МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, МЕХАНИКИ И ОПТИКИ

А.А. Усольцев

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ АВТОМАТИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ

Учебное пособие



Санкт-Петербург

2011

Усольцев А.А. Электрические машины автоматических устройств /Учебное пособие. СПб: СПбГУ ИТМО, 2011, - 213 с.

Пособие содержит основные положения теории двухфазных и однофазных двигателей переменного тока, устройство, принцип действия и характеристики силовых и исполнительных микродвигателей постоянного и переменного тока, а также информационных электрических машин систем автоматики.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению 140400 «Электроэнергетика и электротехника».

Рекомендовано к печати учёным советом факультета компьютерных технологий и управления, 14.09.2010, протокол №13.



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена Программа развития государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики» на 2009–2018 годы.

© Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, 2011

© А.А. Усольцев, 2011



## Введение

Современные устройства автоматики, робототехники и вычислительной техники невозможно представить без электрических приводов, осуществляющих движение рабочих органов. Очень часто в таких системах требуется осуществить преобразование электрических величин одного вида в электрические величины другого вида или преобразовать механические величины в электрические сигналы, связанные с ними функционально. Электрические машины являются основой большинства систем дистанционного управления и телемеханики.

Большая часть этих задач выполняется индукционными электрическими машинами малой мощности – до 500...600 Вт, называемых микромашинами. От качества микромашин в значительной степени зависят возможности систем автоматики в целом. Они обычно также определяют и надёжность системы.

В зависимости от назначения микромашины можно разделить на две большие группы: электрические машины общепромышленного (широкого) применения и машины автоматических устройств.

В группу машин общего применения входят в основном микродвигатели. Бо́льшая часть этих двигателей рассчитана на питание от однофазных сетей переменного тока частотой 50 Гц и напряжениями 127, 220 и, реже, 380 В. Микродвигатели, так же как двигатели средней и большой мощности, могут быть асинхронными, синхронными и коллекторными.

К микродвигателям общепромышленного назначения предъявляются такие же требования, как ко всем электрическим машинам. Однако требования к энергетическим показателям (КПД,  $\cos \phi$ ) у них часто снижаются, т.к. белее жёстко ставится требование технологичности конструкции. Обычно к микродвигателям общепромышленного применения не предъявляется также повышенных требований в отношении массы, габаритов и надёжности, т.к. эти свойства связаны с увеличением стоимости машины, что часто неприемлемо для потребителя.

Функции, выполняемые микромашинами автоматических устройств, гораздо шире. В качестве двигателей они используются в нерегулируемых, регулируемых и следящих приводах. Кроме того, они используются в качестве датчиков механических координат и преобразователей механических величин в электрические. Особые функции выполняют микромашины систем синхронной связи.

Помимо требований, предъявляемым ко всем электрическим машинам, микромашины автоматических устройств должны также соответствовать особым требованиям, определяемым техническими условиями и ГОСТами на различные типы и группы этих машин. В целом можно сказать, что требования к микромашинам автоматики гораздо выше, чем к машинам общепромышленного применения. Поэтому они изготавливаются из высококачественных материалов, по более сложным технологиям с меньшими допусками. Кроме того, в них используются особые конструктивные решения, позволяющие оптимизи-



ровать тот, или иной параметр. Это улучшает качество и увеличивает надёжность машин, но значительно повышает их стоимость.

# Часть 1. Основы теории двухфазных и однофазных микромашин

В отличие от приводов общепромышленного применения, в системах автоматики в основном используются двухфазные или однофазные асинхронные двигатели. Это связано с тем, что источники питания устройств малой мощности, как правило, однофазные. При этом двухфазные двигатели, т.е. двигатели, имеющие две обмотки на статоре, как и однофазные, питаются от однофазной сети, а для получения необходимого фазового сдвига магнитных потоков подключение к источнику производится через различные фазосдвигающие устройства. В общих курсах электрических машин вопросы, связанные с работой двухфазных двигателей, либо вообще не рассматриваются, либо эти разделы курса носят ознакомительный характер, поэтому сначала остановимся на теории машин этого класса.

## 1. Магнитодвижущие силы и магнитные поля двухфазных микродвигателей

### 1.1. Метод симметричных составляющих

Условимся под <u>симметричным режимом</u> работы машины переменного тока понимать, такой режим, при котором в ней формируется круговое вращающееся магнитное поле.

Двухфазные двигатели, в отличие от трёхфазных, чаще всего работают в несимметричных режимах, т.е. при эллиптических полях. Причиной асимметрии могут быть как асимметрия машины, так и асимметрия питания обмоток.



Рис. 1.1. Симметричная (а) и несимметричные (б-в) конструкции машин

В понятие <u>симметрии</u> <u>двигателя</u> можно включить электрическую, магнитную и пространственную симметрию. Под электрической симметрией следует понимать равенство электрических параметров всех элементов, входящих в электрические цепи обмоток. Магнитная симмет-

рия означает равномерный воздушный зазор и магнитопровод, обладающий одинаковой магнитной проводимостью во всех радиальных направлениях. Кроме того, этот вид симметрии предполагает одинаковую конструкцию обмоток, т.е. одинаковое эффективное число витков и одинаковые фазные зоны обмоток. Пространственная симметрия предполагает смещение осей обмоток в пространстве на 90° эл. Нарушение любого из условий симметрии означает, что машина несимметрична (рис. 1.1).



Под <u>симметричным</u> <u>питанием</u> мы будем понимать питание обмоток от двух источников переменного тока с одинаковой амплитудой и частотой напряжений, фа-



Рис. 1.2. Симметричная (а) и несимметричные (б-г) системы напряжений

зы которых смещены по отношению друг к другу на 90° (рис. 1.2).

В симметричной машине при симметричном питании магнитное поле будет круговым во всех режимах работы. В несимметричной машине круговое поле может быть создано только при определённой асимметрии питания, параметрах внешней цепи и режиме работы.

Следует заметить, что данное выше определение двухфазной симметричной системы питания не соответствует обычному понятию симметричной многофазной системы, в которой все входящие в неё величины имеют одинаковую амплитуду и смещены по фазе относительно друг друга на угол

$$\Psi_q = q \frac{2\pi}{m},$$



где m – число фаз, а q = 1, 2...m. Такие системы обладают свойством симметрии, которое заключается в равенстве нулю суммы мгновенных значений величин. Двухфаз-

Рис. 1.3. Разложение векторов на симметричные составляющие

ная система не обладает этим свойством. Действительно,

 $u_A + u_B = U_m \sin \omega t + U_m \sin(\omega t \pm \pi/2) = \sqrt{2}U_m \sin(\omega t \pm \pi/4) \neq 0$ 

Несмотря на это, двухфазная симметричная система питания при симметричной нагрузке ( $\underline{Z}_A = \underline{Z}_B = ze^{j\phi}$ ) уравновешена, т.е. мгновенное значение мощности, потребляемой в такой системе, является постоянной величиной

$$p = u_A t_A + u_B t_B =$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{2}U \sin \omega t \cdot \sqrt{2}I \sin(\omega t - \varphi) + \\ +\sqrt{2}U \sin(\omega t - \pi/2) \cdot \sqrt{2}I \sin(\omega t - \pi/2 - \varphi) \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} UI[\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] + \\ +UI[\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi - \pi)] \end{bmatrix} = 2UI \cos \varphi = \text{const}$$



Любую двухфазную несимметричную систему векторов <u>А</u> и <u>В</u> можно разложить на две симметричные с прямым и обратным порядком следования фаз (рис. 1.3): Пусть

$$\underline{A} = \underline{A}_+ + \underline{A}_-; \quad \underline{B} = \underline{B}_+ + \underline{B}_-,$$

где:  $\underline{B}_{+} = +j\underline{A}_{+}; \underline{B}_{-} = -j\underline{A}_{-}$  – векторы симметричных составляющих. Отсюда

$$\begin{cases} \underline{A} = \underline{A}_{+} + \underline{A}_{-} \\ \underline{B} = \underline{B}_{+} + \underline{B}_{-} = j(\underline{A}_{+} - \underline{A}_{-}) \end{cases} \implies \begin{cases} \underline{A}_{+} = (\underline{A} - j\underline{B})/2 \\ \underline{A}_{-} = (\underline{A} + j\underline{B})/2 \end{cases}$$
(1.1)

Это позволяет использовать для анализа процессов в ненасыщенных машинах метод симметричных составляющих. Причём, векторами и их симметричными составляющими могут быть представлены ЭДС, напряжения, токи, МДС и потокосцепления.

## 1.2. Магнитное поле в двухфазных машинах

Пусть по обмоткам *A* и *B*, смещённым в пространстве на угол  $\gamma$ , протекают переменные токи с частотой  $\omega$ , которые создают в зазоре пульсирующие МДС  $F_A$ , и  $F_B$ , имеющие в общем случае разные амплитуды  $F_{Am} = \alpha F_{Bm}$  и фазовый сдвиг  $\beta$ .

$$F_A = \alpha F_{Bm} \cos \omega t; \ F_B = F_{Bm} \cos(\omega t + \beta)$$
(1.2)

Пользуясь формулой Эйлера, каждую пульсирующую МДС можно разложить на две составляющие, имеющие модуль равный половине амплитуды и вращающиеся в противоположных направлениях:

$$F_{A} = \alpha F_{Bm} \cos \omega t = \frac{\alpha F_{Bm}}{2} e^{j\omega t} + \frac{\alpha F_{Bm}}{2} e^{-j\omega t} = F_{A+} + F_{A-}$$
$$F_{B} = F_{Bm} \cos(\omega t + \beta) = \frac{F_{Bm}}{2} e^{j(\omega t + \beta)} + \frac{F_{Bm}}{2} e^{-j(\omega t + \beta)} = F_{B+} + F_{B-}$$

Для нулевого момента времени положение векторов МДС в пространстве будет иметь вид, показанный на рис. 1.4

Из треугольника 0*ab* можно определить модуль суммарной составляющей прямого вращения

$$|\mathbf{F}_{+}| = \sqrt{|\mathbf{F}_{A+}|^{2} + |\mathbf{F}_{B+}|^{2} - 2|\mathbf{F}_{A+}||\mathbf{F}_{B+}|\cos(\angle 0ab)} = \frac{F_{Bm}}{2}\sqrt{\alpha^{2} + 1 - 2\alpha\cos(\angle 0ab)}$$

Но  $\angle 0ab = \pi - \angle cab = \pi - (\gamma + \beta)$ . Отсюда  $\cos(\angle 0ab) = -\cos(\gamma + \beta)$ . С учётом этого модуль суммарной составляющей прямого вращения будет равен

$$\left|\boldsymbol{F}_{+}\right| = \frac{F_{Bm}}{2}\sqrt{1 + \alpha^{2} + 2\alpha\cos(\gamma + \beta)} \tag{1.3}$$

Точно также из треугольника 0*ad* можно определить модуль суммарной МДС обратного вращения



$$|\mathbf{F}_{-}| = \sqrt{|\mathbf{F}_{A-}|^{2} + |\mathbf{F}_{B-}|^{2} - 2|\mathbf{F}_{A-}||\mathbf{F}_{B-}|\cos(\angle 0ad)} = \frac{F_{Bm}}{2}\sqrt{\alpha^{2} + 1 - 2\alpha\cos(\angle 0ad)}$$

и с учётом того, что  $\angle 0ad = \pi - \angle cad = \pi - (\gamma - \beta)$ , а  $\cos(\angle 0ad) = -\cos(\gamma - \beta)$ , мы получим

$$\left| \boldsymbol{F}_{-} \right| = \frac{F_{Bm}}{2} \sqrt{1 + \alpha^{2} + 2\alpha \cos(\gamma - \beta)}$$
(1.4)

В общем случае годографом суммарной МДС будет эллипс. Для получения кругового годографа нужно, чтобы одна из составляющих МДС обращалась в нуль, т.е.  $|F_+|=0$  или  $|F_-|=0$ . Это равносильно условию равенства нулю под-коренных выражений в выражениях (1.3) или (1.4), т.е.  $1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(\gamma \pm \beta) = 0$ .



Рис. 1.4. Составляющие МДС обмоток прямой и обратной последовательности

1

Решениями этого уравнения являются:  $\alpha = -\cos(\gamma \pm \beta) \pm \sqrt{\cos^2(\gamma \pm \beta) - 1}$ . Из них нужно выбрать вещественные. Если  $\cos(\gamma \pm \beta) < |1|$ , то подкоренное выражение меньше нуля и  $\alpha$  комплексное число. Следовательно,  $\cos(\gamma \pm \beta) = \pm 1$ , а  $\alpha = -\cos(\gamma \pm \beta)$ . Но отрицательное соотношение амплитуд МДС не имеет смысла, поэтому  $\alpha = 1$  и  $\cos(\gamma \pm \beta) = -1 \Rightarrow \gamma \pm \beta = \pi$ . Таким образом, мы получаем два необходимых условия симметрии:

) 
$$\alpha = 1 (F_{Am} = F_{Bm}); 2) \gamma \pm \beta = \pi.$$
 (1.5)

Первое условие соответствует равенству амплитуд МДС обеих обмоток, второе – выполнению определённого соотношения значений пространственного ( $\gamma$ ) и фазового ( $\beta$ ) сдвигов МДС. Выполнение условия  $\gamma - \beta = \pi$  приводит к исключению в результирующей МДС составляющей обратного вращения, а выполнение условия  $\gamma + \beta = \pi$  исключает составляющую прямого вращения.

Для машин со смещением осей обмоток в 90° эл. ( $\gamma = \pi/2$ ) условием формирования кругового поля с прямым вращением будет  $\beta = \gamma - \pi = -\pi/2$ , т.е.

$$F_A = F_m \cos \omega t; \ F_B = F_m \cos(\omega t - \pi/2).$$

Пульсирующее магнитное поле в машине будет в том случае, если  $|F_+| = |F_-| \neq 0$ . Из выражений (1.3) и (1.4) следует, что независимо от соотношения амплитуд МДС  $\alpha$  равенство составляющих МДС прямой и обратной последовательности эквивалентно условию

$$\cos(\gamma + \beta) = \cos(\gamma - \beta)$$
.

Поскольку косинус является чётной функцией, то это равенство справедливо при любых фазовых сдвигах МДС обмоток  $\beta$ , если  $\gamma = \pm k\pi$ ; k = 0,1..., т.е.



поле в машине будет пульсирующим, если обмотки A и B коаксиальны (соосны). Оно будет также пульсирующим при любом смещении обмоток в пространстве, если фазовый сдвиг МДС  $\beta = 0$ .

Рассмотрим годограф вектора МДС для общего случая. Пусть начальные фазы обеих составляющих МДС  $F_+$  и  $F_-$  равны нулю ( $\delta_+ = \delta_- = 0$ ), тогда

$$\boldsymbol{F} = \boldsymbol{F}_{+} + \boldsymbol{F}_{-} = F_{m+} e^{j\omega t} + F_{m-} e^{-j\omega t} = (F_{m+} + F_{m-}) \cos \omega t + j (F_{m+} - F_{m-}) \sin \omega t .$$
(1.6)

Это выражение представляет собой параметрическое уравнение эллипса с полуосями, равными сумме и разности модулей составляющих прямой и обратной последовательности.

При ненулевых начальных фазах в некоторый момент времени t векторы составляющих прямой и обратной последовательности ( $F_+$  и  $F_-$  на рис. 1.5, a), вращаясь в противоположных направлениях, займут одинаковое положение, соответствующее большой оси эллипса. При этом будут выполняться соотношения



Значит, большая ось эллипса годографа вектора тока будет располагаться на биссектрисе угла между начальными фазами, т.е. под углом ф к оси обмотки фазы *a*.

Определим угловую частоту, с которой вращается вектор МДС. Для этого из (1.6) найдём угол вектора с вещественной осью

$$\arg(\boldsymbol{F}) = \vartheta = \operatorname{arctg}\left[\frac{\operatorname{Im}(\boldsymbol{F})}{\operatorname{Re}(\boldsymbol{F})}\right] = \operatorname{arctg}\left[\frac{F_{m+} - F_{m-}}{F_{m+} + F_{m-}}\operatorname{tg}\omega t\right] = \operatorname{arctg}\left[k_{\vartheta}\operatorname{tg}\omega t\right],$$

где  $k_{3}$  – коэффициент формы эллипса, равный отношению размеров малой и большой полуосей.

итт

Угловая частота является производной от углового положения по времени

$$\omega_{9} = \frac{d9}{dt} = k_{9} \frac{\omega}{1 - (1 - k_{9}^{2})\sin^{2}\omega t}.$$

Следовательно, при эллиптическом поле вектор МДС вращается неравномерно. Максимальная частота вращения равна  $\omega_{\text{эmax}} = \omega/k_{\text{э}}$  и соответствует угловым положениям 90° и 270°, а минимальная  $\omega_{\text{эmin}} = \omega k_{\text{э}}$  соответствует углам 0° и 180° (рис. 1.5, б). Неравномерность вращения возрастает с уменьшением коэффициента формы эллипса  $k_{\text{э}}$  и при пульсирующем поле функция  $\omega_{\text{э}}(t)$  превращается в дельта-функцию.

## 2. Основы теории двухфазных асинхронных двигателей

#### 2.1. Основные соотношения величин несимметричного двигателя

Большинство асинхронных микродвигателей имеют на статоре две обмотки, смещённые на 90° эл. Это связано с необходимостью повышения энергетических показателей, т.к. только в этом случае возможна минимизация потерь энергии в машине.

Электрическая симметрия машины не является необходимым условием оптимизации процессов, поэтому в качестве основной модели при анализе мы будем использовать двигатель с обмотками, занимающими одинаковое число пазов (одинаковые фазные зоны), но имеющими различное число витков и, соответственно, различные активные и индуктивные сопротивления.

Круговое магнитное поле или симметричный режим в таком двигателе будет в том случае, если напряжения питания обмоток  $u_A$  и  $u_B$  смещены по фазе на 90°, а их действующие или амплитудные значения соотносятся между собой как эффективные числа витков  $w'_A = k_{wA}w_A$  и  $w'_B = k_{wB}w_B$ 

$$u_A = U_{Am} \sin \omega t; \ u_B = U_{Bm} \sin(\omega t - \pi/2)$$
(2.1)

$$U_{A}/U_{B} = w_{A}'/w_{B}' = k_{wA}w_{A}/k_{wB}w_{B}, \qquad (2.2)$$

где:  $w_A; w_B$  – истинные числа витков, а  $k_{wA}; k_{wB}$  – обмоточные коэффициенты.

Действительно, уравнения Кирхгофа для электрических цепей обмоток имею вид

$$\underline{U}_A = \underline{I}_A \underline{Z}_A - \underline{E}_A; \ \underline{U}_B = \underline{I}_B \underline{Z}_B - \underline{E}_B.$$

Полагая  $\underline{Z}_A \approx 0$ ;  $\underline{Z}_B \approx 0$ , получим

$$\underline{U}_{A} \approx -\underline{E}_{A} = j\omega \underline{\Psi}_{A} = j\omega w'_{A} \underline{\Phi}_{A};$$
  
$$\underline{U}_{B} \approx -\underline{E}_{B} = j\omega \underline{\Psi}_{B} = j\omega w'_{B} \underline{\Phi}_{B}$$

Отсюда фазовый сдвиг магнитных потоков обмоток составляет

$$\beta_{\Phi} = \arg(\underline{\Phi}_{B} / \underline{\Phi}_{A}) \approx \arg(\underline{U}_{B} / \underline{U}_{A}) = \omega t - \pi/2 - \omega t = -\pi/2, \qquad (2.3)$$

а амплитудные значения

$$U_A \approx E_A = 4,44 f_1 w'_A \Phi_{Am}; U_B \approx E_B = 4,44 f_1 w'_B \Phi_{Bm}$$

$$\downarrow \qquad (2.4)$$

$$\Phi_{Am} \approx \frac{U_A}{4,44f_1w'_A}; \ \Phi_{Bm} \approx \frac{U_B}{4,44f_1w'_B}$$

Если выполняется условие (1.8), то  $U_A / w'_A = U_B / w'_B$  и  $\Phi_{Am} \approx \Phi_{Bm}$ . В машине с симметричным магнитопроводом при отсутствии насыщения между магнитными потоками и соответствующими МДС существует линейная связь, поэтому  $F_{Am} \approx F_{Bm}$ ;  $F_{Am} / F_{Bm} = \alpha \approx 1$ 

$$\beta_{\Phi} = \beta \approx -\pi/2 \implies \gamma - \beta = \pi$$

Следовательно, условия (2.1)-(2.2) соответствуют условиям формирования в двигателе кругового магнитного поля с положительным направлением вращения (1.5).

Из равенства МДС обмоток в симметричном режиме следуют равенства  $I_A w'_A = I_B w'_B$  и

$$I_A / I_B = w'_B / w'_A = k , \qquad (2.5)$$

т.е. при круговом поле токи в обмотках двигателя обратно пропорциональны числам их эффективных витков.

Из соотношения токов (2.5) и напряжений (2.2) следует

$$I_{A}/I_{B} = k = U_{B}/U_{A} \Longrightarrow U_{A}I_{A} = U_{B}I_{B},$$

т.е. полные мощности обмоток при круговом поле равны.

При круговом поле напряжения и токи обмоток смещены на 90°, поэтому углы между током и напряжением в каждой из них одинаковы, а т.к. полные мощности обмоток равны, то *равными будут и активные мощности*.

Обозначим через *k* отношение эффективного числа витков обмотки *B* к числу витков обмотки *A* и назовём эту величину коэффициентом трансформации. Тогда из (2.2) следует

$$U_{A} = U_{B}w'_{A} / w'_{B} = U_{B} / k = U'_{B};$$
  
$$U_{B} = U_{A}w'_{B} / w'_{A} = U_{A}k = U'_{A}$$

где:  $U'_{B}$  – напряжение на обмотке *B*, приведённое к числу витков обмотки *A*, а  $U'_{A}$  – напряжение на обмотке *A*, приведённое к числу витков обмотки *B*. Это означает, что *при круговом поле напряжения на обмотках двигателя, приведённые к одному и тому же числу витков, равны.* 

#### 2.2.Уравнения состояния и физическая модель несимметричного двигателя

Рассмотрим наиболее общую схему двухфазного двигателя (2.1). Он имеет обмотки с различным количеством витков  $w'_A \neq w'_B$ , смещённые в пространстве на 90° эл. Последовательно с обмоткой *B* включён конденсатор. Напряжения питания не равны друг другу ( $U_A \neq U_B$ ) и смещены по фазе на произвольный угол  $\beta$ .





Рис. 2.1. Схема двухфазного несимметричного двигателя

Разложим фазные токи на симметричные составляющие в соответствии с (1.1)

$$\underline{I}_{A+} = (\underline{I}_{A} - j\underline{I}_{B})/2; \ \underline{I}_{B+} = j\underline{I}_{A+}/k$$

$$\underline{I}_{A-} = (\underline{I}_{A} + j\underline{I}_{B})/2; \ \underline{I}_{B-} = -j\underline{I}_{A-}/k$$

$$\underline{I}_{A} = \underline{I}_{A+} + \underline{I}_{A-}; \ \underline{I}_{B} = \underline{I}_{B+} + \underline{I}_{B-}$$
(2.6)

Токи с прямой и обратной последовательностью чередования фаз создают в двигателе круговые поля, вращающиеся в положительном и отрицательном направлениях.

Напряжения питания можно представить через симметричные составляющие токов:

$$\underline{\underline{U}}_{A} = \underline{\underline{I}}_{A+} \underline{\underline{Z}}_{A+} + \underline{\underline{I}}_{A-} \underline{\underline{Z}}_{A-} = \underline{\underline{U}}_{A+} + \underline{\underline{U}}_{A-}$$

$$\underline{\underline{U}}_{B} = \underline{\underline{I}}_{B+} \underline{\underline{Z}}_{B+} + \underline{\underline{I}}_{B-} \underline{\underline{Z}}_{B-} = \underline{\underline{U}}_{B+} + \underline{\underline{U}}_{B-}$$
(2.7)

Здесь  $\underline{U}_{A+}; \underline{U}_{A-}; \underline{U}_{B+}; \underline{U}_{B-}$  – падения напряжения от токов прямой и обратной последовательностей на комплексных сопротивлениях фаз для прямой и обратной последовательности  $\underline{Z}_{A+}; \underline{Z}_{A-}; \underline{Z}_{B+}; \underline{Z}_{B-}$ . В общем случае  $\underline{Z}_{A+} \neq \underline{Z}_{A-}; \underline{Z}_{B+}; \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{B+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{A+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{A+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{A+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{A+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{B+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{B+} \neq \underline{Z}_{B-}; \underline{Z}_{B+}; \underline{Z}_{B-}, поэтому напряжения <math>\underline{U}_{A+}; \underline{U}_{B+}$  и  $\underline{U}_{A-}; \underline{U}_{B-}$  не образуют симметричных двухфазных систем.

Векторы  $\underline{U}_{A+}; \underline{U}_{B+}^*/k$  и  $\underline{U}_{A-}; \underline{U}_{B-}^*/k$  образуют симметричные двухфазные системы напряжений в том случае, если обмотки, приведённые к одному числу витков, имеют одинаковые импедансы. Если при этом в цепи обмотки *B* отсутствует конденсатор, то  $\underline{U}_{B}^* = \underline{U}_{B}$  и симметричными будут также системы напряжений  $\underline{U}_{A+}; \underline{U}_{B+}/k$  и  $\underline{U}_{A-}; \underline{U}_{B-}/k$ .



Рис. 2.2. Физическая модель двухфазной несимметричной машины

Симметричные составляющие токов создают в двигатели круговые поля, вращающиеся в противоположных направлениях и взаимодействующие с токами в обмотке ротора. Поэтому несимметричную двухфазную машину можно представить в виде двух машин, соединённых общим валом (рис. 2.2). В первой машине протекают токи с прямой последовательностью чередования фаз, а к обмоткам приложены напряжения <u>U</u><sub>A+</sub> и <u>U</u><sub>B+</sub>. В ней создаётся магнитное поле с положительным направлением вращения и, если машина работает в двигательном режиме, то электромагнитный момент действует также в этом направлении. Во второй машине магнитное

поле вращается в противоположную сторону и создаваемый ею вращающий момент является тормозным.



Определим скольжения, с которыми вращаются роторы первой и второй машины. В двигательном режиме ротор первой машины несколько отстаёт от



Рис. 2.3. Схемы замещения фаз А и В первой и второй машины

магнитного поля и его скольжение равно

$$s_1 = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} = 1 - \frac{\omega}{\omega_0} = s$$

Во второй машине ротор движется в сторону, противоположную движению поля, поэтому скорость его движения относительно поля равна  $\omega_0 + \omega$ , а скольжение –

$$s_2 = \frac{\omega_0 + \omega}{\omega_0} = 1 + \frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - 1\right) + 1 = 2 - s_1 = 2 - s_1$$

Таким образом, если ротор движется со скольжением *s* относительно поля прямого вращения, то по отношению к полю обратного вращения его скольжение составляет (2-*s*). Это означает, что если первая машина работает в режиме двигателя, то вторая находится в тормозном режиме.

С учётом разницы скольжений, а также с учётом того, что электрическая цепь обмотки *B* содержит конденсатор, схемы замещения для каждой фазы первой и второй машины будут иметь вид, показанный на рис. 2.3. Здесь конденсатор представлен схемой замещения учитывающей потери, т.е. в виде активного сопротивления  $r_c$  и реактивного  $x_c = \frac{1}{\omega C}$ . В то же время, ветви намагничивания не содержат активных сопротивлений, т.к. потери в стали предполагаются пренебрежимо малыми.

Большое количество схем замещения связано с асимметрией машины и источника питания. Если двигатель симметричен, в цепи обмотки фазы *B* нет конденсатора, и его питание осуществляется от симметричной двухфазной сети, то для исследования достаточно одной схемы замещения, соответствующей фазе *А* первой машины.

Параметры схемы замещения фазы *В* можно определить через параметры фазы *A*, если известны числа витков, обмоточные коэффициенты и фазные зоны обмоток.

Пусть, например, обе обмотки занимают одинаковое число пазов  $N_{ZA} = N_{ZB}$  и имеют одинаковые обмоточные коэффициенты  $k_{wA} = k_{wB}$ .

Как известно, индуктивные сопротивления пропорциональны квадрату чисел витков *w* и магнитной проводимости  $\lambda - x = \omega L = 2\pi f w^2 \lambda$ . Тогда при симметричной магнитной цепи

$$x_{sB} / x_{sA} = w_B^2 / w_A^2 = k^2 \Longrightarrow x_{sB} = k^2 x_{sA}$$
 (2.8)

Аналогичные выражения будут справедливы и для других индуктивных сопротивлений:

$$x_{rB} = k^2 x_{rA}; \ x_{mB} = k^2 x_{mA}$$
 (2.9)

Обмотка короткозамкнутого ротора симметрична и имеет одинаковые сопротивления фаз *r*. Приведение к числу витков статора осуществляется с помощью коэффициентов трансформации ЭДС  $k_e = w'_s / w'_r$  и тока  $k_e = m_s w'_s / (m_r w'_r)$ , где  $m_s$  и  $m_r$  – числа фаз обмоток статора и ротора. Отсюда

$$r_{rA} = r \frac{m_s w'_A}{m_r w'_r} \frac{w'_A}{w'_r}; \ r_{rB} = r \frac{m_s w'_B}{m_r w'_r} \frac{w'_B}{w'_r} \Longrightarrow \ r_{rB} / r_{rA} = \left( \frac{w'_B}{w'_A} \right)^2 = k^2$$

$$r_{rB} = k^2 r_{rA}$$
(2.10)

Соотношение активных сопротивлений обмоток статора несложно найти исходя из того, что эти обмотки имеют одинаковые конструкции, т.е. занимают одинаковое число пазов и имеют одинаковые схемы и обмоточные коэффициенты. В этом случае при одинаковых коэффициентах заполнения окна паза у них будут одинаковые площади сечения меди  $S_A = S_B = S$ , а сечения проводов будут равны  $s_A = S/w_A$ ;  $s_B = S/w_B$ . Кроме того, у них будет одинаковая средняя длина витка  $l_w$ . Тогда их сопротивления определятся как

$$r_{sA} = \rho l / s_A = \rho w_A l_w w_A / S = \rho w_A^2 l_w / S; \quad r_{sB} = \rho l / s_B = \rho w_B^2 l_w / S$$
  
$$r_{sB} / r_{sA} = (w_B / w_A)^2; \quad r_{sB} = k^2 r_{sA} \Big|_{k_{wA} = k_{wB}}$$
(2.11)

Таким образом, все параметры обмоток статора и ротора фазы *В* можно определить путём умножения на квадрат коэффициента трансформации соответствующих параметров обмоток фазы *A*.

Двухфазные двигатели часто имеют обмотки, распределенные на разное количество пазов  $N_{ZA} \neq N_{ZB}$ . Это, как правило, встречается в двигателях с пусковыми обмотками, работающими от однофазных сетей. Обычно пусковая обмотка занимает одну треть пазов, а две трети занимает рабочая обмотка.

В общем случае  $N_{ZA} = aN_{ZB}$ . Тогда площади сечения меди будут равны

 $S_A = s_A w_A = s_A w'_A / k_{wA} = S_{\pi A} N_{ZA}; S_B = s_B w_B = s_B w'_B / k_{wB} = S_{\pi B} N_{ZB}$ где:  $S_{\pi A}; S_{\pi B}$  – площади сечения меди в пазах, занимаемых обмотками;  $w_A; w_B$  – истинные числа витков, а  $k_{wA}; k_{wB}$  – обмоточные коэффициенты.

Отсюда отношение сечений проводов обмоток

$$\frac{s_B}{s_A} = \frac{S_{\Pi B} N_{ZB} k_{WB} W'_A}{S_{\Pi A} N_{ZA} k_{WA} W'_B} = \frac{1}{ak} \frac{k_{WB}}{k_{WA}} \Longrightarrow s_B = \frac{s_A}{ak} \frac{k_{WB}}{k_{WA}}$$

Если средние длины витков обмоток приблизительно одинаковы  $l_{wA} \approx l_{wB} \approx l_w$ , то активные сопротивления обмоток статора и их соотношение определятся как

$$r_{sA} = \rho \frac{l}{s_{A}} = \rho \frac{w'_{A}l_{w}}{k_{wA}s_{A}};$$

$$r_{sB} = \rho \frac{k'_{B}l_{w}}{k_{wB}s_{B}} = \rho \frac{kw'_{A}l_{w}}{k_{wB}s_{B}} = \rho \frac{kw'_{A}l_{w}k_{wA}}{k_{wB}s_{A}k_{wB}}ka = \rho \frac{w'_{A}l_{w}}{k_{wA}s_{A}}k^{2}a \left(\frac{k_{wA}}{k_{wB}}\right)^{2} \quad (2.12)$$

$$r_{sB} / r_{sA} = k^{2}a \left(\frac{k_{wA}}{k_{wB}}\right)^{2}; \quad r_{sB} = k^{2}a \left(\frac{k_{wA}}{k_{wB}}\right)^{2} r_{sA}$$

Индуктивные сопротивления пазового рассеяния пропорциональны квадрату числа витком и обратно пропорциональны числу пазов, занимаемых обмоткой. Поэтому их соотношение для обмоток статора равно

$$x_{sB} / x_{sA} = \left(\frac{w_B}{w_A}\right)^2 \frac{N_{ZA}}{N_{ZB}} = \left(\frac{w'_B k_{wA}}{w'_A k_{wB}}\right)^2 a = ak^2 \left(\frac{k_{wA}}{k_{wB}}\right)^2 \Longrightarrow x_{sB} = ak^2 \left(\frac{k_{wA}}{k_{wB}}\right)^2 x_{sA}$$
(2.13)

В силу симметрии обмоток ротора, коэффициенты приведения их фазных сопротивлений, а также индуктивного сопротивления взаимоиндукции будут такими же, как в случае равенства фазных зон обмоток статора.

Комплексные сопротивления участков *ab* всех схем замещения не зависят от режима работы двигателя и равны соответственно

$$\underline{\underline{Z}}_{Aab} = \underline{\underline{Z}}_{Aab+} = \underline{\underline{Z}}_{Aab-} = \underline{\underline{Z}}_{sA} = r_{sA} + jx_{sA};$$

$$\underline{\underline{Z}}_{Bab} = \underline{\underline{Z}}_{Bab+} = \underline{\underline{Z}}_{Bab-} = \underline{\underline{Z}}_{sB} = (r_{sB} + r_{c}) + j(x_{sB} - x_{c})$$
(2.14)

где:  $r_{sA}$  и  $r_{sB}$  – активные сопротивления обмоток статора;  $x_{sA}$  и  $x_{sB}$  – индуктивные сопротивления, обусловленные потоками рассеяния обмоток статора.

Сопротивления участков *bc* схем замещения зависят от величины скольжения и от направления вращения поля:

$$\underline{Z}_{Abc+}(s) = \frac{jx_{mA}(r_{rA}/s + jx_{rA})}{r_{rA}/s + j(x_{mA} + x_{rA})} = \underline{Z}_{RA+}(s) = r_{RA+}(s) + jx_{RA+}(s);$$

$$\underline{Z}_{Bbc+}(s) = \frac{jx_{mB}(r_{rB}/s + jx_{rB})}{r_{rB}/s + j(x_{mB} + x_{rB})} = \underline{Z}_{RB+}(s) = r_{RB+}(s) + jx_{RB+}(s);$$
(2.15)



$$\underline{Z}_{Abc-}(s) = \frac{jx_{mA} \left[ \frac{r_{rA}}{(2-s) + jx_{rA}} \right]}{r_{rA} / (2-s) + j \left( x_{mA} + x_{rA} \right)} = \underline{Z}_{RA-}(s) = r_{RA-}(s) + jx_{RA-}(s);$$
  
$$\underline{Z}_{Bbc-}(s) = \frac{jx_{mB} \left[ \frac{r_{rB}}{(2-s) + jx_{rB}} \right]}{r_{rB} / (2-s) + j \left( x_{mB} + x_{rB} \right)} = \underline{Z}_{RB-}(s) = r_{RB-}(s) + jx_{RB-}(s).$$

где:  $r_{rA}$  и  $r_{rB}$  – активные сопротивления обмоток ротора, приведённые к числу витков и числу фаз обмоток статора;  $x_{rA}$  и  $x_{rB}$  – индуктивные сопротивления рассеяния, приведённые к числу витков и числу фаз обмоток статора;  $x_{mA}$  и  $x_{mB}$  – индуктивные сопротивления взаимоиндукции, обусловленные основными магнитными потоками фаз A и B.



Рис. 2.4. Комплексные сопротивления фаз первой и второй машины

Пользуясь выражениями (2.14) и (2.15), можно представить комплексные фазные сопротивления для токов прямой и обратной последовательности в виде

$$\underline{\underline{Z}}_{A+} = \underline{\underline{Z}}_{sA} + \underline{\underline{Z}}_{RA+}; \quad \underline{\underline{Z}}_{A-} = \underline{\underline{Z}}_{sA} + \underline{\underline{Z}}_{RA-}$$

$$\underline{\underline{Z}}_{B+} = \underline{\underline{Z}}_{sB} + \underline{\underline{Z}}_{RB+}; \quad \underline{\underline{Z}}_{B-} = \underline{\underline{Z}}_{sB} + \underline{\underline{Z}}_{RB-}$$
(2.16)

Схемы замещения соответствующие этим выражениям приведены на рис. 2.4.

Выражения (1.21) можно несколько упростить, если ввести относительные параметры  $\rho = r_{rA}/(x_{mA} + x_{rA})$  и  $\mu = x_{mA}/(x_{mA} + x_{rA})$ . После преобразований активные и реактивные составляющие комплексных сопротивлений участков *bc* приводятся к виду

$$r_{RA+} = \frac{\mu^2 s r_{rA}}{\rho^2 + s^2}; \quad x_{RA+} = \frac{\mu \left(\rho r_{rA} + s^2 x_{rA}\right)}{\rho^2 + s^2}$$

$$r_{RA-} = \frac{\mu^2 (2-s) r_{rA}}{\rho^2 + (2-s)^2}; \quad x_{RA-} = \frac{\mu \left[\rho r_{rA} + (2-s)^2 x_{rA}\right]}{\rho^2 + (2-s)^2}$$
(2.17)



Падения напряжений на обмотках несимметричной двухфазной машины, выраженные через симметричные составляющие токов, имеют вид:

$$\begin{cases} \underline{U}_{A} = \underline{I}_{A+} \underline{Z}_{A+} + \underline{I}_{A-} \underline{Z}_{A-} \\ \underline{U}_{B} = \underline{I}_{B+} \underline{Z}_{B+} + \underline{I}_{B-} \underline{Z}_{B-} \end{cases}$$

С учётом того, что  $\underline{I}_{B^+} = j \underline{I}_{A^+} / k$  и  $\underline{I}_{B^-} = -j \underline{I}_{A^-} / k$ , эти уравнения приводят-ся к виду:

$$\begin{cases} \underline{U}_{A} = \underline{I}_{A+} \underline{Z}_{A+} + \underline{I}_{A-} \underline{Z}_{A-} \\ -jk \underline{U}_{B} = \underline{I}_{A+} \underline{Z}_{B+} - \underline{I}_{A-} \underline{Z}_{B-} \end{cases}$$
(2.18)

Отсюда можно найти симметричные составляющие токов

$$\underline{I}_{A+} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B-} - jk\underline{U}_{B}\underline{Z}_{A-}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}}; \quad \underline{I}_{A-} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B+} + jk\underline{U}_{B}\underline{Z}_{A+}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}}$$
(2.19)

а затем фазные токи

$$\underline{I}_{A} = \underline{I}_{A+} + \underline{I}_{A-} = \frac{\underline{U}_{A} (\underline{Z}_{B+} + \underline{Z}_{B-}) + jk \underline{U}_{B} (\underline{Z}_{A+} - \underline{Z}_{A-})}{\underline{Z}_{A+} \underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-} \underline{Z}_{B+}};$$

$$\underline{I}_{B} = \underline{I}_{B+} + \underline{I}_{B-} = \frac{\underline{U}_{B} (\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-}) + j \underline{U}_{A} (\underline{Z}_{B-} - \underline{Z}_{B+})/k}{\underline{Z}_{A+} \underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-} \underline{Z}_{B+}}$$
(2.20)

Эти выражения соответствуют общему случаю асимметрии машины и питания. Если, например, двигатель подключён к однофазной сети, то  $U_A = U_B = U$  и

$$\underline{I}_{A} = U \frac{\left(\underline{Z}_{B+} + \underline{Z}_{B-}\right) + jk\left(\underline{Z}_{A+} - \underline{Z}_{A-}\right)}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}};$$
  
$$\underline{I}_{B} = U \frac{\left(\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-}\right) + j\left(\underline{Z}_{B-} - \underline{Z}_{B+}\right)/k}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}}$$

Полагая равным нулю ток прямой или обратной последовательности, можно найти условие получения кругового поля. Например, для исключения тока обратной последовательности нужно, чтобы

$$\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B+} + jk\underline{U}_{B}\underline{Z}_{A+} = 0.$$
(2.21)

Если напряжения  $u_A$  и  $u_B$  совпадают по фазе, то их комплексные значения соотносятся как  $U_A/U_B = \alpha$ , где  $\alpha$  – некоторой вещественный коэффициент. Тогда  $U_A = \alpha U_B$  и выражение (2.21) преобразуется к виду

$$\alpha \underline{U}_{B} \underline{Z}_{B+} + jk \underline{U}_{B} \underline{Z}_{A+} = 0 \Longrightarrow \alpha \underline{Z}_{B+} + jk \underline{Z}_{A+} = 0$$
(2.22)

Подставляя в это выражение  $\underline{Z}_{B+} = k^2 \underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_C = k^2 r_{A+} + jk^2 x_{A+} + r_C - jx_C$  и  $\underline{Z}_{A+} = r_{A+} + jx_{A+}$ , после разделения вещественной и мнимой частей получим

$$\alpha k^{2} r_{A+} + \alpha r_{C} - k x_{A+} = 0 \iff r_{C} = k \left( x_{A+} / \alpha - k r_{A+} \right); \qquad (2.23)$$

$$\alpha k^{2} x_{A+} - \alpha x_{C} + k r_{A+} = 0 \iff x_{C} = k \left( r_{A+} / \alpha + k x_{A+} \right).$$
(2.24)

Величина потерь в конденсаторе обычно очень мала, поэтому величина сопротивления r<sub>c</sub> незначительна. Это позволяет использовать параметр r<sub>c</sub> в качестве переменной, если в цепь обмотки В включить последовательно добавочное сопротивление  $R_{\pi}$  и принять  $r_{C} \approx R_{\pi}$ .

Из выражений (2.23) и (2.24) следует, что при однофазном питании несимметричной машины надлежащим выбором  $\alpha$ ,  $r_C$  и  $x_C$  можно сформировать в двигателе круговое магнитное поле при каких-либо определённых значениях  $r_{A+}(s)$  и  $x_{A+}(s)$ , т.е. при определённом значении скольжения. Причём, теоретически в режиме двигателя это возможно при любом скольжении, т.к. все величины в (2.23) и (2.24) положительны. Поэтому условие (2.24) выполнимо всегда, а из условия (2.23) необходимо, чтобы  $x_{A^+}/\alpha - kr_{A^+} \ge 0$ , т.к.  $r_C \ge 0$ . Но при конечных значениях  $x_{A+}$ ,  $r_{A+}$  и k это всегда обеспечивается при  $\alpha \rightarrow 0$ .



Рис. 2.5. Механические характеристики вращающих моментов несимметричного двигателя

для всех четырех схем (рис. 2.3)

$$P_{_{\mathcal{9}M1}} = P_{_{\mathcal{9}M1A}} + P_{_{\mathcal{9}M1B}} = I_{_{rA+}}^2 r_{_{rA}} / s + I_{_{rB+}}^2 r_{_{rB}} / s;$$

$$P_{_{\mathcal{9}M2}} = P_{_{\mathcal{9}M2A}} + P_{_{\mathcal{9}M2B}} = I_{_{rA-}}^2 r_{_{rA}} / (2-s) + I_{_{rB-}}^2 r_{_{rB}} / (2-s).$$
(2.25)

С учётом того, что  $I_{rB+} = I_{rA+}/k$ ,  $I_{rB-} = I_{rA-}/k$  и  $r_{rB} = k^2 r_{rA}$ , суммарная мощность получается равной

$$P_{_{\rm 3M}} = P_{_{\rm 3M1}} + P_{_{\rm 3M2}} = 2 \left[ I_{rA+}^2 r_{rA} / s + I_{rA-}^2 r_{rA} / (2-s) \right]$$
(2.26)

В выражении (2.26) электромагнитная мощность определена через токи ротора. Их можно исключить, если учесть, что слагаемые в скобках представляют собой активную мощность, рассеиваемую в цепях ротора схем замещения машин с прямым и обратным вращением поля. Так как в этих схемах нет активных сопротивлений в ветви намагничивания, то в преобразованных одноконтурных схемах (рис. 2.4) электромагнитная мощность будет равна мощности рассеиваемой на сопротивлениях  $r_{RA+}(s)$  и  $r_{RA-}(s)$ , т.е.

$$P_{_{\mathcal{M}}} = P_{_{\mathcal{M}1}} + P_{_{\mathcal{M}2}} = 2 \left[ I_{_{\mathcal{A}+}}^2 r_{_{\mathcal{R}+}}(s) + I_{_{\mathcal{A}-}}^2 r_{_{\mathcal{R}-}}(s) \right]$$
(2.27)

Обычно при известных параметрах схемы замещения для заданного скольжения определяются активное и индуктивное сопротивление  $r_{A+}(s)$  и  $x_{A+}(s)$ , после чего из уравнения (2.23) находят  $r_{c}$  и  $\alpha$ , а затем из уравнения  $(2.24) - x_C$  и ёмкость конденсатора.

Электромагнитная мощность, передаваемая через зазор численно равна электрической мощности, рассеиваемой на активном сопротивлении ротора, делённой на скольжение. Для определения полной мощности передаваемой В ротор несимметричного двухфазного двигателя нужно вычислить её



Синхронные скорости машин с прямым и обратным вращением одинаковы, но различаются знаком. Учитывая это, из выражения (2.27) можно определить вращающий момент

$$M = M_1 + M_2 = \frac{P_{\text{3M1}}}{\omega_0} + \frac{P_{\text{3M2}}}{-\omega_0} = \frac{P_{\text{3M1}} - P_{\text{3M2}}}{\omega_0} = \frac{2\left[I_{A+}^2 r_{RA+}(s) + I_{A-}^2 r_{RA-}(s)\right]}{2\pi f} \quad (2.28)$$

Механическая характеристика несимметричной двухфазной машины может быть построена как сумма ординат характеристик машин с круговыми магнитными полями прямого и обратного вращения (рис. 2.5).

## Часть 2. Силовые микродвигатели

Силовые микродвигатели предназначены для работы в приводах, как правило, не требующих регулирования координат (угла, скорости вращения, момента). В отличие от обычных двигателей к силовым двигателям автоматических устройств предъявляются повышенные требования к массогабаритным показателям, надёжности, уроню шумов и вибраций, стойкости к разного рода механическим и термическим воздействиям. Для обеспечения этих требований в них применяются более качественные материалы и более жесткие нормативные требования.

В отличие от двигателей широкого применения двигатели систем автоматики часто рассчитаны на малый срок службы или вообще на единичное включение. Это позволяет повысить электрические и магнитные нагрузки и существенно уменьшить массу и габариты.



Рис. 3.1. Классификация силовых двигателей систем автоматики

Как известно, ЭДС, наводимая в обмотке основным магнитным потоком, равна  $E = 4,44 fk_w w \Phi_m = C f w B_m S_{cr} \approx U$ , где  $S_{cr}$  – площадь поперечного сечения магнитопровода. В то же время, величина индукции в ненасыщенной машине равна  $B = \Lambda S_n \iota$ , где:  $S_n$  – площадь окна паза;  $\Lambda$  – удельная проводимость воздушного зазора, а  $\iota$  – плотность тока в обмотке. Отсюда количество вольт, приходящихся на один виток обмотки –

$$U/w = CfS_{\rm cr}\iota S_{\rm rr}.$$

Следовательно, при заданной нагрузке на изоляцию (U/w = const) за счёт увеличения частоты питания и/или плотности тока можно пропорционально уменьшить сечение магнитопровода и/или площадь паза, уменьшив тем самым габариты и массу двигателя и увеличив удельную мощность. Повышение частоты питания позволяет улучшить массогабаритные показатели, не ограничивая режима работы машины, в то время как повышение плотности тока при сохранении условий теплоотвода исключает возможность работы двигателя в длительном режиме. При повышении частоты питания улучшаются не только массогабаритные показатели двигателя, но также дросселей и конденсаторов фазосдвигающих устройств и других элементов автоматики, поэтому бортовые сети переменного тока работают на частотах 200, 250, 400, 500 и 1000 Гц.

В качестве силовых микродвигателей систем автоматики используются двигатели всех типов, которые существуют в классификации двигателей общего применения.

## 3. Асинхронные двигатели

Наиболее распространёнными силовыми двигателями устройств автоматики являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором типа беличьей клетки. Реже используются двигатели с массивным или с полым ротором и совсем не применяются двигатели с фазным ротором

Малая мощность двигателей и минимально возможные габариты ограничивают возможное число пазов пакета статора и не позволяют увеличить число пар полюсов магнитного поля. Поэтому скорость вращения определяется только частотой питающей сети, а для получения низких скоростей вращения используются специальные типы двигателей с электромагнитной или механической редукцией

Практически все силовые асинхронные двигатели устройств автоматики питаются от однофазной сети переменного тока и по этому признаку называются однофазными двигателями. Однако большая часть этих двигателей имеет на статоре две обмотки, смещённые в пространстве на 90° эл., и по конструкции является двухфазными. Одна из обмоток двигателя подключается к сети непосредственно, а вторая через фазосдвигающий элемент либо на время пуска, либо постоянно. Первая обмотка называется рабочей или главной обмоткой, а вторая пусковой или вспомогательной. В качестве фазосдвигающих элементов используются резисторы и конденсаторы.

Отдельную группу однофазных двигателей составляют двигатели с экранированными или расщеплёнными полюсами, у которых только одна обмотка и отсутствуют фазосдвигающие элементы.

## 3.1. Двухфазные двигатели с питанием от однофазной сети

## 3.1.1. Характеристики двигателя при пульсирующем магнитном поле

При подключении одной из обмоток двигателя к однофазной сети в нём формируется пульсирующее магнитное поле, ось которого совпадает с осью подключённой обмотки. Это поле можно разложить на два круговых магнит-



ных поля, вращающихся в противоположных направлениях. Такой режим эквивалентен работе двух одинаковых симметричных машин с полями, вращающимися в противоположных направлениях, и соединённых общим валом (рис. 3.2, *a*)



Рис. 3.2. Двух фазный двигатель при однофазном питании

При неподвижном роторе первая машина развивает электромагнитный момент, действующий в направлении вращения магнитного поля, создаваемого токами с прямой последовательностью чередования фаз, а вторая – в противоположном направлении. В силу симметрии машин, эти моменты одинаковы и уравновешивают друг друга, поэтому ротор двигателя остаётся неподвижным.

Предположим, что двигатель при круговом поле имеет критическое скольжение  $s_{\kappa} < 1$ . Если неподвижный ротор такого двигателя с помощью внешней силы начать вращать в положительном направлении, то скольжение первой машины уменьшится, а вращающий момент увеличится. Во второй машине картина будет обратной: по мере увеличения скорости скольжение будет увеличиваться, а тормозной вращающий момент уменьшаться (рис. 3.2,  $\delta$ ). В результате преобладания момента, действующего в направлении вращения, двигатель, приведённый в движение, сможет затем самостоятельно вращаться в положительном направлении. В случае если начало движения будет в противоположном направлении, процессы повторятся с точностью до знака.

Таким образом, двигатель с критическим скольжением  $s_{\kappa} < 1$  при однофазном питании имеет симметричную механическую характеристику (рис. 3.2,  $\delta$ ) с нулевым пусковым моментом и может вращаться в любом направлении в зависимости от того, в какую сторону он был приведён в движение из состояния покоя. Особенностью его механической характеристики является отсутствие тормозного режима, а также то, что скорость идеального холостого хода всегда меньше скорости вращения магнитных полей. Это связано с тем, что режим идеального холостого хода в данном случае соответствует равенству вращающего и тормозного моментов, создаваемых полями прямого и обратного вращения. Поэтому величина отклонения скорости холостого хода от скорости при круговом поле зависит от жёсткости механической характеристики и возрастает с увеличением критического скольжения.



Совершенно иной будет реакция двигателя на выведение из состояния покоя, если его критическое скольжение при круговом поле  $s_{\kappa} > 1$ . В этом случае независимо от направления начала движения тормозной момент второй машины будет возрастать, а вращающий момент первой уменьшаться. В результате суммарный электромагнитный момент всегда будет тормозным и двигатель самостоятельно вообще не сможет вращаться (рис. 3.2, *в*). В отличие от двигателя с  $s_{\kappa} < 1$ , у которого отсутствовал режим электромагнитного тормоза, здесь при любом направлении вращения невозможны двигательный и генераторный режимы работы. Поэтому силовые однофазные асинхронные двигатели всегда проектируются так, чтобы  $s_{\kappa} \ll 1$ , и работают при малых скольжениях, т.е. при частотах токов ротора близких к нулю.

Схему замещения двигателя при пульсирующем магнитном поле можно построить, пользуясь общими выражениями и схемами для несимметричного двухфазного двигателя полагая, что обмотка *В* отключена.

Тогда  $U_B = 0$  и  $\underline{Z}_{B+} = \underline{Z}_{B-} = \infty$ , и из выражений (2.19) можно найти токи прямой и обратной последовательностей для фазы *A* 

$$\underline{I}_{A+} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B-}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}} = \frac{\underline{U}_{A}}{\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-}};$$
$$\underline{I}_{A-} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B+}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}} = \frac{\underline{U}_{A}}{\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-}};$$

Полный ток обмотки А равен их сумме

$$\underline{I}_{A} = \underline{I}_{A+} + \underline{I}_{A-} = \frac{2\underline{U}_{A}}{\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-}} = \frac{\underline{U}_{A}}{\underline{Z}_{A+}/2 + \underline{Z}_{A-}/2}$$



Рис. 3.3. Схемы замещения двигателя при однофазном питании

Таким образом, схема замещения двухфазного двигателя при отключённой обмотке *В* соответствует последовательному соединению  $Z_{A+}$  и  $Z_{A-}$  с уменьшенными вдвое параметрами (рис. 3.3).

При изменении скольжения изменяются сопротивления участков  $b_+c$  и  $b_-c$ , вследствие чего происходит перераспределение напряжения  $\underline{U}_A = \underline{U}_{A+} + \underline{U}_{A-}$  между составляющими  $\underline{U}_{A+} = \underline{I}_A \underline{Z}_{A+}(s)/2$  и  $\underline{U}_{A-} = \underline{I}_A \underline{Z}_{A-}(s)/2$ , где

$$\underline{Z}_{A+}(s) = \underline{Z}_{sA} + \underline{Z}_{b_{+}c}(s) = \underline{Z}_{sA} + \underline{Z}_{RA+}(s);$$
  
$$\underline{Z}_{A-}(s) = \underline{Z}_{sA} + \underline{Z}_{b\ c}(s) = \underline{Z}_{sA} + \underline{Z}_{RA-}(s)$$

При пуске s = 1;  $\underline{Z}_{A+} = \underline{Z}_{A-}$  и напряжения  $\underline{U}_{A+} = \underline{U}_{A-} = \underline{U}_A/2$ . По мере роста скольжения  $|\underline{Z}_{A+}|$  увеличивается, а  $|\underline{Z}_{A-}|$  уменьшается. Соответственно, напряжение прямой последовательности  $\underline{U}_{A+}$  возрастает, а обратной  $\underline{U}_{A-}$  снижается.

В режиме нулевого скольжения (рис. 3.3, б) сопротивление ветви ротора  $r_{rA}/(2s)$  становится равным бесконечности, и весь ток обмотки протекает через относительно большое сопротивление ветви намагничивания  $x_{mA}/2$  верхней части схемы. В то же время активное сопротивление цепи ротора схемы обратной последовательности уменьшается до минимума  $r_{rA}/4$ , шунтируя цепь между узлами  $b_c$ . В результате почти всё напряжение приходится на сопротивление ние прямой последовательности  $Z_{A+}/2$ . Полагая при холостом ходе  $Z_{b_c}(0) \approx 0$ , можно определить комплексное сопротивление обмотки

$$\underline{Z}_{A}(0) = \underline{Z}_{A+}(0) + \underline{Z}_{A-}(0) = \underline{Z}_{sA}/2 + \underline{Z}_{b+c}(0) + \underline{Z}_{sA}/2 =$$
$$= \underline{Z}_{sA} + jx_{mA}/2 = r_{sA} + jx_{sA} + jx_{mA}/2 \approx jx_{mA}/2$$

Если бы при нулевом скольжении в машине с пульсирующим полем ток ротора был равен нулю так, как это происходит при круговом поле, то

$$\underline{Z}_{A-}(0) = \underline{Z}_{sA} / 2 + \underline{Z}_{b_c}(0) = \underline{Z}_{sA} / 2 + jx_{mA} / 2$$

и тогда

$$\underline{Z}_{A}(0) = \underline{Z}_{A+}(0) + \underline{Z}_{A-}(0) = \underline{Z}_{sA}/2 + \underline{Z}_{b_{+}c}(0) + \underline{Z}_{sA}/2 + jx_{mA}/2 =$$
$$= \underline{Z}_{sA} + jx_{mA} = r_{sA} + jx_{sA} + jx_{mA} \approx jx_{mA}$$

т.е. сопротивление обмотки было бы приблизительно вдвое больше, а ток холостого хода вдвое меньше. Физически это объясняется тем, что при пульсирующем поле в режиме нулевого скольжения весьма значительный ток ротора размагничивает машину, вызывая соответствующее увеличение реактивной составляющей тока статора.

В связи с этим следует уточнить понятие идеального холостого хода для однофазной машины. Если под этим понимать режим, при котором двигатель развивает нулевой электромагнитный момент, то это при положительном направлении вращения соответствует условию  $s_1 > 0$ , а при отрицательном –  $s_2 > 0$ , т.е. ненулевому скольжению. При нулевом скольжении машина всегда находится в генераторном режиме, покрывая собственные потери в цепи ротора.

#### 3.1.2. Фазосдвигающие элементы однофазных двигателей

Оптимальные условия при преобразовании энергии двухфазным двигателем существуют тогда, когда токи в его обмотках смещены по фазе по отношению друг к другу на 90°. Для этого при однофазном питании в одну из обмоток включают фазосдвигающий элемент, в качестве которого могут использоваться резисторы, конденсаторы и дроссели.

Пусть, например, обе обмотки двигателя имеют одинаковые параметры. Условием получения кругового поля в машине будет

$$\beta = \varphi_A - \varphi_B = \pm 90^\circ.$$

Уравнение Кирхгофа для обмотки *B*, в цепь которой включён фазосдвигающий элемент, в общем случае будет иметь вид

$$\underline{U}_{B} = \underline{U} = \underline{I}_{B}R + j\underline{I}_{B}X, \qquad (3.1)$$

где:  $R = r_B + r$ ;  $X = x_B + x$  – полные активное и реактивное сопротивления цепи, включающие собственные сопротивления обмотки  $r_B = r_A$ ,  $x_B = x_A$ , а также со-противления внешних элементов r и x.

В случае использования резистора в качестве фазосдвигающего элемента уравнение (3.1) примет вид

$$\underline{U} = \underline{I}_B R + j \underline{I}_B x_B. \tag{3.2}$$

Ортогональные векторы  $\underline{IR}$  и  $j\underline{I}x_B$  образуют прямоугольный треугольник с гипотенузой  $\underline{U} = \text{const.}$  Геометрическим метом точек конца вектора  $\underline{IR}$  будет полуокружность с диаметром равным  $\underline{U}$ . Делением на  $jx_B$  уравнение (3.2) можно преобразовать в сумму ортогональных векторов, одним из которых является ток обмотки  $\underline{I}_B$ :

$$-j\underline{U}/x_{B} = -j\underline{I}_{B}R/x_{B} + \underline{I}_{B}.$$

При этом преобразовании на величину  $1/x_B$  изменится масштаб треугольника векторов и произойдёт поворот на  $-90^\circ$ . Таким образом, геометрическим местом точек конца вектора <u> $I_B$ </u> при R = var будет полуокружность диаметром  $U/x_B$  (рис. 3.4, *a*).

Из векторной диаграммы рис. 3.4, *а* следует, что при изменении добавочного сопротивления в пределах  $0 \le r < \infty$  полное активное сопротивление изменяется от  $R = r_B$  до  $\infty$ , и конец вектор тока описывает дугу 0*a*. При этом фазовый угол вектора тока обмотки *B* изменяется от  $\varphi_B = \varphi_A$  до нуля. Следовательно, с помощью добавочного сопротивления невозможно получить фазовый сдвиг  $\beta = \pm 90^{\circ}$  и поле в машине всегда будет эллиптическим. Кроме того, при увеличении фазового сдвига уменьшается модуль вектора <u>I</u><sub>B</sub>, т.е. изменение фазосдвигающего резистора действует разнонаправлено на два условия формирования кругового поля, т.к. вторым необходимым условием является равенство модулей МДС или токов обмоток.

При включении дросселя  $(x_L \gg r_L)$  в цепь обмотки *B* и преобразовании уравнения (3.1) делением на  $r_B$ , мы получим уравнение геометрического места точек вектора <u> $I_B$ </u> в виде

$$\underline{U}/r_{B} = \underline{I}_{B} + j\underline{I}_{B}X/r_{B}.$$
(3.3)

Векторная диаграмма для этого случая приведена на рис. 3.4,  $\delta$ . Максимально возможный фазовый сдвиг при изменении индуктивного сопротивления дросселя в пределах  $0 \le x_L < \infty$  составляет  $\beta_{max} = \pi/2 - \varphi_A$  и получение кругового поля с таким фазосдвигающим элементом принципиально невозможно. Причём, здесь также как в случае резистора, увеличение  $\beta$  сопровождается уменьшением модуля тока, т.е. разнонаправленным воздействием на условия получения кругового поля в машине.



Рис. 3.4. Векторные диаграммы двигателя с различными фазосдвигающими элементами

Использование конденсатора в качестве фазосдвигающего элемента позволяет за счёт того, что ёмкостное сопротивление учитывается с отрицательным знаком и  $X = x_B - x_C$ , увеличить дугу геометрического места точек конца вектора <u>I</u><sub>B</sub> до 0ba (рис. 3.4, *в*). Максимальный фазовый сдвиг в этом случае равен  $\beta_{max} = \pi/2 + \varphi_A$ , т.е. при любом значении  $\varphi_A > 0$  можно найти такое значение  $x_C$ , при котором  $\beta = 90^\circ$ .



На рис. 3.5 показана векторная диаграмма сопротивлений симметричного двигателя для случая  $\beta = \pi/2$  при условии  $r_c = 0$ . Отрезок *ab* соответствует ёмкостному сопротивлению  $x_c$ . Из рисунка следует

Рис. 3.5. Векторная диаграмма сопротивлений для симметричного двигателя с фазосдвигающим конденсатором

Выполнение этого условия обеспечивает требуемый фазовый сдвиг токов в обмотках *A* и *B*.

Для выполнения второго условия – равенства амплитуд или действующих значений фазных то-

ков – необходимо, чтобы при питании от однофазной сети полные сопротивления цепей обмоток были равны, т.е.  $z_A = z_B$ . Для симметричного двигателя это эквивалентно условию  $x_B - x_C = x_A - x_C = x_A$ . Нетривиальное решение этого уравнения  $x_A = x_C/2$ . Отсюда  $\phi_A = \phi_B = \pi/4$ . Следовательно, если  $\phi_A \neq \pi/4$ , то в симметричном двигателе при питании от однофазной сети невозможно создать круговое поле. Для этого требуется асимметрия обмоток.

Таким образом, только с помощью фазосдвигающего конденсатора в однофазном двигателе можно создать симметричный режим, т.е. круговое магнитное поле. Во всех остальных случаях поле будет эллиптическим. Однако ёмкость конденсаторов даже при малой мощности двигателя должна быть достаточно большой. При этом её габариты и стоимость часто решают вопрос выбора фазосдвигающего элемента в пользу менее эффективного, но более дешёвого резистора или дросселя.

Помимо того, что конденсатор позволяет получить круговое поле в двигателе, он существенно улучшает коэффициент мощности и снижает величину потребляемого тока. Это связано с тем, что ёмкость является источником реактивной мощности. В принципе конденсатор может создать такой режим работы, при котором двигатель будет потреблять из сети число активный ток. На рис. 3.6 приведены векторные диаграммы фазных токов для различных фазосдвигающих элементов при некотором постоянном значении активного тока статора  $I_{Sa}$  = const в предположении, что активная составляющая тока одинакова в двух обмотках, т.е.  $I_A \cos \varphi_A = I_B \cos \varphi_B = I_{Sa}/2$ . Положения концов векторов то-



Рис. 3.6. Потребление тока двигателем с различными фазосдвигающими элементами

ка обмотки В при включении конденсатора  $\underline{I}_{BC}$ , резистора  $\underline{I}_{BR}$  и дросселя  $\underline{I}_{BL}$ , определяются как точки пересечения дуг соответствующих геометрических мест с линией  $I_{Sa} = \text{const}$  (точки a, b и с на рис. 2.6). Векторы, приходящие из начала координат В ЭТИ точки  $\underline{I}_{SC} = \underline{I}_A + \underline{I}_{BC}, \ \underline{I}_{SR} = \underline{I}_A + \underline{I}_{BR}$ И  $\underline{I}_{SL} = \underline{I}_A + \underline{I}_{BL}$ , соответствуют токам, потребляемым двигателем. Как и следовало ожидать, наихудшим выбором по потребляемому току является дроссель. Реактивный ток, определяющий величину полного тока, в этом случае максимален, т.к. он расходуется на формирования магнитных полей не только двигателя, но и дросселя. В случае конденсатора реактивный ток

минимальный и может быть вообще нулевым.



#### 3.1.3. Конденсаторный двигатель

Конденсаторным называется двухфазный двигатель, питающийся от однофазной сети, с конденсатором в качестве фазосдвигающего устройства.

На рис. 3.7, *а* показана схема включения конденсаторного двигателя. Главная обмотка *A* подключена к сети через регулятор напряжения, изображённый в виде потенциометра, который может только понижать напряжение. Чтобы не вводить ограничений, связанных с особенностями используемого технического устройства, будем считать потенциометр условным изображением универсального преобразователя, который может, как понижать, так и повышать напряжение, не создавая при этом фазового сдвига между входом и выходом. Тогда напряжение на обмотке *A* будет равно  $U_A = \alpha U_B$ , где  $\alpha$  – положительное вещественное число ( $0 < \alpha < \infty$ ). Вспомогательная обмотка *B* подключена к сети через фазосдвигающий конденсатор *C* и добавочное сопротивление *r*.



Рис. 3.7. Схема включения (а) и векторная диаграмма конденсаторного двигателя в симметричном режиме (б).

Комплексные сопротивления обмоток A и B равны  $\underline{Z}_A = r_A + jx_A$  и  $\underline{Z}_B = r_B + jx_B$ , где  $r_A, x_A, r_B, x_B$  – активные и индуктивные сопротивления, приведённые к числу витков и фаз обмоток A и B.

Если в двигателе формируется круговое магнитное поле, то МДС обмоток равны и смещены по фазе на 90° (рис. 3.7,  $\delta$ ):

$$\underline{I}_B w_B = j \underline{I}_A w_A \Longrightarrow \underline{I}_B = j \underline{I}_A w_A / w_B = j \underline{I}_A / k .$$
(3.4)

Из подобия треугольников 0ab и 0ef следуют соотношения

$$0d = 0a + ad = 0a/\alpha \implies \underline{I}_B r_B + \underline{I}_B r = j \underline{I}_A x_A/\alpha$$
(3.5)

$$de = ab/\alpha \implies j\underline{I}_B x_B - j\underline{I}_B x_C = \underline{I}_A r_A/\alpha$$
(3.6)

Если обмотки имеют одинаковые фазные зоны, то  $x_B = k^2 x_A$ ;  $r_B = k^2 r_A^*$ . Подставляя эти отношения в (3.5) и (3.6), после преобразований получим

см. раздел 2.3

$$k^2 r_A + r = k x_A / \alpha; \tag{3.7}$$

$$-k^{2}x_{A} + x_{C} = kr_{A}/\alpha.$$
(3.8)

Эти выражения тождественны условиям получения кругового поля (2.23) и (2.24). Они содержат три переменные:  $x_c = 1/(\omega C)$ , *r* и  $\alpha$ . Очевидно, что одну из них можно задать произвольно, тогда две оставшиеся определятся решением уравнений (3.7) и (3.8).

