращения (меньше скольжение), чем меньше момент инерции ротора и больше синхронный момент, развиваемый двигателем в синхронном режиме.

5.3. Синхронный реактивный двигатель

5.3.1. Принцип действия реактивного двигателя

Синхронным реактивным двигателем (СРД) называется синхронный двигатель (СД) без обмотки возбуждения и постоянных магнитов, поток которого создается исключительно за счет МДС статора. Вращающий момент двигателя, называемый реактивным, возникает вследствие неодинаковой магнитной проводимости по продольной и поперечной осям машины.

Для выяснения физической сущности реактивного момента удобно вращающееся магнитное поле статора заменить вращающимся постоянным магнитом и рассмотреть явления в статике. С этой целью изобразим несколько положений ротора СРД (рис. 5.8).



Рис. 5.8. К пояснению принципа возникновения реактивного момента

В положении ротора, изображенного на рис. 5.8, а, оси ротора и поля совпадают. При этом возникают лишь радиальные силы F_d и вращающий момент отсутствует. Если повернуть ротор на некоторый угол θ (рис. 5.8, б), то произойдет деформация поля, что объясняется стремлением магнитных линий замкнуться по пути наименьшего магнитного сопротивления. В результате возникают, кроме радиальных сил F_d , тангенциальные силы F_q , которые вызывают появление реактивного момента M_p . Этот момент достигает максимального значения при $\theta = 45^\circ$. При значении угла $\theta = 90^\circ$ (рис. 5.8, в) ротор займет положение неустойчивого равновесия. При дальнейшем увеличении угла θ произойдет изменение направления реактивного момента, причем при $\theta = 135^\circ$ он достигнет второго максимально-

ного значения (рис. 5.8, г). При $\theta = 180^{\circ}$ ротор займет положение устойчивого равновесия, аналогичное положению, изображенному на рис. 5.8, а.

При изменении угла θ в пределах $180^{\circ} < \theta < 360^{\circ}$ цикл изменения реактивного момента M_p повторится. Таким образом, в рассматриваемом случае при повороте ротора в пределах одного оборота реактивный момент изменяется с двойной периодичностью (рис. 5.11). В реальных условиях ротор и магнитное поле вращаются синхронно, т.е. они неподвижны относительно друг друга, и поэтому явления протекают как и в статике.

5.3.2. Уравнения напряжения, векторные диаграммы и вращающий момент синхронного реактивного двигателя

Уравнения напряжения двигателя:

$$\dot{U} = j\dot{I}_{d}x_{ad} + j\dot{I}_{q}x_{aq} + j\dot{I}x_{s} + \dot{I}r_{s} = -\dot{E}_{a} + j\dot{I}x_{s} + \dot{I}r_{s}, \qquad (5.25)$$

где
$$-\dot{E}_a = j\dot{I}_d x_{ad} + j\dot{I}_q x_{aq}$$
 (5.26)

или
$$\dot{U} = j\dot{I}_{d}x_{d} + j\dot{I}_{q}x_{q} + \dot{I}r_{s}$$
. (5.27)

Здесь приняты те же обозначения, что и для СМД с постоянными магнитами.



Рис. 5.9. Векторные диаграммы синхронного реактивного микродвигателя

Согласно векторной диаграмме (рис. 5.9, а) электромагнитная мощность СРД может быть представлена в виде

$$P = mE_{a}I\cos\varphi = mE_{a}\cos\psi\cos\theta - mE_{a}I\sin\psi\sin\theta =$$

= mE_{a}I_{q}\cos\theta - mE_{d}I_{d}\sin\theta = mI_{d}I_{q}x_{ad} - mI_{d}I_{q}x_{aq} =
= mI_{d}I_{q}(x_{ad} - x_{aq}) = mI_{d}I_{q}(x_{d} - x_{q}). (5.28)

Тогда электромагнитный момент СРД

$$M = \frac{P_{_{3M}}}{2\Omega_1} = \frac{mI_dI_q(x_d - x_q)}{2\Omega_1}.$$
 (5.29)
Из векторной диаграммы (рис. 5.9, б) имеем:

$$U\cos\theta_{u} = I_{d}x_{d} + Ir_{s}\cos\psi = I_{d}x_{d} + I_{a}r_{s}; \qquad (5.30)$$

$$-U\sin\theta_{u} = -I_{q}x_{q} + Ir_{s}\sin\psi = -I_{q}x_{q} + I_{d}r_{s}.$$
 (5.31)

В результате совместного решения последних двух уравнений получим:

$$I_{d} = \frac{x_{q}U\cos\theta_{u} - r_{s}U\sin\theta_{u}}{r_{s}^{2} + x_{d}x_{q}}; \qquad (5.32)$$

$$I_{q} = \frac{r_{s}U\cos\theta_{u} + x_{d}U\sin\theta_{u}}{r_{s}^{2} + x_{d}x_{q}}.$$
(5.33)

После подстановки значений токов I_d и I_q в (5.29) выражение электромагнитного момента СРД приобретает вид

$$M = \frac{mU^{2}(x_{d} - x_{q})}{2\Omega_{1}(r_{s}^{2} + x_{q}x_{d})^{2}} [(x_{q}x_{d} - r_{s}^{2})\sin 2\theta_{u} - 2r_{s}(x_{q} + x_{d})\sin^{2}\theta_{u} + 2r_{s}x_{q}] = = \frac{mU^{2}(x_{d} - x_{q})}{2\Omega_{1}(r_{s}^{2} + x_{q}x_{d})^{2}} [\sqrt{(r_{s}^{2} + x_{q}^{2})(r_{s}^{2} + x_{d}^{2})}\sin(2\theta + \chi) - r_{s}(x_{d} - x_{q})].$$
(5.34)
$$r(x_{d} + x_{d})$$

$$tg\chi = \frac{r_{s}(x_{q} + x_{d})}{x_{d}x_{q} - r_{s}^{2}}.$$
 (5.35)

Активное сопротивление обмотки статора уменьшает максимум реактивного момента и сдвигает влево кривую этого момента на угол $\chi/2$ (рис. 5.10)



Рис. 5.10. Влияние активного сопротивления обмотки статора на зависимость $M = f(\theta_u)$ синхронного реактивного микродвигателя

Если пренебречь влиянием активного сопротивления, т.е. принять $r_s = 0$, то выражение (5.34) преобразуется к известному из теории синхронных машин выражению (рис. 5.11)

$$M = \frac{mU^2}{2\Omega_1} (\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}) \sin 2\theta = M_m \sin 2\theta.$$
 (5.36)



Рис. 5.11. Зависимость $M = f(\theta)$ синхронного реактивного микродвигателя без учета влияния активного сопротивления обмотки статора

5.3.3. Особенности конструкции синхронных реактивных двигателей

Пакет статора синхронного реактивного двигателя (СРД) имеет неявнополюсное исполнение и набирается из листов электротехнической стали [5]. В пазах статора размещается трехфазная или двухфазная обмотка. В соответствие с этим различают трехфазные и однофазные (конденсаторные) реактивные двигатели. В последнем случае одна из обмоток подключается непосредственно к сети, а другая – через конденсатор. В этом случае с помощью конденсатора круговое вращающееся магнитное поле можно получить лишь в одном, например, номинальном режиме. В трехфазном СРД вращающееся магнитное поле оказывается круговым при всех режимах работы.

Что касается роторов СРД, то возможно большое разнообразие их конструкций (рис. 5.12):

1) ротор из сплошного ферромагнитного материала (рис. 5.12, а);

2) ротор аналогичный короткозамкнутому ротору обычного асинхронного двигателя, отличающийся наличием впадин, формирующих явновыраженные полюса (рис. 5.12, б);

3) секционированный ротор, выполненный из алюминия с залитым внутри стальными пластинами (рис 5.12, в);

4) усовершенствованная конструкция ротора, в которой явнополюсность обусловлена вырезами внутри пакета стали, заливаемыми алюминием (рис. 5.12, г).



Рис. 5.12. Разновидности конструктивных исполнений ротора синхронного реактивного микродвигателя

5.3.4. Пусковые и рабочие свойства синхронных реактивных двигателей

Максимальный момент СРД, развиваемый им в синхронном режиме при $r_s = 0$

$$M_{\rm m} = \frac{n_{\rm l} U^2}{2\Omega_{\rm l}} \left(\frac{1}{x_{\rm q}} - \frac{1}{x_{\rm d}}\right).$$
(5.37)

$$M_{m} \sim (\frac{1}{x_{q}} - \frac{1}{x_{d}}) = \frac{1}{x_{q}} (1 - \frac{x_{q}}{x_{d}}) \sim (1 - \frac{x_{q}}{x_{d}}) \sim (1 - \frac{\lambda_{q}}{\lambda_{d}}),$$
(5.38)

где λ_d и λ_q – магнитные проводимости по продольной и поперечной осям.

Из последнего выражения следует, что для увеличения M_m следует уменьшать отношения $\frac{x_q}{x_d} \sim \frac{\lambda_q}{\lambda_d}$. Это можно осуществить за счет увеличения ширины и глуби-

ны междуполюсных впадин (вырезов) (рис. 5.13).



Рис. 5.13. К пояснению пуска синхронного реактивного микродвигателя с пусковой обмоткой



Рис. 5.14. Влияние активного сопротивления пусковой обмотки синхронного реактивного микродвигателя на вид его механических характеристик и на условия пуска и вхождения в синхронизм

Однако чрезмерное уменьшение отношений $\frac{x_q}{x_d} \sim \frac{\lambda_q}{\lambda_d}$ может привести к неблаго-

приятным последствиям. Дело в том, что в СРД с асинхронным пуском в полюсных наконечниках укладывается пусковая обмотка. С целью увеличения пускового момента М_к необходимо увеличивать активное сопротивление этой обмотки. Однако это может привести к уменьшению входного момента М_{вх}, что затрудняет вхождение двигателя в синхронизм (рис. 5.14). Напомним, что под входным моментом понимается максимальный нагрузочный момент, при котором двигатель, доведенный в процессе разбега до максимальной (подсинхронной) частоты вращения способен ещё войти в синхронизм. Входной момент можно увеличить:

1) уменьшением момента инерции ротора СРД;

2) обеспечением максимально возможной подсинхронной частоты вращения (минимального скольжения). С этой целью активное сопротивление пусковой обмотки необходимо уменьшать.

Выбор параметров пусковой обмотки производится с учетом обоих указанных факторов. Однако вход СРД в синхронизм существенно облегчается в том случае, если он развивает по возможности наибольший максимальный момент в синхронном режиме. Это достигается, согласно предыдущему, за счет уменьшения отно-

шений $\frac{x_q}{x_d} \sim \frac{\lambda_q}{\lambda_d}$ и увеличения размеров междуполюсных впадин. Однако такой

путь увеличения максимального синхронного момента может привести к ухудшению условий асинхронного пуска. Дело в том, что увеличение размеров впадин сопровождается увеличением эквивалентного зазора, что вызывает увеличение намагничивающего тока I_{μ} и как следствие – увеличение падения напряжения в обмотке статора. В результате возможно уменьшение потока и уменьшение момента в процессе асинхронного пуска.

Для двигателей с ротором, изображенном на рис. 5.13

$$\frac{\delta_{max}}{\delta_{min}} = 10...12; \ \frac{b_{\pi}}{\tau} = 0, 5...0, 6; \ \frac{M_{m}}{M_{H}} = 1, 2...2, 3;$$

$$\eta = (5...50)\%; \ \cos \phi = 0, 2...0, 45.$$

5.4. Синхронные гистерезисные микродвигатели

5.4.1. Устройство и принцип действия

Синхронный гистерезисный двигатель (СГД) представляет собой синхронный двигатель (СД) без обмотки возбуждения и постоянных магнитов, вращающееся магнитное поле которого создается в результате взаимодействия поля статора с полем остаточного намагничивания ротора. Статор СГД неявнополюсный и имеет такое же устройство, что и статоры обычных СД и АД. В пазах статора размещена трехфазная или двухфазная обмотка. Ротор двигателя неявнополюсный и выполняется из магнитотвердого материала с широкой петлей гистерезиса [6, 11].



Рис. 5.15. Разновидности конструктивных исполнений гистерезисных двигателей

Наибольшее применение получили сборные конструкции ротора. В этом случае активная часть набирается из колец магнитотвердого материала и в виде толстостенного цилиндра напрессовывается на втулку (рис. 5.15, а). В зависимости от материала втулки различают следующие разновидности конструкции ротора гистерезисного двигателя:

a) ротор с ферромагнитной втулкой, когда поток замыкается через активную часть радиально (рис. 5.15, б);

б) ротор с немагнитной втулкой, когда поток замыкается через активную часть тангенциально (рис. 5.15, в).

Ротор может выполняться также сплошным из магнитотвердого материала, напрессованного на вал (рис. 5.15, г).

Для выяснения физической сущности возникающего в гистерезисном двигателе (ГД) момента удобно активную часть ротора представить состоящей из элементарных магнитиков. Если такой ротор поместить во внешнее магнитное поле, создаваемое, например, постоянными магнитами, то все элементарные магнитики повернутся, ориентируясь в направлении внешнего магнитного поля. Другими словами, ось суммарного поля элементарных магнитиков, т.е. ось поля ротора совпадает с осью внешнего поля. При этом возникают лишь радиальные силы F_d и вращающийся момент отсутствует (рис. 5.16, а).

Если привести во вращение внешнее поле, то будут поворачиваться и элементарные магнитики. Однако ввиду внутреннего молекулярного трения они будут поворачиваться с некоторым запаздыванием по отношению к внешнему полю. В результате между осью суммарного поля ротора и осью внешнего поля появляется угол θ , что вызывает появление, кроме радиальных сил F_d , тангенциальных сил F_q (рис. 5.16, б), которые и создают гистерезисный вращающий момент.



Рис. 5.16. К пояснению принципа действия гистерезисного двигателя

$$M = cF_c \Phi_R \sin\theta, \qquad (5.39)$$

где F_c – МДС статора; Ф_в – поток ротора; с – постоянный коэффициент.

Гистерезисный момент идеального гистерезисного двигателя не зависит от частоты вращения. Докажем это положение, исходя из энергетических представлений. При неподвижном роторе вся электромагнитная мощность Р_{эм}, передаваемая со статора на ротор полностью расходуется на покрытие гистерезисных потерь

$$P_{_{\rm SM}} = p_{_{\rm T}} = p_{_{\rm TO}} f_{_{\rm I}} V, \qquad (5.40)$$

где p_{го} – удельные гистерезисные потери, т.е. потери в единице объема активной части за один цикл перемагничивания;

f₁ – частота перемагничивания;

V – объем активной части.

При вращении ротора гистерезисные потери уменьшаются и становятся равными ľ

$$p_{rs} = p_{ro} \mathbf{I} \mathbf{V} = p_{ro} \mathbf{I}_1 \mathbf{S} \mathbf{V} = p_r \mathbf{S}, \qquad (5.41)$$

где s – скольжение.

Другая часть электромагнитной мощности преобразуется в механическую мощность

$$P_{_{MX}} = P_{_{3M}} - p_{_{TS}} = p_{_{T}} - p_{_{T}}s = p_{_{T}}(1-s).$$
(5.42)

Тогда вращающий момент идеального гистерезисного двигателя будет

$$M_{r} = \frac{P_{MX}}{\Omega} = \frac{p_{r}(1-s)}{\Omega_{1}(1-s)} = \frac{p_{r}}{\Omega_{1}} = \text{const}.$$
 (5.43)

В этом случае зависимость $M_r = f(s)$ представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс (рис. 5.17). В реальном двигателе необходимо учитывать момент от вихревых токов M_{Bx} , причем зависимость $M_{Rx} = f(s)$ в первом приближении можно считать линейной (прямая ОК). Суммарный момент двигателя в этом случае $M = M_{r} + M_{RX}$ (прямая AB на рис. 5.17).



Рис. 5.17. Механическая характеристика гистерезисного двигателя

Максимальный момент, который может развивать двигатель в синхронном режиме $M_m = M_r$. Если нагрузочный момент $M_c < M_r$, то идеальный гистерезисный двигатель разгоняется до синхронной частоты вращения, плавно входит в синхронизм и после нескольких колебаний относительно волны МДС статора устанавливается в точке устойчивого равновесия Г. Если $M_c > M_r$, то идеальный ГД останавливается, а реальный двигатель переходит в асинхронный режим (точка N).

Рассмотренные выше соотношения справедливы для ГД, имеющего синусоидальное распределение МДС по расточке статора и петлю гистерезиса в виде эллипса. В действительности кривая МДС имеет высшие пространственные гармоники, а магнитное поле испытывает зубцовые пульсации. Это приводит к появлению при некоторых частотах вращения и в асинхронном режиме тормозных моментов, обусловленных потерями на частные гистерезисные циклы. Вследствие этого механическая характеристика M = f(s) имеет провал (штриховая кривая на рис. 5.17).

5.4.2. Особенности рабочих и пусковых свойств гистерезисных двигателей

Как было установлено выше, гистерезисный момент

$$M_{r} = \frac{P_{r}}{\Omega_{1}} = \frac{p_{ro}f_{1}V}{\Omega_{1}} \sim p_{ro}.$$
 (5.44)

Этот момент пропорционален удельным гистерезисным потерям, которые зависят от формы и площади петли гистерезиса, описываемой уравнением

$$p_{ro} = \int H dB. \qquad (5.45)$$

При анализе работы гистерезисных двигателей с целью упрощения действительную петлю гистерезиса заменяют эквивалентным по площади эллипсом, параметрическое уравнение которого имеет вид (рис. 5.18)

$$H = H_{m1} \cos \omega t;$$

$$B = B_{m1} \cos(\omega t - \beta).$$
(5.46)

В результате интегрирования выражения (5.45) получим

$$p_{ro} = \pi B_{m1} H_{m1} \sin\beta \sim \sin\beta \,. \tag{5.47}$$

Из этого выражения следует, что удельные гистерезисные потери увеличиваются с увеличением угла β и достигают максимума при $\beta = \frac{\pi}{2}$. При таком значении угла

β оси эквивалентного эллипса совпадут с осями координат, а реальная петля гистерезиса в этом случае будет представлять собой прямоугольник. Вот почему для гистерезисного двигателя активную часть ротора стремятся выполнить из материала с петлей, приближающейся по форме к прямоугольнику с максимальной по возможности площадью петли.



Рис. 5.18. Замена петли гистерезиса эквивалентным эллипсом

Достоинства гистерезисных двигателей

- 1. Большой начальный пусковой момент и входной момент.
- 2. Независимость входного момента от момента инерции.
- 3. Плавное вхождение в синхронизм.
- 4. Незначительное изменение тока на 20...30 % в пределах от пуска до холостого хода и 1...3 % от холостого хода до номинальной нагрузки.
- 5. Относительно высокий КПД.
- 6. Достаточно хорошая механическая прочность ротора, что позволяет выполнять ГД высокоскоростными.
- 7. Надежность, бесшумность работы, относительно небольшие габариты и масса.
- 8. Свойство полусинхронизма ротора, т.е. способность последнего работать в магнитных полях различной полюсности, что позволяет создавать многоскоростные синхронные двигатели.
- 9. Высокая температурная стабильность пусковых и рабочих характеристик ввиду того, что изменение температуры влияет лишь на величину активного сопротивления обмотки статора.

Недостатки гистерезисных двигателей

- 1. Низкий коэффициент мощности (cosφ), не превышающий 0,3...0,45; причиной этого является большой намагничивающий ток из-за малой магнитной проницаемости магнитотвердого материала ротора в асинхронном режиме, а в синхронном режиме, кроме того, ввиду малой намагниченности ротора.
- 2. Нестабильность мгновенной частоты вращения, качания ротора при резко изменяющихся нагрузках.

