

В.А. Кобозев

# **ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ**

## **ЧАСТЬ 2. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА**

Учебное пособие

Ставрополь, 2015

Рецензент: к.т.н., доцент кафедры АЭС СКФУ А.В.Петров

**Кобозев В. А.**

Электрические машины. Часть 2. Электрические машины переменного тока: Учебное пособие / В. А. Кобозев – Ставрополь: Сервис школа, 2015, 208 с.

Во второй части учебного пособия по изучению курса «Электрические машины» изложены основы общей теории электрических машин переменного тока, синхронных и асинхронных электрических машин, описано их устройство, принцип действия и различные режимы работы, приведены основные уравнения и характеристики.

Для студентов, обучающихся по специальности 140400.62 – Электроэнергетика и электротехника.

## ВВЕДЕНИЕ

Во второй части учебного пособия изложены основы теории синхронных и асинхронных машин переменного тока, которые являются важными элементами разнообразных электроустановок.

В любой электрической машине осуществляется преобразование энергии из одного вида в другой: в генераторах сообщаемая валу электрической машины механическая энергия преобразуется в электроэнергию, в двигателях потребляемая от источника питания электроэнергия преобразуется в механическую энергию вращения вала.

Электрические машины обладают свойством обратимости, то есть при определенных условиях могут работать как в качестве генераторов электроэнергии, так и в качестве двигателей, приводящих в движение различные рабочие механизмы, а также в режимах электромагнитного торможения и некоторых других специальных режимах. Однако характеристики различных типов машин при этом существенно различаются.

Существуют два больших класса электрических машин переменного тока: синхронные и асинхронные машины. Принцип их действия основан на использовании вращающегося магнитного поля, получаемого посредством специальных обмоток, в которых генерируются необходимые для их работы ЭДС и создаются магнитодвижущие силы. Эти вопросы являются общими для обоих типов машин, и рассматриваются в 1-м разделе пособия.

Принципиальные различия в конструкции и характеристиках синхронных и асинхронных машин обусловлены способами создания основного магнитного потока.

В синхронных машинах он создается специальной обмоткой возбуждения, которая получает питание от источника постоянного тока. Частота вращения ротора синхронной машины строго совпадает с частотой вращения поля, а изменение потока возбуждения позволяет воздействовать на характеристики машины.

Синхронные машины используются преимущественно в качестве генераторов электрической энергии. Главные преимущества синхронных двигателей заключаются в их способности генерировать в сеть реактивную мощность. Описание устройства, принципа действия, основных уравнений и характеристик синхронных машин в различных режимах дается во 2-м разделе (главы 3 – 7).

Асинхронные машины, которым посвящен 3-й раздел пособия, используются главным образом в качестве двигателей. Кроме того, существуют асинхронные машины, осуществляющие такие специфические функции, как преобразование параметров электроэнергии (частоты, напряжения, числа фаз, рода тока), управление исполнительными устройствами автоматики, и другие.

Асинхронные машины характеризуются трансформаторной связью между обмотками статора и ротора, и с теоретической точки зрения имеют много общего с трансформаторами. Частота вращения ротора асинхронных машин принципиально отлична от частоты вращения поля статора, и изменяется при изменениях нагрузки.

В главах 8 – 9, 11 – 13 дается описание устройства, принципа действия, основных уравнений и характеристик асинхронных машин.

Глава 10 посвящена специальным режимам работы, а глава 15 – однофазным асинхронным двигателям, которые имеют существенные отличия от многофазных машин.

Глава 14 позволяют более глубоко ознакомиться со спецификой работы асинхронных машин в тех случаях, когда они включаются в сеть с несимметрией и существенными отклонениями напряжений от номинального значения, что часто имеет место на практике.

Глава 16 посвящена анализу энергосберегающих режимов работы асинхронных двигателей.

Глава 17 содержит сведения о нагреве, охлаждении и режимах работы, которые являются общими для всех электрических машин.

С целью максимальной ясности изложения в пособии использован относительно простой математический аппарат.

Источники, которые помогут в более глубоком изучении физических явлений и процессов, происходящих в электрических машинах переменного тока, а также их конструкции и характеристик, даны в списке литературы.

## РАЗДЕЛ 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### Глава 1. Обмотки электрических машин переменного тока

#### 1.1. Общие принципы выполнения обмоток

Обмотки электрических машин представляют собой систему определенным образом взаимосвязанных между собой проводников, уложенных в пазы магнитной системы. К обмоткам статора синхронных и асинхронных машин, и обмоткам ротора асинхронных машин с фазным ротором предъявляются одинаковые требования, и в основу их выполнения положены одни и те же принципы.

Простейшим элементом обмотки является *виток*, который состоит из двух проводников, размещенных в пазах на расстоянии « $y$ », которое называется шагом обмотки. Витки, расположенные в одних и тех же пазах образуют *катушку* (рис. 1.1). Любая катушка характеризуется направлением намотки и имеет начало и конец.

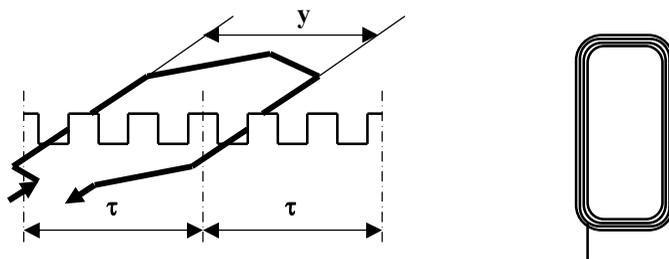


Рисунок 1.1 – Элементарный виток и катушка обмотки

Несколько определенным образом соединенных между собой катушек представляют собой *катушечную группу*. Катушечные группы в свою очередь образуют обмотку одной фазы (фазную обмотку). Простейшая фазная обмотка двухполюсной машины состоит из одной катушки, и называется сосредоточенной, однако, такие обмотки обладают существенными недостатками, и не находят широкого практического применения. По числу фаз обмотки могут быть однофазными и многофазными, а по технологии изготовления – однослойные и двухслойные. В однослойных обмотках в одном пазу размещается одна сторона катушки, в двухслойных – две стороны различных катушек.

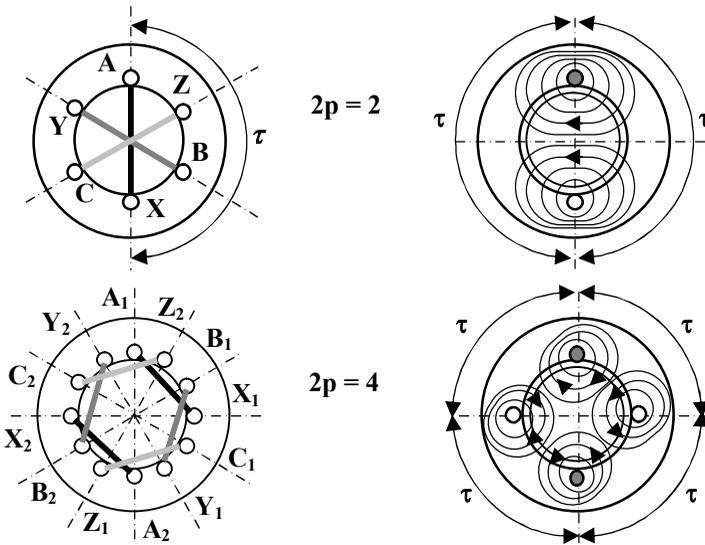
Основным расчетным параметром любой обмотки является *полюсное деление*, которое представляет собой длину дуги расточки статора, которая приходится на один полюс:

$$\iota = \frac{\pi D}{2p} \cdot \tag{1.1}$$

Обычно полюсное деление выражается в числе пазов, приходящихся на один полюс:

$$\tau = \frac{Z_1}{2p} \cdot \tag{1.2}$$

Шаг обмотки всегда равен полюсному делению, или очень близок к нему. Если:  $y = \tau$ , шаг обмотки называется *диаметральным*, если:  $y < \tau$  – укороченным. Обмотки могут образовывать одну или несколько пар полюсов (рис. 1.2).



**Рисунок 1.2** – Расположение катушек и картина магнитных полей трехфазных сосредоточенных обмоток с одной ( $2p = 2$ ) и двумя ( $2p = 4$ ) парами полюсов

В двух полюсных обмотках окружности статора соответствуют два полюсных деления ( $2\tau = 360^\circ$ ), в четырех полюсных обмотках – четыре ( $4\tau = 360^\circ$ ), в шести полюсных – шесть ( $6\tau = 360^\circ$ ) и т.д., поэтому в теории обмоток помимо геометрических градусов различают *электрические градусы*, которые связаны с геометрическими градусами выражением:

$$\alpha_{\text{эл}}^{\circ} = p\alpha_{\text{геом}}^{\circ} \quad (1.3)$$

Окружности (расточке) статора соответствуют  $p \times 360^\circ$  электрических градусов. Фазовый сдвиг между двумя соседними пазами, выраженный в электрических градусах составляет:

$$\alpha_{\text{эл}} = \frac{p}{Z_1} 360^\circ \quad (1.4)$$

Распределение обмотки по пазам характеризуется числом пазов на полюс и фазу:

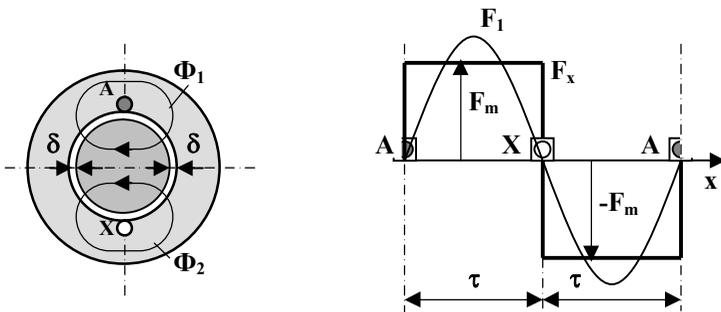
$$q = \frac{Z_1}{2pm} \geq 1 \quad (1.5)$$

В сосредоточенных обмотках  $q = 1$ , в остальных случаях  $q > 1$ , и может быть дробным числом.

В сосредоточенных обмотках размеры пазов получаются весьма большими, поскольку в них закладывается большое количество витков. Кроме того, для них характерно не синусоидальное, а прямоугольное распределение намагничивающей силы вдоль окружности статора. На рис. 1.3 показана характерная картина магнитного поля, создаваемого однофазной сосредоточенной обмоткой с диаметральной шагом. Полная намагничивающая сила в любой момент времени определяется произведением мгновенного значения тока на количество витков в катушке, и имеет максимальное значение в тот момент времени, когда максимальным будет ток:

$$F_{\text{м.к}} = I_{\text{м}} W_{\text{к}} = \sqrt{2} I_{\text{д}} W_{\text{к}}, \quad (1.6)$$

где  $I_{\text{м}}$ ,  $I_{\text{д}}$  – амплитуда и действующее значение тока.



**Рисунок 1.3** –Картина магнитного поля и диаграмма пространственного распределения намагничивающей силы сосредоточенной обмотки

Силовые линии магнитного поля замыкаются через два воздушных зазора, и направления их противоположны: для одного полюса – от статора к ротору, для другого – наоборот. Полное магнитное сопротивление практически равно сумме сопротивлений двух воздушных зазоров, поэтому вдоль каждого из полюсов действуют противоположно направленные **н.с.** (рис. 1.3) амплитуды которых равны:

$$F_m = \frac{F_{m.к}}{2} = \frac{\sqrt{2}I_d W_{к}}{2} . \quad (1.7)$$

Прямоугольное распределение периодической функции  $F_x$  можно представить в виде ряда гармонических составляющих:

$$F_x = \frac{4}{\pi} F_m \left( \sin \frac{\pi}{\tau} x + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi}{\tau} x + \frac{1}{5} \sin \frac{5\pi}{\tau} x + \dots \right), \quad (1.8)$$

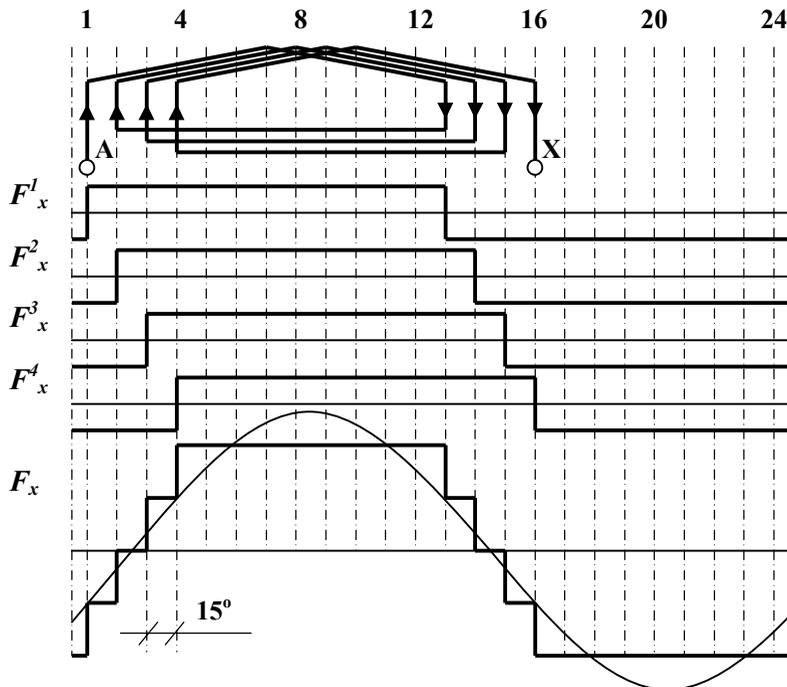
откуда следует, что амплитуда **н.с.** основной частоты равна:

$$F_{m1} = \frac{4F_m}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d W_{к} \approx 0,9 I_d W_{к} \quad (1.9)$$

Высшие гармонические составляющие вредно влияют на все характеристики электрических машин, и их устранение или значительное ослабление являются важной задачей, которая решается тремя основными методами: распределением обмоток, укорочением их шага, и скосом пазов.

## 1.2. Распределенные обмотки

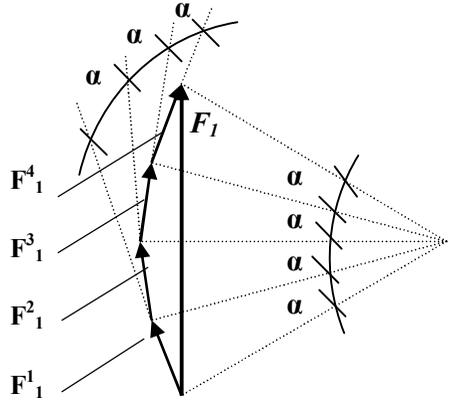
Выгодно отличаются от сосредоточенных меньшими размерами пазов, лучшими условиями охлаждения, и более близким к синусоиде пространственным распределением **н.с.** Это достигается за счет того, что каждая из фазных обмоток состоит из нескольких смещенных в пространстве на определенный угол катушек (рис. 1.4).



**Рисунок 1.4** – Распределение намагничивающей силы распределенной обмотки по расточке статора:  $Z_1 = 24$ ;  $y = \tau = 12$ ;  $q = 4$ ;  $\alpha_{эл} = 15^\circ$

Результирующая намагничивающая сила  $F_x$  определяется геометрической суммой **н.с.** отдельных катушек  $F_x^1$ ,  $F_x^2$ ,  $F_x^3$ ,  $F_x^4$ , и ее распределение по расточке статора приближается к синусоидальному. Эффективность использования распределенных обмоток оценивается с помощью *коэффициентов распределения* гармонических составляющих, которые численно равны отношению модуля результирующей **н.с.** к сумме модулей **н.с.** катушек. Векторная диаграмма первой гармонической составляющей **н.с.** показана на рис. 1.5.

**Рисунок 1.5** – Векторная диаграмма намагничивающих сил распределенной обмотки для основной гармоники



Основной коэффициент распределения равен:

$$k_p = \frac{|F_1|}{|F_1^1| + |F_1^2| + |F_1^3| + |F_1^4|} = \frac{\sin\left(\frac{q\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)}. \quad (1.10)$$

Обмотка используется тем лучше, чем больше **н.с.** основной гармоники и ближе к единице ее коэффициент распределения ( $k_p \Rightarrow 1$ ).

Целью распределения обмоток является уменьшение высших гармонических составляющих **н.с.**, поэтому их коэффициенты распределения должны быть как можно меньше ( $k_{pv} \Rightarrow 0$ ). Они определяются по формуле:

$$k_{pv} = \frac{|F_v|}{|F_v^1| + |F_v^2| + |F_v^3| + |F_v^4|} = \frac{\sin\left(v \times \frac{q\alpha}{2}\right)}{q \sin\left(v \times \frac{\alpha}{2}\right)}, \quad (1.11)$$

где  $v$  – порядковый номер гармоники.

Для обмотки, показанной на рис. 1.4, имеем:

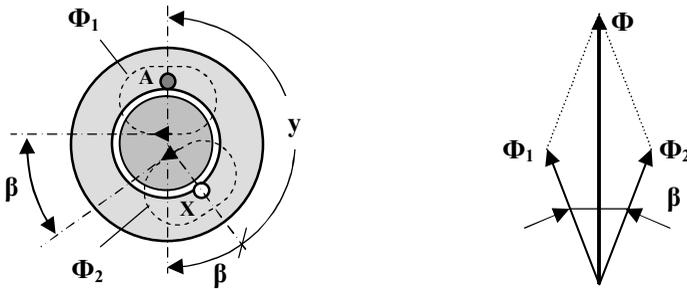
$$k_p = 0,958; k_{p3} = 0,653; k_{p5} = 0,205; k_{p7} = 0,158.$$

Таким образом, относительное уменьшение основной **н.с.** составляет лишь 4,2%, в то время как **н.с.** высших гармоник уменьшаются на 34,7%; 79,5%; 84,2%. Следует отметить, что все гармонические составляющие, кратные трем, отсутствуют, если обмотки соединяются в звезду без нулевого провода. С учетом этого распределение обмоток является весьма эффективным способом улучшения гармонического состава намагничивающих сил.

### 1.3. Обмотки с укороченным шагом

*Укорочение шага* применяется преимущественно в двухслойных обмотках машин большой мощности для подавления 5-й и 7-й гармонических составляющих. При укорочении шага силовые линии магнитных полей  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , которые образуются вокруг противоположных сторон катушек (рис. 1.6 – а), будут направлены под углом  $\beta$ , который зависит от шага обмотки  $y < \tau$  и определяется по формуле:

$$\beta = \frac{\tau - y}{\tau} 180^\circ . \quad (1.12)$$



**Рисунок 1.6** – Магнитное поле обмотки с укороченным шагом (а) и векторная диаграмма магнитных потоков основной частоты (б)

Из векторной диаграммы (рис. 1.6 – б) можно определить *коэффициент укорочения шага*:

$$k_y = \frac{|\Phi|}{|\Phi_1| + |\Phi_2|} = \cos \frac{\beta}{2} . \quad (1.13)$$

Поскольку угол  $\frac{\beta}{2}$  весьма мал, для основной частоты:  $k_y \Rightarrow 1$ . Например, при  $\tau = 12$ ;  $y = 10$ ;  $\beta = 30^\circ$  имеем:  $k_y = \cos 15^\circ = 0,966$ .

Высшие гармонические составляющие складываются под углом  $v\beta$ , который зависит от порядкового номера гармоники  $v$ . Коэффициент укорочения для них равен:

$$k_{yv} = \cos \frac{v\beta}{2}, \quad (1.14)$$

При тех же данных модули коэффициентов укорочения шага для 5-й и 7- гармоник составляют:  $k_{y5} = k_{y7} \approx 0,259$ . В идеальном случае  $k_{yv} \Rightarrow 0$ , и выбирая определенный шаг обмотки можно добиться полного уничтожения определенной гармоники. Например, при  $y = \frac{4}{5}\tau$  ( $\beta = \frac{1}{5} \times 180^\circ = 36^\circ$ ) получаем для 5-й гармоники:

$$k_{y5} = \cos \frac{5 \times 36^\circ}{2} = 0,$$

Однако, 7-я гармоника, для которой модуль коэффициента укорочения составляет:

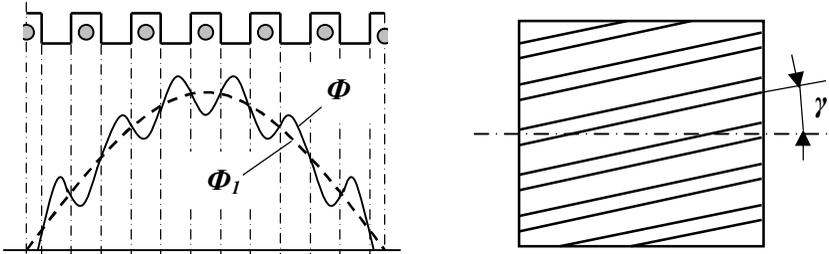
$$k_{y7} = \cos \frac{7 \times 36^\circ}{2} \approx 0,588,$$

ослабляется относительно мало (на 41,2%). Для ее полной компенсации необходимо выбирать шаг, равный:  $y = \frac{6}{7}\tau$ . Возможные значения укорочения шага, угла  $\beta$ , и соответствующего значения коэффициента укорочения определяются количеством пазов в магнитной системе. Обычно укороченный шаг выбирается в пределах:  $0,8\tau \leq y \leq 0,86\tau$ .

Обмотки с укороченным шагом имеют меньшую длину лобовых частей по сравнению с обмотками, имеющими диаметральный шаг, за счет чего в них достигается определенное уменьшение расхода проводниковых материалов.

## 1.4. Скос пазов

Скос пазов применяется для ослабления так называемых зубцовых гармоник магнитного потока, которые возникают вследствие того, что в действительности воздушный зазор между статором и ротором не остается постоянным: напротив пазов он несколько больше, чем напротив зубцов. В результате при одной и той же **н.с.** магнитный поток напротив зубцов возрастает, а напротив пазов, в которых расположены витки обмоток – уменьшается (рис. 1.7). Порядок возникающих за счет этого зубцовых гармоник зависит от количества пазов.



**Рисунок 1.7** – Изменения полного магнитного потока  $\Phi$  с учетом зубцовых гармоник (а) и скос пазов (б)

Если пазы расположить по отношению к оси статора (или ротора) под некоторым углом  $\gamma$ , обмотку можно рассматривать, как распределенную относительно продольной оси. Поскольку угол скоса  $\gamma$  весьма мал:  $\sin \frac{\gamma}{2} \approx \frac{\gamma}{2}$ , и формула для определения коэффициента скоса пазов по первой гармонике имеет вид:

$$k_z = \frac{2 \sin\left(\frac{\gamma}{2}\right)}{\gamma}, \quad (1.15)$$

а для высших гармоник:

$$k_{zv} = \frac{2 \sin\left(\frac{v\gamma}{2}\right)}{v\gamma}, \quad (1.16)$$

где угол  $\gamma$  необходимо выражать в радианах.

Для первой гармоники:  $k_z \Rightarrow 1$ , для высших гармоник:  $k_{zv} \Rightarrow 0$ . Например, при  $\gamma = 15^\circ = \frac{\pi}{12}$  имеем:

$$k_z = 0,998; k_{z24} = 0$$

Скос пазов в асинхронных машинах может осуществляться не только на статоре, но и на роторе.

### 1.5. Обмоточный коэффициент и ЭДС обмоток

Все рассмотренные мероприятия по улучшению гармонического состава магнитного н.с. и магнитных потоков могут применяться одновременно. Общую характеристику результирующего магнитного потока в этом случае дает *обмоточный коэффициент*, который численно равен произведению коэффициентов распределения, укорочения шага и скоса пазов:

$$k_{обмv} = k_{pv} k_{yv} k_{zv}. \quad (1.17)$$

Как и все его составляющие, обмоточный коэффициент для основной частоты:  $k_{обм1} \Rightarrow 1$ , а для высших гармоник:  $k_{обмv} \Rightarrow 0$ .

Намагничивающая сила пропорциональна количеству витков, поэтому обмоточный коэффициент по основной частоте показывает, что суммарное число витков в обмотке, необходимое для получения требуемых значений магнитного потока и ЭДС необходимо увеличивать в  $\frac{1}{k_{обм}}$  раз, что приводит к соответствующему увеличению расхода проводниковых материалов.

Принцип действия всех электрических машин в конечном итоге основан на законе электромагнитной индукции, согласно которому вращающееся магнитное поле (принципы его создания будут рассмотрены далее) наводит в обмотках ЭДС, мгновенное значение которой равно:

$$e = -W \frac{d\Phi}{dt}. \quad (1.18)$$

Одному периоду перемещения волны основной гармоники вращающегося магнитного поля по расточке статора соответствует один период изменения частоты питающего напряжения, поэтому, при синусоидальном изменении магнитного потока с учетом обмоточного коэффициента получаем:

$$e_1 = -k_{обм.1} W \frac{d\Phi_{m.1} \sin(\omega_1 t)}{dt} = 2\pi f_1 k_{обм.1} W \Phi_{m.1} \sin(\omega_1 t - 90^\circ), \quad (1.19)$$

и действующее значение для основной частоты:

$$E_1 = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f_1 k_{обм.1} W \Phi_{m.1} = 4,44 k_{обм.1} W f_1 \Phi_{m.1}. \quad (1.20)$$

Таким образом, действующее значение ЭДС основной частоты, индуцируемое вращающимся магнитным полем в обмотках электрических машин переменного тока, определяется таким же образом, как и для трансформаторов, но с учетом обмоточного коэффициента. При определении ЭДС от высших гармоник необходимо учитывать не только их обмоточные коэффициенты, но и соответствующие значения частоты и магнитного потока:

$$E_v = 4,44 k_{обм.v} W f_v \Phi_{m.v}. \quad (1.21)$$

Действующее значение полной ЭДС составляет:

$$E = \sqrt{E_1^2 + \dots + E_v^2}.$$

При выполнении рассмотренных мероприятий по улучшению формы кривой магнитных потоков высшие гармоники ЭДС мало влияют на конечный результат. Например, при  $E_v = 0,1E_1$  полная ЭДС возрастает по сравнению с  $E_1$  всего на 0,5%.

В асинхронных машинах обмотки статора и ротора отличаются не только количеством витков, но и обмоточными коэффициентами, что необходимо учитывать в расчетах приведенных значений их ЭДС.