Пусть добавочное сопротивление r = 0 (рис. 2.8), тогда

$$k^{2}r_{A} = kx_{A}/\alpha \Longrightarrow \alpha = x_{A}/(kr_{A}) = tg\varphi_{A}/k$$
(3.9)

$$-k^{2}x_{A} + x_{C} = kr_{A} / \alpha \Longrightarrow x_{C} = kr_{A} / \alpha + k^{2}x_{A}$$
(3.10)

Подставляя в (3.10) значение к из (3.9), получим

$$x_{C} = x_{A} / \alpha^{2} + x_{B} = x_{A} / (\alpha^{2} \cos^{2} \varphi_{A}) = k^{2} x_{A} / \sin^{2} \varphi_{A}.$$
(3.11)

Из выражений (3.9) и (3.11) следует, что в конденсаторном двигателе при любом коэффициенте трансформации k круговое поле может быть получено с помощью конечных значений соотношения напряжений  $\alpha$  и ёмкости конденсатора  $C = 1/(\omega x_c)$ . Причём, величина  $\alpha = U_A/U_B$  должна удовлетворять условию  $\alpha = tg \varphi_A/k$ , а ёмкостное сопротивление  $x_c$  – выражению (3.10) или (3.11).

Оба условия являются функциями угла  $\phi_A$ , который изменяется при изменении скольжения, поэтому *круговое поле в конденсаторном двигателе может быть только в одном каком-либо режиме*. Например, при пуске или при работе с номинальной нагрузкой.



Рис. 3.8. Схема включения (а) и векторная диаграмма конденсаторного двигателя в симметричном режиме (б) при r = 0.

От величины угла  $\phi_A$  зависит не только ёмкость конденсатора, но и напряжение на нём –  $U_C = U_B / \cos \phi_A > U_B$  (см. рис. 3.8,  $\delta$ ). Это следует учитывать при выборе типа конденсатора, т.к. напряжение на нём всегда будет выше напряжения питающей сети  $U_B$ . Для правильного определения рабочего напряжения конденсатора нужно кроме симметричного режима исследовать всю область скольжений, иначе возможен его пробой.

Исключение из схемы включения конденсаторного двигателя регулировочного потенциометра (рис. 3.9) эквивалентно условию α = 1. В этом случае выражения (3.9) и (3.11) принимают вид

$$k = w'_B / w'_A = x_A / r_A = tg\phi_A$$
 (3.12)

$$x_{C} = x_{A} + x_{B} = x_{A}(1 + tg^{2}\phi_{A}) = x_{A}/\cos^{2}\phi_{A}.$$
 (3.13)

Ёмкостное сопротивление конденсатора в этом случае равно сумме индуктивных сопротивлений обмоток.

Коэффициент трансформации  $k = w'_B / w'_A = \text{const}$  является конструктивным неизменным параметром двигателя, поэтому условие (3.12) означает, что круговое поле в машине при отсутствии добавочного сопротивления и регулятора напряжения фазы *A* возможно только для одного какого-либо режима (скольжения), при котором оно выполняется. Причём, если при любой нагрузке  $k = w'_B / w'_A \neq \text{tg}\phi_A$ , то в таком двигателе при включении по схеме рис. 3.9, а) вообще невозможно создать круговое поле с помощью конденсатора.



Рис. 3.9. Схема включения (а) и векторная диаграмма конденсаторного двигателя в симметричном режиме (б) при r = 0 и  $\alpha = 1$ .

Рабочее напряжение конденсатора, также как в предыдущем случае, определяется углом  $\phi_A$ , а для кругового поля, с учётом того, что  $x_A / r_A = U_B^* / U_B = k$ ,

$$U_{C} = \sqrt{U_{B}^{2} + (U_{B}^{*})^{2}} = U_{B}\sqrt{1 + k^{2}}.$$

Мощность конденсатора равна

$$Q_C = U_C I_B = \frac{U_A}{\cos \varphi_A} I_B.$$

Из векторной диаграммы на рис. 2.9,  $\delta$  следует, что полный ток, потребляемый двигателем, равен  $I = I_B / \cos \varphi_A$ . Отсюда полная мощность двигателя



$$S = U_A I = U_A \frac{I_B}{\cos \varphi_A}.$$

Таким образом, мощность конденсатора при круговом поле равна полной мощности двигателя, т.е. максимально возможной активной мощности.

Рассмотрим теперь условия получения кругового поля в двигателе с добавочным сопротивлением в цепи обмотки *B* и с прямым подключением обмотки *A* к сети, т.е. при  $\alpha = 1$  (рис. 3.10). Уравнения (3.7) и (3.8) в этом случае преобразуются к виду:

$$r = kx_A - k^2 r_A; aga{3.14}$$

$$x_{C} = kr_{A} + k^{2}x_{A}.$$
 (3.15)

Добавочное сопротивление r должно быть положительной величиной. Из выражения (3.14) следует, что это возможно только, если  $x_A > kr_A$ , т.е.

$$tg\phi_A = x_A / r_A > k \tag{3.16}$$

Это означает, что круговое поле в двигателе можно получить включением конденсатора и резистора в цепь вспомогательной обмотки только в том случае, если режим работы (скольжение), для которого требуется выполнить настройку, соответствует ограничению (3.16).



Рис. 3.10. Схема включения (а) и векторная диаграмма конденсаторного двигателя в симметричном режиме (б) при α = 1.

Кроме этого ограничения существенным недостатком способа является ухудшение КПД привода за счёт дополнительных потерь в резисторе.

Таким образом, из всех рассмотренных вариантов схем, используемых для формирования кругового магнитного поля в конденсаторном двигателе, универсальной схемой, обеспечивающей настройку для любого режима работы (скольжения) и не создающей дополнительных потерь энергии, является схема без добавочного сопротивления и возможностью питания главной обмотки напряжением требуемой величины (рис. 3.8, *a*).

#### 3.1.4. Асинхронные двигатели с пусковыми устройствами

Рассмотренные выше конденсаторные двигатели позволяют двухфазному двигателю работать при питании от однофазной сети с достаточно высокими энергетическими показателями. Это связано с тем, что практически во всех режимах в машине формируется эллиптическое магнитное поле с близкими размерами полуосей. Получение таких характеристик требует использования достаточно дорогих и крупногабаритных конденсаторов и часто не оправдано не только экономически, но и технически. В большей части однофазных силовых приводов используются асинхронные микродвигатели с пусковыми фазосдвигающими устройствами. В них круговое, а чаще эллиптическое магнитное поле формируется только в кратковременном пусковом режиме. После чего вспомогательная или пусковая обмотка отключается, и двигатель работает с пульсирующим магнитным полем при питании только главной или рабочей обмотки.

Вследствие того, что в рабочем режиме под напряжением находится только одна обмотка, под неё отводят большую часть пазов статора. Обычно это 2/3 от числа пазов, а 1/3 занимает пусковая обмотка. Иногда пазы пусковой обмотки делают с меньшим сечением (рис. 3.11)

Рабочая обмотка имеет большое число витков и, соответственно, большую индуктивность. Для снижения потерь её активное сопротивление делают мини-



Рис. 3.11. Лист пакета статора однофазного двигателя

мально возможным. Пусковая обмотка работает кратковременно, поэтому нагрузку для неё можно существенно повысить, увеличив плотность тока. Обмотку наматывают проводом малого сечения с большим удельным сопротивлением, повышая тем самым активное сопротивление. Индуктивное сопротивление пусковой обмотки невелико, т.к. у неё малое количество витков вследствие малой фазной зоны. В результате этих конструктивных решений получается следующее соотношение активных и индуктивных сопротивлений –  $r_A < r_B$  и  $x_A > x_B$ .

Этим обеспечивается довольно значительный фазовый сдвиг между токами и МДС рабочей и пусковой обмоток  $\beta = \varphi_A - \varphi_B = \operatorname{arctg}(x_A/r_A) - \operatorname{arctg}(x_B/r_B)$  и эллиптический годограф вектора индукции магнитного поля.

### 3.1.4.1. Двигатель с пусковым сопротивлением

Простейшим, надёжным и самым дешёвым пусковым устройством является резистор (рис. 3.12, *a*).

При пуске ключ S замыкается, и ток протекает по обеим обмоткам, формируя в двигателе эллиптическое магнитное поле. Механическая характеристика, соответствующая режиму пуска показана рис. 3.12,  $\delta$ . После того, как ротор разгонится до скорости близкой к номинальному значению (точка *a* на рис. 3.12,  $\delta$ ) ключ S размыкается и рабочая точка скачкообразно перемещается на

характеристику, соответствующую однофазному включению двигателя (точка *b* на рис. 3.12, *б*).

Управление ключом S обычно производится автоматически с помощью



центробежного или токового реле. В первом случае контакты реле размыкаются и отключают пусковую обмотку по достижении скорости вращения, при которой центробежная сила становится больше усилия пружины, определяющего уставку реле. В случае использования токового

Рис. 3.12. Схема включения (а) и механические характеристики однофазного двигателя с пусковым сопротивлением (б)

реле, его обмотка включается последовательно в цепь рабочей обмотки, а нормально замкнутые контакты выполняют функцию ключа *S*. При пуске ток рабочей обмотки максимален и контакты реле замкнуты. По мере разгона ток снижается, и когда он достигает тока отпускания реле пусковая обмотка отключается.

Надёжность пускового реле должна быть достаточно высокой, т.к. в случае его отказа при отключении двигатель выйдет из строя из-за перегрева пусковой обмотки, рассчитанной на кратковременный режим работы.

Выбор величины пускового резистора из условия получения максимального пускового момента можно произвести с помощью векторной диаграммы рис. 3.13.

Как известно, вращающий момент двухфазного асинхронного двигателя пропорционален величине МДС фазных обмо-



Рис. 3.13. Векторная диаграмма двигателя при пуске

ток  $F_A \sim I_A w_A$  и  $F_B \sim I_B w_B$ , а также синусам пространственного  $\gamma$  и временного  $\beta$  углов

$$M \sim I_A w_A I_B w_B \sin \gamma \sin \beta$$
.

При постоянной скорости вращения и напряжении питания U = const ток рабочей обмотки  $I_A = \text{const}$ . Поэтому вращающий момент пропорционален

$$M \sim I_{B}(r) \sin[\beta(r)]. \tag{3.17}$$

На векторной диаграмме эта величина соответствует отрезку *ef* и для получения максимального пускового момента нужно, чтобы этот отрезок имел максимальную величину. При изменении активного сопротивления в цепи пуско-

вой обмотки вектор  $\underline{I}_B$  перемещается по дуге окружности диаметром  $U/x_B = 2R^*$ . Следовательно, размер катета, противолежащего углу  $\beta$ , будет максимальным (max(*ef*) = *ad*) тогда, когда конец вектора  $\underline{I}_B$  находится в точке *a*, лежащей на пересечении полуокружности с радиусом перпендикулярным направлению вектора тока  $\underline{I}_A$ . В этом положении активная составляющая вектора  $\underline{I}_B$  ( $I_{Ba}$ ) в масштабе рисунка равна отрезку  $ac = R \sin \varphi_A$ , а реактивная  $I_{Bp}$  – отрезку  $ab = R - 0'c = R(1 - \cos\varphi_A)$ . Из подобия треугольников токов и сопротивлений пусковой обмотки следует

$$r = x_B \frac{\sin \varphi_A}{1 - \cos \varphi_A} - r_B$$

Очевидно, что условие (3.18) может быть выполнено только, если  $x_B \frac{\sin \phi_A}{1 - \cos \phi_A} > r_B$ , т.е. если без пускового сопротивления конец вектора тока располагается вне дуги 0*a*. Если пусковая обмотка выполнена таким образом, что  $r_B > x_B \frac{\sin \phi_A}{1 - \cos \phi_A}$ , то включения в её цепь пускового резистора не требуется. В

оптимальном варианте  $r_B = x_B \frac{\sin \phi_A}{1 - \cos \phi_A}$  и максимально возможный фазовый

сдвиг обеспечивается собственными параметрами пусковой обмотки.

Таблица 3.1. Эксплуатационные показатели однофазного двигателя с пусковым сопротивлением

| Показатель  | Значение |
|---|----------|
| Коэффициент полезного действия                                | 0,40,7   |
| Коэффициент мощности  | 0,50,6   |
| Кратность максимального момента ${M_{ m max}}/{M_{ m Hom}}$   | 1,42     |
| Кратность пускового момента $M_{_{ m пуск}}/M_{_{ m HOM}}$    | 11,5     |
| Кратность пускового тока $I_{_{ m ПУСK}}/I_{_{ m HOM}}$       | 79       |
| Добротность двигателя $M_{ m nyc\kappa}$ / $I_{ m nyc\kappa}$ | 0,10,2   |

Эксплуатационные характеристики однофазного двигателя с пусковым сопротивлением невысоки. Это связано с тем, что рабочий режим с пульсирующим магнитным полем не может обеспечить высокоэффективное преобразование энергии. При пуске с фазосдвигающим резистором магнитное поле может

<sup>\*</sup> см. раздел 3.1.2

быть только эллиптическим, причём с малым значением коэффициента формы эллипса. Это означает, что магнитное поле содержит значительную составляющую обратного вращения, которая уменьшает пусковой момент и в целом ухудшает энергетику пуска.

### 3.1.4.2. Двигатель с пусковым конденсатором

В приводах, в которых предъявляются повышенные требования к пусковым режимам, используются двигатели с пусковым конденсатором.

Схема включения такого двигателя отличается от схемы двигателя с пусковым сопротивлением только тем, что в ней вместо резистора последовательно с пусковой обмоткой включён конденсатор (рис. 3.14, *a*). Методика пуска и аппаратура здесь совершенно аналогичны. Механическая характеристика при пуске качественно не отличается от характеристики на рис. 3.12,  $\delta$ , а в рабочем режиме, если речь идёт об одном и том же двигателе, она в точности такая же.



Рис. 3.14. Схема включения (а) и векторная диаграмма однофазного двигателя с пусковым конденсатором (б)

Выбор ёмкости конденсатора здесь можно производить из условия получения кругового магнитного поля при пуске в соответствии с выражениями (3.12) и (3.13), но только в том случае, если коэффициент трансформации двигателя равен отношению  $x_A/r_A$  при неподвижном роторе.

В противном случае это можно сделать, из условия получения максимального пускового момента, воспользовавшись векторной диаграммой и методикой, использованной при выборе сопротивления пускового резистора.

На рис. 3.14, б приведена векторная диаграмма двигателя. Здесь геометрическим местом точек вектора  $\underline{I}_B$  при  $0 \le x_C = \text{var} < \infty$  является окружность радиусом  $R = U/(2r_B)$ . Максимальная величина катета  $ef = I_B \sin\beta \sim M$ , лежащего против угла β и определяющего электромагнитный момент двигателя, соответствует отрезку ad, расположенному на диаметре окружности перпендикулярном вектору <u>I</u><sub>A</sub>. Активную и реактивную составляющие тока пусковой обмоток, если вектор  $I_{R}$ находится В точке a, можно найти как

 $I_{Ba} = ac = R + R \sin \phi_A$  и  $I_{Bp} = ab = R \cos \phi_A$  Тогда ёмкостное сопротивление конденсатора из подобия треугольников токов и сопротивлений определится в виде

По своим эксплуатационным характеристикам двигатель с пусковым конденсатором не отличается от двигателя с пусковым сопротивлением, кроме высокого пускового момента, кратность которого составляет  $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = 2...2,5$ .

### 3.1.4.3. Двигатель с пусковым и рабочим конденсатором

В том случае, если от двигателя в рабочем режиме требуются высокие энергетические показатели, вспомогательную обмотку *В* постоянно подключают к источнику питания через фазосдвигающий конденсатор  $C_p$ , называемый рабочим конденсатором (рис. 3.15, *a*). Во время пуска параллельно рабочему подключают пусковой конденсатор  $C_n$ , увеличивая тем самым ток и магнитный поток вспомогательной обмотки.



В рабочем peжиме питаются обе обмотки двигателя, поэтому вспомогательную обмотку рассчитывают на длительный режим и отводят под неё такую же фазную зону как для главной обмотки.

высоких энергетиче-

получения

Для

Рис. 3.15. Схема включения (а) и механические характеристики однофазного двигателя с пусковым и рабочим конденсатором (б)

ских показателей в номинальном режиме в двигателе должно быть круговое магнитное поле. Так как рабочая обмотка подключается к сети непосредственно, то получение кругового поля возможно только при определённом сочетании параметров<sup>\*</sup>

$$k = w'_B / w'_A = x_A(s_{\rm H}) / r_A(s_{\rm H})$$
(3.19)

и выборе ёмкости рабочего конденсатора из условия

$$x_{C} = x_{A}(s_{H})/\cos^{2}\varphi_{A}(s_{H}); \ C_{p} = 1/(\omega x_{C}),$$
 (3.20)

где *s*<sub>н</sub> – номинальное скольжение.

<sup>&</sup>lt;sup>\*</sup> см. раздел 3.1.3

Ёмкость пускового конденсатора выбирается таким образом, чтобы в сумме с ёмкостью рабочего обеспечить максимальный пусковой момент –

$$C_{\rm n} = \frac{1}{\omega x_C} - C_{\rm p}$$

где ёмкостное сопротивление x<sub>c</sub> определяется в соответствии с выражением

Таблица 3.2. Эксплуатационные показатели однофазного двигателя с пусковым и рабочим конденсатором

| Показатель  | Значение |
|---|----------|
| Коэффициент полезного действия                              | 0,50,9   |
| Коэффициент мощности  | 0,80,95  |
| Кратность максимального момента ${M_{ m max}}/{M_{ m Hom}}$ | 1,82,5   |
| Кратность пускового момента $M_{_{ m ПУСK}}/M_{_{ m HOM}}$  | 22,2     |

(3.18).

Работа двигателя с круговым магнитным полем в номинальном режиме обеспечивает энергетические показатели сопоставимые с трёхфазными двигателями. Причём, его коэффициент мощности даже выше за счёт того, что фазосдвигающий конденсатор является источником реактивной мощности и снижает её потребление из сети. Форсирование магнитного потока вспомогательной обмотки повышает пусковой момент и приближает пусковые свойства двигателя к трёхфазным двигателям той же мощности.

3.1.3.4. Двигатель с рабочим конденсатором



Пусковые устройстувеличивают стоива мость и снижают надёжность системы автоматики. Поэтому в тех случаях, когда приводимый в движение механизм не требует большого пускового момента от них можно отказаться, оставив в качестве фазосдвигающего VCTройства только рабочий конденсатор (рис. 3.16,

Рис. 3.16. Схема включения (а) и механическая характеристика однофазного двигателя с рабочим конденсатором (б)

*a*).

Если двигатель рассчитан на работу с круговым магнитным полем в номинальном режиме, то его параметры должны удовлетворять условию (3.19), а ёмкость конденсатора выбрана в соответствии с выражением (3.20). В этом случае характеристики двигателя будут соответствовать таблице 3.2 за исключением кратности пускового момента, которая будет меньше единицы, т.к. в пусковом режиме магнитный поток фазы *B* не будет форсирован.

В специально разработанных двигателях пусковой момент может быть увеличен за счёт увеличения активного сопротивления обмотки ротора. Но в этом случае невозможно получение высокого КПД, т.к. увеличение сопротивления приводит к росту электрических потерь в роторе.

Из рис. 3.15,  $\delta$  следует, что увеличением ёмкости конденсатора можно увеличить пусковой момент, но при этом поле в номинальном режиме станет эллиптическим и за счёт этого уменьшится КПД двигателя. Кроме того, увеличится ток фазы *B*. Это потребует для сохранения теплового режима снижения напряжения питания, что приведёт, в свою очередь, к снижению перегрузочной способности и пускового момента. В конечном счете, пусковой момент может не только не возрасти, но даже уменьшится.

Таким образом, единственным эффективным способом улучшения пусковых свойств двигателя с рабочим конденсатором является использование регулятора напряжения в цепи главной обмотки и выбор ёмкости из условий получения кругового поля при повышенном скольжении вплоть до единичного<sup>\*</sup>, т.е. при пуске. Однако при этом неизбежно ухудшится КПД, т.к. параметры двигателя рассчитаны на работу с круговым полем при номинальном скольжении.

### 3.2. Двигатели с экранированными полюсами

Фазовый и пространственный сдвиги между пульсирующими магнитными потоками, необходимые для формирования эллиптического магнитного поля, можно создать в двигателе с помощью различных конструктивных решений. При этом отпадает надобность во внешних фазосдвигающих устройствах. Наиболее простой и часто встречающейся конструкцией является однофазный двигатель с экранированными или расщеплёнными полюсами.

Ротор двигателя обычно короткозамкнутый типа беличьей клетки, а статор явнополюсный с расположенной на полюсах сосредоточенной обмоткой. В полюсных наконечниках статора диаметрально сделано по два паза, в которые уложены короткозамкнутые витки (рис. 3.17, *a*).

При подключении обмотки к сети в двигателе создаётся пульсирующий магнитный поток, замыкающийся по ярму (корпусу), полюсам и через воздушный зазор по телу ротора. В полюсных наконечниках часть потока проходит по неэкранированной части  $\Phi'$ , а другая часть  $\Phi''$  по экранированной, т.е. охваченной короткозамкнутым витком. Переменный пульсирующий магнитный поток  $\Phi''$ , сцепляющийся с короткозамкнутым витком, наводит в нём ЭДС  $E_{\kappa}$ , отстающую от потока по фазе на 90° (рис. 3.17, *в*). Под действием этой ЭДС в витке протекает ток  $I_{\kappa}$ , совершенно аналогично тому, как это происходит во вторичной обмотке трансформатора. Так как короткозамкнутый виток имеет конечные значения активного и индуктивного сопротивления ( $r_{\kappa}, x_{\kappa}$ ), то ток  $I_{\kappa}$  будет отставать по фазе от ЭДС  $E_{\kappa}$  на угол  $0 < \varphi_{\kappa} = \operatorname{arctg}(x_{\kappa}/r_{\kappa}) < \pi/2$ . В экра-

<sup>\*</sup> см. раздел 2.1.2
нированной части наконечников переменный ток  $I_{\kappa}$  создаёт магнитный поток  $\Phi_{\kappa}$ , совпадающий по фазе с возбуждающим его током и смещённый по отно-



Рис. 3.17. Конструктивная схема (а), схема магнитных потоков (б) и векторная диаграмма (в) однофазного двигателя с экранированными полюсами

шению к потоку  $\underline{\Phi}''$  на угол  $\pi/2 + \varphi_{\kappa}$ . Результирующий поток в экранированной части наконечников равен сумме этих потоков  $\underline{\Phi}''_{\Sigma} = \underline{\Phi}'' + \underline{\Phi}_{\kappa}$ . Его смещение по фазе по отношению к потоку в неэкранированной части составляет  $0 < \beta < 90^{\circ}$  (рис. 3.17, *в*).

Предположим, что индукция в воздушном зазоре под полюсами двигателя распределена равномерно. Тогда оси магнитных потоков в экранированной и неэкранированной частях полюсов будут совпадать с геометрическими центрами частей полюсов, и пространственный сдвиг между потоками составит некоторый угол  $0 < \gamma < 90^{\circ}$  (рис. 3.17, *a*).

Таким образом, рассмотренное конструктивное решение позволяет получить в двигателе два пульсирующих магнитных потока, смещённых во времени и в пространстве. Амплитуды пульсаций этих потоков отличаются друг от друга  $\underline{\Phi''}_{\Sigma} < \underline{\Phi'}$  и суммарный угол  $\beta + \gamma$  всегда меньше  $\pi$ , поэтому магнитное поле может быть только эллиптическим. Это значит, что двигатель будет развивать некоторый пусковой момент, но кратность его невелика и составляет  $M_{\text{пуск}}/M_{\text{ном}} = 0, 2...0, 5$ .

Для увеличения пускового момента между наконечниками полюсов помещают стальные пластины, называемые магнитными шунтами (рис. 3.17, *a*). Они увеличивают магнитный поток, проходящий через экранированную часть наконечника, и уменьшают тем самым степень эллиптичности поля.

Отличительной особенностью двигателей с экранированными полюсами является сосредоточенная обмотка. Пространственное распределение МДС такой обмотки представляет собой прямоугольную волну, которую можно представить бесконечным спектром нечётных гармоник с амплитудами, уменьшающимися пропорционально их номеру.

Если две волны МДС с прямоугольным распределением смещены в про-



Рис. 3.18. Пространственное распределение первой и третьей гармоник МДС двухфазных обмоток (а) и механическая характеристика однофазного двигателя с экранированными полюсами (б)

странстве на 90° эл. (рис. 3.18, *a*), то все гармоники создают круговые вращающиеся магнитные поля с синхронными частотами вращения обратно пропорциональными номеру гармоники. Причём, гармоники с номерами v = 4k + 1 (k = 0, 1, 2...) образуют поля прямого вращения, а гармоники с номерами v = 4k - 1 (k = 1, 2, 3...) – поля обратного вращения.

Наиболее ярко выраженными в спектре являются третья и пятая гармоники. В отличие от трёхфазных двигателей, где третья гармоника образует пульсирующее поле, здесь она создаёт поле обратного вращения, а пятая – поле прямого вращения.

На рис. 3.18, б показаны механические характеристики, создаваемые полями первой, третьей и пятой гармоник  $M_1(s), M_3(s)$  и  $M_5(s)$ , приведённые к значению максимального момента первой гармоники. Синхронные скольжения для третьей и пятой гармоник равны соответственно 4/3 и 4/5. Результирующая механическая характеристика M(s) получается суммированием ординат всех трёх характеристик. Её характерной особенностью является провал, создаваемый третьей гармоникой. Скольжение, при котором наблюдается минимум вращающего момента (точка *a* на рис. 3.18, *б*), зависит от величины критического скольжения характеристики  $M_3(s)$ . В результате на механической характеристике двигателя возникает участок статической устойчивости *ab*, и если этот участок достаточно сильно выражен, то при пуске с большим нагрузочным моментом может наступить режим вращения на малой скорости. На рис. 3.18, *б* видно, что на крутизну механической характеристики на участке *ab* сильно влияет характеристика пятой гармоники, имеющая здесь положительную про-изводную dM/ds.

Для улучшения пусковых и рабочих свойств двигателей полюсным наконечниками придают сложную форму. Так для выравнивания потоков, проходящих по экранированной и неэкранированной частям, зазор под неэкранированной частью наконечника делают приблизительно вдвое большим (рис. 3.19). Подавление третьей гармоники достигается своего рода «распределением» короткозамкнутого витка на два-три паза (рис. 3.19,  $\delta$ ). В некоторых типах двигателей фазовое смещение потоков достигается без использования короткозамк-



Рис. 3.19. Конструкции полюсных наконечников двигателей с улучшенными характеристиками

нутых витков за счёт различной величины зазора и увеличения той части наконечника, под которой зазор минимален (рис. 3.19, *в*). Этим достигается значительная асимметрия магнитной проводимости для потоков, проходящих по разным частям наконечника. В результате создаётся большое различие их ин-

дуктивностей, приводящее к фазовому смещению одного потока относительно другого.

Характерной особенностью двигателей с экранированными полюсами является малая кратность пускового тока. Это связано с тем, что в явнополюсных двигателях значительная часть магнитного потока ротора  $\Phi_{2\sigma}$  замыкается по краям полюсных наконечников, не сцепляясь с обмоткой статора (рис. 3.20). Этот поток не влияет на основной поток машины (поток взаимоиндукции) и, следовательно, при изменении тока ротора не вызывает соответствующего изменения тока статорной обмотки. Поэтому потребляемый ток при изменении нагрузки от холостого хода до короткого замыкания изменяется всего на 40...50% и двигатель может в течение относительно длительного времени нагоми состоянии, работать с частыми пусками и реверсами,

не выходя за пределы допустимой тепловой перегрузки.

Короткозамкнутый виток двигателя с экранированными полюсами представляет собой обмотку, создающую значительные дополнительные потери. Это снижает и без того низкий КПД двигателя, работающего в режиме эллиптического поля, до 25...40%. Экранированные двигатели простейшей конструкции строятся на мощности от долей ватт до 20...30 Вт, а усовершенствованной конструкции – до 300 Вт

Максимум КПД двигателя с экранированными полюсами приблизительно соответствует максимальному электромагнитному



Рис. 3.20. Магнитный поток ротора явнополюсного двигателя

моменту, поэтому рабочую точку на механической характеристике выбирают

вблизи точки опрокидывания (рис. 3.18, б), снижая кратность максимального момента до значений  $M_{\text{max}}/M_{\text{ном}} = 1,1...1,25$ .

#### 3.3. Универсальные асинхронные двигатели

Некоторые системы автоматики разрабатываются в расчёте на возможность эксплуатации при питании, как от трёхфазных сетей, так и от однофазных. В этом случае для привода в них используются либо универсальные асинхронные двигатели, либо трёхфазные.

Универсальные двигатели по конструкции также являются трёхфазными, но они рассчитываются так, чтобы при определённом соединении обмоток и подключении фазосдвигающего конденсатора обеспечить приемлемые пусковые и рабочие характеристики при питании от однофазной сети.



Рис. 3.21. Схемы подключения универсального двигателя к однофазной сети

На рис. 3.21 показаны схемы подключения двигателя серии УАД к однофазной сети с рабочим конденсатором. Чтобы получить пространственное смещение МДС в 90° две фазные обмотки соединяют последовательносогласно. Для этого необходимо у одной из них поменять местами начало и конец (обмотка  $C_5$ - $C_2$  на рис. 3.21). В результате соединения образуется основная обмотка, занимающая 2/3 пазов и

создающая МДС в  $\sqrt{3}$  раз превышающую МДС фазной обмотки. Третья фазная обмотка занимает оставшуюся треть пазов и выполняет функцию вспомогательной обмотки.

При определённом выборе ёмкости конденсатора (см. раздел 3.1.3) в схеме рис. 3.21, *a*, магнитное поле в двигателе будет круговым в режиме работы с коэффициентом мощности  $\cos \varphi = 0,5$ , а в схеме рис. 3.21, *б*, – при  $\cos \varphi = \sqrt{3}/2$ . Однако в первой схеме при круговом поле максимальный момент меньше, чем при пита-



Рис. 3.22. Схемы подключения трёхфазного двигателя к однофазной сети



нии от трёхфазной сети, а во второй – ток в конденсаторной обмотке в  $\sqrt{3}$  раз больше номинального. Поэтому и в том и в другом случае нагрузка двигателя должна быть уменьшена до 70...85% от номинальной нагрузки при трёхфазном питании.

В случае необходимости в качестве универсального могут использоваться трёхфазные двигатели общего применения. На рис. 3.22 показаны некоторые схемы включения с пусковыми фазосдвигающими устройствами. Схемы *a* и *б* используются в том случае, если двигатель имеет только три вывода для под-ключения, а схемы *в* и *г*, если доступны все шесть концов обмотки. В рабочем режиме в двигателе будет пульсирующее магнитное поле, и он может развивать мощность до 40...50% от номинальной мощности при питании от трёхфазной сети.

# 4. Синхронные двигатели

В системах автоматики синхронные двигатели находят очень широкое применение. Это объясняется тем, что при постоянной частоте питания их скорость вращения в синхронном режиме не зависит от колебаний напряжения и нагрузочного момента. Синхронные двигатели используются в устройствах звуко- и видеозаписи, связи, в лентопротяжных механизмах, т.е. там, где требуется постоянная частота вращения.

Статор синхронного двигателя по конструкции и по функциям аналогичен статору асинхронного двигателя. Двигатели мощностью до нескольких ватт, как правило, имеют однофазное исполнение, а двигатели большей мощности – двух или трёхфазное.

По конструкции ротора синхронные микродвигатели можно разделить на двигатели: с электромагнитным возбуждением, с магнитоэлектрическим возбуждением (с постоянными магнитами), реактивные и гистерезисные. Двигатели с электромагнитным возбуждением из-за сложной конструкции ротора и необходимости источника питания постоянного тока в системах автоматики применяются очень редко. В последние десятилетия их использование ещё более сократилось в связи с разработкой новых материалов магнитов на основе редкоземельных элементов типа SmCo<sub>5</sub>. Удельная энергия и коэрцитивная сила таких магнитов значительно выше, чем у других материалов, что позволяет создавать на их основе двигатели с уникальными свойствами.

Синхронные двигатели выпускаются как на промышленную частоту 50 Гц, так и на повышенные частоты 400, 500 и 1000 Гц. Кроме обычных двигателей в системах автоматики широко применяются тихоходные двигатели с электромагнитной и механической редукцией.

## 4.1. Роторы с возбуждением от постоянных магнитов

Возбуждение магнитного поля ротора с помощью постоянных магнитов по сравнению с электромагнитным возбуждением обладает целым рядом преимуществ, обусловивших постоянно растущее распространение двигателей этого



типа. Главной причиной здесь является отсутствие обмотки, контактных колец и цёток на роторе. Это приводит к тому, что:

- конструкция ротора и машины в целом становится более простотой и технологичной;
- повышается надёжность двигателя;
- повышается удельная мощность двигателя;
- отсутствие потерь на возбуждение повышает КПД (у машин малой мощности до 30...40%) и уменьшает нагрев двигателя.

При правильном изготовлении и стабилизации магнита ротора магнитный поток в машине не зависит от режима работы, напряжения питания, температуры и т.п.

Наряду с достоинствами у постоянных магнитов есть и ряд недостатков:

- кристаллическая твёрдая структура материала, требующая особой сложной обработки;
- сложность регулирования магнитного потока;
- высокая стоимость некоторых материалов.

# 4.1.1. Основные параметры и свойства постоянных магнитов

Постоянные магниты изготавливают из магнитотвёрдых материалов с широкой петлёй гистерезиса, обладающих значительным остаточным магнетизмом.

Основной характеристикой постоянного магнита является часть предельного цикла петли гистерезиса, расположенная во втором квадранте и *называемая кривой размагничивания* (рис. 4.1).

Главными параметрами этой кривой являются:

- индукция насыщения *B<sub>s</sub>* и соответствующая ей напряжённость магнитного поля *H<sub>s</sub>*, характеризующие состояние материала магнита, при котором магнитные моменты всех доменов ориентированы по внешнему полю;
- остаточная индукция *B<sub>r</sub>* индукция на предельной петле гистерезиса при нулевой напряжённости внешнего поля;
- коэрцитивная (удерживающая) сила H<sub>c</sub> напряжённость внешнего поля, необходимая для уменьшения до нуля индукции в материале, предварительно намагниченном до насыщения;
- магнитная проницаемость отношение индукции к напряженности магнитного поля  $\mu = B/H$ ;
- максимальная удельная энергия, развиваемая магнитом во внешнем пространстве A<sub>m</sub> = B<sub>m</sub>H<sub>m</sub>/2, где B<sub>m</sub>, H<sub>m</sub> – координаты точки кривой размагничивания, соответствующие максимальной энергии;
- коэффициент формы кривой размагничивания отношение максимальной энергии магнита к предельным координатам кривой  $\gamma = B_m H_m / (B_r H_c)$ .

Если на тороиде из магнитотвёрдого материала намотать обмотку (рис. 4.1) и, пропуская по ней постоянный ток, намагнитить его до состояния насыщения,

то индукция внутри материала будет равна  $B_s$ , а напряжённость внешнего поля  $H_s$ . После отключения обмотки напряжённость поля будет равна нулю, а индукция в теле магнита снизится до остаточного значения  $B_r$ . Остаточная индукция является одним из важнейших параметров материала, определяющим качество магнита. Чем выше остаточная индукция, тем лучше постоянный магнит. У современных материалов остаточная индукция составляет 0,2...1,5 Тл.



Рис. 4.1. Кривая размагничивания и физическая модель магнита

Чтобы снизить индукцию в материале до нуля нужно создать определённую напряжённость внешнего поля, пропуская ток в обмотке в обратном направлении. Величина этой напряжённости  $H_c^*$  называется коэрцитивной силой и составляет в зависимости от материала магнита от 40 до 600 кА/м и более.

Каждой точке кривой размагничивания соответствует своя магнитная проницаемость  $\mu = B/H$ . Особенностью постоянных магнитов является низкая магнитная проницаемость в рабочей точке. Её относительное значение  $\mu < 10$ , в то время как у электротехнической стали в зависимости от марки она составляет  $\mu = (50...300) \cdot 10^3$ .

Если после создания режима насыщения материала снизить ток обмотки тороида до нуля, а затем изменить его направление и увеличить значение, не размагничивая материал полностью, то состояние магнита будет характеризоваться некоторой точкой на кривой размагничивания, например, точкой *k* на рис. 4.1. При этом напряжённость внешнего поля будет равна  $H_k$ , индукция –  $B_k$ , а магнитная проницаемость –  $\mu_k = B_k / H_k$ . В таком состоянии магнит будет находиться до тех пор, пока по обмотке протекает неизменный ток. Если теперь отключить питание обмотки или постепенно снизить ток до нуля, то индукция в материале не восстановится до остаточного значения  $B_r$ , а по некоторому част-

<sup>\*</sup> при анализе постоянных магнитов напряжённость поля, соответствующую второму квадранту, считают положительной



ному циклу перемагничивания увеличится до  $B_n < B_r$ . Чтобы увеличить индукцию до  $B_r$  нужно увеличить ток в обмотке до значения соответствующего режиму насыщения, а затем отключить питание. При этом состояние материала будет изменяться по кривым *ns* и  $sB_r$ .

Изменение тока обмотки между нулевым значением и значением, соответствующим напряжённости поля в точке k, приведёт к перемагничиванию материала между предельными точками k и n частного цикла, показанного стрелками на рис. 4.1. Этот цикл, а также другие частные циклы перемагничивания внутри кривой размагничивания, имеет малую площадь, т.е. незначительно отклоняется от прямой линии, соединяющей граничные точки. Поэтому при анализе его заменяют линией kn, называемой линией возврата или прямой возвраma. Точка начала прямой возврата на кривой размагничивания называется mouкой omxoda.

Тангенс угла наклона прямой возврата β (рис. 4.1) называется коэффициентом возврата –

$$\rho = \frac{\Delta B \cdot m_B}{\Delta H \cdot m_H} = \operatorname{tg} \beta \,,$$

где:  $\Delta B$  и  $\Delta H$  – разности координат граничных точек прямой возврата, а  $m_B, m_H$  – масштабы осей магнитной индукции и напряжённости магнитного поля. Строго говоря, коэффициенты возврата для разных точек отхода различны, но для большей части материалов они отличаются незначительно. Поэтому их принято считать одинаковыми и определять по углу наклона касательной, проведённой к кривой размагничивания в точке остаточной индукции (рис. 4.1).

Одной из важнейших характеристик материала магнита является его удельная энергия. Она определяется как

$$A = \frac{1}{V} \int_{V} \frac{BH}{2} dV,$$

где *В* и *H* – индукция и напряжённость магнитного поля в разных точках объёма магнита *V*.

Так как для множества точек определить *В* и *Н* затруднительно, то расчёт ведётся по значениям, определённым для нейтрального (среднего) сечения в предположении, что во всех других они одинаковы. И тогда

$$A = \frac{BH}{2}.$$

На границах кривой размагничивания энергия магнита очевидно равна нулю и, т.к. кривая монотонна, то между граничными точками зависимость A = f(B) имеет максимум. Значения индукции  $B_m$  и напряженности поля  $H_m$ , соответствующие максимуму энергии, зависят от формы кривой размагничивания. Энергия возрастает с увеличением выпуклости кривой. При идеальной прямоугольной форме она равна  $A_{m\Box} = B_r H_c / 2$ . Для оптимального использования магнита нужно, чтобы в рабочем режиме он находился в состоянии, соответствующем максимуму энергии или как можно ближе к нему. В этом случае при прочих равных условиях у машины будет минимальная масса и габариты, т.е. максимальная удельная мощность.

Отношение удельной энергии реального магнита к энергии идеального называется коэффициентом формы кривой размагничивания  $\gamma = B_m H_m / (B_r H_c)$ . У современных материалов он составляет  $\gamma = 0, 3...0, 65$ .

Выше мы рассматривали состояния магнита, имеющего форму замкнутого тороида. Такой магнит не возбуждает поля в окружающем его пространстве, т.к. весь магнитный поток замыкается внутри и, если он предварительно был намагничен до насыщения, а затем напряжённость внешнего поля снизилась до нуля, то индукция в материале магнита будет равна  $B_r$ . При этом удельная энергия магнита будет равна нулю.

Разрежем тороид и удалим его часть размером  $\delta$  (рис. 4.1). В образовавшемся воздушном зазоре возникнет магнитное поле с напряжённостью  $H_{\delta}$ . Тогда, в соответствии с законом полного тока,  $H_{\delta}\delta + H_k l = 0$ , где  $H_k$  – напряжённость в магните, а l – длина средней линии тороида. Отсюда  $H_k = -H_{\delta}\delta/l \neq 0$ или  $H_k = H_{\delta}\delta/l \neq 0$ , с учётом того, что при анализе постоянных магнитов напряжённость поля принимается положительной. То, что напряжённость в магните после создания зазора не равна нулю, означает смещение рабочей точки по кривой размагничивания от точки остаточной индукции. В результате состояние магнита будет соответствовать некоторой точке k, в которой индукция  $B_k < B_r$ . Таким образом, при создании воздушного зазора происходит размагничивание материала тороида. При этом величину зазора можно выбрать так, чтобы рабочая точка совпала с точкой m, соответствующей максимуму энергии магнита.

Если теперь заполнить зазор идеальным магнитомягким материалом с бесконечной проводимостью, то напряженности поля в зазоре и в магните станут равными нулю –  $H_{\delta} = B_{\delta}/\mu_{\delta} = 0|_{\mu_{\delta}=\infty} \implies H_k = -H_{\delta}\delta/l = 0$ . Однако при этом, также как в случае размагничивания током обмотки тороида, индукция магнита не восстановится до  $B_r$ , а понизится до значения  $B_n < B_r$ . При удалении вставки магнит по прямой возврата kn вернётся к состоянию, соответствующему точке отхода k.

Таким образом, воздействие на состояние магнита путём изменения проводимости магнитной цепи и посредством внешнего поля по результату совершенно идентичны. Рассмотрим теперь эти процессы более подробно.

Пусть начальное состояние тороидального магнита определяется точкой остаточной индукции ( $B = B_r$ ; H = 0), после чего в нём создаётся воздушный зазор  $\delta_1$ . Точкой отхода для магнита с образовавшимся зазором будет точка пересечения характеристики воздушного зазора с кривой возврата. Характеристика зазора представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат под углом



$$\alpha = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{R_{\delta}} \cdot \frac{m_B}{m_H}\right)$$

где  $m_B$ ,  $m_H$  – масштабы осей магнитной индукции и напряжённости магнитного поля;

$$R_{\delta} = \frac{\delta}{\mu_0 S_{\delta}} \cdot \frac{S}{l} -$$

приведённое магнитное сопротивление зазора длиной  $\delta$  и площадью поперечного сечения магнитного потока  $S_{\delta}$ , а l и S – длина средней линии и площадь поперечного сечения магнита.

Приведённое магнитное сопротивление  $R_{\delta}$  называют также коэффициентом размагничивания постоянного магнита, т.к. оно определяет степень уменьшения магнитной индукции в зазоре по сравнению с остаточной индукцией. Чем больше воздушный зазор, тем больше коэффициент размагничивания и тем меньше угол  $\alpha$ .

Построим на кривой размагничивания точку k, соответствующую зазору  $\delta_1$  (рис. 4.2, a). Если теперь уменьшить зазор до величины  $\delta_2 < \delta_1$ , например, вставкой магнитомягкого материала, то его характеристика изменится. Угол  $\alpha$  увеличится, и рабочая точка сместится в положение l на прямой возврата kl. Любое изменение величины зазора от начального значения  $\delta_1$ , полученного после предельного намагничивания материала, до нуля приведёт к перемещению рабочей точки в пределах прямой возврата kl и соответствующему изменению индукции в тороиде –  $B_k < B < B_l$ .

Установим зазор  $\delta_1$ , а затем постепенно увеличим его до  $\delta_3$ . По мере увеличения рабочая точка будет перемещаться по дуге *km* кривой размагничивания. Вернувшись после этого к прежней величине зазора  $\delta_1$ , мы получим рабочую точку *3* на прямой возврата *mn* с меньшим значением индукции, чем в точке *k*, т.е. материал тороида будет размагничен. Уменьшение зазора до величины  $\delta_2 < \delta_1$  сместит рабочую точку в положение *2*. После перехода на прямую возврата *mn* дуга *km* стала нерабочей и возвращение магнита к линии *kl* возможно теперь только после исключения зазора ( $\delta = 0$ ), намагничивания материала до насыщения и последующего восстановления зазора  $\delta \leq \delta_k$ . Следовательно, если *kl* является прямой возврата при номинальном режиме работы магнита, то нельзя допускать увеличения зазора в магнитной цепи больше значения, соответствующего точке отхода *k*.

Создадим теперь на тороиде с воздушным зазором  $\delta$  обмотку с числом витков *w* и подключим её к источнику тока. Пусть при этом тороид размагничен до точки отхода *k* прямой возврата *kl* (рис. 4.2,  $\delta$ ). Если ток равен нулю, то состояние магнита ничем не отличается от ситуации с отсутствием обмотки и рабочая точка находится в положении *l*. При протекании тока обмотка создает магнитное поле, которое в теле магнита может быть направлено согласно с собственным полем или встречно. В первом случае внешнее поле будет намагничивать материал тороида, а во втором размагничивать его, причём характер воздействия на магнит определяется направлением протекания тока в обмотке. При изменении величины тока изменяется напряжённость поля  $H_w$ , и характеристика воздушного зазора смещается параллельно, вызывая смещение рабочей точки на прямой возврата. В общем случае по закону полного тока магнитная цепь тороида описывается уравнением

$$H_a l + H_{\delta} \delta = I w \iff H_a + H_{\delta} \delta / l = H_w$$

где  $H_q$  – напряжённость в магните в некоторой q-й точке прямой возврата.



Рис. 4.2. Влияние воздушного зазора (а) и внешнего поля (б) на состояние магнита

Если постепенно увеличивать ток обмотки, намагничивая тороид, то индукция в теле магнита будет расти. При токе  $I_l = H_{\delta}\delta/w$  напряжённость поля в магните будет равна нулю, а рабочая точка окажется в точке *l* прямой возврата. Это соответствует такому состоянию магнитной цепи, когда магнитное напряжение зазора уравновешивается МДС обмотки  $H_{\delta}\delta = Iw$ . При дальнейшем увеличении тока рабочая точка будет смещаться по прямой возврата (точка 2 на рис. 4.2,  $\delta$ ) и при определённом значении тока достигнёт положения, соответствующем насыщению магнита.

Если изменить направление тока в обмотке и из состояния l начать размагничивать тороид, то при некотором токе  $I_k$  рабочая точка окажется в точке отхода k. Напряжённость поля обмотки в этой точке можно определить из треугольника  $H_k k H_{w-}$  как  $H_{w-} = H_k - B_k / \operatorname{tg} \alpha = H_k - B_k R_\delta$ . Отсюда ток обмотки  $I_k = (H_k - B_k R_\delta) l / w$ .

Дальнейшее увеличение тока приведёт к тому, что рабочая точка будет смещаться вниз по кривой размагничивания, например, до точки *m*. Если в этом состоянии отключить ток, то рабочая точка переместится в положение 3 на прямой возврата *mn*. При этом любые изменения тока в пределах  $0 < I < I_m$ , где  $I_m$  – ток обмотки, соответствующий точке отхода *m*, не смогут вернуть материал магнита к прямой возврата *kl*. Для этого потребуются такие же операции, как

при восстановлении прямой возврата после размагничивания тороида увеличением магнитного сопротивления зазора.

Таким образом, положение точки отхода прямой возврата постоянного магнита определяется либо максимальным магнитным сопротивлением внешней магнитной цепи, либо максимальной размагничивающей МДС внешнего магнитного поля.

Для исключения возможности изменения свойств магнитов в процессе эксплуатации под воздействием внешних полей или при размыкании магнитной цепи их подвергают стабилизации. Она заключается в размагничивании материала до состояния, которое несколько превосходит возможное размагничивание в реальных условиях, т.е. при стабилизации формируется точка отхода рабочей прямой возврата. При этом эта точка должна находиться вблизи точки максимальной энергии магнита. Это можно обеспечить только правильным расчётом и проектированием машины, в процессе которого выбирается материал, размеры и форма магнитов, определяются параметры магнитной цепи и величина размагничивающей МДС реакции якоря в различных режимах работы.

Прежде чем подвергаться стабилизации, магнит должен быть намагничен до насыщения. Это выполняется с помощью специальных установок на заводах-изготовителях электрических машин.

Размагничивающими воздействиями при эксплуатации могут быть:

- размыкание магнитной цепи при разборке машины и
- МДС реакции якоря.

В зависимости от того, какое воздействие размагничивает машину сильнее, выбирается способ стабилизации. Если в процессе эксплуатации двигатель может подвергаться разборке и во всех возможных режимах МДС реакции якоря размагничивает его меньше, чем размыкание магнитной цепи, то магниты такой машины стабилизируются в свободном, т.е. вынутом из машины состоянии. Если же МДС реакции якоря размагничивает машину сильнее, то магниты стабилизируются внешним полем путём создания режима максимально возможной МДС. У одних двигателей это может быть в режим короткого замыкания, у других – режим противовключения.

Магнитотвердые материалы можно разделить на пять классов. Наиболее распространёнными и обладающими хорошими магнитными свойствами (рис. 4.3) являются сплавы на основе FeAlNi с добавками Cu, Co, Ti, Nb. Материалы этого класса имеют кристаллическую структуру и обладают очень высокой твёрдостью и хрупкостью. При механической обработке в них возникают трещины и образуются сколы, поэтому основной технологией изготовления магнитов является литье с последующей шлифовкой сопрягаемых с другими деталями поверхностей. Малая механическая прочность материала ограничивает линейные скорости, которые магнит может выдержать при вращении без разрушения. Обычно они не превышают 50 м/с. В то же время материалы этого класса обладают высокой термостойкостью и стойкостью к механическим воздействиям (вибрация, удары).

Магниты, изготовленные из порошков тех же материалов, прессованием и спеканием (металлокерамические соединения) обладают параметрами на 15...20% ниже, чем литые сплавы, но не требуют механической обработки, имеют более высокую механическую прочность и однородность магнитных свойств.



Рис. 4.3. Основные параметры магнитотвёрдых материалов

Методом порошковой технологии изготавливаются также наиболее дешёвые магниты из ферритов бария и стронция (ферриты). При низкой остаточной индукции они обладают большой коэрцитивной силой (рис. 4.3). Недостатком ферритов является сильная зависимость остаточной индукции от температуры, на порядок превосходящая этот показатель у литых сплавов.

Для наиболее ответственных изделий магниты изготавливают из материалов на основе интерметаллических соединений Со с редкоземельными элементами: Sm, Pr, La. Такие магниты имеют высокую стоимость и сложную технологию производства, но по своим характеристикам значительно превосходят другие типы магнитов (рис. 4.3).

В последние годы разработана технология изготовления более дешёвых, но обладающих наилучшими магнитными свойствами, постоянных магнитов на основе FeNdB.

Следует особо отметить, что у редкоземельных магнитов прямая возврата совпадает с кривой размагничивания, поэтому они практически не размагничиваются. Кроме того, эти магниты имеют очень низкую относительную магнитную проницаемость, близкую к проницаемости воздуха (µ = 1,1...1,3).

## 4.1.2. Конструкции ротора

В зависимости от расположения магнитов и короткозамкнутой обмотки конструкции роторов подразделяют на радиальные и аксиальные.

На рис. 4.4, *a*, показан разрез ротора со звёздообразным магнитом *l*. Такой магнит изготавливается отливкой и намагничивается в специальной установке. Все магнитотвёрдые материалы обладают хрупкостью и после отливки в них сохраняются механические напряжения. Поэтому максимально допустимые ок-



ружные скорости для звёздообразного ротора составляют 40...50 м/с. Максимальные значения индукции материалов, обычно используемых в таких роторах, составляют 0,2...0,5 Тл.



Рис. 4.4. Конструкции роторов с радиальным расположением магнитов

На магнит ронапрессован тора кольцевой пакет стали, образующий полюсные наконечники 2. В наконечниках сделаны пазы, в которых располагается короткозамкнутая обмотка 3. Обмотка ротора является пусковым устройством, а также служит для демпфирования ко-

лебаний ротора в переходных режимах. Кроме того, пакет стали с короткозамкнутой обмоткой предохраняет магнит от размагничивания в режиме пуска.

Между полюсными наконечниками магнита в пакете делается прорезь. Выбор размера прорези имеет существенное значение для характеристик двигателя и является результатом компромисса. Для уменьшения потоков рассеяния  $\Phi_s$  и увеличения момента двигателя в синхронном режиме прорезь нужно делать достаточно большой, а с целью предохранения магнита от размагничивания, а также для увеличения асинхронного момента её следует минимизировать. Иногда для увеличения механической прочности и улучшения пусковых свойств в прорезях оставляют небольшие перемычки, называемые мостиками насыщения.

Другой тип радиальной конструкции ротора показан на рис. 4.4, *б*. Здесь магнитное поле, возбуждается магнитами призматической формы *1*, примыкающими к внутренней втулке *4* из магнитомягкого материала. Пространство между магнитами заполняется немагнитным лёгким сплавом. Конструкция и функции полюсных наконечников этого ротора идентичны ротору со звездообразным магнитом.

Причиной разработки столь сложной конструкции и технология изготовления ротора является возможность использования в нём призматических постоянных магнитов с направленной кристаллизацией, обладающих улучшенными магнитными свойствами и обеспечивающих двигателю более высокие эксплуатационные характеристики.

Особенностью двигателей с ротором радиальной конструкции, отличающей их от других типов синхронных машин, является то, что в них магнитная проводимость в направлении оси полюсов магнитного поля ротора (ось d на рис. 4.4), называемой продольной осью, меньше, чем вдоль оси симметрии ме-

жду полюсами, называемой поперечной осью (ось q на рис. 4.4) –  $\Lambda_d < \Lambda_q$ . Это объясняется тем, что магнитный поток, распространяющийся в направлении продольной оси, проходит по материалу постоянного магнита, имеющему малую магнитную проницаемость ( $\mu < 10$ ). Поэтому индуктивное сопротивление вдоль оси d меньше, чем вдоль оси  $q - x_d < x_a$ .

Роторы синхронных двигателей с аксиальным расположением постоянных магнитов имеют обычный пакет стали с расположенными в его пазах стержнями короткозамкнутой обмотки (2 на рис. 4.5). Эта часть ротора ничем не отличается от роторов асинхронных машин с ротором типа «беличьей клетки». Рядом с пакетом ротора на валу располагается кольцевой постоянный магнит 1.

Недостатком такой конструкции является возможность возникновения осевой нагрузки на подшипники, если индукция в зоне магнита и пакета ротора будет разной. В двигателях с высокими требованиями к равномерности вращения осевые усилия исключают установкой вместо одного двух магнитов на концах вала (рис. 4.5,  $\delta$ ) или размещением магнита между двумя пакетами (рис. 4.5,  $\beta$ ).

Отдельное расположение пакета в аксиальной конструкции позволяет легко осуществить скос пазов, уменьшив гармоники зубцового порядка, и улучшить условия пуска.

Конструктивная схема рис. 4.5, *в*, позволяет также выполнить обмотки разных пакетов с различным активным сопротивлением. Тогда обмотка с высоким сопротивлением будет обеспечивать большой пусковой момент двигателя, а



Рис. 4.5. Конструкции роторов с аксиальным (осевым) расположением магнитов

обмотка с малым сопротивлением – эффективное демпфирование колебаний и синхронизацию ротора.

В двигателях с аксиальной конструкцией ротора магнитные проводимости по осям d и q практически одинаковы, поэтому  $x_d \approx x_q$  и такие машины можно считать неявнополюсными, кроме тех случаев, когда для увеличения синхронизирующего момента пакет ротора делается явнополюсным.

## 4.2. Основы теории синхронных двигателей.

## 4.2.1. Явнополюсный двигатель с возбуждённым ротором

Явнополюсный двигатель с электромагнитным возбуждением можно рассматривать как общую модель синхронных двигателей, по отношению к которой другие типы машин являются частными случаями. Возбуждённый ротор создаёт в двигателе магнитный поток  $\Phi_0$ , который, замыкаясь по сердечнику статора, сцепляется с его обмоткой (рис. 4.6) и при вращении ротора наводит в ней ЭДС  $E_0$ .



Рис. 4.6. Схема магнитных потоков

При подключении обмотки статора к сети в двигателе возникает магнитное поле, в статическом режиме вращающееся синхронно с ротором, но смещённое по отношению к нему на некоторый угол, определяемый параметрами двигателя и нагрузкой. Это поле называется полем реакции якоря, и оно также наводит в обмотке статора ЭДС  $E_a$ . Магнитный поток реакции якоря можно представить пространственным вектором  $\Phi_a$  и разложить на составляющие, одна из которых направлена вдоль оси магнитного потока ротора  $\Phi_{ad}$  и называется продольной составляющей, а вторая – поперёк оси  $\Phi_{aq}$  и называется

вается, соответственно, поперечной составляющей.

Кроме поля реакции обмотка статора возбуждает магнитное поле рассеяния  $\Phi_s$ , которое сцепляется только с её витками и не участвует в электромеханических процессах.. Это поле также наводит в статоре ЭДС  $E_s$ , называемую ЭДС рассеяния.

Учитывая ЭДС, наводимые магнитными потоками, сцепляющимися с обмоткой, можно составить уравнение Кирхгофа для одной из фаз в виде

$$\underline{U} = \underline{I}r - \underline{E}_{0} - \underline{E}_{a} - \underline{E}_{s} = 
= \underline{I}r + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{0} + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{a} + j\omega_{1}\underline{\Psi}_{s} = (4.1) 
= \underline{I}r + j\omega_{1}w'\underline{\Phi}_{0} + j\omega_{1}w'\underline{\Phi}_{a} + j\omega_{1}w'\underline{\Phi}_{s}$$

где:  $\Psi_0 = w' \Phi_0$ ,  $\Psi_a = w' \Phi_a$ ,  $\Psi_s = w' \Phi_s$  – потокосцепления обмотки статора, представленные через эффективное число её витков w'.

Если пренебречь потерями в обмотке и потокосцеплением рассеяния, то уравнение (4.1) примет вид

$$\underline{U} \approx j\omega_1 w' (\underline{\Phi}_0 + \underline{\Phi}_a) = j\omega_1 w' \underline{\Phi}_{\delta}.$$

Отсюда следует, что при постоянной частоте сети ( $\omega_1 = \text{const}$ ) –

$$\Phi_{\delta} \approx c U \,,$$

т.е. магнитный поток в воздушном зазоре двигателя  $\Phi_{\delta}$  при постоянном напряжении питания практически постоянен. Но этот поток является суммой потоков, возбуждаемых ротором и статором. Поток ротора пропорционален току возбуждения обмотки полюсов, а поток статора – реактивной составляющей тока, потребляемого статором из питающей сети, или току намагничивания. Поэтому эти две величины связаны между собой обратной пропорцией. Увеличение тока возбуждения приводит к уменьшению тока намагничивания и, наоборот, к его возрастанию при снижении степени возбуждённости ротора. При этом можно создать режим, при котором реактивный ток статора станет нулевым, и двигатель будет работать с коэффициентом мощности  $\cos \varphi = 1$ . Дальнейшее увеличение возбуждённости ротора приведёт к тому, что реактивный ток статора станет ёмкостным. В этом случае синхронный двигатель будет источником реактивной мощности для других потребителей, питающихся от той же сети. Способность синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением работать с  $\cos \varphi$  близким к единице и даже компенсировать потребление реактивной мощности другими двигателями является отличительным качеством, способствующим их широкому применению.



Рис. 4.7. Векторные диаграммы явнополюсного двигателя

Пользуясь разложением потока реакции якоря на продольную и поперечную составляющие, ЭДС реакции также можно представить суммой

$$\underline{\underline{E}}_{a} = \underline{\underline{E}}_{ad} + \underline{\underline{E}}_{aq}, \qquad (4.2)$$

где <u> $E_{ad}$ </u> и <u> $E_{aq}$ </u> – ЭДС, наводимые в обмотке статора продольной и поперечной составляющими потока <u> $\Phi_{a}$ </u>.

Ток статора также можно разложить на продольную и поперечную составляющие

$$I_d = I\sin\psi, \ I_q = I\cos\psi, \tag{4.3}$$

где  $\psi$  – угол между вектором тока и ЭДС – $E_0$ .

В ненасыщенной машине между токами и потокосцеплениями существует линейная связь. Поэтому

$$\Psi_{ad} = L_{ad}I_d, \ \Psi_{aq} = L_{aq}I_q, \ \Psi_s = L_sI$$
(4.4)

где:  $L_{ad}$ ,  $L_{aq}$ ,  $L_s$  – индуктивности статора по продольной и поперечной осям и индуктивность рассеяния. Отсюда

$$\underline{\underline{E}}_{ad} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{ad} = -j\omega_{1}L_{ad}\underline{I}_{d} = -jx_{ad}\underline{I}_{d};$$

$$\underline{\underline{E}}_{aq} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{aq} = -j\omega_{1}L_{aq}\underline{I}_{q} = -jx_{aq}\underline{I}_{q};$$

$$\underline{\underline{E}}_{s} = -j\omega_{1}\underline{\Psi}_{s} = -j\omega_{1}L_{s}\underline{I} = -jx_{s}\underline{I}.$$
(4.5)

Коэффициентами пропорциональности между токами и ЭДС в этих выражениях являются индуктивные сопротивления продольной и поперечной реакции якоря:  $x_{ad} = \omega_1 L_{ad}$  и  $x_{aq} = \omega_1 L_{aq}$ , соответствующие магнитным проводимостям для потока реакции якоря в этих направлениях, а также индуктивное сопротивление рассеяния  $x_s = \omega_1 L_s$ .

Подставляя выражения (4.5) в (4.1) получим

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_{ad} + j\underline{I}_q x_{aq} + j\underline{I} x_s - \underline{E}_0.$$
(4.6)

Представим вектор тока суммой векторов продольной и поперечной составляющих  $\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q$ . Тогда ЭДС рассеяния будет равна:  $\underline{E}_s = -jx_s \underline{I} = -j\underline{I}_d x_s - j\underline{I}_q x_s$  и уравнение (4.6) преобразуется к виду:

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_{ad} + j\underline{I}_q x_{aq} + j\underline{I}_d x_s + j\underline{I}_q x_s - \underline{E}_0.$$
(4.7)

Группировкой слагаемых уравнение (4.6) можно упростить

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_d + j\underline{I}_q x_q - \underline{E}_0.$$
(4.8)

где:  $x_d = x_{ad} + x_s$  и  $x_q = x_{aq} + x_s$  – синхронные индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям двигателя.

Векторные диаграммы, соответствующие уравнениям (4.7) и (4.8) представлены на рис. 4.7, *а* и б.

Пользуясь векторной диаграммой рис. 4.7, *б*, найдём составляющие тока. Для этого представим проекции вектора напряжения на оси *d* и *q* суммой проекций всех образующих его векторов напряжений.

$$U\cos\vartheta = E_0 + I_d x_d + Ir\cos\psi;$$
$$U\sin\vartheta = I_q x_q - Ir\sin\psi$$

С учётом (4.3) эти уравнения примут вид

$$U\cos\vartheta - E_0 = I_d x_d + I_q r;$$
  

$$U\sin\vartheta = I_q x_q - I_d r$$
(4.9)

Отсюда составляющие тока

$$I_{d} = \frac{U}{r^{2} + x_{d}x_{q}} \left( x_{q} \cos \vartheta - x_{q} \varepsilon - r \sin \vartheta \right) = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left( x_{q} \cos \vartheta - x_{q} \varepsilon - r \sin \vartheta \right);$$

$$I_{q} = \frac{U}{r^{2} + x_{d}x_{q}} \left( r \cos \vartheta - r \varepsilon + x_{d} \sin \vartheta \right) = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left( r \cos \vartheta - r \varepsilon + x_{d} \sin \vartheta \right)$$
(4.10)

где  $\varepsilon = E_0/U$  – степень возбуждённости ротора, а  $z_{dq} = \sqrt{r^2 + x_d x_q}$  – некоторая величина, имеющая структуру и размерность полного сопротивления и обретающая физический смысл при условии  $x_d = x_q = x$ .

По значениям составляющих полный ток определяется как

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} =$$

$$= \frac{U}{z_{dq}^2} \sqrt{\frac{2\varepsilon \left[r(x_d - x_q)\sin \vartheta - (r^2 + x_q^2)\cos \vartheta\right] - \left[(x_q^2 - x_d^2)\sin^2 \vartheta + r(x_q - x_d)\sin 2\vartheta - (r^2 + x_q^2)\right] + \varepsilon^2 (r^2 + x_q^2)}$$
(4.11)

Активная мощность, потребляемая *m*-фазным двигателем из сети, определяется как  $P = mUI \cos \varphi$ . Из рис. 4.7 видно, что  $\varphi = \vartheta + \psi$ . Подставляя это значение и преобразовав косинус суммы, с учётом выражений (4.3) получим

 $P = mUI\cos\varphi = mUI\cos(\vartheta + \psi) = mUI\cos\psi\cos\vartheta - mUI\sin\psi\sin\vartheta =$ 

 $= mUI_a \cos \vartheta - mUI_d \sin \vartheta$ 

После подстановки в это выражение составляющих тока из (4.10) и преобразований найдём

$$P = \frac{mU^2}{z_{dq}^2} \left[ \varepsilon \left( x_q \sin \vartheta - r \cos \vartheta \right) + \frac{1}{2} \left( x_d - x_q \right) \sin 2\vartheta + r \right]$$
(4.12)

Отсюда можно найти электромагнитную мощность, которая без учёта потерь в стали равна потребляемой активной мощности за вычетом потерь в обмотке статора  $P_{_{\rm ЭM}} = P - mI^2 r$ . Подставляя сюда активную мощность из (4.12) и разделив результат на синхронную частоту вращения  $\omega_0 = \omega_1 / z_p$ , где  $z_p$  – число пар полюсов магнитного поля, получим выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя в виде:

$$M = \frac{mz_{p}U^{2}}{\omega_{1}} \cdot \frac{\varepsilon}{z_{dq}^{4}} \begin{bmatrix} \left(x_{d}x_{q}^{2} - r^{2}x_{q} + 2r^{2}x_{d}\right)\sin \vartheta + \\ +r\left(2x_{q}^{2} + r^{2} - x_{d}x_{q}\right)\cos \vartheta - \\ -\varepsilon r\left(r^{2} + x_{q}^{2}\right) \end{bmatrix} + \\ + \frac{mz_{p}U^{2}}{2\omega_{1}} \cdot \frac{x_{d} - x_{q}}{z_{dq}^{4}} \begin{bmatrix} \left(x_{d}x_{q} - r^{2}\right)\sin 2\vartheta + \\ +r\left(x_{d} + x_{q}\right)\cos 2\vartheta - \\ -r\left(x_{d} - x_{q}\right) \end{bmatrix} = M_{\varepsilon} + M_{dq}$$
(4.13)

Первое слагаемое в этом выражении при постоянных параметрах машины и питания зависит только от степени возбуждённости є и угла нагрузки 9. Оно является основным моментом возбуждённого двигателя. Второе слагаемое является реактивным моментом и кроме угла нагрузки зависит от разности индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной оси. Если сопротивление обмотки статора не учитывать, то, полагая в (4.13) r = 0, получим хорошо известное из теории синхронных машин выражение электромагнитного момента

$$M = \frac{mz_p U E_0}{\omega_1 x_d} \cdot \sin \vartheta + \frac{mz_p U^2}{2\omega_1} \cdot \frac{x_d - x_q}{x_d x_q} \sin 2\vartheta = M_\varepsilon + M_{dq}.$$
(4.14)

Оно справедливо для машин средней и большой мощности, в которых сопротивление статора пренебрежимо мало, но для микродвигателей допущение  $r \approx 0$  приводит к значительным погрешностям, причём к тем большим, чем меньше мощность двигателя.