- 3. Существенная зависимость технологического разброса характеристик ГД ввиду того, что даже малые отклонения режима температурной обработки от заданного вызывают значительные изменения свойств гистерезисного материала.
- 4. Высокая стоимость магнитотвердых материалов и сложность их механической обработки.

Энергетические показатели ГД (η, соѕф) можно значительно повысить путем подмагничивания ротора. Подмагничивание (перевозбуждение) осуществляется путем кратковременного (на 2...3 периода) повышения подводимого к статору напряжения. Подмагниченный таким образом ротор берет на себя большую долю в создании основного потока. Таким образом, при перевозбуждении ГД получаем синхронный двигатель с лучшим использованием энергии поля постоянных магнитов. Это явление можно объяснить следующим образом. При номинальном напряжении рабочая точка ГД находится в вершине 1 гистерезисной петли I с максимальной индукцией В_{т1} (рис. 5.19). При повышении напряжения рабочая точка перемещается в вершину новой петли II (точка 2). При снижении напряжения индукция вновь принимает значение B_{m1}, но по другой нисходящей ветви петли гистерезиса II (точка 3). Таким образом, в процессе перевозбуждения МДС обмотки статора уменьшается пропорционально отношению ОА/ОВ, что приводит к уменьшению потребляемого из сети тока и улучшению рабочих характеристик ГД. Попутно отметим, что режим перевозбуждения утрачивается при различных нарушениях режима работы.



Рис. 5.19. Характеристика намагничивания гистерезисного двигателя при перевозбуждении

В заключении отметим, что синхронный гистерезисный двигатель можно рассматривать как обычный СМД с возбуждением от постоянных магнитов, имеющих малую намагниченность. При этом исследовать ГД можно на основе теории синхронных машин, выражая момент двигателя в зависимости от угла нагрузки θ .

5.5. Субсинхронные двигатели

5.5.1. Принцип электромагнитной редукции частоты вращения

За последние годы получили применение так называемые субсинхронные двигатели, в которых используется принцип электромагнитной редукции частоты вращения за счет зубцовых гармоник магнитного поля. Нередко такие двигатели называют редукторными или двигателями с электромагнитной редукцией скорости вращения.

Принцип электромагнитной редукции можно пояснить, рассматривая магнитную систему, состоящую из двух коаксиальных магнитопроводящих цилиндров (рис. 5.20). Допустим, что воздушный зазор неравномерный с двухсторонней зубчатостью, причем число пазов статора Z_s меньше числа пазов ротора Z_R . Пусть в начальный момент времени оси зубцов статора и ротора 1 – 1' совпадают, что соответствует максимуму магнитной проводимости воздушного зазора. За некоторое время $t = 2pn/Z_s$ амплитуда первой гармоники МДС статора \overline{F} повернется на одно зубцовое деление статора, т.е. на угол α_{s1} и максимальная магнитная проводимость будет соответствовать совпадению осей зубцов статора и ротора 2 – 2'. При этом ротор повернется на угол (в эл. радианах)

$$\alpha'_{\rm R} = \alpha_{\rm S} - \alpha_{\rm R} = 2\pi p \left(\frac{1}{Z_{\rm S}} - \frac{1}{Z_{\rm R}}\right) = \frac{2\pi p}{Z_{\rm S}} \left(1 - \frac{Z_{\rm S}}{Z_{\rm R}}\right).$$
(5.48)

Соотношение угловых скоростей ротора и первой гармоники МДС статора будет

$$\frac{\Omega}{\Omega_{\rm l}} = \frac{\alpha_{\rm R}'}{\alpha_{\rm S}} = 1 - \frac{Z_{\rm S}}{Z_{\rm R}} = \frac{Z_{\rm R} - Z_{\rm S}}{Z_{\rm R}}$$
(5.49)

и, следовательно, угловая скорость вращения ротора

$$\Omega = \Omega_1 \left(\frac{Z_R - Z_S}{Z_R} \right).$$
(5.50)

Коэффициент редукции

$$k_{p} = \frac{\Omega_{1}}{\Omega} = \frac{Z_{R}}{Z_{R} - Z_{S}}.$$
(5.51)

Таким образом, чем меньше разность $Z_{\rm R} - Z_{\rm S}$, тем больше коэффициент редукции.



Рис. 5.20. К пояснению принципа понижения частоты вращения в двигателях с электромагнитной редукцией

5.5.2. Принцип действия субсинхронных двигателей

Низкие частоты вращения в субсинхронных двигателях получаются благодаря электромагнитной редукции за счет зубцовых гармоник магнитного поля. Если воздушный зазор имеет двухстороннюю зубчатость, то удельная магнитная проводимость такого зазора равна

$$\Lambda = \frac{\mu_{o}}{\delta} \lambda_{\rm S} \lambda_{\rm R} \,, \tag{5.52}$$

где λ_s – относительная магнитная проводимость зазора при зубчатом статоре и гладком роторе;

 $\lambda_{\rm R}$ – относительная магнитная проводимость воздушного зазора при зубчатом роторе и гладком статоре;

$\frac{\mu_o}{\delta}$ – удельная магнитная проводимость равномерного воздушного зазора.

Если ограничиться рассмотрением постоянных составляющих и первых гармоник относительных проводимостей, то будем иметь [5, 19]

$$\lambda_{\rm S} = \frac{1}{k_{\delta \rm S}} + \lambda_{\rm S1} \cos Z_{\rm S} \frac{\pi x}{\tau_{\rm I} p} = \frac{1}{k_{\delta \rm S}} + \lambda_{\rm S1} \cos Z_{\rm S} \varphi; \qquad (5.53)$$

$$\lambda_{\rm R} = \frac{1}{k_{\delta \rm R}} + \lambda_{\rm R1} \cos Z_{\rm R} \left(\frac{\pi x}{\tau_{\rm 1} p} - \Omega t\right) = \frac{1}{k_{\delta \rm R}} + \lambda_{\rm R1} \cos Z_{\rm R} \left(\phi - \Omega t\right).$$
(5.54)

Здесь $k_{\delta S}$ – коэффициент воздушного зазора при зубчатом статоре и гладком роторе;

 $k_{\delta R}$ – коэффициент воздушного зазора при гладком статоре и зубчатом роторе;

$$\varphi = \frac{\pi x}{\tau_1 p}$$
 – угол по расточке статора в геометрических радианах;

 λ_{s_1} и λ_{r_1} – амплитуды первых гармоник магнитных проводимостей;

 Ω – угловая скорость вращения ротора.

Выражение (5.52) с учетом значений λ_s и λ_R , определяемых по (5.53 и 5.54), можно преобразовать к виду

$$\Lambda = \frac{\mu_{o}}{\delta} \left(\frac{1}{k_{\delta S}} + \lambda_{S1} \cos Z_{S} \phi\right) \left[\frac{1}{k_{\delta R}} + \lambda_{R1} \cos Z_{R} (\phi - \Omega t)\right] =$$

$$= \frac{\mu_{o}}{k_{\delta S} k_{\delta R} \delta} \left[1 + k_{\delta S} \lambda_{S1} \cos Z_{S} \phi + k_{\delta R} \lambda_{R1} \cos Z_{R} (\phi - \Omega t) + k_{\delta S} k_{\delta R} \lambda_{S1} \lambda_{R1} \cos Z_{R} (\phi - \Omega t) \cos Z_{S} \phi\right].$$
(5.55)

ИЛИ

$$\Lambda = \frac{\mu_{o}}{k_{\delta}\delta} \{1 + k_{\delta S}\lambda_{S1}\cos Z_{S}\phi + k_{\delta R}\lambda_{R1}\cos Z_{R}(\phi - \Omega t) + \frac{1}{2}k_{\delta}\lambda_{S1}\lambda_{R1}\cos[(Z_{S} + Z_{R})\phi + Z_{R}\Omega t] + \frac{1}{2}k_{\delta}\lambda_{S1}\lambda_{R1}\cos[(Z_{R} - Z_{S})\phi - Z_{R}\Omega t]\}$$
(5.56)

Здесь $k_{\delta} = k_{\delta S} k_{\delta R}$

С точки зрения использования принципа электромагнитной редукции скорости вращения представляет интерес только последняя составляющая магнитной проводимости

$$\lambda_4 = \frac{\mu_o}{2\delta} \lambda_{S1} \lambda_{R1} \cos[(Z_R - Z_S)\phi - Z_R \Omega t]$$
(5.57)

Последнее выражение является уравнением прямо вращающейся волны, угловая частота вращения которой может быть определена из условия

$$(Z_{R} - Z_{S})\phi - Z_{R}\Omega t = \text{const}; \qquad (5.58)$$

$$\dot{\phi} = \frac{d\phi}{dt} = \Omega \frac{Z_R}{Z_R - Z_S}.$$
(5.59)

В редукторных двигателях на статоре наряду с рабочей обмоткой с числом пар полюсов р размещается обмотка возбуждения с числом пар полюсов р'. Последняя может обеспечивать радиальное и аксиальное возбуждение. При радиальном возбуждении дополнительная обмотка может располагаться в тех же пазах, что и рабочая обмотка, и питаться переменным током с угловой частотой вращения ω' . Эта обмотка создает МДС, первая гармоника которой представляет вращающуюся волну

$$F' = F_{oz} \cos(p'\phi - \omega' t).$$
(5.60)

Тогда индукция магнитного поля, соответствующая удельной магнитной проводимости λ_4 будет

$$B'_{Z} = \lambda_{4'}F' = \frac{F'\mu_{o}}{2\delta}\lambda_{SI}\lambda_{RI}\cos[(Z_{R} - Z_{S})\phi - Z_{R}\Omega t]\cos(p'\phi - \omega't) =$$

= $\frac{1}{2}B'_{oz}\cos[(Z_{R} - Z_{S} + p')\phi - (Z_{R}\Omega + \omega't] + \frac{1}{2}B'_{oz}\cos[(Z_{R} - Z_{S} - p')\phi - (Z_{P}\Omega - \omega')t],$ (5.61)

где
$$B'_{oz} = \frac{\mu_o F'}{2\delta} \lambda_{SI} \lambda_{RI}$$
. (5.62)

С точки зрения уменьшения числа пар полюсов рабочей обмотки целесообразно иметь $Z_R - Z_S = p + p'$ и в качестве рабочего магнитного поля рассматривать поле с индукцией

$$B_Z'' = \frac{\mu_o F_o'}{4\delta} \lambda_{SI} \lambda_{RI} \cos[(Z_R - Z_S - p')\varphi - (Z_R \Omega - \omega')t].$$
 (5.63)

Последнее выражение представляет собой вращающуюся волну, частота вращения которой определяется из соотношения

$$(Z_{\rm R} - Z_{\rm S} - p')\varphi = (Z_{\rm R}\Omega - \omega')t; \qquad (5.64)$$

$$\dot{\varphi} = \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = \frac{Z_{\mathrm{R}}\Omega - \omega'}{Z_{\mathrm{R}} - Z_{\mathrm{S}} - p'}.$$
(5.65)

Рабочая обмотка при угловой частоте вращения ω создает магнитное поле, вращающееся с угловой частотой вращения $\Omega_1 = \frac{\omega}{p}$. Поле рабочей обмотки будет взаимодействовать с полем (5.63), если частоты вращения и полюсность этих полей одинаковы, т.е.

$$\Omega_1 = \frac{\omega}{p} = \dot{\varphi} = \frac{Z_R \Omega - \omega'}{Z_R - Z_S - p'}$$
(5.66)

и
$$\omega = Z_R \Omega - \omega'; p = Z_R - Z_S - p'; \Omega = \frac{\omega + \omega'}{Z_R}.$$
 (5.67)

Рассмотрим частные случаи.

1). Реактивный редукторный двигатель ($p = p', \omega = \omega'$)

$$p = Z_{R} - Z_{S} - p'; \ Z_{R} - Z_{S} = 2p;$$

$$\omega = Z_{R} \Omega - \omega'; \ \Omega = \frac{2\omega}{Z_{R}} = \Omega_{1} \frac{2p}{Z_{R}} = \Omega_{1} \frac{Z_{R} - Z_{S}}{Z_{R}};$$

$$k_{p} = \frac{Z_{R}}{Z_{R} - Z_{S}}.$$
(5.68)

2). Однофазная обмотка возбуждения питается постоянным током (рис. 5.21)

$$\omega' = 0; p \neq p'; \ \Omega = \frac{\omega}{Z_R} = \Omega_1 \frac{p}{Z_R}; \ k_p = \frac{Z_R}{p}.$$
 (5.69)

3). Обмотка возбуждения замкнута на выпрямитель: субсинхронный двигатель с самовозбуждением (рис. 5.22)

$$\omega' = 0; p = p'; \Omega = \frac{\omega}{Z_R} = \Omega_1 \frac{p}{Z_R}; k_p = \frac{Z_R}{p}.$$
 (5.70)

4). Двигатель двойного питания (рис. 5.23)

В этом случае угловая частота ω' может изменяться от – ω до + ω . В соответствие с этим частоту вращения ротора Ω можно регулировать в пределах от 0 до $\frac{2\omega}{Z_R}$,

 $p \neq p'$.

O

5). При включении в обмотку возбуждения сопротивления или конденсатора двигатель переходит в асинхронный режим, причем



Рис. 5.23. Субсинхронный двигатель, работающий в режиме двойного питания

При аксиальном возбуждении обмотка возбуждения располагается так, что ее ось совпадает с осью машины (рис. 5.24). При питании переменным током она создает МДС F_0 , под действием которой возникает магнитное поле, соответствующее магнитной проводимости λ_4

$$B_{2} = F_{o}\lambda_{y} = \frac{\mu_{o}F_{o}}{2\delta}\lambda_{SI}\lambda_{RI}\cos[(Z_{R} - Z_{S})\phi - Z_{R}\Omega t] =$$

=
$$B_{20}\cos[(Z_{R} - Z_{S})\phi - Z_{R}\Omega]. \qquad (5.71)$$

Это поле является вращающимся и угловая частота его вращения равна

$$\dot{\phi} = \frac{d\phi}{dt} = \frac{\Omega Z_{\rm R}}{Z_{\rm R} - Z_{\rm S}}.$$
(5.72)

Магнитное поле обмотки возбуждения будет взаимодействовать с полем рабочей обмотки при выполнении условия

$$\Omega_{1} = \frac{\omega}{p} = \dot{\varphi} = \frac{\Omega Z_{R}}{Z_{S} - Z_{R}}, \text{ r.e.}$$
(5.73)
при $\Omega = \frac{\omega}{Z_{R}}$ и $p = Z_{S} - Z_{R}; k_{p} = \frac{\Omega_{1}}{\Omega} = \frac{Z_{R}}{Z_{R} - Z_{S}}.$



Рис. 5.24. Субсинхронный двигатель с осевым возбуждением

5.5.3. Некоторые особенности конструкции субсинхронных двигателей

Как отмечено выше, в субсинхронных двигателях возможно радиальное и аксиальное возбуждение. В том и другом случае возможно возбуждение с помощью специальной обмотки возбуждения или с помощью постоянных магнитов. В радиальной конструкции многофазная обмотка возбуждения может располагаться в тех же пазах, что и рабочая обмотка, а в аксиальной конструкции – вне пазов (рис. 5.24).

На рис 5.25 изображена обращенная радиальная конструкция. Возбуждение осуществляется от постоянного магнита – звездочки 1, расположенного на валу. На магнит напрессован зубчатый венец ротора 2 с числом зубцов Z_R . Пакет статора 3 набирается из листов электротехнической стали. Пазы пакета статора, образующие зубцовую зону с числом пазов Z_S , как правило, имеют раскрытие, равное половине зубцового деления. Пакет имеет гребенчатые полюса 4, на которых размещена многофазная рабочая обмотка 5. Это означает, что в этой конструкции обмотка занимает не все пазы, а только те, которые для такого размещения обмотки приспособлены.



Рис. 5.25. Конструктивная схема редукторного двигателя с радиальным возбуждением постоянным магнитом:

 1 – постоянный магнит; 2 – зубчатый венец ротора;
 3 – пакет статора; 4 – гребенчатые полюсы; 5 – многофазная обмотка

На рис. 5.26 приведена аксиальная конструкция субсинхронного двигателя, возбуждение которого осуществляется от постоянного магнита 1 N–S. Ротор 2 выполнен из массивного ферромагнитного материала с выфрезерованными пазами Z_R . Это целесообразно с технологической точки зрения и по условиям асинхронного пуска. Пакет статора 3 с числом зубцов Z_8 набирается из листов электротехнической стали. При этом рабочая обмотка может занимать лишь часть пазов.



Рис. 5.26. Принципиальная конструктивная схема субсинхронного двигателя с осевым возбуждением

5.5.4. Особенности пуска субсинхронного двигателя

Для пуска субсинхронного двигателя на его роторе размещается пусковая короткозамкнутая обмотка. Сопротивление последней подбирается таким образом, чтобы асинхронный момент от вращающегося поля рабочей обмотки M_a при угловой скорости $\Omega = \Omega_1 / k_p$ был меньше максимального синхронного момента M_m , но больше момента сопротивления нагрузки $M_{\rm H}$ (рис. 5.27). Попутно отметим, что асинхронный момент субсинхронного двигателя не равен нулю и ротор вращается со скольжением

$$S = \frac{\Omega_{1} - \Omega}{\Omega_{1}} = \frac{\Omega_{1} - \Omega/k_{p}}{\Omega_{1}} = 1 - \frac{1}{k_{p}}.$$
 (5.74)

Уравнение движения ротора двигателя при пуске

$$J\frac{d\Omega}{dt} = M_{a} - M_{H} = M_{\kappa}(1 - \frac{\Omega}{\Omega_{1}}) - M_{H}.$$
 (5.75)

Здесь М_к – начальный пусковой момент.

Решение этого уравнения при нулевых начальных условиях ($\Omega = 0$ при t = 0) имеет вид

$$\Omega = \Omega_1 (1 - \frac{M_{\rm H}}{M_{\rm K}}) (1 - e^{-\frac{M_{\rm K}}{J\Omega_1}}).$$
 (5.76)

При угловой скорости вращения $\Omega = \Omega_1 / k_p$ на ротор действует синхронный момент $M_1 = M_m \sin k_p \theta$ и ротор продолжает вращаться с этой скоростью, совершая в начальный момент затухающие колебания около положения равновесия, соответствующего синхронной скорости субсинхронного двигателя (5.28). Время от начала пуска до момента затухания колебаний называют временем входа двигателя в синхронизм.



Рис. 5.27. Моменты при входе субсинхронного двигателя в синхронизации



Рис. 5.28. Изменение угловой скорости ротора в процессе входа в синхронизм

5.6. Двигатели с катящимся ротором

5.6.1. Принцип действия

Двигатель с катящимся роторм (ДКР), как и обычные электродвигатели имеет статор и ротор. Статор ДКР снабжен обмотками, ротор их не имеет. Гладкий ротор, набранный из листов электротехнической стали занимает по отношению к статору эксцентричное положение и может свободно обкатываться по статору (рис. 5.29, а, б). Принцип действия ДКР основан на одностороннем притяжении ротора к статору за счет электромагнитных сил, создаваемых обмотками статора.

Допустим, что обмотки статора создают в воздушном зазоре несимметричное магнитное поле, максимум которого в некоторый момент времени совпадает с точкой А статора и ротор притягивается в этой точке с статору под действием си-

лы электромагнитного притяжения F (рис. 5.29, а). При повороте магнитного поля на угол α сила магнитного притяжения F повернется также на угол α . Эту силу можно разложить на две составляющие: нормальную F_d и тангенциальную F_q (рис. 5.29, б). Под действием последней ротор будет катиться по внутренней поверхности статора синхронно с полем. Также синхронно с полем по малой окружности с центром O будет перемещаться и центр ротора O' (рис. 5.29, а, б). При этом ротор будет вращаться вокруг своей оси в обратном направлении с угловой скоростью Ω , которая значительно меньше угловой скорости поля.