## Глава 2. Вращающееся магнитное поле электрических машин переменного тока

### 2.1. Пульсирующее магнитное поле однофазных обмоток

При протекании по однофазной обмотке переменного тока возникает намагничивающая сила, закон изменения которой определяется законом изменения тока и исполнением обмотки. Сосредоточенная обмотка создает в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии « $x$ » от ее оси, н.с.  $F_x$ , которая зависит только от времени и частоты изменения тока:

$$F_x(\omega t) = F_m \sin \omega t = \frac{I_m W_k}{2} \sin \omega t. \quad (2.1)$$

Соответствующее этому случаю пространственное распределение н.с. показано на рис. 2.1.

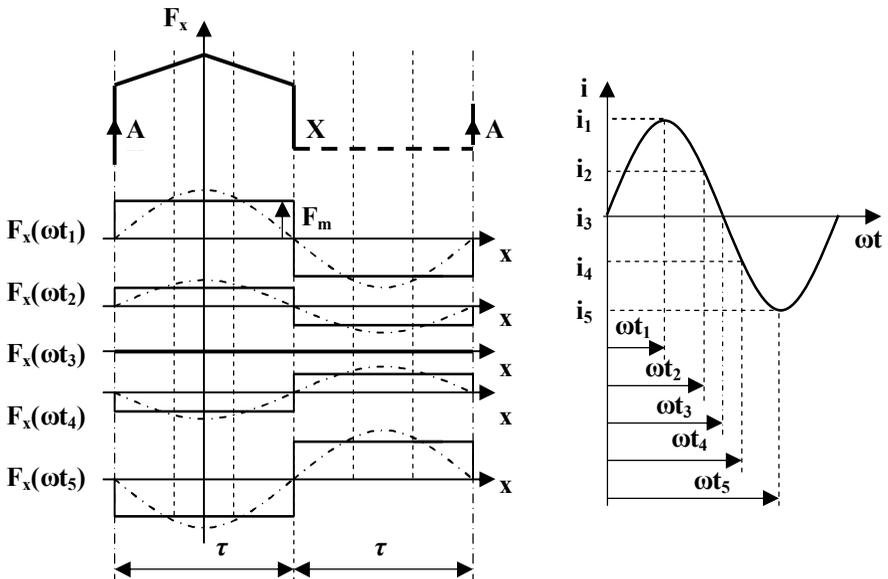


Рисунок 2.1 – Пространственное распределение намагничивающих сил относительно оси сосредоточенной однофазной обмотки

Из формулы (2.1) и показанных на рис.2.1 диаграмм следует, что временные изменения тока (рис.2.1 – б) приводят только к изменениям  $F_x$  во времени в пределах:  $-F_m \leq F_x \leq F_m$ , но не приводят к ее перемещению в пространстве по расточке статора. Такое поле называется *пульсирующим*.

При синусоидальном распределении **н.с.** на расточке статора, которое имеет место в распределенных обмотках, значение  $F_{tx}$  определяется по формуле:

$$F_{tx} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi}{\tau} x, \quad (2.2)$$

где  $F_m \sin \omega t$  – **н.с.** в точке, расположенной по оси обмотки, которая зависит от частоты изменения тока  $\omega$  и времени  $t$ , а множитель  $\cos \frac{\pi}{\tau} x$  определяет пространственное положение точки  $x$ , для которой определяется **н.с.** на расточке статора.

Намагничивающая сила, создаваемая однофазной распределенной обмоткой, при изменениях тока пульсирует, принимая в каждой из точек на расточке статора значения в пределах:

$$-F_m \cos \frac{\pi}{\tau} x \leq F_x(\omega t) \leq F_m \cos \frac{\pi}{\tau} x, \quad (2.3)$$

а распределение ее на расточке статора в различные моменты времени показано на рис. 2.2.

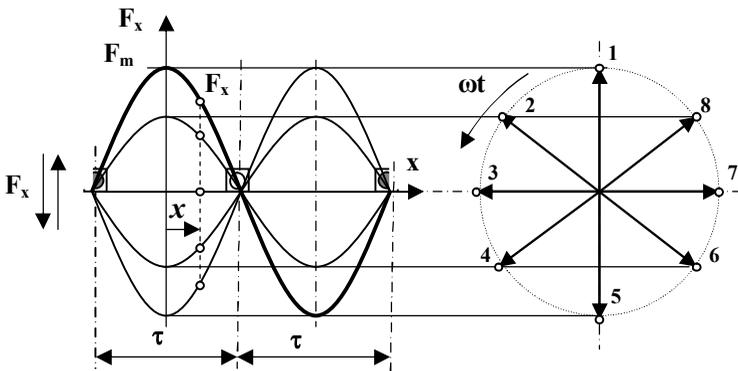
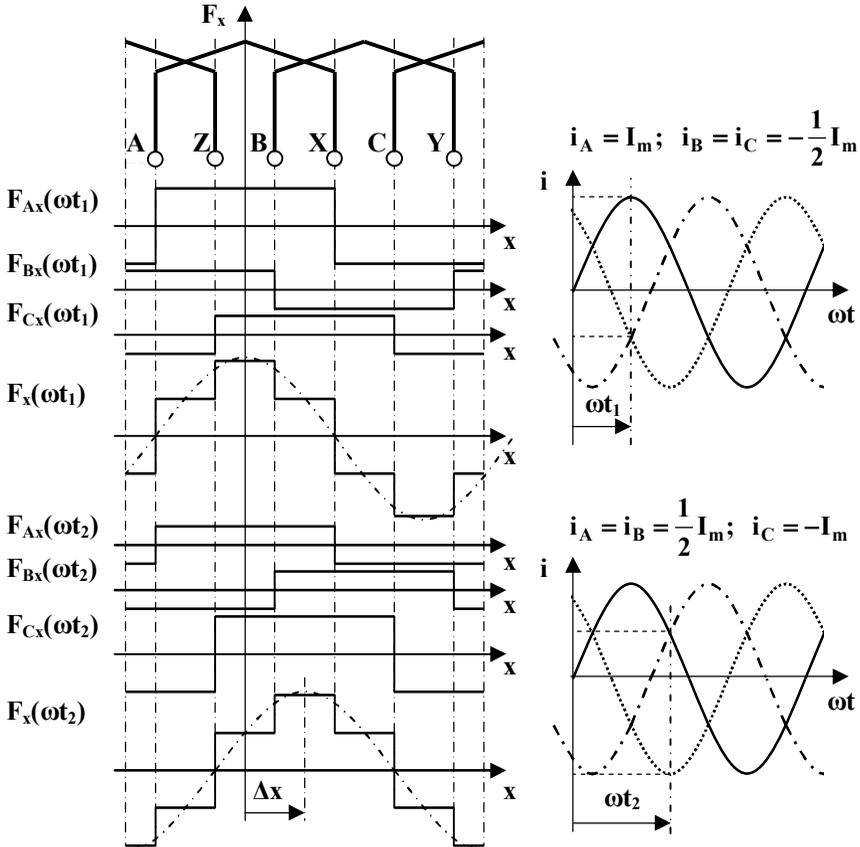


Рисунок 2.2 – Пульсирующее магнитное поле распределенной однофазной обмотки

## 2.2. Вращающееся магнитное поле многофазных обмоток

Обязательным условием работы электрических машин переменного тока является наличие вращающегося магнитного поля, которое в принципе невозможно получить в однофазных обмотках без дополнительных условий. В трехфазной обмотке результирующая намагничивающая сила в воздушном зазоре определяется путем суммирования н.с. отдельных фаз на каждом участке рашотки статора. Для простоты рассмотрим вначале образование вращающегося магнитного поля трехфазной сосредоточенной обмотки (рис. 2.3).



**Рисунок 2.3** – Образование вращающегося магнитного поля трехфазной сосредоточенной обмотки

Каждая из фазных **н.с.** определяется по мгновенным значениям токов в заданный момент времени с учетом пространственного смещения обмоток. Например, в момент времени  $t_1$  намагничивающие силы в точке  $x = 0$ , расположенной по оси обмотки фазы **A** равны:

$$F_{Axt_1} = F_m; F_{Bxt_1} = F_{Cxt_1} = \frac{1}{2} F_m; F_{xt_1} = 2F_m,$$

а в момент времени  $t_2$ :

$$F_{Axt_2} = \frac{1}{2} F_m; F_{Bxt_2} = -\frac{1}{2} F_m; F_{Cxt_2} = F_m; F_{xt_2} = F_m.$$

Аналогичным образом определяются **н.с.** на других участках и строятся зависимости, определяющие распределение **н.с.** на расточке статора, в результате чего можно убедиться в том, что суммирование пульсирующих **н.с.** отдельных фаз приводит к пространственному смещению результирующей **н.с.** на  $\Delta x$  по расточке статора. Дальнейшие временные изменения тока ведут и к дальнейшему пространственному смещению. Периоду изменения токов соответствует перемещение волны **н.с.** на расстояние, равное двум полюсным делениям:  $x = 2\tau$ , то есть – на 360 электрических градусов. В результате образуется *вращающееся магнитное поле*, частота вращения которого зависит от частоты изменения тока ( $f_1$ ) и числа пар полюсов, формируемых обмоткой. Она называется частотой вращения поля статора, а также синхронной частотой или частотой идеального холостого хода, и численно равна:

$$\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (2.4)$$

где  $f_1$  – частота питающего напряжения;  $p$  – число пар полюсов.

Намагничивающие силы трехфазных распределенных обмоток зависят от их пространственного расположения. Оси обмоток фаз **B** и **C** смещены по отношению к оси обмотки фазы **A** на расстояние, равное двум третям полюсного деления  $\pm \frac{2}{3}\tau$ , а токи смещены во времени на  $\pm 120^\circ$ , поэтому для любой точки на расточке статора, смещенной от оси на расстояние  $x$ , намагничивающие силы в фазах определяются уравнениями:

$$\begin{cases} F_{\text{Atx}} = F_{\text{m1}} \sin \omega t \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x\right) \\ F_{\text{Btx}} = F_{\text{m1}} \sin(\omega t - 120^\circ) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 120^\circ\right), \\ F_{\text{Ctx}} = F_{\text{m1}} \sin(\omega t - 240^\circ) \cos\left(\frac{\pi}{\tau} x - 240^\circ\right) \end{cases}$$

которые путем преобразования с помощью известной формулы:

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \sin(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \sin(\alpha + \beta)$$

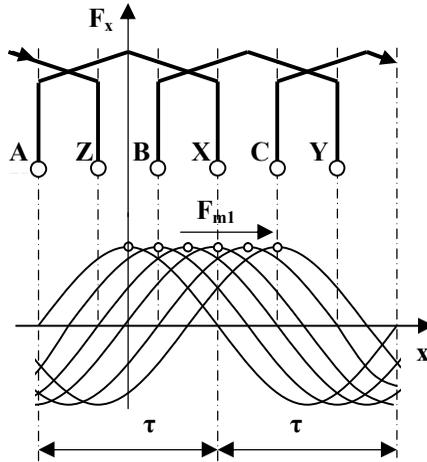
можно привести к виду:

$$\begin{cases} F_{\text{Atx}} = \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x\right) \\ F_{\text{Btx}} = \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 240^\circ\right). \\ F_{\text{Ctx}} = \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) + \frac{1}{2} F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{\tau} x - 120^\circ\right) \end{cases} \quad (2.5)$$

Результирующую **н.с.** для любого момента времени и любой точки «x» получаем путем суммирования составляющих:

$$F_{\text{tx}} = F_{\text{Atx}} + F_{\text{Btx}} + F_{\text{Ctx}} = 1,5F_{\text{m1}} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right). \quad (2.6)$$

Из этого уравнения следует, что вращающееся магнитное поле принципиально отличается от пульсирующего поля. Первое отличие заключается в том, что амплитуда его основной гармоники остается неизменной в то время, как амплитуда пульсирующего поля согласно (2.2) и (2.3) изменяется при временных изменениях тока. Второе отличие заключается в том, волна **н.с.**, оставаясь неизменной во времени, перемещается в пространстве по расточке статора с синхронной частотой вращения, определяемой выражением (2.4). Следствием этого является то, что в любой момент времени на расточке статора есть точка, в которой **н.с.** имеет максимальное значение:  $F_{\text{tx}} = 1,5F_{\text{m1}}$ , как это показано на рис. 2.4.



**Рисунок 2.4** – Круговое вращающееся магнитное поле распределенной трехфазной обмотки

Координата такой точки определяется исходя из условия:

$$\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x\right) = 1; \quad \omega t - \frac{\pi}{\tau} x = \frac{\pi}{2}, \quad (2.7)$$

исходя из которого с учетом того, что:  $\omega = 2\pi f_1$ , получаем:

$$x = \frac{\tau}{\pi} \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) = 2\tau f_1 t - \frac{\tau}{2}. \quad (2.8)$$

Магнитное поле перемещается в сторону оси той фазы, в которой ожидается ближайший максимум тока. Изменение направления вращения магнитного поля достигается путем изменения порядка чередования фаз питающего напряжения (токов в обмотках).

Линейная скорость перемещения волны **н.с.** составляет:

$$v = \frac{dx}{dt} = 2\tau f_1 = \frac{\pi D}{p} f_1, \quad (2.9)$$

и за один период изменения частоты  $f_1$  она смещается по расточке статора на расстояние, равное двум полюсным делениям, эквивалентное 360 электрическим градусам.

## РАЗДЕЛ 2. СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

### Глава 3. Конструкция и принцип действия синхронных машин

#### 3.1. Принцип действия синхронных машин

В синхронных машинах основной магнитный поток образуется за счёт протекания постоянного тока по обмотке возбуждения, мощность которой обычно не превышает 2 ...3 % от номинальной мощности машины, поэтому к ним гораздо легче подводить питание через расположенные на роторе контактные кольца. Статор синхронных машин называют якорем, поскольку в его обмотках индуцируются ЭДС. Обмотки якоря выполняются по общим для электрических машин переменного тока законам.

Принцип действия синхронных генераторов основан на законе электромагнитной индукции:

$$e = B l v \sin \alpha . \quad (3.1)$$

Направление ЭДС определяется правилом правой руки. Ротор синхронных генераторов приводится во вращение с помощью гидравлических или паровых турбин. Фазные обмотки якоря расположены под углом 120 электрических градусов. Электрические градусы отличаются от геометрических, если у ротора не одна, а несколько пар полюсов. При вращении ротора вращается и создаваемый обмоткой возбуждения основной магнитный поток. Он пересекает оси обмоток якоря и наводит в них ЭДС, сдвинутые между собой по фазе на 120°.

Обмотка возбуждения состоит из одной или нескольких катушек, образующих магнитную систему с определённым числом пар полюсов. Такое же число пар полюсов имеет обмотка статора, поэтому частота  $f_1$  однозначно определяется частотой вращения ротора и числом пар полюсов машины:

$$f_1 = \frac{p n_2}{60} = \frac{p \omega_2}{2\pi} . \quad (3.2)$$

Из этого выражения следует, что для получения промышленной частоты 50 Гц при малых частотах вращения ротора необходимо иметь ротор с большим числом пар полюсов.

Протекающий по обмотке якоря синхронного генератора ток создаёт магнитное поле, которое вращается с частотой:

$$n_1 = \frac{60f_1}{p}; \quad \omega_1 = \frac{2\pi f_1}{p}, \quad (3.3)$$

откуда следует, что магнитные поля статора и ротора вращаются синхронно, с одинаковой скоростью.

Принцип действия синхронного генератора поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 3.1.

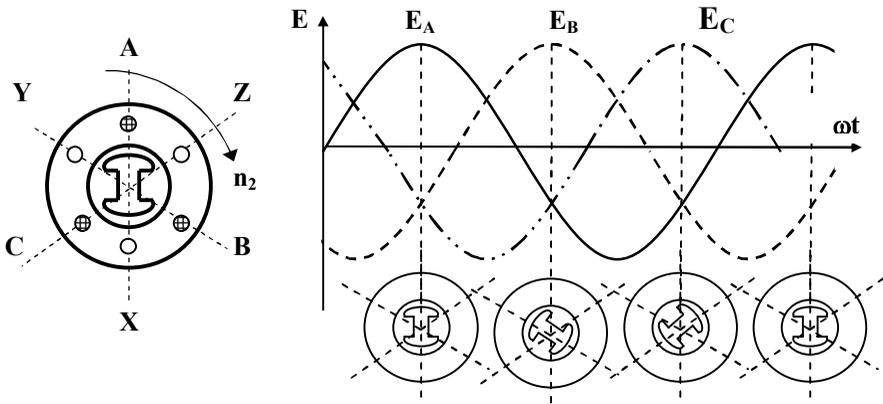


Рисунок 1.1 – Принцип действия синхронного генератора

При работе в режиме двигателя обмотки фаз якоря подключаются к сети, и протекающий по ним ток создаёт вращающееся магнитное поле, которое пересекает ось поля возбуждения. В результате взаимодействия этих полей возникает электродинамическая сила:

$$f_{эм} = Bils \sin \alpha, \quad (3.4)$$

направление которой определяется правилом левой руки, и положительный вращающий момент. Все синхронные машины обладают свойством обратимости и могут работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. В обоих случаях основной магнитный поток создаётся с помощью обмотки возбуждения.

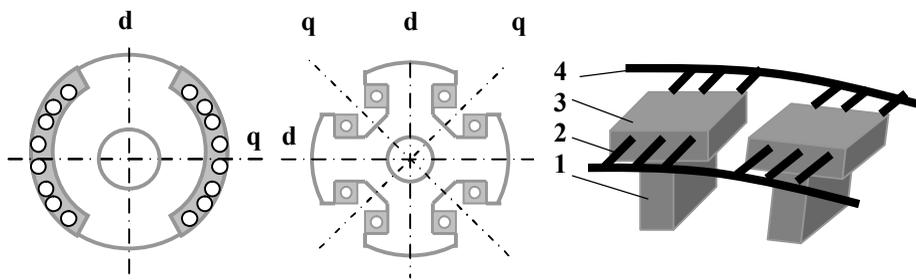
### 3.2. Устройство синхронных машин

Синхронные машины принципиально могут выполняться как с неподвижным, так и с вращающимся якорем. В первом случае обмотка возбуждения, рассчитанная на небольшую мощность, находится на роторе, и получает питание от источника постоянного тока посредством двух контактных колец и щеток. Такое исполнение является основным, и всегда применяется в машинах большой мощности. Машины малой мощности выполняются как с неподвижным, так и с вращающимся якорем. Синхронная машина с вращающимся якорем называется *обращённой*. Главный недостаток обращенных машин заключается в том, что три контактных кольца со щетками, с помощью которых вращающаяся обмотка якоря соединяется с сетью, рассчитываются на полную мощность нагрузки, что существенно усложняет конструкцию токосъемного устройства и снижает его надежность.

*Возбуждение синхронных машин* осуществляется от генератора постоянного тока, установленного на валу ротора, либо от полупроводниковых выпрямителей, питание к которым подводится от обмотки якоря или сети. В последнее время находят применение бесконтактная система возбуждения, при которой полупроводниковый выпрямитель вращается вместе с ротором и получает питание от специального генератора переменного тока с вращающимися обмотками. Постоянные магниты находят применение только в машинах малой мощности.

По конструкции ротора синхронные машины с неподвижным якорем разделяются на *явно* и *неявнополюсные*.

*Неявнополюсные синхронные машины* используются при больших частотах вращения и имеют не более двух пар полюсов. Первичными двигателями в неявнополюсных генераторах являются паровые или газовые турбины, поэтому их часто называют турбогенераторами. Обмотка возбуждения размещается в пазах сердечника ротора и занимает две трети его окружности (рис. 3.2 – а). Ротор выполняется из массивной стальной поковки, лобовые части обмотки, на которые действуют большие центробежные силы, крепятся с помощью массивных стальных бондажей. Третья часть каждого полюсного деления не имеет пазов, эти части образуют так называемые *большие зубцы*, через которые проходит основной поток возбуждения. Воздушный зазор между статором и ротором по всей окружности остаётся практически неизменным, поэтому машины с неявнополюсным ротором имеют одинаковые во всех направлениях магнитные свойства.



**Рисунок 3.2** – Конструкции неявнополюсного (а) и явнополюсного (б) роторов; успокоительная (демпферная) обмотка явнополюсного ротора (в): 1 – полюса ротора; 2 – стержни беличьей клетки; 3 – полюсные наконечники; 4 – короткозамкнутые кольца

*Явнополюсные синхронные машины* применяются при малых частотах вращения (50 – 500 об/мин) и для получения промышленной частоты выполняются с большим числом пар полюсов. Первичными двигателями в явнополюсных генераторах служат гидравлические турбины, поэтому их также называют гидрогенераторами. Обмотки возбуждения явнополюсных машин размещаются на сердечниках полюсов и укрепляются с помощью полюсных наконечников. Ротор, сердечники и наконечники полюсов изготавливаются из листовой стали. Главная особенность машин с явнополюсным ротором – большое различие воздушных зазоров по продольной ( $d$ ) и поперечной ( $q$ ) осям (рис. 3.2 – б). В результате одна и та же намагничивающая сила создаёт по продольной и поперечной осям различные магнитные потоки: вследствие малого воздушного зазора основной магнитный поток замыкается главным образом по продольной оси. Ещё одной особенностью машин с явнополюсным ротором является наличие реактивного момента, который возникает независимо от наличия тока в обмотке возбуждения и стремится ориентировать ротор по продольной оси

В полюсных наконечниках ротора явнополюсных синхронных машин размещаются стержни беличьей клетки (рис. 3.2 – в), которая изготавливается из материала с повышенным удельным сопротивлением (обычно латуни). Эта обмотка при работе в режиме двигателя обеспечивает асинхронный пуск, а при работе в режиме генератора способствует затуханию колебаний ротора при толчках и сбросах нагрузки и других возмущающих воздействиях. Она также часто называется *демпфирующей* или *успокоительной*.

### 3.3. Характеристики холостого хода

Если ротор синхронной машины привести во вращение с номинальной частотой, а на обмотку возбуждения подать питание, в обмотках якоря будут наводиться ЭДС, действующее значение каждой из которых будет равно:

$$E_{10} = 4,44k_{\text{обм}} W_1 \Phi_0 f_1, \quad (3.5)$$

Характеристики холостого хода (х.х.х.) представляют собой зависимость напряжения (ЭДС) на выводах обмотки якоря от тока возбуждения при постоянной частоте вращения ротора и отсутствии нагрузки. Строятся они в относительных единицах:

$$E^*_{10} = U^*_0 = \frac{U_0}{U_{\text{ном}}} ; \quad I^*_в = \frac{I_в}{I_{в.0}}, \quad (3.6)$$

где:  $I_{в.0}$  – ток возбуждения, при котором напряжение холостого хода равно номинальному:  $U_0 = U_{\text{ном}}$ .

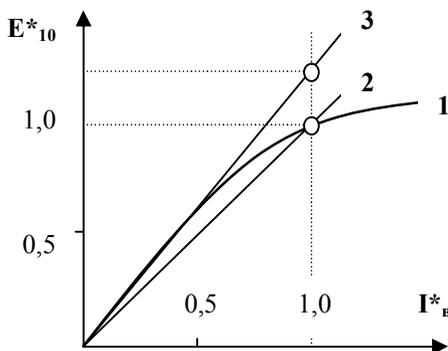
Характеристики холостого хода в относительных единицах практически одинаковы для машин одного типа, независимо от их мощности, номинальных токов и напряжений (таблица 3.1).

**Таблица 3.1.** Характеристики холостого хода синхронных турбо и гидрогенераторов

Ток возбуждения, $I^*_в$	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5
Напряжение х.х. турбогенераторов, $U^*_0$	0,58	1,0	1,21	1,33	1,4
Напряжение х.х. гидрогенераторов, $U^*_0$	0,53	1,0	1,23	1,3	-

Приведенные в таблице данные соответствуют *нормальным характеристикам*. Наряду с нормальными характеристиками находят применение *спрямлённые* (линеаризированные) *насыщенные* и *ненасыщенные* характеристики холостого хода. При токе возбуждения  $I^*_в = 1,0$  для насыщенных характеристик:  $E^*_{10} = U^*_0 = 1,0$ ; для ненасыщенных характеристик турбогенераторов:  $E^*_{10} = U^*_0 = 1,2$ ; гидрогенераторов –  $E^*_{10} = U^*_0 = 1,06$ . Типичный вид характеристик холостого хода показан на рис. 3.3.

**Рисунок 3.3** – Характеристики холостого хода синхронного генератора: 1 – нормальная; 2 – спрямлённая насыщенная; 3 – спрямлённая ненасыщенная



К качеству выходного напряжения синхронных генераторов предъявляются очень жёсткие требования. Для получения синусоидального распределения основного магнитного потока в неявнополюсных генераторах применяют распределённые обмотки возбуждения, а в явнополюсных – увеличивают зазор по краям полюсных наконечников. Обмотки якоря также выполняют распределёнными с числом пазов на полюс и фазу, равным:  $q = 4 \dots 6$ . Шаг обмотки часто укорачивают до:  $y \approx 0,8\tau$ . Для исключения третьих гармоник тока и уменьшения потерь обмотки якоря синхронных генераторов соединяют в звезду.

### 3.4. Работа синхронного генератора под нагрузкой. Реакция якоря.

В режиме холостого хода в синхронных машинах существует только основной магнитный поток, создаваемый током в обмотке возбуждения. Если машина нагружена, протекающий по обмотке якоря ток создает вторую намагничивающую силу.

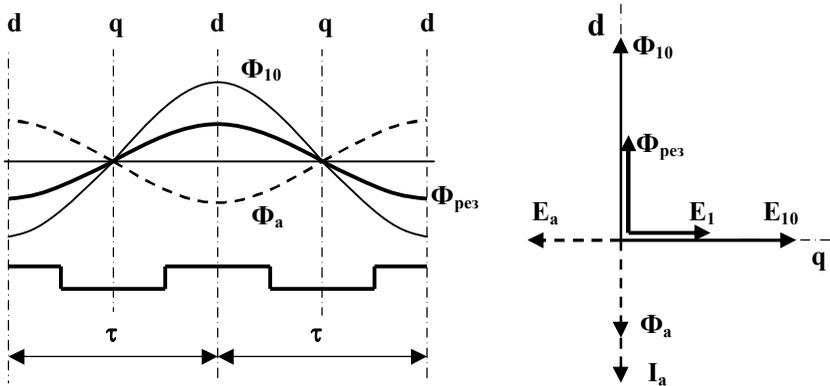
*Реакцией якоря* называется воздействие намагничивающей силы обмотки якоря на результирующий магнитный поток синхронной машины. Реакция якоря сильно зависит не только от величины и характера нагрузки, но и от конструкции магнитной системы машины.

При симметричной нагрузке по обмоткам якоря протекают одинаковые токи, которые создают магнитное поле якоря, вращающееся синхронно с ротором, поэтому магнитный поток поля якоря  $\Phi_a$  и основной поток возбуждения  $\Phi_0$  взаимно неподвижны, а результирующий магнитный поток определяется их векторным суммированием.