Обращает на себя внимание структура выражений основного и реактивного моментов. Каждый из них состоит из трёх слагаемых, два из которых являются гармоническими функциями угла нагрузки 9, а третье не зависит от нагрузки и всегда отрицательно. Это тормозной момент

$$M_{r} = \frac{mz_{p}U^{2}r}{\omega_{1}z_{dq}^{4}} \left[ \varepsilon^{2} \left( r^{2} + x_{q}^{2} \right) + \frac{1}{2} \left( x_{d} - x_{q} \right)^{2} \right]$$
(4.15)

Тормозной момент  $M_r$  по своей природе является генераторным. Обычно внутреннее сопротивление питающей сети значительно меньше сопротивления статора и напряжение U можно считать ЭДС источника. Тогда статор по отношению к ротору является короткозамкнутой обмоткой и для покрытия потерь от токов, наводимых в обмотке статора вращающимся ротором, затрачивается часть электромагнитной мощности.

Выражения типа  $a\sin \vartheta + b\cos \vartheta$  приводятся к виду  $A\sin(\vartheta + \alpha)$ , где  $A = \sqrt{a^2 + b^2}$ ;  $\alpha = \arctan(b/a)$ . Пользуясь этим, можно представить электромагнитный момент в виде

$$M = M_{\varepsilon m} \sin(\vartheta + \alpha_{\varepsilon}) + M_{dqm} \sin(2\vartheta + \alpha_{dq}) - M_r = M_{\varepsilon 0} + M_{dq0} - M_r, \quad (4.16)$$

где: максимальное значение основного момента

$$M_{\varepsilon m} = \frac{mz_p U^2 \varepsilon}{\omega_1 z_{dq}^4} \sqrt{\left(x_d x_q^2 - r^2 x_q + 2r^2 x_d\right)^2 + r^2 \left(2x_q^2 + r^2 - x_d x_q\right)^2};$$

максимальное значение реактивного момента

$$M_{dqm} = \frac{mz_{p}U^{2}(x_{d} - x_{q})}{2\omega_{1}z_{dq}^{4}}\sqrt{(x_{d}x_{q} - r^{2})^{2} + r^{2}(x_{d} + x_{q})^{2}};$$

углы смещения основного и реактивного моментов

$$\alpha_{\varepsilon} = \operatorname{arctg} \frac{r(2x_q^2 + r^2 - x_d x_q)}{x_d x_q^2 - r^2 x_q + 2r^2 x_d}; \ \alpha_{dq} = \operatorname{arctg} \frac{r(x_d + x_q)}{x_d x_q - r^2}.$$

Таким образом, в случае учёта активного сопротивления обмотки статора синусоиды основного  $M_{\epsilon 0}(\vartheta)$  и реактивного  $M_{dq0}(\vartheta)$  моментов смещаются влево на углы  $\alpha_{\epsilon}$  и  $\alpha_{dq}$  соответственно, а результирующая кривая  $M(\vartheta)$  смещается вниз на величину тормозного момента  $M_r$  (рис. 4.8).





Рис. 4.8. Зависимости основного, реактивного, результирующего и синхронизирующего моментов от угла нагрузки двигателя с электромагнитным возбуждением

В связи со сложным характером кривой M(9) рассмотрим кратко вопрос о статической устойчивости синхронной машины.

Пусть двигатель нагружен моментом  $M_{c}$  и работает с постоянной частотой вращения. Это соответствует равенству электромагнитного и нагрузочного моментов  $M_0 = M_{c0}$ . Пусть теперь ротор двигателя внешней силой выведен из равновесия, т.е. угол нагрузки получил приращение  $\Delta \vartheta$ . Тогда в общем случае

приращения получат нагрузка  $M_c = M_{c0} + \Delta M_c = M_{c0} + \frac{\partial M_c}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta$  и вращающий

момент двигателя  $M = M_0 + \Delta M = M_c + \frac{\partial M}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta$ . Если в этом положении ротор освободить, то под действием двух моментов он будет участвовать в двух движениях: синхронном вращении с частотой  $\omega_c = \text{const}$  и движении ротора относительно магнитного поля статора с изменяющимся углом  $\vartheta - \omega_p = d\vartheta/dt$ . Уравнение второго закона Ньютона (уравнение движения) для этой ситуации

 $J\frac{d\omega}{dt} = J\frac{d(\omega_{\rm c} + \omega_{\rm p})}{dt} = M_{c} + \frac{\partial M}{\partial \vartheta}\Delta\vartheta - M_{c0} - \frac{\partial M_{c}}{\partial \vartheta}\Delta\vartheta.$ 

С учётом того, что  $d\omega_c/dt = 0$  и  $M_0 - M_{c0} = 0$  оно преобразуется к виду

$$J\varepsilon_{\rm p} = \frac{\partial M}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta - \frac{\partial M_c}{\partial \vartheta} \Delta \vartheta$$

и далее

имеет вид

$$J\frac{\varepsilon_{\rm p}}{\Delta \vartheta} = \frac{\partial M}{\partial \vartheta} - \frac{\partial M_c}{\partial \vartheta}, \qquad (4.17)$$

где  $\varepsilon_{\rm p} = d\omega_{\rm p}/dt$  – угловое ускорение ротора относительно поля статора.

Если исходное состояние устойчиво, то со временем приращение  $\Delta \vartheta$  будет уменьшаться и обратится в нуль. Пусть, например, вначале приращение положительно  $\Delta \vartheta > 0$  и пусть в пределах двух соседних малых интервалов времени  $\Delta t$  его изменения и средние значения равны  $\Delta \vartheta_1 = \Delta \vartheta(t_2) - \Delta \vartheta(t_1)$ ;  $\Delta \tilde{\vartheta}_1 = \Delta \vartheta_1 / 2$  и

 $\Delta \vartheta_2 = \Delta \vartheta(t_4) - \Delta \vartheta(t_3); \Delta \tilde{\vartheta}_2 = \Delta \vartheta_2 / 2$ , где  $\Delta \vartheta(t_k)$  – значение приращения в *k*-й момент времени, а  $t_2 - t_1 = t_4 - t_3 = \Delta t$ . Для устойчивости необходимо, чтобы средние значения  $\Delta \vartheta$  со временем уменьшались, т.е.  $\Delta \tilde{\vartheta}_1 - \Delta \tilde{\vartheta}_2 > 0 \Leftrightarrow \Delta \vartheta_2 - \Delta \vartheta_1 > 0$ . Поделив обе части этого неравенства на  $\Delta t$ , получим

$$\frac{\Delta \vartheta_2}{\Delta t} - \frac{\Delta \vartheta_1}{\Delta t} > 0 \iff \widetilde{\omega}_{p1} - \widetilde{\omega}_{p2} > 0 \iff \Delta \widetilde{\omega}_p > 0,$$

где  $\tilde{\omega}_{p1}, \tilde{\omega}_{p2}$  – средние значения относительной частоты вращения в первом и втором интервалах, а  $\Delta \tilde{\omega}_p$  – приращение частоты за время  $2\Delta t$ . Тогда среднее значение относительного углового ускорения  $\tilde{\varepsilon}_p = \Delta \tilde{\omega}_p / (2\Delta t) > 0$ . Проделав аналогичные выкладки для отрицательного начального приращения  $\Delta 9 < 0$ , мы придём к тому, что в этом случае относительное ускорение будет отрицательным  $\tilde{\varepsilon}_p < 0$ . Переходя к пределам с условием  $\Delta t \rightarrow 0$ , получим следующие соотношения  $\Delta 9 > 0 \rightarrow \varepsilon_p > 0 \rightarrow \varepsilon_p / \Delta 9 > 0$  и  $\Delta 9 < 0 \rightarrow \varepsilon_p < 0 \rightarrow \varepsilon_p / \Delta 9 > 0$ . Следовательно, левая часть уравнения (4.17) всегда положительна. Отсюда

$$\frac{\partial M}{\partial \vartheta} - \frac{\partial M_c}{\partial \vartheta} > 0 \iff \frac{\partial M}{\partial \vartheta} > \frac{\partial M_c}{\partial \vartheta}, \qquad (4.18)$$

т.е. производная от электромагнитного момента двигателя по углу нагрузки должна быть больше производной от нагрузочного момента. Если вращающий момент нагрузки не зависит от  $\vartheta$ , то условие статической устойчивости приобретает вид

$$\frac{\partial M}{\partial \vartheta} > 0. \tag{4.19}$$

Тогда границами областей статической устойчивости будут точки, в которых  $\partial M / \partial \Theta = 0$ , т.е. точки экстремумов угловой характеристики.

Производная  $\partial M / \partial 9$  называется синхронизирующим моментом  $M_s$ . Эта величина отражает способность двигателя восстанавливать статическое равновесие при возмущающем воздействии со стороны нагрузки. Из выражения (4.16) синхронизирующий момент получается в виде

$$M_{s} = M_{sm}\cos(9 + \alpha_{s}) + 2M_{dam}\cos(29 + \alpha_{da}), \qquad (4.20)$$

Максимальные значения основного и реактивного синхронизирующих моментов равны максимальным значениям вращающих моментов. Но в сумме максимум синхронизирующего момента превосходит значения составляющих (см. рис. 4.8). Область положительных значений синхронизирующего момента соответствует области статической устойчивости. Так машина с угловой характеристикой, показанной на рис. 4.8, может устойчиво работать в двигательном режиме на участке *abc*. Причём при малой нагрузке, т.е. на участке *ab*, угол 9 будет отрицательным. Ротор двигателя с постоянными магнитами *радиальной конструкции* обладает большим магнитным сопротивлением материала, поэтому в таком двига-



Рис. 4.9. Зависимости основного, реактивного, результирующего и синхронизирующего моментов от угла нагрузки двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением с нормальной (*a*) и уменьшенной (*б*) степенью возбуждённости

теле индуктивное сопротивление по продольной оси меньше, чем по поперечной  $x_d < x_q$ . Из уравнения (4.13) следует, что в этом случае реактивный момент имеет отрицательный знак, т.е. синусоида угловой характеристики смещается на 180° эл. В результате максимум момента, в отличие от двигателя с электромагнитным возбуждением, смещается в сторону больших углов нагрузки. Сопоставление характеристик на рис. 4.8 и 4.9, *a*, построенных для одинаковых параметров двигателя и степени возбуждённости, показывает, что при возбуж-



Рис. 4.10. Векторная диаграмма двигателя с неявно выраженными полюсами

дении ротора постоянными магнитами синхронизирующий момент в двигательном режиме значительно уменьшается и, следовательно, снижается статическая устойчивость.

При слабом возбуждении двигателя с постоянными магнитами и значительной разности индуктивных сопротивлений реакции якоря по продольной и поперечной оси реактивный момент может стать соизмеримым с основным моментом (рис. 4.9,  $\delta$ ). В этом случае в области  $\vartheta > \pi$  появляется вторая зона двигательного режима с участком статической устойчивости *cd*. При малой нагрузке ротор может синхронизироваться как на участке *ab*, так и на участке *cd*. Запас устойчивости на участке *cd* значительно меньше, поэтому при небольшом скачке нагрузки двигатель выйдет из синхронизма и перейдёт на участок *ab*. Такой переход может быть крайне нежелательным в системе автоматики. Кроме того, при работе на участке *cd* двигатель имеет очень низкие энергетические показатели.

Все рассмотренные отрицательные явления отсутствуют в двигателях с роторами аксиальной конструкции, т.к. в них  $x_d \approx x_q$ .

#### 4.2.2. Двигатель с возбуждёнными неявно выраженными полюсами

Помимо двигателей с явно выраженными полюсами в автоматических устройствах часто используются двигатели с симметричной магнитной системой. Все уравнения состояния таких двигателей можно получить из соответствующих уравнений для явнополюсной машины, если в них принять  $x_{ad} = x_{aq} = x_a$  и

$$x_d = x_q = x_a + x_s = x_c \,.$$

С учётом этого уравнение напряжений (4.8) преобразуется к виду:

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_{d}x_{d} + j\underline{I}_{q}x_{q} - \underline{E}_{0} =$$

$$= \underline{I}r + j\underline{I}_{d}x_{c} + j\underline{I}_{q}x_{c} - \underline{E}_{0} =$$

$$= \underline{I}r + jx_{c}(\underline{I}_{d} + \underline{I}_{q}) - \underline{E}_{0} = \underline{I}r + j\underline{I}x_{c} - \underline{E}_{0}$$
(4.21)

Графическое представление этого уравнения показано на рис. 4.10.

Выражение для тока статора можно получить из (4.11) подстановкой синхронного индуктивного сопротивления  $x_d = x_a = x_c$ 

$$I_{c} = \frac{U}{z_{c}^{2}} \sqrt{1 - 2\varepsilon \cos \vartheta + \varepsilon^{2}} = I_{0} \sqrt{1 - 2\varepsilon \cos \vartheta + \varepsilon^{2}}, \qquad (4.22)$$

где  $z_c = \sqrt{r^2 + x_c^2}$  – полное синхронное сопротивление статора;  $I_0 = U/z_c^2$  – ток статора невозбуждённой машины. На рис. 4.11, *a*, показана зависимость (4.22). Из этого рисунка следует, что при малых нагрузках на характеристиках  $I_c/I_0 = f(\varepsilon)$  при полной возбуждённости ротора ( $\varepsilon = 1$ ) наблюдается минимум. Причём, при идеальном холостом ходе ( $\vartheta = 0$ ) ток статора равен нулю. По мере



Рис. 4.11. Зависимость потребляемого тока от нагрузки и степени возбуждённости (*a*) и угловые характеристики моментов (*б*) неявнополюсного двигателя

роста нагрузки минимум становится менее выраженным, а затем совсем исчезает. Это объясняется тем, что в области малых нагрузок реактивная составляющая тока соизмерима с активной. Поэтому изменение є, т.е. реактивного тока, отчётливо отражается на характеристиках. При большом активном токе эти изменения незаметны.

Активная мощность, потребляемая двигателем, равна

$$P_{c} = \frac{mU^{2}}{z_{c}^{2}} \Big[ \varepsilon \big( x_{c} \sin \vartheta - r \cos \vartheta \big) + r \Big] = \frac{mU^{2}}{z_{c}} \Big[ \varepsilon \sin (\vartheta - \alpha_{\varepsilon}) + r/z_{c} \Big], \quad (4.23)$$

где  $\alpha_{\varepsilon} = \operatorname{arctg}(r/x_{c})$ .

Отсюда можно найти электромагнитную мощность  $P_{_{3M}} = P_c - mI^2 r$  и, делением на синхронную частоту вращения, вращающий момент двигателя

$$M = M_{\varepsilon} = \frac{mz_{p}U^{2}\varepsilon}{\omega_{1}z_{c}^{2}} \left[ z_{c}\sin(\vartheta + \alpha_{\varepsilon}) - \varepsilon r \right] = \frac{mz_{p}U^{2}\varepsilon}{\omega_{1}z_{c}} \left[ \sin(\vartheta + \alpha_{\varepsilon}) - \varepsilon r / z_{c} \right]. \quad (4.24)$$

Это выражение является суммой синусоидальной функции  $M_{\varepsilon 0} = M_{\varepsilon m} \sin(9 + \alpha_{\varepsilon})$  и постоянного тормозного момента  $M_{\varepsilon r} = M_{\varepsilon m} \varepsilon r / z_c$ . Обе составляющие зависят от степени возбуждённости ротора  $\varepsilon$ . Причём, зависимость тормозного момента от  $\varepsilon$  очень сильная (квадратичная). Поэтому форсирование основного магнитного потока в двигателе может приводить к обратному результату, т.е. вместо ожидаемого увеличения будет происходить уменьшение вращающего момента.

Найдём условия, при которых увеличение є создаёт положительное приращение максимального момента. Возьмём производную

$$\partial M_{\varepsilon m} / \partial \varepsilon = \frac{m z_p U^2}{\omega_1 z_c} \left[ 1 - 2\varepsilon r / z_c \right]$$

и определим степень возбуждённости, обеспечивающую её положительное значение,

$$\partial M_{\varepsilon m} / \partial \varepsilon > 0 \Longrightarrow 1 - 2\varepsilon r / z_c > 0 \Longrightarrow \varepsilon < \varepsilon_{\max} = \frac{z_c}{2r}$$

Это неравенство определяет границу степени возбуждённости, ниже которой кратковременное увеличение магнитного потока ротора вызовет увеличение вращающего момента двигателя.

Характер влияния активного сопротивления обмотки статора r на зависимость момента от угла нагрузки в неявнополюсном двигателе такой же, как в двигателе с явно выраженными полюсами. При увеличении сопротивления синусоида  $M_{\varepsilon 0}(9)$  смещается влево и вниз.

Максимум вращающего момента

$$M_{cm} = \frac{mz_p U^2 \varepsilon}{\omega_1 z_c} \left( 1 - \frac{\varepsilon r}{z_c} \right)$$

соответствует углу нагрузки  $\vartheta_m = \pi/2 - \alpha_{\varepsilon}$ . Его можно определить как: tg  $\vartheta_m = tg(\pi/2 - \alpha_{\varepsilon}) = ctg \alpha_{\varepsilon} = x_c/r \Longrightarrow \vartheta_m = ar c ctg(x_c/r)$ .



Синхронизирующий момент  $M_{\varepsilon s} = M_{\varepsilon m} \cos(\vartheta + \alpha_{\varepsilon})$  имеет такое же максимальное значение и угловое смещение, как вращающий момент.

# 4.2.3. Диаграммы токов и схема замещения двигателя с возбуждённым ротором

Если вещественную ось системы координат плоскости комплексных чисел совместить с вектором напряжения статора U, то векторная диаграмма напряжений и тока статора двигателя с возбуждённым ротором и явно выраженными полюсами будет иметь вид рис. 4.12, *а*. Тогда продольную и поперечную составляющие вектора тока в показательной форме можно представить в виде:

$$\underline{I}_d = I_d e^{-j(\pi/2+\vartheta)}; \ \underline{I}_q = I_q e^{-j\vartheta}.$$

Подставляя в это выражение модули составляющих из (4.10), после преобразований получим

$$\underline{I}_{d} = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left[ \frac{1}{2} (r - jx_{q}) + \varepsilon x_{q} e^{-j\vartheta} - \frac{1}{2} (r + jx_{q}) e^{-j2\vartheta} \right];$$
$$\underline{I}_{q} = \frac{U}{z_{dq}^{2}} \left[ \frac{1}{2} (r - jx_{d}) - \varepsilon r e^{-j\vartheta} + \frac{1}{2} (r + jx_{d}) e^{-j2\vartheta} \right]$$

Полный ток статора является суммой

$$\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q = \frac{U}{z_{dq}^2} \left\{ \left[ r - j \frac{1}{2} \left( x_d + x_q \right) \right] - \varepsilon \left( r - j x_q \right) e^{-j\vartheta} + j \frac{1}{2} \left( x_d - x_q \right) e^{-j2\vartheta} \right\} .$$

Выражение в фигурных скобках представляет собой сумму трёх векторов, один из которых не зависит от угла нагрузки 9, а положение на комплексной плоскости двух других определяется значениями 9 и 29. Таким образом, ток <u>I</u> можно представить суммой трёх токов

$$\underline{I} = \underline{I}_{rx} + \underline{I}_{\varepsilon} + \underline{I}_{dq}, \, \mathrm{гдe}$$
(4.25)

$$\underline{I}_{rx} = \frac{U}{z_{dq}^2} \left[ r - j \frac{1}{2} \left( x_d + x_q \right) \right] = \frac{U z_{rx}}{z_{dq}^2} e^{-j\beta} = I_{rxm} e^{-j\beta}; \qquad (4.26)$$

$$\underline{I}_{\varepsilon} = -\frac{U}{z_{dq}^2} \varepsilon \left( r - j x_q \right) e^{-j\vartheta} = \frac{U \varepsilon z_q}{z_{dq}^2} e^{j(\pi - \delta - \vartheta)} = I_{\varepsilon m} e^{j(\pi - \delta - \vartheta)}; \qquad (4.27)$$

$$\underline{I}_{dq} = \frac{U}{z_{dq}^2} j \frac{1}{2} \left( x_d - x_q \right) e^{-j2\vartheta} = \frac{U \left( x_d - x_q \right)}{2 z_{dq}^2} e^{j(\pi/2 - 2\vartheta)} = I_{dqm} e^{j(\pi/2 - 2\vartheta)}; \quad (4.28)$$

$$z_{rx} = \sqrt{r^2 + \left(\frac{x_d + x_q}{2}\right)^2}; \beta = \operatorname{arctg}\left(\frac{x_d + x_q}{2r}\right); \ z_q = \sqrt{r^2 + x_q^2}; \delta = \operatorname{arctg}\left(\frac{x_q}{r}\right).$$

Ток  $I_{rx}$  не зависит от степени возбуждённости двигателя є и от магнитной асимметрии. Его величина и фазовый сдвиг по отношению к напряжению определяются только активным r и индуктивными сопротивлениями по продольной и поперечной осям  $x_d$  и  $x_q$ . Для краткости с дальнейшем изложении назовём

его током «намагничивания», хотя этот термин в данном случае не имеет физического смысла.

Величина тока  $I_{\varepsilon}$  зависит от угла нагрузки 9 и от степени возбуждённости  $\varepsilon$ . В невозбуждённом двигателе эта составляющая тока отсутствует. В режиме холостого хода (9=0) он отстаёт по фазе от напряжения на угол  $\pi - \delta$ , где  $\delta$  определяется соотношением индуктивного сопротивления по поперечной оси  $x_q$  и активного сопротивления статора r. В невозбуждённой машине  $\varepsilon = 0$  и ток  $I_{\varepsilon} = 0$ . По аналогии с вращающим моментом назовём эту составляющую тока основной, т.к. её величина определяется степенью возбуждённости машины, т.е. она пропорциональна величине основного магнитного потока, возбуждаемого ротором.

Величина третьей составляющей тока  $I_{dq}$  определяется магнитной асимметрией двигателя, т.е. разностью  $x_d - x_q$ . В неявнополюсной машине этот ток равен нулю, т.к.  $x_d = x_q$ . Назовём его, также по аналогии с вращающим моментом, реактивным током.

При постоянном напряжении питания, возбуждении ротора и параметрах двигателя модули всех составляющих являются постоянными величинами. При изменении нагрузки пропорционально меняется только фазовый сдвиг основного и реактивного токов  $I_{\varepsilon}$  и  $I_{dq}$ . Следовательно, годографами векторов  $\underline{I}_{\varepsilon}$  и  $\underline{I}_{dq}$  при изменении 9 будут окружности с радиусами  $I_{\varepsilon m}$  и  $I_{dqm}$ .



Рис. 4.12. Векторная диаграмма (*a*) и диаграмма токов (б) двигателя с магнитоэлектрическим возбуждением и явно выраженными полюсами Вектор суммы токов <u>*I*</u><sub>ε</sub> + <u>*I*</u><sub>dq</sub> описывает на комплексной плоскости кривую, называемую «улитка Паскаля». Эта кривая имеет ось симметрии (линия *ab* на

рис. 4.12, б), наклон которой определяется углом фазового сдвига основного тока  $\delta$ . Действительно, ось симметрии соответствует состоянию, когда векторы основного и реактивного тока располагаются на одной линии, т.е. на оси симметрии находятся точки, соответствующие равным или отличающимся на  $\pi$  аргументам векторов  $\underline{I}_{\varepsilon}$  и  $\underline{I}_{dq}$ . Из этого, с учётом выражений (4.27) и (4.28), следует равенство  $\pi - \delta - \vartheta = \pi/2 - 2\vartheta$ . Угол нагрузки, при котором оно выполняется, равен  $\vartheta = \delta - \pi/2$ . Тогда, подставляя  $\vartheta$  в исходной равенство, получим угол наклона оси симметрии  $\alpha = 3\pi/2 - 2\vartheta$ .

Окончательно годограф вектора тока статора получим переносом центра «улитки Паскаля» в точку конца вектора тока «намагничивания»  $I_{rx}$  (рис. 4.12,  $\delta$ ). На «улитке» и окружности годографа основного тока утолщённой линией выделены дуги, в пределах которых находятся точки, соответствующие устойчивому участку в двигательном режиме (без учёта активного сопротивления ротора).

Если магнитная система двигателя симметрична, то  $x_d = x_q = x_c$  и реактивный ток равен нулю. Тогда годографом вектора тока статора будет окружность годографа основного тока.



Рис. 4.13. Схема замещения возбуждённого синхронного двигателя с явно выраженными полюсами

Выражения (4.25)-(4.28) позволяют составить схему замещения синхронного двигателя с явно выраженными полюсами.

Величины, на которые умножается напряжение в слагаемых правой части уравнения токов (4.25), являются комплексными проводимостями. Преобразуя проводимости в эквива-

лентные комплексные сопротивления, получим:

$$\underline{Z}_{rx} = \frac{z_{dq}}{r^2 + \frac{1}{4} (x_d + x_q)^2} \left[ r + j \frac{1}{2} (x_d + x_q) \right] = r_{rx} + j x_{rx}; \qquad (4.29)$$

$$\underline{Z}_{\varepsilon} = \frac{z_{dq}}{\varepsilon \left(r^2 + x_q^2\right)} \begin{bmatrix} \left(x_q \sin \vartheta - r \cos \vartheta\right) - \\ -j \left(r \sin \vartheta + x_q \cos \vartheta\right) \end{bmatrix} = r_{\varepsilon}(\vartheta) - jx_{\varepsilon}(\vartheta); \quad (4.30)$$

$$\underline{Z}_{dq} = \frac{2z_{dq}}{\left(x_d - x_q\right)} \left(\sin 2\vartheta - j\cos 2\vartheta\right) = r_{dq}(2\vartheta) - jx_{dq}(2\vartheta).$$
(4.31)

Тогда схема замещения будет представлена тремя параллельными ветвями, включающими сопротивления (4.29)-(4.31) (рис. 4.13). В ветви, по которой протекает ток «намагничивания»  $I_{rx}$ , активное и индуктивное сопротивление имеют постоянные значения, соответствующие вещественной и мнимой части выражения (4.29). Реактивная мощность, потребляемая этой ветвью, расходуется



на формирование полей продольной и поперечной составляющих реакции якоря.

Ветвь основного тока <u>I</u> содержит активное и реактивное сопротивление, величины которых изменяются с изменением нагрузки на валу двигателя, т.е. угла 9. Причём, в диапазоне углов  $0 \le 9 < \pi/2$  активное сопротивление меняет  $x_q \sin \vartheta - r \cos \vartheta > 0$ условие свой справедливо знак. т.к. только для  $\vartheta > \operatorname{arcctg}(x_a/r)$ . При меньших углах нагрузки  $r_{\varepsilon}(\vartheta) < 0$  и это означает, что активная мощность в ветви основного тока не потребляется двигателем, а генерируется. Реактивное сопротивление ветви основного тока всегда отрицательно, т.е.  $x_{c}(\vartheta)$  является ёмкостным элементом и генерирует реактивную мощность\*, которая частично или полностью покрывает её расход на формирование полей реакции якоря в  $x_{rr}$ .

Знак активного и реактивного сопротивлений ветви реактивного тока зависит от соотношения  $x_d$  и  $x_q$ . У двигателей с электромагнитным возбуждением  $x_d > x_q$  и активное сопротивление  $r_{dq}(\vartheta) > 0$ , т.е. эта ветвь является потребителем активной мощности. Реактивное сопротивление в пределах  $0 \le \vartheta < \pi/2$  меняет свой знак. До середины диапазона это сопротивление отрицательно и в ветви генерируется реактивная мощность, а при углах  $\pi/4 < \vartheta < \pi/2$  реактивное сопротивление становится положительным и ветвь переходит в режим потребления реактивной мощности.

В случае возбуждения поля ротора постоянными магнитами  $x_d < x_q$ . При малых углах  $0 < 9 < \pi/4$  ветвь реактивного тока является источником активной мощности и потребителем реактивной. Увеличение угла нагрузки до  $9 > \pi/4$  изменяет знаки параметров элементов ветви и характер обмена энергией на противоположный.

#### 4.2.4. Реактивный двигатель

Синхронные реактивные двигатели отличаются тем, что у них отсутствует магнитное поле ротора. Вращающий момент в таких двигателях создаётся за счёт взаимодействия асимметричного в магнитном отношении ротора и поля реакции якоря.

Основные уравнения реактивного двигателя могут быть получены как частный случай из уравнений явнополюсного двигателя с возбуждённым ротором, если в них принять  $\varepsilon = 0$  ( $E_0 = 0$ ).

Уравнение Кирхгофа для цепи статора (4.6) с учётом отсутствия поля ротора можно записать в виде

$$\underline{U} = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_{ad} + j\underline{I}_q x_{aq} + j\underline{I} x_s = \underline{I}r + j\underline{I}_d x_d + j\underline{I}_q x_q.$$

Векторная диаграмма соответствующая этому уравнению приведена на рис. 4.14.

Устройство, потребляющее ёмкостный ток или, что то же самое, отрицательную реактивную мощность, одновременно является источником (генератором) индуктивного тока и, соответственно, реактивной мощности для других элементов электрической цепи.



$$I_d = \frac{U}{z_{dq}^2} \left( x_q \cos \vartheta - r \sin \vartheta \right); I_q = \frac{U}{z_{dq}^2} \left( r \cos \vartheta + x_d \sin \vartheta \right);$$
$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} = \frac{U}{z_{dq}^2} \sqrt{\left( x_d^2 - x_q^2 \right) \sin \vartheta + r \left( x_d - x_q \right) \sin 2\vartheta + \left( r^2 + x_q^2 \right)};$$

Активная мощность, потребляемая двигателем из сети в соответствии с (4.12) равна

$$P = \frac{mU^2}{z_{dq}^2} \left[ r + \frac{1}{2} \left( x_d - x_q \right) \sin 2\vartheta \right].$$



Рис. 4.14. Векторные диаграммы реактивного двигателя

Электромагнитный момент двигателя получим из (4.13)  

$$M = M_{dq} = \frac{mz_p U^2}{2\omega_1} \cdot \frac{x_d - x_q}{z_{dq}^4} \begin{bmatrix} (x_d x_q - r^2) \sin 2\vartheta + r(x_d + x_q) \cos 2\vartheta - \\ -r(x_d - x_q) \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{mz_p U^2}{2\omega_1} \cdot \frac{x_d - x_q}{z_{dq}^4} \begin{bmatrix} \sqrt{(x_d x_q - r^2)^2 + r^2(x_d + x_q)^2} \sin(2\vartheta + \alpha_{dq}) - r(x_d - x_q) \end{bmatrix} =$$

$$= M_{dqm} \sin(2\vartheta + \alpha_{dq}) - M_{dqr} = M_{dq0} - M_{dqr}$$
(4.32)

где максимальное значение момента  $M_{dqm}$  и фазовый сдвиг  $\alpha_{dq}$  соответствуют выражению (4.16).

Синхронизирующий момент двигателя равен  $M_{dqs} = 2M_{dqm} \cos(29 + \alpha_{dq})$ . В отличие от неявнополюсных двигателей с возбуждённым ротором, его максимальное значение вдвое больше максимального вращающего момента.



Рис. 4.15. Угловые характеристики моментов (*a*) и круговая диаграмма (б) реактивного двигателя

Пользуясь выражениями (4.25)-(4.28), ток статора реактивного двигателя можно представить в виде суммы тока «намагничивания» и реактивного тока  $I = I_{rr} + I_{da}$ .

 $I_{dam}$  с центром в точке конца вектора тока «намагничивания» <u> $I_{rx}$ </u> (рис. 4.15, б).

Статор реактивного двигателя по конструкции и функциям не отличается от статоров других микродвигателей переменного тока.



Ротор двигателя представляет собой пакет штампованных стальных пластин (рис. 4.16, а) напрессованный на вал. Магнитная асимметрия ротора  $\lambda_d \sim x_d \neq \lambda_q \sim x_q$ CO3даётся либо за счёт придания определённой формы внешнему контуру пластин (рис. 4.16, *б* и *в*), либо

Рис. 4.16. Пакет ротора реактивного двигателя (*a*) и различные варианты пластин пакета (*б-д*)

за счёт создания продолговатых отверстий в теле пластин круглой формы (рис.

4.16, *г* и *д*). В первом случае после сборки пакета образуются явно выраженные полюсы ротора (рис. 4.16, *a*), а во втором – ротор имеет ровную цилиндрическую поверхность с неявно выраженными полюсами. После напрессовки на вал каналы пакета заливают расплавом алюминия. В результате заливки образуется обмотка типа «беличьей клетки» и получается ротор, отличающийся от короткозамкнутого ротора асинхронного двигателя, только явно выраженной или неявной магнитной асимметрией. Предельная простота конструкции ротора обеспечивает высокую надёжность, стабильность характеристик и низкую стоимость реактивных двигателей.

Из уравнения вращающего момента следует, что для его увеличения нужно увеличивать разность магнитных проводимостей по продольной и поперечной осям. Однако увеличение размеров межполюсных впадин увеличивает не только разность проводимостей, но и среднюю величину воздушного зазора. В результате увеличивается намагничивающий ток, и ухудшаются энергетические показатели. Кроме того, как будет показано ниже, с увеличением магнитной и электрической асимметрии ухудшаются пусковые и синхронизирующие свойства двигателя. Оптимальным коэффициентом полюсного перекрытия для роторов типа б и в на рис.4.16 считается  $\alpha_p = b_p / \tau = 0, 5...0, 6$  при относительной высоте полюса  $h_n/\delta = 10...12$ . Однако реактивные двигатели даже с оптимальперегрузочную способность ной геометрией ротора имеют малую  $M_{\text{max}} / M_{\text{ном}} = 1, 2...1, 5$ , большую кратность пускового тока  $I_{\text{пуск}} / I_{\text{ном}} = 5...7$ , низкий КПД  $\eta = 0,05...0,5$  и коэффициент мощности  $\cos \phi = 0,2...0,5$ . При одинаковых с асинхронными двигателями массе и габаритах реактивные двигатели развивают мощность в два-три раза меньше.

Значительно лучше соотношение индуктивных сопротивлений, а также пусковые свойства у двигателей с роторами, имеющими внутренние пазы и сегменты (рис. 4.16, г и д). Положительный эффект здесь достигается за счет того, что магнитная асимметрия в них создаётся внутренними немагнитными каналами, которые позволяют получить большую разность  $x_d - x_q$  при относительно малом среднем зазоре и электрической асимметрии обмотки ротора. По своим массогабаритным и энергетическим показателям эти двигатели приближаются к асинхронным.

Особенностью реактивного двигателя является сильная (квадратичная) зависимость вращающего момента от напряжения сети. Поэтому допустимое в некоторых сетях понижение напряжения на 10% приводит к снижению перегрузочной способности почти на 20%  $(1-0,9^2 = 0,19)$ , что необходимо учитывать при проектировании приводов с реактивными двигателями и их эксплуатации.

## 4.2.5. Вхождение в синхронизм

У всех синхронных двигателей, кроме гистерезисных, существует ряд проблем, связанных с пуском и синхронизацией. Это объясняется тем, что электрическая машина создаёт постоянный вращающий момент только в том слу-



чае, если магнитные поля статора и ротора неподвижны относительно друг друга. Если же они перемещаются с некоторой угловой скоростью  $\omega_r = s\omega_0$ , то в пределах интервала времени, когда угол между полюсами полей равен  $0 < \vartheta = \omega_r t < \pi$ , вращающий момент двигателя положителен и он разгоняет ротор. В следующем интервале времени, когда  $\pi < \vartheta = \omega_r t < 2\pi$ , синхронный двигатель работает в генераторном режиме и создаёт тормозной момент, замедляющий скорость вращения (рис. 4.17). Если в пределах одного периода  $T = 2\pi/\omega_r$  скорость постоянна, то среднее значение вращающего момента, развиваемого двигателем, равно нулю, и он может двигаться только за счёт приложенных к ротору внешних сил (моментов).

При подключении к сети обмотка статора очень быстро, в течение нескольких миллисекунд, создаёт в машине вращающее магнитное поле. Ротор двигателя обладает массой и инерцией и не может двигаться вместе с полем. Для того чтобы двигатель без нагрузки на валу под действие собственного вращающего момента вошёл в синхронизм, т.е. разогнался до синхронной скорости, нужно чтобы в течение времени, когда момент положителен, скорость вращения ротора успела возрасти до синхронной.

В соответствии со вторым законом Ньютона движение тела под действием вращающего момента *M* описывается выражением, называемым уравнением движения,

$$M = J \frac{d\omega}{dt},$$

где *J* – момент инерции движущихся масс относительно оси вращения. В конечных разностях это уравнение имеет вид

$$M = J \frac{\Delta \omega}{\Delta t} \iff \Delta \omega = \frac{M}{J} \Delta t, \qquad (4.33)$$

где  $\Delta t$  это интервал времени, в течение которого происходит изменение скорости  $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$  от некоторого начального значения  $\omega_1$  до конечного  $\omega_2$ . Вращающий момент и момент инерции обычно являются заданными величинами, изменение которых либо вообще невозможно, либо возможно в ограниченных пределах. Значит, единственной величиной обеспечивающей вхождение в синхронизм является временной интервал  $\Delta t$ .

На рис. 4.17 показано как изменяется момент возбуждённого синхронного двигателя  $M_{\varepsilon}$ , если его ротор приводится во вращение внешней силой с постоянным ускорением  $\gamma$ . При условии, что скорость вращения изменяется достаточно медленно, длительность интервала времени, в течение которого на ротор действует положительный момент, равна полупериоду относительной частоты вращения

$$\Delta t = \frac{T}{2} = \frac{\pi}{\omega_r} = \frac{\pi}{\omega_0 - \omega} = \frac{\pi}{s\omega_0} \xrightarrow[\omega \to 0]{s \to 0} \infty.$$
(4.34)

Следовательно, при любых конечных значениях M, J и необходимого приращения скорости  $\Delta \omega$  можно разогнать ротор до скольжения s > 0 или понизить частоту вращения поля до  $\omega_0 > 0$  так, чтобы создать нужный для вхождения в синхронизм импульс вращающего момента  $M\Delta t = J\Delta\omega$ . На рис. 4.17 показано, что изменение момента во времени будет совершенно аналогичным, если вместо вращения ротора с частотой  $\omega = \gamma t$  понижать частоту вращения поля при неподвижном роторе по закону  $\omega_0(t) = \omega_0(0) - \gamma t$ .

Таким образом, существуют три способа синхронизации двигателей:

- самозапуск;
- частотный пуск;
- асинхронный пуск.

В первом случае при подключении к сети двигатель за половину периода разгоняется до синхронной скорости за счёт собственного электромагнитного момента. Очевидно, что это возможно, только если он развивает достаточно большой вращающий момент и при этом суммарный момент инерции незначителен. Иногда для снижения момента инерции и тормозного момента ротор на время пуска отсоединяется от нагрузки с помощью электромагнитной муфты.



Рис. 4.17. Вращающий момент двигателя в асинхронном режиме

Частотный пуск реализуется при питании двигателя от управляемого преобразователя частоты. Здесь частота питания плавно повышается от значения достаточного для самозапуска до номинальной. При частотном пуске двигатель развивает большой пусковой момент и плавно входит в синхронизм. Причём, момент инерции ротора практически не влияет на процесс пуска. Однако частотный пуск в приводах с микродвигателями практически не используется, т.к. он существенно увеличивает стоимость установки и ухудшает её массогабаритные показатели.

Наиболее распространённым способом пуска является асинхронный пуск. Для этого на роторе синхронного микродвигателя изготавливается коротко-



замкнутая обмотка типа «беличьей клетки». При пуске ротор разгоняется до подсинхронной скорости за счёт асинхронного вращающего момента, создаваемого этой обмоткой, а затем втягивается в синхронизм импульсом основно-



действующие на ротор двигателя в асинхронном режиме

го и/или реактивного момента. После вхождения в синхронизм ток и вращающий момент короткозамкнутой обмотки снижается до нуля, и она не влияет на работу двигателя в статическом режиме. В динамике синхронного режима, т.е. при изменении нагрузки двигателя, короткозамкнутая обмотка выполняет очень важную функцию демпфирования колебаний ротора.

Пуск синхронного двигателя является сложным комплексом взаимосвязанных электромагнитных и электромеханических переходных процессов, анализ которых

в общем виде невозможен. Моделирование пуска выполняется с помощью современных пакетов математических программ только для конкретных машин и приводов. Тем не менее, некоторые основные закономерности можно установить с помощью достаточно простых рассуждений.

Так как на ротор в процессе синхронизации действует импульсный вращающий момент, то вначале рассмотрим электромеханический переходный процесс.

Если ротор ненагруженного двигателя, вращающегося с синхронной частотой  $\omega_0$ , отвести от положения равновесия на угол  $\Delta \Theta$  и отпустить, то на него будут действовать три вращающих момента: синхронный  $M_{\varepsilon}$ , асинхронный  $M_a$ , создаваемый короткозамкнутой обмоткой, и динамический  $M_d = Jd\omega/dt$ . Сухим трением для исключения нелинейностей мы в данных рассуждениях пренебрегаем, а момент вязкого трения можно считать включённым в асинхронный момент.

Тогда для любого момента времени

$$\bar{M}_{d} + M_{a} + M_{s} = 0 \tag{4.35}$$

В процессе возврата к статическому состоянию равновесия ротор будет участвовать в двух вращательных движениях: вращении с синхронной скоростью  $\omega_0 = \text{const}$  и вращении относительно полюсов магнитного поля статора с относительной скоростью  $\omega_p = d\Delta \vartheta/dt$ 

Отсюда динамический момент

$$M_{d} = J \frac{d\omega}{dt} = J \frac{d(\omega_{0} + \omega_{p})}{dt} = J \frac{d\omega_{p}}{dt} = J \frac{d^{2}\Delta \vartheta}{dt^{2}}$$
(4.36)

Механическую характеристику асинхронного момента при малых скольжениях можно представить прямой, соответствующей касательной в точке холостого хода

$$M_{a} \approx \frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}} s = \frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}} \frac{\omega_{p}}{\omega_{0}} = C_{a} \frac{d\Delta \vartheta}{dt}, \qquad (4.37)$$

где  $C_a = \frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}\omega_0} = \text{const} - \kappa oэффициент асинхронного момента.}$ 

Полагая  $r \approx 0$ , а также учитывая, что для малых углов  $\sin \vartheta \approx \vartheta$ , вращающий момент двигателя с возбуждённым ротором можно представить как

$$M_{\varepsilon} \approx M_{\varepsilon m} \Delta \vartheta$$

Переходя к пространственному углу умножением на число пар полюсов магнитного поля  $z_p$ , получим

$$M_{\varepsilon} \approx M_{\varepsilon m} \Delta \vartheta z_{p} \,. \tag{4.38}$$

Для реактивного двигателя синхронный момент будет равен

$$M_{dq} \approx M_{dqm} 2\Delta \vartheta z_p. \tag{4.39}$$

Подставляя (4.36)-(4.38) в уравнение (4.35) и разделив его почленно на  $z_p$ , получим

$$\frac{J}{z_p}\frac{d^2\Delta\vartheta}{dt^2} + C_a\frac{d\Delta\vartheta}{dt} + M_{\varepsilon m}\Delta\vartheta = 0.$$
(4.40)

Чтобы не загромождать выкладки множитель  $1/z_p$  асинхронного момента здесь включён в  $C_a = \frac{2M_{\kappa}}{z \ s \ \omega_0}$ .

Корнями характеристического уравнения для (4.40) являются

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_e^2} ,$$

где  $\delta = \frac{z_p C_a}{2J}; \omega_e = \sqrt{\frac{z_p M_{\varepsilon m}}{J}}.$ 

Обычно  $\delta \ll \omega_e$ , поэтому

$$p_{1,2} = -\delta \pm j\omega'_e. \tag{4.41}$$

Величина б определяет скорость затухания колебаний, т.е. длительность переходного процесса  $\tau = 1/\delta$ . Она зависит только от коэффициента  $C_a$  и момента инерции ротора. Коэффициент  $C_a$  по существу является жёсткостью механической характеристики асинхронного момента вблизи точки холостого хода ( $\partial M_a/\partial \omega$ ). Значит, чем жёстче характеристика, тем эффективнее демпфирование и тем быстрее переходный процесс.

Частота колебаний ротора  $\omega'_{e} = \sqrt{\omega_{e}^{2} - \delta^{2}}$  называется частотой собственных или свободных колебаний синхронной машины. Она представляет собой часто-
ту, с которой ротор, будучи выведен из состояния равновесия, колеблется под воздействием электромагнитных моментов.

При отсутствии затухания ( $\delta = 0$ ) частота собственных колебаний равна  $\omega'_e = \omega_e$ , т.е.  $\omega_e$  является собственной частотой машины при отсутствии диссипативных сил, вызывающих рассеяние энергии при колебаниях. Преобразуем выражение для  $\omega_e$  –

$$\omega_e = \sqrt{\frac{z_p M_{\varepsilon m}}{J}} \Longrightarrow \omega_e^2 = \frac{z_p M_{\varepsilon m}}{J} \Longrightarrow \frac{J \omega_e^2}{2} = \frac{z_p M_{\varepsilon m}}{2} \frac{\omega_e}{\omega_e} \Longrightarrow W_k = \frac{P_{\max}}{2\omega_e} \Longrightarrow T_e = \frac{2\pi}{\omega_e} = \frac{4\pi W_k}{P_{\max}}$$
(4.42)

Таким образом, частота собственных колебаний соответствует времени, которое необходимо для того, чтобы источник мощностью  $P_{\max} = M_{\varepsilon m} \omega_e$  neредал системе тел с моментом инерции J кинетическую энергию  $W_k = J \omega_e^2/2$ . Источником механической энергии в данном случае является двигатель.

Если в уравнение (4.35) вместо (4.38) подставить (4.39), то получим выражение для частоты свободных колебаний реактивного двигателя без рассеяния энергии

$$\omega_{edq} = \sqrt{\frac{2z_p M_{dqm}}{J}}$$

Рассмотрим теперь процесс вхождения в синхронизм на примере неявнополюсного двигателя с возбуждённым ротором. В асинхронном режиме на ротор действуют основной электромагнитный момент  $M_{\epsilon 0}$ , асинхронный момент короткозамкнутой обмотки  $M_a$  и тормозной момент  $M_c$ , создаваемый нагрузкой и потерями в двигателе. Асинхронный момент при подсинхронной скорости вращения пропорционален скольжению. Допустим, что скольжение при входе в синхронизм  $s_s$  достаточно мало, чтобы можно было пренебречь величиной  $M_a \approx 0$ . Тогда на ротор будут действовать только вращающий момент двигателя и динамический момент.

Определим приращение кинетической энергии тела, обладающего моментом инерции J, при изменении частоты вращения от  $\omega_1$  до  $\omega_2$  под воздействием вращающего момента M.

В соответствии со вторым законом Ньютона

$$M = J \frac{d\omega}{dt}$$

Элементарная работа, совершаемая при повороте тела на угол dα равна

$$dA = Md\alpha = J\frac{d\omega}{dt}d\alpha$$

Но частота вращения равна производной от угла поворота  $\omega = d\alpha/dt$ . Тогда  $d\alpha = \omega dt$  и, подставляя это значение в предыдущее равенство, получим  $dA = J\omega d\omega$ .

Это означает, что элементарная работа dA затрачивается на изменение частоты вращения тела на величину  $d\omega$ . Если в положении тела  $\alpha_1$  частота его вращения была  $\omega_1$ , а в положении  $\alpha_2$  она равна  $\omega_2$ , то работа  $\Delta A$ , совершаемая при повороте тела на угол  $\Delta \alpha = \alpha_2 - \alpha_1$ , соответствует изменению кинетической энергии тела  $\Delta W$  при изменении частоты вращения на величину  $\Delta \omega = \omega_2 - \omega_1$ , т.е.

$$\Delta A = \Delta W = \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} M d\alpha = \int_{\omega_1}^{\omega_2} J \omega d\omega = J \int_{\omega_1}^{\omega_2} \omega d\omega$$

Учитывая, что  $\omega = (1 - s)\omega_0$  и  $d\omega/dt = -\omega_0 ds/dt \Rightarrow d\omega = -\omega_0 ds$ , где  $\omega_0 = 2\pi f_1/z_p = \omega_1/z_p$  – синхронная частота вращения, можно перейти в выражении приращения кинетической энергии к новой переменной и вычислить интеграл

$$\Delta W = -J\omega_0^2 \int_{s_1}^{s_2} s ds = J\omega_0^2 \int_{s_2}^{s_1} s ds = \frac{J\omega_0^2}{2} \left( s_1^2 - s_2^2 \right),$$

где  $s_1$  и  $s_1$  – начальное и конечное скольжение.

Если через *s*<sub>s</sub> обозначить скольжение, при котором возможно вхождение в синхронизм, то изменение кинетической энергии с учётом того, что конечное скольжение равно нулю, составит

$$\Delta W = \frac{J\omega_0^2}{2} \left( s_s^2 - 0 \right) = \frac{J}{2} \left( \frac{\omega_1 s_s}{z_p} \right)^2 = \frac{J\omega_1^2}{2z_p^2} s_s^2.$$

Это изменение должно произойти за счёт положительного импульса момента, действующего на ротор, т.е. в интервале пространственных углов  $\vartheta_1 \le \vartheta \le \vartheta_2$  (см. рис. 4.18)

$$\Delta A = \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} M \frac{d\vartheta}{z_p} = \frac{1}{z_p} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} \left( M_{\varepsilon m} \sin \vartheta - M_c \right) d\vartheta.$$

Отсюда

$$\Delta W = \Delta A \implies s_{s\varepsilon}^2 = \frac{2z_p}{J\omega_1^2} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} \left( M_{\varepsilon m} \sin \vartheta - M_c \right) d\vartheta$$

и после итерирования

$$s_{s\varepsilon}^{2} = \frac{2z_{p}}{J\omega_{1}^{2}} \Big[ -M_{\varepsilon m} \big( \cos \vartheta_{2} - \cos \vartheta_{1} \big) - M_{c} \big( \vartheta_{2} - \vartheta_{1} \big) \Big]$$
(4.43)

Так как  $M_{\varepsilon m} \sin \vartheta_1 - M_c = 0$ ;  $M_{\varepsilon m} \sin \vartheta_2 - M_c = 0 \Rightarrow \sin \vartheta_1 = \sin \vartheta_2$  и  $\vartheta_2 > \pi/2$ , то  $\vartheta_2 = \pi - \vartheta_1$ . С учётом этого

$$s_{s\varepsilon}^{2} = \frac{2z_{p}}{J\omega_{1}^{2}} \Big[ 2M_{\varepsilon m} \cos \vartheta_{1} - M_{c} (\pi - 2\vartheta_{1}) \Big] = \frac{4z_{p}M_{\varepsilon m}}{J\omega_{1}^{2}} \Big[ \cos \vartheta_{1} - m_{c} (\pi / 2 - \vartheta_{1}) \Big]$$

где  $m_c = M_c / M_{\varepsilon m} = \sin \vartheta_1$  – относительное значение момента нагрузки.

Исключим из этого выражения угол  $\vartheta_1$ , воспользовавшись соотношениями

$$\vartheta_1 = \arcsin m_c; \ \cos \vartheta_1 = \sqrt{1 - \sin^2 \vartheta_1} = \sqrt{1 - m_c^2}$$

Тогда, для предельного значения скольжения вхождения в синхронизм окончательно получим

$$s_{s\varepsilon} = \frac{2\sqrt{z_p M_{\varepsilon m}}/J}{\omega_1} \sqrt{\sqrt{1 - m_c^2} - m_c \left(\pi/2 - \arcsin m_c\right)} = \frac{2\omega_{e\varepsilon}}{\omega_1} \mu, \quad (4.44)$$

где:  $\omega_{e\varepsilon} = \sqrt{z_p M_{\varepsilon m} / J}$  – частота собственных колебаний возбуждённого двигателя при отсутствии потерь энергии;  $\omega_1$  – частота питающей сети;  $\mu$  – коэффициент нагрузки, представляющий собой сложную функцию от относительного момента  $0|_{m_z=1} < \mu < 1|_{m_z=0}$ .

Проделав аналогичные выкладки для реактивного двигателя, у которого вращающий момент является функцией двойного угла 9, мы получим

$$s_{sdq} = \frac{\sqrt{2z_p M_{dqm}} / J}{\omega_1} \sqrt{\sqrt{1 - m_c^2} - m_c \left(\pi / 2 - \arcsin m_c\right)} = \frac{\omega_{edq}}{\omega_1} \mu \quad (4.45)$$

где  $\omega_{edq} = 2\pi / \sqrt{2z_p M_{dqm} / J}$  – частота собственных колебаний реактивного двигателя при отсутствии потерь энергии.

Так как момент входа в синхронизм у микродвигателей обычно не превышает 0,5...0,6 $M_m$ , то выражение для коэффициента нагрузки в (4.44) и (4.45) можно упростить с учётом того, что  $\arcsin m_c \approx m_c$ ;  $\sqrt{1 - m_c^2} \approx 1 - m_c^2/2 - \mu \approx \sqrt{1 - m_c(\pi - m_c)/2}$ .

Из рисунка 4.19 видно, что использование приближённого выражения





вполне приемлемо для нагрузок до  $\approx 0,7M_m$ . Следует отметить, что зависимость  $s_s = f(m_c)$  отличается от  $\mu = f(m_c)$  только масштабом оси ординат.

Выражения (4.44) и (4.45) имеют ясный физический смысл. Они имеют вид

$$s_s \omega_1 = \omega_2 < \omega_e \mu \iff T_2 > T_e / \mu$$
.

В этом выражении величина периода  $T_2 = 2\pi/\omega_2$  соответствует двойной длительности импульса вращающего момента, разгоняющего ротор двигателя при скольжении  $s_s$ ; а величина  $T_e = 2\pi/\omega_e^*$  – интервалу времени, необ-

см. выражение (4.42)

ходимому двигателю данной мощности для передачи телу, приводимому в движение, определённой кинетической энергии, Таким образом, условие синхронизации, как и следовало ожидать, сводится к формированию импульса вращающего момента с длительностью соответствующей моменту инерции и моменту сопротивления нагрузки, а также мощности, которой располагает двигатель. Чем меньше частота собственных колебаний  $\omega_e$ , т.е., чем больше их период  $T_e$ , тем больше при прочих равных условиях должна быть скорость, до которой при заданной нагрузке нужно разогнать ротор, чтобы он вошёл в синхронизм.

Выражения (4.44) и (4.45) позволяют определить условия самозапуска синхронных двигателей. Для этого необходимо, чтобы

#### $s_{s} \geq 1$ .

Чем больше предельное скольжение, тем легче и быстрее проходит запуск двигателя. Значит, как и следовало ожидать, нагрузка на валу затрудняет синхронизацию, т.к. она уменьшает предельное скольжение. Осложняет вхождение в синхронизм также увеличение момента инерции, снижающее частоту собственных колебаний двигателя. Значительно затрудняет синхронизацию увеличение частоты питания. В то же время, понижением частоты можно обеспечить синхронизацию при любом конечном значении момента инерции и момента нагрузки  $M_c < M_m$ .

Из сопоставления выражений (4.44) и (4.45) следует, что при прочих равных условиях  $s_{s\varepsilon} = \sqrt{2}s_{sdq}$ , т.е. предельное скольжение возбуждённого двигателя ля почти в 1,5 раза больше, чем реактивного. Если же учесть, что максимальный момент реактивного двигателя  $M_{dqm}$ , как правило, значительно меньше, чем у двигателя с возбуждёнными полюсами  $M_{\varepsilon m}$ , то можно сделать вывод, что синхронизирующие свойства реактивных двигателей хуже и для синхронизации им требуется разгон до более высоких скоростей.

Одним из важнейших параметров характеризующим пусковые свойства синхронных двигателей является вращающий момент входа в синхронизм. Он определяет предельно возможную нагрузку, при которой ротор может синхронизироваться. Другим параметром, связанным с процессом пуска является начальный или пусковой момент. Оба параметра непосредственно связаны с характеристикой асинхронного момента, создаваемого короткозамкнутой пусковой обмоткой.

По известному значению предельного скольжения *s*<sub>s</sub>, можно найти момент, который должна развивать короткозамкнутая обмотка, для обеспечения входа двигателя в синхронизм. Так как это происходит при подсинхронной скорости, то механическую характеристику асинхронного момента пусковой обмотки можно аппроксимировать касательной в точке холостого хода

$$M_a \approx \frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}} s$$
,



где  $M_{\kappa}$ ;  $s_{\kappa}$  – момент и скольжение в точке опрокидывания (рис. 4.20)

Тогда момент входа в синхронизм

$$M_s = M_a(s_s) \approx \frac{2M_\kappa}{s_\kappa} s_s.$$
(4.46)

Графически этот момент соответствует ординате точки пересечения механической характеристики пусковой обмотки  $M_a(s)$  с линией  $s = s_s$ , являющейся границей области, в которой возможен вход в синхронизм (точка *b* на рис. 4.20).

При пуске двигатель под воздействием разности асинхронного и нагрузочного моментов  $M_a - M_c$  разгоняется до скольжения  $s = s_s$ . Здесь в точке *b* возникают условия для синхронизации и ротор под воздействием импульса синхронного момента за время не превышающее  $t_s < \pi/(s_s \omega_0)$  входит с синхронизм, т.е. разгоняется до синхронной скорости и переходит в точку *c* синхронной механической характеристики (линия 0*e* на рис. 4.20). Так как момент входа в синхронизм превышает нагрузочный, то после синхронизации статический режим установится в точке *d*.

Выход из синхронизма происходит в точке *e*, если нагрузочный момент превышает максимальной момент, развиваемый двигателем  $M_m$ .

Одним из основных параметров, от которого зависят пусковые свойства двигателя, является активное сопротивление короткозамкнутой обмотки. Однако при выборе его значения разработчики машин сталкиваются с серьёзными противоречиями, т.к. для увеличения пускового момента  $M_n$  нужно увеличивать активное сопротивление обмотки. Но при этом возрастает критическое скольжение  $s_{\kappa}$  и уменьшается момент входа в синхронизм  $M_s$ , ограничивающий нагрузочный момент двигателя (см. выражение 4.46). На рис. 4.20, *a*, это хорошо видно по смещению точки *b* в положение  $b_1$ . Оптимальным является сопротивление, при котором  $M_n = M_s$ .

Существенное влияние на пусковые свойства синхронных двигателей оказывает напряжение питания. Критический и пусковой момент короткозамкнутой обмотки ротора, как у любого асинхронного двигателя, является квадратичной функцией от *U*. Максимальный синхронный момент двигателя с возбуждённым ротором линейно зависит от напряжения питания, а у реактивного двигателя эта зависимость квадратичная. Значит, предельные скольжения для этих двигателей –  $s_{se} \sim \sqrt{U}$  и  $s_{sdq} \sim U$ . Отсюда зависимость моментов входа в синхронизм

$$M_{s\varepsilon} \sim \sqrt{M_{\varepsilon m}} M_{\kappa} \sim U^{0.5} U^2 = U^{2.5} \text{ M } M_{sdq} \sim \sqrt{M_{dqm}} M_{\kappa} \sim U \cdot U^2 = U^3.$$

Таким образом, при снижении напряжения на 10% пусковой момент обоих двигателей уменьшится на  $1-0,9^2 = 19\%$ , а моменты входа в синхронизм на  $1-0,9^{2,5} = 23\%$  и  $1-0,9^3 = 34\%$  соответственно. На рис. 4.20, *a*, это можно проследить по смещению точки *b* в положение *b*<sub>2</sub>.



Статические характеристики, приведённые на рис. 4.20 a, позволяют анализировать пусковые свойства двигателя только в общих чертах. На рис. 4.20,  $\delta$ , показана фазовая траектория пуска с учётом инерционности электромагнитных и электромеханических процессов. В асинхронном режиме, между точками a и b, вначале сильное влияние оказывают переходные процессы, связанные с формированием магнитных полей машины, а затем движение ротора определяется электромеханическим процессом. В точке b импульс синхронной скорости и начинается переходный процесс с новыми условиями. Он имеет колебательный характер и динамическая характеристика, огибая точку c, приходит по спиральной траектории к статическому режиму в точке d.

Следует заметить, что колебания ротора в переходных режимах являются характерной особенностью синхронных машин и короткозамкнутая обмотка служит не только для пуска и синхронизации двигателя, но также для успокое-



Рис. 4.20. Процесс синхронизации при асинхронном пуске

ния (демпфирования) этих колебаний.

Асинхронный пуск двигателей с постоянными магнитами значительно усложняется из-за того, что он производится с возбуждённым магнитным полем ротора. Это поле наводит в обмотке статора ЭДС с переменной частотой  $f = \frac{z_p \omega}{2\pi} \neq f_s$ , отличающейся от частоты сети  $f_s$ . Поэтому ЭДС источника питания не может её компенсировать и синхронная машина в асинхронном режиме работает генератором, создавая тормозной момент. Причём, цепь обмотки статора замкнута через источник питания, обладающий, как правило, малым внутренним сопротивлением. Поэтому статорную обмотку для токов, наводимых магнитным полем ротора, можно считать замкнутой накоротко.

Таким образом, в режиме пуска ротор и короткозамкнутая обмотка статора являются по существу обращённой асинхронной машиной, т.е. машиной в которой функции ротора и статора поменялись местами. При неподвижном роторе скольжение и частота наводимой в статоре ЭДС равны нулю, а в синхронном режиме скольжение равно единице. Следовательно, тормозной момент при пуске имеет механическую характеристику асинхронного генератора с точкой холостого хода при нулевой скорости вращения.

На рис. 4.21, *a*, показаны механические характеристики асинхронных моментов при различной возбуждённости ротора. При отсутствии возбуждения ( $\varepsilon = 0$ ) вращающий момент создаётся только моментом  $M_a$ , создаваемым короткозамкнутой обмоткой ротора. Возбуждение полюсов ротора ( $\varepsilon > 0$ ) приводит к появлению тормозного генераторного момента  $M_r$ . В результате в характеристике результирующего момента  $M(s) = M_a(s) + M_r(s)$  появляется минимум, соответствующий критическому скольжению генераторного момента  $s_r$ . Наличие минимума создаёт опасность прерывания пуска, если момент нагрузки  $M_c > M_{min}$ . В этом случае устойчивый статический режим может возникнуть



Рис. 4.21. Влияние возбуждения (a) и асимметрии обмотки ротора ( $\delta$ ) на режим пуска

при низкой скорости вращения  $(s > s_r)$ . Чем выше возбуждённость ротора, тем больше генераторный момент и меньше момент  $M_{\min}$ . Следует заметить, что моменты  $M_a$  и  $M_r$  создаются разными процессами, и параметры их механических характеристик практически не связаны между собой. Поэтому, например, понижение напряжения питания приведёт к уменьшению критического момента характеристики короткозамкнутой обмотки ротора  $M_a(s)$ , но совершенно не повлияет на характеристику  $M_r(s)$ . В результате при той же степени возбуждённости ротора є провал в характеристике M(s) увеличится.

Влияние степени возбуждённости ротора на момент входа в синхронизм можно оценить следующим образом. Генераторный тормозной момент линейно зависит от величины магнитного потока наводящего в статоре ЭДС, т.е.  $M_r \sim \varepsilon$ . При подсинхронной скорости вращения характеристика  $M_r(s) \approx \text{const}$  и результирующий асинхронный момент  $M = M_a - M_r$ . Тогда выражение (4.46) примет вид

$$M_s = M_a(s_s) - M_r \approx \frac{2M_{\kappa}}{s_{\kappa}} s_s - M_r$$

Параметры точки опрокидывания  $M_{\kappa}$  и  $s_{\kappa}$  не зависят от возбуждения ротора, а  $s_{s} \sim \sqrt{\epsilon}$ . Значит,



$$M_s \sim \sqrt{\varepsilon} - \varepsilon$$
,

т.е. при увеличении степени возбуждённости момент входа в синхронизм при прочих равных условиях будет уменьшаться, несмотря на то, что предельное скольжение при этом увеличивается.

Помимо тормозного генераторного момента, создаваемого токами, наводимыми в статоре возбуждённым ротором, на пусковые свойства двигателей с постоянными магнитами влияет электрическая асимметрия короткозамкнутой обмотки. Она проявляется в различии индуктивных сопротивлений стержней, расположенных между полюсами магнитов и стержней над полюсами (см. рис. 4.4).

Асимметрия обмотки приводит к тому, что магнитное поле ротора становится эллиптическим. Его можно разложить на два поля с прямым и обратным направлением вращения. Эти поля вращаются относительно тела ротора с частотами  $\pm \omega_2$  и вместе с ротором относительно статора с частотой  $\omega$ . Поэтому результирующие частоты вращения полей ротора относительно статора будут равны

$$\omega_{+} = \omega + \omega_{2} = \omega + (\omega_{0} - \omega) = \omega_{0};$$

$$\omega_{-} = \omega - \omega_{2} = \omega - (\omega_{0} - \omega) = -\omega_{0} + 2\omega = -\omega_{0} + 2(1 - s)\omega_{0} = (1 - 2s)\omega_{0}.$$

Значит, поле прямого вращения взаимодействует со статором как в обычном асинхронном двигателе, а поле обратного вращения наводит в обмотке статора ЭДС и токи с частотой не равной частоте сети и меняющейся при изменении скольжения. Взаимодействие этих токов с полем обратного вращения создаёт асинхронный момент  $M_{a-}$ , аналогично рассмотренному выше моменту, создаваемому полем вращающихся возбуждённых полюсов.

Синхронная частота поля обратного вращения  $\omega_{0-}$  соответствует половине синхронной частоте поля прямого вращения  $\omega_{0-} = \omega_{0+}/2 = \omega_0/2$ , т.к. при s = 0,5  $\omega_- = 0$ , т.е. поле неподвижно относительно обмоток статора. При s > 0,5 частота  $\omega_- < 0$  и момент  $M_{a-} < 0$ ; при  $s < 0,5 - \omega_- > 0 \Rightarrow M_{a-} > 0$ .

На рис. 4.21, б, показаны кривые асинхронных моментов. Из этого рисунка следует, что асимметрия короткозамкнутой обмотки приводит к уменьшению момента входа в синхронизм (смещение точки b в положение  $b_1$ ) и создаёт провал в характеристике результирующего асинхронного момента  $M_a(s) = M_{a+}(s) + M_{a-}(s)$ . И то и другое ухудшает пусковые свойства двигателя, несмотря на то, что за счёт поля обратного вращения несколько увеличивается пусковой момент.

Следует заметить, что совершенно аналогичные последствия возникают в результате асимметрии конструкции «беличьей клетки» у реактивных двигателей, которая также приводит к электрической асимметрии.

### 4.2.6. Гистерезисный двигатель

Гистерезисными двигателями называются электрические машины, основные электромагнитные и электромеханические процессы в которых связаны с

явлением гистерезиса в ферромагнитных материалах, т.е. потерь энергии при перемагничивании.

Статор гистерезисных двигателей по конструкции и функциям ничем не отличается от статоров машин переменного тока. Ротор большинства машин представляет собой сплошной или шихтованный полый цилиндр из магнитотвёрдого материала, имеющего широкую петлю гистерезиса. Этот цилиндр называется активным слоем ротора, т.к. именно в нём происходят процессы, связанные с электромеханическим преобразованием энергии машиной. В отличие от двигателей с постоянными магнитами, в которых магниты намагничиваются в специальных установках, в гистерезисных двигателях активный слой ротора намагничивается обмоткой статора. Поэтому для него используют материалы с меньшей коэрцитивной силой, чем для постоянных магнитов ( $H_c < 40$  кA/м).