Рис. 5.29. Принцип действия двигателя с катящимся ротором

Действительно, при повороте магнитного поля на 2π радиан точка A не дойдет до своего исходного положения на расстояние $2\pi R_s - 2\pi R_R = 2\pi (R_s - R_R)$. Это означает, что ротор повернется в обратную сторону на угол (рис. 5.29, в)

$$\Delta \alpha = \frac{2\pi (R_s - R_R)}{R_R}, \qquad (5.77)$$

откуда

$$\frac{\Delta\alpha}{2\pi} = \frac{\Omega}{\Omega_1} = \frac{R_s - R_R}{R_R}$$
(5.78)

И

$$\Omega = \Omega_1 \frac{R_s - R_R}{R_R}.$$
(5.79)

При р = 1 частота вращения ротора

$$\Omega = \Omega_1 \frac{(R_s - R_R)}{R_R} = 2\pi f_1 \frac{R_s - R_R}{R_R}.$$
 (5.80)

Коэффициент редукции

$$k_{p} = \frac{\Omega_{1}}{\Omega} = \frac{R_{R}}{R_{S} - R_{R}}.$$
(5.81)

В реальном ДКР пакет стали ротора не соприкасается с пакетом стали статора. При вращении ротора происходит обкатывание специального катка ротора по неподвижному кольцу на корпусе двигателя. В соответствии с этим в выражения (5.77...5.81) следует подставлять радиусы катка ротора и внешнего кольца $R_{\rm KS}$ и $R_{\rm KR}$.

Момент ДКР включает в себя две составляющие:

- момент, действующий относительно оси статора M_{эм} = rFsinθ, где θ угол между осью x, жестко связанной с вращающейся с синхронной скоростью точкой A, и осью MДC обмотки переменного тока;
- 2) момент на валу (механический момент) относительно оси ротора:

$$M_{_{\mathcal{H}M}} = -\frac{R_{_R}}{r} M_{_{\mathcal{H}M}} = -k_p M_{_{\mathcal{H}M}}.$$
 (5.81)

Знак минус означает, что в ДКР с внутренним ротором названные моменты имеют противоположное направление.

5.6.2. Устройство ДКР

На рис. 5.30 изображена одна из разновидностей конструкции ДКР с вращающимся магнитным полем и униполярным подмагничиванием [6]. Двигатель состоит из стального корпуса 1, в который запрессованы: пакет статора 3 с трехфазной обмоткой 2, кольцевые магнитопроводы статора 6 для замыкания униполярного потока и катки статора 8. Между обмоткой статора и кольцевыми магнитопроводами размещена обмотка постоянного тока 5. На валу ротора 10 расположены пакеты ротора 4, 7 и катки ротора 9. Передача вращающего момента к нагрузке осуществляется с помощью специальной механической передачи в ряде случаев с применением специальных муфт.



Рис. 5.30. Принципиальная схема двигателя с катящимся ротором с униполярным подмагничиванием:

1 – корпус; 2 – обмотка статора; 3 – пакет статора; 4 – пакет ротора; 5 – обмотка возбуждения; 6 – тороиды; 7 – пакет ротора; 8 – катки статора; 9 – катки стали ротора; 10 – вал ротора

5.7. Шаговые двигатели

5.7.1. Общие сведения

Шаговый двигатель (ШД) работает на принципе импульсного (дискретного) изменения магнитного поля в воздушном зазоре за счет импульсного изменения возбуждения (переключения обмоток статора). При циклически повторяющихся переключениях обмоток статора вектор МДС статора поворачивается на фиксированные углы, вызывая поворот ротора на те же углы [14, 16].

В качестве ШД можно использовать любые виды электрических машин. Однако под ШД, как правило, понимают синхронные двигатели (СД) с соответствующим управляющим устройством. В отличие от синхронного двигателя ШД позволяет осуществлять синхронизацию не только при вращении, но и при пуске, торможении, а также фиксацию ротора в заданных положениях. Питание ШД осуществляется обычно от электронного коммутатора с программным устройством. ШД вместе с электронным коммутатором представляет собой систему управления СД с возможностью фиксации ротора в неподвижном положении, т.е. с изменением скорости вращения до нуля.

Существует большое разнообразие видов ШД. По числу фаз (обмоток управления) они могут быть однофазными, двухфазными и многофазными. В зависимости от типа ротора ШД делятся на двигатели с активным ротором (возбужденные) и с пассивным ротором (невозбужденные). К активным ШД относятся двигатели с обмоткой возбуждения или постоянными магнитами на роторе. Пассивные ШД включают в себя реактивные и индукторные двигатели. По числу пакетов статора ШД могут быть однопакетными, двухпакетными и трехпакетными. В зависимости от способа фиксации ротора различают ШД с внутренней и внешней фиксацией.

5.7.2. ШД с активным ротором

ШД с активным ротором аналогичны по своей конструкции с синхронными двигателями, имеющими возбуждение от постоянных магнитов. Статор таких ШД неявнополюсный, в пазах которого размещаются обмотки управления. Ротор ШД представляет собой постоянный магнит, выполненный в виде звездочки с числом пар полюсов 2p. При этом с целью уменьшения шага обмотки берется максимально возможное число полюсов.



Рис. 5.31. Схема обмоток (а) и порядок коммутации шагового двигателя (б)

Рассмотрим принцип работы ШД на примере двухполюсной двухфазной синхронной машины (рис. 5.31, а). Фазные обмотки этой машины сдвинуты в пространстве на 90 эл. град. Средние точки фаз выведены и каждая из фаз оказывается расщепленной на две полуфазы, в результате чего машина становится четырехфазной. Так как полуфазы сдвинуты относительно друг друга на 180 эл. град., то из МДС при однополярном питании будут сдвинуты на тот же угол, т.е. направлены противоположно.

Рассмотрим процесс переключения полуфаз при однополярном питании и четырехтактной коммутации. Изобразим схему двигателя (рис. 5.31, а) и рассмотрим его принцип работы с учетом заданной диаграммы напряжений (рис. 5.31, б). Изобразим четыре положения ротора, соответствующие диаграмме изменения напряжения в полуфазах (рис. 5.32).



Рис. 5.32. Устойчивые положения фаз при переключениях фаз

Обмотки статора обычно двухполюсные сосредоточенные с q = 1. При подключении полуфазы 1 вектор МДС статора \overline{F}_a устанавливается по оси полуфазы и ротор занимает устойчивое положение (рис. 5.32, а). При отключении полуфазы 1 и подключении полуфазы 2 вектор МДС \overline{F}_a поворачивается на угол 90 эл. град. Между осью ротора и полем статора возникает угол рассогласования θ = 90 эл. град, что вызывает появление синхронизирующего момента $M_m sin\theta$, под действием которого ротор повернется на тот же угол (рис. 5.32, б). При отключении полуфазы 2 и подключении полуфазы 3 произойдет дальнейший поворот МДС статора и ротора (рис. 5.32, в, г).

Таким образом, в рассматриваемом случае за один оборот ротор займет четыре устойчивых положения, вследствие чего коммутацию называют четырехтактной.

При этом на каждом такте включается одна полуфаза. Однако возможно парное включение полуфаз: 1–2; 2–3; 3–4; 4–1.

Если принять распределение полей ротора и статора в воздушном зазоре синусоидальным, то синхронизирующий момент можно представить в виде

M = M_m sin θ = pДLIW₁B_{δmR} sin θ,

где р – число пар полюсов;

Д – диаметр ротора; L – длина ротора;

I – ток обмотки управления;

W – число витков обмотки управления;

В_{бтв} – максимальное значение индукции ротора в воздушном зазоре.

5.7.3. Способы управления ШД

В зависимости от вида ШД и электронного коммутатора различают три способа управления: однополярное и разнополярное; симметричное и несимметричное; потенциальное и импульсное [5, 16, 18].

При однополярном управлении напряжение изменяется в пределах от 0 до +U. Примером такого управления является переключение полуфаз в рассмотренном выше случае двухфазного двигателя. При разнополярном питании напряжение на обмотках управления изменяется от –U до +U. В этом случае отпадает необходимость в расщеплении фаз на полуфазы. Полярность МДС статора изменяется путем изменения полярности напряжения. В этом случае улучшается использование меди обмоток.

Управление называют симметричным если каждому положению ротора соответствует одинаковое число одновременно включенных обмоток управления. Примером такого управления является рассмотренный выше процесс переключения полуфаз ШД, когда на каждом такте включены одновременно одна или две обмотки управления (ОУ). При несимметричном управлении число одновременно включенных ОУ изменяется от такта к такту. В этом случае процесс переключения полуфаз в рассмотренном выше ШД можно осуществить в следующей последовательности:

> 1; 1-2; 2; 2-3; 3; 3-4; 4; 4-1. **1 2 3 4 5 6 7 8**

Коммутация оказывается восьмитактной.

При потенциальном управлении изменение изменение напряжения на ОУ происходит лишь в момент поступления управляющего импульса на вход коммутатора. После этого напряжение на ОУ не изменяется до поступления следующего управляющего импульса на вход электронного коммутатора. При импульсном управлении напряжение на ОУ (или группу обмоток управления) подается лишь в момент подачи управляющего импульса на вход электронного коммутатора и равно продолжительности этого импульса. После снятия управляющего импульса ОУ обесточивается и ротор ШД удерживается в устойчивом положении за счет реактивного момента или внешнего фиксирующего устройства.

5.7.4. Реактивный шаговый двигатель

Рассмотрим принцип работы ШД с реактивным ротором, т.е. с ротором без обмотки возбуждения и постоянных магнитов. Допустим, что на статоре имеются 6 полюсных выступов, на каждом из которых размещена катушка ОУ (рис. 5.33). Ротор в рассматриваемом случае двухполюсный, хотя он может быть и четырехполюсным [2].

Двигатель имеет 3 обмотки управления, каждая из которых состоит из 2-х последовательно соединенных катушек, расположенных на двух противоположных полюсах. Питание ОУ осуществляется в определенной последовательности импульсами через коммутатор. При этом образуется бегущее по окружности статора определенными шагами поле статора, вслед за которым перемещается ротор на соответствующие углы. При раздельном питании ОУ эти углы равны 60° при раздельно-совместном питании – 30°.



Рис. 5.33. Синхронный реактивный шаговый двигатель

Вращение ротора происходит за счет реактивного момента, который стремится привести ротор в устойчивое положение при переключении ОУ. При этом устойчивому положению ротора соответствует наибольшая магнитная проводимость потоку статора.

Электромагнитный момент можно определить, исходя из степени изменения электромагнитной энергии, сосредоточенной в воздушном зазоре

$$M = \frac{dA}{d\theta} = \frac{pdA(\theta_e)}{d\theta_e}, \qquad (5.83)$$

где р – число пар полюсов ротора;

 $\theta = \frac{\theta_e}{p}$ – угол рассогласования в геометрических градусах;

 θ_{e} – то же в электрических градусах.

В реактивных ШД $p = \frac{Z_R}{2}$.

Электромагнитная энергия

$$A = \frac{1}{2}Li^2$$
, (5.84)

где L – индуктивность обмотки управления;

і – ток в обмотке управления.

$$L = \frac{\Psi_S}{i}.$$

Здесь $\psi_{\rm S}$ – потокосцепление ОУ.

Если учесть, что МДС обмотки управления $F_s = 2W_s i$, где $W_s -$ число витков ОУ на полюс, то электромагнитная энергия будет

$$A = \frac{1}{2} \frac{2W_{s} \Phi i^{2}}{i} = \frac{1}{2} F_{s} \Phi .$$
 (5.85)

Так как поток статора (обмотки управления) $\Phi = F_s \lambda$, где λ – магнитная проводимость воздушного зазора, то

$$A = \frac{1}{2} F_{\rm S}^2 \lambda \tag{5.86}$$

и синхронизирующий момент реактивного ШД

$$M = \frac{Z_R}{4} F_S^2 \frac{d\lambda}{d\theta_e}.$$
 (5.87)

Если пренебречь насыщением цепи и влиянием пространственных гармоник поля в воздушном зазоре, то (рис. 5.34, а)

$$\lambda = \frac{1}{2} (\lambda_{d} + \lambda_{q}) + \frac{1}{2} (\lambda_{d} - \lambda_{q}) \cos 2\theta_{e}.$$
 (5.88)



Рис. 5.34. Вращающий момент реактивного шагового двигателя

В результате подстановки λ в выражение (5.87) получим $M = \frac{Z_R}{4} F_S^2 (\lambda_d - \lambda_q) \sin 2\theta_e = M_m \sin 2\theta_e. \text{ (рис. 5.35, 6)}$ (5.89)

5.7.5. Величины, характеризующие работу шаговых двигателей

1. Шаг (цена шага)

$$\alpha_{\rm M} = \frac{360}{2p_{\rm R}m_{\rm v}n}$$
 геометр. градусов; (5.90)

$$\alpha_{e} = p_{R} \frac{360}{2p_{R}m_{y}n} = \frac{180}{m_{y}n}$$
эл. градусов. (5.91)

Здесь p_R – число пар полюсов активного ротора; в случае реактивного ротора $p_R = \frac{Z_R}{2}$;

 m_y – число обмоток управления, причем $m_y \geq 2$ для активного ротора и $m_y \geq 3$ для реактивного ротора;

n = 1 при раздельном питании обмоток управления и n = 2 при раздельносовместном питании ОУ.

2. Синхронизирующий момент (статический)

Под статическим режимом работы ШД понимается такой режим, при котором по обмотке управления протекает постоянный ток, образующий неподвижное в пространстве магнитное поле, и ротор в этом поле неподвижен и занимает положение, соответствующее максимальной магнитной проводимости для потока статора. При отклонении ротора из этого положения на угол θ_e возникает статический синхронизирующий момент, который стремится привести ротор в равновесное положение. Зависимость $M = f(\theta_e)$ в общем случае несинусоидальна и зависит от конфигурации зубцовых и полюсных зон. В первом приближении будем считать эту зависимость синусоидальной (рис. 5.35).



Рис. 5.35. Статический синхронизирующий и пусковой моменты шагового двигателя и его зоны устойчивости

3. Пусковой момент

Под пусковым моментом понимается наибольший нагрузочный момент, при котором возможен пуск ШД и дальнейшая его работа без потери шага. При переключении обмоток управления происходит сдвиг волны МДС статора на шаг. При этом на шаг перемещается и ротор. Пусковой момент M_{κ} принимается равным моменту, определяемому точной пересечения С исходной кривой $M = f(\theta_e)$ (1) с новой кривой (2), смещенной относительно исходной на шаг (рис. 5.35). Именно этим объясняется необходимость указанного выше числа обмоток управления $m_y \ge 2$ для активного ротора и $m_y \ge 3$ – для реактивного ротора. Если принять $m_y = 1$, в первом случае и $m_y = 2$ – во втором, то ротор ШД займет положение неустойчивого равновесия и пусковой момент окажется равным нулю. Предполагается, что в рассматриваемом случае статор и ротор двигателя имеют симметричное исполнение.

4. Устойчивость

Различают два вида устойчивости: статическую и динамическую.

Зоной статической устойчивости называют интервал значений углового положения ротора, в пределах которого ротор ненагруженного ШД возвращается в точку О кривой 1. При симметричном роторе зона статической устойчивости симметрична:

$$\theta_{ecy} = -90^{\circ}... + 90^{\circ} -$$
реактивный ротор;
 $\theta_{ecy} = -180^{\circ}... + 180^{\circ} -$ активный ротор.

Под динамической устойчивостью понимается интервал значений углового положения ротора, в пределах которого после переключения ОУ ротор ненагруженного ШД приходит в точку О' новой кривой (2), смещенной относительно исходной (1) на шаг, не проходя точек неустойчивого равновесия А' и В'. Если при переключении обмоток управления в процессе колебаний ротор переместится за точку А', то произойдет опрокидывание ШД, т.е. потеря шага.

Зона динамической устойчивости несимметрична даже в случае симметрично-го ротора:

$$\theta_{edy} = -90^{\circ} + \alpha_{e...} + 90^{\circ} + \alpha_{e} -$$
реактивный ротор;
 $\theta_{edy} = -180^{\circ} + \alpha_{e...} + 180^{\circ} + \alpha_{e} -$ активный ротор.

Для нагруженного ротора зоны статической и динамической устойчивости уменьшаются.

5. Частота приемистости

Частотой приемистости называется наибольшая частота следования управляющих импульсов, отрабатываемых ШД при пуске из неподвижного состояния, без потери шага. Частота приемистости максимальна при нулевом нагрузочном моменте и номинальном моменте инерции J. Она зависит от динамической добротности М_к/J.

Попутно отметим, что за первые тактовые импульсы после пуска ШД может отрабатывать неполные шаги, а идти с некоторым запаздыванием, оставаясь в зоне динамической устойчивости при каждом очередном переключении обмоток

управления. Это запаздывание может быть тем больше, чем больше зона динамической устойчивости. Однако при этом увеличивается динамическая ошибка, которая в пределе может превзойти отрицательную часть зоны динамической устойчивости и привести к потере шага.

6. Электромагнитная постоянная времени ШД.

Эта постоянная времени определяется как отношение полной индуктивности соответствующей ОУ или группы одновременно включаемых обмоток управления L к активному сопротивлению R, т.е.

$$T_{o} = \frac{L}{R}, \qquad (5.92)$$

где $R = r_s + r_{_{\!R}}$, причем $r_{_s}$ – активное сопротивление обмотки ОУ и $r_{_{\!R}}$ – добавочное сопротивление, включаемое для форсировки переходных процессов. Одновременно может быть предусмотрена форсировка приложенного напряжения. Полный коэффициент форсировки будет

$$\mathbf{k}_{\phi op} = (\mathbf{r}_{s} + \mathbf{r}_{d})\mathbf{r}_{\phi}$$

В ШД с активным ротором в виде постоянного магнита T_o не велика, так как индуктивность L в этом случае определяется в основном магнитными потоками рассеяния. В случае ШД реактивного или индукторного типа, в которых ротор набирается из листов электротехнической стали, T_o оказывается значительно больше, причем она зависит от углового положения ротора. Поэтому в данном случае можно исходить из среднего значения T_o или определять две составляющие времени: постоянной и переменной, зависящей от положения ротора.

7. Частота собственных угловых колебаний ω_o

Это частота, с которой ротор ШД при отсутствии нагрузочного момента колеблется около устойчивого положения равновесия. Она находится из дифферециального уравнения движения ротора

$$J\frac{d\theta^2}{dt^2} + M_m \sin p\theta = 0.$$
 (5.93)

Ввиду малости в последнее уравнение можно записать в виде

$$\frac{\mathrm{d}\theta^2}{\mathrm{d}t} + \frac{\mathrm{M}_{\mathrm{m}}\mathrm{p}}{\mathrm{J}}\theta = 0, \qquad (5.94)$$

$$\omega_{\rm o} = \sqrt{\frac{M_{\rm m}p}{J}}.$$
(5.95)

откуда

8. Коэффициент внутреннего демпфирования Д.

Электромагнитный момент ШД в общем случае состоит из 2-х частей: синхронного момента, зависящего от рассогласования осей МДС статора и ротора и асинхронного (тормозного) момента, пропорционального угловой скорости.

$$M = +M_{m}\sin\theta - D\frac{d\theta}{dt}.$$
 (5.96)

Параметр Д называют коэффициентом внутреннего демпфирования. Он обусловлен преобразованием части механической энергии ротора в электромагнитную с последующим ее рассеянием в теплоту в активных сопротивлениях ОУ. В двигателях, у которых активное сопротивление обмоток статора равно нулю, Д = 0.