В теории синхронных машин принято различать три идеализированных случая: а) работа на индуктивную нагрузку; б) работа на емкостную нагрузку; в) работа на активную нагрузку.

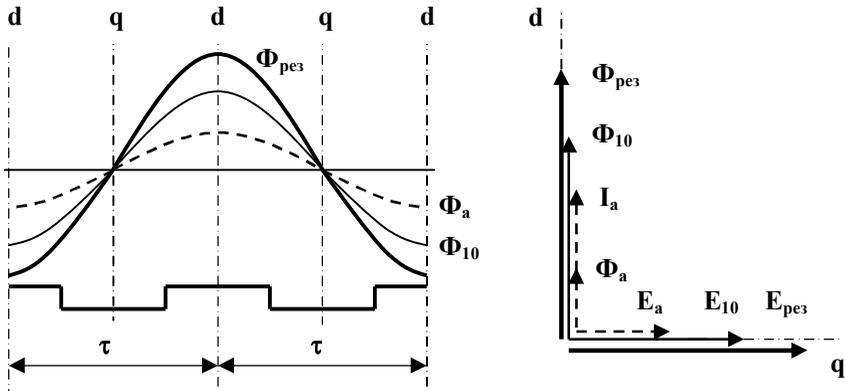
*Реакция якоря в неявнополюсных синхронных генераторах.* Воздушный зазор между магнитными системами якоря и ротора в неявнополюсных генераторах можно считать практически неизменным, поэтому результирующая намагничивающая сила определяется векторной суммой намагничивающих сил обмотки возбуждения и обмотки якоря. Если не учитывать насыщения, результирующий магнитный поток можно определить путем суммирования векторов основного магнитного потока  $\Phi_{10}$ , и потока реакции якоря  $\Phi_a$ . Действие реакции якоря зависит от характера нагрузки.

*Продольно-размагничивающая реакция якоря* возникает при индуктивном характере тока  $I_a$  в обмотке якоря, который отстает по фазе от ЭДС холостого хода  $E_{10}$  на  $90^\circ$ . Поток реакции якоря  $\Phi_a$  направлен по продольной оси встречно по отношению к основному потоку возбуждения  $\Phi_{10}$  (рис. 3.4), вследствие чего результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  и ЭДС якоря  $E_1$  сильно уменьшаются.



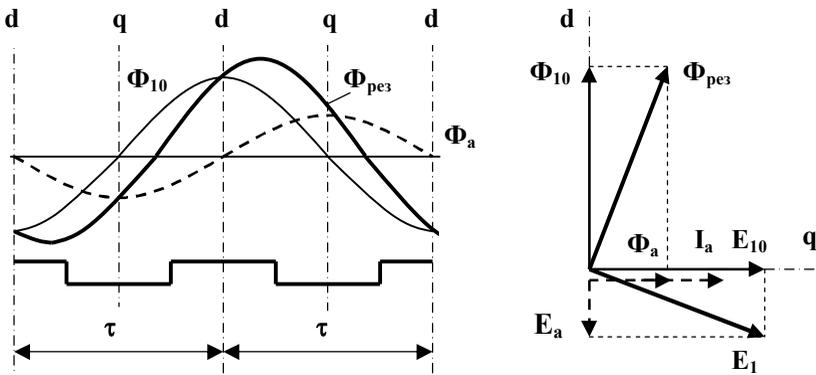
**Рисунок 3.4** – Магнитное поле (а) и векторная диаграмма потоков и ЭДС (б) неявнополюсного СГ при продольно-размагничивающей реакции якоря

*Продольно-намагничивающая реакция якоря* возникает в том случае, если ток  $I_a$  в обмотке якоря имеет емкостный характер и опережает ЭДС  $E_{10}$  на  $90^\circ$ . Поток реакции якоря  $\Phi_a$  в этом случае направлен по продольной оси согласно с основным магнитным потоком  $\Phi_{10}$  (рис. 3.5), вследствие чего результирующий магнитный поток  $\Phi_{рез}$  и ЭДС якоря  $E_1$  возрастают.



**Рисунок 3.5** – Магнитное поле (а) и векторная диаграмма потоков и ЭДС (б) неявнополюсного СГ при продольно-намагничивающей реакции якоря

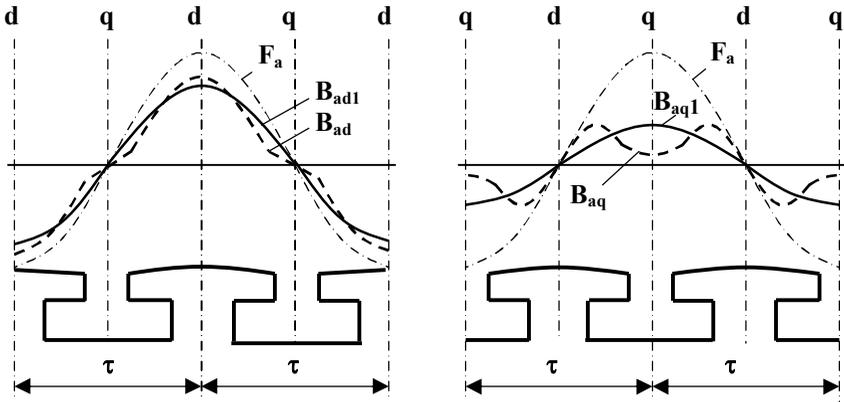
*Поперечная реакция якоря* имеет место в том случае, если по обмотке якоря протекает чисто активный ток, который совпадает по фазе с ЭДС  $E_{10}$ . Поток реакции якоря при этом направлен не по продольной, а по поперечной оси (рис. 3.6). Результирующий магнитный поток уменьшается под одной половиной полюса, увеличивается под другой и по абсолютной величине равен:  $\Phi_{рез} = \sqrt{\Phi_{10}^2 + \Phi_a^2}$ .



**Рисунок 3.6** – Магнитное поле (а) и векторная диаграмма потоков и ЭДС (б) неявнополюсного СГ при поперечной реакции якоря

В реальных машинах нагрузка обычно имеет смешанный характер, в результате чего реакция якоря действует как по продольной, так и по поперечной осям.

*Реакция якоря* в явнополюсных синхронных генераторах. Магнитный поток реакции якоря в синхронных машинах с явнополюсным ротором зависит не только от величины и характера тока якоря и вызванной им намагничивающей силы, но и от воздушного зазора, который в этом случае не остается постоянным. В результате одна и та же **н.с.** возбуждает различные магнитные потоки по продольной и поперечной осям (рис. 3.7).



**Рисунок 3.7** – Реакция якоря явнополюсного СГ по продольной (а) и поперечной (б) осям

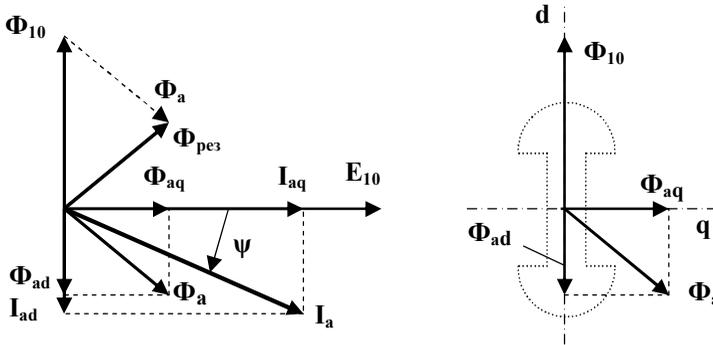
Для реакции якоря по продольной оси характерно увеличение максимума индукции по оси «**d**», где воздушный зазор минимален, и уменьшение индукции по краям полюсов. При поперечной реакции якоря кривая изменения индукции имеет форму «седла», провал которого соответствует оси «**q**» и максимальному воздушному зазору. При одной и той же намагничивающей силе  $F_a$  индукция поперечной реакции якоря  $B_{aq}$  значительно меньше индукции продольной реакции  $B_{ad}$ . Для упрощения расчетов реальные кривые распределения индукции заменяются их первыми гармониками  $B_{aq1}$  и  $B_{ad1}$ , которые имеют различные амплитуды. Это различие характеризуется коэффициентами  $k_d$  и  $k_q$ , которые зависят от конструктивных параметров полюсных наконечников. Для первой гармоники магнитных потоков они находятся в пределах  $k_d = 0,7 - 0,9$ ;  $k_q = 0,2 - 0,4$ . В точных расчетах насыщение магнитной системы и несинусоидальность распределения индукции учитываются с помощью поправочных коэффициентов.

*Теория двух реакций.* Анализ процессов, происходящих в синхронных машинах с явнополюсным ротором, значительно упрощается, если действие реакции якоря по продольной и поперечной осям рассматривать независимо друг от друга, а для получения конечного результата использовать принцип наложения. Согласно этому методу, называемому также *теорией двух реакций*, полный ток и вызванная им намагничивающая сила представляются в виде суммы продольной и поперечной составляющих, равных соответственно:

$$I_d = I_a \sin \psi ; \quad I_q = I_a \cos \psi ; \quad \bar{I}_a = \bar{I}_d + \bar{I}_q ; \quad (3.7)$$

$$F_{a,d} = F_a \sin \psi ; \quad F_{a,q} = F_a \cos \psi ; \quad \bar{F}_a = \bar{F}_{a,d} + \bar{F}_{a,q} , \quad (3.8)$$

где  $\psi$  – угол фазового сдвига между током якоря и ЭДС холостого хода  $E_{10}$  (рис. 3.8 – а).



**Рисунок 3.8** – Определение продольной и поперечной составляющих реакции якоря в явнополюсных синхронных машинах

Магнитные потоки реакции якоря по продольной ( $\Phi_{ad}$ ) и поперечной ( $\Phi_{aq}$ ) осям определяются с учетом коэффициентов  $k_d$  и  $k_q$ . Они возбуждают в обмотке якоря ЭДС реакции якоря, которые также раскладываются на продольную и поперечную составляющие.

Помимо реакции якоря в синхронных машинах действуют и потоки рассеяния, которые также влияют на общую картину магнитного поля, однако это влияние значительно меньше влияния реакции якоря. Потоки рассеяния не зависят от различия воздушного зазора по осям.

## Глава 4. Уравнения ЭДС, внешние и регулировочные характеристики синхронных генераторов

### 4.1. Уравнения ЭДС и векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора

При работе под нагрузкой напряжение на выводах генератора отличается от ЭДС холостого хода вследствие действия реакции якоря и падений напряжения на индуктивном сопротивлении рассеяния и активном сопротивлении обмотки якоря. Согласно второму закону Кирхгофа имеем:

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_{10} + \bar{E}_a - j\mathbf{I}_a x_\sigma - \mathbf{I}_a r_a \quad (4.1)$$

Поскольку ЭДС реакции якоря создается током якоря и пропорционально ему, её можно представить, как падение напряжения на индуктивном сопротивлении  $x_a$ , обусловленном действием магнитного потока реакции якоря, и записать в следующем виде:

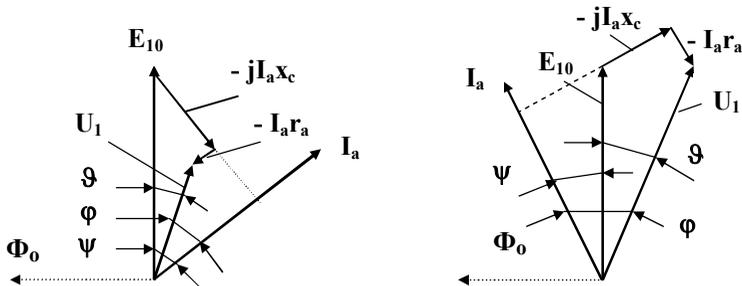
$$\bar{E}_a = -j\mathbf{I}_a x_a.$$

Теперь уравнение (4.1) можно представить таким образом:

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_{10} - j\mathbf{I}_a x_a - j\mathbf{I}_a x_\sigma - \mathbf{I}_a r_a = \bar{E}_{10} - j\mathbf{I}_a (x_a + x_\sigma) - \mathbf{I}_a r_a. \quad (4.2)$$

Сумма индуктивных сопротивлений:  $x_a + x_\sigma = x_c$  называется *полным синхронным сопротивлением* неявнополюсной синхронной машины. На величину полного синхронного сопротивления определённое влияние оказывает степень насыщения магнитной системы, поэтому в точных расчётах различают его насыщенное и ненасыщенное значения. При качественном анализе различных характеристик синхронных генераторов в первом приближении насыщением обычно пренебрегают.

На основании уравнения (4.2) можно построить векторные диаграммы при различном характере нагрузки. При их построении необходимо помнить, что независимо от характера нагрузки падение напряжения на индуктивности отстаёт от тока на  $90^\circ$ .



**Рисунок 4.1** – Векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора при активно-индуктивной (а) и активно-ёмкостной (б) нагрузке

При индуктивном характере нагрузки ток всегда отстаёт по фазе от напряжения на якоре на угол  $\varphi$ , а при ёмкостном – опережает. Ток якоря может как отставать по фазе от ЭДС холостого хода  $E_{10}$  (при индуктивном и близком к активному характере нагрузки), так и опережать её (при ёмкостном характере нагрузки) на угол  $\psi$ . В генераторном режиме работы синхронной машины напряжение на якоре всегда отстаёт по фазе от ЭДС на угол  $\vartheta$ , который называется *внутренним углом* синхронной машины.

#### 4.2. Уравнения ЭДС и векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора

В явнополюсной синхронной машине реакцию якоря необходимо рассматривать по продольной и поперечной осям отдельно. Составляющие токов и полные синхронные сопротивления по осям при этом будут равны:

$$I_d = I_a \sin \psi; \quad I_q = I_a \cos \psi; \quad x_d = x_{ad} + x_\sigma; \quad x_q = x_{aq} + x_\sigma. \quad (4.3)$$

С учётом этих выражений уравнение ЭДС явнополюсного синхронного генератора принимает следующий вид:

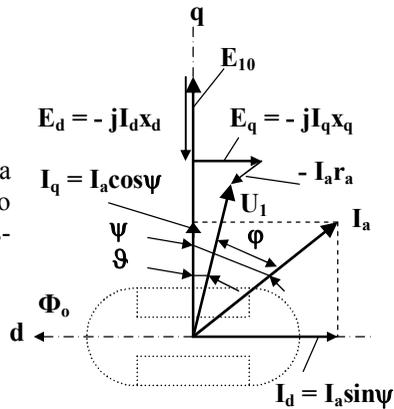
$$\bar{U}_1 = \bar{E}_{10} - jI_d(x_{ad} + x_\sigma) - jI_q(x_{aq} + x_\sigma) - \bar{I}_a r_a. \quad (4.4)$$

Векторные диаграммы ЭДС и напряжений явнополюсного синхронного генератора, соответствующие этому уравнению, строятся в следующем порядке.

- Основной магнитный поток совпадает по направлению с продольной осью, а соответствующая ему ЭДС  $E_{10}$  отстаёт по фазе на  $90^\circ$  и потому направлена по поперечной оси.
- Вектор тока при индуктивном характере нагрузки отстаёт по фазе от ЭДС на угол  $\psi$ , а при ёмкостном – опережает.
- Вектор полного тока якоря согласно уравнению (4.3) раскладывается на продольную и поперечную составляющие, далее вычисляются продольная  $E_d$  и поперечная  $E_q$  составляющие ЭДС от реакции якоря. Поскольку любая ЭДС отстаёт от вызвавшего её магнитного потока на  $90^\circ$ ,  $E_d$  всегда направлена по поперечной оси, а  $E_q$  – по продольной.
- Векторная сумма ЭДС за вычетом падения напряжения на активном сопротивлении якоря даёт результирующее напряжение  $U_1$  на выводах синхронного генератора.

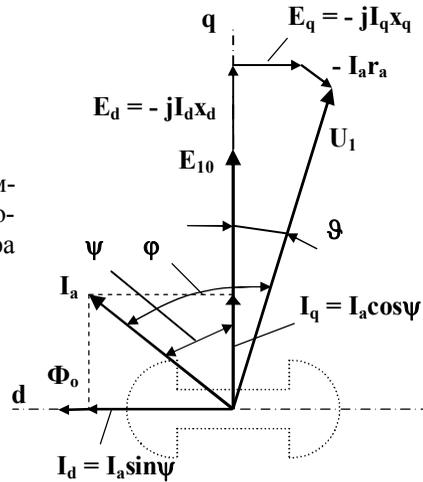
При активно-индуктивном характере нагрузки напряжение на выводах синхронного генератора уменьшается за счет продольно-размагничивающей реакции якоря (рис. 4.2).

**Рисунок 4.2** – Векторная диаграмма ЭДС и напряжений явнополюсного синхронного генератора при активно-индуктивной нагрузке



При активно-ёмкостном характере нагрузки напряжение на выводах синхронного генератора увеличивается за счет продольно-намагничивающей реакции якоря (рис. 4.3).

**Рисунок 4.3** – Векторная диаграмма ЭДС и напряжений явнополюсного синхронного генератора при активно-емкостной нагрузке



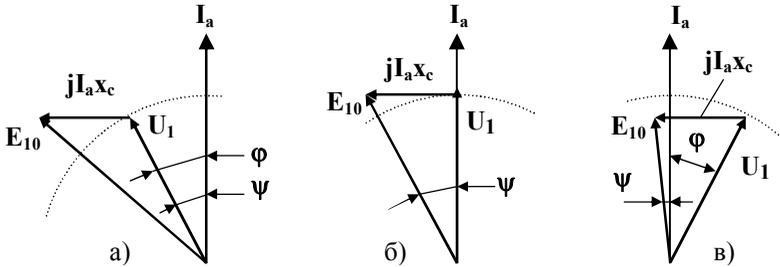
Как и в неявнополюсных генераторах, напряжение независимо от характера нагрузки отстает по фазе от ЭДС холостого хода  $E_{10}$  на внутренний угол  $\delta$ .

### 4.3. Внешние и регулировочные характеристики

*Внешние характеристики* представляют собой зависимости напряжения на якоре от тока нагрузки:  $U_1 = f(I_a)$  при неизменном токе возбуждения, постоянной частоте вращения и постоянном коэффициенте мощности нагрузки. Они могут быть построены с помощью векторных диаграмм. Будем считать, что при номинальном значении тока якоря напряжение также имеет номинальное значение, а фазовый угол  $\phi$  изменяется, и может принимать как положительные (при индуктивном характере нагрузки), так и отрицательные (при ёмкостном характере) значения. *Годографом* векторов напряжения  $U_1$  является полуокружность, а ЭДС холостого хода  $E_{10}$ , необходимая для получения этого значения напряжения определяется векторной суммой выходного напряжения и падения напряжения на полном синхронном сопротивлении (падение напряжения на активном сопротивлении обычно пренебрежимо мало). В результате имеем:

$$\bar{E}_{10} = \bar{U}_1 + jI_a x_c. \quad (4.5)$$

Из анализа векторных диаграмм (рис. 4.4) следует, что для поддержания постоянного напряжения при индуктивной нагрузке ЭДС  $E_{10}$  должна быть значительно больше, чем при активной нагрузке, а при ёмкостной нагрузке ее необходимо уменьшать, что объясняется размагничивающим действием реакции якоря.



**Рисунок 4.4** – Упрощённые векторные диаграммы неявнополюсного синхронного генератора при активно-индуктивной (а), активной (б) и активно-ёмкостной (в) нагрузке

Изменение напряжения при переходе от режима холостого хода к номинальной нагрузке характеризуется соотношением:

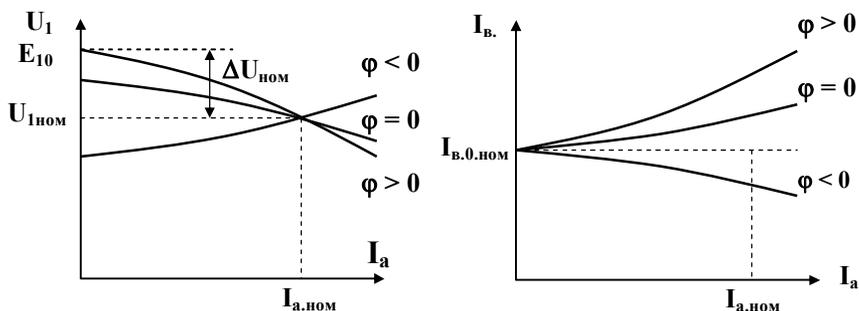
$$\Delta U_{\text{ном}}, \% = \frac{E_{10} - U_{\text{1ном}}}{U_{\text{1ном}}} 100\% . \quad (4.6)$$

При наиболее вероятной активно-индуктивной нагрузке и коэффициенте мощности  $\cos \varphi = 0,85 \dots 0,9$  изменения напряжения составляют:  $\Delta U_{\text{ном}} = 25\% - 35\%$ , что недопустимо много. При ёмкостном характере нагрузки отклонения напряжения могут быть отрицательными. Изменения напряжения в основном обусловлены действием реакции якоря, они уменьшаются при уменьшении полного синхронного сопротивления. Гидрогенераторы имеют большой воздушный зазор и относительно малое синхронное сопротивление, поэтому изменения напряжения у них меньше, чем у турбогенераторов.

Частота генерируемого напряжения должна быть строго постоянной, поэтому изменение ЭДС холостого хода  $E_{10}$  в синхронных генераторах осуществляется только путем регулирования тока в обмотке возбуждения. Для стабилизации выходного напряжения применяются автоматические регуляторы возбуждения.

Регулировочные характеристики показывают, каким образом необходимо изменять ток возбуждения при изменении тока якоря и неизменном характере нагрузки ( $\cos \varphi = \text{const}$ ), чтобы выходное напряжение синхронного генератора оставалось неизменным. В наибольшей степени ток возбуждения необходимо увеличивать при индуктивном характере нагрузки. При активной нагрузке ток возбуждения возрастает в гораздо меньшей степени. При ёмкостной нагрузке при возрастании тока якоря ток возбуждения необходимо уменьшать.

Типичные внешние и регулировочные характеристики синхронных генераторов приведены на рис. 4.5.



**Рисунок 4.5** – Внешние (а) и регулировочные (б) характеристики синхронных генераторов при различном характере нагрузки

#### 4.4. Определение индуктивных сопротивлений синхронной машины по опытным данным

Индуктивные сопротивления синхронной машины находят по данным опытов холостого хода и короткого замыкания.

*Характеристики короткого замыкания (х.к.з.)* снимаются в режиме симметричного короткого замыкания при замкнутых накоротко выводах трёх фаз обмоток якоря, и представляют собой зависимость тока якоря от тока возбуждения при постоянной частоте вращения ротора и напряжении на выводах обмотки якоря, равном нулю. Характеристики короткого замыкания имеют линейный характер, поскольку активное сопротивление обмоток якоря пренебрежимо мало по сравнению с другими составляющими, и ток является практически чисто индуктивным. Реакция якоря действует только по продольной оси и размагничивает магнитную цепь синхронных машин.

*Характеристики холостого хода (х.х.х.)*, как было показано ранее, представляют собой зависимость напряжения (ЭДС) на выходе синхронных генераторов от тока возбуждения при постоянной частоте вращения ротора и отсутствии нагрузки.

При указанных условиях уравнения ЭДС неявнополюсной и явнополюсной машин (4.2) и (4.4) принимают вид:

$$\bar{E}_{10} - j\bar{I}_k x_c \approx \bar{E}_{10} - j\bar{I}_k (x_{ad} + x_\sigma) \approx 0. \quad (4.7)$$

Из этого уравнения легко найти синхронное индуктивное сопротивление по продольной оси:

$$x_d = \frac{E_{10}}{I_k}; \quad x^*_d = \frac{\frac{E_{10}}{U_{1ном}}}{\frac{I_k}{I_{a.ном}}} = \frac{I_{a.ном}}{U_{1ном}} x_d. \quad (4.8)$$

ЭДС холостого хода  $E_{10}$  и ток короткого замыкания должны быть отнесены к одному и тому же значению тока возбуждения. Поскольку в режиме короткого замыкания магнитная система синхронных генераторов не насыщена, величину  $E_{10}$  обычно находят по спрямлённой ненасыщенной характеристике, и полученное значение  $x_d$  называется ненасыщенным. По мере насыщения магнитной системы  $x_d$  уменьшается. В неявнополюсных машинах оно равно полному синхронному сопротивлению и составляет в относительных единицах:  $x^*_d = x^*_c = 0,9 - 2,4$ . В явнополюсных генераторах синхронное сопротивление по поперечной оси определяется по коэффициентам продольной и поперечной реакции якоря:

$$x^*_q = \frac{k_q}{k_d} x^*_d, \quad (4.9)$$

численные значения синхронных сопротивлений по осям составляют:  $x^*_d = 0,6 - 1,6$ ;  $x^*_q = 0,4 - 1,0$ . Основную долю в этих значениях составляет сопротивление, обусловленное реакцией якоря. Индуктивное сопротивление, обусловленное потоками рассеяния, относительно мало и обычно находится в пределах:  $x^*_\sigma = 0,1 - 0,2$ .

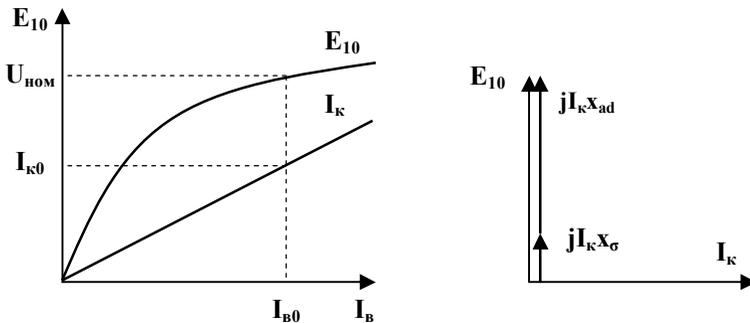
Отношение короткого замыкания (ОКЗ) представляет собой отношение установившегося тока короткого замыкания  $I_{к.0}$  к номинальному току якоря при токе возбуждения  $I_{в0}$ , который в режиме холостого хода даёт напряжение, равное номинальному ( $U_0 = U_{ном}$ ):

$$ОКЗ = \frac{I_{к.0}}{I_{а.ном}} \quad (4.10)$$

Вследствие сильного размагничивающего действия реакции якоря ток установившегося короткого замыкания синхронных машин невелик, а ОКЗ составляет для гидрогенераторов **0,8–1,8**, а для турбогенераторов **0,4–1,0**. По известному значению ОКЗ определяется насыщенное значение синхронного сопротивления по продольной оси:

$$x_d = \frac{U_{ном}}{I_{к.0}} = \frac{U_{ном}}{ОКЗ \times I_{а.ном}}; \quad x_d^* = \frac{1}{ОКЗ} \quad (4.11)$$

В неявнополюсных генераторах синхронные сопротивления по продольной и поперечной осям равны между собой:  $x_{cd}^* = x_{cq}^*$ . Характеристики холостого хода, короткого замыкания, по которым определяется ОКЗ, и векторная диаграмма для режима короткого замыкания показаны на рис. 4.6.