Если активный слой имеет форму полого цилиндра, то его напрессовывают на втулку из ферромагнитного или немагнитного материала. Выбор материала втулки определяется магнитной проницаемостью активного слоя. Для уменьшения МДС, необходимой для проведения магнитного потока через ротор, и, соответственно, тока потребляемого обмоткой статора, втулки роторов с малой магнитной проницаемостью активного слоя делают из электротехнической стали. В этом случае линии магнитного поля в воздушном зазоре и в активном



слое направлены радиально (рис. 4.22,  $\delta$ ), поэтому величина индукции в зазоре и в активном слое одинакова ( $B_h = B_\delta$ ). Если магнитная проницаемость материала активного слоя относительно велика, то втулку делают из

пластмассы или алюминия. Тогда магнитный поток в активном слое имеет тангенциальное направление (рис. 4.22,  $\varepsilon$ ) и площади его поперечного сечения в зазоре и в активном слое различны, поэтому будет разной и величина индукции на этих участках магнитной цепи ( $B_h \neq B_\delta$ ).

Иногда для увеличения синхронизирующего момента ферромагнитную втулку делают асимметричной с разными магнитными проницаемостями по продольной и поперечной оси.

Материал активного слоя ротора характеризуется основной кривой намагничивания и кривыми перемагничивания частных симметричных циклов, вершины которых располагаются на основной кривой (рис. 4.23, *a*). Предельная петля гистерезиса характеризуется максимальной и остаточной индукцией  $(B_s; B_r)$ , максимальной напряжённостью поля и коэрцитивной силой  $(H_s; H_c)$ . Площадь любой петли пропорциональна работе, затрачиваемой на один цикл



перемагничивания. Очевидно, что максимально возможная работа при данных значениях максимальной индукции  $B_m$  и максимальной напряжённости цикла  $H_m$  равна площади прямоугольника с вершинами в точках вершин петли, т.е.  $A_{\max} = 4B_mH_m$ . Отношение площади реальной петли гистерезиса к площади прямоугольной петли называется коэффициентом выпуклости  $k_e$ . Материал активного слоя гистерезисных двигателей должен иметь максимально возможный  $k_e$ . Кроме того, для уменьшения намагничивающего тока режим работы выбирается таким образом, чтобы перемагничивание активного слоя происходило по петле с максимальной магнитной проводимостью в вершине. Это условие выполняется, если вершина петли располагается в точке касания прямой, прове-



дённой из начала координат, с основной кривой намагничивания (точка *а* на рис. 4.23, *а*).

Следует заметить, что процесс перемагничивания материала активного слоя ротора является очень сложным физическим явлением, математическая модель которого может отражать только са-

Рис. 4.23. Кривые перемагничивания (*a*) и удельные потери при перемагничивании (б)

мые общие закономерности. Например, зависимость индукции от напряжённости поля будет разной, если перемагничивание материала происходит пульсирующим или вращающимся магнитным полем. Соответственно разными будут и потери на перемагничивание (рис. 4.23, б).

Наиболее распространённым материалом активного слоя роторов гистерезисных двигателей является викаллой (FeCoV). Различные марки викаллоя *B<sub>r</sub>* = 0, 6...1,1 Тл и коэрцитивную остаточную индукцию силу имеют  $H_{c} = 15...40$ кА/м. Коэффициент выпуклости викаллоя составляет  $k_e = 0, 4...0, 8$ . Он производится в виде листов и проволоки и, в отличие от многих других магнитотвёрдых материалов, может подвергаться обычной механической обработке. Технологичность механической обработки викаллоя в значительной степени компенсируется сложностью термообработки. После окончательной обработки перед сборкой материал активного слоя проходит отжиг при температуре нагрева, находящейся для разных марок в пределах от 540° С до 610° С. Отклонение температуры отжига от номинального значения на ±10° С приводит к разбросу величины максимальной индукции на 0,2...0,3 Тл, что час-



то недопустимо и приводит к окончательному браку материала. Поэтому, чтобы не допустить дорогостоящих потерь, иногда производят предварительную сборку шихтованных роторов с активным слоем, собранным из разных партий. После этого проверяются основные параметры двигателя с таким технологическим ротором и, если они находятся в пределах нормы, то пакет активного слоя переносится и собирается в окончательное изделие.

Гистерезисные двигатели могут работать как в асинхронном режиме, так и в синхронном. Причём в синхронном режиме принцип действия этих двигателей по существу ничем не отличается от двигателей с возбуждением от постоянных магнитов. Вращающий момент в этом случае создаётся в результате взаимодействия магнитного поля статора с намагниченным в процессе пуска ротором.

Рассмотрим процесс перемагничивания материала активного слоя ротора во времени. Если предположить, что индукция во всех точках материала одинакова, то, умножив ординаты точек петли гистерезиса на площадь поперечного сечения активного слоя и разделив абсциссы точек на длину средней линии, мы получим вебер-амперную характеристику, которая будет отличаться от характеристики B = f(H) только масштабом осей.

Пусть статор двигателя симметричен и имеет две обмотки, смещённые в пространстве на угол 90° эл. и пусть перемагничивание активного слоя происходит при питании одной из обмоток статора переменным синусоидальным током при неподвижном роторе. Построим синусоиду тока i(t) с амплитудой, соответствующей МДС, необходимой для проведения магнитного потока через



активный слой (рис. 4.24). Для каждой точки синусоиды отражением в осях вебер-амперной характеристики найдём величину магнитного потока (см. траекторию *abc* на рис. 4.24) и построим временную зависимость  $\Phi(t)$ . Как и следовало ожидать, магнитный поток, походящий через активный слой ро-

Рис. 4.24. Процесс перемагничивания активного слоя во времени

тора, содержит широкий спектр высших нечётных гармоник, возбуждаемых нелинейностью вебер-амперной характеристики. Выделим в спектре первую гармонику  $\Phi_1(t)$ . Она отстаёт по фазе от тока i(t) на угол магнитного запаздывания  $\gamma$ . Величина  $\gamma$  зависит от величины потерь при перемагничивании, т.е. от площади петли гистерезиса материала активного слоя. В этом можно легко убедиться, выполнив построение кривой  $\Phi(t)$  для материала с такими же максимальными значениями  $\Phi_m$  и  $I_m$ , но с другой шириной петли  $\Phi = f(i)$ .Чем больше потери, чем больше угол  $\gamma$ . У идеального магнитомягкого материала  $H_c = 0$  и  $\gamma = 0$ . Материал, обладающий прямоугольной петлёй  $H_c = H_m$ , будет иметь угол магнитного запаздывания  $\gamma = \pi/2$ .

Отключим первую обмотку и подключим вторую. Очевидно, что в силу симметрии неподвижного ротора картина процессов будет совершенно иден-



тичной. Магнитный поток ротора будет отставать от тока статора по фазе (во времени) на угол у, а его ось будет смещена в пространстве по отношению к оси потока первой обмотки на 90° эл. Следовательно, при симметричном питании обеих обмоток возбуждаемые потоки, каждой из них, образуют магнитное поле ротора,

Рис. 4.25. Характеристики гистерезисного двигателя

вращающееся синхронно с пространственным вектором тока и отстающее от него на угол  $0 < \gamma < \pi/2$ . Причём, величина этого угла будет зависеть только от магнитных свойств материала активного слоя ротора. Следует заметить, что величина  $\gamma$  при включении двух обмоток, т.е. при перемагничивании ротора вращающимся магнитным полем, будет отличаться от его значения при циклическом перемагничивании каждой из обмоток в отдельности (см. рис. 4.23, б). Это связано с принципиальной нелинейностью магнитных свойств материала, которая исключает суперпозицию двух процессов, однако для качественного анализа это вполне допустимо.

Из курса физики известно, что по закону Ампера на проводник с током, находящийся в магнитном поле, действует сила

$$f = l \cdot \vec{B} \cdot \vec{i} = l \cdot B \cdot i \sin \gamma$$

или вращающий момент

$$m = fD/2 = lBi\sin\gamma\frac{D}{2},$$

где D/2 – расстояние от проводника до параллельной ему оси вращения.

Подсчитав с учётом геометрических размеров машины все элементарные моменты *m*, мы получим вращающий момент, действующий на неподвижный ротор

$$M_h = cB_m H_m \sin \gamma = \text{const}. \tag{4.47}$$



Если магнитную проводимость стали принять равной бесконечности, то между МДС обмотки статора и индукцией магнитного поля в зазоре двигателя будет линейная зависимость. Значит, положение пространственного вектора индукции будет совпадать с положением вектора МДС или, что то же самое, с положением вектора тока. Следовательно, угол магнитного запаздывания γ будет углом между осями полюсов магнитного поля статора и наведённого поля ротора.

При асинхронном вращении ротора процесс перемагничивания будет происходить с частотой скольжения  $s\omega_0$ . Но потери в ферромагнетике не зависят от частоты перемагничивания, поэтому угол магнитных потерь  $\gamma = \text{const}$ . Магнитное поле ротора вращается относительно его тела с частотой  $s\omega_0$  и вместе с ним относительно статора с частотой  $\omega$ . Поэтому относительно статора магнитное поле ротора вращается с частотой  $s\omega_0 + \omega = \frac{\omega_0 - \omega}{\omega_0} + \omega = \omega_0$ , т.е. при лю-

бом скольжении  $s \neq 0$  полюсы магнитного поля ротора неподвижны относительно полюсов поля статора и смещены относительно них на угол  $\gamma$ . Значит, при асинхронном вращении ротора развиваемый двигателем момент будет постоянным (линия *ab* на рис. 4.25).

По достижении ротором синхронной частоты вращения перемагничивание активного слоя прекращается (точка b на рис. 4.25). При этом ротор оказывается намагниченным полем статора до индукции  $B_m$ , соответствующей вершине петли гистерезиса, по которой происходило перемагничивание в асинхронном режиме. В точке b активный слой ротора становится постоянным магнитом с неявно выраженными полюсами, а гистерезисный двигатель – недовозбуждённым синхронным двигателем.

В синхронном режиме вращающий момент гистерезисного двигателя определяется углом нагрузки  $\vartheta < \vartheta_{max} = \gamma$ .Отличие от двигателя с постоянными магнитами заключается только в том, что выход из синхронизма происходит



Рис. 4.26. Механические характеристики реальных гистерезисных двигателей

при  $\vartheta_{max} < \pi/2$ . У современных гистерезисных двигателей этот угол составляет  $\vartheta_{max} = \gamma = 30^{\circ}...60^{\circ}$ . Выход из синхронизма и вход в синхронизм у гистерезисного двигателя происходит плавно без рывков и сопровождается изменением состояния активного слоя ротора.

Кроме перемагничивания магнитное поле статора в асинхронном режиме наводит в различных металлических элементах конструкции ротора вихревые токи. Эти токи, взаимодействуя с магнитным полем, создают асинхронный вращающий момент  $(M_a(s))$  на рис. 4.25), совершенно аналогично моменту, создаваемому короткозамкнутой обмоткой. Однако удельное сопротивление материалов рото-

ра обычно велико, поэтому  $s_{\kappa} > 1$ . Если ротор шихтованный, то асинхронный момент практически равен нулю и механическая характеристика гистерезисного двигателя имеет вид прямой линии (линия *ab* на рис. 4.25).

Механические характеристики реальных гистерезисных двигателей отличаются от идеальной характеристики на рис. 4.25. Это связано с наличием высших гармоник полей статора и ротора, а также с влиянием электрической и магнитной асимметрии. В результате получаются характеристики, типичный вид которых показан на рис. 4.26.

Малый асинхронный момент, создаваемый вихревыми токами, не может эффективно демпфировать колебания ротора в переходных режимах, что приводит к нестабильности мгновенной скорости вращения и является серьёзным недостатком гистерезисных двигателей. Наиболее рациональным решением этой проблемы является применение комбинированной конструкции ротора, разделённого в аксиальном направлении на две части. Одна часть представляет собой обычный ротор гистерезисного двигателя, а вторая – ротор с короткозамкнутой обмоткой типа «беличьей клетки» аналогично конструктивной схеме двигателей с аксиальным расположением постоянных магнитов (см. рис. 4.5). Первая часть ротора обеспечивает синхронное вращение, вторая – демпфирует колебания, обеспечивая стабильность частоты вращения.

Основным недостатком гистерезисных двигателей является низкий коэффициент мощности ( $\cos \varphi = 0, 2...0, 5$ ) и, как следствие, низкий КПД ( $\eta = 0, 3...0, 5$ ). Причиной низкого  $\cos \varphi$  является большой намагничивающий ток, составляющий 90...95% от номинального. Это связано с тем, что у гистерезисных двигателей, в отличие от реактивных, магнитная проводимость материала ротора низкая, поэтому для создания магнитного потока им требуется бо́льшая МДС. Кроме того, в синхронном режиме ротор двигателя слабо намагничен, т.к. намагничивание происходит относительно небольшой МДС обмотки статора. Наличие большой реактивной составляющей приводит к тому, что потребляемый двигателем ток практически не зависит от нагрузки. От пуска до холостого хода он изменяется всего на 20...30%.

Повысить энергетические показатели гистерезисного двигателя можно пу-



тём подмагничивания (перевозбуждения) ротора. Для этого нужно кратковременно увеличить магнитный поток статора. Это можно сделать либо повышением напряжение питания во время пуска с последующим снижением до номинального значения, либо кратковременным повышением его в синхронном режиме.

Рис. 4.27. Процесс перевозбуждения активного слоя ротора

Рисунок 4.27 поясняет процессы в активном слое ротора при подмагничивании. Пусть при номинальном напряжении питания со-

стояние материала активного слоя соответствует точке а в вершине петли гис-



терезиса 1. Для создания индукции  $B_a$  требуется намагничивающий ток, величина которого пропорциональная напряжённости  $H_a$ . При повышении напряжения рабочая точка по основной кривой намагничивания перемещается в вершину новой петли гистерезиса 2 (точка  $b_m$  на рис. 4.27). После понижения напряжения до номинального магнитный поток и индукция в активном слое восстанавливаются, но состояние материала теперь определяется новой петлёй 2 и рабочей точкой b, напряжённость которой  $H_b$  значительно меньше  $H_a$ . Соответственно уменьшается и ток намагничивания. Если увеличить напряжение до такого значения, при котором рабочая точка сместится на кривую размагничивания новой петли 3 (точка c на рис. 4.27), то двигатель не будет потреблять реактивный ток, а МДС, необходимую для проведения магнитного потока через воздушный зазор, будет создавать ротор. При определённой степени перевозбуждённоя состояние ротора утрачивается.

Гистерезисные двигатели обладают хорошими пусковыми характеристиками, которые обеспечиваются большим пусковым моментом и моментом входа в синхронизм, а также малой кратностью пускового тока. Кроме того, момент входа в синхронизм гистерезисных двигателей не зависит от момента инерции, поэтому они могут обеспечить разгон до синхронной скорости вращения практически любой инерционной нагрузки. Это позволяет использовать их в качестве гиродвигателей. Использованию гистерезисных двигателей в приводах гироскопических систем способствует отсутствие обмоток и скользящих контактов на роторе, а также симметрия и высокая прочность его конструкции, позволяющая создавать высокоскоростные двигатели, работающие при частотах питания до 1000 Гц.

По своим энергетическим показателям гистерезисные двигатели при мощностях выше 200 Вт уступают другим двигателям переменного тока, однако по ряду свойств (пусковые характеристики, плавность входа в синхронизм, низкий уровень шума) они значительно превосходят другие синхронные двигатели, особенно реактивные. При малых мощностях гистерезисные двигатели, сохраняя свои преимущества и особенности, по энергетическим показателям приближаются к другим типам машин переменного тока и успешно конкурируют с ними.

# 5. Тихоходные микродвигатели

В системах автоматики часто возникает потребность в двигателях переменного тока с низкими частотами вращения. В микродвигателях из-за малых габаритов невозможно разместить обмотки с большим числом пар полюсов магнитного поля. Это особенно затруднительно сделать у машин, работающих при высоких частотах питания, габариты которых минимизированы до предела.

Понижение частоты вращения с помощью внешних или встроенных механических редукторов нежелательно, т.к. это уменьшает КПД привода, снижает его надёжность, увеличивает шум и вибрацию, а также ухудшает массогабаритные показатели.

Низкие частоты вращения в приводах систем автоматики получают с помощью специальных тихоходных двигателей двух типов: двигателей с электромагнитной редукцией, называемых также индукторными или редукторными двигателями, и двигателей с катящимся или волновым ротором. Собственно, последний тип двигателей можно отнести также к двигателям со встроенным планетарным или волновым механическим редуктором.

## 5.1. Индукторные двигатели

Индукторные двигатели являются бесконтактными электрическими машинами, работа которых основана на взаимодействии вращающихся магнитных полей высших гармоник, создаваемых зубцами пакетов статора и ротора, с током обмотки якоря. Частота вращения таких двигателей определяется номером гармоники, на которой он работает, и составляет от нескольких десятков до нескольких сотен оборотов в минуту.



Обмотка якоря и обмотка возбуждения индукторно двигателя расположены на статоре И неподвижны относительно друг друга. Ротор представляет собой цилиндрический магнитопровод с равномерно распределёнными по его поверхности выступамизубцами. По характеру магнитного поля, созобмоткой даваемого возбуждения, индук-

торные двигатели разделяют на одноимённополюсные и разноимённополюсные.

В одноимённополюсных двигателях обмотка возбуждения l (рис. 5.1, а) кольцевого типа подключается к источнику постоянного тока и создаёт аксиальный, т.е. направленный вдоль оси вращения ротора, магнитный поток  $\Phi_{\delta}$ . Он замыкается по фланцу 6, корпусу двигателя, зубцам пакета статора 2 и далее, проходя через основной воздушный зазор  $\delta_1$ , по зубцам 4 и ярму 5 пакета ротора, а затем по втулке 7 через второй воздушный зазор  $\delta_2$ . Массивный фланец 6 и втулка 7 на валу ротора изготавливаются специально для увеличения площади дополнительного воздушного зазора и уменьшения его магнитного сопротивления. Отличительной особенностью этой конструктивной схемы, давшей название типу машин, является то, что во всех зубцах ротора магнит-

ный поток имеет одинаковое направление, т.е. все зубцы ротора являются одноимёнными полюсами магнита. Поскольку геометрическая ось обмотки возбуждения совпадает с осью вращения, то двигатели этого типа иногда называют двигателями с осевым возбуждением. Вместо обмотки возбуждения в одноимённополюсных двигателях могут использоваться постоянные магниты, намагниченные в осевом направлении.

Бо́льшая часть магнитного потока  $\Phi_{\delta max}$  проходит через минимальный рабочий зазор между зубцами статора и ротора  $\delta_{min}$ , а меньшая часть  $\Phi_{\delta min}$  – через зазор между зубцами статора и пазами (впадинами) пакета ротора  $\delta_{max}$ . При вращении ротора индукция в любой точке расточки статора изменяется от  $B_{max}$  до  $B_{min}$ . Период изменения индукции соответствует повороту ротора на одно зубцовое деление, т.е. зубцовое деление равно двойному полюсному делению.

В разноимённополюсных двигателях обмотка возбуждения 1 (рис. 5.1, б)



Рис. 5.2. Листы пакетов статора и ротора с гребенчатой зубцово-пазовой зоной

располагается в пазах статора и возбуждает магнитный поток, замыкающийся в радиальном направлении. При этом через одну часть зубцов ротора поток проходит в одном направлении, а через другую в противоположном, в результате чего на зубцах образуются разноимённые полюсы магнита. При вращении ротора полярность зубцов меняется и материал ротора перемагничивается, поэтому они всегда выполняются шихтованными. В соответствии с направлением оси обмотки возбуждения такие двигатели называют также двигателями с радиальным возбуждением.

На зубцах пакета статора или в открытых пазах индукторного двигателя расположена обмотка якоря 3. Для создания вращающегося магнитного поля зубцовой гармоники её выполняют многофазной с числом пар полюсов  $z_p$ , определяемым соотношением чисел зубцов пакетов статора и ротора. В общем случае обмотка возбуждения также может быть многофазной с числом пар полюсов  $z'_p$ , равным или отличающимся от  $z_p$ . Она может питаться от источника переменного тока с частотой  $f'_1$ , отличающейся от частоты питания обмотки якоря  $f_1$ . При этом соотношение чисел пар полюсов и расположение осей обмоток должно быть таким, чтобы между ними отсутствовала трансформаторная связь по основной гармонике. Для этого  $z_p/z'_p$  или  $z'_p/z_p$  должно быть целым числом.

В тех случаях, когда из-за малых габаритов двигателя нецелесообразно или невозможно увеличить число пазов статора заполненных обмоткой, но требует-

ся получить большое количество зубцов пакета, на основных зубцах делают дополнительные открытые пазы (рис. 5.2).

#### 5.1.1. Получение вращающихся магнитных полей высших гармоник

При равномерном воздушном зазоре и предположении о бесконечно большой проводимости ферромагнитных материалов магнитопровода, связь между индукцией магнитного поля  $B_{\delta}$  и МДС обмотки возбуждения  $F_{\delta}$  линейная



 $B_{\delta} = \lambda_{\delta 0} F_{\delta}, \qquad (5.1)$ 

где  $\lambda_{\delta 0} = \mu_0 / \delta$  – удельная магнитная проводимость равномерного зазора величиной  $\delta$ . Если v-я гармоника создаёт вращающееся магнитное поле, то её МДС в точке воздушного зазора с угловой координатой  $\alpha$  выражается функцией

 $F_{v\delta}(\alpha) = F_{vm} \cos(\omega_1 t \mp v\alpha)$ , (5.2) где:  $F_{vm}$  – амплитуда гармоники;  $\omega_1 = 2\pi f_1$ – угловая частота тока. Отрицательный знак в выражении (5.2) соответствует вращению поля в положительном направлении.

Рис. 5.3. Магнитное поле в воздушном зазоре при наличии зубцов

Тогда индукция v-й гармоники в рав-

(5.3)

номерном воздушном зазоре  

$$B_{\nu\delta} = \lambda_{\delta 0} F_{\nu m} \cos(\omega_1 t \mp \nu \alpha) = B_{\nu m} \cos(\omega_1 t \mp \nu \alpha).$$

В случае гладкого ротора и зубчатого статора величина и проводимость зазора при изменении  $\alpha$  будут периодически изменяться (рис. 5.3). Тогда магнитную проводимость можно представить суммой постоянной составляющей, не зависящей от координаты  $\alpha$ , и множества пространственных гармоник, амплитуды которых зависят от формы зубцов статора. Максимальную амплитуду будет иметь первая гармоника с периодом равным зубцовому делению. Ограничиваясь первой гармоникой, проводимость зазора можно выразить следующим образом:

$$\lambda_{\delta S}(\alpha) = \lambda_{\delta S0} + \lambda_{ZS1} \cos(Z_S \alpha / z_p)$$
(5.4)

где  $\lambda_{\delta S0} = \lambda_{\delta 0} / k_{\delta S}$  – удельная проводимость, приведённая к равномерному зазору;  $\lambda_{ZS1}$  – амплитуда первой гармоники;  $Z_S$  – число зубцов пакета статора.

Отсюда индукция в воздушном зазоре

$$B_{v\delta S}(\alpha) = \lambda_{\delta S}(\alpha) F_{vm} \cos(\omega_{1}t \mp v\alpha) = \left[\lambda_{\delta S0} + \lambda_{ZS1} \cos\left(Z_{S}\alpha/z_{p}\right)\right] F_{vm} \cos(\omega_{1}t \mp v\alpha) =$$
  
$$= B_{vSm0} \cos(\omega_{1}t \mp v\alpha) +$$
  
$$+ B_{vZSm} \cos\left[\omega_{1}t \mp \alpha\left(v + Z_{S}/z_{p}\right)\right] + B_{vZSm} \cos\left[\omega_{1}t \mp \alpha\left(v - Z_{S}/z_{p}\right)\right]$$
(5.5)

где  $B_{vSm0} = \lambda_{\delta S0} F_{vm}$  и  $B_{vZSm} = \lambda_{ZS1} F_{vm} / 2$  – амплитуды v-й гармоники волны магнитного поля, обусловленные постоянной составляющей и первой зубцовой гармоникой магнитной проводимости воздушного зазора.

Таким образом, любая v-я гармоника МДС возбуждает в воздушном зазоре машины с гладким пакетом ротора и зубчатым статором v-ю гармонику магнитного поля, соответствующую равномерному воздушному зазору, и две зубцовые гармоники с одинаковыми амплитудами, имеющие разные порядки:

$$\mathbf{v}_{ZS} = Z_S / z_p \pm \mathbf{v} \,. \tag{5.6}$$

Определим частоты вращения составляющих полей v-й гармоники. В выражении (5.5) они представлены проекциями вращающихся векторов с постоянными модулями на ось вещественных чисел. Для определения угловой частоты вращения нужно найти такую функцию  $\alpha(t)$ , при которой проекция будет постоянной величиной независимой от времени, а т.к. модуль вектора не зависят от времени, то постоянной величиной должен быть аргумент косинусной функции.

Положим для основной гармоники магнитного поля v-го порядка

$$\omega_1 t \mp v \alpha = \text{const} \,. \tag{5.7}$$

Возьмём производную по времени от этого выражения

$$da/dt = \omega_1 \mp \nu d\alpha/dt = 0$$
,

но производная  $d\alpha/dt$  представляет собой угловую частоту вращения  $\Omega_v$ , при которой выполняется условие (5.7). Значит

$$\omega_1 \mp \nu \Omega_{\nu} = 0 \Longrightarrow \Omega_{\nu} = \pm \frac{\omega_1}{\nu} = \pm \frac{\Omega_1 z_p}{\nu}$$
(5.8)

где  $\Omega_1 = \omega_1 / z_p$  – частота вращения магнитного поля, создаваемого основной гармоникой МДС.

С помощью аналогичных выкладок найдём для зубцовых гармоник

$$\Omega_{vZS} = \pm \frac{\omega_1}{v_{ZS} z_p} = \frac{\pm \Omega_1 z_p}{Z_S \pm v z_p}$$
(5.9)

Здесь знак в числителе соответствует знаку в знаменателе.

Из выражения (5.9) следует, что магнитные поля, создаваемые зубцовыми гармониками, вращаются с разными частотами в противоположных направлениях.

В случае гладкого статора и зубчатого ротора зависимость  $\lambda_{\delta}(\alpha)$  при неподвижном роторе будет соответствовать выражению (5.4) с той лишь разницей, что в него вместо числа зубцов статора  $Z_s$  нужно подставить число зубцов ротора  $Z_R$ .

При вращении магнитная проводимость в любой точке зазора будет зависеть не только от распределения зубцов пакета по периметру ротора, но и от их движения с частотой  $\Omega$ 

$$\lambda_{\delta R}(\alpha) = \lambda_{\delta R0} + \lambda_{ZR1} \cos \left[ Z_R \left( \alpha / z_p - \Omega t \right) \right].$$
 (5.10)

Перемножив (5.2) и (5.10), после преобразований получим индукцию в воздушном зазоре

$$B_{\nu\delta R}(\alpha) = \left\{ \lambda_{\delta R0} + \lambda_{ZR1} \cos \left[ Z_R \left( \alpha / z_p - \Omega t \right) \right] \right\} F_{\nu m} \cos(\omega_1 t \mp \nu \alpha) =$$

$$= B_{\nu Rm0} \cos(\omega_1 t \mp \nu \alpha) +$$

$$+ B_{\nu ZRm} \cos \left[ \left( \omega_1 - Z_R \Omega \right) t \mp \alpha \left( \nu + Z_R / z_p \right) \right] +$$

$$+ B_{\nu ZRm} \cos \left[ \left( \omega_1 + Z_R \Omega \right) t \mp \alpha \left( \nu - Z_R / z_p \right) \right]$$
(5.11)

где  $B_{\nu Rm0} = \lambda_{\delta R0} F_{\nu m}$  и  $B_{\nu ZRm} = \lambda_{ZR1} F_{\nu m} / 2$  – амплитуды v-й гармоники магнитного поля, обусловленные постоянной составляющей и первой зубцовой гармоникой магнитной проводимости воздушного зазора.

Частота вращения основной гармоники v-го порядка из (5.11) получается равной частоте (5.7), полученной для случая гладкого ротора. Порядки зубцовых гармоник будут определяться числом зубцов пакета ротора

$$\mathbf{v}_{ZR} = Z_R / z_p \pm \mathbf{v}, \qquad (5.12)$$

а их частоты вращения — числом зубцов и частотой вращения ротора, а также частотой вращения основной гармоники магнитного поля  $\Omega_1$ 

$$\Omega_{vZR} = \frac{Z_R \Omega \pm \omega_1}{v_{ZR} z_p} = \frac{Z_R \Omega \pm \Omega_1 z_p}{v_{ZR} z_p} = \frac{Z_R \Omega \pm \Omega_1 z_p}{Z_R \pm v z_p}.$$
 (5.13)

Индукторные двигатели обычно имеют зубцы и на статоре и на роторе. В этом случае магнитное поле гармоники v-го порядка искажается зубцами обоих пакетов и движением ротора. Магнитную проводимость зазора в этом случае приближённо можно определить как

$$\lambda_{\delta Z}(\alpha) = \lambda_{\delta R}(\alpha) \cdot \lambda_{\delta S}(\alpha) / \lambda_{\delta 0},$$

где  $\lambda_{\delta 0}$  – проводимость равномерного зазора.

Тогда индукция магнитного поля в зазоре

$$B_{v\delta Z}(\alpha) = \lambda_{\delta Z}(\alpha) F_{v\delta}(\alpha)$$
.

После выполнения преобразований, аналогичных проделанным ранее для случаев зубчатости статора и ротора, получим порядки зубцовых гармоник и частоты вращения их полей

$$v_{Z} = \frac{Z_{R} \pm Z_{S}}{z_{p}} \pm v; \ \Omega_{vZ} = \frac{Z_{R}\Omega \pm \omega_{1}}{v_{Z}z_{p}},$$
(5.14)

где знаку перед v в выражении порядка соответствует тот же знак в выражении частоты.

Следует заметить, что выражения для порядков зубцовых гармоник и частот при односторонней зубчатости пакетов являются частными случаями выражений (5.14), если в них принять число соответствующих зубцов равным нулю.

Высшие гармоники МДС статора отрицательно влияют на работу машины и при проектировании их стремятся подавить. Поэтому при анализе можно счи-

тать, что статор формирует только основную волну индукции v = 1. Тогда частота основной гармоники магнитного поля равна

$$\Omega_{v} = \Omega_{1} = \frac{\omega_{1}}{z_{p}}, \qquad (5.15)$$

а для порядков и частот зубцовых гармоник получим

$$v_{ZS} = Z_S / z_p \pm 1;$$
  $\Omega_{ZS} = \pm \frac{\omega_1}{v_{ZS} z_p} = \frac{\pm \Omega_1 z_p}{Z_S \pm z_p};$  (5.16)

$$\mathbf{v}_{ZR} = Z_R / z_p \pm 1; \qquad \mathbf{\Omega}_{ZR} = \frac{Z_R \mathbf{\Omega} \pm \mathbf{\omega}_1}{\mathbf{v}_{ZR} z_p} = \frac{Z_R \mathbf{\Omega} \pm \mathbf{\Omega}_1 z_p}{Z_R \pm z_p}; \qquad (5.17)$$

$$\nu_{Z} = \frac{Z_{R} \pm Z_{S}}{Z_{p}} \pm 1; \quad \Omega_{Z} = \frac{Z_{R} \Omega \pm \omega_{1}}{Z_{R} \pm Z_{S} \pm Z_{p}} = \frac{Z_{R} \Omega \pm \Omega_{1} z_{p}}{Z_{R} \pm Z_{S} \pm z'_{p}}.$$
 (5.18)

В разноимённополюсных двигателях на статоре расположены две обмотки. В общем случае они могут иметь различную полюсность и питаться от источников с разной частотой. Если учесть, что порядок гармоники прямо пропорционален числу пар полюсов, то по отношению к первой гармонике обмотки с числом пар полюсов  $z_p$  первая гармоника обмотки с числом пар полюсов  $z'_p$  будет иметь порядок

$$\nu' = z'_p / z_p, \tag{5.19}$$

а частота её вращения составит

$$\Omega_1' = \frac{\omega_1'}{z_p'} = \frac{\omega_1'}{v' z_p}.$$
(5.20)

Порядок и частоты зубцовых гармоник для этой обмотки можно получить подстановкой в (5.16)-(5.18)  $z'_p / z_p$  и  $\omega'_1$  вместо v и  $\omega_1$  соответственно

$$v'_{ZS} = \frac{Z_S \pm z'_p}{z_p}; \qquad \Omega'_{ZS} = \pm \frac{\omega'_1}{v'_{ZS} z_p} = \frac{\pm \omega'_1}{Z_S \pm z'_p}; \qquad (5.21)$$

$$v'_{ZR} = \frac{Z_R \pm z'_p}{z_p}; \qquad \Omega'_{ZR} = \frac{Z_R \Omega \pm \omega'_1}{v_{ZR} z'_p} = \frac{Z_R \Omega \pm \omega'}{Z_R \pm z'_p}; \qquad (5.22)$$

$$v'_{Z} = \frac{Z_{R} \pm Z_{S}}{z_{p}} \pm \frac{z'_{p}}{z_{p}}; \qquad \Omega'_{Z} = \frac{Z_{R}\Omega \pm \omega'_{1}}{Z_{R} \pm Z_{S} \pm z_{p}}.$$
 (5.23)

Таким образом, при питании обеих обмоток статора магнитное поле в воздушном зазоре индукторного двигателя содержит широкий спектр гармоник вращающихся с различными частотами в разных направлениях. Состав спектра зависит от числа зубцов на статоре и роторе, а также от числа пар полюсов основных гармоник магнитных полей обмоток.

Энергия магнитных полей гармоник уменьшается пропорционально их номеру. Наибольшей энергией обладают поля основных гармоник обмоток, а также поля зубцовых гармоник с меньшими порядками.



#### 5.1.2. Вращающий момент индукторного двигателя

Для создания постоянного вращающего момента в любой электрической машине необходимо, чтобы поля статора и ротора имели одинаковое распределение магнитной индукции в зазоре и были неподвижны относительно друг друга. В случае создания вращающего момента высшими гармониками эти условия выполняются, если порядок гармоник магнитных полей статора и ротора одинаковый и они вращаются с одинаковой частотой.

Если для разноимённополюсного индукторного двигателя с двухсторонней зубчатостью в качестве рабочей выбрать для статора гармонику порядка

$$\mathbf{v}_{ZS}' = \frac{Z_S \pm z_p'}{z_p},$$

возбуждаемую обмоткой с числом пар полюсов  $z'_p$ , а для ротора – гармонику порядка

$$\mathbf{v}_{ZR} = \frac{Z_R \pm z_p}{z_p},$$

возбуждаемую другой обмоткой, то из условия  $v'_{ZS} = v_{ZR}$  мы получим необходимое соотношение числа зубцов и числа пар полюсов

$$Z_{R} = Z_{S} \pm (z'_{p} \pm z_{p}).$$
 (5.24)

Для выполнения второго условия нужно, чтобы  $\Omega'_{ZS} = \Omega_{ZR}$ . Тогда, приравнивая (5.17) и (5.22), с учётом (5.24) получим частоту вращения ротора индукторного двигателя

$$\Omega = \left(\omega_1 \pm \omega_1'\right) / Z_R. \tag{5.25}$$

Из выражения (5.25) следует, что индукторный двигатель может работать в различных режимах. Если обе обмотки двигателя питаются от источников переменного тока с постоянной частотой ( $\omega_1 = \text{const}$  и  $\omega'_1 = \text{const}$ ), то частота вращения  $\Omega$  также постоянна и двигатель работает в синхронном режиме. Причём, если поля обмоток вращаются согласно, то  $\Omega = (\omega_1 - \omega'_1)/Z_R$  и при близких частотах питания можно получить очень низкую частоту вращения.

В случае питания обмотки возбуждения постоянным током ( $\omega'_1 = 0$ ) частота вращения ротора равна

$$\Omega = \omega_1 / Z_R. \tag{5.26}$$

Она значительно меньше частоты питания синхронного двигателя с таким же числом пар полюсов магнитного поля, работающим на основной гармонике,  $\Omega_0 = \omega_1 / z_p$ . Отношение частоты вращения индукторного двигателя при работе на зубцовой гармонике поля к частоте вращения поля основной волны индукции называется коэффициентом электромагнитной редукции

$$k_r = \Omega / \Omega_0 = Z_R / z_p. \tag{5.27}$$

У микродвигателей, как правило,  $z_p = 1$  и коэффициент редукции может достигать величины в несколько десятков единиц.



Рис. 5.4. Схемы включения обмоток индукторного двигателя при работе в синхронном режиме с самовозбуждением (*a*-б) и в асинхронном режиме (*в*)

Разноимённополюсный индукторный двигатель может работать в режиме самовозбуждения. Для этого нужно создать трансформаторную связь между обмотками якоря и возбуждения и включить в цепь обмотки возбуждения полупроводниковый выпрямитель. Для обеспечения трансформаторной связи необходимо, чтобы отношение чисел пар плюсов  $z'_p / z_p$  было целым нечётным числом.

Выражение (5.26) справедливо также для одноимённополюсного двигателя с электромагнитным или магнитоэлектрическим возбуждением. Униполярное поле этого двигателя способствует увеличению амплитуды зубцовых гармоник ротора и, как следствие, повышению вращающего момента.

Если  $z'_p = z_p$  и обе обмотки питаются от одного источника переменного тока ( $\omega' = \omega_1$ ), то индукторный двигатель с соотношением зубцов  $Z_R = Z_S \pm 2z_p$  будет работать как реактивный синхронный двигатель с частотой вращения

$$\Omega = 2\omega_1 / Z_R,$$

т.е. в этом случае коэффициент электромагнитной редукции будет вдвое меньше, чем у аналогичного двигателя с электромагнитным или магнитоэлектрическим возбуждением. Энергетические показатели у реактивного индукторного двигателя также существенно хуже, а удельная мощность меньше, чем у возбуждённого двигателя.

Индукторный двигатель может работать также в асинхронном режиме, если обмотку возбуждения замкнуть накоротко (рис. 5.4, *в*). В этом случае в ней будет наводиться ЭДС полями зубцовых гармоник ротора, частота которых зависит от частоты вращения. Под действием ЭДС в замкнутой обмотке будет протекать ток переменной частоты и сформируется вращающееся магнитное поле, взаимодействие которого с полем соответствующей гармоники магнитного поля ротора создаст асинхронный вращающий момент. Частота вращения в этом случае будет равна

$$\Omega = \Omega_{Z0}(1 - s_Z)$$

где  $\Omega_{Z0} = \omega_1 / (Z_R + Z_S)$  – синхронная частота вращения;  $s_Z = (\Omega_Z - \Omega) / \Omega_Z$  – скольжение ротора.

При всех частотах вращения кроме синхронной частоты, соответствующей рабочей гармонике, индукторные двигатели создают знакопеременный вра-



щающий момент. Поэтому самозапуск индукторных синхронных двигателей возможен только при незначительном моменте инерции ротора. В подавляющем большинстве случаев для входа в синхронизм используется асинхронный пуск. Для этого в пазах ротора размещается короткозамкнутая обмотка, создающая асинхронный вращающий момент в результате взаимодействия наведённых в ней токов с магнитным полем основной гармоники магнитного поля статора.



Рис. 5.5. Процесс асинхронного пуска индукторного двигателя

По сравнению с обычными синхронными двигателями пуск индукторных двигателей осложняется тем, что синхронная частота пусковой обмотки  $\Omega_1$ , работающей на основной гармонике, значительно больше рабочей синхронной частоты двигателя  $\Omega_{Z0}$ , соответствующей зубцовой гармонике. Поэтому если по достижении синхронной частоты  $\Omega_{Z0}$  вследствие большого углового ускорения не произойдёт входа в синхронизм (точка *a* на рис. 5.5), то статический режим наступит при равенстве нагрузочного  $M_c$  и асинхронного  $M_a$  момен-

тов, т.е. в точке *c* на рис. 5.5 при существенно большем значении частоты вращения  $\Omega_c > \Omega_{Z0}$ . Если же нагрузочный момент  $M'_c > 2M_{\kappa} (\Omega_1 - \Omega_{Z0})/(s_{\kappa}\Omega_1)$ , где  $M_{\kappa}, s_{\kappa}$  – критический момент и скольжение механической характеристики пусковой обмотки, то статический режим наступит при частоте ниже синхронной  $\Omega_d < \Omega_{Z0}$  (точка *d* на рис. 5.5).

Для обеспечения синхронизации необходимо выполнение определённого соотношения между моментом нагрузки  $M_c$ , максимальным синхронным моментом двигателя  $M_{smax}$ , пусковым асинхронным моментом  $M_{an}$  и моментом инерции ротора

$$J \leq \frac{z_p Z_R M_{s \max} M_{a \pi}}{\omega_1 \left( Z_S M_{a \pi} = Z_R M_c \right)}$$

Чтобы облегчить синхронизацию снижают жёсткость механической характеристики короткозамкнутой обмотки, увеличивая за счёт увеличения сопротивления критическое скольжение до  $s_{\rm k} = 7...10$ . При этом снижаются также ток и потери в обмотке. Однако в синхронном режиме на частоте  $\Omega_{Z0}$  пусковая обмотка работает со скольжением близким к единице, если коэффициент электромагнитной редукции составляет несколько десятков единиц, и создаёт значительные дополнительные потери. В двигателях, работающих на высокой частоте, в пазы ротора укладывают фазную обмотку, цепь которой замыкают через центробежный выключатель. По достижении синхронной частоты вращения  $\Omega_{Z0}$  контакты выключателя размыкаются и разрывают цепь обмотки. Очевид-



но, что такое решение значительно усложняет конструкцию двигателя и снижает его надёжность.

По рабочим свойствам индукторные двигатели уступают обычным синхронным двигателям. Они имеют низкие энергетические показатели. Это объясняется тем, что основная гармоника с максимальной энергией магнитного поля является нерабочей, а кроме неё помимо рабочих гармоник в зубцовой зоне возбуждается широкий спектр высших гармоник, которые, как правило, отрицательно влияют на рабочие свойства двигателя. Частоты вращения полей нерабочих гармоник отличаются от рабочей частоты, поэтому они создают знакопеременные (пульсирующие) моменты, нарушающие равномерность вращения и вызывающие появление шума и вибрации.

Низкая частота вращения не позволяет создать эффективный отвод тепла за счёт вентиляции. Поэтому разработчикам приходится увеличивать габариты и массу двигателя, снижая его удельную мощность.

Несмотря на существенные недостатки, индукторные двигатели находят широкое применение на практике. Причиной этого является их высокая надёжность и долговечность, связанные с отсутствием скользящих контактов и низкой частотой вращения, при которой значительно снижается нагрузка на подшипники, являющиеся самым ненадёжным элементом конструкции данного двигателя. На распространение индукторных двигателей влияет также небольшой выбор альтернативных решений в области тихоходных безредукторных приводов переменного тока.



### 5.2. Двигатели с катящимся и с волновым ротором

Двигатели с катящимся ротором объединяют в себе электрическую машину и планетарный редуктор, сателлитом которого является ротор. Они позволяют получить очень низкие частоты вращения порядка нескольких долей оборота в минуту, развивая при этом большой вращающий момент.

Ротор двигателя представляет собой шихтованный гладкий цилиндр из электротехнической стали. Работа двигателя основана на качении ротора по поверхности расточки статора

Рис. 5.6. Принцип действия двигателя с катящимся ротором

под воздействием силы магнитного притяжения, создаваемой обмоткой статора. Пусть, как показано на рис. 5.6, *a*, в некоторый момент времени ротор каса-



ется поверхности статора в точке *а* и прижимается к ней силой магнитного притяжения *F*, создаваемой полем статора, ось полюсов которого проходит через эту точку. В следующий момент времени ось магнитного поля переместится в точку *b*, и сила притяжения будет действовать на ротор под некоторым углом  $\beta$ . Раскладывая силу *F* на ортогональные составляющие, одна из которых  $F_y$  направлена в точку касания и создаёт усилие, прижимающее ротор к поверхности статора, можно убедиться в том, что вторая составляющая  $F_x$ , притягивая ротор к статору, смещает его в направлении движения магнитного поля. Таким образом, ротор, синхронно следуя за вращением магнитного поля, будет катиться по поверхности статора.



Рис. 5.7. К определению угла вращения ротора при качении

Ось ротора при качении будет перемещаться по окружности диаметром равным разности диаметров статора ротора И  $(d = D_s - D_R)$  с центром, расположенным в центре расточки статора. При этом ротор будет вращаться относительно своей оси с частотой, определяемой разностью диаметров  $D_{S}$  и  $D_{R}$ . Действительно, пусть при повороте оси магнитного поля на угол α точка касания ротора сместилась из положения а в положение а' (рис. 5.7). При этом ось вращения ротора переместится по окружности радиусом  $0b = (D_s - D_R)/2$  в точку b, а сам ротор повернётся относительно своей оси в отрицательном направлении на угол приблизительно равный *β*. Из треугольника 0*ab* можно

найти длину перпендикуляра *bc* на сторону 0*a* как  $bc = 0b \cdot \sin \alpha = ab \cdot \sin \beta$ . Но  $ab = D_R/2$ . Если  $bc \to 0$ , то синусные функции можно заменить соответствующими углами. Тогда, представляя геометрические отрезки через диаметры статора и ротора, получим угол поворота и частоту вращения ротора при качении с учётом направления

$$(D_{S} - D_{R}) \cdot \alpha = -D_{R} \cdot \beta \implies \beta = \alpha (D_{R} - D_{S})/D_{R}$$
  

$$\Omega = d\beta/dt = \Omega_{0} (D_{R} - D_{S})/D_{R} = \Omega_{0}/k_{r}$$
(5.28)

где  $\Omega_0 = d\alpha/dt = 2\pi f_1/z_p$  – частота вращения магнитного поля статора;  $k_r = D_R/(D_R - D_S)$  – коэффициент редукции.

Знак разности диаметров в выражении (5.28) определяет направление вращения оси ротора. Это направление положительно и совпадает с направлением вращения магнитного поля, если  $D_R > D_S$ , т.е. если ротор катится по наружной поверхности статора. Чем меньше разница диаметров ротора и статора, тем больше коэффициент редукции и ниже частота вращения.



Рис. 5.8. Способы получения несимметричных вращающихся полей

Для работы двигателя с катящимся ротором необходимо несимметричное магнитное поле. Его получают в основном двумя способами: униполярным подмагничиванием и созданием двух вращающихся полей разной полюсности. В первом случае в двигателе кроме обмотки, формирующей вращающееся магнитное поле, имеется обвозбуждения, мотка пи-

тающаяся от источника постоянного тока и создающая постоянный униполярный магнитный поток. Вместо униполярной обмотки для возбуждения часто используются постоянные магниты. Сумма постоянного и вращающегося магнитных полей образует в воздушном зазоре несимметричную волну индукции (рис. 5.8, *a*). Несимметричную волну индукции получают также с помощью второй обмотки с радиальным возбуждением, которая формирует вращающееся магнитное поле с двойным числом полюсов. В этом случае сумма полей в зазоре образует распределение индукции симметричное относительно оси абсцисс, но т.к. сила магнитного притяжения определяется абсолютной величиной, а не направлением индукции, то кривая эффективного значения индукции имеет вид, показанный на рис. 5.8, б, пунктирной линией.

Конструкция двигателей с радиальным возбуждением проще, чем с униполярным. Однако при одинаковых электромагнитных нагрузках такой двигатель создаёт примерно вчетверо меньший вращающий момент, чем двигатель с униполярным потоком. Поэтому применение их сильно ограничено.

В реальных двигателях с катящимся ротором пакеты статора и ротора никогда не соприкасаются друг с другом. Между ними всегда есть небольшой воздушный зазор. Качение осуществляется с помощью специальных катков (7 и 9 на рис. 5.9), жёстко закреплённых на валу ротора 10 и на корпусе статора 1.

Несимметричное магнитное поле создаётся наложением на круговое вращающееся поле  $\Phi_{\sim}$ , создаваемое трёхфазной или двухфазной обмоткой 6, униполярного поля  $\Phi_{=}$ , создаваемого кольцевыми тороидальными обмотками 3, подключаемыми к источнику постоянного тока. Униполярный магнитный поток замыкается по корпусу 1, пакету статора 4, пакету ротора 5, а затем по валу двигателя 10 и по специальным пакетам стали без обмоток 8 и 2, установленным на роторе и статоре и выполняющим функцию магнитопровода.

Катки статора 7 и ротора 9 изготавливаются из металла или пластмассы гладкими или зубчатыми. Иногда их поверхность покрывают специальными покрытиями увеличивающими трение и износостойкость. Для нормальной работы двигателя необходимо, чтобы диаметры правых и левых пар катков были

абсолютно одинаковыми. В противном случае в одной из пар будет происходить проскальзывание. Обеспечить полную идентичность катков невозможно из-за наличия допусков на изготовление деталей. Поэтому на рабочей поверх-



Рис. 5.9. Конструктивная схема двигателя с униполярным возбуждения

ности катков создают небольшую конусность co встречным уклоном на разных концах оси и в процессе работы ротор, перемещаясь в осевом направлении, занимает положение, исключающее проскальзывание. Очевидно, что коэффициент редукции двигателя с катками будет определяться уже не диаметрами пакетов статора и родиаметрами тора, a П0верхностей катков.

Характерной особенностью двигателей с катящимся ротором является круговое движение оси ротора с частотой вращения магнитного поля. Это сильно усложняет конструкцию соединительной муфты, а также приводит к появлению центробежных сил, вызывающих вибрацию и шум при работе. Для устранения этих явлений применяют специальные эластичные подвески статора, балансирные противовесы, и т.п. однако полностью решить проблему в двигателях с цилиндрическими обкатываемыми поверхностями не удаётся.

Существуют конструктивные решения, исключающие вращение оси двигателя и устраняющие тем самым его основной недостаток. Такие решения существенно усложняет конструкцию, но, тем не менее, реализуются в серийных изделиях некоторых зарубежных фирм.

Двигатель с катящимся ротором по существу является синхронным двигателем. При отсутствии проскальзывания поверхностей качения частота вращения ротора постоянна. Особенностью двигателя является отсутствие какихлибо пусковых устройств. Пуск осуществляется прямым включением в сеть и вход в синхронизм происходит в течение примерно полупериода волны индукции. Это связано с малой кинетической энергией вращающихся масс при низкой частоте вращения (пропорциональной  $\Omega^2$ ), а также с тем, что развиваемый двигателем момент значительно увеличивается за счёт редукции. Кроме того, в асинхронном режиме вращающий момент имеет пульсирующий характер, но не меняет своего знака. Тем не менее, как и у обычных синхронных двигателей, существует соотношение момента нагрузки, частоты собственных колебаний и частоты питающей сети, при котором самозапуск будет невозможен.

Вид механической характеристики двигателя в значительной степени зависит от устройства катков. Если катки зубчатые или обладают высоким коэффициентом трения, то асинхронный режим невозможен и механическая характеристика имеет вид кривой *I* на рис. 5.10. Если же катки гладкие с малым коэффициентом трения, например, стальные, то двигатель может работать постоянно в асинхронном режиме (кривая *2* на рис. 5.10). Но в этом случае вследствие износа катков срок службы двигателя существенно сократится.



Рис. 5.10. Типичные механические характеристики двигателя с катящимся ротором

Большой вращающий момент обеспечивает двигателям с катящимся ротором высокое быстродействие. Время пуска составляет не более 10 мс, а длительность реверса 15...25 мс. В двигателях с униполярным возбуждением при отключении обмотки якоря создаётся большой тормозной момент, и ротор останавливается практически без выбега, а затем фиксируется в этом положении.

Существенным недостатком двигателей с катящимся ротором является нестабильность работы при ударных нагрузках,

тряске и вибрации. В этих условиях может нарушаться сцепление катков в точке контакта и происходить срыв вращения.

Энергетические показатели двигателей в значительной степени зависят от конструкции и частоты вращения. Чем выше коэффициент редукции, тем ниже КПД двигателя. При скоростях вращения 2...10 об/мин его значение не превышает 5%, а при относительно высоких скоростях (100...200 об/мин) – 40%. Коэффициент мощности колеблется в пределах 0,2...0,8 и зависит от степени возбуждённости двигателя. Кратность пускового тока невелика и составляет  $I_n/I_{\text{ном}} = 2...3$ .



Рис. 5.11. Конструктивные схемы двигателей с волновым ротором

Ротор синхронного двигателя может успешно выполнять функцию ротора волнового редуктора, за счёт чего частота вращения может понижаться в десятки раз.

В этом случае ротор представляет собой тонкостенный цилиндрический стакан коаксиально расположенный в расточке статора. Для создания точек контакта между статором и ротором в обычном волно-

вом редукторе используются ролики, помещённые внутрь стакана и изгибающие его так, что наружная поверхность входит в соприкосновение с поверхностью статора (рис. 5.11, *a*). При качении роликов, называемых генератором волн, стакан ротора перекатывается по поверхности статора и поворачивается при этом относительно собственной оси совершенно аналогично тому, как это происходит при обкатывании статора цилиндрическим ротором. Коэффициент редукции здесь соответствует выражению (5.28), где под диаметром ротора следует понимать наружный диаметр неизогнутого стакана.

Существенными отличиями волнового редуктора от планетарного с одним сателлитом, принцип которого используется в двигателях с катящимся ротором, являются:

- отсутствие эксцентриситета и кругового движения оси, следствием чего является значительное уменьшение шума и вибраций, а также возможность использования обычных муфт для соединения с нагрузкой;
- малый момент инерции ротора, существенно увеличивающий быстродействие;
- возможность создания контакта между статором и ротором в бо́льшем числе точек (в двигателях с катящимся ротором таких точек только две), что позволяет увеличить вращающий момент, передаваемый редуктором;
- фиксация оси ротора в опорах, исключающая потерю контакта между статором и ротором при внешних ударных воздействиях и вибрации.

Двигатели с волновым ротором совмещают в себе функции двигателя и волнового редуктора. Отличие в работе волнового редуктора заключается только в том, что генератором волн здесь являются силы магнитного притяжения, создаваемые вращающимся магнитным полем статора. Под действием этих сил ротор деформируется и притягивается к статору. Вращение магнитного поля вызывает синхронное вращение волны деформации и обкатывание ротором статора. Поверхности качения здесь также могут быть зубчатыми и гладкими.

Так как сила притяжения не зависит от направления магнитного потока, то число точек контакта со статором равно числу полюсов поля. Поэтому, в отличие от двигателей с катящимся ротором, двигатели с волновым ротором могут работать с многополюсными полями. Тогда общий коэффициент редукции повышается за счёт увеличения числа пар полюсов.

Для повышения индукции во внутреннюю полость стакана ротора помещают стальной пакет, иногда выполненный в виде отдельных подвижных секций, которые могут перемещаться в радиальном направлении в пределах деформации ротора, уменьшая тем самым воздушный зазор в зоне контакта статора и ротора. В целом конструкция двигателя с волновым ротором сложнее, чем двигателя с катящимся ротором. Сложнее и технология их изготовления. Эти факторы, несмотря на значительные преимущества, сдерживают распространение двигателей этого типа

# 6. Коллекторные микродвигатели

Коллекторные двигатели по типу питания можно разделить на три группы: постоянного тока, переменного тока и универсальные, которые могут работать в сетях как постоянного, так и переменного тока. Эти двигатели находят очень

широкое применение в приводах различных бортовых систем, а также в бытовых приборах там, где требуется простыми и надёжными средствами обеспечить плавное регулирование скорости вращения в широком диапазоне.

Коллекторные двигатели обладают высокой удельной мощностью, что очень важно для приводов летательных аппаратов. Кроме того, они могут при малых габаритах обеспечить получение низких и высоких частот вращения, которые трудно получить с помощью синхронных и асинхронных двигателей, если существуют ограничения на частоту питающей сети. Например, при питании от промышленной сети максимальная скорость вращения двигателей переменного тока составляет 3000 об/мин, а нижняя граница у машин обычного исполнения определяется числом пар полюсов магнитного поля. Однако габариты микродвигателей не позволяют разместить на статоре обмотку с большим количеством секций, поэтому число пар полюсов обычно не превышает двух, что позволяет только вдвое снизить синхронную скорость. У машин, рассчитанных на повышенную частоту питания, могут быть обмотки с четырьмя парами полюсов, но при частоте сети 500 Гц и  $z_p = 4$  синхронная скорость вращения составляет 7500 об/мин.

Основным недостатком всех коллекторных двигателей, ограничивающим их применение, является наличие щёточно-коллекторного узла. Этот элемент конструкции снижает надёжность двигателя и требует принятия специальных мер, если двигатель должен работать в тяжёлых климатических условиях, под воздействием вибрации, ударных нагрузок и др. В приводах, требующих высокой надёжности, для коллекторных двигателей с интервалом в 200...300 часов предусматриваются регламентные работы. Эти работы обычно включают внешний осмотр, проверку основных параметров, а также разборку двигателя, проверку состояния подшипников, очистку коллектора от окислов и нагара и замену щёток. После чего, двигатель собирается и обкатывается в течение нескольких часов для притирки щёток к коллектору.

Особенностью коллекторных микродвигателей является отсутствие у них дополнительных полюсов и компенсационной обмотки, а также то, что они, как правило, изготавливаются двухполюсными.

## 6.1. Двигатели постоянного тока

Двигатели постоянного тока, применяемые в системах автоматики, весьма разнообразны по конструкции, но их свойства и характеристики в значительной степени определяются способом возбуждения. По этому признаку коллекторные микродвигатели постоянного тока можно разделить на двигатели: с независимым или параллельным возбуждением, с последовательным возбуждением и с возбуждением от постоянных магнитов.

Теория микродвигателей постоянного тока практически не отличается от теории двигателей средней и большой мощности.

Напряжение якоря уравновешивается падением напряжения на активных сопротивлениях и ЭДС вращения

$$U_{g} = I_{g}(r_{g} + r_{m} + R) + E = I_{g}R_{\Sigma} + E, \qquad (6.1)$$



где  $I_{\rm g}$  – ток в цепи якоря;  $r_{\rm g}$ ,  $r_{\rm m}$ , R сопротивления обмотки якоря, щёточного контакта и общее сопротивление других элементов, включённых последовательно в цепь якоря, например, обмоток реле, измерительных шунтов и т.п.

Электродвижущая сила E пропорциональна магнитному потоку  $\Phi$  и частоте вращения  $\Omega$ 

$$E = c\Omega\Phi, \qquad (6.2)$$

где  $c = \frac{z_p N}{2\pi a}$  – постоянная величина, определяемая чис-

Рис. 6.1. Схема электрических цепей двигателя

лом проводников обмотки якоря N, числом пар полюсов магнитного поля  $z_p$  и числом пар параллельных ветвей

обмотки якоря а.

Магнитный поток в двигателе Ф зависит от МДС обмотки возбуждения и продольной составляющей МДС обмотки якоря. При отсутствии насыщения и расположении щёток на геометрической нейтрали продольная составляющая потока реакции якоря практически равна нулю, и можно считать, что он определяется только магнитным потоком, создаваемым обмоткой возбуждения.

Из уравнения (6.1) можно определить ток якоря

$$U_{\mathfrak{s}} = \left(U_{\mathfrak{s}} - E\right) / R_{\Sigma}. \tag{6.3}$$

При пуске  $\Omega = 0 \implies E = 0$  и ток якоря ограничивается только суммарным сопротивлением  $R_{\Sigma}$ , поэтому при отсутствии добавочных сопротивлений он может превышать номинальное значение в 5...10 раз.

Пользуясь законом Ампера, можно определить силу, действующую на проводники с током, и после преобразований определить вращающий момент

$$M = cI\Phi. \tag{6.4}$$

Подставляя (6.2) и (6.4) в уравнение (6.1), получим уравнения электромеханической и механической характеристик двигателя

$$\Omega = \frac{U_{g} - I_{g} R_{\Sigma}}{c \Phi}; \qquad (6.5)$$

$$\Omega = \frac{U_{\pi}}{c\Phi} - \frac{R_{\Sigma}}{(c\Phi)^2} M = \Omega_0 - M/h, \qquad (6.6)$$

где  $\Omega_0 = \frac{U_s}{c\Phi}$  – частота вращения при идеальном холостом ходе;  $h = \frac{(c\Phi)^2}{R_{\Sigma}}$  –

жёсткость механической характеристики.

Из уравнения (6.6) следует, что частоту вращения можно регулировать изменением: напряжения питания якоря  $U_{s}$ ; сопротивления цепи якоря  $R_{\Sigma}$  и магнитного потока  $\Phi$ .

В микродвигателях постоянного тока очень часто используют возбуждение постоянными магнитами. Это позволяет исключить источник и цепь питания обмотки возбуждения, что повышает КПД двигателя. Причем, у микродвигате-

лей потери на возбуждение могут составлять до 30...40% от номинальной мощности, поэтому использование магнитов даёт существенное снижение потребляемой мощности и улучшает массогабаритные показатели. Кроме того, отсутствие обмотки делает конструкцию двигателя проще и технологичнее. На рис. 6.2 показаны наиболее распространенные типы магнитных систем микродвигателей. Магниты на рис. 6.2, *а* и *б* одновременно являются корпусом двига-



Рис. 6.2. Магнитные системы двигателей постоянного тока

теля, на котором крепятся подшипниковые щиты и щёточно-коллекторый узел.

Двигатели с постоянными магнитами используются в приводах с регулируемой и с постоянной частотой вращения. Для стабилизации частоты в них используют центробежные регуляторы, контакты которых размыкают цепь якоря при повышении скорости выше верхнего предела задания. На этом же принципе строятся системы стабилизации со встроенными в двигатель датчиками, управляющими работой электронного ключа в цепи якоря. Точность стабилизации частоты вращения у двигателей с центробежными регуляторами составляет ±3...5%, а у двигателей с %.

электронными регуляторами до 0,01%.

## 6.2. Двигатели переменного тока

Практически все коллекторные микродвигатели переменного тока систем автоматики питаются от однофазной сети и возбуждаются обмоткой, включённой последовательно в цепь якоря. По конструкции они отличаются от двигателей постоянного тока только тем, что имеют шихтованный корпус и полюсы. Шихтование необходимо для уменьшения потерь от вихревых токов, т.к. по этим элементам замыкается переменный магнитный поток.

Вращающий момент двигателя создаётся, так же как в двигателях постоянного тока, в результате взаимодействия тока в обмотке якоря с магнитным потоком полюсов.

Если ток якоря и магнитный поток изменяются во времени по синусоидальным законам (рис. 6.3, б)

$$I_{g} = I_{m}\sin(\omega t - \varphi_{g}); \quad I_{g} = I_{m}\sin(\omega t - \varphi_{g}) \Longrightarrow \Phi = \Phi_{m}\sin(\omega t - \varphi_{g} - \gamma),$$

то, подставляя эти выражения в (6.4), получим

$$M = cI_{\mathfrak{g}} \Phi = cI_{\mathfrak{m}} \sin(\omega t - \varphi_{\mathfrak{g}}) \cdot \Phi_{\mathfrak{m}} \sin(\omega t - \varphi_{\mathfrak{g}} - \gamma) =$$
  
=  $\frac{1}{2} cI_{\mathfrak{m}} \Phi_{\mathfrak{m}} \cos(\varphi_{\mathfrak{g}} + \gamma - \varphi_{\mathfrak{g}}) - \frac{1}{2} cI_{\mathfrak{m}} \Phi_{\mathfrak{m}} \cos(2\omega t - \varphi_{\mathfrak{g}} - \varphi_{\mathfrak{g}} - \gamma) = M_{0} + M(\omega t)$  (6.7)



Из этого выражения следует, что вращающий момент двигателя переменного тока является суммой постоянной составляющей  $M_0$ , равной среднему значению момента за период, и переменой составляющей, изменяющейся по синусоидальному закону с двойной частотой (рис. 6.3, *a*).



Рис. 6.3. Вращающий момент (а) и векторные диаграммы при параллельном (б) и последовательном (в) возбуждении двигателя переменного тока

Величина постоянной составляющей момента зависит от фазового смещемагнитному тока якоря по отношению К потоку ния  $\alpha = \phi_{R} + \gamma - \phi_{R} = (\phi_{R} - \phi_{R}) + \gamma$ . При параллельном возбуждении между током якоря и током возбуждения существует значительный фазовый сдвиг  $\phi_{\rm B} - \phi_{\rm g}$ , связанный с тем, что индуктивность якоря значительно меньше индуктивности обмотки возбуждения (рис. 6.3,  $\delta$ ). При последовательном возбуждении  $\phi_{\rm B} = \phi_{\rm g}$ и сдвиг фаз между током якоря и магнитным потоком α существенно меньше, чем при параллельном (рис. 6.3, в), т.к. он определяется только углом магнитных потерь  $\alpha = \gamma$ . Поэтому средний вращающий момент существенно больше и равен  $(cI_m \Phi_m \cos \gamma)/2$ . Этим, в частности, объясняется то, что в коллекторных двигателях переменного тока ИС-

двигателях переменного тока используют последовательное возбуждение.

При работе двигателя пульсации вращающего момента с двойной частотой сглаживаются моментом инерции нагрузки и мало отражаются на мгновенной частоте вращения. Однако при малом моменте инерции вращающихся масс колебания частоты могут быть значительными и потребовать принятия каких-либо мер для их устранения. Если к динамике привода не предъявляется высоких требований, то устранение пульсаций скорости достигается просто ус-



Рис. 6.4. Векторная диаграмма коллекторного двигателя переменного тока



тановкой на вал двигателя маховика.

В отличие от двигателя постоянного тока, где в статическом режиме потокосцепление обмотки якоря изменяется только за счёт вращения и, соответственно, в его цепи наводится только связанная с этим процессом ЭДС, в двигателе переменного тока все магнитные потоки изменяются во времени и создают переменные потокосцепления, поэтому все они наводят в обмотке соответствующие ЭДС ( $e = -d\Psi/dt$ ). Все эти ЭДС должны учитываться в уравнении состояния, а также ЭДС наводимые в последовательно включённой обмотке возбуждения.

В обмотке якоря при расположении щёток на геометрической нейтрали кроме ЭДС вращения  $E_{\rm вр}$  ЭДС наводят также поток поперечной реакции якоря  $(E_{\rm s})$  и поток рассеяния обмотки якоря  $(E_{\rm ss})$ .

В обмотке возбуждения ЭДС наводится магнитным потоком полюсов ( $E_{\rm B}$ ) и потоком рассеяния ( $E_{\rm RS}$ ).

С учётом падения напряжения на активных сопротивлениях обмоток ( $r_{g}$  и  $r_{g}$ ) и всех перечисленных ЭДС уравнение состояния двигателя примет вид

$$\underline{U} = \underline{I}r_{s} - \underline{E}_{s} - \underline{E}_{ss} - \underline{E}_{sp} + \underline{I}r_{s} - \underline{E}_{s} - \underline{E}_{ss}$$
(6.8)

Все ЭДС можно представить через ток и соответствующие индуктивные сопротивления

$$\underline{\underline{E}}_{_{\mathfrak{R}}} = -j\underline{\underline{I}}\underline{x}_{_{\mathfrak{R}q}}; \ \underline{\underline{E}}_{_{\mathfrak{R}S}} = -j\underline{\underline{I}}\underline{x}_{_{\mathfrak{R}S}}; \ \underline{\underline{E}}_{_{\mathfrak{B}}} = -j\underline{\underline{I}}\underline{x}_{_{\mathfrak{B}}}; \ \underline{\underline{E}}_{_{\mathfrak{B}S}} = -j\underline{\underline{I}}\underline{x}_{_{\mathfrak{B}S}}.$$

Подставляя эти выражения в уравнение (6.8), получим

$$\underline{U} = \underline{I}r_{s} + j\underline{I}x_{sq} + j\underline{I}x_{ss} + \underline{I}r_{B} + j\underline{I}x_{B} + j\underline{I}x_{Bs} - \underline{E}_{Bp} = \underline{I}\underline{Z} - \underline{E}_{Bp}, \qquad (6.9)$$
$$= (r + r) + j(x + x + x + x).$$

где  $\underline{Z} = (r_{s} + r_{b}) + j(x_{sq} + x_{ss} + x_{b} + x_{bs}).$ 

Уравнение (6.9) в графической форме представлено на рис. 6.4. Оно по форме идентично уравнению (6.1) для двигателя постоянного тока и отличается от него только тем, что входящие в него величины являются комплексными числами или векторами.