9. Механическая характеристика ШД (рис. 5.36)

Эта характеристика имеет слегка падающий характер, что вызывается запаздыванием в нарастании тока, обусловленное индуктивностью ОУ. При некоторой предельной частоте следования управляющих импульсов f_{np} момент двигателя становится равным нулю.



Рис. 5.36. Механическая характеристика шагового двигателя

5.7.6. Некоторые разновидности конструкции ШД

Отличие ШД от рассмотренных выше тихоходных (субсинхронных) двигателей состоит в том, что в последнем случае при непрерывном вращении магнитного поля, создаваемого рабочей обмоткой и обмоткой возбуждения, ротор вращается непрерывно с малой угловой скоростью, которая согласно выражению (5.67) равна

$$\Omega = \frac{\omega + \omega'}{Z_{\rm R}}$$

Так как в реактивном двигателе $\omega = \omega'$ и p = p', то согласно (5.68)

$$\Omega = \frac{2\omega}{Z_R} = \frac{2p}{Z_R} \Omega_1 = \Omega_1 \frac{Z_R - Z_S}{Z_R}.$$

В ШД МДС и магнитное поле вращаются скачкообразно, что сопровождается скачкообразным вращением ротора.

Угловая скорость вращения первой гармоники магнитного поля статора

$$\Omega = \frac{\omega}{p} = \frac{2\pi f}{p} = \frac{2\pi}{pT},$$
(5.97)

где T – период изменения тока питающей сети, а в случае реактивного ШД время между следующими друг за другом переключениями ОУ; р – число пар полюсов статора, равное $p = 2Z_S$ при раздельном включении обмоток и $p = 4Z_S$ при раздельно-совместном их включении. Так как за это время магнитное поле статора поворачивается на угол 360 эл. град, то шаги двигателя можно определить следующим образом:

при раздельном включении обмоток (n = 1)

$$\alpha_{e} = \frac{180}{m_{y}Z_{R}} = \frac{360}{2Z_{S}} \left(\frac{Z_{R} - Z_{S}}{Z_{R}} \right);$$
(5.98)

при раздельно-совместном включении (n = 2)

$$\alpha'_{e} = \frac{180}{m'_{y}Z_{R}} = \frac{360}{4Z_{S}} \left(\frac{Z_{R} - Z_{S}}{Z_{R}}\right).$$
(5.99)

Здесь $m'_{y} = 2m_{y}$.

Попутно отметим, что в зависимости от значений Z_S и Z_R выражение в скобках может быть положительным или отрицательным. Знак «+» соответствует вращению ротора в направлении вращения поля, а знак «-» – вращению ротора в противоположном направлении.

На рис. 5.37 изображена конструктивная схема ШД, имеющего $Z_S = 10$ и $Z_R = 8$. Шаги двигателя: $\alpha_e = 4,5$ эл. град и $\alpha'_e = 2,25$ эл. град.



Рис 5.37. Конструктивная схема реактивного шагового двигателя ($Z_{\rm S}$ = 10; $Z_{\rm R}$ = 8,0)

По указанным выше причинам конструкцию реактивного ШД можно считать аналогичной конструкции субсинхронного двигателя. На практике получили достаточно широкое применение редукторные реактивные ШД с гребенчатой конструкцией зубцов статора. Аналогичная конструкция субсинхронного двигателя приведена на рис. 5.25. Отличие конструкции ШД состоит в том, что пакет ротора с соответствующим числом зубцов напрессовывается не на постоянный магнит, а непосредственно на вал. Двигатель имеет 6 полюсных выступов на которых размещены три обмотки управления. На каждом полюсном выступе имеется 3 зубца. Ротор выполняется с числом зубцов Z_R = 30. При переключении обмоток управления первая гармоника поля статора поворачивается на 45 эл. град, ротор устанавливается в положение максимальной магнитной проводимости, причем поворачивается на $\frac{1}{4}$ зубцового деления в сторону противоположную вращению поля.

Наряду с обычными реактивными шаговыми двигателями получили также применение индукторные ШД. Их отличие состоит в том, что в воздушном зазоре, кроме переменной составляющей, имеется постоянная составляющая. По способу создания последней различают следующие типы индукторных ШД:

- 1) с самовозбуждением;
- 2) с независимым возбуждением;
- 3) с возбуждением от постоянных магнитов.

В первом случае постоянная составляющая создается токами обмоток управления при шунтировании и встречными диодами. Недостатком индукторного ШД с самовозбуждением несмотря на простоту устройства является отсутствие внутренней магнитной фиксации ротора при обесточенных обмотках статора. В этом отношении более предпочтительными являются индукторные ШД с независимым возбуждением (рис. 5.38). В этих двигателях постоянный поток создается специальной обмоткой, питаемой постоянным током и размещенной на тех же полюсных выступах, что и обмотки управления.

На рис. 5.39. изображен поперечный разрез четырехфазного ШД индукторного типа с постоянными магнитами. Этот двигатель обладая такими же свойствами, что и двигатель с независимым возбуждением, не имеет потерь на возбуждение.

Наличие постоянной составляющей в ШД индукторного типа, обеспечивая внутреннюю магнитную фиксацию ротора при отсутствии токов в обмотках управления, создает благоприятные условия для применения импульсного способа управления [17].

Наряду с многофазными ШД в приборных схемах получили применение однофазные двигатели. Они просты по устройству и не требуют для управления сложных коммутаторов. Как правило, они имеют одно направление вращения (не имеют реверса) [5].

На рис. 5.40 представлена схема простейшего однофазного двухполюсного ШД, у которого пусковой момент создается с помощью несимметричных клювообразных полюсов ротора. При обесточенной обмотке управления (1) ротор (2) фиксируется постоянными магнитами (3). При подаче управляющего импульса ротор поворачивается на 90° и устанавливается по оси полюсов статора. При отключении ОУ ротор поворачивается еще на 90° и приходит в положение соосное с полюсами постоянных магнитов и т.д. Шаг равен 90°. Обычно двигатели такого типа выполняются многополюсными.



Рис. 5.38. Индукторный ШД с независимым возбуждением



Рис. 5.39. Однопакетный шаговый двигатель индукторного типа (q = 1, m = 4) с возбуждением от постоянных магнитов:

1 – полюсы статора; 2 – постоянные магниты; 4, 5 – обмотки управления



Рис. 5.40. Схема простейшего двухполюсного ШД с клювообразным ротором

Глава 6 КОЛЛЕКТОРНЫЕ МИКРОДВИГАТЕЛИ

6.1. Общие сведения

Коллекторные микродвигатели включают в себя двигатели постоянного тока, двигатели переменного тока и универсальные двигатели (предназначенные как для работы от сети постоянного тока, так и от сети переменного тока). Они имеют мощность от долей ватта до сотен ватт и широко применяются в бытовой технике и системах автоматики. Питание этих двигателей может осуществляться как от промышленных сетей переменного тока, так и автономных сетей. В бытовой технике нашли широкое применение коллекторные двигатели переменного тока для различных устройств и приборов: стиральных машин, холодильников, пылесосов, полотеров, магнитофонов, миксеров, кофемолок, бритв, фенов и т.п. Что касается микродвигателей постоянного тока, то они широко используются на различных транспортных средствах: судах, самолетах, автомобилях, орбитальных космических станциях, а также в роботах, в переносных бытовых приборах, игрушках и т.п.

По сравнению с асинхронными и синхронными микродвигателями достоинствами коллекторных микродвигателей являются:

1) плавность и экономичность регулирования частоты вращения в широких пределах;

2) относительно высокий КПД;

3) большой пусковой момент;

4) малые габариты и масса.

Одновременно с этим микродвигатели постоянного тока просты по устройству в сравнении с машинами средней и большой мощности (не имеют добавочных полюсов и компенсационной обмотки). Микродвигатели постоянного тока могут выполняться на различные напряжения: 6, 12, 27, 110, 220 В. При мощности $P \le 200$ Вт они, как правило, имеют двухполюсное исполнение с петлевой обмоткой якоря, а при P > 200 Вт они могут выполняться 2-х и 4-х полюсными с петлевой или волновой обмоткой якоря.

Магнитная система выполняется в виде сплошной стальной станины с отъемными цельными или шихтованными полюсами (рис. 6.1, а), либо шихтованной вместе с полюсами станиной (рис. 6.1, б). Якорь двигателя представляет собой пакет, набранный из листов электротехнической стали толщиной 0,35 и 0,5 мм. Пазы якоря полузакрытые круглой, грушевидной или неявновыраженной трапецеидальной формы. Обычно предусматривается скос пазов на одно зубцовое деление для уменьшения пульсаций магнитного потока и устранения реактивных моментов.


Рис. 6.1. Магнитные системы двигателей постоянного тока: а – с отъемными полюсами; б – шихтованная станина вместе с полюсами

Коллектор представляет собой узел, полученный запрессовкой коллекторных пластин в пластмассовую втулку.

Скорость вращения микродвигателей постоянного тока n = 500–10000 об/мин.

Общий вид электродвигателя постоянного тока малой мощности показан на рис. 6.2. Он может иметь закрытое или защищенное исполнение.



Рис. 6.2. Общий вид электродвигателя постоянного тока малой мощности:

1 – крышка подшипника 2 – шарикоподшипник; 3 – бандаж; 4 – подшипниковый щит; 5 – корпус (ярмо); 6 – полюс; 7 – вал; 8 – обмотка возбуждения; 9 – изоляционное заполнение между лобовой частью обмотки и валом; 10 – коллектор; 11 – арматурующее кольцо коллектора; 12 – траверса; 13 – изоляция вала со стороны коллектора; 14 – прилив для крепления подшипниковых щитов Микродвигатели постоянного тока могут иметь электромагнитное возбуждение или возбуждение от постоянных магнитов. В первом случае применяется параллельное или последовательное возбуждение. Смешанное возбуждение в малогабаритных машинах не применяется. Что касается возбуждения от постоянных магнитов, то в коллекторных микродвигателях постоянного тока наиболее широкое применение получили магнитные системы с неподвижным индуктором и внутренним расположением якоря 1, т.е. магнитные системы, выполненные по типу машин с электромагнитным возбуждением (рис. 6.3) [24].



Рис. 6.3. Конструктивные схемы магнитопроводов электрических микродвигателей с постоянными магнитами

5

При этом для возбуждения наиболее простых и дешевых микродвигателей широкое применение получили постоянные магниты из ферритовых соединений, имеющие форму кольцевого сегмента 2 или кольца 3 и намагниченные в радиальном или диаметральном направлении (рис. 6.3, а, б, в). Возможно также применение прямоугольной формы магнитов (рис. 6.3, г, д).

Нередко магниты снабжаются магнитомягкими наконечниками 4. Они исключают образование остаточной деформации поля от поперечной реакции якоря. В этом случае поток реакции якоря замыкается по наконечнику, минуя магнит. Корпус двигателя (ярмо) 5 из шихтованного магнитомягкого материала имеет обычно форму цилиндра.

На рис. 6.4, е изображен магнитопровод с постоянными магнитами в виде скоб 2, которые своими торцевыми поверхностями соприкасаются с боковыми поверхностями полюсов 4 из мягкой стали. Полюсы и магниты запрессованы в алюминиевый корпус 6.

В коллекторных микродвигателях постоянного тока нередко применяется магнитная система с кольцевым магнитом – корпусом 2 (рис. 6.3, ж). При этом индуктор выполняется как двухполюсным, так и четырехполюсным. С целью облегчения конструкции кольцевой магнит в местах расположения полюсов может иметь плоские срезы. В более дорогих и ответственных микродвигателях постоянного тока применяются специальные конструкции магнитопроводов (рис. 6.3, з, к). В них используются постоянные магниты 2 из магнитотвердых сплавов (Al, Ni, Co) или магниты, изготовленные на базе редкоземельных элементов. Нередко конструкция имеет безкорпусное исполнение (см. рис. 6.3, з) с угловым расположением полюсов 4, выполненных из магнитомягкого материала. Специальные конструкции магнитопроводов находят широкое применение в исполнительных двигателях постоянного тока (ИДП) с гладким и полым ротором.

6.2. Исполнительные двигатели постоянного тока

6.2.1. Исполнительные двигатели постоянного тока с якорным управлением

В системах автоматического управления и регулирования наряду с исполнительными двигателями переменного тока широкое применение получили исполнительные двигатели постоянного тока (ИДП). Они могут иметь электромагнитное возбуждение и возбуждение от постоянных магнитов. В первом случае в качестве обмотки управления используется либо обмотка якоря (якорное управление), либо обмотка полюсов (полюсное управление). При возбуждении от постоянных магнитов имеется возможность применения лишь якорного управления.

Рассмотрим особенности якорного управления. В этом случае при электромагнитном возбуждении обмотка полюсов является обмоткой возбуждения. Она остается постоянно подключенной к сети с напряжением $U_B = U_C = \text{const}$ в течение всей работы двигателя, а на обмотку якоря подается напряжение управления U_y лишь в моменты, когда необходимо привести якорь во вращение. Схема включения ИДП с якорным управлением показана на рис. 6.4.

184

Если пренебречь насыщением магнитной цепи и влиянием реакции якоря, то можно считать, что поток возбуждения пропорционален току обмотки полюсов или при постоянном сопротивлении этой обмотки – напряжению возбуждения, т.е

$$\Phi_{\rm B} \sim I_{\rm B} \sim U_{\rm B} \tag{6.1}$$

ИЛИ

$$\Phi_{\rm B} = k_{\phi} U_{\rm B}, \qquad (6.2)$$

где k_ф – постоянная величина.

Введем понятие коэффициента сигнала, представляющего собой отношение напряжения управления к напряжению возбуждения:

$$\alpha = \frac{U_y}{U_B}.$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{C}_{_{\mathbf{M}}} \boldsymbol{\Phi}_{_{\mathbf{B}}} \mathbf{I}_{_{\mathbf{y}}} = \mathbf{C}_{_{\mathbf{M}}} \mathbf{k}_{_{\boldsymbol{\Phi}}} \mathbf{U}_{_{\mathbf{B}}} \mathbf{I}_{_{\mathbf{y}}}$$
(6.3)

ИЛИ

$$M = C_{M}k_{\phi}U_{B}\frac{U_{y}-E}{r_{\mu}}, \qquad (6.4)$$

$$E = C_e \Phi_B n = C_e k_{\phi} U_B n.$$
 (6.5)

Тогда

где

$$M = C_{M}k_{\phi}U_{B}\frac{\alpha U_{B} - C_{e}k_{\phi}U_{B}n}{r_{y}} = \frac{C_{M}k_{\phi}U_{B}^{2}}{r_{y}}(\alpha - C_{e}k_{\phi}n).$$
(6.6)

Выразим момент в относительных единицах, приняв в качестве базового момент при неподвижном якоре (n = 0) и $\alpha = 1$, т.е.

$$M_{\kappa o} = \frac{C_{\rm M} k_{\phi} U_{\rm B}^2}{r_{\rm y}}.$$
(6.7)

$$m = \frac{M}{M_{_{KO}}} = (\alpha - C_e k_{_{\Phi}} n). \qquad (6.8)$$

Введем понятие скорости вращения идеального холостого хода, соответствующей m = 0и $\alpha = 1$:

> $n_o = \frac{1}{C_e k_{\phi}}.$ (6.9)

В результате выражение относительно момента приобретает вид

$$m = (\alpha - \frac{n}{n_o}) = (\alpha - \upsilon).$$
(6.10)

Согласно последнему выражению можно построить механические характеристики, т.е. зависимости m = f(v) при $\alpha = \text{const.}$ Эти характеристики линейны и их можно построить по точкам:

точке короткого замыкания – $\upsilon = 0$, $m = \alpha$;

Тогда

точке идеального холостого хода – $\upsilon_x = \alpha$, m = 0.

На рис. 6.5, а изображены механические характеристики для двух коэффициентов синала: $\alpha = 1$ и $\alpha = 0,5$.

Чтобы получить уравнение регулировочной характеристики, т.е. зависимость $\upsilon = f(\alpha)$ при m = const, следует выражение (6.10) переписать в виде:

$$\upsilon = \alpha - \mathbf{m} \,. \tag{6.11}$$

Из этого выражения следует, что регулировочные характеристики линейны и могут быть построены по двум точкам:

$$\upsilon = 0, \alpha = m;$$

 $\upsilon = 1 - m, \alpha = 1$

На рис. 6.5, б представлены регулировочные характеристики для m = 0 и m = 0,5. Коэффициент сигнала $\alpha = m$, при котором якорь начинает вращаться, определяет напряжение трогания.

Линейность механических и регулировочных характеристик является исключительным достоинством ИДП с якорным управлением [1].



Рис. 6.4. Схема микродвигателя с якорным управлением

Мощность управления в рассматриваемом случае будет:

$$P_{y} = U_{y}I_{y} = U_{y}(U_{y} - E_{y})r_{y}$$
(6.12)

ИЛИ

$$P_{y} = \frac{\alpha^{2} U_{B}^{2}}{r_{y}} - \frac{\alpha \upsilon^{2} U_{B}^{2}}{r_{y}}.$$
 (6.13)



Рис. 6.5. Относительные механическая (а) и регулировочная (б) характеристики двигателя постоянного тока с якорным управлением

Эту мощность можно выразить в относительных единицах, приняв в качестве базовой, мощность при $\alpha = 1$ и $\upsilon = 0$, т.е.

$$P_{y_{KO}} = \frac{U_B^2}{r_y}.$$
 (6.14)

Тогда выражение относительной мощности управления можно записать в виде:

$$P = \frac{P_y}{P_{yko}} = \alpha^2 - \upsilon \alpha .$$
 (6.15)

Согласно этому выражению можно построить зависимости:

$$P_y = f(v)$$
 при $\alpha = const;$
 $P_y = f(\alpha)$ при $v = const.$

Первая зависимость является линейной функцией υ, а вторая характеризует резкое увеличение мощности управления с увеличением коэффициента сигнала.

Полная относительная механическая мощность (включая механические и вентиляционные потери)

$$P_{R}' = m\upsilon = (\alpha - \upsilon)\upsilon = \alpha\upsilon - \upsilon^{2}.$$
 (6.16)

При пуске ($\upsilon = 0$) и холостом ходе (m = 0) эта мощность равна нулю и достигает максимума при некоторой скорости υ_m . Для определения последней следует продифференцировать (6.16) по υ и приравнять производную к нулю:

$$\frac{dP_{\rm R}'}{d\upsilon} = \alpha - 2\upsilon_{\rm m} = 0, \qquad (6.17)$$

откуда

$$\upsilon_{\rm m} = \frac{\alpha}{2}.\tag{6.18}$$

Максимальная мощность

$$P'_{\rm Rm} = \frac{\alpha^2}{2} - \frac{\alpha^2}{4} = \frac{\alpha^2}{4}.$$
 (6.19)

На рис. 6.8, а построены зависимости $p'_{R} = f(\upsilon)$ для двух коэффициентов сигнала: $\alpha = 1$ и $\alpha = 0.5$:

$$\alpha = 1, P'_{Rm} = 0,25;$$

 $\alpha = 0,5, P'_{Rm} = 0,0625.$

6.2.2. Исполнительные двигатели постоянного тока с полюсным управлением

При полюсном управлении обмоткой управления является обмотка полюсов, а обмоткой возбуждения – обмотка якоря. Последняя подключена постоянно к сети с напряжением $U_B = U_C = \text{const.}$ С целью ограничения тока якоря при n = 0 нередко последовательно с обмоткой якоря включается добавочное сопротивление. На обмотку полюсов напряжение подается лишь в моменты, когда необходимо привести якорь во вращение.

Схема исполнительного двигателя постоянного тока (ИДП) с полюсным управлением приведена на рис. 6.6 [1].