**Рисунок 4.6** – Характеристики холостого хода, короткого замыкания (а) и векторная диаграмма (б) синхронного генератора в режиме установившегося к.з.

## Глава 5. Электромагнитный момент и статическая устойчивость синхронных генераторов

### 5.1. Уравнение электромагнитного момента и угловые характеристики

В синхронных машинах потери в обмотке якоря весьма малы по сравнению с номинальной мощностью, и электромагнитную мощность можно считать практически равной активной мощности, отдаваемой генератором в сеть (или потребляемой двигателем из сети):

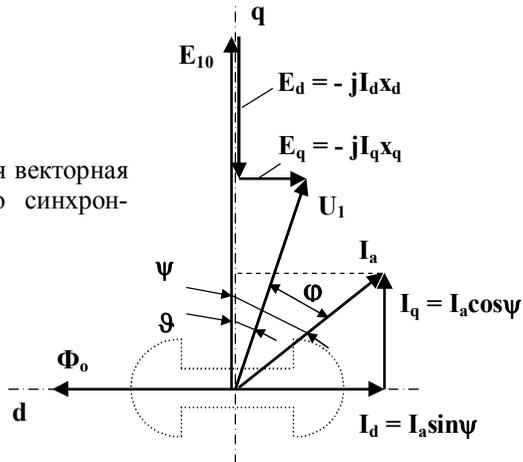
$$P_{\text{ЭМ}} \approx P_1 = 3U_1 I_a \cos \varphi, \quad (5.1)$$

Поскольку частота вращения ротора синхронной машины неизменна ( $\omega_c = \text{const}$ ), ее электромагнитный момент изменяется по такому же закону, что и электромагнитная мощность:

$$M_{\text{ЭМ}} = P_{\text{ЭМ}} / \omega_c \quad (5.2)$$

Для вывода общего уравнения электромагнитного момента воспользуемся упрощенной векторной диаграммой явнополюсного генератора, в которой пренебрегаем падением напряжения на активной составляющей сопротивления якоря (рис. 5.1).

**Рисунок 5.1** – Упрощенная векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора ( $I_a r_a \approx 0$ )



Из векторной диаграммы следует, что:  $\varphi = \psi - \vartheta$ , и, воспользовавшись известной формулой тригонометрических преобразований  $\cos(\psi - \vartheta) = \sin \psi \sin \vartheta + \cos \psi \cos \vartheta$ , уравнение (5.1) можно записать следующим образом:

$$P_{\text{ЭМ}} = 3U_1 I_a \cos(\psi - \vartheta) = 3U_1 I_a (\sin \psi \sin \vartheta + \cos \psi \cos \vartheta).$$

Выразив полный ток якоря через его составляющие по продольной ( $I_d = I_a \sin \psi$ ) и поперечной ( $I_q = I_a \cos \psi$ ) осям, получаем:

$$P_{\text{ЭМ}} = 3U_1 (I_d \sin \vartheta + I_q \cos \vartheta). \quad (5.3)$$

Из векторной диаграммы следует, что:

$$I_d x_d = E_{10} - U_1 \cos \vartheta; \quad I_q x_q = U_1 \sin \vartheta.$$

и продольная и поперечная составляющие тока равны:

$$I_d = \frac{E_{10} - U_1 \cos \vartheta}{x_d}; \quad I_q = \frac{U_1 \sin \vartheta}{x_q}. \quad (5.4)$$

Подставив эти выражения в (4.3), и учитывая формулу тригонометрических преобразований:  $\sin 2\vartheta = \frac{1}{2} \sin \vartheta \cos \vartheta$ , получаем уравнения электромагнитной мощности:

$$\begin{aligned} P_{\text{ЭМ}} &= 3U_1 \left( \frac{E_{10} - U_1 \cos \vartheta}{x_d} \sin \vartheta + \frac{U_1 \sin \vartheta}{x_q} \cos \vartheta \right) = \quad (5.5) \\ &= \frac{3U_1 E_{10}}{x_d} \sin \vartheta + \left( \frac{3U_1^2}{x_q} - \frac{3U_1^2}{x_d} \right) \sin \vartheta \cos \vartheta = \\ &= \frac{3U_1 E_{10}}{x_d} \sin \vartheta + \frac{3U_1^2}{2} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\vartheta. \end{aligned}$$

и электромагнитного момента:

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{P_{\text{ЭМ}}}{\omega_c} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d \omega_c} \sin \vartheta + \frac{3U_1^2}{2\omega_c} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \sin 2\vartheta. \quad (5.6)$$

Первая часть этого уравнения представляет собой основной электромагнитный момент, а вторая часть – так называемый реактивный момент.

*Основной электромагнитный момент* имеет место не только в явнополюсных, но и в неявнополюсных синхронных машинах. Поскольку:  $E_{10} = f(I_b)$ , он зависит от тока возбуждения, и тождественно равен нулю при:  $I_b = 0$ .

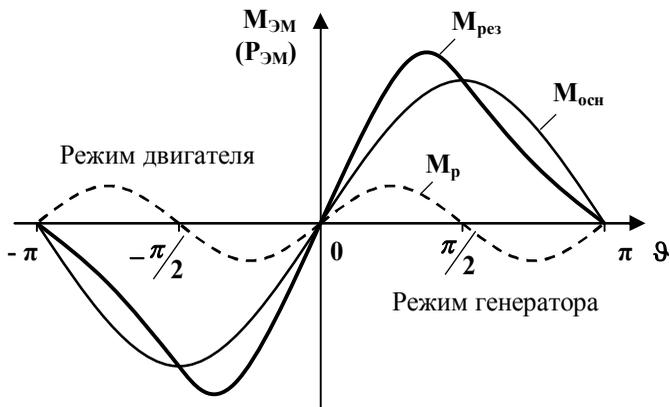
Таким образом, первая часть уравнений (5.5, 5.6) соответствует неявнополюсным синхронным машинам:

$$P_{\text{ЭМ}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d} \sin \vartheta. \quad (5.7)$$

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d \omega_c} \sin \vartheta. \quad (5.8)$$

*Реактивный момент* возникает только в машинах с явнополюсным ротором, и существует даже при отсутствии основного потока возбуждения. Физически возникновение реактивного момента объясняется стремлением явнополюсного ротора ориентироваться по оси результирующего магнитного поля. Условием возникновения реактивного момента является неравенство синхронных сопротивлений по продольной и поперечной осям ( $x_d \neq x_q$ ), в противном случае вторая часть уравнения электромагнитного момента тождественно равна нулю. Из уравнения (5.6) также следует, что реактивный момент по отношению к основному моменту изменяется с двойной частотой.

Графические зависимости  $M_{\text{ЭМ}} = f(\vartheta)$  и  $P_{\text{ЭМ}} = f(\vartheta)$  называются *угловыми характеристиками*. На рис. 5.2 показана угловая характеристика явнополюсной синхронной машины в двигательном и генераторном режимах работы. Характеристика в двигательном режиме является симметричным отображением характеристики той же машины в режиме генератора.



**Рисунок 5.2** – Угловая характеристика явнополюсной синхронной машины

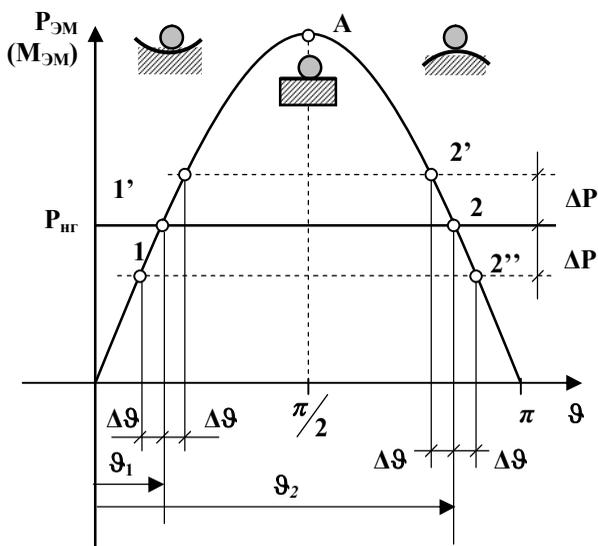
Основной электромагнитный момент, который для неявнополюсной машины является и результирующим, представляет собой синусоидальную функцию внутреннего угла, реактивный момент также изменяется по синусоидальному закону, но с двойной частотой. Это приводит к увеличению результирующего момента при  $|\vartheta| < \frac{\pi}{2}$ , и к его уменьшению – при  $|\vartheta| > \frac{\pi}{2}$ . Амплитуда реактивного момента составляет примерно 25 – 30% от амплитуды основного момента при номинальном токе возбуждения. Результирующий момент в неявнополюсных машинах достигает максимального значения при  $\vartheta = 90^\circ$ , а в явнополюсных машинах – при  $\vartheta = 70^\circ - 80^\circ$ .

## 5.2. Статическая устойчивость синхронных машин

При работе любой синхронной машины неизбежны переходные процессы, возникающие при толчках и сбросах нагрузки. Эти возмущения носят рабочий характер, и потому не должны нарушать нормального функционирования машины.

*Статической устойчивостью* называется способность синхронной машины сохранять синхронную частоту вращения и восстанавливать установившийся режим работы при относительно малых возмущениях нагрузки.

Установившийся режим работы характеризуется равенством активной мощности нагрузки и создаваемого ей момента сопротивления мощности и электромагнитному моменту на валу синхронной машины:  $P_{ЭМ} = P_{нр}$ ;  $M_{ЭМ} = M_c$ . Однако, в процессе работы нагрузка не остается постоянной, и может как уменьшаться, так и увеличиваться. Рассмотрим процессы, происходящие при изменении установившегося значения мощности нагрузки  $P_{нр}$  на величину  $\pm \Delta P$ . Равенство  $P_{ЭМ} = P_{нр}$  имеет место в точках угловой характеристики неявнополюсного генератора: **1** и **2**, но, внутренние углы при этом различны:  $\vartheta_1 < \pi/2$ ;  $\vartheta_2 > \pi/2$  (рис. 5.3).



**Рисунок 5.3** – К определению статической устойчивости неявнополюсного синхронного генератора

Из уравнений (5.1), (5.2) следует, что активная мощность и электромагнитный момент синхронной машины пропорциональны активной составляющей тока якоря, которая определяет поперечную реакцию якоря, поэтому возрастание мощности нагрузки всегда приводит к увеличению внутреннего угла  $\vartheta$ , а при снижении нагрузки он уменьшается. По этой причине точки **1** и **2** неравноценны с точки зрения статической устойчивости.

Увеличение угла  $\vartheta$ , вызванное набросом нагрузки, в окрестностях точки **1** приводит к возрастанию мощности генератора, а в окрестностях точки **2** – к ее уменьшению. При сбросе нагрузки уменьшение угла  $\vartheta$  в окрестностях точки **1** приводит к уменьшению мощности генератора, а в окрестностях точки **2** – к ее возрастанию. В результате при любых малых возмущениях в окрестностях точки **1** генератор после кратковременных колебаний восстанавливает равновесие моментов, и продолжает устойчиво работать. Напротив, любое отклонение нагрузки в окрестностях точки **2** приведет к нарушению устойчивости: при возрастании мощности нагрузки мощность генератора уменьшится, а при уменьшении – возрастет, в обоих случаях равновесие моментов и мощностей нагрузки и генератора нарушается:  $P_{ЭМ} \neq P_{нг}$ ;  $M_{ЭМ} \neq M_c$  генератор выпадает из синхронизма.

Таким образом, первоначальное равновесие в точке **1** является устойчивым, а в точке **2** – неустойчивым.

Устойчивая работа неявнополюсного генератора обеспечивается только при значениях внутреннего угла:  $\vartheta < 90^\circ$ . Мощность достигает максимального (при данном токе возбуждения) значения при  $\vartheta = 90^\circ$ , а точка «А» является точкой неустойчивого равновесия.

*Синхронизирующая мощность и синхронизирующий момент.* Способность к синхронизации в пределах диапазона устойчивой работы генератора неодинакова. Количественно она оценивается удельной синхронизирующей мощностью и удельным синхронизирующим моментом (коэффициентами синхронизации), которые численно равны производным мощности и момента по внутреннему углу:

$$P_{\text{синх}} = \frac{dP_{ЭМ}}{d\theta} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d} \cos\vartheta; \quad (5.9)$$

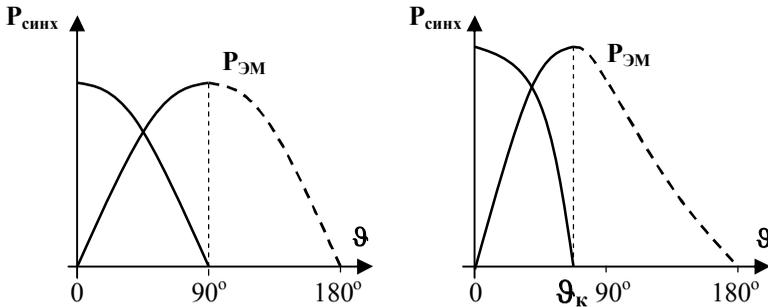
$$M_{\text{синх}} = \frac{dM_{ЭМ}}{d\theta} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d \omega_c} \cos\vartheta. \quad (5.10)$$

При углах  $\vartheta < \vartheta_{кр}$ , которые соответствуют максимальным значениям мощности и момента, у явнополюсных синхронных генераторов синхронизирующая мощность и синхронизирующий момент по сравнению с неявнополюсными генераторами увеличиваются за счет реактивного момента, и определяются зависимостями:

$$P_{\text{синх}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d} \cos \vartheta + 3U_1^2 \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\vartheta; \quad (5.11)$$

$$M_{\text{синх}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d \omega_c} \cos \vartheta + \frac{3U_1^2}{\omega_c} \left( \frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d} \right) \cos 2\vartheta. \quad (5.12)$$

Характерные зависимости синхронизирующих мощностей (моментов) неявнополюсного и явнополюсного генераторов от внутреннего угла показаны на рис. 5.4.



**Рисунок 5.4** – Зависимости синхронизирующих мощностей (моментов) неявнополюсного (а) и явнополюсного (б) СГ от внутреннего угла

Из приведенных зависимостей следует, что максимальные значения синхронизирующей мощности и момента имеют место в режиме холостого хода, когда  $\vartheta \Rightarrow 0$ . В режиме номинальной нагрузки для сохранения достаточно высокой статической устойчивости необходимо, чтобы внутренний угол  $\vartheta$ , не превышал  $20^\circ - 30^\circ$ , поскольку далее коэффициенты синхронизации быстро уменьшаются, а при  $\vartheta = \vartheta_{\text{кр}}$  и максимальных значениях мощности и момента становятся равны нулю. Отношение максимальных значений активной мощности и электромагнитного момента к их номинальным значениям называется перегрузочной способностью (статической перегрузаемостью) синхронных машин:

$$\lambda = \frac{P_{\text{max}}}{P_{\text{ном}}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}}. \quad (5.13)$$

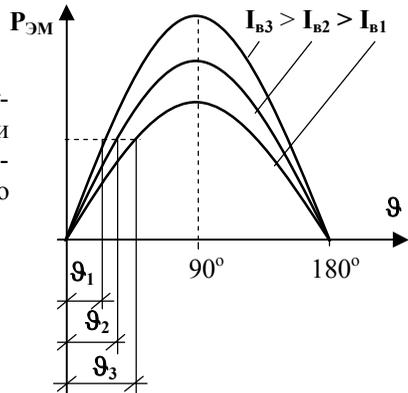
При работе синхронных машин нельзя исключать возможности кратковременных перегрузок, поэтому они должны иметь достаточный запас статической устойчивости. Минимально допустимая перегрузочная способность неявнополюсных машин составляет:  $\lambda_{\text{доп}} \geq 1,65$ , явнополюсные машины имеют большую перегрузочную способность, которая обычно находится в пределах:  $\lambda = 2 - 3$ .

Из уравнений (5.7), (5.8) следует, что максимальные значения основного электромагнитного момента и электромагнитной мощности имеют место при  $\vartheta = 90^\circ$ , составляют:

$$P_{\text{max}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d}; \quad M_{\text{max}} = \frac{3U_1 E_{10}}{x_d \omega_c}. \quad (5.14)$$

и зависят от тока возбуждения, поскольку:  $E_{10} = f(I_B)$ , поэтому статическая устойчивость синхронных машин при заданной мощности нагрузки с возрастанием тока возбуждения увеличивается (рис. 5.5).

**Рисунок. 5.5** – Влияние тока возбуждения на угловые характеристики и максимальную мощность (максимальный момент) неявнополюсного синхронного генератора



*Динамическая устойчивость* принципиально отличается от статической устойчивости тем, что характеризует быстро протекающие переходные процессы при резких бросках тока якоря, когда его реакция вследствие инерционности магнитных процессов не успевает воздействовать на результирующий магнитный поток. Крайним случаем такого режима является внезапное короткое замыкание, при котором ток якоря может в десятки раз превысить номинальное значение. Такие процессы очень сложны и изучаются в специальных курсах.

## Глава 6. Параллельная работа синхронных генераторов с сетью

### 6.1. Условия включения синхронных генераторов на параллельную работу

Параллельная включение синхронных генераторов на общую электрическую сеть обеспечивает увеличение мощности энергосистемы, повышает надежность электроснабжения, и является наиболее типичным режимом их работы.

Для успешного включения СГ на параллельную работу необходимо выполнить ряд условий, которые исключают броски тока в момент включения, и обеспечивают синхронизацию напряжений генератора и сети. Согласно второму закону Кирхгофа уравнивающий ток в замкнутом контуре, образуемом сетью и обмоткой якоря, равен:

$$\bar{I}_{\text{ур}} = \frac{\bar{U}_c + \bar{U}_1}{z_c + z_1}, \quad (6.1)$$

где  $\bar{U}_c, \bar{U}_1$ ;  $z_c, z_1$  – комплексы напряжений и сопротивлений сети и генератора.

Сопротивление сети и генератора весьма малы, поэтому даже небольшая разница напряжений может привести к значительным броскам тока. Общее условие успешного включения на параллельную работу сводится к равенству мгновенных значений напряжений всех трех фаз генератора соответствующим сетевым напряжениям:

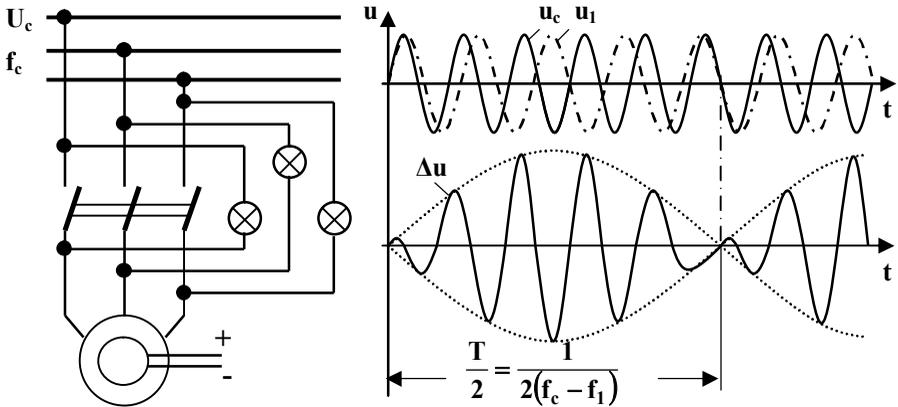
$$\sqrt{2}U_1 \sin(\omega_1 t - \alpha_1) = \sqrt{2}U_c \sin(\omega_c t - \alpha_c), \quad (6.2)$$

где  $U_1, U_c$  – действующие значения напряжений генератора и сети;  $\omega_1, \omega_c$  – их угловые частоты;  $\alpha_1, \alpha_c$  – начальная фаза напряжения генератора и соответствующая фаза сетевого напряжения.

Практически выполнение общего условия сводится к выполнению следующих частных условий.

1. Равенство частот:  $\omega_1 = \omega_c$ ;  $f_1 = f_c$ .
2. Равенство начальных фаз  $\alpha_1 = \alpha_c$  и одинаковый порядок чередования фаз сети и генератора.
3. Равенство действующих значений генератора и сети:  $U_1 = U_c$ .

Совокупность операций по включению синхронного генератора на параллельную работу называется *синхронизацией*, а приборы, обеспечивающие ее выполнение – *синхроноскопами*. Принцип действия синхроноскопов основан на контроле мгновенных значений разности напряжений:  $\Delta u = u_c - u_1$  (рис. 6.1).



**Рисунок 6.1** – Синхронизация синхронного генератора при включении на параллельную работу с сетью

Синхронизация осуществляется следующим образом. Генератор включают автономно, и регулируют ток возбуждения и частоту вращения ротора таким образом, чтобы выполнялось условие  $U_1 \approx U_c$ . О выполнении двух других условий судят по разности мгновенных значений напряжения  $\Delta u = u_c - u_1$ , которая контролируется лампочками или вольтметрами, и в идеальном варианте должна равняться нулю. При несовпадении частот ( $f_1 \neq f_c$ ) она изменяется с *частотой биений*, равной:  $\Delta f = f_c - f_1$ . Частоте биений соответствует период  $T$ , равный:  $T = \frac{1}{f_c - f_1}$  (рис. 6.1). При малой частоте биений и

большом их периоде лампочки будут периодически разгораться и погасать в момент времени, соответствующий равенству начальных фаз. Чем меньше различие частот, тем больше период  $T$ , поэтому частоту вращения ротора регулируют таким образом, чтобы период  $T$  был как можно больше, после чего обмотки якоря подключают к сети в момент погасания лампочек. Практически генератор втягивается в син-

хронизм при  $\Delta f < (0,02 - 0,03)f_c$ , что при частоте 50 Гц примерно соответствует периоду, равному 1 с. После подключения генератора к сети синхронизация частоты вращения ротора происходит автоматически. Генераторы большой мощности синхронизируют с помощью стрелочных приборов, принцип действия которых основан на взаимодействии вращающихся магнитных полей. Стрелка при этом вращается со скоростью, пропорциональной разности частот и останавливается при их совпадении.

## 6.2. U-образные характеристики синхронных машин

Важным преимуществом синхронных машин по сравнению с другими электрическими машинами является возможность регулирования их реактивной мощности путем изменения тока возбуждения.

*U-образными характеристиками* синхронной машины называются зависимости тока якоря от тока возбуждения:  $I_a = f(I_b)$  при параллельной работе с сетью с постоянной активной мощностью и электромагнитным моментом.

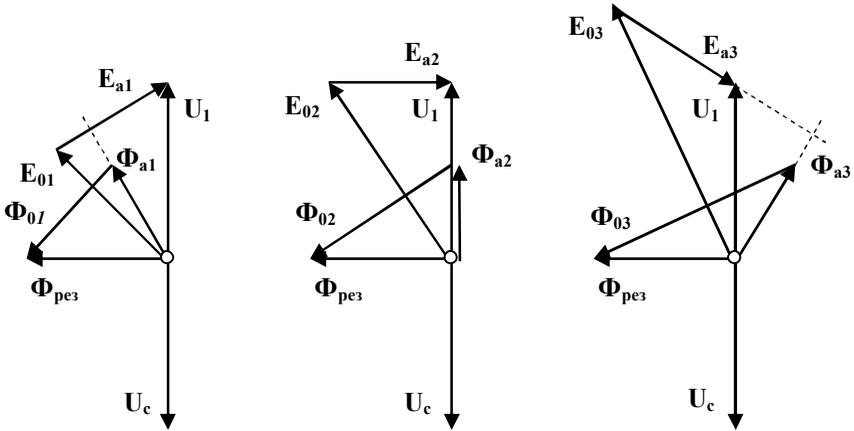
Сеть имеет по отношению к синхронной машине бесконечно большую мощность, поэтому при соблюдении условий параллельного включения напряжение всегда соблюдается равенство:  $\bar{U}_c = -\bar{U}_1 = \text{const}$ . Отсюда следует, что результирующий магнитный поток, соответствующий напряжению на якоре остается неизменным:  $\bar{\Phi}_{\text{рез}} = \text{const}$ , в то время как основной магнитный поток и поток реакции якоря могут изменяться, то есть выполняется равенство:

$$\bar{\Phi}_{\text{рез}} = \bar{\Phi}_{01} + \bar{\Phi}_{a1} = \bar{\Phi}_{02} + \bar{\Phi}_{a2} = \bar{\Phi}_{03} + \bar{\Phi}_{a3} = \text{const}.$$

Каждый из этих потоков создает соответствующие ЭДС, отстающие от потоков по фазе на  $90^\circ$ , причем для этих ЭДС также выполняется условие:

$$\bar{U}_1 = \bar{E}_{01} + \bar{E}_{a1} = \bar{E}_{02} + \bar{E}_{a2} = \bar{E}_{03} + \bar{E}_{a3} = \text{const}.$$

Упрощенные векторные диаграммы магнитных потоков и ЭДС неявнополюсного синхронного генератора при указанных условиях и различной реакции якоря показаны на рис. 6.2.