Учитывая, что  $E_{\rm sp} = c'\Omega\Phi$  ( $c' \neq c$ ), из уравнения (6.9) можно получить уравнение электромеханической характеристики

$$\Omega = \left| \frac{\underline{U} - \underline{I}\underline{Z}}{c'\underline{\Phi}} \right|,$$

а после соответствующих преобразований и уравнение механической характеристики  $\Omega = f(M)$ . По характеру она будет аналогична механической характеристике двигателя постоянного тока, т.е. будет гиперболой.

При прочих равных условиях КПД коллекторного двигателя переменного тока меньше, чем двигателя постоянного тока, т.к. у него больше потери в стали статора.

Существенные отличия при питании переменным током наблюдаются в процессах коммутации. Если пренебречь внешними магнитными полями в зоне коммутации, то помимо реактивной ЭДС  $e_r = e_L + e_M$ , наводимой потоками са-



моиндукции и взаимоиндукции, и ЭДС вращения  $e_{aq} = C\Phi_{aq}\Omega$ , создаваемой потоком поперечной реакции якоря  $\Phi_{aq}$ , в коммутируемой секции двигателя переменного тока наводится трансформаторная ЭДС  $e_t = -w_s d\Phi_0 / dt$ . Она возникает вследствие того, что коммутируемую секцию пронизывает изменяющийся во времени магнитный поток полюсов двигателя  $\Phi_0$ , ось которого при коммутации совпадает с осью секции. Замкнутая щёткой коллектора коммутируемая секция по отношению к обмотке полюсов двигателя является короткозамкнутой вторичной обмоткой трансформатора.

Реактивная ЭДС  $e_r$  и ЭДС вращения  $e_{aq}$  пропорциональны току *I* и совпадают с ним по фазе. Трансформаторная ЭДС  $e_t$  также пропорциональна току *I*, но смещена по фазе по отношению к нему на 90°. Поэтому компенсировать



Рис. 6.5. Компенсация трансформаторной ЭДС в коммутируемой секции

трансформаторную ЭДС можно, например, с помощью дополнительных полюсов и фазосдвигающего сопротивления R, шунтирующего их обмотку (рис. 6.5). При шунтировании ток якоря I разделяется на две составляющие: одна составляющая тока  $I_R$  протекает через резистор R, а другая  $I_{\pi}$  – через обмотку дополнительных полюсов. В результате ток обмотки дополнительных полюсов  $I_{\pi}$  смещается по фазе и его можно представить суммой двух составляющих, одна из которых  $I_{rq}$  синфазна с током I, и создаваемый ею магнитный поток, как обычно, компенсирует поперечный поток реакции якоря и потоки самоиндукции и взаимоиндукции коммутируемой секции, Вторая составляющая  $I_{t}$ 

создаёт магнитный поток, смещённый по фазе на 90°, который, при правильном выборе резистора и параметров обмотки дополнительных полюсов, может скомпенсировать поток полюсов и, соответственно, свести к нулю трансформаторную ЭДС. Однако это можно сделать только для какой-либо одной частоты вращения якоря. При всех других частотах условие  $\Sigma e = 0$  будет нарушено. Но в микродвигателях из-за ограниченных габаритов не устанавливают дополнительные полюсы, поэтому условия коммутации в них всегда значительно хуже, чем в двигателях постоянного тока.

Плохая коммутация снижает надёжность и сокращает срок службы двигателя, а также затрудняет выполнение норм электромагнитной совместимости электроустановок, т.к. создаёт сильные радиопомехи, которые могут нарушить работу электронных устройств систем управления.

Для улучшения коммутации при проектировании коллекторных микродвигателей тщательно подбираются щётки с учётом условий эксплуатации и параметров двигателя. Подбор щёток осуществляется по величине переходного со-
противления, вольтамперной характеристике, допустимой плотности тока, ко-эффициенту трения и др.

## 6.3. Универсальные коллекторные двигатели

Универсальным называется коллекторный двигатель, рассчитанный на работу от сетей постоянного и переменного тока.

По своему устройству он отличается от двигателей переменного тока только наличием дополнительных выводов обмотки возбуждения (рис. 6.6, *a*). При работе на постоянном токе подключается вся обмотка возбуждения, а при работе на переменном токе только часть её. Это делается для сближения характеристик двигателя при разных источниках питания. Дело в том, что на постоянном токе отсутствуют индуктивные сопротивления обмоток возбуждения и якоря, поэтому при одинаковых напряжениях питания ток в цепи будет значительно



Рис. 6.6. Схемы включения (*a*), регулирования скорости вращения (б) и рабочие характеристики (*в*) универсального коллекторного двигателя

больше. Соответственно больше будет вращающий момент и скорость вращения двигателя. Включение в цепь полной обмотки уменьшает ток за счёт увеличенного активного сопротивления.

Однако полностью устранить различие характеристик при питании двигателя от разных источников невозможно. Это хорошо видно на примере рабочих характеристик, приведённых на рис. 6.6, *в*.

Ток двигателя при пи-

тании от сети переменного тока выше, чем при питании от сети постоянного тока при той же механической мощности на валу. Это связано с тем, что при приблизительно равной активной составляющей тока, которая соответствует нагрузке, двигатель потребляет также реактивный ток. Существенно ниже на переменном токе КПД, особенно в области нагрузок, близких к номинальной. Это объясняется увеличенными потерями в меди за счёт реактивного тока, а также в стали статора, которых вообще нет на постоянном токе.

Одним из главных достоинств универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением является возможность простого и плавного регулирования скорости вращения в широком диапазоне. При промышленной частоте питания этот двигатель позволяет получить скорость вращения 25000...30000 об/мин.

Скорость универсального двигателя регулируют шунтированием обмотки возбуждения или якоря. Не останавливаясь на выводе уравнений, соответствующих шунтированию различными типами сопротивлений, рассмотрим каче-

ственно вопрос регулирования. Если параллельно обмотке возбуждения подключить сопротивление  $Z_{\rm m}$  с таким же фазовым сдвигом, как у обмотки возбуждения (рис. 6.6, б), т.е. с такой же электромагнитной постоянной времени  $T_{\rm m} = L_{\rm m} / r_{\rm m} = T_{\rm B} = L_{\rm B} / r_{\rm B}$ , то ток якоря *I* разделится на две части  $I = I_{\rm B} + I_{\rm m}$ .

В статическом режиме при постоянном моменте на валу  $M_c = \text{const}$  и

$$M = M_{c} = c\Phi I \cos\gamma = c\frac{\Phi}{\Phi_{H}}\Phi_{H}I\cos\gamma = c\frac{I_{B}}{I_{BH}}\Phi_{H}I\cos\gamma = CI_{B}I\cos\gamma = \text{const}$$

где  $C = c \Phi_{_{\rm H}} / I_{_{\rm BH}}$  – постоянная величина, определяемая постоянной ЭДС *с* и но-



Рис. 6.7. Регулирование скорости вращения

минальными значениями магнитного потока  $\Phi_{\rm H}$  и тока возбуждения  $I_{\rm BH}$ , постоянным должно быть произведение I<sub>в</sub>I, т.к. фазовый сдвиг у между током возбуждения и магнитным потоком (см. рис. 6.7) определяется потерями в стали и также является постоянной величиной. Это означает, что при уменьшении вдвое тока возбуждения ( $I'_{\rm B} = I_{\rm B}/2$ ) вдвое увеличится ток якоря (I' = 2I) и, соответственно, падение напряжения на якоре  $(U'_{z} = I' \cdot z_{g} = 2I \cdot z_{g} = 2U_{z})$ . При этом ЭДС вращения изменится незначительно  $E'_{\rm BD} \approx E_{\rm BD}$ (см. рис. 6.7). Тогда

$$n' = \frac{E'_{\rm BP}}{c\Phi'} \approx \frac{E_{\rm BP}}{c\Phi/2} \approx 2n$$

т.е. скорость вращения увеличится приблизительно вдвое. Можно показать, что шунтирование якоря приведёт к уменьшению скорости вращения.

Существенным недостатком универсального двигателя является ухудшение процесса коммутации на переменном токе и в связи с этим значительное повышение уровня радиопомех.

Для защиты сети и подключённых к ней приёмников от гармоник, вызванных пульсациями ЭДС и тока якоря, а также для подавления радиопомех, создаваемых коллектором, в коллекторных двигателях используют:

- экранирование;
- симметрирование обмоток двигателей с последовательным и смешанным возбуждением;
- установку блокировочных конденсаторов, шунтирующих провода питания;
- установку фильтров радиопомех.

Экранирование заключается в создании металлической оболочки вокруг двигателя, препятствующей распространению высокочастотного электромагнитного излучения. Элементами такой оболочки являются корпус двигателя и защитный колпак, закрывающий щёточно-коллекторный узел. Вся внешняя проводка должна выполняться экранированным проводом, наружная оплётка которого электрически (пайкой) соединяется с корпусом двигателя. Вал двигателя также является излучателем, поэтому, если он имеет большую наружную поверхность, то его соединяют с корпусом посредством специальной короткозамыкающей щётки.

Для машин с последовательным и смешанным возбуждением эффективным способом подавления радиопомех является симметрирование обмоток возбуждения. Оно состоит в том, что последовательная обмотка разделяется на две части, которые подсоединяются к разным щёткам двигателя (рис. 6.6, *a*).

Высшие гармоники, создаваемые пульсациями ЭДС якоря и искрением коллектора, могут замыкаться по разным контурам. Иногда они замыкаются только по одному сетевому проводу и корпусу двигателя и вызывают т.н. несимметричные помехи. Иногда в контур входят оба сетевых провода. Помехи, создаваемые в таких контурах, называются симметричными.

Эффективной защитой от симметричных и несимметричных радиопомех является установка блокировочных конденсаторов, замыкающих контуры высокочастотных токов. Для подавления симметричных помех блокировочный конденсатор включают между сетевыми проводами. Несимметричные помехи могут возникать в любом проводе, поэтому для их подавления используют два конденсатора, шунтирующих каждый провод на корпус (рис. 6.6, *a*). Чаще всего



Рис. 6.8. Схемы фильтров радиопомех

в этом случае используют т.н. проходные конденсаторы, внутри которых проходит стержень, включаемый последовательно с обмоткой якоря (рис. 6.8, б).

Наилучшим методом борьбы с помехами является использование электрических фильтров. Фильтр должен беспрепятственно пропускать постоянную или низкочастотную (в случае универсального двигателя) составляющую напряжения или тока и подавлять по возможности все высшие гармоники, т.е. это должен быть фильтр нижних частот. На рис. 6.8, a, показана схема Г-образного, а на рис. 6.8,  $\delta$ , – П-образного фильтра. В обоих случаях это по существу два одинаковых фильтра, включённые в оба провода сети. Это необходимо для подавления несимметричных помех. Для защиты от симметричных помех было бы доста-

точно одного фильтра. Наилучший результат даёт применение П-образного фильтра, который используется в ответственных установках. В случае особо жёстких требований к уровню помех используют многозвенные комбинированные фильтры.



## 7. Вентильные двигатели

#### 7.1. Устройство и принцип действия

Недостатки коллекторного двигателя постоянного тока, связанные со щёточно-коллекторным узлом устраняются в вентильном двигателе, называемым также бесконтактным двигателем постоянного тока. Он представляет собой комплекс синхронного двигателя (СД), автономного инвертора напряжения (АИН), датчика положения ротора (ДПР) и системы управления (СУ) (рис. 7.1). Часто при управлении двигателем используется также информация о частоте вращения, величине тока и напряжения в обмотках, получаемая с помощью соответствующих датчиков.

Синхронные микродвигатели, используемые в качестве вентильных, обычно имеют двух или трехфазную обмотку статора и возбуждаются постоянными магнитами.



Рис. 7.1. Функциональная схема вентильного двигателя

Необходимым элементом вентильного двигателя является датчик положения ротора. Основной датчика могут быть магнито- и фотодиоды, фоторезисторы, датчики Холла, оптические пары (источник-приёмник) с различными типами модуляторов светового потока, ин-

дукционные датчики. В высококачественных приводах в качестве датчиков используются сельсины и вращающиеся трансформаторы. В простейших случаях информацию о положении ротора получают путём измерения ЭДС обмотки.

На рис.7.2 в качестве примера показано устройство индукционного датчика положения для трёхфазно двигателя с одной парой полюсов магнитного поля. Он состоит из трёх дифференциальных трансформаторов  $S_a$ ,  $S_b$  и  $S_c$ , расположенных в плоскости перпендикулярной оси вращения под углом 120°. На стержнях магнитопровода трансформатора Ш-образной формы 1 расположены три обмотки. Две одинаковые обмотки на крайних стержнях соединены последовательно-встречно. На среднем стержне расположена обмотка возбуждения  $a_1a_2$ , которую подключают к высокочастотному источнику питания (f=1,5...2 кГц). Ротор датчика 2 представляет собой цилиндр из магнитомягкого материала и выполняет функцию ярма магнитопровода трансформатора. На его поверхности в зоне одного из крайних стержней сделаны выемки, число которых равно числу пар полюсов  $z_p$ , а длина дуги соответствует углу  $\gamma = \pi / z_p$ . Если к магнитопроводу обращён сектор ротора с гладкой поверхностью, то магнитные потоки в крайних стержнях одинаковы и наводят в обмотках одинаковые ЭДС  $(e_1 = e_2)$ , которые, складываясь в последовательном соединении, дают за счёт встречного включения нулевое значение напряжения на выходе датчика



 $u_{b_1b_2} = e_1 - e_2 = 0$ . Если же к магнитопроводу обращён сектор ротора с выемкой (рис. 6.9) симметрия магнитной цепи датчика нарушается. Нарушается также равенство ЭДС обмоток  $e_1 \neq e_2$  и выходной сигнал приобретает ненулевое значение  $u_{b_1b_2} = e_1 - e_2 \neq 0$ .

Инверторы, используемые в вентильных двигателях, строятся обычно по мостовой схеме. Они состоят из трёх пар соединённых последовательно ключей, называемых полумостами  $(S_1, S_2; S_3, S_4; S_5, S_6$  рис. 7.3). Ключи полумостов инвертора могут работать только в противофазе. В некоторых особых алгоритмах используются также



Рис. 7.2. Датчик положения ротора индукционного типа

состояния одновременного включения всех чётных или нечётных ключей инвертора, но в дальнейшем эти состояния рассматриваться не будут. Питание инвертора осуществляется от источника постоянного тока  $(U_d)$ . В современных инверторах в качестве ключей используются биполярные транзисторы с изолированным затвором (*IGBT – isolated gate bipolar transistor*) (рис. 7.3,  $\delta$ ). По своим свойствам они приближаются к идеальным ключевым элементам, поэтому



Рис. 7.3. Функциональная (а) и принципиальная (б) схемы инвертора

при общем анализе работы вентильного двигателя можно считать, что коммутация цепей обмоток происходит мгновенно и сопротивление ключей в открытом состоянии равно нулю, а в закрытом – бесконечности.

Положение оси магнитного поля статора двигателя однозначно определяется состоянием ключей инвертора. На рис. 7.4, *а-в*, показаны схемы соединения обмоток и соответствующие им пространственные векторные диаграммы при различных комбинациях состояний ключей. Здесь и далее трёхзначными цифрами обозначены номера замкнутых ключей. Например, комбинация 145 означает, что в инверторе на рис. 7.3 в замкнутом состоянии находятся ключи с номерами 1, 4 и 5, а в разомкнутом, соответственно, 2, 3 и 6. При такой комбинации обмотки двигателя соединённые звездой образуют смешанное параллельно-последовательное соединение. В обмотках фаз *а* и *с* ток протекает в положительном направлении от начала к концу, а в обмотке *b* – в отрицательном,





Рис. 7.4. Принцип работы вентильного двигателя

марный вектор МДС <u> $F_{(145)}$ </u> – вектор МДС статора, будет втрое больше МДС обмоток, соединённых параллельно, и располагаться будет на оси обмотки *b* в отрицательном направлении (рис. 7.4, *a*). Комбинация ключей *146* (рис. 7.4, *б*) сместит вектор МДС статора в положение, соответствующее положительному направлению оси обмотки фазы *a*, а комбинация *136* (рис. 7.4, *в*) создаст смещение ещё на 60°. Таким образом, шести возможным комбинациям состояний ключей инвертора соответствуют шесть положений оси магнитного поля двигателя в пространстве.

В установившемся режиме при любой комбинации состояний ключей зависимость между вращающим моментом и углом между осями магнитных полей статора и ротора синхронного двигателя 9 описывается синусной функцией  $M = M_{\text{max}} \sin(9 - n\pi/3),$ 

где угол  $\vartheta$  в электрически радианах отсчитывается от оси обмотки фазы a, a n = 0, 1, 2...5 – порядковый номер, соответствующий одной из комбинаций.

<sup>\*</sup> на рис. 7.4 у векторов МДС нижними индексами показаны номера замкнутых ключей инвертора



При изменении состояния инвертора положение магнитного поля статора и угловая характеристика вращающего момента смещаются на угол кратный величине  $\pi/3$  (рис. 7.4, *г*). Значит, если окружность воздушного зазора разбить на шесть секторов с границами, соответствующими углам  $\vartheta_n = \pi/6 + n\pi/3$  и  $\vartheta_{(n+1)} = \pi/6 + (n+1)\pi/3$ , и для каждого сектора определить комбинацию ключей, обеспечивающую смещение поля статора на угол  $n\pi/3$  (см. верхние ряды чисел на рис. 7.4, *г*), то угловая характеристика вращающего момента двигателя будет состоять из сегментов синусоид так, как это показано на первой диаграмме рис. 7.4, *г*, утолщённой линией.

Вращающий момент двигателя в пределах сектора меняет своё значение от  $M_{\rm max}$  до  $\sqrt{3}M_{\rm max}/2 = 0,866 M_{\rm max}$ . Среднее значение момента равно

$$M_{\rm cp} = M_{\rm max} \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \cos \vartheta d\vartheta = 0,955 M_{\rm max}$$

Чтобы получить рассмотренную выше характеристику вращающего момента нужно организовать автоматическое изменение состояния инвертора в зависимости от углового положения ротора. Для этого служит датчик положения с сектором в 180° эл., например, индукционный датчик на рис. 7.2. Если предположить, что состояния сигналов на выходе датчика изменяются в момент совмещения границы сектора ротора с осью соответствующего трансформатора, то логические функции  $S_a$ ,  $S_b$  и  $S_c$ , соответствующие этим сигналам, будут такими, как показано на рис. 7.4, *г*. Их можно непосредственно использовать в качестве коммутационных функций одноимённых полумостов инвертора, полагая, что единичное состояние функции соответствует замыканию нечётного ключа.



Рис. 7.5. Влияние рассогласования осей датчика положения ротора и обмоток статора

Тогда при вращении ротора инвертор будет формировать линейные напряжения  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ и  $u_{ca}$ , основные гармоники которых  $u_{ab1}$ ,  $u_{bc1}$  и  $u_{ca1}$  образуют симметричную трёхфазную систему питания с частотой равной частоте вращения. В результате основная гармоника магнитного поля статора будет вращаться синхронно с ротором и положение её полюсов по отношению к полюсам магнитного поля ротора будет определяться положением осей чувствительных элементов датчика.

Таким образом, инвертор в сочетании с датчиком положения реализует функцию преобразователя частоты, управляемого положе-

нием ротора, т.е. функцию, которая в двигателях постоянного тока реализуется коллектором и щетками. Обмотки статора являются аналогом секций обмотки якоря, а ключи инвертора – пластин коллектора и щёток. Бесконтактные микромощные двигатели с постоянными магнитами, внутри которых конструктив-

но объединены инвертор, датчик положения и система управления, в настоящее время изготавливаются крупными сериями множеством фирм и широко применяются в вычислительной технике и различных системах автоматики. В них устранены многие недостатки коллекторных двигателей постоянного тока, однако массогабаритные показатели и стоимость таких двигателей несколько выше. Постепенно с развитием силовой электроники мощности бесконтактных двигателей с интегрированным инвертором, видимо, будут возрастать, и области применения расширяться.

Существенное влияние на характеристики вентильного двигателя оказывает рассогласование осей датчика и двигателя. Из нижней диаграммы рис. 7.4, *г*, видно, что при смещении моментов коммутации инвертора на угол б возрастают пульсации и уменьшается среднее значение вращающего момента. Действительно, эти величины равны

$$\frac{\Delta M}{M_{\text{max}}} = 1 - \cos\left(\frac{\pi}{6} + \delta\right); \quad \frac{M_{\text{cp}}}{M_{\text{max}}} = \frac{3}{\pi} \int_{-\pi/6+\delta}^{\pi/6+\delta} \cos \vartheta d\vartheta = \frac{3}{\pi} \cos \delta. \quad (7.1)$$

С увеличением  $\delta$  пульсации монотонно растут, а средний момент уменьшается и при  $\delta = \pi/2$  становится равным нулю. Причём, если средний момент при малых углах рассогласования уменьшается незначительно, то пульсации момента растут быстро (рис. 7.5), что неблагоприятно сказывается на работе двигателя, т.к. при малых моментах инерции нагрузки нарушается плавность вращения. В двигателе постоянного тока эти пульсации также существуют, но они значи-



Рис. 7.6. Временные диаграммы токов и напряжений при шестипульсной коммутации (*a*) и при широтно-импульсной модуляции (б)

тельно меньше, т.к. обмотка якоря может иметь несколько десятков секций и соответствующее число пластин коллектора.

Рассогласование осей является эквивалентом смещения щёток с геометрической нейтрали двигателя постоянного тока. Оно может использоваться как дополнительный способ управления вентильными двигателями, например, путём введения временной задержки импульсов датчика положения.

Импульсный характер выходного напряжения инвертора при малом числе коммутаций за период создаёт не только пульсации момента и скорости вращения, но и тока. Из рис. 7.6 *а* видно, что пульсации тока соизмеримы с его амплитудой, и кривая тока содержит широкий спектр высших гармоник, существенно ухудшающих энергетические показатели двигателя.

Снизить пульсации тока, момента и скорости вращения можно только за счёт увеличения числа коммутаций инвертора в пределах одного оборота ротора. При сохранении описанного выше способа управления вентильным двигателем такое увеличение возможно только за счёт увеличения числа обмоток на статоре и соответствующего увеличения ключей инвертора. Этот путь невозможен для малогабаритных двигателей и нерационален, даже если размеры позволяют поместить на статоре обмотку с большим числом фаз. Очевидно, что повышенные требования к характеристикам движения ротора предъявляются в приводах высокого качества. Здесь можно отказаться от импульсного датчика положения и вместо него использовать какой-либо аналоговый преобразователь угловых перемещений, например, вращающийся трансформатор или сельсин. Такой преобразователь формирует на выходе несколько непрерывных сигналов переменного тока, огибающие которых являются двух или трёхфазными системами синусных функций от угла поворота ротора. Выделив эти огибающие, можно использовать их как сигналы управления для системы широтноимпульсной модуляции инвертора (рис. 7.6, б). В этом случае частота коммутации инвертора может быть повышена до нескольких кГц, и тогда ток, вращающий момент и частота вращения становятся практическими гладкими функциями.

### 7.2. Характеристики двигателя

Рассмотрим установившийся режим работы вентильного двигателя. Двигатели малой мощности выполняются, как правило, с возбуждением от постоянных магнитов и без демпферных обмоток

на роторе. Допустим, что ротор двигателя симметричен. Тогда  $x_{1d} = x_{1q} = x_a; x_1 = x_a + x_{1\sigma}$  и для первых гармоник фазных величин можно записать уравнение Кирхгофа в виде:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(r_1 + jx_1) - \underline{E}_0 = \underline{I}_1\underline{Z}_1 - \underline{E}_0$$

Изображение этого уравнения в векторной форме представлено на рис. 7.7.

Электромагнитную мощность двигателя и вращающий момент можно представить выражениями:

$$P_{_{\rm SM}} = m_1 E_0 I_1 \cos \psi = m_1 E_0 I_{1q};$$
  
 $M = P_{_{\rm SM}} / \Omega,$  (7.3)

где *m*<sub>1</sub> – число фаз обмотки статора.



Рис. 7.7. Векторная диаграмма вентильного двигателя

Для определения поперечной составляющей тока статора  $I_{1q}$  воспользуемся очевидными геометрическими соотношениями векторной диаграммы на рис. 7.7:

$$\sin\beta = r_1/Z_1; \ \cos\beta = x_1/Z_1;$$
  

$$\angle bce = \alpha + \beta = \angle 0cf = \pi/2 - \psi \implies \alpha = \pi/2 - \psi - \beta;$$
  

$$\sin\alpha = \cos(\psi + \beta) = \cos\psi \cdot \cos\beta - \sin\psi \cdot \sin\beta = \frac{x_1}{Z_1}\cos\psi - \frac{r_1}{Z_1}\sin\psi; \quad (7.4)$$
  

$$\cos\alpha = \sin(\psi + \beta) = \cos\psi \cdot \sin\beta + \sin\psi \cdot \cos\beta = \frac{r_1}{Z_1}\cos\psi + \frac{x_1}{Z_1}\sin\psi.$$

Далее с учётом (7.4)

$$ab = \underline{U_1 \sin \vartheta} = I_1 Z_1 \sin \alpha = I_1 (x_1 \cos \psi - r_1 \sin \psi) = \underline{I_{1q} x_1 - I_{1d} r_1};$$
  
$$bc = \underline{U_1 \cos \vartheta - E_0} = I_1 Z_1 \cos \alpha = I_1 (r_1 \cos \psi + r_1 \sin \psi) = \underline{I_{1q} r_1 + I_{1d} r_1};$$

Используя выделенные подчёркиванием равенства, получим выражение для тока

$$I_{1q} = \frac{U_1 r_1 \cos \vartheta + U_1 r_1 \sin \vartheta - E_0 r_1}{r_1^2 + x_1^2}.$$
 (7.5)

Особенностью уравнения (7.2) является то, что оно описывает электрическую цепь с переменной частотой, соответствующей частоте вращения ротора. Поэтому величины  $E_0$  и  $x_1$  будут функциями частоты вращения  $\Omega$ . Действующее значение ЭДС, наводимой в обмотке статора магнитным потоком ротора  $\Phi_0$ , определяется выражением

$$E_0 = 4,44w_1k_{oo1}f_1\Phi_{0m} = c\Phi_{0m}\Omega; \ c = z_p w_1k_{oo1}/\sqrt{2}$$
(7.6)

где  $z_p$ ,  $w_1$  и  $k_{oo1}$  – число пар полюсов магнитного поля, число витков и обмоточный коэффициент статора.

Индуктивное сопротивление обмотки статора равно

$$x_{1} = 2\pi f_{1}L_{1} = z_{p}\Omega L_{1} = \tau r_{1}\Omega; \quad \tau = z_{p}L_{1}/r_{1}, \quad (7.7)$$

где  $L_1 = L_a + L_{1\sigma}$  – индуктивность обмотки, включающая индуктивность потока реакции якоря  $L_a$  и индуктивность потока рассеяния  $L_{1\sigma}$ , а  $\tau$  – полная электромагнитная постоянная времени обмотки статора, учитывающая её полюсность.

Подставляя выражения (7.6)-(7.7) в уравнение вращающего момента (7.3), после преобразований получим

$$M = \frac{m_1 c \Phi_{0m}}{r_1 \left[1 + (\tau \Omega)^2\right]} \left[ U_1(\cos \vartheta + \tau \Omega \sin \vartheta) - c \Phi_{0m} \Omega \right].$$
(7.8)

Угол 9 в уравнении (7.8) – это угол между осями полюсов магнитных полей статора и ротора. Его величина определяется положением осей чувствительных элементов датчика положения по отношению к осям фазных обмоток. Если пренебречь индуктивностью обмотки статора и предположить, что  $9 = \pi/2$ , то вращающий момент будет линейной функцией Усольцев А.А. Электрические машины автоматических устройств



момента.

$$M = -\frac{m_1 \left(c \Phi_{0m}\right)^2}{r_1} \Omega,$$

соответствующей двигателю постоянного тока в режиме динамического торможения, т.е. вентильный двигатель при этом условии не будет создавать по-

ложительного



Рис. 7.8. Широтно-импульсная модуляция коммутационных функций

нение момента будет иметь вид:

$$M = \frac{m_{1}c\Phi_{0m}(U_{1} - c\Phi_{0m}\Omega)}{r_{1}\left[1 + (\tau\Omega)^{2}\right]}.$$
(7.9)

та (см. выражение (7.1)).

вращающего

Для получения максимально воз-

Этот вывод уже был получен ранее при анализе угловой характеристики момен-

можного вращающего момента необходимо согласовать положение осей, т.е. выполнить условие  $\vartheta = 0$ . Тогда при ус-

ловии, что магнитный поток двигателя

не зависит от частоты вращения, урав-

Выражение (7.9) можно преобразовать к более удобному виду функции, схожей с механической характеристикой

$$\Omega = \frac{U_1}{c\Phi_{0m}} - \frac{r_1 \left[1 + (\tau\Omega)^2\right]}{m_1 (c\Phi_{0m})^2} M.$$
(7.10)

Из выражения (7.8) при  $\Omega = 0$  и выражения (7.10) при M = 0 можно получить значения пускового момента  $M_{\rm n}$  и скорости холостого хода  $\Omega_0$  вентильного двигателя

$$M_{k} = \frac{m_{1}c\Phi_{0m}U_{1}}{r_{1}} = m_{1}c\Phi_{0m}I_{\pi}; \ \Omega_{0} = \frac{U_{1}}{c\Phi_{0m}}.$$

Эти выражения полностью идентичны выражениям для двигателя постоянного тока и не зависят от постоянной времени т.

Уравнение механической характеристики (7.10) отличается от механической характеристики двигателя постоянного тока только тем, что в нём жёсткость является функцией частоты вращения  $h = \frac{m_1 (c \Phi_{0m})^2}{r_1 [1 + (\tau \Omega)^2]}$ . Причём степень

этой зависимости определяется постоянной времени  $\tau$ . При нулевой индуктивности обмотки статора ( $\tau = 0$ ) жёсткость становится постоянной величиной, а механическая характеристика линейной функцией.

Из уравнения (7.10) следует, что регулирование частоты вращения вентильного двигателя возможно теми же способами, что и коллекторного двигателя постоянного тока, т.е. изменением напряжения питания  $U_1$ , изменением потока возбуждения  $\Phi_0$  и включением добавочного сопротивления R в цепи обмоток статора  $r_1 = r_1 + R$ . Кроме того, здесь, как упоминалось выше, возможно регулирование момента и скорости смещением коммутационных функций за счёт введения временной задержки. Так как микродвигатели имеют магнитоэлектрическое возбуждение и управление магнитным потоком индуктора в них затруднительно, а реостатное управление обладает крайне низкими энергетическими и регулировочными характеристиками, то управление вентильным двигателем чаще всего реализуют путём регулирования напряжения статора  $U_1$ . Это легко осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции коммутационных функций инвертора (рис. 7.8). Если скважность импульсов модуляции обозначить как  $\gamma = t/T_{\kappa}$ , то среднее значение напряжения статора будет линейной функцией от  $\gamma$ 

$$U_{1cp} = \frac{1}{T_{\kappa}} \int_{0}^{T_{\kappa}} U_{1} dt = \frac{1}{T_{\kappa}} \left( \int_{0}^{t} U_{1} dt + \int_{t}^{T_{\kappa}} U_{1} dt \right) = \frac{t}{T_{\kappa}} U_{1} + 0 = \gamma U_{1}.$$

Для анализа характеристик вентильного двигателя перейдём в уравнении (7.9) к относительным единицам, приняв за базовые значения скорость холостого хода  $\Omega_{0H} = U_{1H}/(c\Phi_{0m})$  и пусковой момент  $M_{k0} = m_1 c\Phi_{0m} U_{1H}/r_1$  при номинальном напряжении питания. Разделив обе части уравнения (7.9) на базовый момент, получим

$$\frac{M}{M_{k0}} = \mu = \frac{U_1 - c\Phi_{0m}\Omega}{U_{1H}(1 + \tau^2\Omega^2)} = \frac{\gamma - c\Phi_{0m}\Omega/U_{1H}}{1 + \tau^2\Omega^2} = \frac{\gamma - \nu}{1 + \tau^2\Omega^2}, \quad (7.11)$$

где  $\nu = \Omega / \Omega_{0H}$  – относительная частота вращения ротора.

Для окончательного перехода к относительным единицам умножим и разделим второе слагаемое знаменателя на  $\Omega_{0H}^2$ . Тогда –

$$\mu = \frac{\gamma - \nu}{1 + \xi^2 \nu^2} \xrightarrow{\xi \to 0} \gamma - \nu, \qquad (7.12)$$

где  $\xi = \tau \Omega_{0H} = \text{const}$ . Уравнение (7.12) можно также представить в виде:

$$v = \frac{\sqrt{1 + 4\mu\xi^2(\gamma - \mu) - 1}}{2\mu\xi^2} \xrightarrow{\xi \to 0} \gamma - \mu.$$
 (7.13)

Из уравнения (7.12) следует, что при пуске ( $\nu = 0$ )  $\mu_n = \gamma$ , а из уравнения (7.13), что скорость холостого хода ( $\mu = 0$ ) определяется как –  $\nu_0 = \lim_{\mu \to 0} \nu(\mu) = \gamma$ .

Таким образом, при изменении напряжения питания статора вентильного двигателя ( $\gamma = var$ ) точки холостого хода и короткого замыкания механической характеристики смещаются аналогично двигателю постоянного тока при якорном управлении<sup>\*</sup>. Однако сама характеристика, в отличие от ДПТ, существенно нелинейна (рис. 7.9, *a* и *б*). Нелинейность характеристики определяется величиной  $\xi$ , т.е. электромагнитной постоянной времени якоря  $T_1 = L_1/r_1$ . По мере снижения напряжения ( $\gamma \rightarrow 0$ ) нелинейность механической характеристики в ре-

<sup>\*</sup> см. раздел 9.2

жиме двигателя уменьшается, но в режимах генератора и противовключения остаётся практически неизменной. Отличительной особенностью механической характеристики является резкое уменьшение жёсткости в этих режимах. В целом механические характеристики вентильного двигателя сходны с механическими характеристиками двигателя постоянного тока смешанного возбуждения.

В коллекторных двигателях постоянного тока, строго говоря, механическая характеристика тоже нелинейна, но нелинейность выражена настолько слабо,



что ею просто пренебрегают. Это связано с тем, что электромагнитная постоянная времени обмотки якоря коллекторного двигателя значительно меньше, чем вентильного. Что, в свою очередь, объясняется малыми геометрическими размерами магнитопровода ротора и малым числом витков его обмотки ( $L \sim w^2$ ) по сравнению с размерами и числом витков обмотки, расположенной на статоре.

Полагая в уравнении (7.13)  $\mu = \text{const}$ , получим регулировочные характеристики вентильного двигателя (рис. 7.9, *в*). При всех  $\mu \neq 0$  они нелинейны и степень нелинейности, так же как у механических характеристик, зависит от постоянной времени  $\tau$ .



# Часть 3. Исполнительные микродвигатели

Исполнительными или управляемыми двигателями называются двигатели, предназначенные для преобразования электрического сигнала в механическое перемещение.

Исполнительные двигатели являются весьма важными элементами систем автоматики. От их характеристик в значительной степени зависит качество работы всей системы в целом.

В отличие от обычных двигателей исполнительные двигатели крайне редко работают в номинальном режиме. Большую часть времени они находятся в переходных режимах пуска, реверса, остановки, движения с изменяющейся скоростью и т.п.

Особенностью конструкции исполнительных двигателей является отсутствие крыльчатки на роторе, обеспечивающей самовентиляцию. Это связано с тем, что при низких частотах вращения, при которых часто работают двигатели, самовентиляция неэффективна, но, в то же время, крыльчатка увеличивает момент инерции ротора и ухудшает тем самым динамику двигателя.

Специфика условий работы исполнительных двигателей определяет предъявляемые к ним требования. Энергетические параметры здесь не являются главными. На первый план выдвигаются такие показатели как быстродействие; диапазон регулирования; надёжность; малые габариты и масса; малая мощность управления, а также целый ряд показателей связанных с регулировочной характеристикой, т.е. с характеристикой, устанавливающей связь между сигналом управления и регулируемым параметром двигателя. К ним относятся: отсутствие мёртвой зоны и самохода, т.е. движения в отсутствие сигнала управления; линейность регулировочной характеристики; устойчивость работы во всём диапазоне регулирования.

## 8. Асинхронные исполнительные двигатели

## 8.1. Конструкции двигателей

Асинхронные исполнительные двигатели являются самыми распространёнными исполнительными двигателями переменного тока.

В качестве исполнительных используются исключительно двигатели с короткозамкнутым ротором. По конструкции ротора они делятся на двигатели: с



Рис. 8.1. Конструктивная схема двигателя с полым немагнитным ротором

полым немагнитным ротором; с обмоткой ротора типа «беличья клетка» и с полым ферромагнитным ротором.

На рис. 8.1 показана конструктивная схема двигателя с полым немагнитным ротором. Он состоит из корпуса *1*; пакета магнитопровода *2* с обмоткой *3*, называемого внешним статором; подшипниковых щитов *4*; пакета магнитопровода *5*, расположенного внутри ротора 6, выполненного в виде полого стакана закреплённого на валу двигателя 7.

Внешний статор 2 ничем не отличается от статора обычного двухфазного асинхронного двигателя. В его пазах расположены обмотки смещённые в пространстве на 90° эл.

Пакет 5, называемый внутренним статором, представляет собой гладкий цилиндр, набранный из пластин стали и установленный на втулке одного из подшипниковых щитов. Он служит для уменьшения магнитного сопротивления на пути основного магнитного потока.

Полый ротор 6 представляет собой тонкостенный стакан из алюминиевого сплава с большим удельным сопротивлением. Толщина стенок стакана составляет 0,1...1 мм. Такая конструкция обладает очень малым моментом инерции, что обеспечивает двигателю хорошую динамику и способствует его широкому распространению.

Особенностью конструкции является большой немагнитный промежуток между внешним и внутренним статором. Он состоит из стенки стакана ротора и двух воздушных зазоров: одного – между внутренним статором и ротором и второго – между ротором и внешним статором. Каждый зазор составляет 0,15...0,25 мм, а общая величина немагнитного промежутка – 0,4...1,5 мм. Столь большой промежуток требует значительной МДС для проведения через него магнитного потока, поэтому намагничивающий ток равен 80...90% от номинального значения. Большая величина намагничивающего тока приводит к большим потерям в обмотках и снижает КПД двигателя.

Для повышения линейности характеристик двигателя активное сопротивление ротора увеличивают различными легирующими добавками. Это увеличивает потери в нём и также снижает КПД.

Вращающий момент в двигателе с полым ротором создаётся за счёт взаимодействия вращающегося магнитного поля статора с вихревыми токами, наводимыми этим полем в стенках стакана ротора. Таким образом, стакан ротора является распределённой короткозамкнутой обмоткой, состоящей из бесконечного количества бесконечно тонких проводников.

Достоинствами двигателей с полым немагнитным ротором являются: малый момент инерции, обеспечивающий высокое быстродействие; плавность и бесшумность вращения; относительно высокая линейность механических и регулировочных характеристик, обеспечивающая достаточно широкой диапазон регулирования скорости вращения (1:100...200).

Основным недостатком двигателя с полым немагнитным ротором являются низкие энергетические показатели. Коэффициент мощности и КПД даже в номинальном режиме не превосходят 0,2...0,4. Следствием этого является малая удельная мощность, которая в 2...4 раза меньше, чем у двигателей обычного исполнения.

В тех случаях, когда не требуется минимизировать момент инерции, используют исполнительные двигатели с обычным ротором типа «беличьей клетки». У таких двигателей значительно меньше воздушный зазор (0,15...0,25 мм). Это существенно снижает намагничивающий ток, однако не позволяет пропорционально увеличить КПД. Объясняется это тем, что одновременно со снижением потерь, создаваемых намагничивающим током в обмотке статора, увеличиваются потери в роторе. Дело в том, что индуктивность рассеяния ротора типа «беличьей клетки», обмотка которого расположена в стальном пакете в закрытых или полузакрытых пазах, во много раз больше, чем у полого ротора, окружённого воздухом. Поэтому для получения одинакового критического скольжения

$$s_{\kappa} \approx \frac{r_r}{x_s + x_r}$$

активное сопротивление «беличьей клетки» должно быть значительно больше, чем сопротивление ротора-стакана. Если принять для полого ротора  $x_r \approx 0$  и учесть, что в двигателях с обычным ротором  $x_r \approx x_s$ , то соотношение активных сопротивлений «беличьей клетки»  $r_{\rm 6k}$  и полого ротора  $r_{\rm np}$  будет

$$r_{\rm fig} \approx s_{\rm k} 2x_s; \ r_{\rm inp} \approx s_{\rm k} x_s \Longrightarrow \ r_{\rm fig} \approx 2r_{\rm inp},$$

т.е. потери в обычном роторе при прочих равных условиях будут вдвое больше.

В целом КПД двигателей с обычным короткозамкнутым ротором несколько выше, чем двигателей с полым ротором.

Дополнительное повышение КПД за счёт уменьшения рабочего зазора получают у двигателей, т.н. сквозной конструкции, у которых диаметр расточки под подшипники равен внутреннему диаметру расточки статора (D на рис. 8.2). Это позволяет производить шлифовку расточки статора совместно с посадоч-



ными местами под подшипники в собранном виде, а затем в готовую расточку устанавливать ротор с подшипниками. Ротор поэтому делается малого диаметра, а необходимая обеспечивается мошность Рис. 8.2. Схема двигателя сквозной конструкции увеличением длины. При такой конструкции воздушный зазор умень-

шается до 0,03...0,05 мм. Соответственно уменьшается намагничивающий ток и потери в обмотке статора. Кроме того, у двигателей этого типа пазы ротора делаются полуоткрытыми. За счёт этого уменьшается индуктивность рассеяния обмотки, что, в свою очередь, позволяет уменьшить её активное сопротивление и снизить потери энергии.

Недостатками двигателей сквозной конструкции являются: относительно большой момент инерции ротора; наличие высших зубцовых гармоник и относительно высокая стоимость, связанная с более сложной технологией производства.

Помимо рассмотренных конструкций существуют также двигатели с полым ферромагнитным ротором. Они выполняются в виде цилиндров с толщиной стенок 0,3...3,0 мм (рис. 8.3).

В таких двигателях нет необходимости во внутреннем статоре, т.к. магнитный поток замыкается непосредственно по ферромагнитному ротору. Это позволяет уменьшить воздушный зазор до 0,2...0,3 мм. Однако намагничивающий ток при этом не уменьшается, т.к. магнитная проводимость стенок ротора из-за эффекта вытеснения магнитного потока весьма незначительна.

Ферромагнитный ротор отличается большим активным сопротивлением. Это связано с тем, что ферромагнетики обладают относительно высоким удельным сопротивлением и, кроме того, ток в таком роторе протекает только в тонком поверхностном слое вследствие эффекта вытеснения, сильно выраженного из-за больших скольжений. Большое активное сопротивление положительно влияет на механические и регулировочные характеристики. Они более линейны, чем у других типов двигателей. Но, в то же время, из-за большого сопротивления увеличиваются потери и уменьшается вращающий момент. Поэтому у некоторых двига-



Рис. 8.3. Полые ферромагнитные роторы

телей для уменьшения сопротивления поверхность ротора омедняют, т.е. гальваническим способом покрывают тонким слоем меди.

Рабочие характеристики двигателя с полым ферромагнитным ротором практически такие же, как двигателя с немагнитным ротором, но момент инерции у него значительно больше. Кроме того, ферромагнитный ротор испытывает действие радиальных сил тяжения со стороны магнитного поля. Поэтому двигатели этого типа не находят достаточно широкого применения в системах автоматики.

Асинхронные исполнительные двигатели имеют на статоре две обмотки, смещённые в пространстве на 90° эл. (рис. 8.4). Одна обмотка называется обмоткой возбуждения (ОВ) и подключается к однофазной сети переменного тока непосредственно. Вторая обмотка – обмотка управления (ОУ) – подключается к сети через какой-либо регулятор, с помощью которого можно изменять амплитуду или фазу подводимого к ней напряжения.

Регулировать частоту вращения асинхронного исполнительного двигателя можно одним из трёх способов: изменением амплитуды напряжения обмотки управления при постоянном фазовом сдвиге в 90° по отношению к напряжению обмотки возбуждения – амплитудное управление; изменением фазы напряжения управления при постоянной амплитуде – фазовое управление; одновременным изменением амплитуды и фазы напряжения обмотки управления – амплитудное управления – амплитуды и фазы напряжения обмотки управления – амплитудное управления обмотки управления – амплитудное управление (рис. 8.4).

При амплитудном способе управления обмотка возбуждения подключается к сети  $\underline{U}_{\text{в}} = \underline{U}_{1} = \text{const}$ . На обмотку управления подаётся напряжение, смещенное с помощью какого-либо фазосдвигающего устройства (ФСУ) на 90° по от-



Рис. 8.4. Схемы включения асинхронных исполнительных двигателей при различных способах управления

ношению к напряжению обмотки возбуждения. Величину амплитуды напряжения обмотки управления  $U_{\rm y}$  обычно выражают в относительных единицах

$$\alpha = \frac{U_y}{U'_B} = \frac{U_y k}{U_B},\tag{8.1}$$

где  $U'_{\rm B} = U_{\rm B}/k$  – напряжение обмотки возбуждения, приведённое к числу витков обмотки управления;  $k = w'_{\rm B}/w'_{\rm y}$  – коэффициент трансформации;  $w'_{\rm B}$  и  $w'_{\rm y}$  – эф-фективные числа витков обмоток. Величина  $\alpha$ , соответствующая уровню управляющего напряжения, называется коэффициентом сигнала при амплитудном управлении.

Круговое поле в двигателе независимо от режима его работы будет при  $\alpha = 1$ , т.е. когда  $U_y = U'_B = U_0^*$ . Напряжение  $U_0$  обычно принимается за номинальное. При всех других напряжениях и соответствующих коэффициентах сигнала ( $\alpha \neq 1$ ) магнитное поле в двигателе будет эллиптическим, а при  $\alpha = 0$  – пульсирующим. Изменение направления вращения двигателя при амплитудном управлении осуществляется изменением фазы  $U_y$  на 180°.

При фазовом управлении обмотка возбуждения подключается так же как при амплитудном, а на обмотку управления через фазовращатель (ФВ) подаётся номинальное напряжение. Круговое поле в двигателе в этом случае будет при  $\beta = \pm 90^{\circ}$ . В качестве коэффициента сигнала при фазовом управлении принимается величина sin $\beta$ . Значит, при sin $\beta = \pm 1$  магнитное поле в двигателе будет

<sup>&</sup>lt;sup>\*</sup> см. раздел 2.1

круговым, при  $\sin\beta \neq 1$  – эллиптическим и в пределе при  $\sin\beta = 0$  – пульсирующим. Изменение направления вращения при фазовом способе управления происходит при изменении знака фазового сдвига ( $\beta < 0$ ;  $\sin\beta < 0$ ).

Амплитудно-фазовое управление реализуется в конденсаторном двигателе при изменении амплитуды напряжения управления. При этом происходит связанное с управляющим воздействием изменение величины и фазы напряжения обмотки возбуждения. В результате изменяется соотношение амплитуд напряжений обмоток, а также их фазовый сдвиг.

Для обеспечения устойчивой работы двигателя во всём диапазоне регулирования обмотки роторов изготавливают с высоким активным сопротивлением. Критическое скольжение исполнительных двигателей всегда больше единицы. Но большое активное сопротивление ротора увеличивает потери в нём и снижает КПД двигателя. Удельная мощность исполнительных двигателей в 2...3 раза меньше, чем у обычных двигателей.

### 8.2. Основы теории двигателей

Анализ работы асинхронного двигателя проведём для случая амплитуднофазового управления, реализованного путём изменения амплитуды и фазы напряжения обмотки управления без включения фазосдвигающего конденсатора, что позволит исследовать амплитудное и фазовое управление как частные случаи. Для упрощения анализа ограничимся основной гармоникой МДС и магнитного поля, а также не будем учитывать насыщение магнитопровода и потери в стали.

Пусть напряжения управления и возбуждения не равны по величине  $U_{y} \neq U'_{B} = U_{B}/k; U_{y} = \alpha U'_{B} = \alpha U_{B}/k$ 

и смещены по фазе относительно друг друга на угол  $\beta$ 

$$\underline{U}_{y} = \alpha \underline{U}_{B} e^{-j\beta} / k; \ \underline{U}_{B} = k \underline{U}_{y} e^{j\beta} / \alpha.$$
(8.2)

Из выражений (2.19) для симметричных составляющих тока обмотки A с учётом того, что при отсутствии конденсатора  $\underline{Z}_{B+} = k^2 \underline{Z}_{A+}$  и  $\underline{Z}_{B-} = k^2 \underline{Z}_{A-}$ , заменив индекс обмотки A на индекс обмотки управления и индекс обмотки B на индекс обмотки возбуждения, можно получить симметричные составляющие тока обмотки управления в виде

$$\underline{I}_{y+} = \frac{\underline{U}_{y}\underline{Z}_{B-} - jk\underline{U}_{B}\underline{Z}_{y-}}{\underline{Z}_{y+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{y-}\underline{Z}_{B+}} = \frac{\underline{U}_{y} - j\underline{U}_{B}/k}{2\underline{Z}_{y+}} = \frac{\underline{U}_{y+}}{\underline{Z}_{y+}};$$

$$\underline{I}_{y-} = \frac{\underline{U}_{y}\underline{Z}_{B+} + jk\underline{U}_{B}\underline{Z}_{y+}}{\underline{Z}_{y+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{y-}\underline{Z}_{B+}} = \frac{\underline{U}_{y} + j\underline{U}_{B}/k}{2\underline{Z}_{y-}} = \frac{\underline{U}_{y-}}{\underline{Z}_{y-}};$$

$$\underline{U}_{y+} = \frac{\underline{U}_{y} - j\underline{U}_{B}/k}{2} = \frac{\underline{U}_{y} - j\underline{U}'_{B}}{2}; \quad \underline{U}_{y-} = \frac{\underline{U}_{y} + j\underline{U}_{B}/k}{2} = \frac{\underline{U}_{y} + j\underline{U}'_{B}}{2} \quad (8.4)$$

где

 составляющие напряжения управления прямой и обратной последовательностей. Комплексные сопротивления  $Z_{y+}$  и  $Z_{y-}$  определяются только параметрами двигателя и режимом его работы (скольжением) и не зависят от коэффициентов сигнала  $\alpha$  и sin $\beta$ .

Подстановкой  $U_{\rm B}$  из (8.2) исключим напряжение возбуждения из выражений (8.4)

$$\underline{U}_{y+} = \frac{\underline{U}_{y} - j\underline{U}_{y}/(k\alpha)e^{j\beta}}{2} = \underline{U}_{y} \left(\frac{\alpha - je^{j\beta}}{2\alpha}\right);$$

$$\underline{U}_{y-} = \frac{\underline{U}_{y} + j\underline{U}_{y}/(k\alpha)e^{j\beta}}{2} = \underline{U}_{y} \left(\frac{\alpha + je^{j\beta}}{2\alpha}\right).$$
(8.5)

Следует заметить, что  $\underline{U}_{y}/\alpha = \underline{U}'_{B} = \text{const}$  и равенство  $\underline{U}_{y} = \underline{U}'_{B}$  при условии  $\beta = \pm 90^{\circ}$  соответствует режиму кругового магнитного поля в двигателе. Значит,  $\underline{U}_{y}/\alpha = \underline{U}_{0}$ , т.е. это номинальное напряжение обмотки управления, соответствующее режиму кругового поля. Тогда можно, совместив вещественную ось плоскости комплексных чисел с вектором  $\underline{U}_{0}$ , привести выражения (8.5) к виду

$$\underline{U}_{y^{+}} = U_0 \left( \frac{\alpha - j e^{j\beta}}{2} \right); \quad \underline{U}_{y^{-}} = U_0 \left( \frac{\alpha + j e^{j\beta}}{2} \right),$$

а затем перейти к тригонометрической форме

$$\underline{U}_{y+} = U_0 \left( \frac{\alpha + \sin\beta - j\cos\beta}{2} \right) = U_0 \underline{k}_+;$$

$$\underline{U}_{y-} = U_0 \left( \frac{\alpha - \sin\beta + j\cos\beta}{2} \right) = U_0 \underline{k}_-,$$
(8.6)

где

 $\underline{k}_{+} = \frac{\alpha + \sin\beta - j\cos\beta}{2}; \ \underline{k}_{-} = \frac{\alpha - \sin\beta + j\cos\beta}{2}$ (8.7)

 комплексные коэффициенты управления прямой и обратной последовательности.

Таким образом, составляющие прямой и обратной последовательности напряжения управления равны номинальному напряжению управления, умноженному на комплексные коэффициенты, зависящие от коэффициентов сигналов амплитудного и фазового управления α и sinβ.

Модули коэффициентов управления определяются из (8.7) как

$$k_{+} = \frac{\sqrt{1 + 2\alpha \sin\beta + \alpha^{2}}}{2}; \quad k_{-} = \frac{\sqrt{1 - 2\alpha \sin\beta + \alpha^{2}}}{2}.$$
(8.8)

Подставляя выражения (8.6) в (8.3) получим

$$\underline{I}_{y+} = \frac{\underline{U}_{y+}}{\underline{Z}_{y+}} = \frac{\underline{U}_{0}}{\underline{Z}_{y+}} \underline{k}_{+}; \quad \underline{I}_{y-} = \frac{\underline{U}_{y-}}{\underline{Z}_{y-}} = \frac{\underline{U}_{0}}{\underline{Z}_{y-}} \underline{k}_{-}.$$
(8.9)



Рис. 8.5. Зависимость соотношения модулей коэффициентов управления прямой и обратной последовательности от коэффициента сигнала при амплитудном и фазовом управлении

Числитель в этих выражениях соответствует номинальному напряжению обмотки управления, т.е. напряжению, при котором в двигателе формируется круговое магнитное поле при некотором скольжении s. Тогда комплексные сопротивления в знаменателях должны соответствовать этому режиму, отношения a  $U_0 / \underline{Z}_{v+} = U_0 / \underline{Z}_{0+}$  и  $U_0 / \underline{Z}_{v-} = U_0 / \underline{Z}_{0-}$  есть не что иное, как составляющие прямой и обратной последовательности тока обмотки управления при круговом магнитном поле <u> $I_{0+}$ </u> и <u> $I_{0-}$ </u>. Тогда выражения (8.9) можно представить как

$$\underline{I}_{y+} = \underline{I}_{0+} \underline{k}_{+}; \quad \underline{I}_{y-} = \underline{I}_{0-} \underline{k}_{-}.$$
(8.10)

Таким образом, составляющие тока

обмотки управления, так же как составляющие напряжения, представляют собой произведения величин, соответствующих номинальному режиму, на коэффициенты управления. Значения  $I_{0+}$  и  $I_{0-}$  можно легко определить, зная параметры схемы замещения двигателя.

Модули составляющих тока обмотки управления равны произведениям модулей

$$I_{v+} = I_{0+}k_{+}; \quad I_{v-} = I_{0-}k_{-}.$$
(8.11)

Выражения для токов и напряжений при амплитудном и фазовом управлении можно получить из (8.6)-(8.11) подстановкой в комплексные коэффициенты управления соответственно  $\sin\beta = 1$ ,  $\cos\beta = 0$  и  $\alpha = 1$ . При амплитудном управлении комплексные коэффициенты управления чисто вещественные

$$\underline{k}_{+a} = k_{+a} = \frac{1+\alpha}{2}; \ \underline{k}_{-a} = k_{-a} = -\frac{1-\alpha}{2}, \tag{8.12}$$

а при фазовом управлении

$$\underline{k}_{+\phi} = \frac{1 + \sin\beta - j\cos\beta}{2}; \quad \underline{k}_{-\phi} = \frac{1 - \sin\beta + j\cos\beta}{2};$$

$$k_{+\phi} = \sqrt{\frac{1 + \sin\beta}{2}}; \quad k_{-\phi} = \sqrt{\frac{1 - \sin\beta}{2}}.$$
(8.13)

Сравнивая выражения (8.12) и (8.13), можно убедиться, что при амплитудном и фазовом управлении соотношение модулей коэффициентов управления прямой и обратной последовательности в процессе регулирования изменяется по-разному (рис. 8.5). Значит, по своему воздействию на двигатель и по результату эти способы управления различны.



#### 8.3 Характеристики двигателей

Электромагнитную мощность в любом режиме можно определить, пользуясь выражением (2.25)

$$P_{_{\mathcal{P}M}} = P_{_{\mathcal{P}M1}} + P_{_{\mathcal{P}M2}} = 2 \Big[ I_{_{\mathcal{Y}+}}^2 r_{_{R\mathcal{Y}+}}(s) + I_{_{\mathcal{Y}-}}^2 r_{_{R\mathcal{Y}-}}(s) \Big].$$
(8.14)

Подставляя модули составляющих тока управления из (8.11), получим

$$P_{\rm _{3M}} = k_{\rm _{+}}^2 P_{\rm _{3M0^+}} + k_{\rm _{-}}^2 P_{\rm _{3M0^-}}. \tag{8.15}$$

где  $P_{_{3M0^+}} = 2I_{_{0^+}}^2 r_{_{Ry^+}}(s)$  и  $P_{_{3M0^-}} = 2I_{_{0^-}}^2 r_{_{Ry^-}}(s)$  – электромагнитные мощности прямой и обратной последовательности при круговом магнитном поле при скольжении равном *s*.

Вращающий момент двигателя можно определить путём деления электромагнитной мощности на синхронную частоту вращения  $\Omega_0$ 

$$M = k_{+}^{2} P_{_{\mathcal{Y}M0^{+}}} / \Omega_{_{0}} + k_{_{-}}^{2} P_{_{\mathcal{Y}M0^{-}}} / (-\Omega_{_{0}}) = k_{+}^{2} M_{_{0^{+}}} - k_{_{-}}^{2} M_{_{0^{-}}}.$$
(8.16)

где  $M_{0+}$  и  $M_{0-}$  – вращающие моменты, создаваемые токами прямой и обратной последовательности при круговом магнитном поле при скольжении равном *s*.

Моменты  $M_{0^+}$  и  $M_{0^-}$  можно определить, пользуясь известной формулой Клосса. Для составляющей прямой последовательности момент  $M_{0^+}$  равен

$$M_{0+} = M_{\kappa} \frac{2 + as_{\kappa}}{\frac{s}{s_{\kappa}} + \frac{s_{\kappa}}{s} + as_{\kappa}} = M_{\kappa} \frac{(2 + as_{\kappa})s_{\kappa}s}{s^{2} + s_{\kappa}^{2} + as_{\kappa}^{2}s}$$
(8.17)

где  $a = 2r_{sy} / (c_1 r_{ry}) \approx 2r_{sy} / r_{ry}; c_1 \approx 1 + x_{sy} / x_{my} \approx 1.$ 

Для составляющей обратной последовательности  $M_{0-}$  в выражении (8.17) нужно заменить скольжение *s* на 2-s.

Пусковые моменты для обеих составляющих одинаковы

$$M_{n+} = M_{n-} = M_{n} = M_{\kappa} \frac{(2 + as_{\kappa})s_{\kappa}}{1 + s_{\kappa}^{2} + as_{\kappa}^{2}}.$$
(8.17)

Поэтому можно представить вращающий момент двигателя в относительных единицах, выбрав пусковой момент в качестве базовой величины

$$\mu(s) = \frac{M}{M_{\pi}} = \mu_{+} - \mu_{-} = k_{+}^{2} \frac{\left(1 + s_{\kappa}^{2} + a s_{\kappa}^{2}\right)s}{s^{2} + a s_{\kappa}^{2}s + s_{\kappa}^{2}} - k_{-}^{2} \frac{\left(1 + s_{\kappa}^{2} + a s_{\kappa}^{2}\right)(2 - s)}{(2 - s)^{2} + a s_{\kappa}^{2}(2 - s) + s_{\kappa}^{2}}$$
(8.18)

В этом выражении можно перейти от скольжения к относительной частоте вращения v, выбрав в качестве базовой синхронную частоту  $\Omega_0$ . Тогда  $s = (\Omega_0 - \Omega)/\Omega_0 = 1 - v; 2 - s = 2 - 1 + v = 1 + v$  и

$$\mu(\nu) = k_{+}^{2} \frac{\left(1 + s_{\kappa}^{2} + as_{\kappa}^{2}\right)(1 - \nu)}{(1 - \nu)^{2} + as_{\kappa}^{2}(1 - \nu) + s_{\kappa}^{2}} - k_{-}^{2} \frac{\left(1 + s_{\kappa}^{2} + as_{\kappa}^{2}\right)(1 + \nu)}{(1 + \nu)^{2} + as_{\kappa}^{2}(1 + \nu) + s_{\kappa}^{2}}$$
(8.19)

Выражение (8.19) является уравнением механической характеристики двигателя в относительных единицах. Его можно преобразовать к более удобному виду, если ввести понятие нелинейности характеристики  $\mu_s$  как разности между реальным значением относительного момента  $\mu$  и значением, соответствующим линейной характеристике  $\mu_l = s$ , т.е.  $\mu_s = \mu - \mu_l = \mu - s \iff \mu = s + \mu_s$ (рис. 8.6, *a*). Нелинейность составляющей момента прямой последовательности  $\mu_+$  при круговом поле из уравнения (8.18) ( $k_+ = 1$ ;  $k_- = 0$ ) можно записать в виде

$$\mu_{s} = \frac{\left(1 + s_{\kappa}^{2} + a s_{\kappa}^{2}\right)s}{s^{2} + a s_{\kappa}^{2}s + s_{\kappa}^{2}} - s = \frac{\left(1 + a s_{\kappa}^{2} - a s_{\kappa}^{2}s - s_{\kappa}^{2}\right)s}{s^{2} + a s_{\kappa}^{2}s + s_{\kappa}^{2}}$$
(8.20)

Это выражение слишком сложно для анализа. Поэтому представим относительный момент  $\mu(s)$  в виде степенного ряда

$$\mu(s) = ps - qs^2$$



Рис. 8.6. Представление механической характеристика через относительную нелинейность  $\mu_s(a)$  и область возможных значений нелинейности  $\mu_{0.5}(b)$ 

и для определения коэффициентов *p* и *q* выберем в качестве узлов интерполяции значения скольжения s = 1 и s = 0,5. Тогда с учётом того, что  $\mu(1) = 1$  и  $\mu(0,5) = \mu_{0,5} + 1/2$ , получим два уравнения

$$\begin{cases} p-q=1 \\ p/2-q/4 = 1/2 + \mu_{0,5} \end{cases}$$

которые позволяют найти оба коэффициента

$$p = 1 + 4\mu_{0.5}; q = 4\mu_{0.5}.$$

Отсюда уравнение механической характеристики при круговом поле

$$\mu(s) = (1 + 4\mu_{0,5})s + 4\mu_{0,5}s^2, \qquad (8.21)$$

где согласно (8.20) при *s* = 0,5

$$\mu_{0,5} = \frac{1,5 + as_{\kappa}^2}{1 + 2as_{\kappa}^2 + 4s_{\kappa}^2}.$$
(8.22)

Оценим погрешность использования уравнения механической характеристики (8.21) вместо формулы Клосса в (8.18). Если ограничиться двигательным режимом работы, то скольжения  $0 \le s \le 1$  соответствуют вращающему моменту, создаваемому составляющей токов прямой последовательности, и для этой со-



ставляющей момента выражение (8.21) является очень хорошим приближением (рис. 8.7). Скольжения  $1 \le s \le 2$  соответствуют составляющей момента, создаваемой токами обратной последовательности. Для неё величина погрешности в значительной степени зависит от критического скольжения  $s_{\kappa}$ ,. В реальных двигателях критическое скольжение редко бывает меньше 3...4, поэтому можно считать, что погрешность вблизи точки холостого хода не превышает 30...40%.





Значит, вблизи точки холостого хода вращающий момент, создаваемый токами обратной последовательности, будет на 30...40% больше, чем момент, рассчитанный по выражению (8.21).

Если выбрать узлы интерполяции в области скольжений  $1 \le s \le 2$ , то можно за счёт увеличения погрешности вычисления вращающего момента от поля прямого вращения уменьшить погрешность расчёта момента от обратного поля. Однако это приведёт к существенному усложнению уравнения механической характеристики, что нецелесообразно ввиду того, что погрешность, получаемая в результате сум-

мирования вращающих моментов полей прямого и обратного вращения для реальных значений параметров двигателей, не превышает 3...5%.

Подставляя в уравнение (8.18) вместо формул Клосса выражение (8.21), после преобразований получим уравнение механической характеристики

$$\mu(\nu) = \alpha \cdot \sin\beta - \frac{1 + \alpha^2}{2}\nu + 4\mu_{0,5}\nu \left(\frac{1 + \alpha^2}{2} - \alpha \cdot \sin\beta \cdot \nu\right). \quad (8.23)$$

Первые два слагаемых в уравнении (8.23) соответствуют линейной механической характеристике. Её нелинейность определяется третьим слагаемым, причём, степень нелинейности зависит не только от величины  $\mu_{0,5}$ , но также от коэффициентов сигнала при амплитудном и фазовом управлении  $\alpha$  и sin $\beta$ . Это значит, что по мере их уменьшения будет уменьшаться и нелинейность механической характеристики. При нулевых значениях  $\alpha$  и/или sin $\beta$ , т.е. в режиме динамического торможения, механическая характеристика двигателя будет всегда линейной.

Как следует из выражения (8.22), нелинейность  $\mu_{0.5}$  зависит от величины

критического скольжения  $s_{\kappa} = \frac{c_1 r_{ry}}{\sqrt{r_{sy}^2 + x_{\kappa}^2}}$ , где  $x_{\kappa} = x_{sy} + c_1 x_{ry}$ , и отношения актив-

ных сопротивлений обмоток статора и ротора  $a = 2r_{sy}/(c_1r_{ry})$ . Отсюда можно найти соотношение между *a* и  $s_{\kappa}$ 

$$s_{\kappa}^{2} = \frac{1}{\left(\frac{r_{sy}}{c_{1}r_{ry}}\right)^{2} + \left(\frac{x_{sy} + c_{1}x_{ry}}{c_{1}r_{ry}}\right)^{2}} = \frac{1}{\left(\frac{a}{2}\right)^{2} + \left(\frac{x_{sy} + c_{1}x_{ry}}{c_{1}r_{ry}}\right)^{2}} \Longrightarrow a = 2\sqrt{\frac{1}{s_{\kappa}^{2}} - \left(\frac{x_{sy} + c_{1}x_{ry}}{c_{1}r_{ry}}\right)^{2}}.$$

Величина *а* – вещественное число, поэтому подкоренное выражение больше нуля и его максимум соответствует равенству нулю второго слагаемого, т.е.

$$a_{\rm max} = 2/s_{\kappa}$$

Минимально возможное значение *a*, очевидно, равно нулю  $a_{\min} = 0$ . Это означает равенство нулю подкоренного выражения, т.е.  $s_{\kappa} = \frac{c_1 r_{ry}}{x_{sv} + c_1 x_{rv}} \Longrightarrow r_{sy} = 0$ .

Подставляя предельные значения *а* в (8.22), получим область возможных значений нелинейности  $\mu_{0.5}$  (см. рис. 8.6,  $\delta$ )

$$\mu_{0,5\min} = \frac{1,5}{1+4s_{\kappa}^{2}} < \mu_{0,5} < \mu_{0,5\max} = \frac{0,5+(1+2s_{\kappa})}{(1+2s_{\kappa})^{2}}.$$
(8.24)

Линейность механических характеристик является одним из основных требований, предъявляемых к исполнительным двигателям. Поэтому для уменьшения  $\mu_{0,5}$  следует увеличивать активное сопротивление обмотки ротора, т.к. это увеличивает критическое скольжение. Границы области нелинейности  $\mu_{0,5}$ в выражении (8.24) значительно расширены, т.к. у микродвигателей  $r_{sy} \gg 0 \Rightarrow a_{min} \gg 0$ , а индуктивные сопротивления рассеяния статора и ротора соизмеримы с активным сопротивлением ротора, поэтому  $a_{max} < 2/s_{\kappa}$ . Учитывая это, а также реальные значения критического скольжения для оценок различных характеристик двигателя можно принять  $\mu_{0,5} \le 0,1$ .