Если пренебречь влиянием насыщения магнитной цепи и реакции якоря, то можно записать

$$\Phi_{\rm v} = k_{\rm b} U_{\rm v} = k_{\rm b} \alpha U_{\rm B}, \qquad (6.20)$$

где $\alpha = U_y / U_B$ – коэффициент сигнала.

Электромагнитный момент:

$$\mathbf{M} = \mathbf{C}_{_{\mathbf{M}}} \boldsymbol{\Phi}_{_{\mathbf{Y}}} \mathbf{I}_{_{\mathbf{B}}} = \mathbf{C}_{_{\mathbf{M}}} \mathbf{k}_{_{\boldsymbol{\varphi}}} \boldsymbol{\alpha} \mathbf{U}_{_{\mathbf{B}}} \mathbf{I}_{_{\mathbf{Y}}}.$$
 (6.21)

Так как ток якоря

$$I_{y} = \frac{U_{B} - E_{B}}{r_{B}},$$
 (6.22)

где

$$E_{B} = C_{e} \Phi_{y} n = C_{e} k_{\phi} \alpha U_{B} n , \qquad (6.23)$$

то

$$I_{y} = \frac{U_{B} - C_{e}k_{\phi}\alpha U_{B}n}{r_{B}}.$$
 (6.24)

В результате подстановки значения I_у в выражение (6.21) будем иметь:

$$M = C_{_{M}}k_{_{\phi}}\alpha U_{_{B}}\frac{U_{_{B}} - C_{_{e}}k_{_{\phi}}\alpha U_{_{B}}n}{r_{_{B}}} = \frac{C_{_{M}}k_{_{\phi}}U_{_{B}}^{2}}{r_{_{B}}}(\alpha - \alpha^{2}C_{_{e}}k_{_{\phi}}n).$$
(6.25)

Если за единицу момента принять его величину при n = 0 и $\alpha = 1$, т.е.

$$M_{\kappa_0} = \frac{C_{\rm M} k_{\phi} U_{\rm B}^2}{r_{\rm B}}, \qquad (6.26)$$

то относительное значение момента будет

$$m = \frac{M}{M_{KO}} = \alpha - \alpha^2 C_e k_{\phi} n \qquad (6.27)$$

Так как
$$\frac{1}{n_o} = C_e k_{\phi}$$
, $\upsilon = \frac{n}{n_o}$,
то $m = \alpha - \alpha^2 \upsilon$. (6.28)
Последнее выражение является уравнением механической характеристики, пред-

ставляющей собой зависимость $\upsilon = f(\upsilon)$ при $\alpha = \text{const.}$ Эта характеристика является линейной функцией υ и ее можно построить по двум точкам:

точке короткого замыкания – $\upsilon = 0$, $m = \alpha$;

точке идеального холостого хода – m = 0,
$$\upsilon_x = \frac{\alpha - m}{\alpha^2}$$
.

На рис. 6.7, а изображены механические характеристики для двух значений α : $\alpha = 1$ и $\alpha = 0,5$. В данном случае, в отличие от якорного управления, отсутствует параллельность механических характеристик. При $\alpha < 1$ они оказываются более пологими.

Уравнение относительной регулировочной характеристики согласно (6.28) можно записать в виде:

$$\upsilon = \frac{\alpha - m}{\alpha^2}.$$
 (6.29)

Как следует из этого уравнения, регулировочная характеристика ИДП с полюсным управлением, т.е. зависимость $\upsilon = f(\alpha)$ при m = const не является линейной функцией коэффициента сигнала α . Более того при моментах, близких к нулю, она не только нелинейна, но и неоднозначна и имеет максимум при некотором значении $\alpha = \alpha_m$. Для определения α_m необходимо продифференцировать υ по α и приравнять производную к нулю, т.е.

$$\alpha_{\rm m}^2 - (\alpha_{\rm m} - {\rm m})2\alpha_{\rm m} = 0, \qquad (6.30)$$

откуда

$$\alpha_{\rm m} = 2m \ \mu \ \upsilon_{\rm m} = \frac{1}{4m}.$$
 (6.31)

На рис. 6.7, б показаны регулировочные характеристики при m = 0,2 и m = 0,5 и частично при m = 0.

Напряжение трогания в данном случае, как и при якорном управлении, определяется моментом сопротивления при $\upsilon = \text{const} (\alpha = m).$

Мощность возбуждения в данном случае является мощностью якоря:

$$P_{\rm B} = U_{\rm B}I_{\rm B} = U_{\rm B}(U_{\rm B} - E_{\rm B})/r_{\rm B}.$$
 (6.32)

Эта мощность составляет (70...95)% от номинальной мощности, причем большие значения относятся к машинам с номинальной мощностью (200...250) Вт, а меньшие – к двигателям с номинальной мощностью (5...7) Вт.

Мощность управления идет лишь на покрытие электрических потерь в обмот-ке полюсов:

$$P_{y} = I_{y}^{2} r_{y} = \alpha^{2} U_{B}^{2} / r_{y}.$$
 (6.33)

Эта мощность невелика, что является достоинством ИДП с полюсным управлением.



Рис. 6.6. Схема исполнительного двигателя с полюсным управлением



Рис. 6.7. Относительные механическая (а) и регулировочная (б) характеристики двигателя постоянного тока с якорным управлением



Рис. 6.8. Зависимости механической мощности от скорости вращения при якорном (а) и полюсном (б) управлении

Полная механическая мощность в относительных единицах:

$$p'_{R} = m\upsilon = (\alpha - \alpha^{2}\upsilon)\upsilon = \alpha\upsilon - \alpha^{2}\upsilon^{2}.$$
 (6.34)

Продифференцировав p'_{R} по υ и, приравняв производную к нулю, найдем скорость вращения υ_{m} , при которой механическая мощность оказывается максимальной:

$$\alpha - 2\upsilon_{\rm m}\alpha^2 = 0, \qquad (6.35)$$

откуда

$$\upsilon_{\rm m} = \frac{1}{2\alpha} = \frac{\upsilon_{\rm x}}{2} \,. \tag{6.36}$$

Максимум полной механической мощности:

$$P'_{\rm Rm} = \alpha \frac{1}{2\alpha} - \alpha^2 \frac{1}{4\alpha^2} = \frac{1}{4}.$$
 (6.37)

На рис. 6.8, б показаны зависимости $P'_{R} = f(\upsilon)$ для двух значений α : $\alpha = 1$ и $\alpha = 0,5$. Таким образом максимум механической мощности, развиваемой ИДП с полюсным управлением, не зависит от коэффициента сигнала (рис. 6.8, б).

6.2.3. Динамические постоянные исполнительных двигателей постоянного тока

Исполнительные двигатели постоянного тока (ИДП) характеризуются теми же динамическими постоянными, что и асинхронные исполнительные двигатели. Поэтому при определении этих постоянных удобно воспользоваться полученными ранее выводами.

Действительный момент ИДП согласно (6.8) равен:

$$M = mM_{\kappa_0}, \qquad (6.38)$$

где $M_{\kappa o}$ – пусковой момент при $\alpha = 1$.

Пусковой момент при любом значении а:

$$M_{\kappa} = m_{\kappa} M_{\kappa o} = \alpha M_{\kappa o}.$$
 (6.39)

Действительная угловая скорость при холостом ходе:

$$\Omega_{\rm x} = \Omega_{\rm l} \upsilon_{\rm x}, \qquad (6.40)$$

где Ω_1 – скорость идеального холостого хода, равная $\Omega_0 = \frac{\pi n_0}{30}$;

υ_x – относительная скорость:

$$\upsilon_x = \alpha$$
 – при якорном управлении;
 $\upsilon_x = \frac{1}{\alpha}$ – при полюсном управлении.

Напряжение управления $U_v = \alpha U_B$.

В результате динамические постоянные соответственно при якорном и полюсном управлении можно записать в виде:

а) коэффициент внутреннего демпфирования

$$\mathbf{k}_{_{\mathcal{I}\mathcal{R}}} = \frac{\mathbf{M}_{_{\mathcal{K}}}}{\Omega_{_{\mathbf{X}}}} = \frac{\mathbf{M}_{_{\mathcal{K}\mathbf{0}}}}{\Omega_{_{\mathbf{0}}}}; \quad \mathbf{k}_{_{\mathcal{I}\Pi}} = \frac{\mathbf{M}_{_{\mathcal{K}\mathbf{0}}}\alpha^2}{\Omega_{_{\mathbf{0}}}}; \quad (6.41)$$

б) коэффициент управления по моменту

$$k_{_{M\!M}} = \frac{M_{_{K}}}{U_{_{y}}} = \frac{M_{_{K0}}}{U_{_{B}}}; \ k_{_{M\!\Pi}} = \frac{M_{_{K}}}{U_{_{y}}} = \frac{M_{_{K0}}}{U_{_{B}}};$$
(6.42)

в) коэффициент управления по мощности

$$k_{p_{\pi}} = \frac{M_{\kappa}}{p_{y_{KH}}} = \frac{M_{\kappa o} r_{y}}{\alpha U_{B}^{2}}; \ k_{p_{\Pi}} = \frac{M_{\kappa}}{p_{y_{KH}}} = \frac{M_{\kappa o} r_{y}}{\alpha U_{B}^{2}};$$
(6.43)

г) коэффициент управления по скорости

$$k_{\Omega_{\pi}} = \frac{\Omega_x}{U_y} = \frac{\Omega_1 \upsilon}{\alpha U_B} = \frac{\Omega_1}{U_B}; \ k_{\Omega_{\Pi}} = \frac{\Omega_x}{U_y} = \frac{\Omega_1}{\alpha^2 U_B}.$$
(6.44)

Электромеханическая постоянная времени характеризует скорость протекания переходных процессов при разбеге двигателей, т.е. их быстродействие. Если не учитывать влияние электромагнитных процессов на время разбега, т.е. принять электромагнитную постоянную времени равной нулю, то электромеханическая постоянная времени у ИДП будет определяться таким же выражением, что и у асинхронных исполнительных двигателей. При этом предполагается, что в обоих случаях механическая характеристика линейна.

Таким образом,

$$T_{_{M}} = \frac{J_{_{g}}\Omega_{_{X}}}{M_{_{K}}}.$$
 (6.45)

При якорном управлении:

$$T_{_{MR}} = \frac{J_{_{R}}\upsilon_{_{X}}\Omega_{_{1}}}{\alpha M_{_{KO}}} = \frac{J_{_{R}}\Omega_{_{1}}}{M_{_{KO}}}.$$
(6.46)

При полюсном управлении:

$$T_{\rm MII} = \frac{J\Omega_1 \upsilon_{\rm x}}{\alpha M_{\rm KO}} = \frac{J_{\rm g}\Omega_1}{\alpha^2 M_{\rm KO}}.$$
 (6.47)

Из сравнения этих выражений не трудно видеть, что постоянная времени T_{мя} при якорном управлении не зависит от коэффициента сигнала α, а постоянная времени T_{мп} при полюсном управлении существенно зависит от этого коэффициента. Объясняется это тем, что при якорном управлении механические характери-

стики параллельны и, следовательно, например с уменьшением а происходит одновременное пропорциональное уменьшение величин Ω_x и M_{κ} . При полюсном управлении в этом случае с уменьшением а будет происходить уменьшение M_{κ} в а раз и увеличение Ω_x также в а раз. Следовательно, в этом случае T_{M} увеличится в α^2 раз.

Передаточные функции ИДП:

при якорном управлении:

$$\frac{\Omega}{U_{y}} = \frac{k_{\Omega_{\pi}}}{pT_{_{M\pi}} + 1}; \ \frac{\phi}{U_{y}} = \frac{k_{\Omega_{\pi}}}{p(T_{_{M\pi}}p + 1)};$$
(6.48)

при полюсном управлении:

$$\frac{\Omega}{U_{y}} = \frac{k_{\Omega \pi}}{pT_{M\pi} + 1}; \frac{\varphi}{U_{y}} = \frac{k_{\Omega \pi}}{p(T_{M}p + 1)}.$$
(6.49)

6.2.4. Сравнительная оценка ИДП с якорным и полюсным управлением

В автоматических устройствах преимущественное применение получили ИДП с якорным управлением. Их достоинства состоят в следующем:

1) линейность механических и регулировочных характеристик;

2) малая величина электромеханической постоянной времени, что обеспечивает надлежащее быстродействие;

3) параллельность механических характеристик, что обеспечивает независимость электромеханической постоянной времени T_м от коэффициента сигнала α;

4) небольшие электрические потери в обмотке якоря, так как при неподвижном якоре его обмотка отключается;

5) благоприятные условия работы щеточного контакта, так как отключение обмотки якоря при неподвижном состоянии двигателя исключает причины подгорания коллектора;

К достоинствам ИДП с полюсным управлением следует отнести:

1) малую мощность управления;

2) независимость максимума механической мощности от коэффициента сигнала.

Недостатками этих ИДП является нелинейность, а при малых нагрузочных моментах и неоднозначность регулировочных характеристик.

6.3. Исполнительные двигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов

В ИДП с возбуждением от постоянных магнитов в отличие от рассмотренных выше ИДП с электромагнитным возбуждением основной поток создается постоянными магнитами, расположенными обычно на статоре. Ввиду этого они могут работать только при якорном управлении [6].

Отсутствие обмотки возбуждения исключает потери мощности на возбуждение, что способствует увеличению КПД даже у двигателей малой мощности. Кроме того, к достоинствам рассматриваемых двигателей следует отнести отсут-

ствие необходимости в источнике питания для обмотки возбуждения, а также практически полную независимость потока от изменения температуры и колебаний напряжения сети.

По условиям температурного режима отсутствие потерь на возбуждение позволяет увеличить ток якоря без заметного превышения температуры двигателя, что позволяет увеличить отдаваемую мощность без увеличения его габаритов. С целью улучшения условий коммутации обмотки якорей в данном случае выполняются с максимально возможным числом секций, а коллекторы – с большим числом коллекторных пластин.

На практике широкое применение получили микродвигатели постоянного тока с наружным кольцевым магнитом и зубчатым якорем. Типичными представителями подобных двигателей являются двигатели серии ДПМ. Они применяются для привода различных машин и механизмов, так и в качестве исполнительных двигателей в системах автоматики.

Корпус двигателя состоит из литого постоянного магнита цилиндрической формы (из сплава ЮНДК), к торцам которого прилиты выполненные из цинкового сплава концевые части. К последним крепятся подшипниковые щиты из цинкового сплава, в которые заливаются втулки с подшипниками (рис. 6.9).



Рис. 6.9. Двигатель серии ДПМ: 1 – постоянный магнит; 2 – якорь с коллектором; 3 – концевые части корпуса из цинкового сплава

Двигатели имеют линейные механические характеристики, малое напряжение трогания и электромеханическую постоянную времени $T_{\rm M} = 30...40$ мс.

Стоимость таких двигателей ввиду высокой стоимости и дефицитности магнитотвердых материалов, идущих на изготовление постоянных магнитов, а также трудности механической обработки могут превышать стоимость двигателей с электромагнитным возбуждением. Снижение стоимости может быть достигнуто путем применения сравнительно недорогих ферритобариевых магнитов с высокой удельной энергией за счет большой коэрцитивной силы. Отечественной промышленностью выпускается ряд серий ИДП с постоянными магнитами, в том числе серия ДПМ.

6.4. Малоинерционные исполнительные двигатели постоянного тока

6.4.1. Малоинерционные двигатели с печатной обмоткой якоря

Рассмотренные выше исполнительные двигатели постоянного тока имеют массивный зубчатый якорь с повышенным моментом инерции, что снижает их быстродействие. В этом отношении более предпочтительными являются мало-инерционные ИДП. Они включают в себя 3 группы [6]:

- а) с дисковым якорем;
- б) с полым цилиндрическим якорем;
- в) с гладким якорем.

Рассмотрим устройство и принцип работы ИДП с дисковым якорем. Диск выполняется из изоляционного материала, например стеклотекстолита. На обе стороны диска обычно электрохимическим способом наносится печатная обмотка, состоящая из тонких проводников – пластин, выполненных из медной фольги и расположенных в радиальном направлении диска. Секция обмотки статора состоит из двухполусекций, одна из которых располагается на одной стороне диска, а вторая – на другой его стороне. Полусекции соединяются между собой в лобовых частях через отверстия в диске (рис. 6.10).



Рис. 6.10. Дисковый якорь с печатной обмоткой

Возбуждение двигателя осуществляется от аксиально расположенных постоянных магнитов с полюсными наконечниками. Создаваемый постоянными магнитами поток пронизывает, расположенный в воздушном зазоре диск с обмоткой и замыкается по кольцевым магнитопроводам (рис. 6.11). В результате взаимодействия токов проводников обмотки якоря с магнитным полем полюсов возникает вращающий момент, как и в обычном двигателе постоянного тока. Роль коллектора выполняют сами проводники, по которым скользят серебряно-графитные щетки, что приводит к быстрому износу плоской печатной обмотки. В связи с этим нередко дисковые двигатели изготовляются с коллектором.



Рис. 6.11. Дисковый двигатель постоянного тока с печатной обмоткой:

1 – дисковый якорь; 2 – вал; 3 – втулка; 4 – щетки; 5 – постоянные магниты; 6 – полюсные наконечники; 7, 8 – кольцевые магнитопроводы С увеличением диаметра диска увеличивается его момент инерции, что снижает быстродействие двигателя. Кроме того, при значительных превышениях температуры возможно коробление диска. Ввиду этого с увеличением мощности двигателя приходится переходить к многодисковому исполнению или к применению ИДП с полым якорем.

ИДП с полым якорем по своей конструкции аналогичны АИД с полым ротором. Они имеют два статора: наружный статор, аналогичный статору машины постоянного тока, и внутренний статор, служащий для уменьшения магнитного сопротивления на пути основного магнитного потока. При этом в ИДП с электромагнитным возбуждением наружный статор в рассматриваемом случае состоит из станины и полюсов, набираемых из листов электротехнической стали. В воздушном зазоре между наружным и внутренним статорами вращается полый якорь, выполненный в виде стакана из изоляционного материала с нанесенной на него печатной обмоткой. Одна из полусекций обмотки располагается на наружной

поверхности полого якоря, а вторая – на внутренней его поверхности. Полусекции соединяются между собой в лобовых частях через отверстия в якоре. Образующиеся при этом секции присоединяются к коллектору.

6.4.2. Малоинерционные двигатели постоянного тока с обычной обмоткой якоря

Наряду с малоинерционными двигателями с печатной обмоткой широкое применение находят двигатели с обычной обмоткой якоря. Они выпускаются как с цилиндрическим, так и с дисковым якорем. Обмотки якорей таких двигателей выполняются из обычного тонкого провода с эмалевой изоляцией. Обмотки укладываются в виде секций на цилиндрический или дисковый каркас, пропитываются термореактивным компаундом на основе эпоксидной смолы, а затем после формовки и полимеризации компаунда превращаются в монолитный цилиндр или диск. Концы секций обмотки якоря присоединяются к коллекторным пластинам.

Отечественной промышленностью выпускаются ряд серий двигателей с цилиндрическим полым якорем, в том числе серия ДПР. В двигателях этой серии постоянный магнит 3 размещается внутри полого якоря 2, а корпус 1 служит одновременно магнитопроводом (рис. 6.12). Серия ДПР охватывает диапазон мощностей 0,12...37 Вт. КПД двигателей этой серии на 15...25 % выше, чем у двигателей серии ДПМ, имеющих зубчатый якорь. Электромеханическая постоянная времени двигателей серии ДПР в 2...2,5 раза меньше, чем у двигателей серии ДПМ и составляет 15...20 мс.



Рис. 6.12. Двигатель серии ДПР: 1 – корпус (станина); 2 – полый якорь с обычной обмоткой; 3 – постоянный магнит

Особо следует отметить двигатели с полым цилиндрическим якорем, предназначенные для стартстопных механизмов [25]. Стартстопный режим характеризуется частотой повторения циклов, достигающей 250 Гц.