**Рисунок 6.2** – Векторные диаграммы магнитных потоков и ЭДС неявнополюсного СГ при  $\bar{U}_1 = \text{const}$ ;  $\bar{\Phi}_{\text{pez}} = \text{const}$ , и различной реакции якоря

Основной магнитный поток и вызываемая им ЭДС холостого хода прямо пропорциональны току возбуждения:  $E_0 \equiv \Phi_0 \equiv I_b$ , а магнитный поток реакции якоря и соответствующая ему ЭДС – току якоря:  $E_a \equiv \Phi_a \equiv I_a$ . Результирующий магнитный поток в свою очередь прямо пропорционален создающей его результирующей намагничивающей силе, которую при неизменных конструктивных параметрах можно заменить соответствующим током:  $U_1 \equiv \Phi_{\text{pez}} \equiv F_{\text{pez}} \equiv I_{\text{pez}}$ . Результирующий ток имеет точный физический смысл, который уясним позднее. Таким образом, заменив магнитные потоки соответствующими им токами:  $\Phi_{\text{pez}} \Rightarrow I_{\text{pez}}$ ;  $\Phi_0 \Rightarrow I_b$ ;  $\Phi_a \Rightarrow I_a$ , от диаграммы потоков и ЭДС можно перейти к векторной диаграмме токов, на которой в определенном масштабе изображаются вектора токов возбуждения и токов якоря, сумма которых остается неизменной:

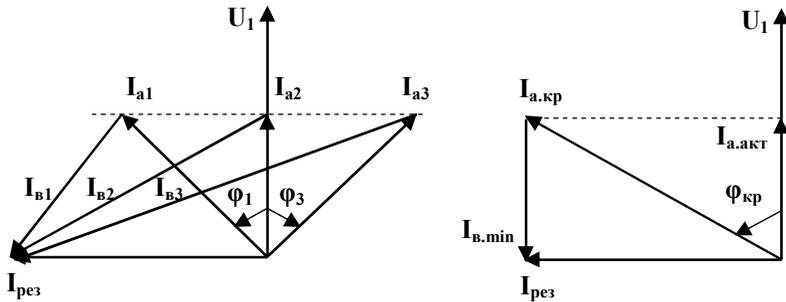
$$\bar{I}_{b1} + \bar{I}_{a1} = \bar{I}_{b2} + \bar{I}_{a2} = \bar{I}_{b3} + \bar{I}_{a3} = \bar{I}_{\text{pez}} = \text{const}$$

Каждая из  $U$ -образных характеристик строится для вполне определенного значения нагрузочного момента, которому при постоянной частоте вращения ротора и напряжении якоря  $U_1$  соответствуют неизменные активная мощность и активная составляющая тока якоря:

$$P_{\text{нг}} = P_{\text{ЭМ}} = M_{\text{ЭМ}} \omega_c = 3U_1 I_a \cos \varphi = \text{const} ;$$

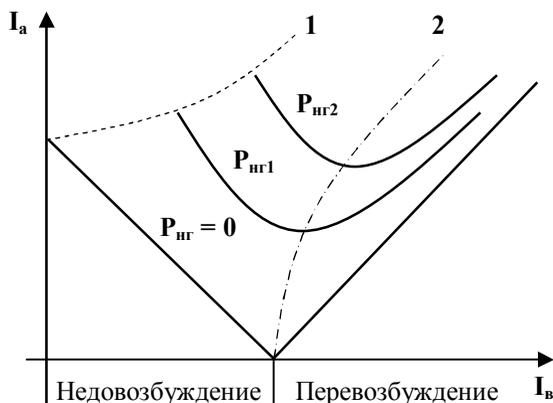
$$I_{\text{а.акт}} = I_a \cos \varphi = \text{const} .$$

Полный ток якоря и коэффициент мощности изменяются в зависимости от тока возбуждения. U-образные характеристики можно построить на основании векторных диаграммы токов якоря и токов возбуждения для каждого значения активной мощности нагрузки. На векторных диаграммах оно выражается активной составляющей тока якоря (ток  $I_{a2}$  на рис. 6.3 – а).



**Рисунок 6.3** – Векторные диаграммы токов СГ при параллельной работе на сеть: а – при изменении тока возбуждения; б – при определении граничных значений токов

Построение U-образных характеристик (рис. 6.4) производится следующим образом. Откладывая по оси абсцисс значения токов возбуждения  $I_{b1}$ ;  $I_{b2}$ ;  $I_{b3}$  ..., а по оси ординат – соответствующие им значения токов якоря:  $I_{a1}$ ;  $I_{a2}$ ;  $I_{a3}$  ..., получаем U-образную характеристику  $I_a = f(I_b)$ , соответствующую определенной мощности нагрузки, например,  $P_{\text{нг1}}$ . Характеристики, соответствующие другим мощностям (в пределах устойчивой работы) строятся аналогичным образом. Ток возбуждения не должен уменьшаться до значений, при которых происходит нарушение устойчивости. Его граничные значения в системе относительных единиц равны по модулю соответствующим активным составляющим тока якоря, но противоположно направлены (рис. 6.3 – б). С возрастанием нагрузки и активной составляющей тока якоря ток возбуждения, обеспечивающий устойчивость увеличивается. В результате при увеличении нагрузки U-образные характеристики смещаются вправо и вверх.



**Рисунок 6.4** – U-образные характеристики СГ: **1** – граница устойчивости; **2** – линия минимальных токов якоря (нормального возбуждения)

При определенной мощности нагрузки  $P_{нр.i}$  минимальное значение полного тока якоря  $I_{a.i}$  равно своей активной составляющей, которая совпадает по фазе с напряжением  $U_1$  ( $\varphi_2 = 0$ ). Ему соответствует вполне определенное значение тока возбуждения  $I_{в.i}$ . Режим, при котором выполняются эти условия, называется *режимом нормального возбуждения*, а линия, соединяющая минимумы U-образных характеристик именуется *линией нормального возбуждения*.

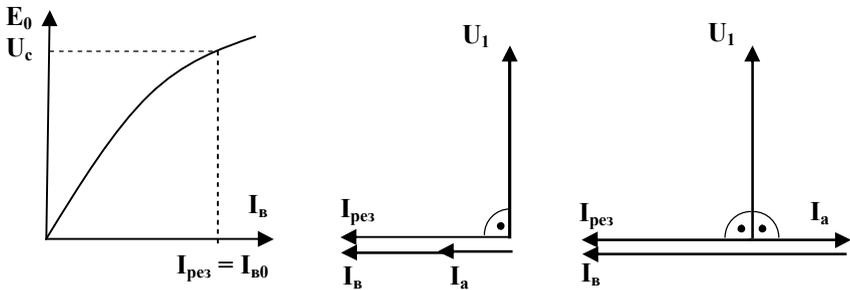
*Режим недовозбуждения* возникает, если ток возбуждения меньше нормального значения. В режимах недовозбуждения основного магнитного потока недостаточно для создания ЭДС холостого хода, равной напряжению  $U_c$ , и машина потребляет недостающую реактивную мощность из сети. Ток якоря возрастет, опережает напряжение  $U_1$  по фазе на угол  $\varphi_1$ , и является по отношению к генератору емкостным, а по отношению к сети – индуктивным.

*Режим перевозбуждения* возникает, если ток возбуждения при определенной нагрузке больше нормального значения. ЭДС холостого хода больше напряжения в сети, Машина вырабатывает избыточную реактивную мощность, и отдает ее в сеть. Ток якоря увеличивается по сравнению с нормальным, но характер его изменяется на противоположный: индуктивный по отношению к генератору, и емкостный – по отношению к сети.

U-образные характеристики строятся в диапазоне мощностей, соответствующих зоне устойчивой работы синхронной машины.

### 6.3. Синхронные компенсаторы

Особое значение среди U-образных характеристик имеет характеристика, полученная в режиме холостого хода по активной мощности при  $P_{нг} = 0$ . В режиме нормального возбуждения полный ток якоря равен нулю, и результирующий ток равен току возбуждения:  $I_{рез} = I_{в0}$ . Таким образом, ток, создающий результирующее магнитное поле при параллельной работе синхронной машины на сеть, представляет собой *ток возбуждения, который в режиме холостого хода дает ЭДС, равную напряжению в сети*. Определяется он по характеристике холостого хода (рис. 6.5 – а).



**Рисунок 6.5** – Определение результирующего тока по характеристике холостого хода (а), и векторные диаграммы токов в режимах недо-возбуждения (б) и перевозбуждения (в) синхронного компенсатора

Если ток возбуждения уменьшить по сравнению с  $I_{в0}$ , машина перейдет в режим недо-возбуждения, и будет потреблять из сети реактивную мощность (рис. 6.5 – б), если увеличить – получим режим перевозбуждения, при котором реактивная мощность будет генерироваться в сеть (рис. 6.5 – в). Ток якоря в режиме недо-возбуждения опережает по фазе напряжение  $\bar{U}_1$  на  $90^\circ$  и равен по величине:  $I_a = I_{рез} - I_{в}$ , а в режиме перевозбуждения – отстает от  $\bar{U}_1$  на  $90^\circ$ , и равен:  $I_a = I_{в} - I_{рез}$ . U-образная характеристика при  $P_{нг} = 0$  представляет собой прямые, с общей точкой:  $I_a = 0$ ;  $I_{в} = I_{рез}$ , определяемые уравнениями:

$$I_a = I_{рез} - I_{в} ; I_a = I_{в} - I_{рез} .$$

В таких режимах работают специальные машины, предназначенные для регулирования режимов работы энергосистем, которые называются *синхронными компенсаторами*.

Практически синхронные компенсаторы не имеют первичного привода, как генераторы, им работают как двигатели в режиме холостого хода. Они не связаны валом ни с какими исполнительными механизмами, не выполняют механическую работу, и не преобразуют активную мощность из механической в электрическую. Это позволяет точнее выполнять присущие им специальные функции. При отсутствии нагрузки электромагнитный момент, развиваемый синхронной машиной пренебрежимо мал, поэтому вал ротора синхронных компенсаторов выполняется облегченным.

Основными режимами работы синхронных компенсаторов являются *режим компенсации реактивной мощности* и *режим стабилизации напряжения* в электрических сетях.

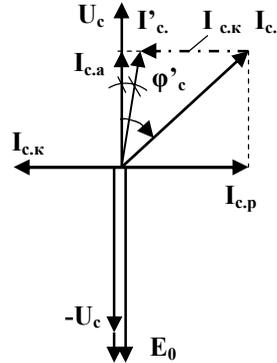
Большинство электроприемников потребляют из сети реактивную мощность. Снижение коэффициента мощности приводит к возрастанию потерь электроэнергии, увеличению потерь напряжения в сетях и другим негативным последствиям, поэтому важной задачей является его поддержание на достаточно высоком уровне. Предельно допустимые значения коэффициента мощности в электрических сетях различных уровней напряжения составляют:

Уровень напряжения	$\text{tg}\varphi$	$\text{cos}\varphi$
110 кВ	0,5	0,894
6 – 35 кВ	0,4	0,35
0,4 кВ	0,35	0,944

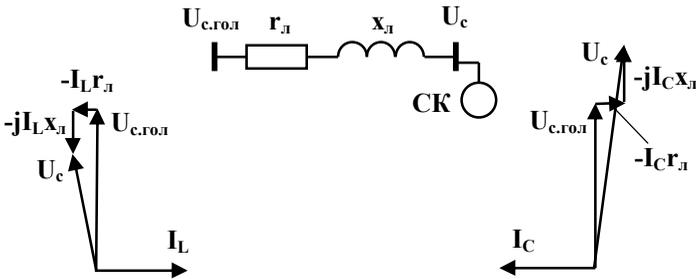
*Режим компенсации реактивной мощности* осуществляется с целью повышения коэффициента мощности при передаче электроэнергии в системах электроснабжения.

Синхронные компенсаторы работают в режиме перевозбуждения, при этом:  $E_0 > U_c$ , причем ток возбуждения регулируют таким образом, чтобы ток якоря синхронного компенсатора  $I_{с,к}$  был близок по величине к реактивной составляющей  $I_{с,р}$  полного тока  $I_c$  в сети (рис. 6.6). Для полной компенсации требуется очень большая реактивная мощность, поэтому обычно коэффициент мощности поддерживают на уровне:  $\text{cos}\varphi' = 0,9 - 0,95$ . На  $U$ -образных характеристиках этому режиму соответствует область перевозбуждения.

**Рисунок 6.6** – Векторная диаграмма синхронного компенсатора в режиме компенсации реактивной мощности



*Режим стабилизации напряжения* осуществляется на участках сети, для которых нельзя пренебрегать их сопротивлением, и падением напряжения, в результате чего напряжение в конце участков изменяется:  $U_c \neq \text{const}$ , и зависит от характера нагрузки. При индуктивном характере тока в линии напряжение в ее конце уменьшается по сравнению с напряжением головного участка, а при емкостном – увеличивается (рис. 6.7).

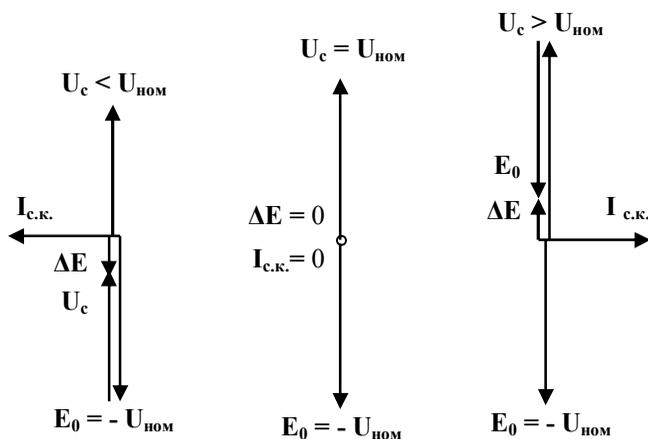


**Рисунок 6.7** – Векторные диаграммы напряжений в точке подключения синхронного компенсатора при индуктивном (а) и емкостном (б) токе на участке линии

Стабилизация напряжения с помощью синхронного компенсатора осуществляется следующим образом. Ток возбуждения устанавливается таким, чтобы ЭДС холостого хода по величине была равна номинальному (или желаемому) напряжению:  $E_0 = -U_{\text{ном}}$ . Если напряжение в точке подключения компенсатора уменьшится:  $U_c < U_{\text{ном}}$ , он автоматически переходит в режим перевозбуждения, и генерирует

в сеть емкостный ток (рис. 6.8 – а). Если напряжение в сети равно номинальному значению:  $U_c = U_{ном}$ , то:  $\Delta E = 0$ ,  $I_{c.к} = 0$ , компенсатор работает в режиме холостого хода по реактивной мощности, и не влияет на  $U_c$  (рис. 6.8 – б). Если:  $U_c > U_{ном}$ , компенсатор автоматически переходит в режим недовозбуждения, и потребляет реактивную мощность из сети, ток  $I_{c.к}$  имеет по отношению к сети индуктивный характер, в результате чего напряжение уменьшается (рис. 6.8 – в).

Таким образом, любое отклонение напряжения в точке подключения приводит к противоположной реакции со стороны синхронного компенсатора, в результате чего оно автоматически стремится восстановиться до прежнего уровня.



**Рисунок 6.8** – Векторные диаграммы синхронного компенсатора при работе в режиме стабилизации напряжения

Точность стабилизации зависит от отношения мощности синхронного компенсатора к мощности короткого замыкания участка сети, на котором осуществляется стабилизация, и достигает 0,5 – 1%.

Номинальная мощность синхронных компенсаторов соответствует режиму работы с опережающим коэффициентом мощности, номинальный ток возбуждения при этом значительно больше номинального тока возбуждения синхронных двигателей и генераторов. Для его уменьшения синхронные компенсаторы выполняются с малым воздушным зазором, в результате чего они имеют большое синхронное сопротивление по продольно оси ( $x_d^* = 2 - 2,2$ ).

## Глава 7. Синхронные двигатели

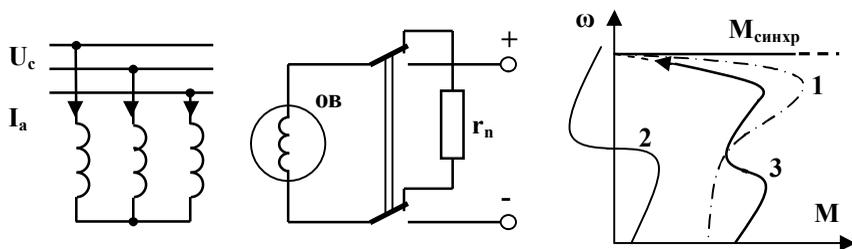
### 7.1. Асинхронный пуск синхронных двигателей

Как и другие электрические машины, синхронные машины обладают свойством обратимости, и могут работать как в режиме генератора, так и в режиме двигателя. Работающий параллельно с сетью синхронный генератор автоматически перейдет в режим двигателя, если активную мощность нагрузки уменьшать до нуля, или приложить к валу ротора тормозной момент. Однако, прямой пуск синхронных двигателей невозможен, поскольку в процессе пуска частота вращения ротора отлична от синхронной ( $0 \leq \omega \leq \omega_c$ ). При этом не выполняются условия параллельной работы синхронной машины с сетью, что, как было показано ранее, является аварийным режимом.

В принципе любую синхронную машину можно разогнать до подсинхронной частоты вращения с помощью вспомогательной машины (в генераторах ей является первичный двигатель), а затем подать питание на обмотку возбуждения, обеспечить выполнение условий включения на параллельную работу, и подключить к сети, после чего она развивает собственный вращающий момент. Однако, такой пуск слишком сложен, и возможен только при очень малом моменте сопротивления, создаваемом рабочим механизмом, который приводится во вращение синхронным двигателем, поскольку в ином случае мощность вспомогательной машины, определяемая неравенством:  $P_{вм} > M_c \omega_c$ , должна быть слишком велика. По этой причине главным способом пуска синхронных двигателей является *асинхронный пуск*.

Для реализации асинхронного пуска в синхронных двигателях предусматривается специальная пусковая обмотка, которая обычно представляет собой короткозамкнутые стержни, расположенные в полюсных наконечниках. Сущность асинхронного пуска заключается в следующем. Вращающееся магнитное поле якоря наводит в пусковой обмотке ЭДС, под действием которых в ней возникают токи, и образуется второе магнитное поле. В результате взаимодействия этих полей возникает пусковой момент, и ротор приводится во вращение. Частота вращения магнитного поля ротора в процессе пуска изменяется, и достигает значения синхронной частоты после полной синхронизации. Основной вращающий момент в процессе пуска называется асинхронным, и изменяется по характеристике **1** (рис. 7.1 – б).

Однако, при вращении ротора в обмотке возбуждения наводится большая ЭДС, опасная для изоляции машины и обслуживающего персонала. Для ее ограничения на время пуска обмотку возбуждения замыкают на специальный реостат (рис. 7.1 – а). Под действием однофазной ЭДС в обмотке возбуждения протекает ток, создающий пульсирующее магнитное поле. При взаимодействии этого поля с вращающимся полем статора возникает второй момент, который называется обратным или одноосным (характеристика **2** на рис. 7.1-б). Этот момент при частоте вращения  $0 \leq \omega \leq 0,5\omega_c$  является вращающим, а при частоте  $0,5 \leq \omega \leq \omega_c$  – тормозным, а величина его зависит от тока, который ограничивается реостатом, сопротивление которого должно быть в 8 – 12 раз больше активного сопротивления самой обмотки. При этом условии провал в характеристике результирующего момента **3** будет относительно невелик, и ротор даже при наличии значительного момента сопротивления разовьет угловую частоту вращения, близкую к синхронной:  $\omega = (0,95 - 0,98)\omega_c$ . После этого обмотка возбуждения подключается к источнику постоянного тока, под действием синхронизирующего момента двигатель втягивается в синхронизм, и переходит в синхронный режим работы, при котором частота вращения остается неизменной:  $\omega = \omega_c$  (характеристика  $M_{\text{синхр}}$  на рис. 7.1).



**Рисунок 7.1** – Схема и характеристики асинхронного пуска синхронного двигателя: 1 – основной асинхронный момент; 2 – обратный момент при обмотке возбуждения, замкнутой на пусковой реостат; 4 – результирующий пусковой момент синхронного двигателя

Более подробная оценка основного и обратного моментов дается при изучении асинхронных машин.

## 7.2. Работа синхронных двигателей при постоянном моменте сопротивления

Активная мощность, необходимая для преодоления момента холостого хода и момента сопротивления, потребляется из сети, а вращающееся магнитное поле, посредством которого создается вращающий момент, создается фазными токами обмотки якоря. Частота вращения ротора синхронного двигателя равна частоте вращения поля якоря:  $\omega_c = \frac{2\pi f_1}{p}$ , и в пределах устойчивой работы не зависит от нагрузки, что является его важным достоинством.

Поскольку обмотки якоря синхронных двигателей подключаются к сети, для них всегда выполняется условия:

$$\bar{U}_c = -\bar{U}_1 = \text{const} ; \quad \bar{\Phi}_{\text{рез}} = \text{const} .$$

Уравнения равновесия ЭДС неявнополюсных синхронных двигателей (без учета активной составляющей падения напряжения) имеют вид:

$$\bar{U}_1 = -\bar{U}_c = \bar{E}_{10} - j\bar{I}_a x_c . \quad (7.1)$$

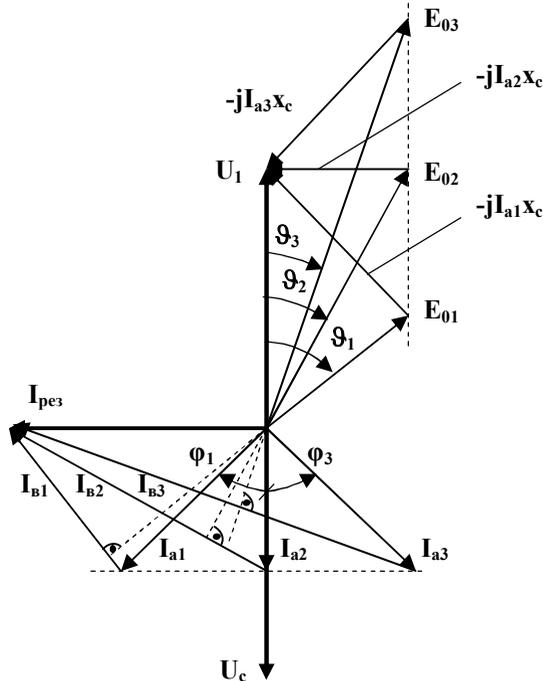
В явнополюсных двигателях, как и в генераторах, необходимо учитывать продольную и поперечную составляющие:

$$\bar{U}_1 = -\bar{U}_c = \bar{E}_{10} - j\bar{I}_d x_d - j\bar{I}_q x_q . \quad (7.2)$$

Поскольку при  $\bar{U}_c = \text{const}$  результирующий магнитный поток остается неизменным, неизменна и сумма векторов токов возбуждения и токов якоря:

$$\bar{I}_{b1} + \bar{I}_{a1} = \bar{I}_{b2} + \bar{I}_{a2} = \bar{I}_{b3} + \bar{I}_{a3} = \bar{I}_{\text{рез}} = \text{const}$$

Векторные диаграммы синхронных двигателей строятся таким же образом, как и для генераторов. При неизменном моменте сопротивления синхронные двигатели могут как потреблять реактивную мощность из сети, так отдавать ее в сеть. Чтобы выявить характерные особенности этих режимов, рассмотрим векторную диаграмму неявнополюсного двигателя, показанную на рис. 7.2.



**Рисунок 7.2** – Векторная диаграмма неявнополюсного синхронного двигателя при постоянном моменте сопротивления

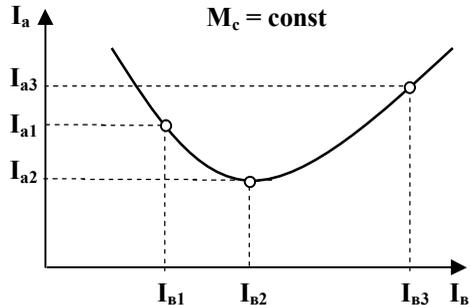
При  $\bar{U}_c = \text{const}$  и  $M_c = \text{const}$  сопротивления неизменны также электромагнитная мощность и активная составляющая тока якоря:

$$P_{эм} = M_c \omega_c = 3U_1 I_a \cos \varphi ; I_{a1} \cos \varphi_1 = I_{a2} = I_{a3} \cos \varphi_3 = \text{const} .$$

Изменения тока возбуждения приводят к изменениям токов якоря по величине и по фазе. Годографом концов векторов токов якоря и начал векторов токов возбуждения является прямая, параллельная вектору результирующего тока. Векторы ЭДС холостого хода  $\bar{E}_0$  отстают по фазе на  $90^\circ$  от соответствующих им векторов токов возбуждения, и пропорциональны им по величине. Падения напряжения на синхронном сопротивлении изменяются и по величине и по фазе, но геометрические разности ЭДС  $\bar{E}_0$  и этих падений напряжения в соответствии с (7.1) тождественно равны напряжению  $\bar{U}_1$ , а прямая, параллельная этому вектору, является годографом векторов  $\bar{E}_0$ .

Зависимости тока якоря от тока возбуждения синхронного двигателя при неизменной нагрузке описываются, как и у генераторов, U-образными характеристиками. Каждому значению момента сопротивления соответствует одна характеристика (рис. 7.3), а режим работы двигателя по реактивной мощности зависит от тока возбуждения.

**Рисунок 7.3** – U-образная характеристика СД при постоянном моменте сопротивления



В режиме *недовозбуждения* ( $I_{f1}$ ) ток якоря  $I_{a1}$  имеет по отношению к сети индуктивный характер ( $\varphi_1 < 0; \cos\varphi_1 < 1$ ), и двигатель потребляет из сети реактивную мощность. ЭДС холостого хода  $E_{01}$  отстает по фазе от напряжения  $U_1$  на угол  $\vartheta_1$ .

В режиме *нормального возбуждения* ( $I_{f2}$ ) ток якоря  $I_{a2}$  имеет чисто активный характер и совпадает по фазе с напряжением сети ( $\varphi_2 = 0; \cos\varphi_2 = 1$ ), обмен реактивной мощностью между двигателем и сетью отсутствует. ЭДС холостого хода  $E_{02}$  отстает по фазе от напряжения  $U_1$  на угол  $\vartheta_2$ .

В режиме *перевозбуждения* ( $I_{f3}$ ) ток якоря  $I_{a1}$  имеет по отношению к сети емкостной характер ( $\varphi_3 > 0; \cos\varphi_3 < 1$ ) ( $\varphi_3 > 0$ ), и двигатель отдает в сеть реактивную мощность. ЭДС холостого хода  $E_{03}$  отстает по фазе от напряжения  $U_1$  на угол  $\vartheta_3$ .

При работе синхронной машины в режиме двигателя напряжение на якоре всегда опережает ЭДС холостого хода по фазе, причем модуль внутреннего угла уменьшается по мере увеличения тока возбуждения ( $|\vartheta_3| < |\vartheta_2| < |\vartheta_1|$ ), поэтому устойчивость работы синхронных двигателей, как и генераторов, повышается с увеличением тока возбуждения. Необходимо учитывать, что во всех режимах работы ток якоря не должен превышать номинального значения, и при возрастании его реактивной составляющей нагрузку должна быть снижена.

### 7.3. Работа синхронных двигателей при постоянном токе возбуждения

Второй характерный для синхронных двигателей режим имеет место, если при определенном и неизменном значении тока возбуждения нагрузочный момент изменяется. Условия:

$$\bar{U}_c = -\bar{U}_1 = \text{const} ; \quad \bar{\Phi}_{\text{рез}} = \text{const}$$

выполняются и в этом случае, но закономерности изменения токов якоря будут иными.