Взяв производную  $\partial \mu_s / \partial s$  и приравняв результат нулю, можно найти скольжение, при котором нелинейность достигает максимума. Для обычных значений *a* и  $s_s$  эта величина незначительно отличается от 0,5.

Первое слагаемое в уравнении (8.23) соответствует пусковому моменту двигателя

$$\mu_k = \mu(0) = \alpha \cdot \sin\beta \,. \tag{8.25}$$

Следовательно, пусковой момент зависит только от коэффициентов сигнала.

Полагая в (8.23)  $\mu_{0,5} = 0$ , мы получим уравнение механической характеристики «идеального» двигателя

$$\mu_i(\nu) = \alpha \cdot \sin\beta - \frac{1 + \alpha^2}{2}\nu \iff \nu_i(\mu) = \frac{2(\alpha \cdot \sin\beta - \mu)}{1 + \alpha^2}.$$
 (8.26)

Отсюда частота вращения на холостом ходу

$$v_0 = v_i(0) = \frac{2\alpha \cdot \sin\beta}{1 + \alpha^2}.$$
(8.27)



Механические характеристики при амплитудном и фазовом управлении и их характерные точки можно получить из (8.25)-(8.27), полагая соответственно  $\sin\beta = \text{const} = 1$  и  $\alpha = \text{const} = 1$ .

На рис. 8.8 (a- $\delta$ ) приведены механические характеристики, построенные по уравнениям таблицы 8.1. Обращает на себя внимание погрешность, возникающая при переходе к идеализированной линейной модели. Она возрастает по мере снижения нагрузки и особенно сильно выражена при фазовом управлении.



Рис. 8.8. Механические характеристики (*a-в*) и мощность (*г-е*) реального (——) и идеального (— —) двигателя при амплитудном (*a*), фазовом (б) и амплитудно-фазовом управлении с фазосдвигающим конденсатором (*в*). [µ<sub>0.5</sub> = 0,1]

Механические характеристики реального двигателя при амплитудном и фазовом управлении, в отличие от идеального, нелинейны. Их нелинейность приблизительно одинакова. Наибольшей нелинейностью отличаются характеристики конденсаторного двигателя (рис. 8.8, *в*). Для них коэффициентом сигнала является отношение  $\alpha/\alpha_0$ , где  $\alpha_0$  – значение  $\alpha$ , при котором в двигателе создаётся круговое магнитное поле при пуске.

Из выражений таблицы 8.1 легко можно получить зависимость механической мощности двигателя от частоты вращения, т.к. она равна произведению vµ. При пуске и в режиме холостого хода эта характеристика обращается в нуль. В случае линейной механической характеристики максимум мощности соответствует скорости, равно половине скорости холостого хода. В реальных двигателях максимум смещается в сторону бо́льших частот (рис. 8.8, *г-е*). Причём, чем больше нелинейность механической характеристики, тем больше смещение максимума.



При одинаковых коэффициентах сигнала и частоте вращения двигатель с фазовым управлением развивает меньший вращающий момент и соответственно меньшую мощность.

За номинальную мощность исполнительного двигателя обычно принимается максимальная механическая мощность при номинальном коэффициенте сигнала ( $\alpha = 1$ ; sin $\beta = 1$ ), а частота вращения, соответствующая этой мощности, считается номинальной скоростью.

Возможность регулирования скорости вращения является важнейшим свойством исполнительных двигателей, а параметры, дающие количественную оценку этого свойства, относятся к числу главных.

В асинхронном исполнительном двигателе регулирование частоты вращения осуществляется путём изменения соотношения вращающих моментов, создаваемых полями прямого и обратного вращения. Во всех режимах кроме номинального магнитное поле в двигателе эллиптическое. Вращающий момент поля прямого вращения преодолевает помимо момента, создаваемого нагрузкой, тормозной момент поля обратного вращения. С уменьшением коэффициента сигнала доля тормозного момента возрастает, и частота вращения уменьшается.

Регулирование за счёт тормозного момента крайне неэкономично. При малых частотах КПД двигателя составляет сотые доли процента. Однако оно позволяет управлять двигателем при любых, в том числе нулевых, нагрузках. Этого нельзя добиться при регулировании симметричным изменением напряжения питания обеих обмоток в режиме кругового поля, т.к. в этом случае все механические характеристики выходят из точки холостого хода, и по мере уменьшения напряжения их жёсткость уменьшается, что приводит к потере устойчивости.

| Механическая характеристика |                               |  |   |
|-----------------------------|-------------------------------|--|---|
|                             |                               | Амплитудное управление   | Фазовое управление  |
| Реальная                    |                               | $\mu(\nu) = \alpha - \frac{1+\alpha^2}{2}\nu + 4\mu_{0,5}\nu\left(\frac{1+\alpha^2}{2} - \alpha\nu\right)$                     | $\mu(\nu) = \sin\beta - \nu + 4\mu_{0,5}\nu \left(1 - \sin\beta \cdot \nu\right)$ |
| Идеальная                   | Хар-ка                        | $\mu_i(\mathbf{v}) = \alpha - \frac{1 + \alpha^2}{2} \mathbf{v} \iff \mathbf{v}_i(\mu) = \frac{2(\alpha - \mu)}{1 + \alpha^2}$ | $\mu_i(\nu) = \sin\beta - \nu \iff \nu_i(\mu) = \sin\beta - \mu$                  |
|                             | Пусковой<br>момент            | $\mu_k = \alpha$   | $\mu_k = \sin\beta$   |
|                             | Скорость<br>холостого<br>хода | $v_0 = \frac{2\alpha}{1 + \alpha^2}$   | $v_0 = \sin \beta$  |

Таблица 8.1

Регулировочные свойства исполнительного двигателя зависят от характера изменения магнитного поля в процессе регулирования и от линейности механических характеристик.

Зависимость частоты вращения от сигнала управления и при постоянной нагрузке на валу двигателя называется *регулировочной характеристикой*.

Общее выражение регулировочной характеристики при амплитуднофазовом управлении реальным двигателем можно получить решением (8.23) относительно частоты вращения

$$v = \sqrt{\left(\frac{1+\alpha^2}{\alpha\sin\beta}\right)^2} A^2 + \frac{\alpha\sin\beta - \mu}{4\alpha\sin\beta \cdot \mu_{0,5}} - \frac{1+\alpha^2}{\alpha\sin\beta} A$$
(8.28)

где  $A = (1 - 4\mu_{0,5})/16\mu_{0,5}$  – постоянная величина, зависящая от параметров двигателя.

Регулировочные характеристики при амплитудном и фазовом управлении получим подстановкой в (8.28)  $\sin\beta = \text{const} = 1$  и  $\alpha = \text{const} = 1$  соответственно.

$$\nu(\alpha) = \sqrt{\left(\frac{1+\alpha^2}{\alpha}\right)^2 A^2 + \frac{\alpha-\mu}{4\alpha\mu_{0,5}} - \frac{1+\alpha^2}{\alpha} A}$$

$$\nu(\beta) = \sqrt{\left(\frac{2A}{\alpha\sin\beta}\right)^2 + \frac{\sin\beta-\mu}{4\sin\beta\cdot\mu_{0,5}}} - \frac{2A}{\sin\beta}$$
(8.29)

Для идеального двигателя регулировочные характеристики при амплитудном и фазовом управлениях соответствуют выражениям таблицы 8.1, если в них принять  $\mu = \text{const}$ .



Рис. 8.9. Регулировочные характеристики реального (——) и идеального (– –) двигателя при амплитудном (*a*), фазовом (б) и амплитудно-фазовом управлении с фазосдвигающим конденсатором (*b*). [µ<sub>0.5</sub> = 0,1]

Основным требованием, предъявляемым к регулировочным характеристикам, является линейность. Этому требованию удовлетворяет только фазовое управление идеальным двигателем (рис. 8.9,  $\delta$ ). В случае реального двигателя регулировочные характеристики нелинейны, но они значительно ближе к идеальным, чем характеристики амплитудного управления (рис. 8.9, *a*). Линейность характеристик зависит от нагрузки двигателя и возрастает при её увеличении. При амплитудном управлении при больших коэффициентах сигнала ( $\alpha \rightarrow 1$ ) и малой нагрузке ( $\mu \rightarrow 0$ ) крутизна регулировочной характеристики  $\partial v / \partial \alpha = 0$ , т.е. при изменении сигнала управления изменение скорости вращения равно нулю. Это означает, что двигатель в этой зоне теряет управляемость. Несмотря на несоответствие регулировочных характеристик идеалу, приводы с амплитудным управлением широко распространены, т.к. реализация регулятора здесь проще, а во многих случаях, например, в следящих системах, двигатель работает в зоне малых частот вращения, где линейность характеристик удовлетворительная.

Различия регулировочных характеристик при амплитудном и фазовом управлении объясняются разным характером изменения коэффициентов управления прямой и обратной последовательности при изменении коэффициентов сигнала (см. рис. 8.5).

Количественная оценка нелинейности регулировочной характеристики проводится разными авторами по-разному. Однако для этого всегда используется характеристика холостого хода, у которой нелинейность наибольшая. Подставив в (8.28)  $\mu = 0$ , получим уравнения этой предельной регулировочной характеристики для амплитудного и фазового управления

$$v_{\alpha 0} = \sqrt{\left(\frac{1+\alpha^2}{\alpha}\right)^2 A^2 + \frac{1}{4\mu_{0,5}} - \frac{1+\alpha^2}{\alpha} A};$$

$$v_{\beta 0} = \sqrt{\left(\frac{2}{\sin\beta}\right)^2 A^2 + \frac{1}{4\mu_{0,5}} - \frac{2}{\sin\beta} A}.$$
(8.30)

Значения нелинейности получаются вычитанием из (8.28) линейных характеристик  $v_i(\alpha) = \alpha$  и  $v_i(\beta) = \sin\beta$ 

$$\Delta v_{\alpha} = v_{\alpha 0} - \alpha = \sqrt{\left(\frac{1+\alpha^{2}}{\alpha}\right)^{2}} A^{2} + \frac{1}{4\mu_{0,5}} - \frac{1+\alpha^{2}}{\alpha} A - \alpha;$$

$$\Delta v_{\beta} = v_{\beta 0} - \sin\beta = \sqrt{\left(\frac{2}{\sin\beta}\right)^{2}} A^{2} + \frac{1}{4\mu_{0,5}} - \frac{2}{\sin\beta} A - \sin\beta.$$
(8.31)



На рис. 8.10, а, характепоказаны ристики, построенные по выражениям (8.31). Из рисунка видно, что при фауправлении **30BOM** нелинейность регулировочных характеристик существенно меньше. При амплитудном управлении максимум нелинейности



смещён в область малых коэффициентов сигнала, т.е. малых частот вращения,



что неблагоприятно для приводов, работающих в этой зоне. Однако кривые на рис. 8.10, *a*, соответствуют полному диапазону регулирования, если он ограничен и/или нагрузка двигателя ненулевая, то нелинейность будет существенно меньше. Это хорошо видно на рис. 8.10, *б*, при сопоставлении  $\Delta v_{ab}$  с максимальной нелинейностью полного диапазона регулирования на холостом ходу  $\Delta v_{0max}$ .

Помимо монотонной нелинейности существует нелинейность в виде мёртвой зоны в начале регулировочных характеристик, связанная с трением в опорах, наличием различных реактивных моментов, с дисбалансом ротора и т.п. Она указывается в параметрах двигателя в виде напряжения трогания на холостом ходу  $U_{\rm тp} \sim \alpha_{\rm тp}$ . Очевидно, что этот вид нелинейности также неблагоприятно сказывается на регулировочных свойствах двигателя, поэтому разработчики и производители принимают все меры для её уменьшения.

Рассмотренные выше характеристики исполнительного двигателя при амплитудно-фазовом управлении соответствуют непосредственному подключению обмотки возбуждения к источнику питания и *независимому* регулированию амплитуды и фазы напряжения обмотки управления. Однако на практике такое регулирование не применяется. Вместо этого последовательно с обмоткой возбуждения включают конденсатор (см. рис. 8.4). При этом изменение напряжения управления вызывает изменение напряжения и фазового сдвига в цепи обмотки возбуждения за счёт магнитной связи между обмотками при вращении ротора <sup>\*</sup>. Кроме того, взаимная индуктивность обмоток зависит от частоты вращения. Таким образом, в конденсаторном исполнительном двигателе реализуется зависимое амплитудно-фазовое регулирование со сложными функциями  $\mu(\alpha)$  и  $\nu(\alpha)$ , анализ которых в общем виде крайне затруднителен.

Характеристики конденсаторного двигателя зависят не только от его параметров, но и от выбора величины ёмкости конденсатора. Чаще всего ёмкость рассчитывают либо из условия получения кругового магнитного поля при пуске при номинальном напряжении обмотки управления, либо из условия получения максимального пускового момента. В этом случае во всех режимах работы поле в двигателе будет эллиптическим.

Механические характеристики конденсаторного двигателя (рис. 8.8, e) значительно более нелинейны, чем двигателя с амплитудным или фазовым управлением. В то же время, вращающий момент у него больше даже по сравнению с амплитудным или фазовым управлением при круговом поле ( $\alpha = 1$ ) (рис. 8.11, a). Это соотношение на первый взгляд кажется парадоксальным, т.к. в конденсаторном двигателе поле круговое только при пуске, а при амплитудном управлении с единичным коэффициентом сигнала поле круговое при всех частотах вращения. Однако в конденсаторном двигателе напряжение на обмотке возбуждения возрастает по мере увеличения частоты вращения, что вызывает увеличение прямого поля и результирующего вращающего момента. Поэтому меха-

<sup>\*</sup> см. раздел 2.3



нические характеристики конденсаторного двигателя на значительном участке располагаются выше характеристик этого же двигателя с амплитудным управлением (рис. 8.11, *a*).



Скорость холостого хода конденсаторного двигателя меньше, чем при амплитудном управлении, Т.К. малой при нагрузке доля coставляющей обратного вращения у него больше.

Рис. 8.11. Механические (*a*) и регулировочные (б) характеристики конденсаторного двигателя при значениях ёмкости, рассчитанной из условия получения при пуске кругового поля (*C*<sub>0</sub>) и максимального момента (*C*<sub>m</sub>), а также при амплитудном управлении (*C*=0)

Величина

пускового мо-

мента конденсаторного двигателя зависит от величины ёмкости C. При расчёте конденсатора на получение кругового поля при пуске ( $C = C_0$ ) пусковой момент равен моменту при амплитудном или фазовом управлении с единичным коэффициентом сигнала, т.к. во всех трёх случаях условия работы двигателя одинаковы. Если же ёмкость рассчитывается из условия получения максимального пускового момента ( $C = C_m$ ), то её величина получается больше, чем при круговом поле. Это приводит к увеличению тока обмотки возбуждения и создаваемого ею магнитного потока и, как следствие, к повышению вращающего момента двигателя.

Выбор ёмкости влияет не только на пусковой режим, но также и на характеристику в целом. При  $C = C_m$  линейность механических характеристик больше и они на значительном участке идут выше, чем у двигателей с конденсатором, рассчитанным на круговое поле (рис. 8.11, *a*). В случае  $C = C_0$  механическая характеристика обладает малой жёсткостью при низких частотах вращения, поэтому двигатель в этой зоне не может работать устойчиво. Для устранения этого недостатка включают дополнительный конденсатор в цепь обмотки управления. При этом не только повышается устойчивость работы двигателя, но улучшаются также его энергетические показатели за счёт повышения коэффициента мощности электрической цепи управления.

Механическая мощность конденсаторного двигателя больше, чем двигателя с амплитудным и, тем более, с фазовым управлением (рис. 8.8, е). Это объясняется бо́льшим вращающим моментом вследствие бо́льшего напряжения на обмотке возбуждения.

Регулировочные характеристики конденсаторного двигателя с ёмкостью, рассчитанной на получение кругового поля при пуске, имеют значительно

бо́льшую нелинейность, чем характеристики при амплитудном или фазовом управлении (рис. 8.9, в). Увеличение ёмкости конденсатора, в случае её расчёта



Рис. 8.12. Возможные способы снятия сигнала управления

на максимальный пусковой момент, приводит к повышению линейности характеристик, в чём можно убедиться, рассматривая рис. 8.11, *б*.

Кроме рассмотренных выше нелинейностей регулировочных характеристик существует ещё одна, называемая *самоходом*. Она проявляется во вращении ротора на холостом ходу при отсутствии сигнала управления и, в отличие от других нелинейностей, недопустима в исполнительного двигателях.

Различают два вида самохода: параметрический и технологический. В первом случае ротор продолжает вращаться после снятия сигнала управления. Этот самоход связан с несогласованностью внутреннего сопротивления источника питания обмотки управления с параметрами двигателя. При втором типе самохода неподвижный ротор начинает вращаться при подключении одной только обмотки возбуждения к источнику питания. Причиной этого является некачественное изготовление двигателя, т.е. несоблюдение технологии.

Как следует из рис. 8.12, снять сигнал управления можно отключением обмотки от источника (*a*); созданием нулевой разности потенциалов при конечном значении внутреннего сопротивления источника сигнала, например, сопротивления обмотки выходного трансформатора регулятора ( $\delta$ ) и замыканием накоротко обмотки управления ( $\epsilon$ ). Последний вариант, если он не реализуется контактным устройством, соответствует питанию обмотки управления от низкоомного (идеального) источника ЭДС.

В общем случае первый вариант снятия сигнала при непрерывном регулировании реализуется источником питания типа источник тока. Этот вид управления и тип источника обычно не используются на практике. В случае же простого отключения обмотки каким-либо контактным устройством (реле, контактор и т.п.) самоход возможен при определённом сочетании параметров двигателя и частоты вращения.

Последние два варианта рис. 8.12 соответствуют реальным условиям работы двигателя при снятии сигнала. В этих случаях цепь обмотки управления является нагрузкой, в которой рассеивается часть энергии вращающегося ротора, т.е. с помощью замкнутой цепи обмотки в двигателе создаётся режим динамического торможения. Очевидно, что эффективность торможения зависит от со-



противления цепи. Чем оно меньше, тем больше тормозной момент и меньше вероятность возникновения самохода. В правильно спроектированном двигателе самоход при нулевом сопротивлении источника сигнала управления принципиально невозможен. Следует заметить, что для каждого типа двигателя существует, как правило, свой тип регулятора, внутреннее сопротивление которого обеспечивает работу привода без самохода. Если же такого регулятора нет, то разработчик двигателя обычно указывает в технических данных требования к источнику питания.

Причиной технологического самохода является магнитная асимметрия двигателя. Она может возникать вследствие неравенства магнитных проводимостей пакетов статора и/или ротора в осевых направлениях; неравномерности воздушного зазора из-за эллиптичности расточки статора или эксцентриситета установки ротора, а также вследствие наличия короткозамкнутых витков в обмотках статора или в пакетах магнитопровода, которые наводимыми в них токами создают магнитные потоки нарушающие симметрию магнитного поля двигателя.

Отсутствие самохода существенно для точных приборных приводов, работающих вхолостую или при малых моментах нагрузки. При правильном выборе источника питания и соблюдении технологии изготовления двигателя самоход не возникает. Однако он может появляться в процессе эксплуатации, например, в результате замыкания витков обмотки из-за нарушения целостности изоляции, и при этом оставаться незамеченным, если привод работает с постоянным или мало меняющимся моментом нагрузки и не возникает иных проявлений дефекта в виде нагрева двигателя или отклонения от номинальных данных.

Исполнительные двигатели являются элементами систем автоматического управления. Поэтому у них существует целый ряд параметров, с помощью которых оцениваются свойства двигателей в этом качестве.

К ним относятся коэффициенты, характеризующие реакцию двигателя на сигнал управления. Это коэффициенты управления:

• по моменту –

$$k_{M} = \left| \partial M_{k} / dU_{y} \right|_{\Omega=0}$$

Для асинхронных исполнительных двигателей согласно (8.25)  $\mu_k = \alpha \cdot \sin\beta$ , следовательно,  $k_M = M_k / U_v = \text{const}$ .

• по скорости –

$$k_{\Omega} = \Omega_0 / U_{\rm y}$$

• по ускорению –

$$k_{\varepsilon} = k_M / J$$
,

где *J* – момент инерции ротора.

Кроме этих коэффициентов используется коэффициент внутреннего демпфирования или вязкого трения

$$k_D = \left| \partial M_k \,/\, d\Omega \right|_{U_v = \text{const}}.$$

В теории электропривода этот коэффициент называется жёсткостью механической характеристики и для «идеального» исполнительного двигателя с линейной характеристикой он равен

$$k_D = M_k / \Omega_0$$
.

Состояние двигателя, как любой электромеханической системы, определяется энергией образующих её тел и магнитных полей. При изменении состояния происходит перераспределение энергии между элементами системы за счёт внешнего источника. Этот процесс представляет собой сложное развивающееся во времени физическое явление, математическую модель которого можно создать, только используя целый ряд упрощений. Для двигателя переходный процесс можно разделить на две составляющие: электромагнитный процесс, связанный с энергией магнитных полей, и механический процесс, связанный с энергией магнитных полей, и механический процесс, связанный с энергией магнитных полей, и механический процесс, связанный с энергией явижущихся тел (масс). Если электромагнитные процессы протекают значительно быстрее, чем механические, то их не учитывают и тогда переходный процесс описывается вторым законом Ньютона или уравнением движения

$$M - M_c = J \left( d\Omega / dt \right).$$

В случае нулевой нагрузки ( $M_c = 0$ ) переходный процесс определяется только параметрами двигателя, поэтому характеристики процесса могут служить для оценки его свойств.

Механическую характеристику «идеального» двигателя можно представить в виде

$$M = M_k - k_D \Omega = M_k - M_k \Omega / \Omega_0.$$

Подставляя это выражение в уравнение движения, получим

$$M_{k} - M_{k} \frac{\Omega}{\Omega_{0}} = J \frac{d\Omega}{dt} \Longrightarrow \frac{d\Omega}{dt} + \frac{M_{k}}{J\Omega_{0}} \Omega - \frac{M_{k}}{J} = 0.$$
(8.32)

Решение этого уравнения

$$\Omega = \Omega_0 \left( 1 - e^{-\frac{M_k}{J\Omega_0}t} \right) = \Omega_0 \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_{\rm M}}} \right),$$

где  $T_{_{\rm M}} = J\Omega_0 / M_k$  – электромеханическая постоянная времени, определяющая быстродействие двигателя.

При фазовом управлении идеальным двигателем жёсткость механической характеристики не зависит от коэффициента сигнала  $M_k/\Omega_0 = \text{const}$ , поэтому при регулировании динамика привода не меняется. В случае реального двигателя динамика будет разной в разных точках механической характеристики при различных коэффициентах сигнала. Однако она будет меняться не столь сильно как в случае амплитудного или амплитудно-фазового управления.

Если в уравнении (8.32) перейти к операторной форме, то можно найти передаточную функцию по скорости двигателя с линейной механической характеристикой

$$p\Omega + \frac{1}{T_{_{\mathrm{M}}}}\Omega - \frac{k_{_{M}}U_{_{\mathrm{y}}}}{J} = 0 \Longrightarrow \Omega(T_{_{\mathrm{M}}}p+1) = \frac{T_{_{\mathrm{M}}}k_{_{M}}}{J}U_{_{\mathrm{y}}}.$$



Учитывая, что  $\frac{T_{M}k_{M}}{J} = \frac{J\Omega_{0}}{M_{k}J}\frac{M_{k}}{U_{y}} = \frac{\Omega_{0}}{U_{y}} = k_{\Omega}$ , получим выражение передаточ-

ной функции

$$\frac{\Omega}{U_{y}} = \frac{k_{\Omega}}{T_{M}p+1}.$$
(8.33)

#### 9. Исполнительные двигатели постоянного тока

Исполнительные двигатели постоянного тока используются в системах автоматики и телемеханики столь же широко, как и двигатели переменного тока. Это объясняется, прежде всего, возможностью просто, плавно и экономично регулировать частоту вращения в очень широких пределах. Кроме того, эти двигатели имеют линейные механические характеристики и обеспечивают устойчивость работы практически при любых частотах вращения. При этом удельная мощность исполнительных двигателей постоянного тока в 2...3 раза больше, чем двигателей переменного тока, но несколько меньше, чем силовых двигателей. Это связано с тем, что, во-первых, для повышения линейности характеристик и устранения влияния на них поля реакции якоря магнитную систему двигателей делают менее насыщенной, а во-вторых, в этих двигателях снижают плотность тока в обмотках, чтобы снизить нагрев в условиях плохой вентиляции, т.к. исполнительные двигатели никогда не снабжаются встроенными вентиляторами (крыльчатками). Крыльчатку не устанавливают на роторе потому, что при работе на пониженных частотах она практически бесполезна, а именно такие режимы работы являются основными для исполнительного двигателя, при этом крыльчатка увеличивает момент инерции ротора и, соответственно, электромеханическую постоянную времени двигателя.

Основным недостатком наиболее распространённых коллекторных исполнительных двигателей является наличие у них скользящих контактов в виде коллектора и щёток. Это создаёт нестабильность характеристик двигателя, т.к. при работе изменяется сопротивление контакта, происходит подгорание и загрязнение пластин коллектора, износ, а иногда и разрушение щёток. Искрение при коммутации создаёт помехи для аппаратуры управления и других пользователей.

По конструкции якоря коллекторные исполнительные двигатели можно разделить на двигатели с ферромагнитным шихтованным якорем гладким или имеющим пазы и двигатели с малоинерционным якорем, не имеющим ферромагнитного магнитопровода.

По способу возбуждения коллекторные исполнительные двигатели можно разделить на двигатели с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением.

Управление исполнительным двигателем может осуществляться по цепи якоря – якорное управление (рис. 9.1, *a*), или по цепи обмотки возбуждения –



полюсное управление (рис. 9.1, б). У двигателей с магнитоэлектрическим возбуждением возможно только якорное управление.

Наряду с коллекторными двигателями в системах автоматики часто используются бесколлекторные (вентильные) двигатели. Основные характеристики этих двигателей аналогичны характеристикам коллекторных двигателей с якорным управлением<sup>\*</sup>.

## 9.1. Конструкции двигателей



Рис. 9.1. Схемы включения исполнительного двигателя при якорном (*a*) и полюсном (*б*)

Исполнительные двигатели с обычным якорем и электромагнитным возбуждением отличаются от силовых двигателей только тем, что у них весь магнитопровод, включая полюсы и корпус статора, делается шихтованным. Это необходимо для уменьшения влияния магнитных полей, создаваемых вихревыми токами в переходных режимах, и повышения за счёт этого быстродействия.

Кроме того, для улучшения коммутации в исполнительных двигателях обычно увеличивают количество секций обмотки якоря и, соответственно, число пластин коллектора. Не-

обходимость оптимизации коммутации в исполнительных двигателях связана с тем, что они постоянно работают в переходных режимах с большими токами (пуск, остановка, реверс). За счёт дробления обмотки уменьшается количество витков в коммутируемой секции и, следовательно, наводимые в ней ЭДС (вращения, самоиндукции, взаимоиндукции), что существенно улучшает условия коммутации.

Очень часто в исполнительных двигателях используется возбуждение от постоянных магнитов. Это позволяет за счёт исключения потерь в обмотке возбуждения значительно увеличить КПД, который достигает значений 60...70% даже при мощностях в единицы ватт.

Постоянные магниты обеспечивают практически полную независимость основного магнитного потока двигателя от внешних воздействий, что положительно сказывается на эксплуатационных характеристиках.

Отсутствие тепловыделения обмотки возбуждения в двигателе с постоянными магнитами позволяет при той же рабочей температуре увеличить ток якоря и, тем самым, значительно увеличить вращающий момент и мощность двигателя. Поэтому такие двигатели называются высокомоментными.

Постоянно ведущийся поиск новых более дешёвых, эффективных и технологичных материалов магнитов постепенно расширяет диапазон мощностей двигателей с магнитоэлектрическим возбуждением. В настоящее время серийно выпускаются двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением мощностью от долей ватта до нескольких десятков киловатт.

см. раздел 7


Помимо обычной конструкции якоря с ферромагнитным сердечником существуют двигатели с гладким якорем. Они отличаются тем, что пакет якоря не имеет пазов. Обмотка располагается на наружной гладкой поверхности пакета и прикрепляется к ней бандажами и клеящими составами. Такая конструкция обмотки существенно уменьшает её индуктивность, что приводит к улучшению коммутации и уменьшению электромеханической постоянной времени двигателя. В то же время, на толщину обмотки увеличивается немагнитный промежуток на пути магнитного потока полюсов, вследствие чего требуется либо увеличение тока возбуждения, либо увеличение числа витков обмотки и, соответственно, габаритов двигателя.

Одним из недостатков исполнительных двигателей с ферромагнитным па-



Рис. 9.2. Двигатель с дисковым якорем и печатной обмоткой

кетом ротора является большой момент инерции, снижающий быстродействие. Этого недостатка нет у двигателей с обмоткой, отделённой от магнитопровода по аналогии с асинхронными двигателями с полым ротором. Они называются малоинерционными двигателями. В зависимости от технологии изготовления различают двигатели с обмоткой якоря, выполненной печатным способом, и с обмоткой, изготовленной из обычного провода и закреплённой на поверхности немагнитной подложки. Подложка якорей может быть в форме диска и цилиндра.

В качестве примера на рис. 9.2 показана конструкция двигателя с дисковым якорем. Диск якоря I представляет собой тонкую текстолитовую подложку, на которую с двух сторон печатным способом (травлением или осаждением) нанесены проводники обмотки (рис. 9.2,  $\delta$ ). На наружном и внутреннем краях диска проводники верхнего и нижнего слоя соединяются между собой с помощью металлизированных отверстий. На наружном крае диска соединяются проводники, образующие секцию обмотки, а на внутреннем крае осуществляется межсекционное соединение так, что соединённые последовательно секции находятся под разными парами полюсов. Радиальные части проводников верхнего и нижнего слоя располагаются на расстоянии полюсного деления друг от друга. В результате образуется простая волновая обмотка с полным шагом, каждая секция которой состоит из одного витка.

Диск якоря закрепляется на валу двигателя 2 с помощью втулки 3 и гайки, что позволяет осуществлять его замену в случае неисправности. Щётки 4 прижимаются к неизолированной поверхности проводников обмотки диска, выполняющей функцию коллектора.

Магнитное поле в двигателе возбуждается цилиндрическими или призматическими постоянными магнитами 5 с полюсными наконечниками 6. Создаваемый ими магнитный поток замыкается по корпусу двигателя и магнитопроводу 7 и 8 в осевом направлении.

Вращающий момент в двигателе создаётся в результате взаимодействия токов, протекающих в проводниках обмотки якоря, с магнитным полем статора, т.е. точно так же как в двигателях обычной конструкции.

Скольжение щёток по печатным проводникам обмотки вызывает их износ и значительно сокращает срок службы двигателя. Эта проблема устраняется либо своевременной заменой диска якоря, либо изготовлением якоря с дисковым коллектором, к пластинам которого присоединяются проводники обмотки.

Обмотку дискового якоря можно выполнить также обычным обмоточным проводом. Для этого секции обмотки наматываются на шаблон. После чего они раскладываются веером и заливаются эпоксидным компаундом, который после отвердения придаёт якорю необходимую форму и механическую прочность. Концы проводников секции выводятся как в обычном якоре на пластины коллектора.

Технология производства обмотки из провода значительно сложнее печатной технологии и содержит большое количество ручных операций. Основной причиной использования этой конструкции является то, что здесь, в отличие от печатной обмотки, можно значительно увеличить число проводников в секции. Это позволяет увеличить рабочее напряжение двигателя и снизить частоту вращения ( $E_{\rm вp} \sim w\Omega \approx U_{\rm g}$ ).

Недостатком дискового якоря является большой диаметр. При малой толщине диска это создаёт опасность разрушения при больших скоростях вращения, а также выхода из строя из-за коробления при нагреве. Кроме того, такая конструкция имеет относительно большой момент инерции. Эти недостатки устраняются при переходе к цилиндрической форме якоря.

Конструктивная схема исполнительного двигателя с полым цилиндрическим якорем идентична схеме асинхронного двигателя с полым ротором (рис. 6.1) и отличается от неё только наличием на роторе коллектора и щёток.

Типы обмоток и технология их изготовления у цилиндрического и дискового якоря ничем не отличаются друг от друга. Они также могут быть печатными или изготовленными из обмоточного провода. В отличие от дисковых, цилиндрические якоря всегда имеют коллектор. Цилиндрический якорь кроме меньшего момента инерции обладает бо́льшей механической прочностью по сравнению с дисковым якорем, что позволяет применять этот тип конструкции в двигателях мощностью до 10 кВт.

Отсутствие стального сердечника и особенности конструкции обмоток малоинерционных якорей создают ряд положительных качеств исполнительного двигателя. Помимо малого момента инерции, они обладают более высоким КПД вследствие отсутствия потерь в сердечнике. Малая индуктивность обмотки якоря, имеющей малое число витков и расположенной вне магнитопровода  $(L \sim w^2 \mu)$ , обеспечивает хорошую безыскровую коммутацию. Кроме того, такое расположение обеспечивает интенсивное охлаждение обмотки при вращении и позволяет значительно увеличить плотность тока в ней.

К недостаткам малоинерционных двигателей следует отнести большой немагнитный промежуток, складывающийся из двух воздушных зазоров и толщины якоря, а также недостаточную механическую прочность якоря, приводящую к его короблению и отказу двигателя при высоких температурах.

Большой немагнитный промежуток требует значительной МДС для проведения через него магнитного потока. При электромагнитном возбуждении и заданной допустимой плотности тока в обмотке это приводит к необходимости увеличения числа витков и габаритов двигателя. В случае магнитоэлектрического возбуждения большой зазор также потребует увеличения объёма магнитов, однако при этом не будет потерь энергии, обусловленных протеканием тока в обмотке. Поэтому малоинерционные двигатели, как правило, возбуждаются постоянными магнитами.

### 9.2. Основные характеристики двигателей при якорном управлении

При якорном управлении исполнительным двигателем обмотка возбуждения подключается к сети с постоянным по значению напряжением, а на обмотку якоря подаётся регулируемое напряжение (рис.9.1, *a*), с помощью которого устанавливается требуемое значение вращающего момента или частоты вращения.

Для анализа характеристик в общем виде, т.е. независимо от параметров конкретного двигателя, их нужно представить в относительных единицах.

Напряжение и ток обмотки возбуждения при якорном управлении постоянны, поэтому постоянным будет и магнитный поток  $\Phi \sim I_{\rm B} \sim U_{\rm B} = {\rm const}$ .

Примем в качестве коэффициента сигнала отношение напряжения управления к номинальному напряжению питания якоря  $U_0$ 

$$\alpha = U_{\rm v} / U_0. \tag{9.1}$$

В качестве базовых величин удобно выбрать вращающий момент при пуске с номинальным напряжением якоря  $M_{k0} = c\Phi I_{k0} = c\Phi U_0/R$  и частоту холостого хода  $\Omega_0 = U_0/(c\Phi)$ . Эти величины являются константами для любого двигателя. Тогда, разделив обе части уравнения механической характеристики (5.6) на  $\Omega_0$ , получим с учётом (9.1)



Отсюда как частный случай получаются механические  $v = f(\mu)|_{\alpha=\text{const}}$  и регулировочные характеристики  $v = f(\alpha)|_{\mu=\text{const}}$ . Очевидно, что обе характеристики линейны. При изменении коэффициента сигнала механическая характеристика смещается параллельно, сохраняя жёсткость (рис. 9.3, *a*). Так же параллельно смещается регулировочная характеристика при изменении нагрузки двигателя (рис. 9.3, *б*). Скорость холостого хода и пусковой момент двигателя линейно зависят от коэффициента сигнала и в относительных единицах равны ему.



Таким образом, исполнительный двигатель постоянного тока при якорном управлении обладает идеальными характеристиками, которыми не обладает ни один другой двигатель.

Рис. 9.3. Механические (а) и регулировочные (б) характеристики исполнительного двигателя при якорном управлении

Мощность, расходуемая на возбуждение, рав-

на электрическим потерям в активном сопротивлении обмотки  $r_{\rm B} - P_{\rm B} = U_{\rm B}^2/r_{\rm B}$ . Она не зависит от нагрузки и составляет 5...30% от номинальной мощности двигателя. Причём, бо́льшее значение относится к двигателям мощностью 5...7 Вт. В двигателях с постоянными магнитами эта мощность равна нулю.

Основное потребление электрической энергии происходит в цепи якоря двигателя, т.е. в данном случае в цепи управления. Мощность управления равна

$$P_{y} = U_{y}I_{y} = \alpha U_{0}I_{y} = \alpha U_{0}\frac{\alpha U_{0} - E}{R}$$

Используя базовые величины и равенство  $v = \alpha - \mu$ , её можно представить в относительных единицах

$$\frac{P_{y}}{M_{k0}\Omega_{0}} = p_{y} = \alpha(\alpha - \nu) = \alpha(\alpha - \alpha + \mu) = \alpha\mu = \nu_{0}\mu$$

Но произведение частоты холостого хода на вращающий момент на валу двигателя ( $v_0\mu$ ) есть электромагнитная мощность. Следовательно, мощность управления равна электромагнитной мощности двигателя.

Мощность, рассеиваемую на активном сопротивлении в цепи якоря можно определить как

$$P_{g} = U_{R}I_{g} = (\alpha U_{0} - E)I_{g} = c\Phi I_{g}(\Omega_{0} - \Omega) = M(\Omega_{0} - \Omega)$$

или в относительных единицах

$$p_{_{9}} = \frac{P_{_{9}}}{M_{_{k0}}\Omega_{_{0}}} = \mu(\alpha - \nu) = \mu^{2} = \mu(\nu_{_{0}} - \nu) = p_{_{y}} - p_{_{M}}, \qquad (9.4)$$

где

$$p_{M} = \mu v = (\alpha - v)v = \mu(\alpha - \mu)$$
(9.5)

- механическая мощность на валу двигателя.

Таким образом, мы пришли к хорошо известному результату, заключающемуся в том, что электромагнитная мощность равна сумме механической мощности на валу двигателя и мощности, рассеиваемой в цепи якоря, иначе называемой мощностью скольжения.

На плоскости механической характеристики это соотношение мощностей имеет наглядное геометрическое представление в виде соотношения площадей прямоугольников. Для любой рабочей точки *a* с координатами  $\mu_a$ ;  $v_a$  электромагнитная мощность  $p_{ya}$  (мощность цепи управления) равна площади прямоугольника 0*cde* с вершиной в точке холостого хода (рис. 9.4, *a*). Механическая мощность двигателя в точке *a* ( $p_{Ma}$ ) равна произведению её координат, т.е. площади прямоугольника 0*bae*, а мощность скольжения  $p_{3a}$  – разности площадей



Рис. 9.4. Составляющие мощности двигателя (а) и зависимость их от скорости вращения при якорном управлении (б)

прямоугольников 0*cde* и 0*bae*, т.е. площади *abcd*.

При увеличении нагрузки двигателя частота вращения уменьшается, и рабочая точка смещается вниз. При этом мощность управления растёт, пока при неподвижном роторе (v = 0) не достигает своего максимального значения

$$p_{\rm ymax} = \alpha^2. \tag{9.6}$$

В этом режиме вся мощность управления рассеивается в виде тепла внутри якоря. В случае снижения нагрузки мощность управления уменьшается и в режиме холостого хода становится равной нулю. Эта закономерность видна на характеристиках  $p_y = f(v)|_{\alpha = \text{const}}$  на рис. 9.4,  $\delta$ .

На этом же рисунке построены характеристики  $p_{M} = f(v)|_{\alpha=\text{const}}$ . При пуске и на холостом ходу механическая мощность равна нулю. По мере отклонения от этих точек, она возрастает и достигает максимума

$$p_{\rm Mmax} = \alpha^2 / 4 \,. \tag{9.7}$$

при  $\nu = \alpha / 2$ .

Разность ординат точек характеристик  $p_y = f(v)$  и  $p_M = f(v)$  равна мощности скольжения  $p_3$ , т.е. тепловым потерям в якоре двигателя. Следует заметить, что вследствие сохранения жёсткости механических характеристик, при регулировании они смещаются параллельно. Поэтому площадь прямоугольника *abcd* не зависит от ординат его вершин ( $ab \times bc = a'b' \times b'c'$ ) и определяется только величиной относительного момента µ.

Коэффициент полезного действия без учета потерь в обмотке возбуждения и механических потерь в двигателе равен отношению мощности управления к механической мощности

$$\eta = p_{\rm M} / p_{\rm y} = \alpha \, .$$

При максимальной механической мощности двигателя он составляет 50% и достигает 100% при нулевой мощности на валу в режиме холостого хода.

Главным и единственным недостатком регулирования частоты вращения и вращающего момента двигателя по цепи якоря является большая мощность управления. Это, по существу, вся мощность потребляемая двигателем, за вычетом потерь в обмотке возбуждения. Следовательно, при якорном управлении мощность регулятора (усилителя, управляемого выпрямителя, импульсного преобразователя) должна быть больше мощности двигателя.

### 9.3. Основные характеристики двигателей при полюсном управлении

При полюсном управлении функции обмотки возбуждения выполняет обмотка якоря, а обмотка полюсов двигателя является обмоткой управления. Якорь двигателя подключается к источнику с постоянным значением напряжения через добавочное сопротивление  $R_{\rm g}$ , ограничивающее ток в цепи (рис. 9.1,  $\delta$ ). Обмотка возбуждения подключается к источнику регулируемого напряжения, величину которого можно представить коэффициентом сигнала

$$\beta = U_{\rm y} / U_{\rm B0}, \qquad (9.8)$$

где  $U_{\rm B0}$  – номинальное напряжение обмотки возбуждения.

Если машина ненасыщенна, то магнитный поток полюсов является линейной функцией от тока или напряжения питания обмотки

$$\Phi = kU_{\rm B} = k\beta U_{\rm B0} = \beta\Phi_0 \tag{9.9}$$

(9.10)

где  $\Phi_0$  – магнитный поток при номинальном напряжении обмотки возбуждения.

Подставляя (9.9) в уравнение (9.2) и используя те же базовые величины, получим

 $v = \frac{\beta - \mu}{\beta^2} = \frac{1}{\beta} - \frac{\mu}{\beta^2}.$ 



Рис. 9.5. Механические характеристики (*a*), регулировочные характеристики (*б*) и зависимость механической мощности от частоты вращения (в) при полюсном управлении

Из уравнения (9.10) следует, что механические характеристики двигателя с полюсным управлением  $v = f(\mu)|_{\beta=\text{const}}$  линейны (рис. 9.5, *a*). В отличие от якорного управления, жёсткость механических характеристик зависит от коэффициента сигнала  $\beta$ , причём, во второй степени. С увеличением  $\beta$  жёсткость быстро увеличивается.

Пусковой момент при полюсном управлении, так же как у всех других исполнительных двигателях и при всех способах управления, равен коэффициенту сигнала β.

Скорость холостого хода изменяется обратно пропорционально  $\beta$  и при отсутствии сигнала управления теоретически должна возрасти до бесконечности. На практике это невозможно, т.к. даже при отсутствии нагрузки в двигателе существует момент трения подшипников, вентиляторный момент, создаваемый трением якоря о воздух, асинхронный момент от вихревых токов и др. Однако без нагрузки частота вращения может в несколько раз превышать номинальное значение, что очень опасно для двигателя. Поэтому характер нагрузки двигателя с полюсным управлением должен исключать возможность уменьшения тормозного момента ниже допустимого уровня. Полагая в (9.10)  $\mu = \text{const}$ , мы получим уравнение регулировочных характеристик. Эти характеристики нелинейны (рис. 9.5,  $\delta$ ), но, кроме того, они при малых значениях момента нагрузки неоднозначны, т.е. одинаковые частоты вращения могут быть получены при разных коэффициентах сигнала, что совершенно недопустимо в работе системы автоматики. В области нормальных значений коэффициента сигнала  $0 \le \beta \le 1$  регулировочные характеристики имеют максимум. Коэффициент сигнала, соответствующий максимуму можно найти, взяв производную по  $\beta$  и приравнивая её нулю

$$\frac{\partial \nu}{\partial \beta} = \frac{2\mu - \beta}{\beta^3} = 0 \implies \beta = 2\mu.$$
(9.11)

Отсюда значение максимума

$$v_{\max} = \frac{1}{2\beta}.$$
(9.12)

Вблизи точки максимума двигатель теряет управляемость. Точка максимума, лежащая на границе области управления ( $\beta = 1$ ), соответствует моменту нагрузки  $\beta_{max} = 1 = 2\mu_{min} \Rightarrow \mu_{min} = 1/2$ . Для всех моментов нагрузки  $\mu > \mu_{min}$  эта точка находится вне области нормального управления, поэтому приводы с полюсным управлением используются в таких системах, где нагрузочный момент не опускается ниже половины пускового момента в номинальном режиме. Тем самым исключается также возможность разгона двигателя до опасной частоты вращения. Следовательно, при полюсном управлении диапазон регулирования ограничен в пределах  $0,5 < \beta \le 1$ .

Мощность управления соответствует потерям в обмотке полюсов

$$P_{\rm y} = U_{\rm y}^2 / R_{\rm y} = \beta^2 U_{\rm B0}^2 / R_{\rm y}.$$

Она весьма незначительна по сравнению с мощностью, потребляемой двигателем. Учитывая ограничение на диапазон регулирования, мощность управления изменяется от <sup>1</sup>/<sub>4</sub> до номинальной мощности обмотки возбуждения. Но даже номинальная мощность составляет от 5% до 30% мощности, потребляемой двигателем. Это позволяет существенно уменьшить мощность регулятора, а значит, его массу, габариты и стоимость по сравнению с якорным управлением.

Механическая мощность на валу двигателя при полюсном управлении равна

$$p_{\rm M} = \nu\mu = \frac{(\beta - \mu)\mu}{\beta^2}.$$

Найдём максимум функции  $p_{_{\rm M}} = f(\mu)$ , взяв производную по  $\mu$  и приравнивая её нулю

$$\frac{\partial p_{_{\rm M}}}{\partial \mu} = \frac{\beta - 2\mu}{\beta^2} = 0 \implies \beta = 2\mu.$$
(9.13)

Отсюда значение максимума

$$p_{\rm Mmax} = 1/4$$
. (9.14)

Таким образом, максимальная механическая мощность при полюсном управлении не зависит от коэффициента сигнала (рис. 9.5, *в*). Этот результат соответствует известному из теории электропривода способу регулирования с постоянной располагаемой мощностью.

Условие максимума механической мощности (9.13) и условие максимума частоты вращения регулировочной характеристики (9.11) совпадают. Следовательно, геометрическое место точек максимумов регулировочных характеристик (линия  $v_{max} = 1/(2\beta)$  на рис. 9.5, б) является одновременно и местом точек максимумов механической мощности.

Подстановкой условия  $\beta = 2\mu$  в уравнение (9.10) мы получим линию точек максимума механической мощности на плоскости механических характеристик

$$v = \frac{1}{4\mu}.\tag{9.12}$$

Она ограничивает область, в пределах которой возможно регулирование частоты вращения и момента двигателя (рис. 9.5, *a*). Все механические характеристики являются касательными к этой линии в своей середине.

|              |                    |                       |                                  | 1                                  |
|--------------|--------------------|-----------------------|----------------------------------|------------------------------------|
|              |                    |                       | Якорное управление               | Полюсное управление                |
| Механическая |                    | $\mu(v) = \alpha - v$ | $\mu(\nu) = \beta - \nu \beta^2$ |                                    |
|              | характеристика     |                       | $v(\mu) = \alpha - \mu$          | $\nu(\mu) = (\beta - \mu)/\beta^2$ |
|              | Пусковой момент    | $\Gamma \mu_k$        | α                                | β                                  |
| Ск           | орость холостого х | кода v <sub>0</sub>   | α                                | 1/β                                |
|              | управления         | $p_{\mathrm{y}}$      | $\alpha(\alpha-\nu)=\alpha\mu$   | $\beta^2$                          |
| сть          |                    | $p_{y \max}$          | $\alpha^2$                       | 1                                  |
| онјп         | механическая       | $p_{_{\mathrm{M}}}$   | $\nu(\alpha - \nu)$              | $(\beta - \mu)\mu/\beta^2$         |
| Moi          |                    | $p_{_{\rm Mmax}}$     | $\alpha^2/4$                     | 1/4                                |
|              | скольжения         | $p_{_{\mathfrak{I}}}$ | $\mu^2$                          | $\mu^2 / \beta^2$                  |

| 1 иолини 7.1 |
|--------------|
|--------------|

Мощность потерь в якоре двигателя (мощность скольжения) найдём как разность между электромагнитной и механической мощностью

$$p_{\mathfrak{I}} = \mu(\nu_0 - \nu) = \mu \left(\frac{1}{\beta} - \frac{\beta - \mu}{\beta^2}\right) = \mu^2 / \beta^2$$

В отличие от якорного управления, мощность потерь здесь зависит от коэффициента сигнала. Это объясняется тем, что при регулировании изменяется жёсткость механических характеристик. Наглядно изменение потерь в якоре можно проследить на рис. 9.4, *a*. Например, с уменьшением скорости холостого хода жёсткость характеристик растет, и площадь прямоугольника *abcd* уменьшается ( $ab \times bc = a'b' \times b'c' > a''b'' \times b''c'$ ).

Для оценки реакции двигателя на сигнал управления вводится ряд коэффициентов, называемых коэффициентами управления: • по моменту – *I*г

 $k_{M_{\rm H}} = M_{k0} / U_{\rm y};$ 

• по мощности –

$$k_{P_{\mathfrak{R}}} = \frac{M_{k0}}{P_{y_{\mathfrak{R}}}} = \frac{M_{k0}R_{y_{\mathfrak{R}}}}{\alpha U_{0}^{2}}; \qquad \qquad k_{P_{\Pi}} = \frac{M_{k0}}{P_{y_{\Pi}}} = \frac{M_{k0}R_{y_{\Pi}}}{\beta U_{B0}^{2}}$$

 $k_{M_{\Pi}} = M_{k0} / U_{V}$ 

• по скорости –

$$k_{\Omega_{\pi}} = \frac{\Omega_0}{U_y}; \qquad \qquad k_{\Omega_{\Pi}} = \frac{\Omega_0}{\beta^2 U_{B0}}$$

• по ускорению –

$$k_{\varepsilon \pi} = k_{M \pi} / J;$$
  $k_{\varepsilon \pi} = k_{M \pi} / J ,$ 

где *J* – момент инерции ротора.

Кроме них используется коэффициент внутреннего демпфирования или вязкого трения

$$k_{D_{\pi}} = \frac{M_{k0}}{\Omega_0};$$
  $k_{D_{\pi}} = \frac{M_k}{\Omega_0} = \frac{M_{k0}\beta^2}{\Omega_0}.$ 

В теории электропривода этот коэффициент называется жёсткостью механической характеристики.

Электромеханическую постоянную времени и передаточную функцию исполнительного двигателя постоянного тока можно определить аналогично тому, как это было сделано для асинхронного двигателя. Здесь при обоих способах управления механические характеристики линейны. Поэтому электромеханическая постоянная времени равна отношению момента инерции к коэффициенту внутреннего демпфирования

$$T_{_{\rm M\, R}} = \frac{J}{k_{_{D\, R}}} = J \frac{\Omega_0}{M_{_{k\,0}}}; \qquad T_{_{\rm M\, \Pi}} = \frac{J}{k_{_{D\,\Pi}}} = J \frac{\Omega_0}{M_{_{k\,0}}\beta^2}.$$

Из этих выражений следует, что быстродействие двигателя при якорном управлении не зависит от коэффициента сигнала, а при полюсном управлении эта зависимость очень сильная и при этом быстродействие хуже, чем при управлении по цепи якоря, кроме  $\beta = 1$ , когда постоянные времени одинаковы. Это объясняется изменением жёсткости механических характеристик при полюсом управлении, которая быстро уменьшается с уменьшением коэффициента сигнала  $\beta$ .

Передаточные функции двигателя при якорном и полюсном управлении без учёта электромагнитных процессов идентичны передаточной функции асинхронного исполнительного двигателя, если в выражение (6.33) подставить соответствующие коэффициенты управления по скорости и электромеханические постоянные времени.



## 10. Шаговые исполнительные двигатели

Шаговые двигатели представляют собой синхронные микродвигатели, преобразующие импульсные электрические сигналы в механическое перемещение пропорциональное числу импульсов. Поэтому другое название шаговых двигателей – импульсные двигатели.

По конструкции шаговые двигатели мало чем отличаются от синхронных двигателей. В принципе любой синхронный двигатель может работать в шаговом режиме, но изделия, выпускаемые как шаговые двигатели, оптимизированы под определённые условия эксплуатации и характеристики.

Ротор шагового двигателя может быть возбуждённым (активным) или невозбуждённым (пассивным). Двигатель с активным ротором, возбуждаемым постоянными магнитами, позволяет фиксировать и сохранить положение вала в отключённом состоянии. Двигатель с пассивным ротором или ротором с электромагнитным возбуждением требует применения какого-либо внешнего тормозного устройства в случае необходимости фиксации при отключении питания.

Питание обмоток статора может быть либо однополярным, либо двухполярным. При однополярном питании напряжение на обмотках изменяется от нуля до +U, а при двухполярном – от -U до +U.

Управление двигателем может осуществляться короткими импульсами с отключением питания между командами на перемещение. Такое управление называется импульсным. Оно требует фиксации положения ротора в интервале между импульсами. Возможно также потенциальное управление, при котором питание статора сохраняется между командами и ротор находится в определённом фиксированном положении.

Необходимым элементом шагового двигателя является электронный коммутатор, осуществляющий переключение обмоток по определённому алгоритму. Если в любых двух соседних интервалах между коммутациями к источнику питания подключается одинаковое количество обмоток статора, то такой алгоритм называется симметричным управлением. В противном случае управление называется несимметричным.

### 10.1 Принцип действия

На рис. 10.1, а, показана функциональная схема шагового двигателя с активным ротором. На статоре двигателя находятся две обмотки, оси которых смещёны в пространстве на 90°. Каждая обмотка имеет вывод от средней точки, относительно которого на неё подаётся питание. При подаче питания на начало обмотки направление магнитного потока совпадает с положительным направлением её оси, а при подключении питания к концу обмотки направление потока изменяется на противоположное. Средние точки обеих обмоток присоединены к отрицательному полюсу источника питания, а начала (a, b) и концы (c, d) через соответствующий ключи  $S_a...S_d$  электронного коммутатора (ЭК) подключаются к положительному полюсу. Таким образом, двухфазный статор за счёт использования средних точек обмоток становится четырёхфазным.

При протекании постоянного тока по какой-либо одной фазной обмотке в двигателе создаётся магнитное поле, ось полюсов которого совпадает с осью фазы. В результате взаимодействия этого поля с магнитным полем ротора возникает вращающий момент, ротор поворачивается и при отсутствии нагрузки занимает положение, при котором ось его полюсов совпадает с осью полюсов возбуждённой фазы статора. Если теперь включить питание другой фазы, то процесс повторится и ротор займёт новое положение.



Рис. 10.1. Принцип действия шагового двигателя

На рис. 10.1,  $\delta$ , показано несколько алгоритмов коммутации обмоток при потенциальном управлении двигателем, а на рис. 10.1,  $\varepsilon$ , пространственные положения оси ротора, соответствующие каждому состоянию этих алгоритмов (1...6). Единичное состояние коммутационных функций  $s_a...s_d$  соответствует замкнутому состоянию соответствующего ключа и протеканию тока в фазной обмотке.

В алгоритме A на первом интервале замкнут ключ  $S_a$  и ротор в статическом состоянии занимает положение вдоль оси обмотки a (рис. 10.1, b). В следующем интервале включается ключ  $S_b$  и выключается  $S_a$ . Ротор при этом перемещается на 90° и занимает положение 2. После четырёх коммутаций ротор возвращается к исходному состоянию, совершив полный оборот.

В случае одновременного питания двух или нескольких фазных обмоток положение оси суммарного магнитного поля, по которой сориентируется ротор, будет определяться геометрической суммой пространственных векторов МДС всех включённых фаз. Если одновременно включается чётное число соседних фазных обмоток, то ротор займёт положение вдоль оси, проходящей между двумя средними обмотками. В случае включения нечётного числа соседних фаз, ротор расположится вдоль оси средней обмотки. В алгоритме *В* последовательно включаются пары соседних обмоток. На первом интервале включены обмотки *a* и *d*. При этом ротор занимает положение посредине между их осями (рис. 10.1, *в*). В интервале 2 включается пара обмоток *ab* и ротор смещается на 90°. Далее цикл продолжается включением пар *bc* и *cd*. Отличие алгоритма *B* от алгоритма *A* заключается в сдвиге статических положений ротора на 45° и в увеличении МДС в  $\sqrt{2}$  раз. Это существенно, т.к. во столько же раз увеличивается вращающий момент двигателя.

В алгоритме *С* чередуются состояния включения одной и двух обмоток. В результате смещение ротора составляет 45°. Однако в соседних положениях МДС обмотки статора отличается в  $\sqrt{2}$  раз (рис. 10.1, *в*).

Алгоритмы *A* и *B* относятся к симметричному типу управления, а алгоритм *C* к несимметричному. Несимметричное управление позволяет вдвое увеличить число статических состояний двигателя.

Угол, на который перемещается ротор двигателя при поочерёдном переключении обмоток, называется шагом. Электрический шаг *m*-фазного двигателя равен

$$\alpha_{3} = \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{km} \tag{10.1}$$

где n = mk – число устойчивых электрических состояний на периоде изменения магнитного поля, а k – коэффициент, определяемый алгоритмом коммутации. Например, для алгоритмов A и B на рис. 10.1 k = 1, а для алгоритма C k = 2. В общем случае при однополярном питании и симметричном управлении k = 1; при однополярном питании и несимметричном управлении k = 2, а при двухполярном питании с несимметричным управление k = 4.

Для пользователя важен не электрический, а механический шаг двигателя. Он меньше электрического шага

$$\alpha = \frac{\alpha_{2}}{z_{p}} = \frac{2\pi}{kmz_{p}}$$
(10.2)

где  $z_p$  – число пар полюсов магнитного поля.

Выпускаемые серийно шаговые двигатели с активным ротором имеют механический шаг от 90° до 15°. Меньший шаг обеспечивается в двигателях индукторного типа, где он составляет 3...1,5°.

#### 10.2. Статическая устойчивость шагового двигателя

В статическом состоянии величина вращающего момента шагового двигателя, как любого синхронного двигателя, определяется синусной зависимостью от угла между осями полюсов магнитных полей статора и активного ротора или угла между осью полюсов статора и продольной осью пассивного ротора, т.е. угловой характеристикой.

Если пренебречь влиянием электромагнитных переходных процессов, то при коммутации ключей происходит мгновенное формирование новой угловой характеристики, смещённой на величину электрического шага  $\alpha_{3}$  в положительном или отрицательном направлении (утолщённые линии на рис. 10.2, *a*).



В зависимости от величины момента нагрузки  $M_c$  после коммутации возможно различное протекание электромеханических переходных процессов. На рис. 10.2,  $\delta$ , показана ситуация при условии  $M_c = \text{const} < M_q$ . Пусть до коммутации двигатель находится в статическом режиме, соответствующем точке a (точка пересечения начальной угловой характеристики с линией момента нагрузки  $M_c = \text{const}$ ). Если происходит коммутация и магнитное поля статора смещается в положительном направлении, то в первый момент времени в силу инерции ротор остаётся неподвижным. Но на новой угловой характеристике этому положению ротора соответствует точка  $b_+$  и вращающий момент  $M_{b+}$ . Так как  $M_{b+} > M_c$ , то на ротор будет действовать положительный суммарный момент и в соответствии с уравнением движения

$$M_{h+} - M_c > 0 = J\varepsilon \Longrightarrow \varepsilon > 0$$

он получит положительное угловое ускорение  $\varepsilon$  и начнёт разгоняться, следуя за смещением поля статора, пока не придёт в точку статического равновесия  $c_+$ , смещённую по отношению к начальной точке *a* на величину шага  $+\alpha_2$ .



Рис. 10.2. Статические характеристики шагового двигателя

При коммутации, создающей смещение магнитного поля статора в отрицательном направлении, новое состояние двигателя будет соответствовать точке



 $b_{-}$ . При этом вращающий момент двигателя будет меньше момента нагрузки  $M_{b_{-}} < M_{c}$ . Это создаст отрицательное ускорение, т.е. ротор будет двигаться в отрицательном направлении и придёт в состояние равновесия в точке  $c_{-}$  с соответствующим смещением на величину шага  $-\alpha_{3}$ .

В случае если  $M_c = \text{const} > M_q$  (рис. 10.2, *в*), при смещении поля в положительном направлении точке  $b_+$  будет соответствовать вращающий момент  $M_{b+} < M_c$ . Ротор получит отрицательное ускорение и будет двигаться в направлении противоположном смещению поля статора до точки равновесия c', отстоящей от исходной точки *a* на угол  $2\pi - \alpha_3$ . Это явление называется потерей шага. Для двигателя, угловое положение которого должно быть однозначно связано с числом импульсов управления или с кодовой комбинацией коммутационных функций, потеря шага недопустима.

Очевидно, что условие  $M_c = \text{const} > M_q$  не вызывает потери шага при смещении в отрицательном направлении.

Таким образом, для обеспечения движения без потери шага в положительном направлении при положительном нагрузочном моменте необходимо, чтобы нагрузочный момент не превышал вращающий момент двигателя в точке q. Но  $M_q = M_{\rm max} \cos(\alpha_g/2)$ , следовательно, условием статической устойчивости или условием работы без потери шага является условие

$$M_c < M_{\max} \cos(\alpha_2/2) = M_{\max} \cos(\pi/n).$$
 (10.3)

Гистограмма на рис. 10.2, *г*, показывает зависимость относительной величины допустимого нагрузочного момента от числа устойчивых состояний двигателя *n*. Чем больше *n*, тем меньше шаг и тем большим моментом можно нагрузить двигатель. В пределе при  $n \to \infty$  условие (10.3) превращается в условие статической устойчивости обычного синхронного двигателя.

#### 10.3. Режимы работы шагового двигателя

Характер движения ротора шагового двигателя определяется характером коммутации. Она может производиться одиночными импульсами с длительными интервалами между ними, но может также осуществляться непрерывной последовательностью импульсов с некоторой частотой следования. В соответствии с этим различают следующие режимы работы: статический, квазистатический, установившийся и переходный.

Статический режим работы – это режим, при котором в обмотке(ах) статора двигателя протекает постоянный ток, создающий неподвижное магнитное поле. Ротор также неподвижен и под действием момента нагрузки отклоняется от положения равновесия, соответствующего нулевому моменту нагрузки, на некоторый угол 9. Основной характеристикой двигателя в этом режиме является угловая характеристика вращающего момента. *Квазистатический режим* – это режим, при котором к моменту коммутации электромеханический переходный процесс полностью заканчивается и ротор находится в неподвижном состоянии. По сути, это последовательность статических режимов (рис. 10.3, *a*).

Предельная частота, с которой можно производить коммутацию в квазистатическом режиме определяется длительностью затухания колебаний в переходном процессе, которая, в свою очередь, определяется моментом инерции и демпфирующим асинхронным моментом, создаваемым вихревыми токами. У двигателей с активным ротором колебания демпфирует также генераторный тормозной момент. Он возникает в результате наведения вращающимся магнитным полем ротора переменного тока в обмотках статора. Этот ток проходит через источник питания постоянного тока, который обладает малым внутренним сопротивлением и замыкает цепь практически накоротко. В результате создаётся режим динамического торможения с рассеянием кинетической энергии ротора в активных сопротивлениях обмотки статора и источника питания. Величина генераторного тормозного момента равна  $M_b = D\Omega$ , где  $D = \Psi_m^2/r_1$ коэффициент внутреннего демпфирования;  $\Psi_m$  – амплитуда потокосцепления поля индуктора с фазой статора;  $r_1$  – суммарное активное сопротивление цепи статора, по которой замыкает переменный ток.

Для сокращения времени отработки шага двигателем, используют также различные методы управления. Например, через некоторое время после коммутации, когда ротор отработал часть шага и получил некоторый запас кинетической энергии, ключи переводят в предыдущее состояние. В результате возникает тормозной момент, под действием которого ротор в конце шага останавливается. После этого ключи возвращают в исходное состояние, и ротор фиксирует-



Рис. 10.3. Режимы работы шагового двигателя

ся в заданном положении практически без колебаний. Такой метод называется стартстопным управлением. Проблема здесь заключается в выборе длительности тормозного режима, которую пракневозможно тически правильно определить переменной при нагрузке или изменяющихся условиях эксплуатации.

Установившийся режим – это режим, соответствующий постоянной частоте коммутации. Ротор двигателя в этом режиме имеет постоянную среднюю скорость вращения и может также совершать периодические и непериодические колебания (рис. 10.3,  $\delta$ ).

Характер движения ротора в установившемся режиме определяется соотношением частоты коммутации и частоты собственных колебаний<sup>\*</sup>

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{z_p M_m}{J}},$$
 (10.4)

где  $M_m$  – максимальный синхронизирующий момент;  $z_p$  – число пар полюсов и J – момент инерции ротора.



Рис. 10.4. Пуск шагового двигателя

При частоте коммутации близкой или равной частоте собственных колебаний возникают явления электромеханического резонанса, которые при слабом демпфировании могут привести к нарушению нормального движения ротора и к выпадению его из синхронизма.

Если частота коммутации превышает частоту собственных колебаний, то движение ротора сопровождается вынужденными колебаниями при переходе от одного устойчивого состояния к другому.

Переходные режимы – пуск, ускорение, замедление, реверс – являются основными режимами большинства шаговых двигателей. Главным требованием в этих режимах является работа без потери шага.

Пуск шагового двигателя обычно осуществляется путём скачкообразного увеличения частоты коммутации от нуля до рабочего значения. Максимальная частота коммутации, при которой возможен пуск шагового двигателя без выпадения из синхронизма (без потери шага) называется частотой приёмистости. Её величина зависит от частоты собственных колебаний, а также от нагрузочного момента.

Оценку частоту приёмистости можно произвести, полагая, что за время положительного импульса момента двигателя  $M > M_c$  (рис. 10.4), т.е. в интервале углов  $\vartheta_1 \le \vartheta \le \vartheta_2$ , приращение кинетической энергии ротора должно составить

$$\Delta W = J\Omega_{\rm mp}^2 / 2, \qquad (10.5)$$

где  $\Omega_{\rm np} = f_{\kappa} \alpha$  – угловая частота приёмистости;  $f_{\kappa}$  – частота коммутации;  $\alpha$  – механический шаг двигателя.

Работа, совершаемая двигателем в этом интервале углов равна

$$\Delta A = \frac{1}{z_p} \int_{\vartheta_1}^{\vartheta_2} M_{\max} \sin \vartheta d\vartheta = \frac{2}{z_p} M_{\max} \cos \vartheta_1,$$

а работа внешних сил

<sup>\*</sup> см. раздел 4.2.5



$$\Delta A_{c} = \frac{1}{z_{p}} \int_{\vartheta_{1}}^{\vartheta_{2}} M_{c} d\vartheta = \frac{1}{z_{p}} M_{c} (\pi - 2\vartheta_{1}).$$

Очевидно, что условием вхождения в синхронизм будет  $\Delta A - \Delta A_c \ge \Delta W$ . Отсюда

$$2M_{\max}[\cos \vartheta_1 - k_c(\pi/2 - \vartheta_1)]/z_p \ge J\alpha^2 f_{\pi p}^2/2, \qquad (10.6)$$

где  $k_c = M_c / M_{\text{max}} = \sin \vartheta_1 - \kappa оэффициент нагрузки. С учётом запаса устойчиво$  $сти коэффициент нагрузки составляет <math>k_c \le 1/2$  и  $\vartheta_1 < \pi/3$ . Тогда  $\cos \vartheta_1 = \sqrt{1 - k_c^2} \approx 1 - k_c^2/2$  и  $\vartheta_1 = \arcsin k_c \approx k_c$ . Подставляя эти выражения в (10.6), с учётом приближённого равенства  $1 - \pi/2 \approx 1/2$  получим

где *n* – число устойчивых электрических состояний на периоде изменения магнитного поля. Выражение (10.6) идентично выражению (4.43), полученному при анализе условий пуска синхронных двигателей. Это вполне ожидаемый результат, т.к. в обоих случаях рассматривается задача разгона ротора двигателя до синхронной частоты ращения в течение одного импульса момента.