Приведем некоторые параметры, характеризующие эти двигатели: суммарный момент инерции вращающихся частей составляет примерно $14 \cdot 10^{-7}$ кг·м²; время разгона до скорости вращения 2500 об/мин – t_p = 0,5...1 мс; электромеханическая постоянная времени – $T_{\rm M} = 0,7...0,8$ мс; угловое ускорение – $\varepsilon = (2,6...3,6) \cdot 10^5$ рад/с². При таком быстродействии двигатель достигает рабочей скорости вращения после поворота якоря на 5...7°.



Рис. 6.13. Поперечная геометрия исполнительного двигателя с полым якорем для стартстопных лентопротяжных механизмов



Рис. 6.14. Продольная геометрия исполнительного двигателя с полым якорем для стартстопных лентопротяжных механизмов:

1 – обмотка якоря; 2, 3 – коллектор и щетки; 4 – металлическая втулка; 5 – вал; 6 – полюсные наконечники индуктора; 7 – постоянные магниты; 8 – ярмо (станина); 9 – внутренний магнитопровод; 10 – подшипники; 11 – междуполюсные вставки

Указанным требования удовлетворяют ИДП с полым якорем и внешним индуктором в виде радиально расположенных постоянных магнитов из высококоэрцитивных сплавов (рис. 6.13 и 6.14). Благодаря применению нагнетательной вентиляции плотность тока в обмотке якоря может достигать $j_a = (55...70) \text{ A/mm}^2$.

6.4.3. Исполнительные двигатели постоянного тока с гладким якорем

Эти двигатели являются малоинерционными. Их электромеханическая постоянная времени находится в пределах (4...10) мс.

Увеличение быстродействия обычных двигателей постоянного тока сдерживается допустимыми электромагнитными нагрузками, значительным моментом инерции и низкой перегрузочной способностью в связи с коммутационными ограничениями. При этом основным ограничивающим фактором является наличие зубцовой зоны якоря. Именно с этим связано стремление к переходу в ряде случаев к применению исполнительных двигателей постоянного тока (ИДП) с гладким якорем [20, 25].

Особенность конструкции гладкого якоря сводится по существу к приклейке на наружную поверхность металлического сердечника якоря, не имеющего пазов, обмотки и изоляции.

Гладкая конструкция якоря позволяет повысить индукцию в зазоре машины в 2 – 3 раза по сравнению с зубцовой конструкцией, в которой индукция в зазоре ограничивается насыщением зубцов.

Открытое расположение проводников и отсутствие потерь в зубцах улучшают условия охлаждения обмотки якоря, что позволяет увеличить тепловую нагрузку (Aj).

Значительный воздушный промежуток способствует ослаблению воздействия реакции якоря на основное поле, снижению индуктивности обмотки якоря, что приводит к улучшению условий коммутации и увеличению перегрузочной способности до 8 - 10 кратных значений. Отсутствие заметного влияния реакции якоря обуславливает линейность характеристики M = f(I).

Улучшение коммутационных свойств позволяет выполнить якорь удлиненной формы и, следовательно, существенно уменьшить момент инерции, что при одновременном увеличении электромагнитных нагрузок приводит к повышению быстродействия ИДП с гладким якорем.

Однако большой немагнитный промежуток и значительные индукции в отдельных участках магнитной цепи требуют мощной системы возбуждения. Поэтому по массогабаритным показателям машины с гладким якорем в некоторых случаях уступают двигателям обычной конструкции.

Гладкий якорь представляет собой беззубцовый магнитопровод, набранный из листов электротехнической стали толщиной 0,5 или 0,35 мм и насаженный без шпонки на вал. Материал вала, как правило, немагнитная сталь типа 36НХТЮ или XI8Н9Т. На изолированную стеклолентой или стеклолакотканью поверхность якоря равномерно по окружности уложена обмотка, образующая обмоточный слой (h_{o.c}) с высоким коэффициентом заполнения. Обмотка выполнена проводом

круглого сечения с эмалевой изоляцией. Между слоями обмотки проложена изоляция (рис. 6.15 и рис. 6.16).



Рис. 6.15. Поперечная геометрия исполнительного двигателя постоянного тока с гладким якорем



Рис. 6.16. Продольная геометрия исполнительного двигателя постоянного тока с глад-ким якорем

Якорь с уложенной обмоткой бандажируется стеклотканью или стеклолентой, вакуумируется и заливается под давлением в форме нагревостойким компаундом.

Возбуждение ИДП, как правило, осуществляется от постоянных магнитов из литых магнитотвердых сплавов (ЮН15Ж25БА, ЮНДК35Т5БА).

Существует большое разнообразие конструктивных схем магнитных систем ИДП с гладким якорем [23]. Однако наибольшее распространение получила конструкция индуктора магнитопровода с радиальным расположением магнитов, представляющая собой внешнее ярмо, к которому крепятся постоянные магниты (см. рис. 6.15). На концах магнитов, обращенных к воздушному зазору имеются магнитомягкие полюсные наконечники, играющие роль концентраторов магнитного потока и предназначенные одновременно для шунтирования потоков поперечной реакции якоря.

6.5. Универсальные коллекторные двигатели

6.5.1. Общие сведения. Электромагнитный момент

Универсальным коллекторным двигателем (УКД) называется двигатель, предназначенный для работы как от сети переменного, так и от сети постоянного тока.

Возможность работы двигателя от сети переменного тока объясняется тем, что при одновременном изменении во времени тока якоря и потока, знак мгновенного значения момента остается практически неизменным, в результате чего среднее значение момента М оказывается положительной величиной [2].

$$m = C_{M}(\pm i_{a})(\pm \Phi) > 0$$
 и $M > 0.$ (6.50)

Принципиально УКД могут иметь параллельное или последовательное возбуждение. Однако, как правило, они выпускаются с последовательным возбуждением. Угол между напряжением и током якоря ф определяется в данном случае суммарной индуктивностью обмотки якоря и последовательно соединенной с ней обмотки возбуждения, имеющей сравнительно небольшое число витков (рис. 6.17, а).

При параллельном возбуждении ток якоря ввиду малой индуктивности последнего отстает от напряжения на меньший угол по сравнению с током возбуждения, т.е. $\phi < \phi'$ (рис. 6.17, б). Между токами возникает сдвиг по фазе $\psi = \phi' - \phi$.

Примем мгновенные значения тока якоря и потока соответственно

$$i_a = \sqrt{2I_a} \sin \omega t$$
 и $\Phi = \Phi_{mB} \sin(\omega t - \psi - \alpha).$ (6.51)

Тогда мгновенное значение электромагнитного момента

$$m = C_{M} i_{a} \Phi = \sqrt{2} I_{a} \Phi_{mB} \sin \omega t \sin(\omega t - \psi - \alpha) =$$

= $C_{M} \Phi_{mB} \frac{\sqrt{2}}{2} I_{a} [\cos(\psi + \alpha) - \cos(2\omega t - \psi - \alpha)].$ (6.52)

Здесь С_м – постоянная обмотки якоря; Ф_{mB} – амплитуда потока;

I_a – действующее значение тока якоря; α – угол, обусловленный магнитными потерями в магнитопроводе.

Среднее значение момента за период

$$M = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} C_{M} \Phi i dt = \frac{C_{M}}{\sqrt{2}} \Phi_{mR} I_{a} \cos(\psi + \alpha). \qquad (6.53)$$

Так как у УКД с последовательным возбуждением $\psi = 0$, то его момент оказывается больше, чем момент УКД с параллельным возбуждением:

$$M = \frac{C_{M}}{\sqrt{2}} \Phi_{mB} I_{a} \cos \alpha .$$
 (6.54)

Зависимости i_a , Φ , m = f(t) и среднее значение момента УКД показаны на рис. 6.18.



Рис. 6.17. Векторные диаграммы УКД при последовательном (а) и параллельном (б) возбуждении



Рис. 6.18. К пояснению принципа образования вращающего момента УКД

6.5.2. Векторная диаграмма напряжения универсального коллекторного двигателя

При работе универсального коллекторного двигателя (УКД) в нем возникают два пульсирующих потока с амплитудами Φ_{mB} и Φ_{mq} . Первый пульсирует по оси обмотки возбуждения с числом витков W'_{B} , а второй, являющийся потоком реакции якоря, – по оси щеток (рис. 6.19).



Рис. 6.19. Принципиальная схема УКД



Рис. 6.20. Векторная диаграмма УКД

Эти потоки наводят в обмотках возбуждения и якоря ЭДС самоиндукции (трансформаторные ЭДС), эффективные значения которых соответственно равны:

$$E_{B} = 4,44f_{1}W_{B}^{\prime}\Phi_{mB};$$

$$E_{g} = 4,44k_{o\delta a}W_{a}f_{1}\Phi_{mg},$$
(6.55)

где $W_a = \frac{N}{4a} - число витков обмотки якоря;$ $k_{oba} = \frac{2}{\pi} - обмоточный коэффициент обмотки якоря.$

Кроме того, при вращении якоря в его обмотке от пересечения ее проводниками пульсирующего потока возбуждения наводится ЭДС вращения с действующим значением

$$E_{_{BP}} = \frac{pn_{_{TP}}}{60} \frac{N}{a} \frac{\Phi_{_{mB}}}{\sqrt{2}} = C_{_{e}}n_{_{TP}}\Phi_{_{mB}}, \qquad (6.56)$$

где N – число проводников обмотки якоря;

n_{пр} – частота вращения якоря, об/мин.

Приложенное к зажимам электродвигателя U_{np} , уравновешивается ЭДС E_{B} , E_{q} , E_{Bp} и падениями напряжения в активных сопротивлениях цепи якоря и возбуждения $I_{np}(r_a + r'_b)$ и индуктивных сопротивлениях рассеяния обмоток якоря и возбуждения $I_{np}(x_{\sigma a} + x_{\sigma b})$. Тогда по второму закону Кирхгофа уравнение равновесия ЭДС в цепи вращающегося якоря будет:

$$\dot{U}_{np} + \dot{E}_{B} + \dot{E}_{q} + \dot{E}_{Bp} = I_{np}(r_{a} + r_{b}') + jI_{np}(x_{\sigma a} + x_{\sigma b})$$
(6.57)

или

$$\dot{U}_{np} = -\dot{E}_{a} - \dot{E}_{q} - \dot{E}_{ap} + \dot{I}_{np}(r_{a} + r_{b}') + jI_{np}(x_{\sigma a} + x_{\sigma b}).$$
(6.58)

Согласно этому уравнению построена векторная диаграмма напряжения УКД при работе его от сети переменного тока (рис. 6.20). Если пренебречь небольшим углом α, то векторная диаграмма несколько изменит свой вид и частоту вращения якоря двигателя можно определить следующим образом:

$$n_{\rm np} = \frac{E_{\rm Bp}\sqrt{2}}{C_{\rm e}\Phi_{\rm mB}} = \frac{U_{\rm np}\cos\phi - I_{\rm np}(r_{\rm a} + r_{\rm b}')}{C_{\rm e}\Phi_{\rm mB}} = \frac{E_{\rm Bp}}{C_{\rm e}\Phi_{\rm mB}/\sqrt{2}}$$

где $C_e = \frac{N}{60} \frac{p}{a}$ – постоянная обмотки якоря;

$$\mathbf{E}_{\rm BP} = \mathbf{U}_{\rm TP} \cos \varphi - \mathbf{I}_{\rm TP} (\mathbf{r}_{\rm a} + \mathbf{r}_{\rm b}') \,.$$

При работе УКД от сети постоянного тока ЭДС вращения якоря

$$E_{nc} - I_{nc}(r_a + r'_b + r''_b) > E_{Bp}, \qquad (6.59)$$

а потребляемый ток

$$I_{nc} = \frac{U_{nc} - E_{nc}}{r_{a} + r_{b}' + r_{b}''} < I_{np}, \qquad (6.60)$$

так как в этом случае отсутствует сдвиг между током и напряжением.

Частота вращения якоря при работе двигателя от сети постоянного тока

$$n_{\rm nc} = \frac{U_{\rm nc} - I_{\rm nc} (r_{\rm a} + r_{\rm b}' + r_{\rm b}'')}{C_{\rm e} \Phi_{\rm B, nc}}.$$
 (6.61)

Так как $E_{nc} > E_{вp}$, то для получения одинаковой частоты вращения двигателя при работе его от сетей постоянного и переменного тока при одинаковой номинальной мощности необходимо, чтобы

$$\Phi_{\rm B,\rm IIC} > \frac{\Phi_{\rm mB}}{\sqrt{2}} \,. \tag{6.62}$$

Таким образом, при работе двигателя от сети постоянного тока необходимо для усиления потока разместить на полюсах дополнительную обмотку с числом витков W''_{B} , включаемую последовательно с обмоткой возбуждения переменного тока W'_{B} . Тогда при номинальной нагрузке

$$n = n_{\rm nc} = n_{\rm np} = \frac{E_{\rm nc}}{C_{\rm e}\Phi_{\rm B,nc}} = \frac{E_{\rm Bp}\sqrt{2}}{C_{\rm e}\Phi_{\rm mB}}.$$
 (6.63)

Рабочие характеристики P_1 , I, P_2 , n, η , $\cos \phi = f(M)$ при U = const изображены на рис. 6.21.



Рис. 6.21. Рабочие характеристики УКД

Глава 7 ВЕНТИЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

7.1. Устройство вентильных двигателей постоянного тока

Недостатком рассмотренных выше коллекторных двигателей постоянного тока является наличие щеточно-коллекторного узла, которое снижает надежность и срок службы двигателя, вызывает радиопомехи, делает двигатель чувствительным к условиям окружающей среды. В этом отношении более предпочтительным является вентильный двигатель постоянного тока (ВДПТ), у которого роль щеточно-коллекторного узла выполняет управляемый полупроводниковый коммутатор. ВДПТ включает в себя три основные функциональные элементы:

1. Исполнительный элемент в виде трехфазного синхронного двигателя (СД);

2. Управляемый полупроводниковый коммутатор (УПК), выполненный на переключающих полупроводниковых элементах (транзисторах, тиристорах);

3. Датчик положения ротора (ДПР) двигателя относительно фазных обмоток, являющийся логическим элементом, определяющим последовательность и моменты переключения секций обмотки якоря (рис. 7.1) [25].



Рис. 7.1. Функциональная схема вентильного двигателя постоянного тока

На рис. 7.2 показана одна из конструктивных схем ВДПТ. Статор СД размещен в одном корпусе со статором ДПР, на котором расположены чувствительные элементы (ЧЭ) последнего. В настоящее время широкое применение получили ДПР с чувствительными элементами электромагнитного типа – дроссельными и трансформаторными. Магнитопроводы ЧЭ выполняются из электротехнической стали или феррита в виде колец, на которых размещены одна (дроссельный датчик) или две (трансформаторный датчик) катушки (рис. 7.3).



Рис. 7.2. Один из вариантов конструкции ВДПТ



Рис. 7.3. Схема датчика положения

На роторе ДПР размещены сигнальные элементы (СЭ) в виде сегментообразных постоянных магнитов. Управление осуществляется путем подмагничивания магнитных цепей ЧЭ сигнальными элементами при вращении ротора. При подмагничивании дросселя уменьшается его сопротивление, а в случае трансформаторного датчика прекращается связь между обмотками.

Таким образом, дроссельный датчик при подмагничивании вырабатывает управляющий сигнал, а трансформаторный – прекращает подачу сигнала.

В простейшем случае число чувствительных элементов равно числу фаз, а число сигнальных элементов – числу пар полюсов двигателя.

7.2. Принцип действия вентильного двигателя постоянного тока

Принцип действия ВДПТ удобно рассмотреть на примере двухполюсного трехсекционного ВДПТ с однополупериодной коммутацией или, что то же, с нереверсивным питанием. Схемой предусматривается раздельное включение секций. В соответствии с этим СЭ ДПР представляет собой сектор (постоянный маг-

нит) с угловым размером 120 электрических градусов и осью симметрии, перпендикулярной оси полюсов синхронного двигателя (СД) (рис. 7.4).

При вращении ротора ДПР его СЭ поочередно воздействуют на чувствительные элементы А', В', С', ориентированные по осям соответствующих фаз статора СД – А, В, С. Под действием СЭ чувствительные элементы ДПР вырабатывают управляющие сигналы, которые осуществляют поочередное переключение транзисторов Т₁, Т₂, Т₃ коммутатора и соединенных с ними секций. Наличие сигнала соответствует открытое состояние транзистора, а отсутствию – закрытое состояние.

Следовательно, каждая секция (фаза) обмотки статора СД в процессе вращения ротора СД подключается к источнику питания на интервале в 120 эл. градусов, соответствующем угловому размеру СЭ. На этом основании рассматриваемую коммутацию по времени открытого состояния транзисторов называют 120градусной коммутацией. Следует отметить, что в данном случае время открытого состояния транзисторов совпадает с межкоммутационным интервалом, т.е. временем между двумя следующими друг за другом переключениями ($\lambda = \alpha_{\kappa}$). В общем случае такое совпадение отсутствует.

Для защиты транзисторов от перенапряжения в момент их закрытия параллельно с каждой из секций обмотки статора СД включен встречный диод и стабилитрон.



Рис. 7.4. Схема вентильного двигателя постоянного тока с однополупериодной коммутацией

Принцип работы ВДПТ состоит в следующем. В положении ротора СД, указанном на рис. 7.4, чувствительный элемент А' находится в зоне действия СЭ ДПР. Транзистор T_1 открыт, а транзисторы T_2 и T_3 закрыты. Секция А обмотки статора подключена к источнику питания и по ней протекает ток I_a , создающий направленную по оси секции МДС F_a . Секции В и С отключены. В результате взаимодействия тока I_a с полем индуктора СД возникает электромагнитный момент, вызывающий вращение ротора СД и, следовательно, ротора ДПР против часовой стрелки. Если принять, что поле постоянного магнита распределяется вдоль воздушного зазора синусоидально, то вращающий момент можно записать в виде:

$$M = C_1 \Phi_0 F_a \sin(90^\circ - \alpha) = C_M \Phi_0 I_a \cos \alpha, \qquad (7.1)$$

где Φ_0 – поток ротора;

С₁ и С_м – постоянные коэффициенты;

α – угол поворота ротора, отсчитываемый от плоскости секции А.

При повороте ротора на угол $\alpha = \frac{\alpha_{\kappa}}{2} = 60^{\circ}$ чувствительный элемент А' выходит из зоны действия СЭ ДПР, транзистор T₁ закрывается и секция А отключается. Одновременно с этим в зону действия СЭ попадает чувствительный элемент В', который открывает транзистор T₂ и подключает к источнику питания секцию В. При этом электромагнитный момент обуславливается взаимодействием тока этой

секции с потоком постоянного магнита Φ_0 . После поворота ротора на угол $\alpha = \alpha_{\kappa} + \frac{\alpha_{\kappa}}{2} = 180^{\circ}$ наступает следующий межкоммутационный интервал (МКИ), в

течение которого рабочей секцией становится секция С.

Изобразим средние положения индуктора с пределах рассмотренных МКИ (рис. 7.5) и кривую момента (рис. 7.6).



Рис. 7.5. Средние положения индуктора



Рис. 7.6. Момент при нейтральной коммутации

Обратим особое внимание на то обстоятельство, что при вращении ротора в рассматриваемом случае происходит скачкообразное вращение МДС F_a с интервалом в 120 эл. градусов, синхронизированное с вращением ротора СД благодаря наличию обратной связи по положению последнего, осуществляемой с помощью ДПР. Частота переключения секции и следовательно частота вращения ротора, регулируется самой машиной в зависимости от ее режима работы, причем коммутатор поддерживает направление МДС статора (якоря), перпендикулярное оси магнитного потока индуктора в пределах МКИ. В этом состоит существенное отличие ВДПТ от обычного СД, у которого частота вращения определяется исключительно частотой питания и не зависит от режима работы.