Пусть установлен такой ток возбуждения  $I_{в1}$ , при котором ток якоря  $I_{a1}$  имеет чисто активный характер, и ему соответствует момент нагрузки  $M_{c1}$ . Векторы ЭДС холостого хода  $E_{01}$  и реакции якоря  $\bar{E}_a = -jI_{a1}x_c$  отстают по фазе от соответствующих им векторов тока возбуждения и тока якоря на  $90^\circ$ . Внутренний угол синхронного двигателя при этом равен  $\vartheta_1$  (рис. 7.4).

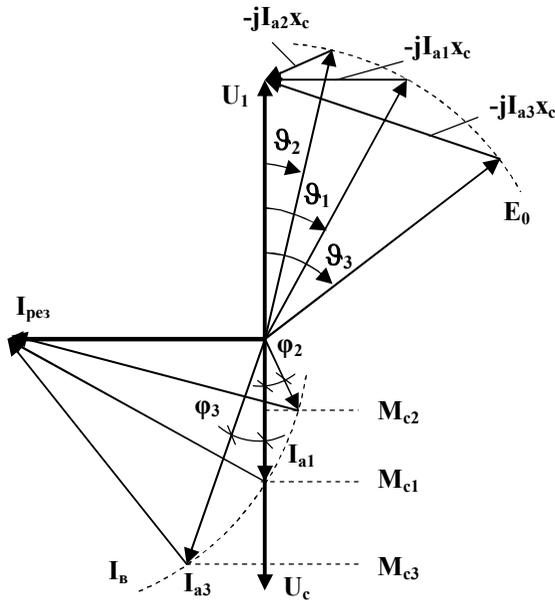


Рисунок 7.4 – Векторная диаграмма неявнополюсного СД при постоянном токе возбуждения и изменяющемся моменте сопротивления

При неизменной величине тока возбуждения неизменна и величина ЭДС холостого хода, поэтому при изменениях нагрузки годографами их векторов будут дуги окружностей с радиусами  $I_b$  и  $E_0$  соответственно. Предположим теперь, что момент сопротивления на валу двигателя уменьшился до  $M_{c2}$ . Активная составляющая тока при этом уменьшается пропорционально моменту, а полный ток якоря изменяется и по величине и по фазе, причем:

$$I_{a2} = I_{a1} \frac{M_{c2}}{M_{c1} \cos \varphi_2}, \quad \varphi_2 > 0. \quad (7.3)$$

Полный ток якоря опережает по фазе напряжение  $\bar{U}_c$ , поэтому синхронный двигатель отдает реактивную мощность в сеть.

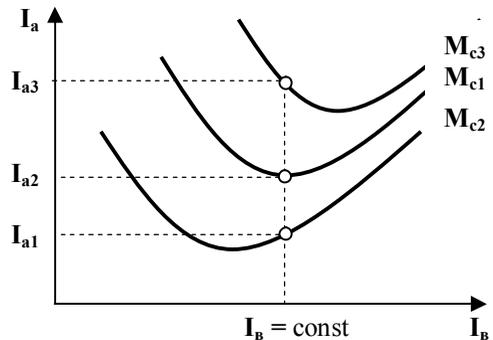
Если момент сопротивления увеличится до  $M_{c3}$ , полный ток якоря возрастет и станет равен:

$$I_{a3} = I_{a1} \frac{M_{c3}}{M_{c1} \cos \varphi_3}; \quad \varphi_3 < 0. \quad (7.4)$$

В этом случае синхронный двигатель потребляет из сети реактивную мощность.

Внутренние углы для всех этих режимов отрицательны, а модули их находятся между собой в отношении:  $|\vartheta_3| > |\vartheta_1| > |\vartheta_2|$ .

Таким образом, при неизменном токе возбуждения недогруженные синхронные двигатели отдают реактивную мощность в сеть, а перегруженные – потребляют ее из сети, что видно из U-образных характеристик, показанных на рис. 7.5.



**Рисунок 7.5** – U-образные характеристики СД при постоянном токе возбуждения и переменном моменте сопротивления

## 7.4. Рабочие характеристики синхронных двигателей

*Рабочими характеристиками* называются зависимости тока якоря, потребляемой из сети активной мощности, коэффициента мощности и КПД от мощности (момента сопротивления) нагрузки при неизменном токе возбуждения.

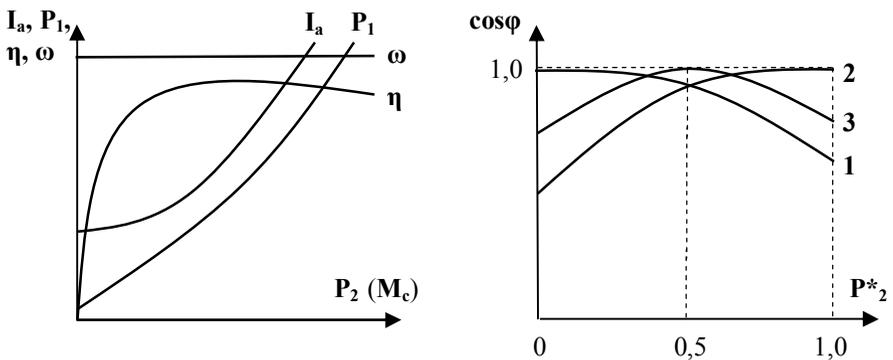
Реальный холостой ход отличен от идеального, поэтому при  $P_2 = 0$  из сети потребляется небольшая активная мощность, равная сумме всех возникающих при этом потерь. Ток холостого хода равен геометрической сумме активной составляющей, определяющей потери, и реактивной составляющей, необходимой для создания вращающегося магнитного поля якоря. По мере увеличения нагрузки ток якоря нелинейно возрастает, что приводит к возрастанию потерь, поэтому зависимость  $P_1 = f(P_2)$  незначительно отклоняется от линейной.

КПД синхронных двигателей, как и у других электрических машин, резко возрастает до максимального значения, а при дальнейшем увеличении нагрузки медленно уменьшается.

Частота вращения синхронных двигателей не зависит от нагрузки и характеристика  $\omega = f(P_2)$  проходит параллельно оси абсцисс.

Типичные рабочие характеристики синхронных двигателей показаны на рис. 7.6 – а. Они имеют смысл только в зоне устойчивой работы, при кратности нагрузки, не превышающей допустимого значения:

$$\frac{P_2}{P_{2ном}} \leq \lambda_{доп}.$$



**Рисунок 7.6** – Типичные рабочие характеристики СД (а) и зависимости коэффициента мощности от нагрузки при различных токах возбуждения (б)

Особое значение для синхронных двигателей имеет характеристика  $\cos \varphi = f(P_2)$ , вид которой существенно зависит от величины тока возбуждения, при котором она снимается.

Если ток возбуждения установить таким, что  $\cos \varphi = 1$  в режиме холостого хода ( $P^*_2 = 0$ ), при появлении нагрузки и двигатель начинает потреблять из сети реактивную мощность, коэффициент мощности снижается при отстающем токе (характеристика **1** на рис. 7.6 – б).

Если ток возбуждения установить таким, что  $\cos \varphi = 1$  при номинальной нагрузке ( $P^*_2 = 1,0$ ), в случае уменьшения нагрузки коэффициент мощности также уменьшается, но ток имеет опережающий характер, и двигатель отдает в сеть реактивную мощность (характеристика **2** на рис. 7.6 – б).

Если ток возбуждения установить таким, что  $\cos \varphi = 1$  при нагрузке, составляющей половину номинальной ( $P^*_2 = 0,5$ ), любые отклонения от этого значения приводят к уменьшению коэффициента мощности, но в случае уменьшения нагрузки двигатель будет отдавать в сеть реактивную мощность, а при ее увеличении – потреблять реактивную мощность из сети (характеристика **3** на рис. 7.6 – б).

Обычно ток возбуждения устанавливают таким образом, чтобы при номинальной нагрузке коэффициент мощности составлял не менее  $\cos \varphi_{\text{ном}} \approx 0,9$  при опережающем токе. При этом синхронный двигатель работает в режиме перевозбуждения и отдает реактивную мощность в сеть.

В целом для синхронных двигателей характерны следующие достоинства: 1 – возможность регулирования обмена реактивной мощностью с сетью, включая ее компенсацию; 2 – постоянство частоты вращения при значительных изменениях нагрузки; 3 – относительно малая чувствительность к колебаниям напряжения в сети по сравнению с асинхронными двигателями.

К недостаткам синхронных двигателей относятся: 1 – сложность пуска; 2 – сложность регулирования частоты вращения; 3 – сложность конструкции, наличие подвижных контактов, и относительно высокая стоимость; 4 – необходимость в дополнительном источнике питания обмотки возбуждения.

Целесообразность применения синхронных двигателей возрастает по мере увеличения единичной установленной мощности, которая, как правило, составляет не менее 100 кВА.

### РАЗДЕЛ 3. АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

#### Глава 8. Устройство и принцип действия асинхронных машин

##### 8.1. Принцип действия асинхронных машин

Принцип действия асинхронных машин основан на взаимодействии магнитных полей статора и ротора. Обмотки статора **2** располагаются на неподвижной магнитной системе **1**, и при подключении их к сети переменного тока создают вращающееся с синхронной частотой  $n_1 = \frac{60f_1}{p}$  магнитное поле  $\Phi$ . Ротор состоит из магнитной системы **3** и обмотки **4**. Между обмотками статора и ротора существует трансформаторная связь, в результате которой вращающееся магнитное поле статора, пересекая оси проводников обмотки ротора, наводит в них согласно закону электромагнитной индукции ЭДС, под действием которых в обмотках ротора возникает ток. Взаимодействие токов в обмотке ротора с вращающимся магнитным полем приводит к возникновению электродинамических сил и вращающего момента, приводящего ротор в движение с частотой вращения  $n_2$ , отличной от  $n_1$ .

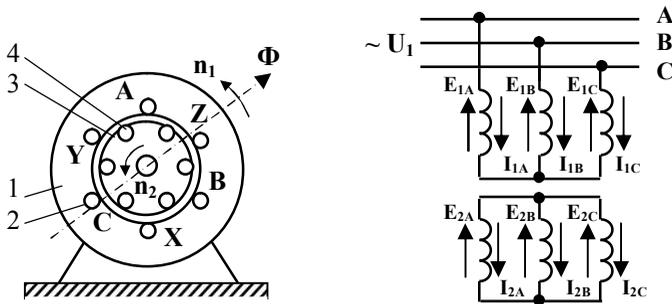


Рисунок 8.1 – Электромагнитная схема асинхронной машины (а) и схема включения ее в сеть (б)

Величина ЭДС в обмотке ротора и частота ее изменения  $f_2$  зависят от скорости вращения магнитного поля статора относительно осей обмотки ротора, которая выражается в относительных единицах (или процентах) и называется *скольжением*:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (8.1)$$

Частота вращения ротора, выраженная через скольжение составляет:  $n_2 = n_1(1 - s)$ . Она зависит от величины и знака внешнего момента, приложенного к валу ротора. Асинхронная машина может работать в следующих режимах работы.

1. *Двигательный режим.* К валу ротора приложен тормозной момент, частота вращения ротора и скольжение находятся в пределах:  $0 < n_2 < n_1$ ;  $0 < s < 1$ , асинхронная машины развивает положительный вращающий момент.
2. *Режим идеального холостого хода.* Возникает в том случае, когда вращение ротора обеспечивается за счет внешнего момента, равного по величине собственному моменту сопротивления ротора (моменту сопротивления холостого хода) и противоположно направленного. В этом режиме:  $n_2 = n_1$ ;  $s = 0$ , ЭДС и ток в обмотке ротора равны нулю, машина не развивает собственного момента.
3. *Генераторный режим.* Внешним приводом ротор приводится во вращение с частотой, превышающей частоту вращения поля статора. При этом:  $n_2 > n_1$ ;  $0 > s > -\infty$ , направление момента, развиваемого асинхронной машиной противоположно направлению вращения ротора.
4. *Трансформаторный режим (режим короткого замыкания).* Ротор асинхронной машины неподвижен:  $n_2 = 0$ ;  $s = 1$ .
5. *Режим электромагнитного тормоза.* Под действием внешнего момента ротор приводится во вращение в направлении, обратном направлению развиваемого самой асинхронной машиной вращающего момента. При этом:  $n_2 < 0$ ;  $\infty > s > 1$ .

Асинхронные машины используются главным образом в качестве двигателей. Начальный момент пуска асинхронного двигателя, когда к обмотке статора приложено питание, но ротор еще неподвижен, можно рассматривать, как режим короткого замыкания трансформатора особой конструкции.

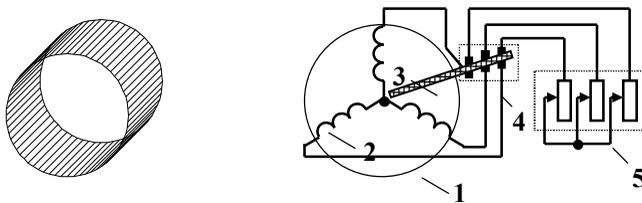
Особые режимы работы асинхронных машин встречаются относительно редко, и будут рассматриваться отдельно.

## 8.2. Устройство асинхронных машин

Как указывалось ранее, любая асинхронная машина состоит из двух основных частей – статора и ротора. Конструкция магнитной системы и обмоток статора их идентична синхронным машинам, а по конструкции ротора они подразделяются на две большие группы – машины с короткозамкнутым ротором, и машины с фазным ротором.

*Машины с короткозамкнутым ротором* составляют большинство асинхронных машин. Вследствие отсутствия подвижных контактов они наиболее просты по конструкции и надежны, при высоких энергетических показателях имеют наименьшие массо-габаритные показатели и стоимость. Магнитная система ротора состоит из штампованных листов электротехнической стали, по окружности которых располагаются пазы специальной формы, которая зависит от конкретных технических требований. Короткозамкнутая обмотка, часто называемая беличьей клеткой (рис. 8.2 – а), не изолируется от магнитной системы. Обычно она вместе с вентиляционными лопатками отливается из алюминия или его сплавов, лишь в некоторых конструкциях используются специальные обмотки из меди, латуни или бронзы. В электрическом отношении беличья клетка представляет собой соединенную в многофазную короткозамкнутую звезду обмотку, число фаз которой равно числу стержней (пазов ротора  $z_2$ ):  $m_2 = z_2$ , а фазовый сдвиг между соседними стержнями составляет:

$$\alpha = \frac{2\pi p}{z_2}. \quad (8.2)$$



**Рисунок 8.2** – Беличья клетка (а) и фазный ротор (б) асинхронных машин: 1 – магнитная система ротора; 2 – обмотка фазного ротора; 3 – вал; 4 – токосъемное устройство; 5 – пускорегулирующий реостат (нагрузка)

*Машины с фазным ротором* (рис. 8.2 – б) имеют гораздо более сложную конструкцию, менее надежны и значительно дороже короткозамкнутых асинхронных машин, и потому применяются гораздо реже. Обмотки фазного ротора выполняются с тем же числом фаз и пар полюсов, что и обмотки статора, соединяются в звезду, а свободными выводами присоединяются к специальным контактными кольцам, которые вращаются вместе с валом. С помощью скользящих по контактными кольцам металлографитным щеток к обмоткам ротора присоединяется пускорегулирующий реостат, который предназначен для ограничения тока при пуске двигателей, и в тормозных режимах, а иногда и для регулирования скорости вращения. В асинхронных преобразователях частоты к выводам ротора присоединяется нагрузка.

Для устранения зубцовых гармоник ЭДС пазы ротора часто выполняются со скосом.

### 8.3. Асинхронная машина при заторможенном роторе. Приведение параметров ротора

Асинхронную машину с неподвижным ротором можно рассматривать, как трансформатор, ЭДС обмоток которого определяются с учетом обмоточных коэффициентов и равны:

$$E_1 = 4,44k_{1обм} W_1 f_1 \Phi_0 ; \quad (8.3)$$

$$E_2 = 4,44k_{2обм} W_2 f_2 \Phi_0 , \quad (8.4)$$

причем при неподвижном роторе частота ЭДС, наводимых в роторе равна частоте ЭДС статора:  $f_2 = f_1$ .

Обмотки статора и ротора в этом режиме эквивалентны первичным и вторичным обмоткам трансформатора соответственно, поэтому вторичные ЭДС и напряжения можно привести к первичным. Отношение  $\frac{E_1}{E_2}$  называется *коэффициентом приведения (трансформации)* ЭДС (напряжений):

$$k_E = \frac{E_1}{E_2} = \frac{k_{1обм} W_1}{k_{2обм} W_2} , \quad (8.5)$$

а приведенная вторичная ЭДС равна:

$$\mathbf{E}'_2 = \mathbf{E}_1 = \mathbf{k}_E \mathbf{E}_2 . \quad (8.6)$$

Приведение токов осуществляется на основе энергетического баланса электромагнитной мощности реального и приведенного ротора. При этом необходимо учитывать, что в общем случае число фаз ротора  $\mathbf{m}_2$  не равно числу фаз статора  $\mathbf{m}_1$ :

$$\mathbf{P}_{\text{ЭМ}} = \mathbf{m}_2 \mathbf{I}_2 \mathbf{E}_2 = \mathbf{m}_1 \mathbf{I}'_2 \mathbf{E}'_2 = \mathbf{m}_1 \mathbf{I}'_2 \mathbf{k}_E \mathbf{E}_2 . \quad (8.7)$$

Отсюда получаем следующее значение приведенного тока:

$$\mathbf{I}'_2 = \frac{\mathbf{m}_2}{\mathbf{m}_1 \mathbf{k}_E} \mathbf{I}_2 = \frac{\mathbf{m}_2 \mathbf{k}_{2\text{обм}} \mathbf{W}_2}{\mathbf{m}_1 \mathbf{k}_{1\text{обм}} \mathbf{W}_1} \mathbf{I}_2 = \frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{k}_I} , \quad (8.8)$$

где  $\mathbf{k}_I = \frac{\mathbf{m}_1 \mathbf{k}_{1\text{обм}} \mathbf{W}_1}{\mathbf{m}_2 \mathbf{k}_{2\text{обм}} \mathbf{W}_2}$  – коэффициент приведения токов.

Приведенное значение активного сопротивления ротора находится по условию равенства электрических потерь в роторе до и после приведения:

$$\Delta \mathbf{P}_{2\text{ЭЛ}} = \mathbf{m}_2 \mathbf{I}_2^2 \mathbf{r}_2 = \mathbf{m}_1 \mathbf{I}'_2{}^2 \mathbf{r}'_2 = \mathbf{m}_1 \mathbf{r}'_2 \left( \frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{k}_I} \right)^2 ,$$

откуда получаем:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}'_2 &= \frac{\mathbf{m}_2}{\mathbf{m}_1} \left( \frac{\mathbf{I}_2}{\mathbf{I}'_2} \right)^2 \mathbf{r}_2 = \frac{\mathbf{m}_2}{\mathbf{m}_1} \mathbf{k}_I^2 \mathbf{r}_2 = \frac{\mathbf{m}_2}{\mathbf{m}_1} \left( \frac{\mathbf{m}_1 \mathbf{k}_{1\text{обм}} \mathbf{W}_1}{\mathbf{m}_2 \mathbf{k}_{2\text{обм}} \mathbf{W}_2} \right)^2 \mathbf{r}_2 = \\ &= \frac{\mathbf{m}_1 \mathbf{k}_{1\text{обм}} \mathbf{W}_1}{\mathbf{m}_2 \mathbf{k}_{2\text{обм}} \mathbf{W}_2} \times \frac{\mathbf{k}_{1\text{обм}} \mathbf{W}_1}{\mathbf{k}_{2\text{обм}} \mathbf{W}_2} \mathbf{r}_2 = \mathbf{k}_I \mathbf{k}_E \mathbf{r}_2 = \mathbf{k}_Z \mathbf{r}_2 . \end{aligned} \quad (8.9)$$

Аналогичным образом из условия сохранения баланса реактивных мощностей:  $\mathbf{m}_2 \mathbf{I}_2^2 \mathbf{x}_2 = \mathbf{m}_1 \mathbf{I}'_2{}^2 \mathbf{x}'_2$  находим приведенные реактивные сопротивления:

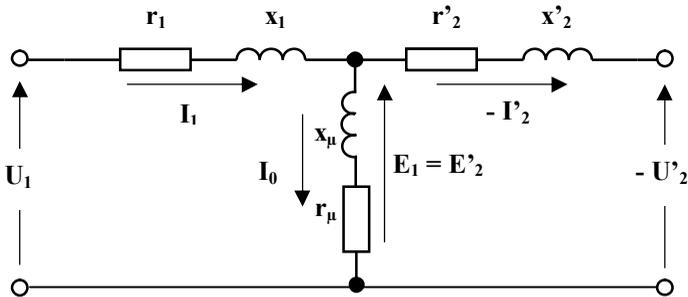
$$\mathbf{x}'_2 = \mathbf{k}_I \mathbf{k}_E \mathbf{x}_2 = \mathbf{k}_Z \mathbf{x}_2 \quad (8.10)$$

где  $\mathbf{k}_Z = \mathbf{k}_I \mathbf{k}_E$  – коэффициент приведения сопротивлений.

Система уравнений асинхронной машины с приведенными параметрами ротора в этом случае формально не отличается от системы уравнений приведенного трансформатора:

$$\begin{cases} \bar{U}_1 = -\bar{E}_1 + \bar{I}_1 (r_1 + jx_1) \\ \bar{E}'_2 = \bar{E}_1 = \bar{I}'_2 (r'_2 + jx'_2) + \bar{U}'_2 \\ \bar{I}_0 = \bar{I}_1 + \bar{I}'_2 \end{cases} \quad (8.11)$$

и ей соответствует такая же Т-образная схема замещения, как и для трансформатора (рис. 8.3).



**Рисунок 8.3** – Схема замещения асинхронной машины при заторможенном роторе

С учетом изложенных особенностей асинхронную машину с заторможенным ротором можно рассматривать, как трансформатор особой конструкции. Наличие воздушного зазора между магнитными системами статора и ротора приводит к существенному возрастанию тока намагничивания по сравнению с трансформаторами обычной конструкции, который в машинах малой мощности может достигать 50 – 70% от номинального тока. Асинхронные машины в трансформаторном режиме работы иногда используются в качестве фазорегуляторов, индукционных регуляторов напряжения, поворотных трансформаторов, однако, в целом они сложны по конструкции, уступают обычным трансформаторам в массо-габаритных показателях, стоимости и имеют худшие эксплуатационные характеристики.

#### 8.4. Асинхронная машина с вращающимся ротором. Схемы замещения

В асинхронной машине с вращающимся ротором его обмотки пересекаются магнитным потоком статора с угловой частотой вращения, равной:  $\mathbf{n}_s = \mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2$ , поэтому изменяется и частота индуцируемой в роторе ЭДС:

$$f_2 = \frac{p(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)}{60}.$$

С учетом того, что:  $f_1 = \frac{pn_1}{60}$  и  $s = \frac{\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2}{n_2}$ , это выражение можно привести к следующему виду:

$$f_2 = \frac{p(\mathbf{n}_1 - \mathbf{n}_2)}{60} \frac{n_1}{n_1} = sf_1. \quad (8.12)$$

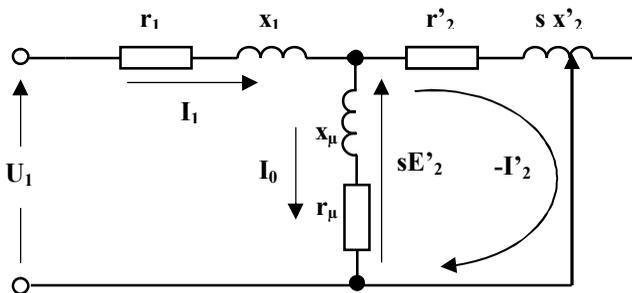
Изменение частоты  $f_2$  приводит в свою очередь к изменению индуктивного сопротивления и наводимой в роторе ЭДС, причем как действительные, так и приведенные их значения прямо пропорциональны скольжению:

$$x_{2s} = 2\pi f_2 L_\sigma = 2\pi f_1 s L_\sigma = s x_2; \quad x'_{2s} = s x'_2 \quad (8.13)$$

$$E_{2s} = 4,44 s k_{2обм} W_2 f_2 \Phi_0 = s E_2; \quad E'_{2s} = s E'_2. \quad (8.14)$$

При неизменной частоте  $f_1$  сопротивления цепи статора ( $x_1, r_1$ ) и ветви намагничивания ( $x_m, r_m$ ) остаются неизменными. Во всех режимах работы кроме идеального холостого хода, цепь ротора асинхронной машины замкнута, в результате чего схема замещения для машины с вращающимся ротором преобразуется к виду, показанному на рис. 8.4, где приведенный ток вращающегося ротора равен:

$$I'_2 = \frac{sE'_2}{\sqrt{r'^2_2 + (sx'_2)^2}},$$

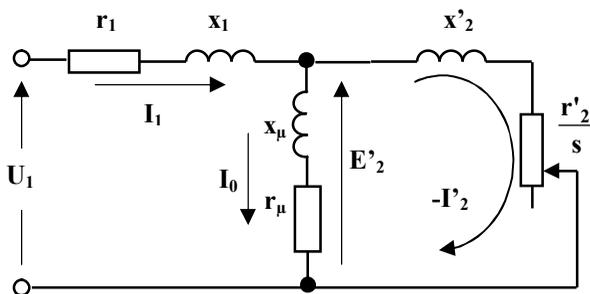


**Рисунок 8.4** – Исходная Т-образная схема замещения асинхронной машины с вращающимся ротором

Путем одновременного деления числителя и знаменателя на скольжение это выражение преобразуется к виду:

$$I'_2 = \frac{sE'_2}{\sqrt{r'^2_2 + (sx'_2)^2}} \frac{1}{s/s} = \frac{E'_2}{\sqrt{\left(\frac{r'_2}{s}\right)^2 + x'^2_2}}, \quad (8.15)$$

чему соответствует схема замещения, показанная на рис. 8.5.