У современных шаговых двигателей частота приёмистости составляет 100...1000 Гц.

Торможение ротора шагового двигателя обычно осуществляется скачкообразным снижением частоты коммутации до нуля. Для этого режима также существует предельная частота, при которой торможение происходит без потери шага. Она, как правило, выше частоты приёмистости, что объясняется внутренним демпфированием и действием момента нагрузки.

Реверс шагового двигателя производится изменением алгоритма коммутации. Предельная частота, при которой изменение направления вращения происходит без потери шага, называется предельной частотой реверса. Эта частота всегда меньше частоты приёмистости, т.к. при реверсе требуется двойное изменение кинетической энергии вращающихся масс. Обычно предельная частота реверса составляет  $0, 2...0, 5 f_{mp}$ .

Предельные частоты приёмистости, торможения и реверса кроме параметров двигателя и алгоритма коммутации определяются моментом нагрузки и моментом инерции. Зависимости этих частот от нагрузки на валу или от её момента инерции называются предельными динамическими характеристиками соответственно приёмистости, торможения и реверса. На рис. 10.5, *а*, показана такая характеристика для относительной частоты приёмистости, построенная по выражению (10.7) при различных значениях *n*.

Кроме динамических характеристик для оценки рабочих свойств шаговых двигателей используются предельные механические характеристики. Они представляют собой зависимость частоты коммутации от момента нагрузки, при плавном увеличении которого двигатель выходит из синхронизма.

На рис. 10.5,  $\delta$ , показана такая характеристика. В диапазоне от нуля то некоторой частоты  $f_{\rm kc}$  двигатель работает в квазистатическом режиме и момент нагрузки, при котором он выходит из синхронизма (теряет шаг), не зависит от частоты коммутации и определяется только величиной шага.



Рис. 10.5. Относительная частота приёмистости (а) и предельная механическая характеристика (б) шагового двигателя

В области установившегося режима при отсутствии резонансных явлений зависимость частоты коммутации от момента выхода из синхронизма (характеристика *1* на рис. 10.5,  $\delta$ ) имеет такой же характер, как предельная динамическая характеристика частоты приёмистости (рис. 10.5, а). Это объясняется одинаковым влиянием нагрузки на условие синхронизации при первой коммутации, т.е. при пуске, и при всех последующих коммутациях. По мере увеличения частоты момент выхода из синхронизма уменьшается и при некоторой частоте  $f_{\rm max}$  становится равным нулю, т.е. при этой частоте и выше синхронная работа двигателя становится невозможной. Резонансные явления искажают предельную механическую характеристику (характеристика 2). Момент выхода из синхронизма возрастает так, что в области низких частот коммутации он становится даже больше, чем в статическом и квазистатическом режимах. Соответственно возрастает и максимальная частота коммутации  $f'_{\max}$ . Однако, характер и степень влияния резонанса на предельную механическую характеристику очень сильно зависит от момента инерции нагрузки, что следует учитывать при проектировании и эксплуатации приводов с шаговыми двигателями.



# Часть 4. Информационные электрические микромашины

Информационные микромашины предназначены для преобразования механических или электрических входных величин соответственно в электрические или механические выходные величины, находящиеся в строго определённой функциональной зависимости от входной величины. К информационным машинам, прежде всего, предъявляется требование минимальной погрешности преобразования и минимальной зависимости её от влияния внешних воздействий. Энергетические показатели для информационных машин, в отличие от силовых, имеют второстепенное значение.

Наиболее распространённым движением, реализуемым электрическими машинами, является вращательное движение, поэтому механическими координатами преобразователя могут быть угловое положение, частота вращения и ускорение.

Информационные машины строятся на основе тех же принципов, что и силовые машины. Их можно разделить на машины постоянного и переменного тока, синхронные и асинхронные, контактные и бесконтактные, с электромагнитным и магнитоэлектрическим возбуждением и т.д. Однако специфика выполняемых ими задач частот требует особых технических решений.

Основными классами информационных машин являются тахогенераторы, вращающиеся или поворотные трансформаторы и машины синхронной связи – сельсины.

# 11. Тахогенераторы

Тахогенераторами (от греч. ταχοζ – скорость) называются преобразователи угловой частоты вращения вала в пропорциональный электрический сигнал – выходное напряжение. У идеального тахогенератора эта функция линейная (рис. 11.1).



Рис. 11.1. Выходная характеристика идеального тахогенератора

основываясь на том, что

В схемах автоматики тахогенераторы используются для различных целей. Чаще всего с их помощью производится измерение скорости вращения. Выходное напряжение тахогенератора подаётся либо на измерительный прибор для наблюдения, либо на вход какого-либо преобразователя для изменения формы представления и последующей обработки информации.

Иногда тахогенераторы используют в электромеханических вычислительных устройствах для выполнения математических операций дифференцирования или интегрирования,

$$U = c\Omega = c \frac{d\alpha}{dt}; \ \alpha = \frac{1}{c} \int U(t) dt.$$

Основные требования в тахогенераторах предъявляются к параметрам выходной характеристики. Это –

- линейность;
- крутизна *dU/dn*;
- симметрия U(+n) = U(-n) или U(+n) = -U(-n);
- чувствительность к внешним возмущающим воздействиям.

Кроме того, выходные характеристики тахогенераторов переменного и постоянного тока имеют свои особенности и соответствующие параметры, требующие минимизации. Для тахогенераторов переменного тока это –

- изменение фазы выходного сигнала;
- наличие остаточного напряжения,

а для тахогенераторов постоянного тока -

- наличие зоны нечувствительности;
- пульсации выходного сигнала.

Помимо перечисленных требований, тахогенераторы, как всякое измерительное устройство, должны оказывать минимальное влияние на объект измерения и на измеряемую величину. Поэтому они должны иметь минимальный момент сопротивления и момент инерции.

Выходная электрическая цепь тахогенератора является источником энергии для подключённого к ней измерительного прибора или преобразователя сигнала. Для минимизации влияния этой нагрузки на выходную характеристику необходимо увеличивать мощность выходного сигнала.

Тахогенераторы являются измерительными устройствами с нормированными метрологическими параметрами, поэтому при их проектировании и изготовлении применяются высококачественные материалы, тщательно подобранные по электромагнитным и механическим характеристикам. Ужесточаются допуски на обработку деталей, тщательно соблюдается технология и выполняется контроль качества отдельных узлов и деталей, а также изделия в целом.

### 11.1. Асинхронные тахогенераторы

### 11.1.1. Устройство и принцип действия

Конструкция асинхронных тахогенераторов принципиально не отличается от конструкции двухфазных асинхронных исполнительных двигателей с полым немагнитным ротором. На статоре у них расположены две обмотки, смещённые в пространстве на 90° эл. Одна из них *В* называется обмоткой возбуждения (рис. 11.2, а) и подключается к сети переменного тока. Другая обмотка  $\Gamma$  является источником выходного сигнала тахогенератора и называется выходной или генераторной обмоткой.

Обмотки тахогенератора могут располагаться обе на внешнем или внутреннем статоре, а также порознь на разных статорах. В последнем случае на внутреннем статоре обычно располагается обмотка возбуждения.

С целью минимизации температурной погрешности полый ротор тахогенератора, в отличие от двигателя, изготавливается из материалов, обладающих

малым температурным коэффициентом сопротивления и большим удельным сопротивлением – константана, манганина, фосфористой бронзы и т.п.



Рис. 11.2. Асинхронный тахогенератор при неподвижном роторе

При неподвижном роторе ток обмотки возсоздаёт буждения направленный по продольной оси *d* пульсирующий магнитный поток Ф<sub>*ds*</sub> (рис. 11.2, *a*), который пронизывает ротор и наводит в нём Под ЭДС. действием ЭДС в мысленно выделенных элементарных

контурах, расположенных в перпендикулярных направлению потока плоскостях, возникают электрические токи, совершенно аналогичные вихревым токам или току в замкнутой накоротко вторичной обмотке трансформатора. Эти токи создают магнитный поток ротора  $\Phi_{dr}$ , направленный встречно по отношению к потоку статора  $\Phi_{ds}$ . Размагничивающее действие потока ротора, как в любом трансформаторе, компенсируется увеличением тока обмотки возбуждения.

Ось генераторной обмотки смещена по отношению к продольной оси на 90°, поэтому её сцепление с магнитным потоком по оси d теоретически равно нулю. Соответственно должна быть равна нулю и ЭДС, наводимая этим потоком. Однако у всех тахогенераторов при неподвижном роторе на выходе имеется некоторое напряжение  $U_0$ , называемое нулевым или остаточным напряжением.

Наличие остаточного напряжения является крайне нежелательным явлением. Оно может быть вызвано целым рядом причин, таких как: неточное смещение обмоток на 90° эл.; магнитная асимметрия машины, вызванная асимметрией магнитопровода, неравномерностью воздушного зазора, наличием короткозамкнутых витков в обмотке статора или короткозамкнутых контуров в пакете магнитопровода; электрическая асимметрия полого ротора; наличие ёмкостных паразитных связей между обмотками, особенно заметных при высоких частотах питания машины. Большинство этих причин вызывает появление магнитного потока, направленного по поперечной оси и наводящего ЭДС в генераторной обмотке.

Величина остаточного напряжения изменяется в зависимости от положения ротора (рис. 11.2, б) и содержит постоянную составляющую, равную среднему значению  $U_{0cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{2\pi} U_0(\alpha) d\alpha$ , а также переменную составляющую  $\Delta U_0 = U_{0max} - U_{0min}$ . Наличие переменной составляющей объясняется электрической асимметрией ротора, т.е. различием электрического сопротивления в

осевом направлении в разных точках окружности, вызванного неравномерностью толщины стенки стакана. Постоянная составляющая остаточного напряжения у большинства тахогенераторов находится в пределах 25...100 мВ, а пе-



Рис. 11.3. Поперечный магнитный поток вращающегося ротора

ременная – 3...7 мВ.

Для уменьшения постоянной составляющей остаточного напряжения обмотки размещают на разных статорах и при сборке тахогенератора, поворотом внутреннего статора относительно внешнего находят такое положение, при котором остаточное напряжение минимально, после чего статор фиксируют.

Переменную составляющую уменьшают повышением требований к точности изготовления стакана ротора, а также увеличением числа пар полюсов магнитного поля машины. Обычно у тахогенераторов  $z_p \ge 2$ .

При вращении ротора элементарные проводники его стакана пересекают магнитный поток обмотки возбуждения  $\Phi_{ds}$ , и в них кроме трансформаторной ЭДС наводится ЭДС вращения  $E_{вp}$ . Под действием этой ЭДС в плоскостях параллельных продольной оси *d* возникают токи (рис. 11.3), которые возбуждают магнитный поток  $\Phi_{qr}$ , направленный по поперечной оси *q* и сцепляющийся с витками генераторной обмотки. Этот поток ротора наводит в обмотке выходную ЭДС тахогенератора  $E_{\Gamma}$ .

Частота выходной ЭДС равна частоте сети, а её амплитуда пропорциональна скорости вращения ротора. Действительно, пусть ток обмотки возбуж $i_{\rm B} = I_m \sin \omega t$ . Тогда поток статора по продольной дения оси  $\Phi_{ds} = C_1 i_B = C_1 I_m \sin \omega t$ , а ЭДС вращения  $e_{BP} = C_2 \Phi_{ds} n = C_2 C_1 n I_m \sin \omega t$ . Поперечная составляющая тока ротора и создаваемый ею магнитный поток  $\Phi_{ar}$  пропорциональны ЭДС вращения  $i_{qr} = C_3 e_{\text{вр}} = C_3 C_2 C_1 n I_m \sin \omega t \Rightarrow \Phi_{qr} = C_4 i_{qr} = C_4 C_3 C_2 C_1 n I_m \sin \omega t$ . Отсюда выходная ЭДС –  $e_{\Gamma} = -w_{\Gamma}(d\Phi_{ar}/dt) = Cn\cos\omega t$ .

Выходное напряжение тахогенератора зависит от величины и характера нагрузки и равно  $\underline{U}_{\Gamma} = \underline{E}_{\Gamma} - \underline{I}_{\Gamma} \underline{Z}_{\Gamma} = \underline{I}_{\Gamma} \underline{Z}_{H}$ .

### 11.1.2. Выходная характеристика

Как уже отмечалось ранее, тахогенератор принципиально не отличается от двухфазного асинхронного двигателя, поэтому для анализа его характеристик можно использовать результаты, полученные в разделе 1.

На рис. 11.4, *a*, представлена схема конденсаторного двигателя (см. также рис. 2.1). Её можно преобразовать в схему тахогенератора (рис. 11.4,  $\delta$ ), заменив конденсатор в цепи обмотки *B* комплексным сопротивлением нагрузки <u>Z</u><sub>н</sub> и замкнув накоротко точки подключения к сети.

Выходное напряжение тахогенератора в индексации раздела 2.4

$$\underline{U}_{\Gamma} = \underline{I}_{B} \underline{Z}_{H} \tag{11.1}$$

Ток фазы В согласно () равен

$$\underline{I}_{B} = \underline{I}_{B+} + \underline{I}_{B-} = -j\underline{I}_{A+}/k + j\underline{I}_{A-}/k = j(\underline{I}_{A+} - \underline{I}_{A-})/k$$

Составляющие тока фазы A найдём из выражений (2.19), подставив в них  $U_B = 0$ 

$$\underline{I}_{A+} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B-}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}}; \quad \underline{I}_{A-} = \frac{\underline{U}_{A}\underline{Z}_{B+}}{\underline{Z}_{A+}\underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{A-}\underline{Z}_{B+}}$$
(11.2)

Сопротивления  $\underline{Z}_{B+}$  и  $\underline{Z}_{B-}$  найдём из (), заменив в них  $-jx_C$  на сопротивление  $\underline{Z}_{H}$ , приведённое к числу витков фазы A,

$$\underline{Z}_{B+} = k^2 \underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{H}; \quad \underline{Z}_{B-} = k^2 \underline{Z}_{A-} + \underline{Z}_{H}.$$

Подставляя эти выражения в (11.2), после преобразований получим



Рис. 11.4. Схемы двухфазного конденсаторного двигателя (*a*) и тахогенератора (б)

$$\underline{I}_{A+} = \underline{U}_{A} \frac{k^{2} \underline{Z}_{A-} + \underline{Z}_{H}}{2k^{2} \underline{Z}_{A+} \underline{Z}_{A-} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-})};$$
  
$$\underline{I}_{A-} = \underline{U}_{A} \frac{k^{2} \underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{H}}{2k^{2} \underline{Z}_{A+} \underline{Z}_{A-} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-})}.$$

Отсюда выходное напряжение тахогенератора

$$\underline{U}_{\Gamma} = \underline{I}_{B} \underline{Z}_{H} = j \underline{Z}_{H} (\underline{I}_{A+} - \underline{I}_{A-}) / k =$$

$$= j \underline{U}_{A} \frac{k \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{A+} - \underline{Z}_{A-})}{2k^{2} \underline{Z}_{A+} \underline{Z}_{A-} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{A+} + \underline{Z}_{A-})}.$$

Заменяя индексы A на В и B на  $\Gamma$ , окончательно получим

$$\underline{U}_{\Gamma} = j \underline{U}_{B} \frac{k \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{B+} - \underline{Z}_{B-})}{2k^{2} \underline{Z}_{B+} \underline{Z}_{B-} + \underline{Z}_{H} (\underline{Z}_{B+} + \underline{Z}_{B-})}, \qquad (11.3)$$

где  $Z_{B+}$  и  $Z_{B+}$  – полные комплексные сопротивления обмотки возбуждения тахогенератора для токов прямой и обратной последовательностей.

Сопротивления  $\underline{Z}_{B+}$  и  $\underline{Z}_{B+}$  можно найти из схем замещения рис. 11.5. В них сопротивлением  $r_{mB}$  учтены потери в стали тахогенератора и исключено индуктивное сопротивление потока рассеяния ротора, т.к. оно очень мало у обмотки, находящейся вне пакета магнитопровода. С учётом того, что s = 1 - v и 2 - s = 1 + v, где  $v = n/n_0$ , получим

$$\underline{Z}_{B+} = \underline{Z}_{sB} + \frac{Z_{mB} \frac{r_{rB}}{1 - \nu}}{Z_{mB} + \frac{r_{rB}}{1 - \nu}}; \ \underline{Z}_{B-} = \underline{Z}_{sB} + \frac{Z_{mB} \frac{r_{rB}}{1 + \nu}}{Z_{mB} + \frac{r_{rB}}{1 + \nu}}$$
(11.4)

где  $\underline{Z}_{sB} = r_{sB} + jx_{sB}$ ;  $\underline{Z}_{mB} = r_{mB} + jx_{mB}$  – комплексные сопротивления обмотки возбуждения и ветви намагничивания. Подставляя (11.4) в (11.3) получим выражение для выходного напряжения асинхронного тахогенератора

 $\underline{U}_{\Gamma} = \frac{-Jk\underline{U}_{\rm B}\nu}{\underline{A} - \underline{B}\nu^2},$ 

где



Рис. 11.5. Схемы замещения обмотки возбуждения для токов прямой (а) и обратной (б) последовательности

 $\underline{A} = \frac{k^2}{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle B}} \left( \frac{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle sB}^2 \underline{C}}{r_{\scriptscriptstyle rB}} + 2\underline{Z}_{\scriptscriptstyle sB}\underline{C} + r_{\scriptscriptstyle rB} \right) + \frac{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle sB}\underline{C}^2}{r_{\scriptscriptstyle rB}} + \underline{C};$   $\underline{B} = \frac{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle sB}}{r_{\scriptscriptstyle rB}} \left( \frac{k^2 \underline{Z}_{\scriptscriptstyle sB}}{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle H}} + 1 \right); \quad \underline{C} = \frac{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle mB} + r_{\scriptscriptstyle rB}}{\underline{Z}_{\scriptscriptstyle mB}}.$ Из выражения (11.5) следует, что выходная характеристика асинхронного тахогенератора принципиально нелинейна. Нелинейный характер ей придаёт величина  $\underline{B}v^2$ . При изменении скорости вращения изменяется не только модуль, но и аргумент знаменателя, поэтому комплексный коэффициент <u>B</u> вносит, помимо амплитудной, ещё и фазовую погрешность. Наличие фазовой погрешности в некоторых случаях значительно усложняет обработку информации и является недостатком асинхронных тахогенераторов.

(11.5)

Кроме нелинейности выходная характеристика асинхронного тахогенератора обладает асимметрией ветвей, соответствующих разным направлениям вращения (рис. 11.6, *a*).

Это связано с остаточной ЭДС (напряжением) <u>E</u><sub>0</sub> в генераторной обмотке тахогенератора, которая не учитывается выражением (11.5). Её величина и начальная фаза определяются асимметрией машины и не зависят от режима работы. В то же время, амплитуда ЭДС <u>E</u><sub>v</sub>, наводимой в генераторной обмотке поперечным магнитным потоком, является линейной функцией от скорости вращения, а её фаза при изменении направления вращения изменяется на 180° <u>E</u><sub>v-</sub> = <u>E</u><sub>v+</sub> $e^{j\pi}$ . Сумма ЭДС генераторной обмотки <u>E</u><sub>0</sub> и <u>E</u><sub>v</sub>, как это можно видеть на рис. 11.6, *б*, при положительном направлении вращения не равна сумме ЭДС при отрицательном направления

$$\underline{\underline{E}}_{\Gamma^+} = \underline{\underline{E}}_{\nu^+} + \underline{\underline{E}}_0 \neq \underline{\underline{E}}_{\Gamma^-} = \underline{\underline{E}}_{\nu^-} + \underline{\underline{E}}_0 \,.$$

Это создаёт асимметрию ветвей выходной характеристики, хорошо заметную при малых скоростях вращения (рис. 11.6, *a*). Единственным способом уменьшения этой асимметрии является уменьшение остаточной ЭДС (напряжения).

Важнейшей характеристикой тахогенератора является крутизна выходной характеристики

 $c = \Delta U / \Delta n$ ,

измеряемая в В/(об/мин). Чем больше крутизна, тем чувствительнее к измене-  
нию скорости система, в которой работает тахо-  
генератор.  
Крутизна определя-  
ется величиной 
$$ЭДС E_{\Gamma} = c_e w_{\Gamma} f \Phi_{qr}$$
, на-  
водимой в генераторной обмотке поперечным магнитным потоком  $\Phi_{qr}$ . Для увеличения  $ЭДС$  при заданной час-

нию скорости система, в которой работает тахогенератор.

Крутизна определявеличиной ется ЭДС $E_{\Gamma} = c_e w_{\Gamma} f \Phi_{ar}$ , наводимой в генераторной обмотке поперечным магнитным потоком Для  $\Phi_{ar}$ . увеличения ЭДС при заданной частоте питания f и числе

витков генераторной обмотки w<sub>г</sub> нужно увеличивать поток  $\Phi_{ar}$ , возбуждаемый поперечной составляющей тока ротора, т.е. увеличивать этот ток. Но ток определяется практически постоянной по величине ЭДС, наводимой в роторе потоком  $\Phi_{ds} \approx \text{const}$ , а также в основном активным сопротивлением ротора. Значит, для увеличения крутизны выходной характеристики нужно уменьшать сопротивление ротора. Это приведёт к увеличению нелинейности выходной характеристики и, соответственно, к увеличению амплитудной и фазовой погрешностей.

Таким образом, требования большой крутизны и малой погрешности выходной характеристики являются взаимоисключающими. Крутизна характеристики тахогенераторов высокой точности составляет c=1...3 мВ/(об/мин), а тахогенераторов следящих систем c=6...10 мB/(об/мин).

### 11.1.3. Погрешности асинхронных тахогенераторов

Погрешности тахогенератора принято разделять на амплитудные и фазовые. Под амплитудной погрешностью понимают отклонение выходного напряжения тахогенератора от линейной зависимости. Для её оценки используют приведённое значение

$$\delta_a = \frac{U_{\Gamma} - U^*}{U_{\Gamma_{\rm H}}} \cdot 100, \qquad (11.6)$$

где  $U^* = c^* v$  – нормальная выходная характеристика;  $U_{\Gamma_{\rm H}}$  – номинальное (максимальное) выходное напряжение.

Фазовой погрешностью называется отклонение фазы выходного напряжения от значения, принятого за базовое  $\phi^*$ . Для оценки фазовой погрешности используют абсолютное значение

$$\Delta \varphi = \varphi_{\Gamma} - \varphi^*. \tag{11.7}$$

Как следует из (11.6) и (11.7) оценки погрешности зависят не только от значений выходного сигнала, но и от выбора базовых значений  $c^*$  и  $\phi^*$ .

На рис. 11.7 показаны два варианта оценки амплитудной погрешности при



различных нормальных характеристиках (коэффициентах  $c^*$ ). Очевидно, что погрешности, рассчитанные для вариантов а и б, будут разными. Можно показать, что амплитудпогрешность будет ная минимальной, если крутизну нормальной характеристики  $c^*$  выбрать так, чтобы она пересекала реальную выходную характеристику при относительной скорости враще-

Рис. 11.7. Оценка амплитудной погрешности тахогенератора при различных нормальных характеристиках

ния равной  $\sqrt{3}/2$ . Это значение крутизны указывается в технических данных тахогенератора.

Амплитудная и фазовая погрешности тахогенератора постоянно изменяются под влиянием множества факторов. Ряд внешних воздействий и процессов в самом тахогенераторе вызывает изменение его параметров, что приводит к изменению выходной характеристики. Протекающие в обмотках и в роторе токи нагревают проводники и вызывают изменение активного сопротивления. Сопротивления изменяются также при изменении температуры окружающей среды. Нестабильность частоты питания приводит к изменению индуктивных сопротивлений тахогенератора. Кроме того, выходная характеристика изменяется в зависимости от величины и характера нагрузки. Выделяя основные воздействия, оказывающие влияние на амплитудную и фазовую погрешность тахогенератора, можно представить их структурой рис. 11.8.

Скоростная погрешность выходной характеристики определяется величиной  $\underline{B}v^2$ . При проектировании тахогенератора её стремятся уменьшить. Это

можно сделать уменьшением относительной скорости вращения v и/или уменьшением коэффициента *B*.

Уменьшение v возможно за счёт увеличения скорости холостого хода, т.е. частоты питания. При



Рис. 11.8. Основные виды погрешностей тахогенератора

одинаковых максимальных скоростях вращения у тахогенератора, питающегося

от источника с частотой 500 Гц, относительная скорость будет в десять раз меньше, чем у тахогенератора, питающегося от промышленной сети. Соответственно в сто раз меньше у него будет величина  $Bv^2$ .



Рис. 11.9. Влияние нагрузки на амплитуду (*a*) и фазу (б) выходного напряжения тахогенератора

 $\delta_a \approx 0,05...0,1\%$ , а во втором –  $\delta_a \approx 0,2...2,5\%$ .

диапазон скоростей вращения тахогенераторов обычно ограничивают. В точных системах управления до  $v < 0, 2...0, 25v_{max}$ , в системах менее критичных к погрешности, например, в слесистемах, дящих до  $\nu\!<\!0,5...0,7\nu_{max}$ . Это позволяет в первом случае получить погрешность

того,

рабочий

Кроме

Как следует из выражения (11.5), комплексный коэффициент <u>В</u> можно уменьшить путём увеличения активного сопротивления ротора  $r_{rB}$  и/или увеличения сопротивления нагрузки  $Z_{\mu}$ .

Увеличение  $r_{rB}$  за счёт применения материалов с высоким удельным сопротивлением снижает погрешность, но одновременно с этим уменьшает крутизну выходной характеристики и выходную мощность. Поэтому этот метод используют только в высокоточных тахогенераторах.

Величина коэффициента <u>В</u> может быть уменьшена путём правильного выбора нагрузки. На рис. 11.9 показаны зависимости величины и фазы выходного напряжения тахогенератора от полного сопротивления нагрузки при её различном характере.

Из этого рисунка следует, что отклонение амплитуды и фазы выходного напряжения можно свести к минимуму выбором соответствующего типа нагрузки. Однако для минимизации амплитудной погрешности требуется RCнагрузка, а для фазовой – RL. Поэтому подбором нагрузки невозможно одновременно уменьшить обе погрешности. Тем не менее, этим способом при заданном значении модуля нагрузочного сопротивления  $Z_{\rm H}$  можно минимизировать одну из погрешностей или найти некоторое оптимальное значение для обеих.

Универсальным средством уменьшения <u>В</u> является увеличение входного сопротивления устройства, подключаемого к тахогенератору. На рис. 11.8 видно, что отклонения амплитуды и фазы уменьшаются с увеличением полного сопротивления независимо от характера нагрузки. Однако скоростную погрешность асинхронного тахогенератора в принципе невозможно свести к нулю, т.к.

$$\underline{B} \xrightarrow{Z_{H} \to \infty} \frac{\underline{Z}_{sB}}{r_{rB}}.$$



*Температурная погрешность* возникает из-за изменения температуры статорных обмоток и ротора. Нагрев машины в основном происходит за счёт потерь от токов, протекающих в обмотках, роторе и магнитопроводе (вихревые токи), а также от магнитных потерь в сердечниках. Кроме того, температура тахогенератора изменяется под влиянием изменений температуры и давления окружающей среды. Причём давление здесь играет не последнюю роль, т.к. оно существенно влияет на условия теплоотвода.

Независимо от причин, вызвавших изменение температуры тахогенератора, изменяются активные сопротивления ротора и обмоток статора, а значит и выходная характеристика.

Для уменьшения температурной зависимости ротор изготавливают из материалов с малым температурным коэффициентом сопротивления. Это позволяет свести к минимуму погрешность, вносимую ротором.

Однако большую часть температурной погрешности вносят обмотки статора. Особенно обмотка возбуждения, по которой протекает значительный ток. Для уменьшения этой погрешности в цепь обмотки возбуждения включают резистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Изменение сопротивления этого резистора компенсирует изменение сопротивления Изменение сопротивления этого резистора компенсирует изменение сопротивления обмотки. В некоторых системах, где требуется особая точность, используют термостатирование. Для этого в пазах обмотки возбуждения устанавливают датчики температуры (терморезисторы) и с помощью специальных нагревательных элементов поддерживают температуру на заданном уровне.

Частотная погрешность возникает вследствие нестабильности частоты источника питания. Она вызывает изменение индуктивных сопротивлений обмоток, что приводит к изменению амплитуды и фазы выходного напряжения. Уменьшить частотную погрешность можно применением компенсационных схем измерения выходного напряжения тахогенератора, а также стабилизацией частоты напряжения возбуждения.

Помимо изменения скорости, температуры и частоты существуют другие процессы, вносящие погрешность в работу тахогенератора. Это, прежде всего, явления, связанные с нелинейностью магнитной цепи, которые приводят к изменению параметров ветви намагничивания. Кроме того, ток обмотки возбуждения, вследствие нелинейности кривой гистерезиса сердечника, содержит высшие гармоники, вызывающие дополнительные потери. Высшие гармоники присутствуют также в МДС, магнитных полях и, следовательно, в выходной ЭДС тахогенератора. Однако величина погрешности, вносимой этими и другими менее значимыми явлениями, невелика. Амплитудная погрешность обычно не превосходит 0,05%, а фазовая 5...8".

### 11.1.4. Работа тахогенератора при возбуждении постоянным током

При питании обмотки возбуждения постоянным током, она создаёт в тахогенераторе постоянный магнитный поток аналогично обмотке полюсов машины постоянного тока. Если ротор вращается с постоянной скоростью, то элементарные проводники, мысленно выделенные в его теле вдоль оси вращения, пересекают магнитный поток и в них наводится постоянная по величине ЭДС вращения. Под действием этой ЭДС в элементарных проводниках возникают токи, и возбуждается поперечный магнитный поток  $\Phi_{qr} \sim n$ , совершенно аналогично возбуждению этого потока при питании от источника переменного тока. Отличие заключается только в том, что поток  $\Phi_{qr}$  постоянный, т.е. неизменный во времени. Поэтому ЭДС, наводимая поперечным потоком в генераторной обмотке, равна

$$e_{\Gamma} = -w_{\Gamma}(d\Phi_{ar}/dt) = 0.$$

В случае переменой скорости вращения (n = var) переменным будет и  $\Phi_{ar} \sim n$ . Поэтому ЭДС генераторной обмотки

$$e_{\Gamma} = -w_{\Gamma}(d\Phi_{ar}/dt) \sim dn/dt$$

будет пропорциональна угловому ускорению.

Таким образом, при питании обмотки возбуждения постоянным током тахогенератор является датчиком углового ускорения или, в сочетании с измерительным устройством – акселерометром. В этом качестве асинхронные тахогенераторы довольно широко используются в системах автоматики.

Асинхронные тахогенераторы обладают малыми моментом сопротивления и моментом инерции, высокой надёжностью и достаточно высокой стабильностью характеристик. В то же время, их выходная характеристика принципиально нелинейна и несимметрична. Кроме того, при одинаковых габаритах и массе асинхронные тахогенераторы имеют в 2...4 раза меньшую выходную мощность, чем тахогенераторы постоянного тока. Несмотря на это, они имеют широкую номенклатуру и используются в системах автоматики различного назначения.

### 11.2. Синхронные тахогенераторы

Синхронные тахогенераторы представляют собой синхронные генераторы малой мощности с явнополюсным ротором, обычно выполненным в виде постоянного магнита-звёздочки. Магнитоэлектрическое возбуждение исключает скользящие контакты и значительно повышает надёжность тахогенератора.

При вращении ротора в обмотке статора наводится ЭДС, амплитуда и частота которой прямо пропорциональны скорости вращения

$$E_{\Gamma} = 4,44 f w_{\Gamma} \Phi = 4,44 (z_{p} n / 60) w_{\Gamma} \Phi = cn$$

где:  $f = z_p n/60$  – частота ЭДС;  $w_{\Gamma}$  – эффективное число витков обмотки статора;  $\Phi$  – магнитный поток полюсов ротора;  $z_p$  – число пар полюсов магнитного поля;  $c = 4,44(z_p w_{\Gamma}/60)\Phi$  – постоянный коэффициент при условии  $\Phi = \text{const}$ , соответствующий крутизне выходной характеристики тахогенератора.

Переменная частота выходного сигнала в некоторых случаях создаёт затруднения при обработке информации о скорости вращения. Кроме того, изменение частоты вызывает изменение величины индуктивных сопротивлений обмотки статора, а также реактивных элементов устройств, подключённых к тахогенератору. Это приводит к искажению выходной характеристики и появлению погрешностей. При определённых условиях в цепи генераторной обмотки



Рис. 11.10. Схема тахогенератора с электромагнитным возбуждением

возможны резонансные явления, нарушающие работоспособность всей системы.

Однако в некоторых схемах автоматики в качестве выходного сигнала используют частоту ЭДС. В этом случае переменная частота является положительным качеством тахогенератора.

Иногда синхронные тахогенераторы работают на выпрямительное устройство. В этих случаях для уменьшения пульсаций необходимо увеличивать частоту выходного сигнала. Тогда в качестве тахогенераторов используют индукторные генераторы малой мощности.

Положительным качеством синхронных тахогенераторов является большая удельная выходная мощность.

#### 11.3. Тахогенераторы постоянного тока

Тахогенераторы постоянного тока – это генераторы малой мощности с независимым возбуждением. Обычно для возбуждения используются постоянные магниты, но иногда встречаются тахогенераторы с электромагнитным возбуждением.

Выходное напряжение тахогенератора можно получить из уравнения Кирхгофа для цепи якоря

$$U_{\Gamma} = E_{\Gamma} - I_{\Gamma} r_{\Gamma} - \Delta U_{\mu}, \qquad (11.8)$$

где:  $r_{\Gamma}$  – сопротивление обмотки якоря;  $\Delta U_{\mu}$  – падение напряжения на щёточном контакте.

Выражая ЭДС якоря через магнитный поток Ф и скорость вращения *n* 

$$E_{\Gamma}=c_{e}\Phi n\,,$$

а ток якоря – через падение напряжения  $U_{\Gamma}$  на сопротивлении нагрузки  $R_{_{\rm H}}$  $I_{\Gamma} = U_{\Gamma} / R_{_{\rm H}},$ 

из уравнения (11.8) получим

$$U_{\Gamma} = c_e \Phi n - U_{\Gamma} r_{\Gamma} / R_{\rm H} - \Delta U_{\rm III} \,. \label{eq:U_eq}$$

Отсюда

$$U_{\Gamma} = \frac{c_{e} \Phi n}{1 + r_{\Gamma} / R_{_{\rm H}}} - \frac{\Delta U_{_{\rm H}}}{1 + r_{_{\Gamma}} / R_{_{\rm H}}}$$
(11.9)

Если пренебречь падением напряжения на щёточном контакте, то уравнение выходной характеристики примет вид

$$U_{\Gamma} = \frac{c_e \Phi n}{1 + r_{\Gamma} / R_{_{\rm H}}} = cn \,, \qquad (11.10)$$

$$c = \frac{c_e \Phi}{1 + r_{\Gamma} / R_{_{\rm H}}} = k c_e \Phi -$$
(11.11)

где

крутизна выходной характеристики;  $k = \frac{1}{1 + r_{\Gamma} / R_{H}} = \frac{R_{H}}{r_{\Gamma} + R_{H}}$ .

Выходная характеристика (11.10) при  $\Phi = \text{const}; r_{\Gamma} = \text{const}; R_{H} = \text{const}$  линейна (линия *I* на рис. 11.11, *a*). Её крутизна зависит от соотношения сопротивлений нагрузки  $R_{H}$  и обмотки якоря тахогенератора  $r_{\Gamma}$  (рис. 11.11,  $\sigma$ ). На холостом ходу крутизна максимальна и равна  $c = c_{\rho} \Phi$ .

Второе слагаемое в уравнении (11.9) определяет зону нечувствительности тахогенератора. Напряжение на выходе остаётся равным нулю до тех пор, пока оно не превысит падение напряжения на щёточном контакте

$$U_{\rm m} = \Delta U_{\rm m} k \,. \tag{11.12}$$

Величину этой зоны можно определить из (11.9), полагая  $U_{\Gamma} = 0$ 

$$n_{\min} = \frac{\Delta U_{\mu}}{c_e \Phi}.$$
 (11.13)

На величину  $n_{\min}$  смещается по оси абсцисс выходная характеристика тахогенератора (линия 2 на рис. 11.11, *a*).



Рис. 11.11. Выходная характеристика тахогенератора (a) и зависимость её крутизны от сопротивления нагрузки  $(\delta)$ 

Переходное падение напряжения  $\Delta U_{\mu}$  зависит от ряда факторов, главными из которых являются: материал щёток и материал коллектора; плотность тока *j*; направление тока от щётки к коллектору или от коллектора к щётке; температура контактной поверхности и ёё химическое состояние; удельное давление на щётку, линейная скорость движения по ок-

ружности коллектора; чистота обработки коллектора.

Падение напряжения при направлении тока от металла к щётке больше, чем при обратном направлении. Поэтому его оценивают как сумму напряжений для щёток обеих полярностей. На кривых  $\Delta U_{\mu} = f(j)$  рис. 11.12, *a*, видно, что, начиная с некоторой плотности тока  $\Delta U_{\mu} \approx \text{const}$ . Схожая картина наблюдается и для зависимости переходного напряжения от давления на щётку (рис. 11.11,  $\delta$ ).

Тахогенераторы работают при малых плотностях тока и при относительно большом сопротивлении нагрузки. Поэтому можно считать, что в этих условиях  $\Delta U_{\mu} \approx \text{const}$  и при постоянном магнитном потоке эта величина определяет зону нечувствительности.

Для её уменьшения тщательно подбираются щётки с минимальным переходным сопротивлением. В тахогенераторах устанавливают медно-графитовые или серебряно-графитовые щётки, а в прецизионных машинах – проволочные щётки с серебряным, золотым или платиновым покрытием.

При малом сопротивлении нагрузки магнитный поток тахогенератора не остаётся постоянным. Ток якоря размагничивает машину и вызывает уменьшение крутизны характеристики

$$c = \frac{c_e [\Phi - \Delta \Phi(\mathbf{n})]}{1 + r_{\Gamma} / R_{\rm H}}.$$

Это приводит к искажению выходной характеристики (линия 3 на рис. 11.11, *a*) и появлению значительной скоростной погрешности, которая у современных тахогенераторов составляет 0,5...3%.

Для уменьшения влияния реакции якоря в одних тахогенераторах увеличивают воздушный зазор так, чтобы они работали на начальном прямолинейном участке магнитной характеристики. Другие, наоборот, выполняют сильно насыщенными так, чтобы рабочая точка располагалась далеко за коленом магнитной характеристики. В обоих случаях влияние реакции якоря на выходную характеристику значительно уменьшается.

Электрические потери в тахогенераторе и изменения температуры окружающей среды вызывают изменение температуры обмоток и их активного сопротивления, вследствие чего возникает температурная погрешность.

Эта погрешность, прежде всего, связана с изменением сопротивления обмотки возбуждения  $r_{\rm B}$ , т.к. оно значительно больше сопротивления якоря. Из-



менение *r*<sub>в</sub> влечёт за собой изменение тока возбуждения и магнитного потока тахогенератора.

Устранение влияния температуры на величину магнитного потока возможно двумя способами: либо стабилизацией тока возбуждения, либо стабилизацией маг-

Рис. 11.12. Зависимость падения напряжения на щёточном контакте от плотности тока (*a*) и от удельного давления на щётку (б)

нитного потока. Стабилизировать ток обмотки возбуждения можно включением последовательно большого добавочного сопротивления  $R_{_{\rm A}} \gg r_{_{\rm B}}$  или терморезистора с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. В первом случае за счёт добавочного сопротивления увеличивается внутреннее сопротивление источника питания. Он становится по отношению к обмотке источником тока, значение которого практически не зависит от сопротивления нагрузки  $r_{_{\rm B}}$ . Во втором случае изменение сопротивления терморезистора  $r_{_{\rm C}}$  компенсирует изменение  $r_t + r_{\rm B} = {\rm const} \Longrightarrow I_{\rm B} = U_{\rm B} / (r_t + r_{\rm B}) = {\rm const}$ .

Стабилизировать магнитный поток в машине с электромагнитным возбуж-



Рис. 11.13. Магнитная характеристика тахогенератора

буждения.

дением можно смещением рабочей точки в область глубокого насыщения. На рис. 11.13 видно, что одинаковые изменения тока возбуждения  $\Delta I_{\rm B}$  при работе на начальном участке магнитной характеристики и в области насыщения вызывают различные изменения магнитного потока  $\Delta \Phi$ .

сопротивления

Однако наиболее эффективным способом стабилизации магнитного потока тахогенератора является магнитоэлектрическое возбуждение, которое не только практически устраняет влияние температуры и реакции якоря на магнитный поток, но не требует также источника питания для цепи воз-

Тем не менее, даже в случае возбуждения тахогенератора постоянными магнитами температурная погрешность сохраняется из-за изменения сопротивления обмотки якоря. Однако она весьма незначительна и может быть уменьшена повышением входного сопротивления цепи, подключаемой к тахогенератору.

В тахогенераторах постоянного тока, так же как в асинхронных тахогенераторах, существует асимметрия ветвей выходной характеристики. Здесь она связана со смещением щёток с геометрической нейтрали. В тахогенераторах постоянного тока установка щёток на геометрическую нейтраль должна выполняться особенно тщательно и обеспечиваться соответствующей конструкцией щёткодержателя. Оценку ошибки, вызываемой асимметрией, производят с помощью коэффициента

$$\delta_{\rm ac} = \frac{2 \left[ U_{\Gamma}(+n) - U_{\Gamma}(-n) \right]}{U_{\Gamma}(+n) + U_{\Gamma}(-n)} \cdot 100 \,,$$

где  $U_{\Gamma}(+n)$ ,  $U_{\Gamma}(-n)$  – выходные напряжения тахогенератора при вращении со скоростью *n* в разных направлениях. В современных тахогенераторах эта ошибка составляет 1...3%.

Существенным недостатком тахогенераторов постоянного тока является наличие пульсаций выходного напряжения. В зависимости от причины они разделяются на якорные, зубцовые и коллекторные.

Якорные пульсации возникают из-за периодического изменения магнитного потока при вращении. Эти изменения связаны с геометрической и магнитной асимметрией якоря. Для их устранения увеличивают воздушный зазор, обрабатывают по высокому классу точности поверхность якоря и шеек вала, применяют веерную сборку пакета якоря. Зубцовые пульсации связаны с изменением магнитной проводимости из-за зубчатого строения якоря. Устраняют зубцовые пульсации скосом пазов, выбором ширины полюсных наконечников, установкой магнитных клиньев и т.п.

Коллекторные пульсации возникают вследствие вибрации щёток при вращении якоря; периодического изменения числа секций в параллельных ветвях при коммутации; неравномерности подгорания и загрязнения пластин коллектора и т.п. С целью устранения коллекторных пульсаций улучшают качество щёток и щёткодержателей, повышают класс обработки поверхности коллектора.

Несмотря на все принимаемые меры полностью устранить пульсации выходного напряжения в тахогенераторах обычной конструкции не удаётся.

Значительно лучше характеристики у тахогенераторов с полым якорем. У них полностью отсутствуют якорные и зубцовые пульсации, т.к. якорь гладкий и не имеет ферромагнитного пакета. Коллекторные пульсации также существенно меньше, т.к. секции содержат меньшее число витков и условия коммутации в таких машинах значительно лучше. Кроме того, вследствие большого немагнитного промежутка в тахогенераторах с полым ротором практически отсутствует влияние реакции якоря на выходную характеристику.

Основные недостатки тахогенераторов постоянного тока связаны с наличием щёточно-коллекторного узла. В результате его работы и конструктивных особенностей выходная характеристика имеет зону нечувствительности, асимметрию ветвей, нестабильность; в выходном напряжении присутствуют пульсации; коммутация сопровождается излучением радиопомех.

Главным достоинством тахогенераторов этого типа является большая удельная выходная мощность.

# 12. Машины систем синхронной связи

В технике часто встречается задача синхронизации движения осей механизмов, находящихся на значительном расстоянии друг от друга и не связанных между собой механически. Эта задача может быть решена без использования датчиков положения, тахогенераторов и устройств управления с помощью системы электрической синхронной связи.

Синхронной связью называется электрическая связь, обеспечивающая одновременное одинаковое вращение двух или нескольких не связанных механизмов относительно осей, произвольным образом расположенных в пространстве.

Существуют два технических термина, которыми обозначают системы синхронной связи: система «электрического вала» или система синхронного вращения и система «передачи угла» или система поворота.

Системы «электрического вала» обычно используются там, где требуется создать синхронное движение механизмов, имеющих значительные моменты сопротивления. Они реализуются с помощью обычных электрических машин, чаще всего трёхфазных асинхронных двигателей с фазным ротором.

Системы «передачи угла» применяются для дистанционного управления, контроля и регулирования. Для этого используют специальные электрические машины, называемые сельсинами (от англ. *selfsynchronizing* – самосинхронизирующийся).

Трёхфазные сельсины конструктивно не отличаются от трёхфазных асинхронных машин с фазным ротором. В простейшем случае система синхронной связи состоит из двух одинаковых сельсинов – датчика и приёмника (рис. 12.1, *a*). Первичные обмотки обоих сельсинов подключаются к трёхфазной сети, а вторичные соединяются между собой линией связи. Первичными обмотками могут быть обмотки статора или ротора, но чаще в качестве первичных используют обмотки статора. В зависимости от порядка следования фаз датчика и приёмника сельсины могут вращаться в одинаковых или в разных направлениях.

Трёхфазные системы передачи угла не получили широкого распространения, вследствие ряда недостатков – неравенства синхронизирующих моментов при вращении роторов согласно и встречно по отношению к направлению вращения магнитного поля, малой динамической устойчивости и необходимости питания от трёхфазной сети. Наиболее распространены в настоящее время системы «передачи угла», осуществляемые с помощью однофазных сельсинов.

Однофазные сельсины имеют однофазную обмотку возбуждения и трёхфазную обмотку синхронизации (рис. 12.1, б)

В схемах автоматики используются две системы «передачи угла»: индикаторная и трансформаторная. Индикаторная система используется там, где мо-



Рис. 12.1. Схемы включения трёхфазных сельсинов (*a*) и схема однофазного сельсина (б)

мент сопротивления на ведомой оси мал по величине. В этой системе вращение сельсина-приёмника осуществляется за счёт его собственного электромагнитного момента.

Трансформаторная система применяется там, где на ведомой оси имеется значительный момент сопротивления. В этом случае сельсин-приёмник выполняет функцию датчика рассогласования, а вращение осуществляется с помо-
щью исполнительного двигателя, механически и электрически соединённого с сельсином-приёмником.

Любой сельсин может работать в обеих системах, но обычно их оптимизируют для одного из вариантов и подразделяют на индикаторные и трансформаторные сельсины.

Кроме однофазных сельсинов в системах синхронной связи используются также т.н. дифференциальные сельсины, имеющие трёхфазные обмотки на статоре и на роторе. Они позволяют организовать синхронное вращение относительно трёх осей так, что угол поворота одного из механизмов является суммой или разностью углов поворота двух других.

По конструкции сельсины делятся на контактные, т.е. имеющие скользящие контакты, и бесконтактные.



Рис. 12.2. Индикаторная схема синхронной связи

### 12.1. Работа сельсинов в индикаторном режиме

В индикаторном режиме обмотки возбуждения сельсина-датчика и сельсинаприёмника подключаются к однофазной сети переменного тока, а концы фаз обмоток синхронизации соединяются между собой линией связи (рис. 12.2).

Переменные токи обмоток возбуждения  $I_{s1}$  и  $I_{s2}$  создают пульсирующие маг-

нитные потоки  $\Phi_{s1}$  и  $\Phi_{s2}$ , которые наводят в фазах обмоток синхронизации ЭДС, совпадающие по фазе, но, в общем случае, отличающиеся друг от друга по величине. Величина фазной ЭДС определяется пространственным положением оси фазы относительно оси обмотки возбуждения. Если фазы обмоток датчика и приёмника ориентированы по отношению к обмоткам возбуждения

одинаково ( $\alpha_1 = \alpha_2$ ), то фазные ЭДС будут одинаковыми ( $E_{a1} = E_{a2}$ ;  $E_{b1} = E_{b2}$ ;  $E_{c1} = E_{c2}$ ) и в контуре каждого проводника линии связи их сумма будет равна нулю. Поэтому ток в линии связи будет отсутствовать. Такое положение роторов называют согласованным.

Если ротор сельсина-датчика вывести из согласованного положения, то фазные ЭДС будут разными ( $E_{a1} \neq E_{a2}$ ;  $E_{b1} \neq E_{b2}$ ;  $E_{c1} \neq E_{c2}$ ) и не будут компенсировать друг друга. В обмотках синхронизации и в линии связи возникнут токи ( $I_a, I_b, I_c$ ). Взаимодействие этих токов с магнит-



Рис. 12.3. Векторная диаграмма

ными потоками обмоток возбуждения создаст вращающие моменты, действующие на роторы сельсинов и стремящиеся привести их в согласованное положение. Причём, на роторы датчика и приёмника действуют противоположно направленные моменты, но т.к. ротор датчика обычно связан с задающим механизмом и не может свободно вращаться, то под действием вращающего момента поворачивается только ротор приёмника до тех пор, пока не установится новое согласованное положение. Вращающий момент на валу ротора приёмника, поворачивающий его синхронно с ротором датчика, называют синхронизирующим моментом.

Рассмотрим подробнее процесс создания синхронизирующего момента в системе синхронной связи. В том случае, когда ось фазы совпадает с осью обмотки возбуждения, в ней, как во вторичной обмотке трансформатора, наводится ЭДС, действующее значение которой равно

$$E_{\max} = 4,44 \, f w' \Phi_{sm}, \qquad (12.1)$$

где w' – эффективное число витков фазы обмотки синхронизации.

При смещении оси фазы на угол α ЭДС равна

$$E = E_{\max} \cos \alpha = 4,44 f w' \Phi_{sm} \cos \alpha . \qquad (12.2)$$

Полагая, что обе машины одинаковы, найдём фазные ЭДС сельсинадатчика и сельсина приёмника

$$E_{a1} = E_{\max} \cos \alpha_{1}; \qquad E_{a2} = E_{\max} \cos \alpha_{2}; \\E_{b1} = E_{\max} \cos(\alpha_{1} - 2\pi/3); \qquad E_{b2} = E_{\max} \cos(\alpha_{2} - 2\pi/3); \quad (12.3) \\E_{c1} = E_{\max} \cos(\alpha_{1} + 2\pi/3); \qquad E_{c2} = E_{\max} \cos(\alpha_{2} + 2\pi/3).$$

Одноимённые фазы обмоток синхронизации датчика и приёмника соединены встречно, поэтому суммарная ЭДС одноимённых фаз равна

$$\Delta E_{a} = E_{a1} - E_{a2} = E_{\max} \left( \cos \alpha_{1} - \cos \alpha_{2} \right);$$
  

$$\Delta E_{b} = E_{b1} - E_{b2} = E_{\max} \left[ \cos(\alpha_{1} - 2\pi/3) - \cos(\alpha_{2} - 2\pi/3) \right]; \quad (12.4)$$
  

$$\Delta E_{c} = E_{c1} - E_{c2} = E_{\max} \left[ \cos(\alpha_{1} + 2\pi/3) - \cos(\alpha_{2} + 2\pi/3) \right].$$

Преобразуем разности косинусов в произведения синусов полусуммы и полуразности углов и, обозначив разность углов  $\alpha_1 - \alpha_2$  через угол рассогласования 9, получим

$$\Delta E_{a} = 2E_{\max} \sin \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} \cdot \sin \frac{\vartheta}{2};$$
  

$$\Delta E_{b} = 2E_{\max} \sin \left( \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} - 2\pi/3 \right) \cdot \sin \frac{\vartheta}{2};$$
  

$$\Delta E_{c} = 2E_{\max} \sin \left( \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} + 2\pi/3 \right) \cdot \sin \frac{\vartheta}{2}.$$
(12.5)

Под действием разности ЭДС в обмотках синхронизации и линии связи возникнут уравнительные токи, которые можно найти по закону Ома



$$I_{a} = \frac{E_{\max}}{Z} \sin \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} \cdot \sin \frac{\vartheta}{2};$$

$$I_{b} = \frac{E_{\max}}{Z} \sin \left( \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} - 2\pi/3 \right) \cdot \sin \frac{\vartheta}{2};$$

$$I_{c} = \frac{E_{\max}}{Z} \sin \left( \frac{\alpha_{1} + \alpha_{2}}{2} + 2\pi/3 \right) \cdot \sin \frac{\vartheta}{2}.$$
(12.6)

где  $Z = |\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_1|/2$  – полусумма комплексных сопротивлений фаз обмоток синхронизации датчика  $\underline{Z}_1$ , приёмника  $\underline{Z}_2$  и комплексного сопротивления линии связи  $\underline{Z}_1$ . Если датчик и приёмник одинаковы ( $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_2$ ), то Z представляет собой полное сопротивление фазы одной из машин с включением в него половины сопротивления линии связи.

Уравнительные токи  $(I_a, I_b, I_c)$  можно представить пространственным вектором, проекции которого на продольную и поперечную ось обмотки возбуждения сельсина приёмника  $I_d$  и  $I_q$ , являются суммой проекций токов фаз

$$I_{2d} = I_a \cos \alpha_2 + I_b \cos(\alpha_2 - 2\pi/3) + I_c \cos(\alpha_2 + 2\pi/3) = \frac{E_{\text{max}}}{Z} \sin^2 \vartheta;$$

$$I_{2q} = I_a \sin \alpha_2 + I_b \sin(\alpha_2 - 2\pi/3) + I_c \sin(\alpha_2 + 2\pi/3) = \frac{E_{\text{max}}}{Z} \sin \vartheta.$$
(12.7)

Из выражений (12.7) следует, что при малых углах рассогласования  $I_{2d} = I_{2q} \sin \vartheta \ll I_{2q} \Rightarrow I_2 \approx I_{2q}$ .

Электромагнитный момент, возникающий в результате взаимодействия поля обмотки возбуждения и тока обмотки синхронизации сельсина-приёмника равен модулю произведения пространственных векторов  $\underline{\Phi}_{s2}$  и  $\underline{I}_2$ , пульсирующих с частотой сети  $\varphi_{s2}(t) = \Phi_{sm} \sin \omega t$ ;  $i_2(t) = \sqrt{2}I_2 \sin(\omega t - \psi) - \psi$ 

$$m_{2}(t) = c\varphi_{sm}(t) \cdot i_{2}(t) \cdot \sin \alpha_{2} = c\varphi_{sm}(t) \cdot i_{2q}(t) =$$
  
=  $c\Phi_{sm}I_{2qm} \Big[\cos \psi - \cos(2\omega t - \psi)\Big]$  (12.8)

Тогда среднее значение момента с учётом того, что из (12.1) и (12.7) амплитуды магнитного потока обмотки возбуждения и поперечной составляющей тока соответственно равны  $\Phi_{sm} = \frac{E_{max}}{4.44 \text{ fw}'}$  и  $I_{2qm} = \frac{E_{max}}{Z} \sin \vartheta$ , –

$$M_{2} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} m_{2}(t) dt = c \Phi_{sm} I_{2qm} = \frac{c'}{f} \frac{E_{\max}^{2}}{Z} \sin \vartheta \cdot \cos \psi$$
(12.9)

Учитывая, что  $\psi = \phi_2 + \pi/2 \Rightarrow \cos \psi = \sin \phi_2 = x/Z$  (см. рис. 12.3), выражение (12.9) можно преобразовать к виду

$$M_{2} = \frac{c'}{f} \cdot \frac{E_{\max}^{2} x}{r^{2} + x^{2}} \sin \vartheta, \qquad (12.10)$$

где r и x – активная и реактивная составляющие комплексного сопротивления фазы обмотки синхронизации приёмника с учётом активной и реактивной составляющей линии связи  $\underline{Z} = r + jx$ .

Значения *r* и *x* зависят от положения ротора по отношению к статору, но т.к. при малых углах рассогласования ток и магнитное поле обмотки синхронизации направлены практически перпендикулярно к оси обмотки возбуждения, то можно считать, что  $r \approx r_q$ ;  $x \approx x_q$ . Тогда для электромагнитного момента, действующего на вал сельсина-приёмника, окончательно получим выражение

$$M_{2} = \frac{c'}{f} \cdot \frac{E_{\max}^{2} x_{q}}{r_{q}^{2} + x_{q}^{2}} \sin \vartheta = M_{2m} \sin \vartheta.$$
(12.11)

Точное выражение для электромагнитного момента имеет вид

$$M_{2} = c' \frac{E_{\max}^{2}}{f} \frac{x_{q}}{\left(\frac{r_{d} + r_{q}}{2} - \frac{r_{d} - r_{q}}{2}\cos\vartheta\right)^{2} + \left(\frac{x_{d} + x_{q}}{2} - \frac{x_{d} - x_{q}}{2}\cos\vartheta\right)^{2}}\sin\vartheta.$$
(12.12)

В зависимости от конструкции соотношения параметров по продольной и поперечной оси будет разным, различными будут и кривые синхронизирующего момента  $M_2 = f(\vartheta)$  (рис. 12.4). В случае  $r_d = r_q$ ;  $x_d = x_q$  выражение (12.12) преобразуется в (12.11) и зависимость  $M_2 = f(\vartheta)$  будет синусоидальной. При других сочетаниях параметров максимум синхронизирующего момента может смещаться по отношению к  $\pi/2$  в ту или иную сторону.

Пульсирующее магнитное поле однофазных сельсинов исключает асимметрию синхронизирующего момента при рассогласовании в противоположных направлениях, т.е.  $M_2(+9) = M_2(-9)$ . В трёхфазных сельсинах магнитное поле вращается, и синхронизирующие моменты при рассогласовании в направлении



Рис. 12.4. Синхронизирующие моменты различных машин

вращения поля и против направления вращения отличаются друг от друга. Это является одной из главных причин широкого распространения однофазных сельсинов в системах синхронной связи.

Основным требованием к системе синхронной связи является точность воспроизведения сельсином-приёмником угла поворота вала сельсина-датчика.

Точность работы сельсинов-приёмников в статическом индикаторном режиме оценивается абсолютной погрешностью, определяемой как полусумма максимальных отклонений ротора приёмника от положения ротора датчика за один оборот при вращении в обе стороны



$$\Delta \vartheta = \frac{\Delta \vartheta_{\max+} + \Delta \vartheta_{\max-}}{2}.$$
 (12.13)

Для определения погрешности ротор сельсина-датчика поворачивают на

|  | Таблица 12.1                 |
|--|------------------------------|
| Класс точности<br>сельсинов-<br>приёмников | Допустимая<br>погрешность ∆9 |
| Ι  | ±30′                         |
| II   | ±45′                         |
| III  | ±60'                         |
| IV   | ±90'                         |

360° в одну, а затем в другую сторону и измеряют отклонения с интервалом 1° или 10° в зависимости от требуемой точности определения погрешности. По величине погрешности Δ9 сельсины-приёмники делятся на четыре класса.

Точность работы сельсиновприёмников в индикаторном режиме зависит от множества факторов, ос-

новными из которых являются: величина удельного синхронизирующего момента; величина момента сопротивления на валу (обычно это момент трения в опорах ротора приёмника); добротность сельсина – отношение величины удельного синхронизирующего момента к моменту трения; магнитная и электрическая асимметрия; дисбаланс ротора и время успокоения, т.е. время, в течение которого ротор останавливается после рассогласования на угол ±179°.

Важнейшим параметром сельсина-приёмника является удельный синхронизирующий момент, т.е. вращающий момент, действующий на ротор при отклонении от согласованного положения на 1°. Из выражения (12.11) его можно определить как

$$M^{\circ} = \frac{\pi}{180} \cdot \frac{\partial M_2}{\partial \vartheta} = \frac{\pi}{180} M_{2m} \cos \vartheta \quad [\text{Hm/}^{\circ}]. \tag{12.14}$$

Так как для малых углов рассогласования  $\cos \vartheta \approx 1$ , то

$$M^{\circ} = \pi M_{2m} / 180. \qquad (12.15)$$

Чем больше удельный синхронизирующий момент, тем меньше погрешность сельсина. На рис. 12.5, *a*, показаны начальные участки кривых  $M = f(\vartheta)$  двух сельсинов с разными удельными синхронизирующими моментами  $M_1^{\circ} > M_2^{\circ}$ . При одинаковом моменте сопротивления  $M_c$  первый сельсин имеет существенно меньшую погрешность, чем второй –  $\Delta \vartheta_1 = \vartheta_1 < \Delta \vartheta_2 = \vartheta_2$ .

Величина удельного синхронизирующего момента сильно зависит от напряжения питания. Действительно,  $M^{\circ} \sim M_{2m} \sim E_{\max}^2$ , но  $E_{\max} \sim \Phi_s \sim U$ . Это значит, что удельный момент пропорционален квадрату напряжения:  $M^{\circ} \sim U^2$ .

В системах автоматики очень часто от одного сельсина-датчика работают несколько сельсинов-приёмников. В этом случае уравнительные токи распределяются на все соединённые параллельно обмотки синхронизации сельсиновприемников, и удельный синхронизирующий момент уменьшается примерно по гиперболическому закону (рис. 12.5, б)

$$M_n^{\rm o} = 2M_1^{\rm o}/(1+n),$$



где  $M_n^{\circ}$  – удельный синхронизирующий момент каждого из *n* приёмников, работающих от одного датчика;  $M_1^{\circ}$  – удельный момент при работе от датчика одного сельсина-приёмника.

Для увеличения синхронизирующего момента в системах связи с несколькими приёмниками в качестве датчика используют более мощный сельсин. Увеличение мощности сельсина-датчика уменьшает погрешность приёмника в любой схеме, в том числе и при работе «один на один», т.к. увеличение мощности датчика означает уменьшение его внутреннего сопротивления и, соответственно, увеличение уравнительных токов. По этой же причине для снижения погрешности необходимо уменьшать сопротивление линии связи.

Увеличение момента сопротивления на валу сельсина приёмника всегда ведёт к увеличению погрешности индикаторной связи. Момент сопротивления в основном возникает за счёт трения в опорах вала и скользящих контактах. Он зависит от вида, качества, чистоты и размера трущихся поверхностей, а также

от температуры и состояния окружающей среды.

Соотношение между удельным синхронизирующим моментом  $M^{\circ}$  и моментом трения  $M_{f}$ называется добротностью сельсина

$$Q = M^{\circ}/M_{f}$$

Она объёдиняет два основных фактора, влияющих на погрешность синхрон-



Рис. 12.5. Влияние удельного синхронизирующего момента на величину погрешности (*a*) и зависимость удельного синхронизирующего момента от числа приёмников, работающих от одного датчика (*б*)

ной связи, и определяет, тем самым её теоретическую точность.

Эффективным способом снижения момента трения в сельсинах является исключение скользящих контактов в цепи ротора. Для этого используется либо электромагнитная связь между обмоткой ротора и внешней электрической цепью, либо особая конструкция магнитопровода, позволяющая разместить обмотку возбуждения на статоре.

Магнитная асимметрия сельсина-приёмника, т.е. неравенство магнитных проводимостей машины в различных радиальных направлениях, создаёт дополнительную погрешность. Это связано с тем, что в случае асимметрии на ротор действует реактивный вращающий момент. Он стремится привести ротор в положение, соответствующее минимальной энергии магнитного поля обмотки возбуждения, т.е. в положение, при котором магнитный поток распространяется по пути с максимальной магнитной проводимостью. В результате действия реактивного момента ротор выводится из согласованного положения.

Помимо магнитной асимметрии существует также асимметрия электрическая, т.е. неравенство сопротивлений фаз обмотки синхронизации и линий связи. При расположении обмотки синхронизации на роторе асимметрия фаз чаще всего связана с неравенством переходных сопротивлений скользящих контактов. Для уменьшения влияния их сопротивления на работу сельсина контактные пары – кольца и щётки – выполняются из сплавов с малым удельным сопротивлением и высокой коррозийной стойкостью.

Если центр масс ротора сельсина лежит вне оси вращения, т.е. существует дисбаланс, то во всех положениях, кроме двух точек равновесия, на ротор дей-

|  | 1 и Олици 12.2               |  |  |  |
|--|------------------------------|--|--|--|
| Класс точности<br>сельсинов-<br>датчиков | Допустимая<br>погрешность дэ |  |  |  |
| Ι  | ≤±1′                         |  |  |  |
| II                                       | <u>+2</u> ′                  |  |  |  |
| III                                      | ±3′                          |  |  |  |
| IV                                       | ±5′                          |  |  |  |
| V  | ±10′                         |  |  |  |
| VI                                       | ±20′                         |  |  |  |
| VII                                      | ±30′                         |  |  |  |
| V<br>VI<br>VII                           | ±10'<br>±20'<br>±30'         |  |  |  |

| Таблица | 12.2 |
|---------|------|
|---------|------|

ствует вращающий момент, вызывающий рассогласование. Источником дисбаланса может быть как сам ротор, так и шкала или стрелка, закреплённая на его валу.

При изменении положения ротора сельсина-датчика возникает электромеханический переходный процесс отработки перемещения сельсином-приёмником, характер которого определяется соотношением электромагнитной и электромеханической постоянной времени. Длительность переходного процесса зависит от эф-

фективности демпфирования. Поэтому для её уменьшения все индикаторные сельсины-приёмники обязательно снабжаются короткозамкнутыми обмотками на роторе, наподобие пусковых обмоток синхронных двигателей, но с уменьшенным числом стержней. Иногда для этой цели используют механические демпферы (пружинные, фрикционные и др.).

Эффективность демпфирования проверяется путём измерения времени успокоения после максимального рассогласования на угол ±179°. У современных сельсинов это время составляет 0,5...1,5 с.

Очевидно, что точность синхронной связи зависит не только от погрешности сельсина-приёмника, но также и сельсина-датчика. Для него погрешность определяется как асимметрия нулевых точек, т.е. как отклонение углов, в которых фазные ЭДС обмотки синхронизации равны нулю (остаточному значению) от теоретических значений, отстоящих друг от друга на 60°. Оценка производится в виде полусуммы максимального положительного и отрицательного отклонения.

В целом ряде устройств автоматики сельсины работают в динамическом режиме, т.е. в режиме непрерывного вращения с постоянной или изменяющей-

итмо

ся скоростью. Ротор сельсина-приёмника при этом следует за ротором сельсина-датчика. В этом случае проводники обмоток синхронизации пересекают неподвижный пульсирующий магнитный поток обмотки возбуждения и в них кроме ЭДС трансформации наводятся также ЭДС вращения. Под действием этих ЭДС в контурах обмоток возникают дополнительные токи, создающие тормозной момент и увеличивающие угол рассогласования. Поэтому погрешность синхронной связи в динамическом режиме всегда больше, чем в статическом.

При скоростях вращения не превышающих 20% от синхронной скорости  $(n_0 = 60 f / z_p)$  для оценки влияния вращения на удельный синхронизирующий момент сельсина можно пользоваться формулой Э.И.Эллера:

$$M_d^{\,\mathrm{o}} = M^{\,\mathrm{o}} \cos\!\left(\frac{\pi}{2} \mathrm{v}\right),$$

где:  $M^{\circ}$  – удельный статический синхронизирующий момент;  $v = n/n_0$  – относительная скорость вращения ротора; n – действительная скорость вращения.

### 12.2. Работа сельсинов в трансформаторном режиме

В трансформаторном режиме обмотка возбуждения сельсина-приёмника (СП) подключается ко входу усилителя (У на рис. 12.6), который осуществляет управление исполнительным двигателем (ИД). Вал исполнительного двигателя жёстко соединён с валом сельсина-приёмника.

Сельсин-приёмник, усилитель и двигатель образуют контур регулирования положения ротора. Система регулирования находится в статическом состоянии,



Рис. 12.6. Функциональные схемы трансформаторной синхронной связи (*a*) и канала обратной связи по положению (б)

когда ЭДС Е2, наводимая в обмотке возбуждения магнитным потоком обмотки синхронизации равна нулю, т.е., если равна нулю продольная составляющая магнитного потока обмотки синхронизации сельсина-приёмника. Иными словами, двигатель поворачивает ротор сельсина-приёмника ДО тех пор, пока ЭДС обмотки возбуждения не станет равной нулю. В трансформаторном режиме сельсин-приёмник формирует лишь сигнал рассогласования, а поворот ротора осуществляется с помощью исполнительного Найдём двигателя. условия, при которых в системе трансформаторной синхронной связи

наступает статическое состояние.