Выше рассматривался случай нейтральной коммутации, когда чувствительные элементы строго ориентированы по осям соответствующих фаз (секций) обмотки статора СД. При сдвиге их на угол θ против вращения ротора двигателя коммутация получается упреждающей, а по вращению – отстающей. При этом средние положения ротора на МКИ оказываются сдвинутыми относительно плоскостей коммутируемых секций на тот же угол. Угол θ аналогичен сдвигу щеток с геометрической нейтрали в коллекторном двигателе постоянного тока.

Выражение для момента ВДПТ при упреждающей и отстающей коммутации получают вид:

$$M = C_{M} \Phi_{o} I_{a} \cos(\alpha - \theta); \qquad (7.2)$$

$$M = C_{M} \Phi_{o} I_{a} \cos(\alpha + \theta).$$
(7.3)

Зависимости $M = f(\alpha)$ для рассматриваемых случаев изображены на рис. 7.7, а, б.

Для ВДПТ характерны значительные пульсации электромагнитного момента. Устранение этого недостатка возможно за счет увеличения числа секций обмотки статора СД. Однако при этом усложняется схема коммутатора. Поэтому преимущественное применение получили ВДПТ с небольшим числом секций (2, 3, 4).



Рис. 7.7. Момент при опережающей (а) и отстающей (б) коммутации

Наряду с поочередным раздельным питанием секций, сущность которого рассмотрена выше, однополупериодная коммутация позволяет осуществить раздельно-совместное включение секций. В этом случае сигнальный элемент ДПР выполняется с угловым размером 180 эл. градусов. В результате вращения ротора СД происходит перекрытие СЭ одного или двух ЧЭ и подключение к источнику питания одной или двух секций обмотки статора двигателя. При этом МДС статора создается одной или двумя секциями и каждый из транзисторов находится в открытом состоянии на интервале 180 эл. градусов ($\lambda > \alpha$). Поэтому коммутацию называют 180-градусной.

7.3. Трехсекционный вентильный двигатель с двухполупериодной коммутацией

Трехсекционный ВДПТ с однополупериодной коммутацией имеет простейшую схему УПК с тремя транзисторами. Однако в тех случаях, когда главное значение имеет использование обмотки статора и всего объема СД, более предпочтительной оказывается двухполупериодная схема коммутатора. Такой коммутатор выполняется по мостовой схеме на шести транзисторах T₁ – T₆ (рис. 7.8). Диоды $Д_1 - Д_6$ служат для предотвращения перенапряжений на транзисторах, обусловленных ЭДС самоиндукции секций обмотки статора в моменты их отключения от источника питания. ДПР имеет шесть чувствительных элементов, из которых A', B', C' управляют транзисторами $T_1 - T_3$, а элементы A", B", C" – транзисторами $T_4 - T_6$.



Рис. 7.8. Трехсекционный вентильный двигатель при двухполупериодной коммутации

Как и в рассмотренном выше случае, СЭ ДПР может иметь угловой размер 120 или 180 эл. градусов. В соответствие с этим различают 120-градусную и 180-градусную коммутацию.

При 120-градусной коммутации СЭ датчика положения ротора одновременно перекрывает два чувствительных элемента (ЧЭ) (рис. 7.9, а), в результате чего к источнику питания на межкоммутационном интервале (МКМ) подключаются две последовательно соединенные секции (рис. 7.9, б), образующих эквивалентную обмотку (рис. 7.8, в). Если пренебречь влиянием индуктивности, то можно считать, что в процессе переключения секций (фаз) ток в секциях изменяется мгновенно и магнитная ось эквивалентной обмотки или, что то же, ее МДС вращается скачкообразно с угловым интервалом в 60 эл. градусов. В реальном случае такой подход к анализу можно применить если действительные величины (напряжение, ЭДС и ток) заменить их средними значениями.

При 180-градусной коммутации СЭ ДПР одновременно перекрывает три ЧЭ (рис. 7.9, г) и к источнику питания одновременно подключаются три секции (рис. 7.9, д), образующие эквивалентную обмотку. Ось этой обмотки также перемещается скачкообразно с угловым интервалом 60 эл. градусов.



Рис. 7.9. 120- и 180-градусная коммутация вентильного двигателя постоянного тока

В формулу момента при двухполупериодной коммутации следует подставлять параметры и ток эквивалентной обмотки, причем уменьшение МКИ от 120 до 60 эл. градусов существенно снижает пульсации момента при увеличении его среднего значения (рис. 7.10).



Рис. 7.10. Пульсации момента при 60-градусном межкоммутационном интервале

Глава 8 Электрические машины гироскопических систем

8.1. Общие сведения

Системы, принцип действия которых основан на использовании свойств гироскопа, называются гироскопическими. Электрические микромашины этих систем включают в себя гироскопические двигатели (гиродвигатели), моментные (коррекционные) двигатели и датчики угла. Наряду с этим в гироприборах нашли применение ВТ, сельсины, исполнительные двигатели, тахогенераторы.

Гироскоп представляет собой быстро вращающийся маховик (1), укрепленный в устройстве, обеспечивающем поворот оси вращения маховика в пространстве относительно основания, на котором он установлен. Это устройство называется кардановым подвесом (2 и 3 на рис. 8.1) [6, 11].



Рис. 8.1. Принципиальная схема гироскопа с тремя степенями свободы

Если ротор гироскопа установлен так, что он может поворачиваться относительно трех взаимно перпендикулярных осей, то говорят, что гироскоп имеет три степени свободы. При отсутствии действия на ротор такого гироскопа моментов внешних сил его называют свободным. Свободный гироскоп обладает двумя основными свойствами: 1) инерционностью, т.е. способностью сохранять неизменным положение главной оси ротора, т.е. оси его вращения, в пространстве;

2) прецессией под действием внешнего момента.

Прецессия гироскопа состоит в том, что при приложении к одной из осей, например x, момента M_x возникает вращение не рамки 2 вокруг этой оси, как для обычных тел, а поворот рамки 3 вокруг перпендикулярной оси y. Поворот рамки 3 вокруг оси y под действием момента M_x и называется прецессией гироскопа (рис. 8.1).

8.2. Гиродвигатели

8.2.1. Вращающий момент и полезная мощность гиродвигателя

Маховик гироскопа вместе с двигателем, приводящим его во вращение, называется гиродвигателем. В современных гироскопах наиболее широкое применение получили асинхронные и гистерезисные синхронные двигатели. В не очень ответственных системах применяются двигатели постоянного тока обычного исполнения с коллектором. Весьма перспективным является применение вентильных двигателей постоянного тока.

Точность и чувствительность любого гироприбора тем выше, чем больше величина и выше стабильность кинетического момента $M_{_{KИH}} = H = J\Omega$, где J – момент инерции маховика относительно оси вращения (г · см²), а Ω – угловая скорость вращения (1/с). Следовательно, гиродвигатель должен обладать в заданных габаритах максимально возможными моментом инерции и скоростью вращения Ω , а также абсолютной стабильностью массы и постоянством скорости.

Стремление к увеличению кинетического момента приводит к необходимости применения обращенной конструкции, в которой статор располагается внутри ротора. Конструктивно гиродвигатели можно разделить на двухстаторные (рис. 8.2) и одностаторные (рис. 8.3).

Особенностью работы гиродвигателей является то, что они работают вхолостую. С вала гиродвигателя не снимается никакой полезной мощности.

$$M = M_{\pi} + M_{\tau.\pi} + M_{\tau.\pi} + M_{\tau.c}.$$
 (8.1)

После достижения ротором гиродвигателя установившейся угловой скорости динамический момент $M_{\scriptscriptstyle \rm I}$ становится равным нулю и тогда

$$M = M_{T,T} + M_{T,U} + M_{T,C}.$$
 (8.2)

Этот момент условно считают полезным нагрузочным моментом, по величине которого определяется условная полезная мощность

$$P_{\rm R} = P_2 = M\Omega. \tag{8.3}$$

С целью уменьшения момента трения подбирается высококачественные подшипники, а сам гиродвигатель нередко помещают в разреженную среду или вакуум.

За КПД гиродвигателя принимают отношение условной полезной мощности к потребляемой мощности $P_1 = P_S$, т.е.

$$\eta = \frac{P_{\rm R}}{P_{\rm s}} = \frac{P_2}{P_1}$$

В современных гиродвигателях $\eta = 0,2...0,8, \cos \varphi = 0,4...0,8.$

8.2.2. Особенности асинхронных гиродвигателей

В качестве гиродвигателей, как правило, применяются трехфазные асинхронные двигатели (АГД) с короткозамкнутой обмоткой в виде беличьей клетки, которая обычно получается путем заливки пазов ротора алюминием под давлением.

Для точных гироскопических систем используется АГД обращенной конструкции с симметричным ротором и двумя внутренними статорами (рис. 8.2) [11].



Рис. 8.2. Двухстаторный асинхронный гиродвигатель с электродвигателями обращенного исполнения: 1 – статор; 2 – ротор

Напряжение питания АГД летательных аппаратов обычно составляет 36–40 В при частоте 400, 500, 1000 и более Гц. Рабочие частоты вращения их достигают 20000...60000 об/мин.
Одной из важнейших характеристик АГД является его механическая характеристика M = f(s) или M = f(n).



Рис. 8.3. Симметричный одностаторный гистерезисный гиродвигатель: 1 – статор; 2 – латунный обод; 3 – медная прокладка

Номинальный режим работы АГД определяется точкой пересечения механической характеристики M = f(s) с кривой момента сопротивления $M_c = f(s)$ (см. рис. 8.4).



Рис. 8.4. Механическая характеристика асинхронного двигателя M = f(s) и кривая момента сопротивления $M_c = f(s)$

На этом рисунке приняты следующие обозначения:

М_н – номинальный момент;

M_m – максимальный момент;

s_н – номинальное скольжение;

s_к – критическое скольжение.

Напомним, что момент АГД

$$M = \frac{m_1 U^2 r'_2}{\Omega_1 s[(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s})^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2]},$$
(8.4)

где $C_1 \approx 1 + \frac{X_1}{X_m}$.

Максимальный момент

$$M_{\rm m} \approx \frac{m_1 U^2}{2\Omega_1 C_1 (x_1 + C_1 x_2')}$$
 (8.5)

Критическое скольжение

$$s_{\kappa} \approx \frac{C_1 r_2'}{x_1 + C_1 x_2'}.$$
 (8.6)

Пусковой момент

$$M_{\kappa} = \frac{m_1 U^2 r'_2}{\Omega_1 [(r_1 + C_1 r'_2)^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2]}.$$
(8.7)

Кратность максимального момента

$$k_{\rm m} = \frac{M_{\rm m}}{M_{\rm H}}.$$
(8.8)

Кратность пускового момента

$$k_{\pi} = \frac{M_{\kappa}}{M_{\mu}}.$$
(8.9)

Вследствие повышенного момента инерции ротора АГД его электромеханическая постоянная времени относительно велика, поэтому время разбега двигателя при пуске может достигать нескольких минут. Уменьшение этого времени можно обеспечить за счет выбора надлежащих параметров ротора и статора и повышения напряжения двигателя на время пуска. С этой целью кратность максимального момента АГД обычно выбирается равной 2,0...5,0. Для больших АГД она может достигать 7...10. Кратность пускового момента обычно должна быть больше 1,5...2.

В крупных АГД, выполненных, как правило, с большим значением k_m , требуемая минимальная кратность пускового момента может быть достигнута при малых значениях s_{κ} . В этом случае стремление к большим значениям k_n и s_{κ} нежелательно по условиям работы в номинальном режиме: при малых s_{κ} жесткость механической характеристики и стабильность частоты вращения выше, а номинальное скольжение потери и нагрев меньше (здесь $s_{\kappa} = 0, 2...0, 4$).

В миниатюрных АГД, выполняемых обычно с малым значением k_m , для получения требуемого минимального значения k_n приходится увеличивать критическое скольжение до $s_{\kappa} \approx 0.6...0.9$.

Номинальное скольжение определяет потери в роторе, величину и стабильность номинальной частоты вращения и кинетического момента. Чем больше k_m и меньше s_k , тем меньше s_h . Для большинства АГД $s_h \approx 0,015...0,12$.

8.2.3. Синхронные гистерезисные гиродвигатели

В гироскопических системах высокой точности широкое применение получили синхронные гистерезисные гиродвигатели. К их преимуществам по сравнению с обычными синхронными двигателями, имеющими электромагнитное возбуждение или возбуждение от постоянных магнитов, следует прежде всего отнести простоту пуска. В то же время при постоянной частоте питания они обладают абсолютно жесткой механической характеристикой и, следовательно, абсолютной стабильностью частоты вращения независимо от изменения по разным причинам «нагрузочного» момента, давления, температуры окружающей среды, величины питающего напряжения. Таким образом, по стабильности частоты вращение и кинетического момента гистерезисные гиродвигатели оказываются более предпочтительными перед другими типами гиродвигателей.

Одностаторная симметричная конструкция гистерезисного гиродвигателя по-казана на рис. 8.3.

К недостаткам гистерезисных гиродвигателей следует отнести низкие энергетические показатели: КПД и соѕф. С целью уменьшения потерь от высших гармоник и повышения за счет этого КПД прибегают к применению пазов статора с минимально допустимым открытием и специальных обмоток, имеющих минимальные значения высших гармоник в кривой МДС. Для повышения соѕф, как отмечалось выше, применяется подмагничивание ротора.

8.3. Моментные двигатели

8.3.1. Назначение, классификация, требования

Моментным двигателем называется электромеханический преобразователь, у которого на вход подается электрический сигнал постоянного или переменного тока, а выходной величиной является электромагнитный момент. При этом в рабочем режиме ротор двигателя либо неподвижен, либо вращается с малой частотой вращения.

Главная ось гироскопа должна сохранять постоянство направления относительно системы координат, связанной с местом наблюдения. Однако вследствие вращения земли, изменения географических координат летательного аппарата и наличия вредных механических моментов ось гироскопа уходит от заданной плоскости. Для удержания оси гироскопа в заданной плоскости на гироскоп воздействуют внешним корректирующим моментом. В качестве источника корректирующего момента применяются электрические двигатели, которые в соответствии с их назначением называются коррекционными или моментными двигателями (МД) [25].

МД является встраиваемой машиной, не имеющей собственного вала и подшипников. Он выполняется в виде отдельных частей – статора и ротора – и является элементом конструкции прибора. Обычно ротор укрепляется на оси подвеса гироскопа, а статор – на детали, несущей подшипники этой оси, т.е. на наружной рамке карданнового подвеса или на корпусе прибора.

По своему назначению в гироскопических устройствах (ГУ) МД подразделяются на две группы:

1) с малыми корректирующими моментами для коррекции медленного ухода оси гироскопа вследствие небольших моментов трения в осях подвеса и дефектов балансировки системы;

2) с большими корректирующими моментами для так называемой силовой стабилизации в пространстве отдельных объектов (прицела, антенны радиолокатора и т.п.)

МД как исполняющие элементы используются для различного рода коррекции гироскопа и для начального приведения оси гироскопа в заданное положение. Кроме того, МД широко применяется в измерительных гироскопических приборах (гиротахометрах, тахоакселерометрах). В соответствии с этим МД подразделяются по величине допускаемых взаимных перемещений элементов системы: с большими неограниченными перемещениями; с малыми взаимными отклонениями.

Рассмотрим в качестве примера схему коррекции с датчиком угла (ДУ). Допустим ротор датчика связан не с гироскопом, а, например, с летательным аппаратом, управляемым автопилотом, чувствительным элементом которого является гироскоп.

Уход гироскопа от заданного направления повлечет за собой поворот ротора ДУ. Возникающий электрический сигнал после усиления подается на МД. Последний развивает момент, пропорциональный подающему сигналу. МД вызывает прецессию гироскопа и возвращение его в требуемое положение. По мере поворота гироскопа и, следовательно, летательного аппарата и ротора ДУ электрический сигнал, вырабатываемый в его статоре, будет уменьшаться до тех пор, пока не окажется равным нулю.

Требования к МД

К МД как к корректирующим элементам предъявляются следующие требования:

1) возможность реверсирования для изменения направления выходного момента;

2) сохранение величины момента при изменении его направления;

3) большой момент на единицу потребляемой мощности, т.е. большой удельный момент;

4) малая мощность управления;

5) отсутствие остаточного (нулевого) момента;

6) линейность характеристики момента в зависимости от напряжения управления;

7) отсутствие момента трения (как сухого, так и вязкого) при перемещении ротора МД относительно его статора;

8) минимальное число токопроводов;

9) малые габариты и масса;

10) способность работать в заданных климатических условиях;

11) стабильность выходной характеристики при изменении условий работы.

8.3.2. Асинхронные МД

В качестве МД применяются асинхронные двигатели с полым немагнитным, полым ферромагнитным (омедненным) и короткозамкнутым ротором. МД с полым ротором выполняются двухфазными, а с короткозамкнутым ротором двух- и трехфазными. Трехфазные применяются в случае силовой стабилизации при больших моментах.

Достоинства асинхронных моментных двигателей (АМД):

1) практически полная независимость величины момента от положения ротора;

2) линейность зависимости момента от напряжения управления (сигнала);

3) возможность снизить мощность управления в двухфазных АМД за счет обмотки возбуждения, которая потребляет половину мощности, что благоприятно отражается на работе усилителя в цепи обмотки управления.

В настоящее время применяются две разновидности конструкции АМД с полым ротором:

- обращенная с обмотками на внутреннем статоре (рис. 8.5, а, б);

– необращенная с обмотками на наружном статоре (рис. 8.5, в, г).



Рис. 8.5. Обращенная конструкция асинхронного моментного двигателя с полым немагнитным ротором (а) и с ферромагнитным омедненным ротором (б); необращенная конструкция асинхронного моментного двигателя с немагнитным полым ротором (в) и с ферромагнитным омедненным ротором (г)

Моментные двигатели являются управляемыми, так как корректирующий момент должен быть не только разной величины, но и разных направлений. Для реверсирования двухфазных АМД их нередко выполняют с двумя обмотками управления, намотанными в противоположных направлениях.

Так как обычно асинхронные гиродвигатели выполняются трехфазными, то возможны различные схемы включения обмоток возбуждения и управления по отношению к линейному и фазному напряжениям питающей сети (рис. 8.6, а, б, в, г)



Рис. 8.6. Схемы включения обмоток двухфазных асинхронных моментных двигателей

Моментные двигатели выполняются плоскими, т.е. с большим диаметром и малой длиной:

$$Д/L_{\delta} >> 1, 2p = 8...26$$
 и более.

Недостатки АМД:

а) невысокое значение выходного момента;

б) наличие остаточного (нулевого) момента.

8.3.3. Моментные двигатели постоянного тока

При всех своих достоинствах рассмотренные выше АМД с неограниченным углом поворота в некоторых случаях не могут обеспечить необходимого момента в ограниченных габаритах двигателя. По использованию и по удельному моменту МД постоянного тока примерно на порядок превосходят АМД.

В настоящее время получили широкое применение моментные двигатели постоянного тока с неограниченным углом поворота, имеющие возбуждение от постоянных магнитов: коллекторные (КМД) и вентильные (ВМД).

ВМД в принципе могут иметь такое же конструктивное выполнение, что и коллекторные двигатели постоянного тока общего применения. Конструктивно они могут быть с внутренним или наружным индуктором. Однако преимущественное применение получили КМД с наружным индуктором:

а) с радиальными магнитами (рис. 8.7);

б) с тангенциальными магнитами (рис. 8.8);

в) с тангенциально-радиальными магнитами (рис. 8.9).