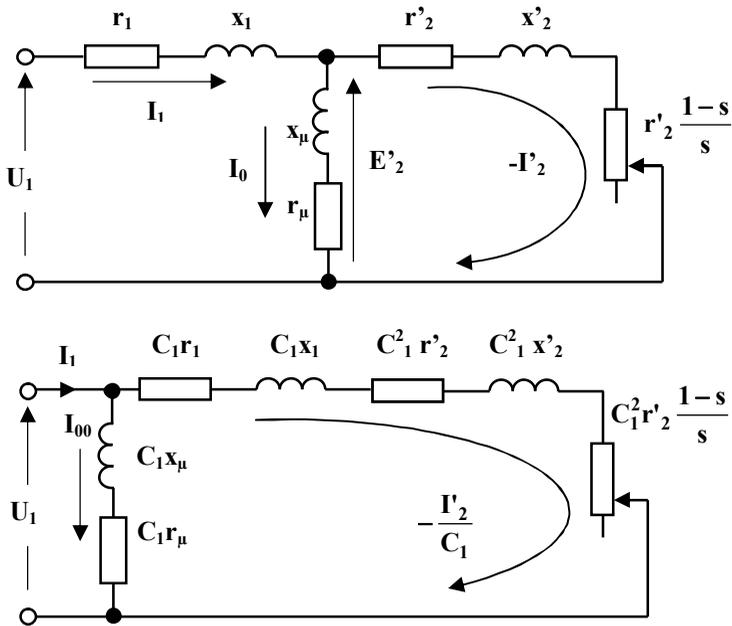


**Рисунок 8.5** – Преобразованная Т-образная схема замещения асинхронной машины с вращающимся ротором

Величину  $r'_2/s$  преобразуем таким образом, чтобы выделить в ней приведенное активное сопротивление ротора:

$$\frac{r'_2}{s} = \frac{r'_2}{s} + r'_2 - r'_2 = r'_2 + r'_2 \frac{1-s}{s} \quad (8.16)$$

В результате схема замещения асинхронной машины с вращающимся ротором полностью приводится к схеме замещения трансформатора, нагрузкой которого является сопротивление  $r'_2 \frac{1-s}{s}$ , зависящее от частоты вращения ротора (рис. 8.6 – а). Мощность, выделяемая на этом сопротивлении, эквивалентна механической мощности на выходе асинхронной машины.



**Рисунок 8.6** – Т-образная (а) и Г-образная (б) схема замещения асинхронной машины с вращающимся ротором

Как и для трансформаторов, Т-образную схему замещения можно преобразовать в более удобную для практического использования Г-образную схему (рис. 8.6 – б).

Комплексный множитель  $C_1$  и в этом случае представляет собой отношение комплекса ЭДС  $E_1$  к первичному напряжению  $U_1$  и численно равен:

$$C_1 = 1 + \frac{r_1 + jx_1}{r_\mu + jx_\mu} . \tag{8.17}$$

Средние значения его модуля и аргумента для машин различной мощности приведены в таблице 8.1. В практических расчетах используется только модуль  $C_1$ .

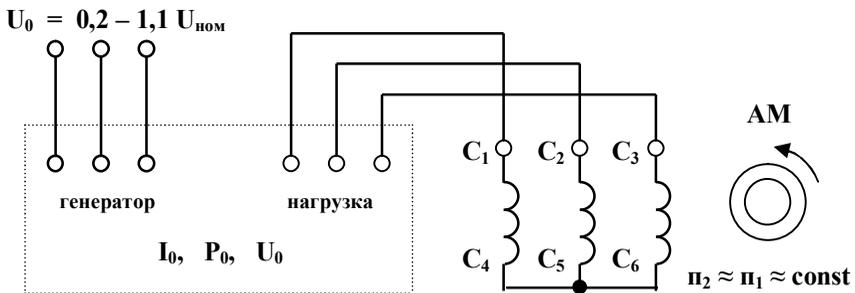
**Таблица 8.1** - Средние значения модулей и аргументов комплексных множителей  $C_1$  для асинхронных машин

Диапазон мощностей, кВт	0,1 – 1,0	1,0 – 10,0	10,0 – 10 <sup>2</sup>	10 <sup>2</sup> – 10 <sup>3</sup>
Средние значения модуля	1,1 – 1,07	1,07 – 1,05	1,05 – 1,04	1,04 – 1,02
Средние значения аргумента	4° – 2°	2° – 1°	± 0,5° – 1°	± 0,5°

### 8.5. Определение параметров схем замещения по опытам холостого хода и короткого замыкания

Параметры схем замещения асинхронных машин, как и трансформаторов, можно получить в результате проведения относительно простых опытов холостого хода и короткого замыкания. При этом необходимо учитывать специфические особенности в методике проведения и обработки их результатов.

*Опыт холостого хода* Исследуемая машина работает в двигательном режиме без нагрузки на валу, при очень малом скольжении ( $s \Rightarrow 0$ ) и практически неизменной частоте вращения, близкой к синхронной:  $n_2 \approx n_1$ . Напряжение, приложенное к обмотке статора, изменяют в пределах:  $U_0 = (0,2 - 1,1)U_{ном}$  (рис.8.7).



**Рисунок 8.7** – Схема проведения опыта холостого хода

В процессе выполнения опыта снимаются зависимости:  $I_0 = f(U_0)$ ;  $\Delta P_0 = f(U_0)$ ;  $\cos \varphi_0 = f(U_0)$ , примерный вид которых показан на рис. 8.8 – а.

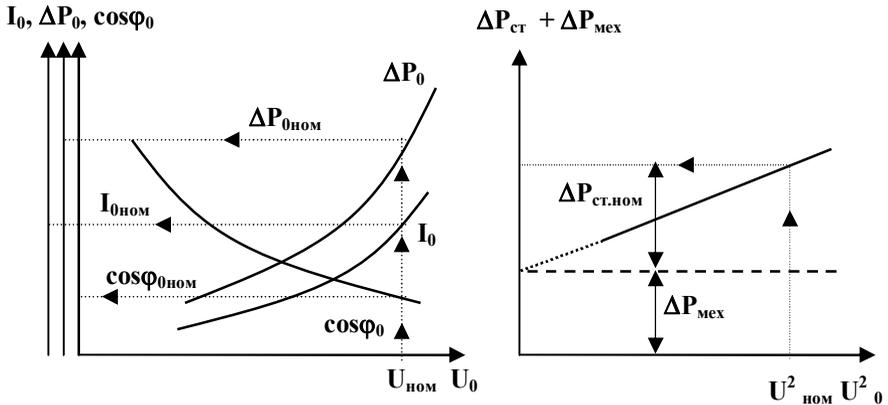


Рисунок 8.8 – Примерный вид характеристик холостого хода (а) и разделение потерь (б)

Суммарные потери при холостом ходе асинхронной машины состоят из трех основных составляющих: потерь в обмотке статора, потерь в стали, и механических потерь:

$$\Delta P_0 \approx \Delta P_{эл.1} + \Delta P_{ст} + \Delta P_{мех} = 3I_0^2 r_1 + \Delta P_{ст} + \Delta P_{мех}. \quad (8.18)$$

Электрические потери в обмотке ротора пренебрежимо малы, поскольку при малых скольжениях:  $r'_2/s \gg r'_2$ . Электрические потери в обмотке статора и потери в стали (в ветви намагничивания) зависят от тока холостого хода, который определяется степенью насыщения магнитной системы, и в конечном итоге является функцией приложенного напряжения.

Для определения параметров контура намагничивания необходимо из полных потерь холостого хода выделить потери в стали. Для этого с помощью омметра (или на основании опыта короткого замыкания) определяется активное сопротивление обмотки статора, а затем для каждого значения напряжения  $U_{0i}$  вычисляется величина:

$$(\Delta P_{ст} + \Delta P_{мех})_i = \Delta P_{0i} - I_{0i}^2 r_1.$$

Для более точного разделения потерь в стали и механических потерь используется метод *Деттмара*, согласно которому строится зависимость:  $\Delta P_{\text{ст}} + \Delta P_{\text{мех}} = f(U_0^2)$ , которая весьма близка к линейной. Напряжение необходимо уменьшать от  $(1,1 - 1,2)U_{\text{ном}}$  до тех пор, пока остается неизменной частота вращения, обычно  $(0,2 - 0,3)U_{\text{ном}}$ . Продолжение полученной зависимости до оси ординат дает значение механических потерь, которые при неизменной частоте вращения можно считать постоянными. Вычитая их из общей суммы получают потери в стали при определенных значениях напряжения (рис. 8.8 – б).

Полное, активное и индуктивное сопротивления ветви намагничивания с достаточной точностью вычисляются по формулам:

$$z_{\mu} \approx \frac{U_0}{I_0}; \quad r_{\mu} \approx \frac{\Delta P_{\text{см}}}{3I_0^2}; \quad x_{\mu} = \sqrt{z_{\mu}^2 - r_{\mu}^2}. \quad (8.19)$$

Как правило, все расчётные параметры относятся к номинальному напряжению, от которого на оси абсцисс восстанавливаются перпендикуляры до пересечения с соответствующими характеристиками. Проекции точек пересечения на оси ординат дадут искомые значения токов и мощностей.

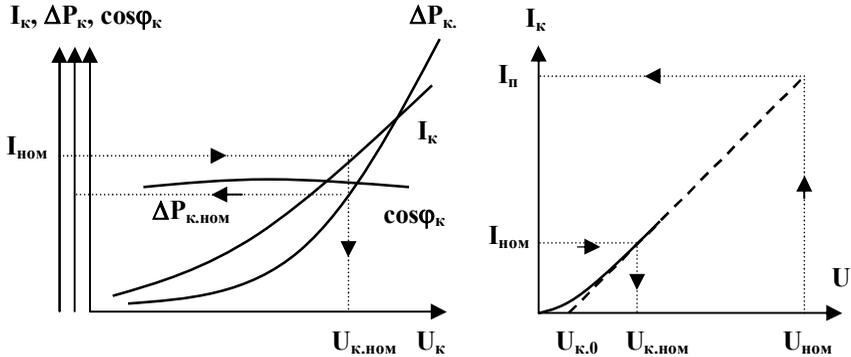
*Опыт короткого замыкания* проводится при заторможенном роторе и пониженном напряжении питания. Схема включения приборов и машины при этом остаётся такой же, как в опыте холостого хода, и в процессе опыта снимаются те же самые параметры, но помечаются они индексом "к".

Принципиальное отличие опыта **к.з.** от опыта холостого хода заключается в том, что при неподвижном роторе механические потери тождественно равны нулю, а потери в стали пренебрежимо малы по сравнению с электрическими потерями. Это объясняется тем, что при скольжении  $s = 1$  ток в ветви намагничивания пренебрежимо мал по сравнению с приведенным током короткозамкнутого ротора:  $I_{\mu} \ll I'_{2к}$ . В результате:

$$I_{\text{к}} = I_{1\text{к}} \approx I'_{2\text{к}}; \quad \Delta P_{\text{к}} = \Delta P_{\text{эл}} = 3I_{\text{к}}^2 r'_{\text{к}}. \quad (8.20)$$

Разделения потерь в этом случае не требуется. Напряжение постепенно повышается от нуля до такого значения, обычно

$(0,2 - 0,3)U_{ном}$ , при котором ток достигнет значения  $(1,5 - 2,0)I_{ном}$ . При возрастании тока зависимость  $I_k = f(U_k)$  становится практически линейной, что объясняется уменьшением индуктивных сопротивлений вследствие насыщения зубцовых слоёв (рис. 8.9 – а).



**Рисунок 8.9** – Примерный вид характеристик короткого замыкания (а) и определение пускового тока асинхронного двигателя (б)

Суммарные приведённые сопротивления короткого замыкания определяются по формулам:

$$z'_k \approx \frac{U_k}{I_k}; \quad r'_k \approx \frac{\Delta P_k}{3I_k^2}; \quad x'_k = \sqrt{z_k'^2 - r_k'^2}. \quad (8.21)$$

В первом приближении можно считать, что активные и индуктивные сопротивления короткого замыкания обмоток статора равны соответствующим приведённым сопротивлениям обмоток ротора:  $r_1 \approx r'_2 \approx r'_k / 2$ ;  $x_1 \approx x'_2 \approx x'_k / 2$ . Более точно активное сопротивление обмотки статора можно определить с помощью омметра или измерениями на постоянном токе. В этом случае:  $r'_2 = r'_k - r_1$ .

В процессе выполнения опыта короткого замыкания температура нагрева обмоток отлична от расчетной температуры, за которую обычно принимается  $75^\circ\text{C}$ , поэтому активные сопротивления приводят к расчетной температуре по формуле:

$$r_{75^\circ} = r_{t_\phi^0} \left( 1 + \alpha(75^\circ - t_\phi^0) \right), \quad (8.22)$$

где  $t_{\phi}^{\circ}$  и  $r_{t_{\phi}^{\circ}}$  - фактическая температура, при которой произведены измерения и полученное при этом сопротивление;  $\alpha = \frac{1}{235 + t_{\phi}^{\circ}}$ ,  $1/^{\circ}\text{C}$  - температурный коэффициент сопротивления (для медных проводов).

С учетом значения  $\alpha$  формула (8.22) часто записывается в следующем образом:

$$r_{75^{\circ}} = r_{t_{\phi}^{\circ}} \frac{310}{235 + t_{\phi}^{\circ}}. \quad (8.23)$$

На индуктивные сопротивления температура нагрева обмоток практически не влияет.

Как правило, расчетные параметры (потери, напряжение короткого замыкания, коэффициент мощности) относят к номинальному току. Значение электрических потерь ( $\Delta P_{\text{к.ном}}$ ), измеренных при номинальном токе, является одним из важных показателей асинхронной машины, по которому рассчитываются ее коэффициент полезного действия, тепловые процессы, и различные характеристики. Эти потери должны быть отнесены к расчетной температуре.

Данные опыта короткого замыкания используются также для определения тока и потерь при пуске асинхронных двигателей. Для определения пускового тока (который представляет собой ток короткого замыкания при номинальном напряжении) целесообразно графически определить напряжение  $U_{\text{к}0}$  и далее использовать формулу:

$$I_{\text{п}} = \frac{U_{\text{ном}} - U_{\text{к}0}}{U_{\text{к.ном}} - U_{\text{к}0}} I_{\text{ном}} = k_{\text{I}} I_{\text{ном}}. \quad (8.24)$$

Кратность пускового тока по отношению к номинальному у большинства асинхронных двигателей составляет:  $k_{\text{I}} = 5 - 7$ , причем двигателям малой мощности соответствуют и меньшие значения  $k_{\text{I}}$ .

Потери мощности при пуске рассчитывают по формуле:

$$\Delta P_{\text{п}} = \left( \frac{U_{\text{ном}}}{U_{\text{к.ном}}} \right)^2 \Delta P_{\text{к.ном}}. \quad (8.25)$$

## Глава 9. Механические и рабочие характеристики асинхронных электродвигателей

### 9.1. Электромагнитный момент асинхронной машины

Электромагнитный момент, развиваемый асинхронной машиной в различных режимах, является важным показателем ее работы. Величина и направление этого момента зависят как от параметров самой машины, так и от приложенного к ее валу внешнего момента, который может быть как тормозным, так и вращающим. Наибольшее значение для оценки свойств асинхронных электродвигателей по отношению к рабочим механизмам имеют *механические характеристики*, которые представляют собой зависимости вращающего момента от скольжения:  $M_{\text{ЭМ}} = f(s)$  или частоты вращения ротора:  $M_{\text{ЭМ}} = f(\omega_2)$ . Поскольку скольжение и частота вращения ротора жестко связаны между собой, от одной формы записи всегда можно перейти к другой. В теории электрических машин чаще используется первая форма, в теории электрического привода – вторая.

Общее уравнение электромагнитного момента можно получить на основании энергетического баланса. Электромагнитная мощность, передаваемая посредством магнитного поля от статора к ротору, равна мощности, потребляемой двигателем из сети за вычетом электрических потерь в обмотке статора и потерь в стали. С другой стороны, ее можно представить в виде произведения электромагнитного момента на частоту вращения поля статора (в радианах). В результате:

$$P_{\text{ЭМ}} = P_1 - \Delta P_{\text{эл.1}} - \Delta P_{\text{ст}} = M_{\text{ЭМ}} \frac{2\pi n_1}{60} = M_{\text{ЭМ}} \omega_1. \quad (9.1)$$

Полная механическая мощность, которую развивает ротор, определяется с одной стороны электромагнитной мощностью за вычетом потерь в цепи ротора, с другой – произведением электромагнитного момента на частоту вращения ротора  $\omega_2$ :

$$P_{\text{мех}} = P_{\text{ЭМ}} - \Delta P_2 = M_{\text{ЭМ}} \omega_2. \quad (9.2)$$

С учетом этих выражений потери в цепи ротора можно представить в следующем виде:

$$\Delta P_2 = P_{\text{ЭМ}} - P_{\text{мех}} = M_{\text{ЭМ}}(\omega_1 - \omega_2) = M_{\text{ЭМ}}\omega_1 \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_1} = M_{\text{ЭМ}}\omega_1 s,$$

откуда следует, что электромагнитный момент равен:

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{\Delta P_2}{\omega_1 s}. \quad (9.3)$$

Определим на основании Г-образной схемы замещения асинхронной машины приведенный ток и потери в цепи ротора:

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2}}; \quad (9.4)$$

$$\Delta P_2 = 3I'^2_2 r'_2. \quad (9.5)$$

Выполняя подстановки в исходное выражение (9.3), получаем общее уравнение электромагнитного момента:

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{3U^2_1 r'_2}{\omega_1 s \left( \left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + x'^2_{\kappa} \right)}. \quad (9.6)$$

Полученное уравнение является параметрической формой записи механической характеристики  $M_{\text{ЭМ}} = f(s)$ , достоинством которой является возможность анализа влияния различных параметров на ее вид. Определим наиболее характерные точки.

*Пусковой момент.* Представляет собой вращающий момент, который развивает асинхронный двигатель с неподвижным ротором при подключенной к сети обмотке статора. Его величина определяется из общего уравнения путем подстановки в него скольжения  $s = 1$ :

$$M_{\text{н}} = \frac{3U^2_1 r'_2}{\omega_1 \left( (r_1 + C_1 r'_2)^2 + x'^2_{\kappa} \right)} = \frac{3U^2_1 r'_2}{\omega_1 (r'^2_{\kappa} + x'^2_{\kappa})} \quad (9.7)$$

Отношение:  $\frac{M_n}{M_{ном}}$  называется кратностью пускового момента, и обозначается  $\mu_n$  (могут встречаться  $\lambda_n$ ,  $m_n$  и другие обозначения). Минимально допустимая кратность пускового момента для двигателей с короткозамкнутым ротором равна **0,7**. Однако, в современных электродвигателях она практически всегда значительно больше, обычно:  $1,3 \leq \mu_n \leq 2,0$ . Существенное влияние на величину пускового момента оказывает активное сопротивление ротора.

*Максимальный момент.* Электромагнитный момент имеет два экстремума, соответствующих двигательному и генераторному режимам работы. Определить их можно по обычному правилу дифференцирования. Скользящие, соответствующие этим экстремумам, называются критическими. Находим их, приравняв к нулю первую производную момента по скольжению:  $\frac{dM_{эм}}{ds} = 0$ . Критические скольжения в двигательном и генераторном режимах равны по модулю, но имеют противоположные знаки:

$$s_{кр} = \pm \frac{C_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2}} = \pm \frac{C_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}}. \quad (9.8)$$

Знак «+» здесь соответствует двигательному режиму работы, а знак «-» – генераторному.

В асинхронных машинах большой мощности имеет место неравенство:  $r_1^2 \ll (x_1 + C_1 x'_2)^2$ , что дает возможность использовать упрощенную формулу:

$$s_{кр} \approx \frac{r'_2}{x'_k}.$$

Подставим в общее уравнение электромагнитного момента (9.6) критическое скольжение по (9.8):

$$M_{max} = \frac{3U_1^2 r'_2}{\pm \frac{\omega_1 C_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}} \left( \left( r_1 \pm \frac{C_1 r'_2 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}}{C_1 r'_2} \right)^2 + x'_k{}^2 \right)}$$

и выполним преобразования:

$$\begin{aligned}
 M_{\max} &= \pm \frac{3U_1^2 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}}{\omega_1 C_1 \left( \left( r_1 \pm \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} \right)^2 + x'_k{}^2 \right)} = \\
 &= \pm \frac{3U_1^2 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}}{\omega_1 C_1 \left( r_1^2 \pm 2r_1 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} + r_1^2 + x'_k{}^2 + x'_k{}^2 \right)} = \\
 &= \pm \frac{3U_1^2 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}}{2\omega_1 C_1 \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} \left( \pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} \right)}.
 \end{aligned}$$

В конечном итоге выражение максимального момента принимает вид:

$$M_{\max} = \pm \frac{3U_1^2}{2\omega_1 C_1 \left( \pm r_1 + \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} \right)}. \quad (9.9)$$

Из этого выражения следует, что максимальный момент, в отличие от критического скольжения, не зависит от активного сопротивления ротора. Кроме того, заведомо выполняется неравенство:

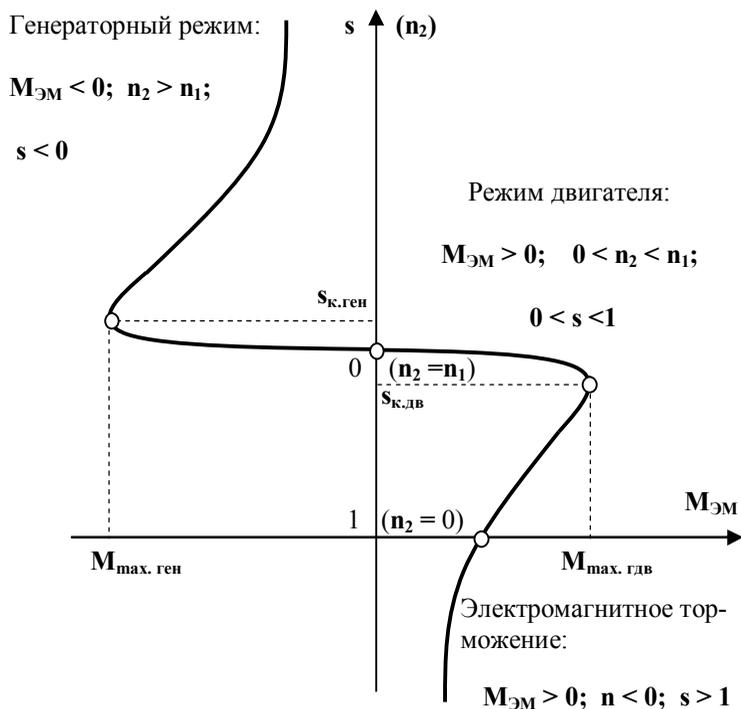
$$r_1 + \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} > -r_1 + \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2},$$

поэтому максимальный момент в генераторном режиме по модулю всегда больше максимального момента в двигательном режиме:  $|M_{\max. \text{ген}}| > |M_{\max. \text{дв}}|$ . Однако, активное сопротивление обмотки статора обычно значительно меньше суммы реактивных сопротивлений ( $r_1 < x_1 + C_1 x'_2$ ), поэтому значение максимального момента зависит главным образом от  $x'_k$ . Для машин большой мощности применяется приближенная формула:

$$M_{\max} \approx \pm \frac{3U_1^2}{2\omega_1 C_1 x'_k}.$$

Отношение  $\frac{M_{\max}}{M_{\text{ном}}}$  характеризует перегрузочную способность двигателей по моменту, называется кратностью максимального момента, и обычно обозначается  $\mu_{\max}$  (могут встречаться  $\lambda_{\max}$ ,  $m_{\max}$  и другие обозначения). Перегрузочная способность асинхронных двигателей представляет собой весьма стабильную величину, которая обычно находится в пределах:  $2,2 \leq \mu_{\max} \leq 3$ , при минимально допустимом значении **1,7**. Наиболее вероятные значения критического скольжения (для естественных характеристик) составляют:  $s_{\text{кр}} = 0,15 - 0,3$ . Для двигателей большой мощности характерны большие значения  $\mu_{\max}$  при относительно малых скольжениях  $s_{\text{кр}}$ .

Общий вид механических характеристик асинхронной машины в различных режимах ее работы показан на рис. 9.1.

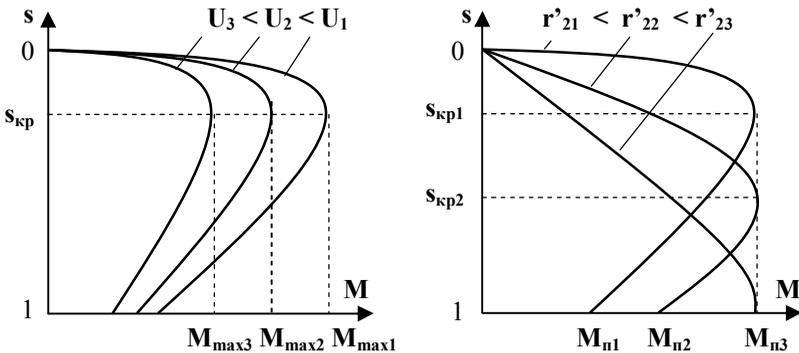


**Рисунок 9.1** – Механические характеристики асинхронной машины в различных режимах работы

*Влияние напряжения питающей сети.* Из общего уравнения (9.6) следует, что электромагнитный момент асинхронной машины пропорционален квадрату приложенного напряжения, и если оно отличается от номинального значения, пересчитывается по формуле:

$$M(U_{li}) = \left( \frac{U_{li}}{U_{1ном}} \right)^2 M(U_{1ном}). \quad (9.10)$$

Сильная зависимость момента от напряжения является серьезным недостатком асинхронных двигателей, так как даже относительно небольшие его снижения приводят к существенному уменьшению перегрузочной способности, ухудшению условий пуска, и другим негативным явлениям. На величину критического скольжения напряжение не влияет (рис. 9.2 – а).



**Рисунок 9.2** – Механические характеристики асинхронных двигателей при изменениях напряжения (а) и включении в цепь ротора добавочных активных сопротивлений (б)

*Влияние активного сопротивления цепи ротора.* Введение в цепь ротора добавочного сопротивления позволяет направленно влиять на вид механических характеристик и придавать им определенные свойства. Увеличение  $r'_2$  приводит к возрастанию критического скольжения и пускового момента. При  $s_{кр} = 1$  пусковой момент становится равен максимальному моменту:  $M_{п} = M_{max}$ , дальнейшее увеличение  $r'_2$  приводит к его уменьшению. На величину максимального момента активное сопротивление ротора не влияет (рис. 9.2 – б).

Введение добавочного сопротивления в машинах с фазным ротором применяется для формирования оптимальных пусковых характеристик, ограничения тока в тормозных режимах, а также для кратковременного регулирования частоты вращения. В машинах с короткозамкнутым ротором увеличение  $r'_2$  при пуске обеспечивается за счет эффекта вытеснения тока. Кроме того, в электроприводе вентиляционных установок и некоторых других случаях находят применение короткозамкнутые двигатели с повышенным скольжением. Однако, следует учитывать, что увеличение сопротивления  $r'_2$  приводит к дополнительным потерям и снижению КПД двигателей.