Электродвижущие силы фаз обмотки синхронизации сельсина-датчика согласно (12.3) равны

$$E_{a1} = E_{\max} \cos \alpha_1; E_{b1} = E_{\max} \cos(\alpha_1 - 2\pi/3); E_{c1} = E_{\max} \cos(\alpha_1 + 2\pi/3)$$

Под действием этих ЭДС в фазных контурах обмоток синхронизации протекают токи

$$I_{a} = \frac{E_{\max}}{Z} \cos \alpha_{1}; I_{b} = \frac{E_{\max}}{Z} \cos(\alpha_{1} - 2\pi/3); I_{c} = \frac{E_{\max}}{Z} \cos(\alpha_{1} + 2\pi/3),$$

которые возбуждают магнитные потоки обмотки синхронизации сельсинаприёмника

 $\Phi_{a2} = \Phi_{2m} \cos \alpha_1; \Phi_{b2} = \Phi_{2m} \cos(\alpha_1 - 2\pi/3); \Phi_{c2} = \Phi_{2m} \cos(\alpha_1 + 2\pi/3).$ где  $\Phi_{2m} = L_2 E_{\max} / Z$  – максимальное значение магнитного потока фазы приёмника при  $\alpha_1 = 0$ .

Продольная составляющая магнитного потока обмотки синхронизации, которая наводит ЭДС в обмотке возбуждения, равна сумме проекции потоков фаз на ось *d* 

$$\Phi_{2d} = \Phi_{a2} \cos \alpha_2 + \Phi_{b2} \cos (\alpha_2 - 2\pi/3) + \Phi_{c2} \cos (\alpha_2 + 2\pi/3) = \frac{3}{2} \Phi_{2m} \cos \theta.$$

Таким образом, статическое положение в системе регулирования положения ротора сельсина-приёмника соответствует условию

$$\cos \vartheta = \cos(\alpha_1 - \alpha_2) = 0 \implies \vartheta = \pi/2,$$

т.е., в отличие от индикаторного режима, в трансформаторном режиме согласованное положение соответствует смещению ротора сельсина-приёмника на 90° по отношению к положению ротора сельсина-датчика.

Поперечная составляющая магнитного потока сельсина-приёмника равна

$$\Phi_{2q}=\frac{3}{2}\Phi_{2m}\sin\vartheta.$$

Теоретически она не должна наводить ЭДС в обмотке возбуждения. Однако изза наличия магнитной асимметрии, вызванной асимметрией свойств стали в различных радиальных направлениях, неравномерностью воздушного зазора, наличием короткозамкнутых контуров в обмотках и/или в пакетах стали и т.п., поперечный поток наводит некоторую остаточную ЭДС даже в согласованном положении.

В отличие от индикаторного режима уравнительные токи в линии связи существуют всегда, в том числе и в согласованном положении, т.к. питание сельсина-приёмника осуществляется не от сети, а от обмотки синхронизации датчика. Это существенно ограничивает количество приёмников, которые могут быть к нему подключены.

Качество работы сельсинов в трансформаторной системе синхронной связи определяется рядом параметров. К ним относятся: значение остаточного напряжения обмотки возбуждения в согласованном положении; удельное выходное напряжение и удельная выходная мощность – выходное напряжение и мощность при угле рассогласования в 1°; электрическая асимметрия нулевых точек. Удельное выходное напряжение сельсина-приёмника определяет чувствительность всей системы передачи угла. Для его увеличения трансформаторные сельсины-приёмники изготавливаются с увеличенным числом витков обмотки возбуждения.

Точность сельсинов-приёмников для трансформаторной синхронной связи определяется так же, как индикаторных сельсинов-датчиков – по асимметрии нулевых точек. По этому параметру они делятся на те же семь классов (см. табл. 12.2).

В трансформаторной системе синхронной связи, так же как в индикаторной, в динамическом режиме возникает дополнительная погрешность, вызванная ЭДС вращения, наводимой в обмотке синхронизации сельсина-датчика. Под действием этой ЭДС в линии связи и в обмотке синхронизации сельсина-приёмника протекают дополнительные токи, которые возбуждают магнитный поток, а он, в свою очередь, наводит ЭДС в обмотке возбуждения сельсина-приёмника. Эта ЭДС пропорциональна скорости вращения и не связана непосредственно с углом рассогласования. Продольная составляющая ЭДС вращения создаёт ложный сигнал рассогласования, а поперечная вызывает нестабильность работы следящей системы в согласованном положении.

### 12.3. Системы синхронной связи с дифференциальными сельсинами

Дифференциальный сельсин по конструкции не отличается от трёхфазных сельсинов. На статоре и роторе дифференциального сельсина расположены распределённые трёхфазные обмотки (рис. 12.7).

В системах синхронной связи дифференциальный сельсин может работать как второй датчик, сигнал которого складывается с сигналом сельсина-датчика



Рис. 12.7. Система синхронной связи с дифференциальным сельсином

или вычитается из него, а затем отрабатывается сельсином-приёмником. Он может также работать как сельсин-приёмник, ротор которого поворачивается на угол равный сумме или разности углов поворота двух датчиков. Схема включения сельсина-дифференциала приведена на рис. 12.7. Она одинакова для



обоих режимов работы. Если выходной координатой системы связи является угол поворота сельсина-приёмника  $\alpha_3$ , то это соответствует варианту использования дифференциального сельсина в качестве второго датчика. Если же выходной координатой является угол поворота дифференциального сельсина  $\alpha_2$ , а сельсин-приёмник является вторым датчиком, то дифференциальный сельсин выполняет функцию приёмника.

Рассмотрим работу дифференциального сельсина в качестве второго датчика. Поток обмотки возбуждения сельсина-датчика Ф<sub>s1</sub> наводит в обмотке синхронизации ЭДС  $E_{a1}, E_{b1}, E_{c1}$ , под действием которых в линии связи возникают токи  $I_{a1}, I_{b1}, I_{c1}$  и формируются магнитные потоки фаз первичной обмотки дифференциального сельсина  $\Phi_{a2}, \Phi_{b2}, \Phi_{c2}$ . Эти магнитные потоки наводят в фазах вторичной обмотки ЭДС  $E_{a2}, E_{b2}$  и  $E_{c2}$ . Электродвижущие силы наводятся также потоком возбуждения сельсина-приёмника  $\Phi_{s3}$  в обмотке синхронизации  $E_{a3}, E_{b3}, E_{c3}$ . Если фазы вторичной обмотки дифференциального сельсина занимают по отношению к потоку первичной обмотки такое же положение, что и фазы обмотки синхронизации сельсина-приёмника по отношению к потоку обмотки возбуждения  $\Phi_{33}$ , то вследствие равенства ЭДС  $(E_{a2} = E_{a3}; E_{b2} = E_{b3}; E_{c2} = E_{c3})$  уравнительные токи в цепи обмотки синхронизации сельсина-приёмника будут равны нулю ( $I_{a2} = 0, I_{b2} = 0, I_{c2} = 0$ ). В этом случае сельсины находятся в согласованном положении и пару машин дифференциальный сельсин – сельсин-приёмник можно рассматривать как обычную пару сельсинов в индикаторном режиме.

Если ротор дифференциального сельсина повернуть на некоторый угол, то сельсин-приёмник повернётся на такой же угол. Если повернуть на некоторый угол сельсин-датчик, то на такой же угол повернётся магнитный поток обмотки статора дифференциального сельсина. Это равносильно повороту его ротора в противоположную сторону, поэтому сельсин-приёмник также повернётся в противоположную сторону. Таким образом, ротор сельсина-приёмника будет реагировать как на поворот ротора датчика, так и на поворот ротора дифференциального сельсина, т.е.  $\alpha_3 = \alpha_1 \pm \alpha_2$ .

### 12.4. Конструкции сельсинов

Конструктивно контактные сельсины незначительно отличаются от синхронных машин малой мощности с электромагнитным возбуждением. Они имеют шихтованные статор и ротор и выполняются чаще всего двухполюсными. Обмотка возбуждения сельсинов может быть сосредоточенной или распределённой и располагаться на статоре или на роторе. Трёхфазная обмотка синхронизации всегда выполняется распределённой и чаще всего соединяется звездой.

Основным недостатком контактных сельсинов является наличие скользящих контактов. Для создания надёжного контакта с малым постоянным переходным сопротивлением требуется достаточно большое давление на щётку. Однако при этом возрастает момент трения, что приводит к увеличению погрешности синхронной связи. Использование специальных материалов для изготовления колец и щёток не решает полностью эту проблему, поэтому разрабатываются и широко применяются на практике различные варианты конструкций, позволяющие исключить контакты.

В настоящее время наиболее распространены две конструкции: предложенная А.Г.Иосифьяном и Д.В.Свечарником и конструкция с кольцевым трансформатором.

В конструкции Иосифьяна-Свечарника (рис. 12.8, *a*) ротор *6* представляет собой шихтованный в аксиальном направлении стальной пакет, разделённый на два полюса немагнитным промежутком.

Обмотка возбуждения 2 представляет собой две кольцеобразные катушки, расположенные по краям пакета ротора. Трёхфазная распределённая обмотка синхронизации 5 расположена в пазах пакета статора 4. Её конструкция и конструкция пакета ничем не отличаются от конструкций трехфазных статоров машин переменного тока.

Магнитную цепь машины по краям пакета ротора замыкают тороидальные сердечники *1*, соединённые между собой стержнями внешнего магнитопровода



Рис. 12.8. Конструктивные схемы бесконтактного сельсина Иосифьяна-Свечарника (*a*-б) и кольцевого трансформатора (*в*)

3. В отличие от пакета статора, шихтованного в плоскости, перпендикулярной оси машины, тороиды и стержни набраны из пластин, расположенных в аксиальном направлении.

Кольцевая обмотка возбуждения формирует пульсирующий магнитный поток машины направленный вдоль оси вращения. При отсутствии немагнитного промежутка в пакете ротора, он распространялся бы вдоль оси ротора, по тороидам *1* и стержням *3*, образуя униполярное магнитное поле. При этом его сцепление с обмоткой синхронизации происходило бы только за счёт рассеяния.

Большой немагнитный промежуток ротора разрывает магнитную цепь и отклоняет магнитный поток в области расположения пакета статора в радиальном направлении (участок *b* на рис. 12.8,  $\delta$ ). В результате он проходит через рабочий зазор, зубцовую зону и далее по спинке пакета статора, сцепляясь с витками обмотки синхронизации.



При повороте ротора полюсы магнитного поля возбуждения меняют своё положение по отношению к фазам обмотки синхронизации и потокосцепление фаз изменяется.

Во втором, более простом варианте конструкции бесконтактного сельсина, обмотка возбуждения расположена на роторе, и её питание обеспечивается с помощью кольцевого трансформатора. Он представляет собой два обычно ферритовых кольцевых сердечника (2 и 3 на рис. 12.8, в) с кольцевыми пазами, в которые уложены кольцевые обмотки трансформатора. Первичная обмотка 4, расположенная в пазу сердечника статора, подключается к сети, а вторичная 5 – к обмотке возбуждения.

При подключении к источнику переменного тока первичная обмотка трансформатора возбуждает магнитный поток, замыкающийся по стенкам пазов через зазор и сцепляющийся с витками вторичной обмотки. Наводимая этим потоком ЭДС вторичной обмотки питает обмотку возбуждения сельсина. Для уменьшения габаритов трансформатора сельсины этого типа обычно рассчитываются на работу от сетей с повышенной частотой (400, 500 и 1000 Гц).

## 13. Вращающиеся трансформаторы

Вращающиеся или поворотные трансформаторы – это индукционные электрические машины переменного тока, предназначенные для преобразования уг-



Рис. 13.1. Конструкция (а) и схема обмоток (б) вращающегося трансформатора

ла поворота ротора в напряжение, амплитуда которого связана с углом определённой функциональной зависимостью.

Наиболее распространены двухполюсные вращающиеся трансформаторы с двумя одинаковыми обмотками на статоре и на роторе, смещёнными по отношению друг к другу на 90°. Концы обмоток ротора подключаются к внешним электрическим цепям через контактные кольца и щёт-

ки. В машинах с ограниченным углом поворота вместо колец и щёток используют гибкие спиральные пружины или проводники.

Вращающиеся трансформаторы являются классными приборами, обладающими высокими метрологическими характеристиками. Поэтому они изготавливаются из высококачественных материалов со строгим соблюдением технологии. Для исключения влияния нелинейностей их магнитопровод всегда совершенно ненасыщен. Основными задачами при проектировании и изготовлении вращающихся трансформаторов являются обеспечение:

- идентичности параметров и точного смещения на 90° обмоток статора (ротора) по отношению друг к другу;
- точного соответствия синусной (косинусной) зависимости от угла поворота ротора величины взаимной индуктивности между обмотками статора и ротора.

В зависимости от схемы включения вращающиеся трансформаторы могут использоваться в качестве:

- датчиков углового положения, реализующих синусную и/или косинусную зависимость от угла поворота ротора, а также, в ограниченных пределах, линейную зависимость;
- устройств масштабирования (согласования) напряжений;
- фазовращателей;
- построителей, позволяющих производить преобразования систем координат (вращение и преобразование декартовой системы в полярную).
- трансформаторных сельсинов систем синхронной связи;

## 13.1. Синусно-косинусный вращающийся трансформатор

Вначале рассмотрим простейший вращающийся трансформатор, имеющий по одной обмотке на статоре и на роторе и называемый синусным вращающимся трансформатором (13.2, *a*).

Первичная обмотка или обмотка возбуждения, расположенная на статоре, *s* подключена к источнику переменного тока, а ко вторичной обмотке *a*, расположенной на роторе, подключена некоторая электрическая цепь с комплексным сопротивлением  $\underline{Z}_a$ .

При холостом ходе ( $\underline{Z}_a = \infty$ ;  $\underline{I}_a = 0$ ), вследствие того, что взаимная индуктивность между обмотками статора и ротора является синусной функцией от угла поворота ротора  $\alpha$ , ЭДС, наводимая магнитным потоком первичной обмотки  $\Phi_s$ , также будет синусной функцией

$$\underline{E}_{a0} = \underline{E}_{am} \sin \alpha \tag{13.1}$$

где <u>*E*</u><sub>*am*</sub> – максимальная ЭДС, наводимая в обмотке *a* при совмещении её оси с осью обмотки возбуждения *s* ( $\alpha = 90^{\circ}$ ).

Максимальную ЭДС <u>*E*</u><sub>*am*</sub> можно выразить через ЭДС, наводимую потоком  $\Phi_s$  в первичной обмотке <u>*E*</u><sub>*s*</sub> и отношение чисел эффективных витков обмоток  $(w'_s, w'_a)$ , как и в обычном трансформаторе

$$\underline{E}_{am} = (w'_a / w'_s) \underline{E}_s = k_m \underline{E}_s, \qquad (13.2)$$

где  $k_m = w'_a / w'_s = k_a w_a / (k_s w_s)$  – максимальный коэффициент трансформации;  $k_a, w_a, k_s, w_s$  – истинные числа витков и обмоточные коэффициенты.

Тогда ЭДС выходной обмотки при холостом ходе

$$\underline{E}_{a0} = \underline{E}_{s} k_{m} \sin \alpha = \underline{E}_{s} k_{a}(\alpha)$$
(13.3)

или, если не учитывать падение напряжения на сопротивлении обмотки возбуждения,

$$\underline{E}_{a0} \approx \underline{U}_{s} k_{m} \sin \alpha = \underline{U}_{s} k(\alpha), \qquad (13.4)$$

где

$$k(\alpha) = k \sin \alpha \tag{13.5}$$

- коэффициент трансформации вращающегося трансформатора, значение которого является синусной функцией от угла поворота ротора α.

При подключении внешней цепи во вторичной обмотке вращающегося трансформатора протекает ток

$$\underline{I}_a = \underline{\underline{E}}_a / (\underline{Z}_{ai} + \underline{Z}_a), \qquad (13.6)$$

где  $\underline{Z}_a$ ,  $\underline{Z}_{ai}$  – комплексные сопротивления внешней цепи и обмотки трансформатора.

Ток  $I_a$  создаёт магнитный поток  $\Phi_a$ , направленный по оси обмотки *a* (рис. 13.2, *б*), который можно разложить на составляющие, направленные по про-



Рис. 13.2. Схема включения (*a*), векторная диаграмма магнитных потоков (*б*) и выходное напряжение (*в*) синусного вращающегося трансформатора

дольной и по поперечной оси

$$\Phi_{ad} = \Phi_a \sin \alpha; \ \Phi_{aq} = \Phi_a \cos \alpha$$
.

Продольная составляющая  $\Phi_{ad}$ , как в обычном трансформаторе, компенсируется возрастающим током первичной обмотки, поэтому суммарный поток по продольной оси остаётся практически постоянным и равным потоку в режиме холостого хода  $\Phi_d \approx \Phi_{s0} = \text{const}$ . Следовательно, и ЭДС вторичной обмотки, наводимая этим потоком, будет практически такой же как при холостом ходе  $\underline{E}_{ad} \approx \underline{E}_{a0} = \underline{E}_s k_m \sin \alpha = \underline{E}_s k_a(\alpha)$ . (13.7)

Поперечная составляющая потока  $\Phi_{aq}$  в трансформаторе с двумя обмотка ми ничем не компенсируется. Она является потоком самоиндукции и наводит в обмотке соответствующую ЭДС



где  $\underline{A} = jx_{am} / \underline{Z}_{a\Sigma}$  – комплексный коэффициент;  $x_{am} = \omega (w'_a)^2 \lambda$  – максимальное индуктивное сопротивление вторичной обмотки по поперечной оси, соответствующее  $\alpha = 0$ ;  $\underline{Z}_{a\Sigma} = \underline{Z}_{ai} + \underline{Z}_a$  – суммарное комплексное сопротивление цепи вторичной обмотки;  $\lambda$  – магнитная проводимость.

Суммарная ЭДС вторичной обмотки при нагрузке равна

Из этого выражения видно, что при наличии нагрузки синусная зависимость ЭДС вторичной обмотки от угла поворота ротора  $\alpha$  искажается, причём, искажение тем сильнее, чем меньше  $Z_{a\Sigma}$ . Физически это искажение связано с поперечной составляющей магнитного потока  $\Phi_{aa}$ .

Чтобы устранить эту составляющую нужно создать поперечный поток, направленный встречно.

Рассмотрим работу вращающегося трансформатора с двумя обмотками на статоре и на роторе (рис. 13.3, *a*).



Рис. 13.3. Схема включения (а) и векторная диаграмма магнитных потоков (б) синусно-косинусного вращающегося к трансформатора

Магнитный поток обмотки возбуждения Ф. наводит в обмотке ротора *b* ЭДС <u>*E*</u><sub>*b*0</sub> совершенно аналогично тому, как это происходит в обмотке а. Но т.к. обмотка b смещена в пространстве по отношению к обмотке а на 90°, то величина этой ЭДС изменяется в зависимости от угла поворота по косинусному закону. Поэтому такие вращаютрансформаторы щиеся синусноназываются косинусными.

По аналогии с об-

моткой *a*, для режима холостого хода обмотки *b* можно записать  $\underline{E}_{b0} = \underline{E}_{s} k_{m} \cos \alpha = \underline{E}_{s} k_{b}(\alpha). \quad (13.10)$  При подключении к обмотке *b* внешней цепи, ток в ней определяется по закону Ома

$$\underline{I}_b = \underline{E}_b / (\underline{Z}_{bi} + \underline{Z}_b).$$

где  $\underline{Z}_{b}, \underline{Z}_{bi}$  – комплексные сопротивления внешней цепи и обмотки трансформатора.

Создаваемый этим током магнитный поток можно с учётом пространственного смещения обмотки разложить на продольную и поперечную составляющие

$$\Phi_{bd} = \Phi_b \cos\alpha; \ \Phi_{bq} = \Phi_b \sin\alpha \tag{13.11}$$

Продольная составляющая потока  $\Phi_{bd}$  компенсируется увеличением тока первичной обмотки, поэтому составляющая ЭДС по продольной оси будет практически равна ЭДС при холостом ходе

$$\underline{E}_{bd} \approx \underline{E}_{b0} = \underline{E}_{s} k_{m} \cos \alpha = \underline{E}_{s} k_{b}(\alpha).$$
(13.12)

Поперечный поток  $\Phi_{bq}$  наводит в обмотке *b* ЭДС, величину которой, по аналогии с обмоткой *a*, можно выразить как

$$\underline{\underline{E}}_{bq} = -jx_{bq}\underline{\underline{I}}_{b} = -jx_{bq}\frac{\underline{\underline{E}}_{b}}{\underline{\underline{Z}}_{bi} + \underline{\underline{Z}}_{b}} = -\underline{\underline{B}}\underline{\underline{E}}_{b}\sin^{2}\alpha, \qquad (13.13)$$

где <u>B</u> =  $jx_{bm} / \underline{Z}_{b\Sigma}$  – комплексный коэффициент;  $x_{bm} = \omega w_b'^2 \lambda = x_{am}$  – максимальное индуктивное сопротивление вторичной обмотки по поперечной оси, соответствующее  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\underline{Z}_{b\Sigma} = \underline{Z}_{bi} + \underline{Z}_b$  – суммарное комплексное сопротивление цепи вторичной обмотки;  $\lambda$  – магнитная проводимость.

Отсюда суммарная ЭДС обмотки *b* 

$$\underline{\underline{E}}_{b} = \frac{\underline{\underline{E}}_{s} k_{m} \cos \alpha}{1 + \underline{\underline{B}} \sin^{2} \alpha} = \frac{\underline{\underline{E}}_{s} k_{m} \cos \alpha}{1 + \frac{j x_{bm}}{\underline{Z}_{b\Sigma}} \sin^{2} \alpha}.$$
(13.14)

Электродвижущая сила обмотки *b*, так же как и обмотки *a*, при нагрузке не является гармонической функцией угла α. Её искажение происходит за счёт влияния поперечной составляющей магнитного потока Φ<sub>ba</sub>.

Из векторной диаграмму на рис. 13.3,  $\delta$ , следует, что поперечный поток обмотки  $b \Phi_{bq}$  направлен встречно по отношению к потоку обмотки  $a \Phi_{aq}$ . Следовательно, можно найти условие, при котором эти потоки компенсируют друг друга и ЭДС обмоток будут гармоническими функциями от угла поворота ротора  $\alpha$ .

Компенсация поперечного потока путём нагрузки второй обмотки ротора или статора называется, соответственно, вторичным или первичным симметрированием.

При вторичном симметрировании нужно обеспечить равенство  $\Phi_{aq} = \Phi_{bq} \Leftrightarrow \Phi_{aq} + \Phi_{bq} = 0$ . Так как трансформатор ненасыщен, то это условие эквивалентно условию равенства МДС  $F_{aq} = F_{bq}$ . Выразив МДС через токи в обмотках, получим

$$F_{aq} = I_a w'_a \cos \alpha = F_{bq} = I_b w'_b \sin \alpha$$

или, выражая токи через ЭДС,

$$\frac{\underline{\underline{E}}_{a}}{\underline{Z}_{ai} + \underline{Z}_{a}} w'_{a} \cos \alpha = \frac{\underline{\underline{E}}_{b}}{\underline{Z}_{bi} + \underline{Z}_{b}} w'_{b} \sin \alpha .$$
(13.15)

Но при отсутствии поперечного потока  $\underline{E}_a = \underline{E}_s k_m \sin \alpha$  и  $\underline{E}_b = \underline{E}_s k_m \cos \alpha$ . Кроме того, у вращающихся трансформаторов обе обмотки ротора одинаковы, т.е.  $w'_a = w'_b$ . Тогда равенство (13.15) можно преобразовать

$$\frac{\underline{E}_{s}k_{m}\sin\alpha\cos\alpha}{\underline{Z}_{ai}+\underline{Z}_{a}} = \frac{\underline{E}_{s}k_{m}\cos\alpha\sin\alpha}{\underline{Z}_{bi}+\underline{Z}_{b}}$$
(13.16)

и получить условие вторичного симметрирования

$$\underline{Z}_{ai} + \underline{Z}_{a} = \underline{Z}_{bi} + \underline{Z}_{b} \Leftrightarrow \underline{Z}_{a\Sigma} = \underline{Z}_{b\Sigma}.$$
(13.17)

Так как сопротивления вторичных обмоток одинаковы  $\underline{Z}_{ai} = \underline{Z}_{bi}$ , то для осуществления вторичного симметрирования необходимо, чтобы

$$\underline{Z}_a = \underline{Z}_b, \qquad (13.18)$$

т.е. необходимо, чтобы сопротивления цепей, подключённых ко вторичным обмоткам вращающегося трансформатора, были одинаковыми.

При осуществлении вторичного симметрирования входное сопротивление трансформатора не зависит от угла поворота ротора α. Действительно, при компенсации поперечного магнитного потока МДС статора уравновешивается продольными составляющими МДС обмоток ротора

$$\underline{F}_{s} = -\underline{F}_{ad} - \underline{F}_{bd} \Leftrightarrow \underline{I}_{s} w'_{s} = -(\underline{I}_{a} w'_{a} \sin \alpha + \underline{I}_{b} w'_{b} \cos \alpha).$$

Разделив обе части этого уравнения на эффективное число витков обмотки статора  $w'_s$ , с учётом того, что  $w'_a / w'_s = w'_b / w'_s = k_m$ , получим

$$-\underline{I}_s = \underline{I}_a k_m \sin \alpha + \underline{I}_b k_m \cos \alpha \,.$$

Отсюда, подставляя в правую часть этого уравнения выражения токов,

$$-\underline{I}_{s} = \frac{\underline{E}_{a}}{\underline{Z}_{ai} + \underline{Z}_{a}} k_{m} \sin \alpha + \frac{\underline{E}_{b}}{\underline{Z}_{bi} + \underline{Z}_{b}} k_{m} \cos \alpha =$$
$$= \frac{\underline{E}_{s} k_{m} \sin \alpha}{\underline{Z}_{a\Sigma}} k_{m} \sin \alpha + \frac{\underline{E}_{s} k_{m} \cos \alpha}{\underline{Z}_{b\Sigma}} k_{m} \cos \alpha =$$
$$= \underline{E}_{s} k_{m}^{2} \left( \frac{\sin^{2} \alpha}{\underline{Z}_{a\Sigma}} + \frac{\cos^{2} \alpha}{\underline{Z}_{b\Sigma}} \right)$$

Но при вторичном симметрировании  $\underline{Z}_{a\Sigma} = \underline{Z}_{b\Sigma}$ . Кроме того, если пренебречь падением напряжения на сопротивлении обмотки статора, то  $\underline{E}_{s} \approx \underline{U}_{s} = \text{const}$ . Тогда

$$-\underline{I}_{s} \approx \underline{U}_{s} k_{m}^{2} \left( \frac{\sin^{2} \alpha}{\underline{Z}_{a\Sigma}} + \frac{\cos^{2} \alpha}{\underline{Z}_{b\Sigma}} \right) = \frac{\underline{U}_{s} k_{m}^{2}}{\underline{Z}_{a\Sigma}} = \frac{\underline{U}_{s}}{\underline{Z}_{s}} = \text{const}$$

$$\downarrow \downarrow$$

$$\underline{Z}_s = \text{const}$$

где  $\underline{Z}_{s} = \underline{Z}_{a\Sigma} / k_{m}^{2} = \underline{Z}_{b\Sigma} / k_{m}^{2}$  – входное сопротивление вращающегося трансформатора без учёта сопротивления первичной обмотки.



Рис. 13.4. Схема синуснокосинусного вращающегося трансформатора при вторичном и первичном симметрировании

В отличие от входного, выходное сопротивление вращающегося трансформатора при вторичном симметрировании не является постоянной величиной и изменяется при вращении ротора. Это свойство может быть неприемлемым для целого ряда систем управления.

Компенсацию поперечной составляющей магтрансформатора вращающегося нитного потока можно осуществить также путём замыкания цепи первичной квадратурной обмотки вращающегося трансформатора с. В этом случае в квадратурной обмотке под действием наводимой поперечным потоком ЭДС <u>*E*</u> будет протекать ток <u>*I*</u>, который создаст магнитный поток  $\underline{\Phi}_{c} = \underline{\Phi}_{cd} + \underline{\Phi}_{ca}$ . Продольная составляющая этого потока  $\Phi_{cd}$  будет компенсироваться увеличением тока обмотки возбуждения s, a поперечная составляющая  $\underline{\Phi}_{ca}$ , в соответствии с правилом Ленца, будет ослаблять поперечный поток, вызывающий появление ЭДС.

Можно показать, что условием компенсации по-

перечного потока вращающегося трансформатора при первичном симметрировании будет равенство

$$\underline{Z}_{si} + \underline{Z}_{s} = \underline{Z}_{ci} + \underline{Z}_{c} \Leftrightarrow \underline{Z}_{s\Sigma} = \underline{Z}_{c\Sigma}, \qquad (13.19)$$

где  $Z_{si}$ ,  $Z_{ci}$  – собственные сопротивления обмотки возбуждения и квадратурной обмотки, а  $Z_s$ ,  $Z_c$  – сопротивления внешних электрических цепей, подключенных к этим обмоткам.

Так как собственные сопротивления обмоток одинаковы  $\underline{Z}_{si} = \underline{Z}_{ci}$ , то условием первичного симметрирования является

$$\underline{Z}_s = \underline{Z}_c, \qquad (13.20)$$

т.е. равенство симметрирующего сопротивления  $\underline{Z}_{c}$  сопротивлению внешней цепи обмотки возбуждения  $\underline{Z}_{s}$ . Если вращающийся трансформатор питается от источника большой мощности, для которого можно принять  $\underline{Z}_{s} = 0$ , то квадратурную обмотку достаточно замкнуть накоротко, что обычно чаще всего и осуществляется на практике.

В отличие от вторичного, при первичном симметрировании входное сопротивление изменяется при вращении ротора, а вторичное остаётся постоянным. Это несущественно сказывается на работе системы управления, если источник питания обладает достаточной мощностью, чтобы соблюдалось условие  $U_s = \text{const.}$  В то же время, постоянство выходного сопротивления является по-

ложительным свойством, т.к. к выходной обмотке часто подключаются цепи соизмеримой мощности, и изменение выходного сопротивления в этом случае будет приводить к значительной погрешности преобразования. Если в системе управления используется только один выходной сигнал вращающегося трансформатора, то симметрирование выполняют на статоре и на роторе, что обеспечивает наилучший результат.

### 13.2. Линейный вращающийся трансформатор

При определённой схеме соединения обмоток и коэффициенте трансформации на выходе вращающегося трансформатора можно получить линейную зависимость амплитуды напряжения от угла поворота ротора.

Принцип работы вращающегося трансформатора в линейном режиме основан на том, что на его выходе можно получить функцию

$$f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + k \cos \alpha}$$
(13.21)

которая при  $k \approx 0,5$  достаточно хорошо соответствует линейной функции. Действительно, раскладывая числитель и знаменатель в ряд Маклорена по степеням  $\alpha$  и полагая k = 0,5, получим

$$\sin \alpha = \alpha - \frac{\alpha^3}{6} + \frac{\alpha^5}{120} - \dots; \ 1 + \frac{\cos \alpha}{2} = \frac{3}{2} - \frac{\alpha^2}{4} + \frac{\alpha^4}{48} - \dots$$

Отсюда после выполнения деления

$$f(\alpha) = \frac{2}{3} \left( \alpha - \frac{\alpha^5}{180} + \dots \right) \approx \frac{2}{3} \alpha \, .$$

Функция (13.21) при k = 0,54 даёт наилучшее приближение к линейной зависимости в пределах  $\alpha$  от  $-60^{\circ}$  до  $+60^{\circ}$  (рис. 13.5, *в*).

Для получения зависимости выходного напряжения от угла поворота в соответствии с выражением (13.21) можно использовать две схемы включения вращающегося трансформатора (рис. 13.5, *а* и б).

Рассмотрим кратко первую схему. В ней обмотка возбуждения и косинусная обмотка соединены последовательно и подключены к источнику питания, а к синусной обмотке подключена нагрузка  $Z_{\rm H}$ . Поперечный поток компенсируется путём первичного симметрирования и при анализе может не учитываться. Тогда, считая, что ЭДС наводится только продольной составляющей потока, для цепи возбуждения можно написать уравнение

$$\underline{U}_{1} = \underline{\underline{E}}_{s} + \underline{\underline{E}}_{s} k_{m} \cos \alpha = \underline{\underline{E}}_{s} (1 + k_{m} \cos \alpha), \qquad (13.22)$$

а для цепи нагрузки

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_s k_m \sin \alpha \,. \tag{13.23}$$

Исключая <u>Е</u><sub>s</sub> из (13.22) и (13.23), получим

$$\underline{U}_2 = k_m \underline{U}_1 \frac{\sin \alpha}{1 + k_m \cos \alpha}.$$
 (13.24)

итто

Это выражение не учитывает собственных сопротивлений обмоток, поэтому в реальных машинах коэффициент трансформации находится в пределах 0,56...0,58.

В схеме со вторичным симметрированием (рис. 13.5,  $\delta$ ) источник питания подключён к обмотке возбуждения, а к соединенным последовательно квадратурной и синусной обмоткам подключена нагрузка. Симметрирование выполнено путём замыкания косинусной обмотки на сопротивление <u>Z</u><sub>b</sub>.

Схема со вторичным симметрированием является взаимной по отношению к схеме с первичным симметрированием и согласно теореме взаимности для четырёхполюсников (вращающийся трансформатор можно рассматривать как четырёхполюсник) для неё справедливо выражение (13.24).





В отличие от схемы с первичным симметрированием, выходное сопротивление линейного вращающегося трансформатора в схеме со вторичным симметрированием зависит от угла поворота ротора, что значительно ограничивает возможность её применения. Поэтому на практике главным образом используют схему включения с первичным симметрированием.

#### 13.3. Вращающийся трансформатор в режиме преобразователя координат

Синусная и косинусная зависимости передаточных функций, реализуемых вращающимся трансформатором, позволяют использовать его для задач, связанных с преобразованием координат.

Пусть некоторая величина *A* задана вектором в декартовой системе координат  $\underline{A} = a_x + ja_y$  и требуется представить её вектором в полярной системе координат –  $\underline{A} = Ae^{j\alpha}$ , т.е. найти модуль  $A = \sqrt{a_x^2 + a_y^2}$  и аргумент  $\alpha = \operatorname{arctg}(a_y/a_x)$ . Если на обмотку возбуждения и квадратурную обмотку подать одинаковые по частоте и фазе напряжения, пропорциональные составляющим  $a_y$  и  $a_x$  (рис. 13.6, *a*), то каждая обмотка создаст пульсирующий магнитный поток, величина которого будет пропорциональна соответствующей координате вектора <u>A</u>. Направления потоков  $\Phi_c$  и  $\Phi_s$  смещены в пространстве на 90°, поэтому результирующий магнитный поток статора будет равен их геометрической сумме (рис. 13.6, *a*), т.е. его величина будет пропорциональна модулю вектора <u>A</u>, а угол между осью полюсов магнитного поля и осью квадратурной обмотки будет равен  $\alpha$ .

Величину потока  $\Phi \sim |\underline{A}|$  можно определить по величине ЭДС любой из обмоток ротора, например, обмотки *a*, если ротор повернуть так, чтобы ось обмотки совпадала с направлением  $\Phi$ . В этом случае ЭДС обмотки *a* будет максимальной и пропорциональной модулю вектора  $\underline{A} - E_a = \max \sim |\underline{A}|$ , а ЭДС обмотки *b* равна нулю. По условию  $E_b = 0$  можно точно позиционировать ротор по направлению потока и угол поворота  $\alpha$  будет аргументом вектора  $\underline{A}$ .

На практике преобразование координат осуществляется с помощью простейшей следящей системы, в которую входят усилитель (У), исполнительный двигатель (ИД) и редуктор (Р). Вращение ротора происходит до тех пор, пока ЭДС обмотки *b* не станет равной нулю. Обычно в таких следящих системах используют асинхронные исполнительные двигатели с амплитудным управлением. Тогда направление вращения определяется фазой ЭДС  $E_b$  и поворот выполняется по кратчайшему маршруту.

Вращающийся трансформатор можно использовать также для вычисления координат точки A в системе, повёрнутой относительно исходной системы координат на некоторый угол  $\alpha$ . Если исходные координаты  $a_x$  и  $a_y$  задать в виде одинаковых по частоте и фазе напряжений обмоток статора  $U_c \sim a_x$ ,  $U_s \sim a_y$  и повернуть ротор на угол  $\alpha$ , то магнитные потоки каждой обмотки статора будут наводить в каждой из обмоток ротора ЭДС в соответствии с (13.9) и (13.14). Суммарные ЭДС обмоток ротора будут равны

$$E_a = E_{ac} + E_{as} = U_c k_m \cos \alpha + U_s k_m \sin \alpha = k_m \left( a_x \cos \alpha + a_y \sin \alpha \right) \sim a'_x;$$
  

$$E_b = E_{bc} + E_{bs} = -U_c k_m \sin \alpha + U_s k_m \cos \alpha = k_m \left( -a_x \sin \alpha + a_y \cos \alpha \right) \sim a'_y.$$

Таким образом, ЭДС обмоток ротора будут пропорциональны координатам точки A в новой системе координат, полученной поворотом исходной системы на угол  $\alpha$ .

С помощью вращающегося трансформатора можно выполнять согласование значений напряжений различных маломощных каскадов, т.е. использовать его в качестве регулятора напряжения. В этом случае поворотом ротора получают требуемое значение выходного напряжения, после чего ротор фиксируют стопорным устройством. Для точной настройки положения ротор кроме стопорного устройства снабжают также редуктором. Вращающийся трансформатор, используемый для этих целей, называется масштабным вращающимся трансформатором.

# 13.4. Вращающийся трансформатор в режимах фазовращателя и трансформаторного сельсина

Если включить вращающийся трансформатор по схеме, изображённой на рис. 13.7, a, то при определённых значениях сопротивления R и ёмкости C напряжение на выходе будет изменяться по закону

$$\underline{U}_2 = K \underline{U}_1 e^{j\alpha} \tag{13.25}$$

где *К* – некоторая постоянная; α – угол поворота ротора.

Если значения сопротивления R и ёмкости С удовлетворяют условиям

$$r_2 = x_2; \ R + r_2 = \frac{1}{\omega C} - x_2,$$
 (13.26)

где  $r_2$ ,  $x_2$  – выходные сопротивления синусной и косинусной обмоток, то погрешность преобразования (13.25) будет равна нулю.

Условия (13.26) требуют индивидуального подбора сопротивления резистора R и ёмкости конденсатора C. Этого можно избежать, если подключить обмотки вращающегося трансформатора к RC-цепи через развязывающие усилители с большим входным сопротивлением и малым выходным. Тогда в (13.26) вместо выходных сопротивлений обмоток трансформатора нужно подставить выходные сопротивления усилителей, для которых справедливо соотношение  $r_2 = x_2 \approx 0$ , и условие настройки фазовращателя преобразуется к виду





Рис. 13.6. Схемы включения вращающегося трансформатора в режимах преобразования декартовой системы координат в полярную (а) и вращения декартовой системы кординат (б)

Отклонение величины *R* и/или *C* от значений, соответствующих (13.27) приводит к погрешности фазовращателя. Представим (13.27) в виде

$$R = \frac{1}{\omega C} (1 + \delta),$$

где  $\delta$  – относительное отклонение сопротивлений резистора и конденсатора, Тогда фазу выходного напряжения можно записать как

$$\varphi = \arctan\frac{(\sin \alpha - \cos \alpha)(1 + \delta)}{\cos \alpha + (1 + \delta)^2 \sin \alpha}.$$
(13.28)

Разложив (13.28) в ряд Маклорена по б, получим

$$\varphi = \alpha + \frac{\pi}{4} + \frac{\delta}{2}(1 - \sin 2\alpha) + \frac{\delta^2}{4}\left(1 - \sin 2\alpha + \frac{1}{2}\sin 4\alpha\right).$$

Отсюда фазовая погрешность от неравенства сопротивлений элементов *RC*-цепи

$$\Delta \varphi = \frac{\delta}{2} (1 - \sin 2\alpha) + \frac{\delta^2}{4} \left( 1 - \sin 2\alpha + \frac{1}{2} \sin 4\alpha \right) \approx \frac{\delta}{2} (1 - \sin 2\alpha).$$

Из этого выражения следует, что фазовая погрешность, возникающая от разбалансировки *RC*–цепи, в первом приближении линейно зависит от неравенства сопротивлений  $\delta$  и при углах поворота ротора  $\alpha = 3\pi/4$ ,  $7\pi/4$  равна значению  $\delta$ . При разбалансировке *RC*–цепи вследствие старения элементов или под воздействием температуры окружающей среды на ±3% фазовая погрешность не превышает 1° (рис. 13.8).

Вращающиеся трансформаторы очень часто используются в прецизионных трансформаторных системах синхронной связи вместо сельсинов. Это связано с тем, что точность вращающихся трансформаторов значительно выше точности сельсинов. В то же время, их выходная мощность меньше, поэтому в системах связи с вращающимися трансформаторами усилители мощности должны обладать бо́льшим коэффициентом усиления.



Рис. 13.7. Схема вращающегося трансформатора в режиме фазовращателя (*a*) и в системе трансформаторной синхронной связи

На рис. 13.7,*б*, представлена схема трансформаторной системы связи. Один из вращающихся трансформаторов выполняет роль датчика, другой – приёмника. Обмотка возбуждения датчика питается от сети переменного тока  $U_1$ . Переменный ток обмотки возбуждения наводит в синусной и косинусной обмотках



Рис. 13.8. Зависимость фазовой погрешности Δφ от неравенства сопротивлений *RC*-цепи δ

ротора датчика ЭДС. Под действием этой ЭДС в линии связи и в обмотках приёмника протекают токи, и возбуждается магнитное поле, которое, в свою очередь, наводит ЭДС в обмотке статора приёмника. Обмотка статора приёмника является выходной обмоткой, величина ЭДС в ней зависит от угла рассогласования положения роторов датчика и приёмника. Простейшая следящая система, включающая усилитель мощности (У) и исполнительный двигатель (ИД), соединённый с валом приёмника, обеспечивает поворот ротора приёмника в положение, при котором ЭДС обмотки статора и угол рассогласования равны нулю.

## 13.5. Погрешности вращающихся трансформаторов

Возможность использования вращающегося трансформатора в различных системах автоматики зависит от точности воспроизведения им функций преобразования – синусной или линейной. Поэтому важнейшими величинами, определяющими качество вращающегося трансформатора, являются:

- Ошибка воспроизведения синусной (косинусной) зависимости, которая определяется либо для заданного ряда угловых положений ротора, как отклонение от расчётного значения напряжения, выраженное в процентах от максимального выходного напряжения, либо как смещение расчётных точек для заданного ряда значений выходных напряжений, выраженное в угловых величинах. В зависимости от класса преобразователя эта погрешность составляет от 0,005 до 0,2%.
- Ошибка воспроизведения линейной зависимости, которая определяется, так же как и ошибка синусной зависимости, и составляет от 0,05 до 0,2%.
- 3) Асимметрия нулевых точек в угловых величинах. Для определения асимметрии вращающийся трансформатор возбуждается попеременно через обе обмотки статора, и при этом определяются углы, при которых ЭДС обмоток ротора равны нулю (минимальны). Максимальное отклонение этих углов от значений кратных 90° и представляет собой оценку асимметрии, которая находится в пределах от10" до 6'40".

- 4) Величина остаточной ЭДС (остаточного напряжения) в нулевых точках определяется одновременно с определением асимметрии и выражается либо в милливольтах, либо в процентах от максимального значения ЭДС обмотки. В зависимости от класса трансформатора она находится в пределах от 0,003 до 0,1%.
- 5) Величина ЭДС квадратурной обмотки так же как остаточная ЭДС оценивается либо в милливольтах, либо в процентах от номинального напряжения питания, и составляет от 0,04 до 1,2%.
- 6) Неравенство коэффициентов трансформации, которое находится в пределах от 0,005 до 0,2%

Некоторые показатели погрешности связаны между собой, поэтому на практике для оценки точности вращающегося трансформатора обычно ограничиваются показателями, приведёнными в таблице 13.1.

В зависимости от причин возникновения погрешности вращающихся трансформаторов можно условно разделить на четыре группы.

- Погрешности, вытекающие из принципа работы и присущие даже идеальному с точки зрения изготовления и условий эксплуатации преобразователю. К ним относятся: погрешность работы в режиме линейного вращающегося трансформатора, обусловленная принципиальной нелинейностью преобразования; погрешность в режиме синуснокосинусного вращающегося трансформатора при отсутствии симметрирования.
- Погрешности, связанные с ограничениями, накладываемыми на электрические машины. Эти погрешности обусловлены; наличием высших гармоник в кривой распределения магнитной индукции; наличием пазов на статоре и роторе; нелинейностью кривой намагничивания; несимметричностью лобовых соединений и т.п.
- 3) Погрешности от неточности изготовления. Эта группа погрешностей является результатом несовершенства технологии изготовления и наличия разного рода допусков. Главными факторами, влияющими на точность работы преобразователя, здесь являются: эксцентриситет и эллиптичность расточки статора и цилиндрической поверхности ротора; смещение оси ротора относительно геометрической оси расточки статора; магнитная асимметрия пакетов статора и ротора; неточность скоса пазов.
- Погрешности, определяемые условиями эксплуатации и связанные с изменением температуры окружающей среды, старением элементов внешних цепей, изменением напряжения и частоты питания и т.п.

## 13.6. Особенности конструкции вращающихся трансформаторов

Принципиально конструкция обычных вращающихся трансформаторов не отличается от конструкции двухфазных асинхронных двигателей с фазным ротором. Их отличает качество материалов и изготовления, а также существенно меньшие магнитные и электрические нагрузки. Это связано с высокими требованиями к точности вращающихся трансформаторов. Пакеты магнитопровода статора и ротора вращающегося трансформатора изготавливаются из высококачественной электротехнической стали или пермаллоя. Штампы изготавливаются по высокому классу точности и регулярно меняются, что обеспечивает высокое качество штамповки пластин пакета.

Таблица 13.1

| Показатель погрешности  | Класс точности |       |              |         |       |      |
|---|----------------|-------|--------------|---------|-------|------|
| показатель погрешности  | A              | В     | 0            | 1       | 2     | 3    |
| Асимметрия нулевых точек [мин]                                    | ±0,5           | ±1,0  | ±1,5<br>(±3) | $\pm 8$ | ±16   | ±22  |
| Максимальное значение ЭДС квадра-<br>турной обмотки [%]           | 0,125          | 0,25  | 0,375        | 0,545   | 1,0   | 1,2  |
| Максимальное значение остаточной<br>ЭДС [%]                       | 0,015          | 0,02  | 0,03         | 0,02    | 0,04  | 0,06 |
| Максимальная ошибка воспроизведе-<br>ния синусной зависимости [%] | ±0,02          | ±0,04 | ±0,06        | ±0,11   | ±0,22 | ±0,3 |
| Максимальная ошибка воспроизведе-<br>ния линейной зависимости [%] | _              | _     | _            | ±0,11   | ±0,22 | ±0,3 |

*Примечание*: допустимые значения показателей погрешности различаются у различных типов вращающихся трансформаторов

Магнитная симметрия пакетов статора и ротора машины обеспечивается веерной сборкой. Для этого при штамповке на внешней стороне пластин вырубается метка, указывающая положение штампа по отношению к направлению подачи стальной ленты, а т.к. лента при изготовлении наматывается в рулон в направлении её проката, то метка является также ориентиром для этого направления. При сборке пакета метка каждой следующей пластины смещается по отношению к предыдущей на одно или несколько зубцовых делений. В результате магнитные свойства пакета усредняются во всех направлениях, и устраняется влияние асимметрии магнитной проводимости пластин по отношению к направлению проката.

Для уменьшения влияния зубчатости статора и ротора прорези пазов делаются минимальных размеров, и обязательно выполняется скос пазов.

Поверхности пакетов статора и ротора, шейки вала, посадочные места подшипников и подшипниковых щитов тщательно обрабатываются. Это позволяет уменьшить до минимума эксцентриситет и эллиптичность поверхностей расточки статора и ротора, что обеспечивает максимальную равномерность воздушного зазора.

Для получения максимального приближения кривой распределения МДС к синусоиде во вращающихся трансформаторах используют специальные типы обмоток с различным распределением проводников по расточке – треугольным, трапецеидальным, неполным прямоугольным и синусоидальным. Причём, для более эффективного подавления высших гармоник на статоре и на роторе часто делаются обмотки разных типов. Обмотки с синусоидальным распределением применяются в изделиях высокой точности и представляют собой концентрические однослойные обмотки, число витков которых распределено по пазам по синусоидальному закону.

Обмотки ротора вращающихся трансформаторов с неограниченным углом поворота подключаются к внешним цепям либо через контактные кольца и щётки, либо с помощью трансформатора аналогично бесконтактным сельсинам. В контактных вращающихся трансформаторах кольца и щётки изготавливаются из специальных сплавов серебра, платины и других металлов, обеспечивающих малое переходное сопротивление и высокую коррозийную стойкость. У бесконтактных трансформаторов обмотка возбуждения расположена на роторе, а квадратурная обмотка либо отсутствует, либо замкнута накоротко.

У вращающихся трансформаторов, предназначенных для работы в системах с ограниченным углом поворота ротора, подключение к обмоткам ротора осуществляется с помощью гибких проводников. За счёт этого существенно повышается надёжность изделия и снижается погрешность.

### 13.7. Многополюсные вращающиеся трансформаторы

Многополюсные трансформаторы применяются для систем точного отсчёта угла, а также в других устройствах автоматики с малым углом поворота.

Для создания большого количества (до нескольких десятков) полюсов обмотки требуется большая длина рабочего зазора и большое количество пазов. Поэтому многополюсные трансформаторы имеют большой диаметр и малую длину. Они изготавливаются в бескорпусном варианте (рис. 13.9, *a*) и устанавливаются на поворачивающихся относительно друг друга частях механизма. Очевидно, что для трансформатора, имеющего обычные обмотки и бескорпусную конструкцию, требуется обеспечить электрическую связь с обмоткой ротора либо с помощью скользящих контактов, либо с помощью гибких проводников.

Проблемы токосъёма нет у индукционных редуктосинов. Они представляют собой бесконтактный синусно-косинусный вращающийся трансформатор с электрической редукцией. Статор и ротор редуктосина собраны из пластин электротехнической стали с большим числом зубцов. Соотношение чисел зубцов пакетов статора и ротора может быть любым. Оно определяет коэффициент электрической редукции машины.

На рис. 13.9, *б*, показана часть статора и ротора редуктосина. Обмотка возбуждения *s* и две выходные обмотки размещены на пакете статора. При питании первичной обмотки переменным током во вторичных обмотках наводятся ЭДС, амплитуды которых изменяются в функции угла поворота ротора с фазовым сдвигом, равным 90°. Повороту ротора на одно зубцовое деление соответствует полный период изменения выходного напряжения, а повороту ротора на один оборот – число циклов изменения амплитуды, равное числу зубцов.

Форма кривой выходного напряжения зависит, главным образом, от угловых размеров зубцов статора и ротора, а также от величины зазора. При определённых значениях этих величин можно получить форму кривой изменения амплитуды выходного напряжения близкую к синусоиде. Для этого необходимо, чтобы переменная составляющая магнитной проводимости воздушного зазора была синусной функцией от угла поворота, а параметры синусной и косинусной обмоток были одинаковыми.





Рис. 13.9. Внешний вид многополюсного вращающегося трансформатора (*a*), принцип устройства редуктосина (б) и его электрическая схема (в)

Обмотки редуктосина могут быть только сосредоточенными, т.е. возбуждающими широкий спектр высших нечётных гармоник. Это создаёт искажение формы кривой выходного напряжения и ограничивает точность преобразования. Для улучшения формы кривой выходного напряжения в функции угла поворота ротора необходимо увеличивать число зубцов статора, а вторичные обмотки наматывать на зубцы так, чтобы число витков каждой катушки было пропорционально синусу и косинусу угла

$$\gamma_k = k360^{\circ} z_{2r} / z_{1r}$$

где  $z_{2r}$ ,  $z_{1r}$  – числа зубцов в повторяющейся части ротора и статора; k – номер катушки. Для редуктосина на рис. 13.9,  $\delta$ , числа зубцов равны  $z_{2r} = 3$ ;  $z_{1r} = 4$ . Таким образом, совокупность катушек образует в пределах повторяющей части статора обмотку, синусоидально распределённую по зубцам.

Необходимость увеличения числа зубцов статора диктуется также стремлением к повышению точности преобразования. Это приво-

дит к увеличению размеров редуктосина. Для решения этой проблемы в редуктосинах создают дополнительные открытые пазы на зубцах статора<sup>\*</sup>. Машины такой конструкции позволяют увеличить электрическую редукцию до 128 и 256. При этом погрешность может быть порядка ±5...10″.

Следует отметить, что в связи с развитием цифровой техники возникла необходимость создания вращающихся трансформаторов с передаточными отношениями равными  $2^n$ . Индукционные редуктосины позволяют получить значения электрической редукции  $2^8 = 256$  и более.

Недостатком индукционных редуктосинов является их конструкция, требующая выполнения сложных технологических операций при производстве: штамповки, намотки, сборки и др.

Значительно проще устроены индуктосины. Они представляют собой два диска (ротор и статор) из изоляционного материала (стекло, керамика и т.п.) или металла (сталь, алюминиевый сплав). На обращённых друг к другу торцевых поверхностях дисков печатным способом изготовлены обмотки, имеющие

см. раздел 5.1

вид радиального растра. Один из дисков соединяется в валом, угловое положение которого требуется измерять, а второй закрепляется неподвижно. Между дисками создаётся небольшой воздушный зазор (0,1...0,25 мм).

Первичная обмотка индуктосина, обычно расположенная на роторе, однофазная, а вторичная – двухфазная. Наибольшее распространение получили распределённые обмотки, у которых шаг двухфазной обмотки отличается от шага обмотки ротора.

Помимо простоты технологии производства, достоинством индуктосинов является также то, что для печати обмоток используется однажды изготовленный фотошаблон. Это не только снижает стоимость изделия, но обеспечивает высокую повторяемость характеристик. Индуктосины выпускаются ведущими мировыми производителями сотнями тысяч штук в год.

Так же как индукционные редуктосины, индуктосины изготавливаются с коэффициентами электрической редукции кратными градусной мере угла (180, 360), а также равными числам в двоичной системе счисления (2<sup>*n*</sup>).

Внешний диаметр индуктосинов увеличивается с увеличением коэффициента редукции и составляет при  $k \ge 256$  около 300 мм. При этом их осевая длина не превосходит 20 мм.

Погрешность индуктосинов с увеличением коэффициента редукции уменьшается и составляет для датчиков с числом пар полюсов  $z_p > 256$  около  $\pm 1$ ".

Главными недостатками индуктосинов являются малая величина выходной ЭДС и малая мощность сигнала. Например, максимальное расчётное значение ЭДС индуктосина диаметром 100 мм при частоте питания 10 кГц и величине тока обмотки возбуждения 0,5 А составляет 10 мВ. Увеличение выходной ЭДС и мощности индуктосина достигается использованием магнитопроводящих подложек и многослойных вторичных обмоток.



### Список литературы

- 1. Бут Д.А. Бесконтактные электрические машины: Учеб. пособие для студ. вузов. М.: Высш. шк., 1990.
- 2. Вольдек А.И. Электрические машины: Учеб. для студ. вузов. Л.: «Энергия», 1974.
- 3. Ермолин Н.П. Электрические машины малой мощности: Учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1962.
- 4. Осин И.Л., Шакарян Ю.Г. Электрические машины: Синхронные машины: Учеб. пособие для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1990.
- 5. Специальные электрические машины: (Источники и преобразователи энергии). Учеб. пособие для студ. вузов/А.И. Бертинов, Д.А. Бут, С.Р. Мизюрин и др.– М.: Энергоиздат, 1982.
- 6. Электрические машины малой мощности/Д.А. Завалишин и др. Л.: Госэнергоиздат, 1963.
- Юферов Ф.М. Электрические машины автоматических устройств: Учеб. для студ. вузов. – М.: Высш. шк., 1988.
- Исследование двухфазного исполнительного асинхронного двигателя и систем приборного электропривода на его основе: Учеб. пособие по дисциплинам электромеханического цикла/А.А. Усольцев, В.А. Толмачёв, В.В. Кротенко, В.А. Синицын, В.С. Томасов. – СПб, СПбИТ-МО(ТУ), 1997.



ГОСУДАРСТВЕ

| Содержание  | 2   |
|---|-----|
|   |     |
| Часть І. Основы теории двухфазных и однофазных микромашин                           | 4   |
| <ol> <li>Магнитодвижущие силы и магнитные поля двухфазных микродвигателеи</li></ol> | 4   |
| 1.1.         Метод симметричных составляющих           1.2.         М               | 4   |
| 1.2. Магнитное поле в двухфазных машинах  | 0   |
| 2. Основы теории двухфазных асинхронных двигателей                                  | 9   |
| 2.1. Основные соотношения величин двухфазного асинхронного двигателя                | 9   |
| 2.2. У равнения состояния и физическая модель несимметричного двигателя             | 10  |
| 2.3. Схемы замещения несимметричного двухфазного двигателя                          | 12  |
| 2.4. У равнения токов и электромагнитныи момент                                     | 16  |
| Часть 2. Силовые микродвигатели   | 18  |
| 3. Асинхронные двигатели  | 19  |
| 3.1. Двухфазные двигатели с питанием от однофазной сети                             | 19  |
| 3.1.1. Характеристики двигателя при пульсирующем магнитном поле                     | 19  |
| 3.1.2. Фазосдвигающие элементы однофазных двигателей                                | 22  |
| 3.1.3. Конденсаторный двигатель   | 26  |
| 3.1.4. Асинхронные двигатели с пусковыми устройствами                               | 30  |
| 3.1.4.1. Двигатель с пусковым сопротивлением  | 30  |
| 3.1.4.2. Двигатель с пусковым конденсатором   | 33  |
| 3.1.4.3. Двигатель с пусковым и рабочим конденсатором                               | 34  |
| 3.1.4.4. Двигатель с рабочим конденсатором  | 35  |
| 3.2. Двигатели с экранированными полюсами   | 36  |
| 3.3. Универсальные асинхронные двигатели  | 40  |
| 4. Синхронные двигатели   | 41  |
| 4.1. Роторы с возбуждением от постоянных магнитов                                   | 41  |
| 4.1.1. Основные параметры и свойства постоянных магнитов                            | 42  |
| 4.1.2. Конструкции ротора   | 49  |
| 4.2. Основы теории синхронных двигателей  | 51  |
| 4.2.1. Явнополюсный двигатель с возбуждённым ротором                                | 51  |
| 4.2.2. Двигатель с возбуждёнными неявно выраженными полюсами                        | 60  |
| 4.2.3. Диаграммы токов и схема замещения двигателя с возбуждённым                   |     |
| ротором   | 62  |
| 4.2.4. Реактивный двигатель   | 65  |
| 4.2.5. Вхождение в синхронизм   | 68  |
| 4.2.6. Гистерезисный двигатель  | 80  |
| 5. Тихоходные микродвигатели  | 87  |
| 5.1. Индукторные двигатели  | 88  |
| 5.1.1. Получение вращающихся магнитных полей высших гармоник                        | 90  |
| 5.1.2. Вращающий момент индукторного двигателя                                      | 94  |
| 5.2. Двигатели с катящимся и с волновым ротором                                     | 97  |
| 6. Коллекторные микродвигатели  | 102 |
| 6.1. Двигатели постоянного тока   | 103 |
| 6.2. Двигатели переменного тока   | 105 |
| 6.2. Универсальные коллекторные двигатели   | 109 |
| 7. Вентильные двигатели   | 112 |
| 7.1. Устройство и принцип действия  | 112 |
| 7.2. Характеристики двигателя   | 117 |
| Часть 3. Исполнительные микродвигатели  | 122 |
| 8. Асинхронные исполнительные двигатели   | 122 |

| Усольцев А.А. | Электрические машины автоматических устройств                                     | итто                     |
|---------------|---|--------------------------|
| 8.1.          | госядиественны<br>Конструкции двигателей  | и университет <b>ліс</b> |
| 8.2.          | Основы теории двигателей  | 127                      |
| 8.3.          | Характеристики двигателей   | 130                      |
| 9. Исполн     | ительные двигатели постоянного тока   | 143                      |
| 9.1.          | Конструкции двигателей  | 144                      |
| 9.2.          | Основные характеристики двигателей при якорном управлении                         | 147                      |
| 9.3.          | Основные характеристики двигателей при полюсном управлении                        | 150                      |
| 10. Шаговн    | ые исполнительные двигатели   | 155                      |
| 10.1.         | Принцип действия  | 155                      |
| 10.2.         | Статическая устойчивость шагового двигателя                                       | 157                      |
| 10.3.         | Режимы работы шагового двигателя  | 159                      |
| Часть 4. Инфо | рмационные электрические микромашины  | 164                      |
| 11. Taxorei   | нераторы  | 164                      |
| 11.1.         | Асинхронные тахогенераторы  | 165                      |
| 11            | .1.1. Устройство и принцип действия   | 165                      |
| 11            | .1.2. Выходная характеристика   | 167                      |
| 11            | .1.3. Погрешности асинхронных тахогенераторов                                     | 170                      |
| 11            | .1.4. Работа тахогенератора при возбуждении постоянным током                      | 173                      |
| 11.2.         | Синхронные тахогенераторы   | 174                      |
| 11.3.         | Тахогенераторы постоянного тока   | 175                      |
| 12. Машин     | ы систем синхронной связи   | 179                      |
| 12.1.         | Работа сельсинов в индикаторном режиме  | 181                      |
| 12.2.         | Работа сельсинов в трансформаторном режиме  | 188                      |
| 12.3.         | Системы синхронной связи с дифференциальными сельсинами                           | 190                      |
| 12.4.         | Конструкции сельсинов   | 191                      |
| 13. Вращан    | ощиеся трансформаторы   | 193                      |
| 13.1.         | Синусно-косинусный вращающийся трансформатор                                      | 194                      |
| 13.2.         | Линейный вращающийся трансформатор  | 200                      |
| 13.3.         | Вращающийся трансформатор в режиме преобразователя координат                      | 201                      |
| 13.4.         | Вращающийся трансформатор в режимах фазовращателя и<br>трансформаторного сельсина | 203                      |
| 13.5          | Погрешности врашающихся трансформаторов   | 205                      |
| 13.6          | Особенности конструкции врашающихся трансформаторов                               |                          |
| 13.7          | Многополюсные врашающиеся трансформаторы  | 208                      |
| Список литера | туры  | 211                      |



В 2009 году Университет стал победителем многоэтапного конкурса, в результате которого определены 12 ведущих университетов России, которым присвоена категория «Национальный исследовательский университет». Министерством образования и науки Российской Федерации была утверждена Программа развития государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики» на 2009–2018 годы.

## КАФЕДРА ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ и ПРЕЦИЗИОННЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

В 1930 году техникум точной механики и оптики был реорганизован в учебный комбинат, состоящий из института, техникума и ФЗУ в системе Всесоюзного объединения оптико-механической промышленности.

В те годы электротехническую подготовку в нашем институте проводили кафедры «Электротехники» и «Электроизмерительных приборов». Кафедрой «Электротехники» руководил проф. Салтыков Л.Н., а кафедрой «Электроизмерительных приборов» проф. Шишелов Л.П.

С сентября 1933 года исполнять обязанности заведующего кафедрой «Электротехники» нашего института начинает Рукавишников Н. Н, а с ноября 1937 года, на заведование кафедрой назначается Солодовников А. А., известный специалист в области электротехники, электроизмерительных приборов и оборудования.

Во время войны при эвакуации ЛИТМО в г. Черепаново кафедрой руководил доц., к.т.н. Березниковский С. Ф.; штатное расписание кафедры в те годы насчитывало всего 4 человека.

После возвращения ЛИТМО из эвакуации в 1944 году кафедрой заведует Березниковский С.Ф., которого 25 января 1945 года освобождают от обязанностей заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» и назначают заведующим этой кафедрой профессора Зилитенкевича С.И.

В послевоенные годы в целом по стране и в Ленинграде ощущался дефицит опытных преподавателей высшей школы и руководство институтом пригласило в качестве заведующего кафедрой «Общей и специальной электротехники» известного ученого, педагога и методиста Пиотровского Л. М. Большинство учебников по электрическим машинам в ту пору было написано Пиотровским Л.М. лично или в соавторстве с другими видными учеными. В 1948 году на базе кафедры «Общей и специальной электротехники» образуются кафедры: «Общей электротехники и электрических машин» зав.каф. доц. Березниковский С.Ф., «Теоретических основ электротехники» зав. каф. проф. Слепян Л.Б. и «Электроизмерительных приборов» исполняющий обязанности зав. каф. проф. Слепян Л.Б.

В 1951 году кафедры «Электротехники» и «ТОЭ» объединяют в единую кафедру «Электротехники и ТОЭ» под руководством доц. Березниковского С.Ф. в составе Радиотехнического факультета,

В 1956 году на радиотехническом факультете вновь образуются две кафедры – «ТОЭ» зав. каф. доц. Сочнев А.Я. и «Электрических машин» зав. каф. доц. Березниковский С.Ф.

В июле 1958 года доц. Сочнева А.Я. освобождают от обязанностей зав. каф. «ТОЭ», а доц. Фунтова Н.М. назначают в.и.о. зав. каф. и избирают по конкурсу на должность заведующего в 1960 году.

В 1961 году в ЛИТМО на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» приглашают профессора Сахарова А.П.

В 1965 году на должность заведующего кафедрой «Электрических машин» избирается доц., к.т.н. Глазенко Т.А.

В 1968 году кафедры «ТОЭ» и «Электрических машин» объединяются в единую кафедру «Электротехники» под руководством Т.А. Глазенко.

Татьяна Анатольевна Глазенко в 1948 году с отличием закончила энергетический факультет Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта. В 1953 году она защитила кандидатскую диссертацию и в 1966 году докторскую диссертацию. Заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, почетный член Электротехнической академии России проф. Глазенко Т.А. двадцать пять лет возглавляла кафедру. Она являлась видным, творчески активным ученым, автором более 200 научных работ.

В 1990 году на должность заведующего кафедрой избирается профессор, д.т.н. Герман - Галкин С.Г.

В 1996 году кафедра «Электротехники» была переименована в кафедру «Электротехники и прецизионных электромеханических систем».

С 1991 года кафедрой руководит доцент, кандидат технических наук, Томасов Валентин Сергеевич.

С 1992 по 2005годы на кафедре работал заслуженный деятель науки и техники Российской Федерации, действительный член Международной Энергетической академии, профессор, д.т.н., Сабинин Ю.А..

Сегодня на кафедре работают: профессор, д.т.н. Овчинников И.Е.; профессор, д.т.н. Ушаков В..Н.; доценты, к.т.н.: Губанов Н.Н., Борисов П.В., Денисова А.В., Кротенко В.В., Лукичев Д.А., Никитина М.В., Осипов Ю.М., Петров Е.А., Синицын В.А., Толмачев В.А., Усольцев А.А.; доцент Гурьянов В.А.; ст. преподаватели: к.т.н. Махин И.Е., Денисов К.М.; ассистенты: Демидова Г.Л., Серебряков С. А., Жданов И.Н.

На кафедре работает аспирантура и ведётся большая научноисследовательская работа по созданию электроприводов прецизионных следящих систем наведения телескопов траекторных измерений.

Усольцев Александр Анатольевич

### Электрические машины автоматических устройств

Учебное пособие

В авторской редакции Компьютерная вёрстка и дизайн

А.А.Усольцев

Редакционно-издательский отдел Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики.

Зав. редакционно-издательским отделом

Н.Ф.Гусарова

Лицензия ИД №00408 от 05.11.1999 Подписано к печати 24.03.2011 Заказ №2360. Тираж 100 экз. Отпечатано на ризографе.
## Редакционно-издательский отдел

Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики 197101, Санкт-Петербург, Кронверкский пр., 49