Рис. 8.7. Коллекторный моментный двигатель с радиальными магнитами



Рис. 8.8. Коллекторный моментный двигатель с тангенциальными магнитами



Рис. 8.9. Коллекторный моментный двигатель (КМД) с радиальнотангенциальными магнитами

Индукторы с радиальными и тангенциальными магнитами рекомендуется применять в случае использования магнитотвердых материалов с большой остаточной индукцией, а индуктор с тангенциально-радиальными магнитами – в случае высокоэрцитивных магнитотвердых материалов.

Индуктор с радиальными постоянными магнитами имеет цилиндрическое стальное ярмо (станину), к которому крепятся радиальные магниты, являющиеся полюсами индуктора. Иногда они снабжаются полюсными наконечниками. С целью магнитной экранировки индуктора предусматриваются ферромагнитные экраны.

Индуктор с тангенциальным расположением магнитов набирается из штампованных листов ферромагнитного материала с пазами для размещения постоянных магнитов. Неявно выраженными полюсами индуктора являются ферромагнитные участки между соседними магнитами, обращенные к поверхности якоря.

Индуктор с тангенциально-радиальным расположением постоянных магнитов состоит из призматических магнитов, между которыми со стороны рабочего зазора расположены клиновидные полюсные башмаки, а со стороны станины между магнитами имеются ферромагнитные клинья, выполняющие роль ярма. Главным достоинством такой конструкции является возможность создания в зазоре требуемого значения индукции. При этом каждое полюсное деление может быть сформировано одним полюсным башмаком, двумя соседними или более, чем двумя.

Якорь КМД может быть зубчатым (рис. 8.10) или гладким из листов электротехнической стали, пермаллоя или из супермендюра 49КФ-ВИ. Обмотка якоря – волновая.



Рис. 8.10. Якорь КМД

В моментном приводе все более широкое применение получают вентильные моментные двигатели (ВМД). ВМД представляет собой конструктивное объединение многополюсного синхронного двигателя с возбуждением от постоянных магнитов и полупроводникового коммутатора, частота отпирающих импульсов

которого регулируется самим двигателем благодаря наличию обратной связи по положению ротора, осуществляемого с помощью датчика положения ротора (ДПР).

В отличие от КМД для ВМД характерна обращенная конструкция, в которой ротором является индуктор с постоянными магнитами, а статором – якорь с тфазной обмоткой (рис. 8.11 и 8.12). Такое исполнение исключает токосъем с вращающейся части двигателя.



Рис. 8.11. Индуктор вентильного моментного двигателя постоянного тока (ВДПТ) с радиальными магнитами

Выше рассматривались МД с неограниченным углом поворота. Однако на практике находят широкое применение МД с малым взаимным перемещением ротора относительно статора. Известно большое число разновидностей таких МД. На рис. 8.13 изображена одна из конструкций МД со статором на диэлектрической основе, наибольший угол поворота которого составляет 45°.



Рис. 8.12. Индуктор ВДПТ с тангенциальными магнитами



Рис. 8.13. Вентильный моментный двигатель постоянного тока с полым якорем и ограниченным углом поворота

8.4. Датчики угла

Датчики угла представляют собой устройства, предназначенные для определения углового положения гироскопа и преобразования угла поворота карданового подвеса в физическую величину, удобную для дистанционной передачи и дальнейшего использования [5].

Существует большое разнообразие датчиков угла: потенциометрические, фотоэлектрические, пневматические, электромашинные и т.п. К ним предъявляются разнообразные требования, основными из которых являются:

1) линейность, стабильность и высокая крутизна выходной характеристики $U = f(\alpha)$ и минимальный порог чувствительности;

2) минимальный момент, прикладываемый со стороны датчика к гироскопу;

3) минимально возможные габариты и масса подвижной части датчика;

4) минимально возможный остаточный сигнал.

Наиболее простыми по конструкции являются датчики угла с короткозамкнутым витком на роторе (рис. 8.14) и датчики с явнополюсным ротором (рис. 8.15). В обоих случаях на статоре размещены по две обмотки, сдвинутые в пространстве на 90°: обмотка возбуждения и выходная обмотка.





Рис. 8.14. Датчик угла с короткозамкнутым витком на роторе Рис. 8.15. Датчик угла с явнополюсным ротором

В датчике с короткозамкнутой обмоткой на роторе ЭДС создается поперечной составляющей потока обмотки возбуждения. При совпадении осей обмоток статора и короткозамкнутой обмотки ротора ЭДС на выходе датчика равна нулю и достигает максимума при повороте ротора на угол $\alpha = 45^{\circ}$. Недостаток – наличие момента обратного воздействия.

В датчике угла с явнополюсным ротором (см. рис. 8.15) при совпадении оси полюсов с осями обмоток статора выходная ЭДС равна нулю и достигает максимума также при угле α = 45°. Недостаток – наличие реактивного момента и большая нелинейность выходной характеристики.



Рис. 8.16. Трехстержневой дифференциально-трансформаторный датчик угла

На рис. 8.16 представлена конструкция трехстержневого индукционного датчика на малый диапазон отклонения (7–10°), выходной электрический сигнал которого пропорционален перераспределению магнитного потока возбуждения. На среднем стержне сердечника статора размещена обмотка возбуждения, а на двух крайних стержнях размещены две одинаковые встречно включенные части выходной обмотки. Ротор является подвижным звеном магнитной цепи.

Магнитный поток, создаваемый обмоткой возбуждения $\Phi_{\rm B} = \Phi_1 + \Phi_2$ наводит в каждой из частей выходной обмотки противоположно направленные ЭДС. Потоки Φ_1 и Φ_2 пропорциональны магнитным проводимостям воздушного зазора под крайними стержнями. При симметричном расположении ротора относительно статора $\Phi_1 = \Phi_2 = \frac{\Phi_{\rm B}}{2}$ и ЭДС обеих частей выходной обмотки одинаковы, а ЭДС на выходе датчика теоретически равна нулю. Это положение ротора принимается за нулевое. При отклонении его от этого положения на расстояние Δx происходит перераспределение потоков, причем

 $\Phi_1 = \Phi_{\scriptscriptstyle B} + \Delta \Phi$ и $\Phi_2 = \Phi_{\scriptscriptstyle B} - \Delta \Phi$.

В результате появляется ЭДС выходной обмотки

$$E_{\text{Bbix}} \sim (\Phi_1 - \Phi_2)$$

В гиросистемах широкое применение в качестве датчиков угла получили датчики типа микросин (рис. 8.17) [12]. Они имеют четырехполюсный статор, причем на каждом полюсе размещены по две катушки: первичная и вторичная. Последовательно согласным соединением первичных катушек всех полюсов образуется первичная обмотка, а последовательно встречным соединением вторичных катушек – вторичная обмотка датчика. Ротор двухполюсный с дугой 90°. Пакеты статора и ротора набираются из электротехнической стали.



Рис. 8.17. Индукционный датчик типа микросин

При нулевом положении каждый полюс ротора перекрывает по половине разноименных полюсов статора (см. рис. 8.17). При повороте ротора вследствие перераспределения потоков (рис. 8.18) во вторичной обмотке наводится ЭДС, амплитуда которой зависит от величины угла поворота ротора, а фаза – от направления поворота. Датчик обладает достаточно высокой надежностью и отсутствием момента сопротивления при повороте ротора.

Микросин может работать в режиме МД если обмотку возбуждения разместить на одной паре полюсов, а обмотку управления – на другой.



Рис. 8.18. Приближенная картина магнитного поля для трех основных положений ротора микросина

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Основной

1. Чечет Ю.С. Электрические машины автоматических устройств. –М. –Л.: Госэнергоиздат, 1957.

2. Ермолин Н.П. Электрические машины малой мощности. –Л.: Высшая школа, 1967.

3. Лопухина Е.М., Сомихина Г.С. Асинхронные машины с полым ротором. -М.: Москва, 1967.

4. Каасик П.Ю., Несговорова Е.Д. Управляемые асинхронные двигатели с беличьей клеткой на роторе в системах автоматики. –М. –Л.: 1967.

5. Хрущев В.В. Электрические машины систем автоматики. –Л.: Энергоатом-издат, 1985.

6. Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств. –М.: Высшая школа, 1988.

7. Бертинов А.И. Электрические машины авиационной автоматики. М.: Оборонгиз, 1976.

8. Лопухина Е.М. Асинхронные исполнительные микродвигатели для систем автоматики. –М.: Высшая школа, 1988.

9. Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности. –М.: Высшая школа, 2002.

10. Справочник по электрическим машинам / Под ред. И.П. Копылова и Б.К. Клокова – М.: Энергоатомиздат, 1989. – Т.2.

Дополнительный

11. Мастяев Н.З., Орлов И.Н. Гистерезисные электродвигатели. –М.: Издательство «МЭИ», 1963. – ч.І.

12. Пульер Ю.М. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следящих систем. –М.: Издательство «Машиностроение», 1964.

13. Лопухина Е.М., Сомихина Г.С. Проектирование асинхронных микромашин с полым ротором. –М.: Энергия, 1968.

14. Постников И.М., Рале В.В. Синхронные реактивные двигатели. –Киев: Техніка, 1970.

15. Каасик П.Ю., Несговорова Е.Д., Борисов А.Р. Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей. –Л.: Энергия, 1972.

16. Карпенко Б.К., Ларченко В.И., Прокофьев Ю.А. Шаговые двигатели. Киев: Техніка, 1972.

17. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Б.А. Ивоботенко, В.П. Рубцов, Л.А. Садовский и др; Под ред. М.Г. Чиликина. –М.: Энергия, 1971.

18. Испытание электрических микромашин /Н.В. Астахов, Б.В. Крайз, Е.М. Лопухина и др. –М.: Высшая школа 1973.

19. Каасик П.Ю. Тихоходные безредукторные микроэлектродвигатели. –Л.: Энергия, 1974.

20. Электрические двигатели с гладким якорем для систем автоматики / Ю.К. Васильев, Г.В. Лазарев, Н.С. Рубан и др. –М.:, Энергия, 1979.

21. Покровский С.В. Специальные электрические машины переменного тока для автоматизированных электроприводов. –Челябинск: Издательство ЧГУ, 1983.

22. Арменский Е.В., Фальк Г.Б. Электрические микромашины. –М.: Высшая школа, 1984.

23. Г. Штелтинг, А. Байссе. Электрические микромашины. –М.: Энергоатомиздат, 1991.

24. Лифанов В.А. Расчет электрических машин малой мощности. – Челябинск: Издательство «ЮУрГУ», 2000.

25. Лифанов В.А. Расчет электрических машин малой мощности с возбуждением от постоянных магнитов. –Челябинск: Издательство ЮУрГУ, 2003.

232

оглавление

Введение	3
Глава 1. Асинхронные микродвигатели автоматических устройств	
1.1. Основы теории двухфазных несимметричных асинхронных двигате- лей	
1.1.1. Общие сведения	7
1.1.2. Условия получения кругового вращающегося поля в двухфаз-	
ной несимметричной машине	8
1.1.3. Метод симметричных составляющих применительно к анализу	
работы двухфазных несимметричных асинхронных двигате-	
лей	12
1.1.4. Схема замещения двухфазного несимметричного асинхронного	
двигателя	14
1.1.5. Энергетическая диаграмма и вращающий момент двухфазного	
несимметричного двигателя	17
1.2. Однофазные асинхронные микродвигатели	• •
1.2.1. Классификация однофазных асинхронных микродвигателей	20
1.2.2. Схема замещения и вращающий момент однофазного асин-	20
хронного двигателя	20
1.2.3. Однофазный асинхронный двигатель с пусковым сопротивле-	
124 Отнофозицій доннурочний приготоди, а пискорим кондоновто	22
1.2.4. Однофазный асинхронный двигатель с пусковым конденсато-	25
125 Асинуронный конленсаторный двигатель	23
1.2.6. Олнофазный асинхронный двигатель с экранированными полю-	20
сами	33
1.2.7. Использование трехфазных АД для работы от однофазной сети.	00
Универсальный асинхронный двигатель	36
1.3. Асинхронные исполнительные двигатели	
1.3.1. Общие сведения об исполнительных микродвигателях	40
1.3.2. Особенности устройства асинхронных исполнительных двига-	
телей. Механическая характеристика	40
1.3.3. Схемы включения и способы управления	43
1.3.4. Схемы замещения и вращающий момент асинхронного испол-	
нительного двигателя	44
1.3.5. Асинхронный исполнительный двигатель с амплитудным	40
	49
1.5.0. Асинхронный исполнительный двигатель с фазным управлени-	55
137 Конленсаторная схема включения асмихронного лемгателя	55
(конденсаторный АИЛ)	57
1.3.8. Самоход и пути его устранения	60

1.3.9. Динамические постоянные асинхронных исполнительных дви-	<i>с</i> 1
гателей	61
1.3.10. Разновидности асинхронных исполнительных двигателей	64
Глава 2. Тахогенераторы	
2.1. Общие сведения	70
2.2. Асинхронный тахогенератор с полым ротором	
2.2.1. Устройство асинхронного тахогенератора	70
2.2.2. Принцип действия асинхронного тахогенератора с полым рото-	7 1
ром	71
2.2.3. Уравнения выходной характеристики асинхронного тахогенера-	72
тора	/3
2.2.4. Анализ погрешностей асинхронного тахогенератора	75
2.2.5. Скоростные погрешности	76
2.2.6. Температурные погрешности	78
2.2.7. Крутизна выходной характеристики	78
2.2.8. Остаточная ЭДС	79
2.2.9. Работа асинхронного тахогенератора в качестве датчика угло-	
вых ускорений	82
2.2.10. Достоинства и недостатки асинхронного тахогенератора с по-	
лым ротором	82
2.3. Синхронные тахогенераторы	82
2.4. Тахогенераторы постоянного тока	
2.4.1. Общие сведения	83
2.4.2. Уравнение выходной характеристики и погрешности тахогене-	
ратора постоянного тока	83
2.4.3. Температурная погрешность	86
2.4.4. Асимметрия выходного напряжения	87
2.4.5. Пульсации выходного напряжения	87
Глава 3. Сельсины	
3.1. Назначение. Классификация и устройство сельсинов	90
3.2. Индикаторный режим работы однофазных сельсинов	
3.2.1. ЭДС и токи в обмотках синхронизации	93
3.2.2. Синхронизирующий момент однофазного сельсина, работаю-	
щего в однофазном режиме	96
3.2.3. Классы точности индикаторных сельсинов-приемников	101
3.2.4. Факторы, влияющие на точность работы индикаторных сельси-	
нов-приемников	
-	102
3.2.5. Точность сельсинов-датчиков. Динамический режим работы	104
3.3. Работа однофазных сельсинов в трансформаторном режиме	105
3.4. Дифференциальные сельсины	108
Глава 4. Вращающиеся трансформаторы	
4.1. Назначение, устройство и классификация вращающихся трансфор-	
маторов	110
-	

4.2. Синусный вращающийся трансформатор (СВТ)	112
4.3. Синус-косинусные вращающиеся трансформаторы (СКВТ) 4.3.1. Синус-косинусный вращающийся трансформатор при вторич-	110
ном симметрировании	116
4.3.2. Синус-косинусный вращающийся трансформатор при первич- ном симметрировании	118
4.4. Линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ)	
4.4.1. Общие сведения	119
4.4.2. Линейный вращающийся трансформатор при вторичном сим- метрировании	120
4.4.3. Линейный вращающийся трансформатор с первичным симмет-	
рированием	122
4.5. ВТ-построитель	124
4.6. ВТ-фазовращатель	127
4.7. Система синхронной связи на вращающихся трансформаторах	130
4.8. Точность работы вращающихся трансформаторов	132
4.9. Многополюсные ВТ	132
Глава 5. Синхронные микродвигатели	
5.1. Общие сведения	135
5.2. Синхронные микродвигатели с возбуждением от постоянных магни-	
ТОВ	
5.2.1. Особенности конструкции	135
5.2.2. Уравнения напряжения, векторные диаграммы и вращающий	
момент синхронного микродвигателя с возбуждением от посто-	
янных магнитов	138
5.2.3. Пуск в ход синхронных микродвигателей с возбуждением от	
постоянных магнитов	141
5.3. Синхронный реактивный двигатель	
5.3.1. Принцип действия реактивного двигателя	143
5.3.2. Уравнения напряжения, векторные диаграммы и вращающий	
момент синхронного реактивного двигателя	144
5.3.3. Особенности конструкции синхронных реактивных двигателей.	146
5.3.4. Пусковые и рабочие свойства синхронных реактивных двигате-	
лей	1.45
	147
5.4. Синхронные гистерезисные микродвигатели	1.40
5.4.1. Устроиство и принцип деиствия	149
5.4.2. Особенности рабочих и пусковых своиств гистерезисных двига-	1.50
телеи	152
5.5. Суосинхронные двигатели 5.5.1. Приница расстроновности полнови и состояти с состояти с	
э.э.т. принцип электромагнитной редукции частоты вращения	155
552 Приници войстрия субеннурании и прираданой	133
5.5.2. принцип деиствия суосинхронных двигателей	130

5.5.3. Некоторые особенности конструкции субсинхронных двигате- лей	
	161
5.5.4. Особенности пуска субсинхронного двигателя	162
5.6. Двигатели с катящимся ротором	
5.6.1. Принцип действия	163
5.6.2. Устройство ЛКР	165
5.7. Шаговые лвигатели	
571 Общие свеления	166
5.7.2 III Π c активным ротором	167
5.7.3. Способы управления ШЛ	169
5.7.4. Реактивный шаговый двигатель	170
5.7.5. Велицины характеризующие работу шагорых пригателей	172
5.7.6 Herotopi le papilopi illoctu kolictovicium III Π	175
Гирра 6 Колдектории се микродригатели	175
6.1. Общие сволония	190
6.2. Исполнительные пригодоли настоящието доно	100
6.2.1. исполнительные двигатели постоянного тока с якорным управ-	107
лением	183
6.2.2. Исполнительные двигатели постоянного тока с полюсным	107
управлением	18/
6.2.3. Динамические постоянные исполнительных двигателей посто-	100
янного тока	190
6.2.4. Сравнительная оценка ИДП с якорным и полюсным управлени-	100
ем	192
6.3. Исполнительные двигатели постоянного тока с возбуждением от по-	
стоянных магнитов	192
6.4. Малоинерционные исполнительные двигатели постоянного тока	
6.4.1. Малоинерционные двигатели с печатной обмоткой якоря	194
6.4.2. Малоинерционные двигатели с обычной обмоткой якоря	195
6.4.3. Исполнительные двигатели постоянного тока с гладким яко-	
рем	198
6.5. Универсальные коллекторные двигатели	
6.5.1. Общие сведения. Электромагнитный момент	200
6.5.2. Векторная диаграмма напряжения универсального коллектор-	
ного двигателя	202
Глава 7. Вентильные двигатели постоянного тока	
7.1. Устройство вентильных двигателей постоянного тока	205
7.2. Принцип действия вентильного двигателя постоянного тока	206
7.3. Трехсекционный вентильный двигатель с двухполупериодной ком-	
мутацией	210
Глава 8. Электрические машины гироскопических систем	
8.1. Общие сведения	214
8.2. Гиродвигатели	

8.2.1. Вращающий момент и полезная мощность гиродвигателя	215
8.2.2. Особенности асинхронных гиродвигателей	216
8.2.3. Синхронные гистерезисные гиродвигатели	219
8.3. Моментные двигатели	
8.3.1. Назначение, классификация, требования	219
8.3.2. Асинхронные МД	221
8.3.3. Моментные двигатели постоянного тока	223
8.4. Датчики угла	228
Библиогр. список	231