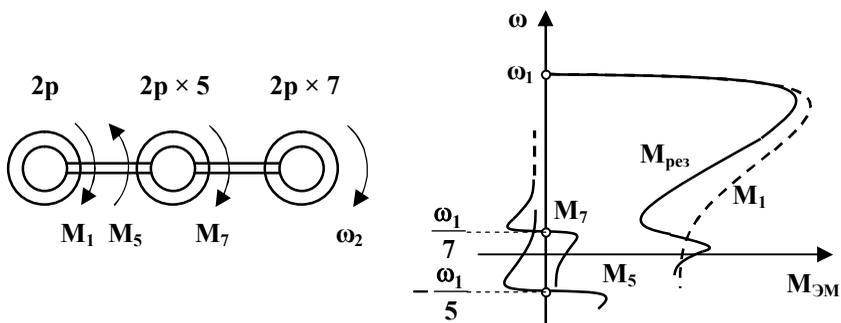
## 9.2. Механические характеристики асинхронной машины с учетом пространственных гармоник магнитного поля

Рассмотренные закономерности изменения электромагнитного момента получены при допущении о том, что магнитные потоки статора и ротора синусоидальны. Магнитное поле реальных машин имеет более сложную картину, и его гармонические составляющие создают дополнительные моменты, которые влияют на результирующий электромагнитный момент. По своей природе эти моменты могут быть как асинхронными, так и синхронными.

*Асинхронные моменты* высших гармоник поля образуются таким же образом, что и основной электромагнитный момент, но имеют иную синхронную частоту вращения. Асинхронную машину в этом случае можно представить в виде нескольких машин с общим валом, который вращается с частотой  $\omega_2$ . Число пар полюсов каждой из таких машин равно основному числу пар полюсов, умноженному на порядковый номер гармоники (рис. 8–а), а соответствующие им синхронные частоты вращения составляют:  $\pm \frac{\omega_1}{\nu_i}$ . Наибольшие значения имеют

5-я и 7-я гармоники поля. Поле от 7-й гармоники вращается в том же направлении, что и основное, а поле 5-й гармоники – в противоположном. Электромагнитные моменты, создаваемые основной ( $M_1$ ), и высшими ( $M_5$  и  $M_7$ ) гармониками показаны на рис. 9.3–б. Характеристики строятся в координатах  $M = f(\omega)$ , поскольку скольжения, равные нулю, соответствуют различным частотам вращения:  $s_1 = 0$  при

$$\omega = \omega_1; s_5 = 0 \text{ при } \omega = -\frac{\omega_1}{5}; s_7 = 0 \text{ при } \omega = \frac{\omega_1}{7}.$$



**Рисунок 9.4** – Эквивалентная схема (а) и механические характеристики (б) асинхронной машины с учетом пространственных гармоник поля

Анализ показывает, что в кривой результирующего момента  $M_{рез}$  появляется провал, который обусловлен в первую очередь тем, что на частоте вращения, близкой к  $0,2\omega_1$  момент  $M_7$ , противоположно направленный по отношению к основному моменту, достигает максимального значения генераторного режима.

*Синхронные моменты* возникают в результате взаимодействия пространственных гармоник статора и ротора, вращающихся в противоположных направлениях, при частоте вращения ротора, определяемой равенством:

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{\nu_1 + \nu_2}{\nu_1 + \nu_1 \nu_2}. \quad (9.11)$$

В этот момент времени полюсная система статора оказывается неподвижной по отношению к полюсной системе ротора, и возникает синхронный момент. Взаимное положение полюсов периодически меняется на противоположное, поэтому синхронные моменты имеют знакопеременный характер, их среднее значение равно нулю. При вращении ротора они преодолеваются за счет инерции, но могут затруднить сдвиг ротора из неподвижного состояния. Наиболее значительные синхронные моменты возникают от зубцовых гармоник первого порядка. Во избежание этого число пазов статора и ротора необходимо выбирать таким образом, чтобы выполнялись неравенства:

$$Z_1 \neq Z_2; \quad Z_2 - Z_1 \neq \pm 2p.$$

### 9.3. Построение механических характеристик асинхронных двигателей по каталожным данным

Уравнение электромагнитного момента в параметрической форме записи неудобно для использования на практике. Кроме того, оно дает достаточно точные результаты только в рабочей области. При  $s > s_{кр}$  действительные значения моментов могут существенно отличаться от тех, которые вычислены при тех же скольжениях по уравнениям (9.6 – 9.9). Это объясняется изменением параметров двигателя в процессе пуска за счет эффекта вытеснения тока, и действием высших гармонических составляющих магнитных потоков в воздушном зазоре. Реальный пусковой момент обычно оказывается больше расчетного, а в зоне больших (примерно 0,7 – 0,9) скольжений в механических характеристиках появляется провал. Провал в механической характеристике ухудшает условия пуска двигателей под нагрузкой, и может стать причиной нарушения устойчивости их работы. Момент, соответствующий этому провалу, называется *минимальным* и нормируется. Его относительное значение должно быть не менее 0,8. Для современных трехфазных асинхронных электродвигателей кратность минимального момента обычно находится в пределах:  $1,1 \leq \mu_{\min} \leq 1,6$ . Механические характеристики, учитывающие эти явления, не имеют простого аналитического описания. Построить их можно по следующим *каталожным данным*, которые приводятся в современной справочной литературе.

- Номинальная мощность двигателя.
- Номинальная частота вращения (или синхронная частота вращения и номинальное скольжение). Частота вращения, выраженная в радианах ( $\omega$ ), и частота вращения, выраженная в оборотах в минуту ( $n$ ), связаны между собой отношением:

$$\omega = \frac{2\pi}{60} n \approx 0,105n .$$

- Относительные значения (кратности) максимального ( $\mu_{\max}$ ), минимального ( $\mu_{\min}$ ), и пускового ( $\mu_{\text{пуск}}$ ) моментов.
- Критическое скольжение. При отсутствии данных о критическом скольжении допустимо принимать его равным:  $s_{кр} = (4 - 5)s_{\text{ном}}$ , или определять по формуле:

$$s_{кр} = s_{ном} \left( \mu_{max} + \sqrt{\mu_{max}^2 - 1} \right). \quad (9.12)$$

При расчете механической характеристики по каталожным данным с учетом относительно значения напряжения  $U_1/U_{ном}$  определяются следующие точки.

- Точка 1 – режим идеального холостого хода: частота вращения ротора равна частоте вращения поля статора, машина не развивает вращающего момента:  $\omega_2 = \omega_0$ ;  $M = 0$ .
- Точка 2 – режим работы с номинальной нагрузкой при номинальной частоте вращения:

$$\omega_2 = \omega_{2ном} = \omega_0(1 - s_{ном});$$

$$M = \left( \frac{U_1}{U_{ном}} \right)^2 M_{ном} = \left( \frac{U_1}{U_{ном}} \right)^2 \left( \frac{P_{2ном}}{\omega_{2ном}} \right).$$

- Точка 3 – режим, при котором электродвигатель развивает максимальный вращающий момент:

$$\omega_2 = \omega_0(1 - s_{кр}); \quad M = M_{max} = \left( \frac{U_1}{U_{ном}} \right)^2 \mu_{max} M_{ном}.$$

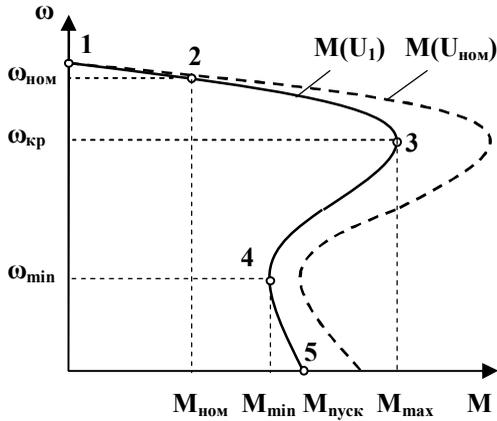
- Точка 4 – соответствует провалу в механической характеристике (минимальному моменту):

$$\omega_2 \approx 0,2\omega_0; \quad M = M_{min} = \left( \frac{U_1}{U_{ном}} \right)^2 \mu_{min} M_{ном}.$$

- Точка 5 – соответствует моменту пуска:

$$\omega_2 = 0; \quad M = M_{пуск} = \left( \frac{U_1}{U_{ном}} \right)^2 \mu_{пуск} M_{ном}.$$

Полученная таким образом механическая характеристика показана на рис. 9.5.



**Рисунок 9.5** – Построение механической характеристики асинхронного электродвигателя по каталожным данным

#### 9.4. Механическая мощность и рабочие характеристики асинхронных двигателей

Мощность, потребляемую из сети, асинхронные электродвигатели преобразуют в механическую мощность, которая за вычетом потерь сообщается рабочему механизму. На схеме замещения она эквивалентна мощности, выделяемой на переменном резисторе, и может быть записана следующим образом:

$$P_2 = M_{ЭМ} \omega_2 = 3I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = \frac{3U_{1\phi}^2 r_2' \frac{1-s}{s}}{\left( \left( r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s} \right)^2 + (x_1 + C_1 x_2')^2 \right)}. \quad (9.13)$$

Это уравнение определяет закон изменения механической мощности, который отличен от закона изменения электромагнитного момента. Механическая мощность тождественно равна нулю не только в режиме идеального холостого хода, когда:  $M_{ЭМ} = 0$ , но и при неподвижном роторе ( $\omega_2 = 0$ ).

Введём обозначения, которые позволят упростить в дальнейшем запись и преобразования формул:

$$\mathbf{r}'_2(s) = \mathbf{r}'_2 \frac{1-s}{s}; \quad \mathbf{x}'_k = \mathbf{x}'_1 + C_1 \mathbf{x}'_2; \quad \mathbf{r}'_k = \mathbf{r}'_1 + C_1 \mathbf{r}'_2,$$

после подстановки которых в уравнение (9.13) получим:

$$P_2 = \frac{3U_{1\phi}^2 \mathbf{r}'_2(s)}{(\mathbf{r}'_k + C_1 \mathbf{r}'_2(s))^2 + \mathbf{x}'_k{}^2}. \quad (9.14)$$

Для исследования на экстремум необходимо приравнять к нулю числитель первой производной  $\frac{dP_2}{d\mathbf{r}'_2(s)}$ :

$$3U_{1\phi}^2 \left( (\mathbf{r}'_k + C_1 \mathbf{r}'_2(s))^2 - 3U_{1\phi}^2 \mathbf{r}'_2(s) (2C_1 \mathbf{r}'_k + 2C_1^2 \mathbf{r}'_2(s)) \right) = 0.$$

и найти соответствующее решению этого уравнения скольжение. В результате получаем сопротивление  $\mathbf{r}'_2(s_{\text{эн}})$  и энергетически целесообразное скольжение  $s_{\text{эн}}$ , при которых механическая мощность имеет максимальное значение:

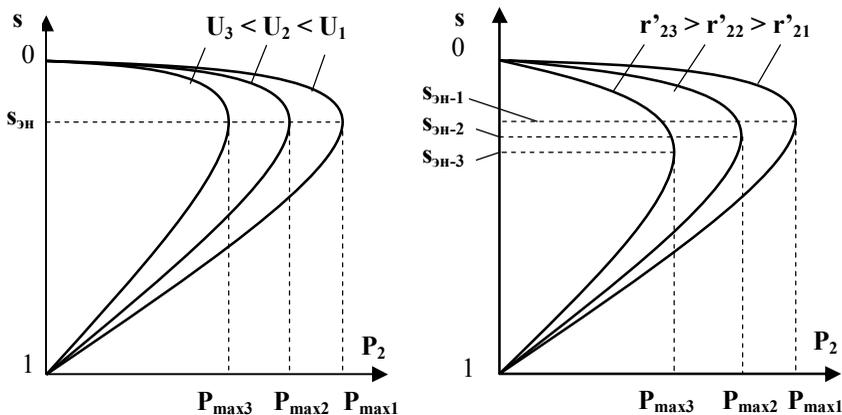
$$\mathbf{r}'_2(s_{\text{эн}}) = \mathbf{r}'_2 \frac{1-s_{\text{эн}}}{s_{\text{эн}}} = \frac{\sqrt{\mathbf{r}'_k{}^2 + \mathbf{x}'_k{}^2}}{C_1}; \quad (9.15)$$

$$s_{\text{эн}} = \frac{C_1 \mathbf{r}'_2}{\sqrt{\mathbf{r}'_k{}^2 + \mathbf{x}'_k{}^2} + C_1 \mathbf{r}'_2}. \quad (9.16)$$

Знак минус в преобразованиях опущен, поскольку он относится к генераторному режиму, который в данном случае не исследуется. Подстановка этих значений в уравнение (14) дает следующее значение максимальной механической мощности:

$$P_{2\text{max}} = \frac{3U_{1\phi}^2 \sqrt{\mathbf{r}'_k{}^2 + \mathbf{x}'_k{}^2}}{C_1 \left[ \left( \mathbf{r}'_k + \sqrt{\mathbf{r}'_k{}^2 + \mathbf{x}'_k{}^2} \right)^2 + \mathbf{x}'_k{}^2 \right]} = \frac{3U_{1\phi}^2}{2C_1 \left( \mathbf{r}'_k + \sqrt{\mathbf{r}'_k{}^2 + \mathbf{x}'_k{}^2} \right)}. \quad (9.17)$$

Типовые зависимости механической мощности на валу двигателя от скольжения показаны на рис. 9.6.



**Рисунок 9.6** – Типовые зависимости механической мощности от скольжения при изменениях напряжения (а) и добавочных сопротивлений в цепи ротора (б)

Механическая мощность, как и электромагнитный момент, изменяется пропорционально квадрату напряжения, но ее максимальное значение зависит от активного сопротивления цепи ротора и смещено в сторону меньших скольжений (больших частот вращения):  $s_{Эн} < s_{кр}$ , поскольку всегда имеет место неравенство:

$$\sqrt{(r_1 + C_1 r'_к)^2 + x'_к{}^2} + C_1 r'_2 > \sqrt{r_1^2 + x'_к{}^2}.$$

Скольжение  $s_{Эн}$  мало зависит от активного сопротивления цепи ротора, а максимум механической мощности при увеличении  $r'_2$  уменьшается, что является принципиальным отличием от закономерностей изменения электромагнитного момента.

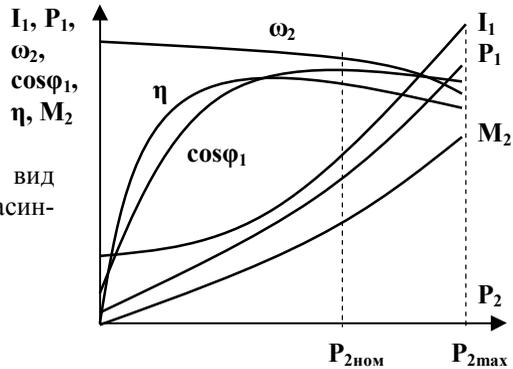
Отношение  $\frac{P_{2max}}{P_{2ном}}$  (перегрузочная способность по мощности) в среднем на 20 – 30% меньше кратности максимального момента. Максимальная мощность нагрузки в долях от мощности короткого замыкания зависит от параметров двигателя и находится в пределах:

$$0,25 \leq C_1 \frac{P_{2max}}{S_к} = C_1 \frac{P_{2max}}{3k_1 U_{ном} I_{ном}} \leq 0,5,$$

где  $k_1$  – кратность пускового тока.

Рабочие характеристики асинхронных двигателей представляют собой зависимости тока в обмотках статора, потребляемой из сети активной мощности, частоты вращения ротора, полезного момента, к.п.д., и коэффициента мощности от полезной мощности:  $I_1 = f(P_2)$ ;  $P_1 = f(P_2)$ ;  $\omega_2 = f(P_2)$ ;  $M_2 = f(P_2)$ ;  $\eta = f(P_2)$ ;  $\cos \varphi_1 = f(P_2)$  при неизменных значениях питающего напряжения и частоты (рис. 9.7). Они имеют смысл только в том случае, если двигатель работает устойчиво, то есть при изменении механической мощности в пределах:  $P_2 = 0 - P_{2\max} \approx 0 - (1,3 - 1,5)P_{2\text{ном}}$ .

Рисунок 9.7 – Типичный вид рабочих характеристик асинхронных электродвигателей



Ток статора при холостом ходе существенно зависит от мощности двигателя, и находится в пределах  $(0,15 - 0,2)I_{\text{ном}}$  для двигателей большой мощности и  $(0,5 - 0,7)I_{\text{ном}}$  – для маломощных двигателей, что объясняется относительным уменьшением воздушного зазора между статором и ротором с возрастанием мощности и габаритов машины. При небольших нагрузках активная составляющая тока ротора мала, и полный ток  $I_1$  практически не изменяется. Кроме того, реактивный ток ветви намагничивания может незначительно уменьшаться вследствие уменьшения насыщения магнитной системы статора.

Активная мощность  $P_1$ , потребляемая двигателем из сети в режиме холостого хода, равна сумме потерь в обмотке статора, ветви намагничивания, и механических потерь. По мере увеличения нагрузки потери в обмотках статора и ротора возрастают пропорционально квадрату тока. Однако, в пределах рабочей области эти потери относительно малы по сравнению с мощностью нагрузки, поэтому зависимость  $P_1 = f(P_2)$  имеет слабо выраженный нелинейный характер.

*Частота вращения ротора* при переходе от режима холостого хода к режиму номинальной нагрузки линейно уменьшается на 3 – 5% от частоты вращения, близкой к частоте вращения поля статора  $\omega_1$ , до номинальной частоты вращения. Далее зависимость становится нелинейной, и при  $P_2 = P_{2\max}$  частота вращения уменьшается на 10 – 15%.

*Вращающий момент  $M_2$*  представляет собой разность между электромагнитным моментом и моментом холостого хода:  $M_2 = M_{\text{ЭМ}} - M_{\text{х.х.}}$ , поэтому при  $P_2 = 0$  он также равен нулю. В указанных пределах изменения  $P_2$  можно без заметной погрешности считать:  $M_{\text{х.х.}} \approx \text{const}$ , и с учетом того, что согласно уравнению (9.1):

$$M_{\text{ЭМ}} = \frac{P_{\text{ЭМ}}}{\omega_1} = \frac{P_1 - \Delta P_{\text{эл.л}} - \Delta P_{\text{ст.}}}{\omega_1},$$

зависимость  $M_2 = f(P_2)$  по характеру изменения близка к зависимости  $P_1 = f(P_2)$ .

При малых скольжениях имеет место неравенство:  $r'_2/s \gg x'_2$ , поэтому ток ротора имеет практически активный характер, и при увеличении мощности нагрузки  $P_2$  до номинального значения коэффициент мощности нелинейно возрастает. Далее скольжение существенно увеличивается,  $r'_2/s$  и  $x'_2$  становятся соизмеримыми, и  $\cos \varphi_1$  изменяется незначительно.

Как было показано ранее, асинхронный двигатель с теоретической точки зрения подобен трансформатору, работающему на чисто активную нагрузку, поэтому и зависимость  $\eta = f(P_2)$  имеет такой же вид, как у трансформаторов.

Рабочие характеристики двигателей малой мощности обычно получают путем непосредственных измерений при различной нагрузке, создаваемой с помощью специальных тормозных устройств. Однако, определение к.п.д. по результатам прямых замеров мощности  $P_2$  не обеспечивает достаточную точность, и его рекомендуется рассчитывать по потерям холостого хода и номинальным потерям короткого замыкания. Характеристики асинхронных машин средней и большой мощности обычно получают расчетным путем.

## Глава 10. Асинхронная машина в режимах генератора и электромагнитного торможения

### 10.1. Режим генераторного (рекуперативного) торможения асинхронной машины

Чтобы перевести асинхронную машину, включенную в сеть, в режим генератора, ее ротор необходимо привести во вращение с частотой вращения, превышающей синхронную частоту вращения. При этом:  $n_2 > n_1$ ;  $0 > s > -\infty$ , а направление развиваемого ею момента противоположно направлению вращения ротора (рис. 10.1). Асинхронные генераторы вырабатывают только активную мощность, а реактивную мощность, необходимую для создания основного магнитного потока, потребляют из сети. По своим характеристикам они уступают синхронным генераторам, и потому в качестве первичных источников электроэнергии не используются. Практическое значение этого режима заключается главным образом в возможности осуществления так называемого *рекуперативного торможения*, которое находит применение в грузоподъемных механизмах (скоростной спуск), электрической тяге, при обкатке автотракторных двигателей, и других случаях. При его реализации ротор может вращаться не только каким-либо специальным приводом, но и по инерции, или под действием потенциальной энергии грузов. Механическая мощность вращающегося ротора преобразуется в активную электрическую мощность, и за вычетом потерь в самой машине возвращается (рекуперируется) в сеть.

В уравнении электромагнитного момента скольжение в генераторном режиме необходимо брать со знаком «минус»:

$$M_{ЭМ} = - \frac{3U_1^2 r'_2}{\omega_1 s \left( \left( r_1 - C_1 \frac{r'_2}{s} \right)^2 + x_k'^2 \right)}. \quad (10.1)$$

Из очевидного неравенства:

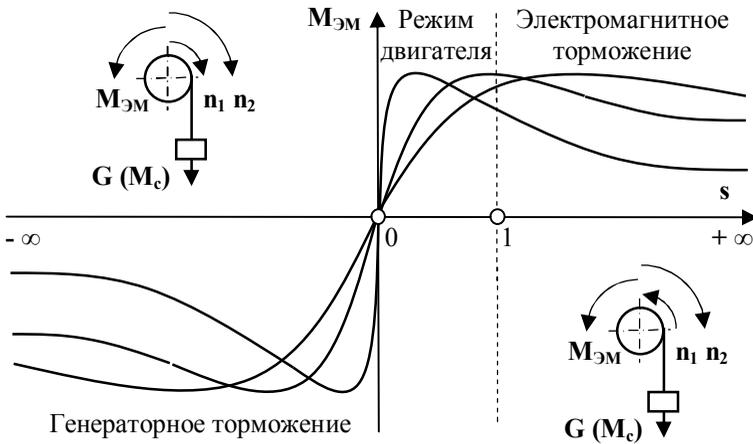
$$\left| r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s} \right| > \left| r_1 - C_1 \frac{r'_2}{s} \right|$$

следует, что при:  $|s_{дв}| = |s_{ген}|$  в генераторном режиме работы момент всегда больше, чем в двигательном:  $|M_{ген}| > |M_{дв}|$ .

Зоне устойчивой работы соответствуют следующие пределы изменения скольжения и момента:

$$|s_{кр}| > |s| > 0; \quad |M_{max.ген}| > |M_{ЭМ}| > 0.$$

Расширить зону устойчивости можно, увеличивая критическое скольжение за счет активного сопротивления ротора.



**Рисунок 10.1** – Механические характеристики и способы перевода асинхронной машины в режимы торможения

*Электромеханические характеристики*, которые часто называют также *скоростными*, представляют собой зависимость приведенного тока ротора от скольжения:

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s}\right)^2 + x'^2_{к}}} \quad (10.2)$$

В генераторном режиме имеем два характерных значения тока. Ток ротора достигает максимума, равного:

$$I'_{2\max} = \frac{U_1}{x'_{\kappa}}, \quad (10.3)$$

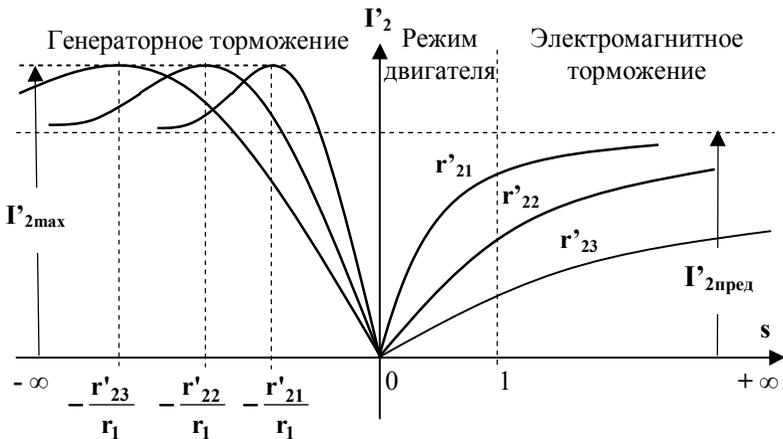
в том случае, если:

$$\left( r_1 - \frac{r'_2}{s} \right) = 0; s = -r'_2 / r_1,$$

а при  $s \Rightarrow \pm\infty$  стремится к пределу:

$$I'_{2\text{пред}} = \frac{U_1}{\sqrt{r_1^2 + x_{\kappa}'^2}}. \quad (10.4)$$

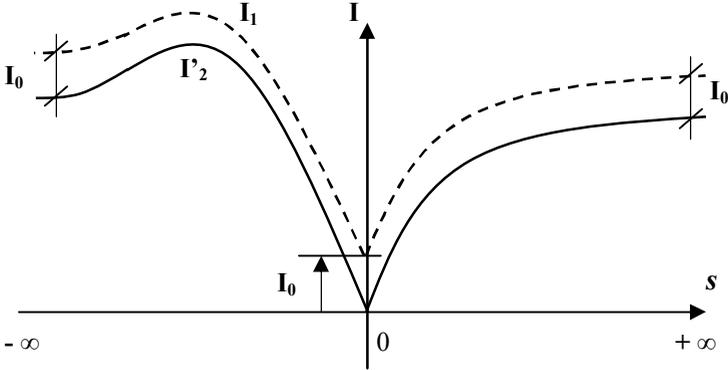
Ни максимальное, ни предельное значения тока сами по себе не зависят от активного сопротивления цепи ротора, но, изменяя это сопротивление, можно изменить наклон характеристик, и расширить зону устойчивости. Общий вид зависимостей  $I'_2 = f(s)$  при различных значениях активного сопротивления цепи ротора ( $r'_{23} > r'_{22} > r'_{21}$ ) показан на рис. 10.2.



**Рисунок 10.2** – Электромеханические (скоростные) характеристики асинхронной машины в различных режимах работы

Ток в обмотке статора в общем случае получается путем геометрического суммирования приведенного тока ротора с током на-

магничивания. В режиме идеального холостого хода:  $s = 0$ ;  $I'_2 = 0$ ;  $I_1 = I_0$ , а при  $s \Rightarrow \pm\infty$ :  $x'_k \gg r_1$ . В результате вектора токов  $\bar{I}_0$  и  $\bar{I}_{2\text{пред}}$  практически совпадают по фазе, а ток статора равен их арифметической сумме:  $I_1 \approx I'_{2\text{пред}} + I_0$  (рис. 10.3).



**Рисунок 10.3** – Зависимости тока статора асинхронной машины от скольжения в различных режимах работы

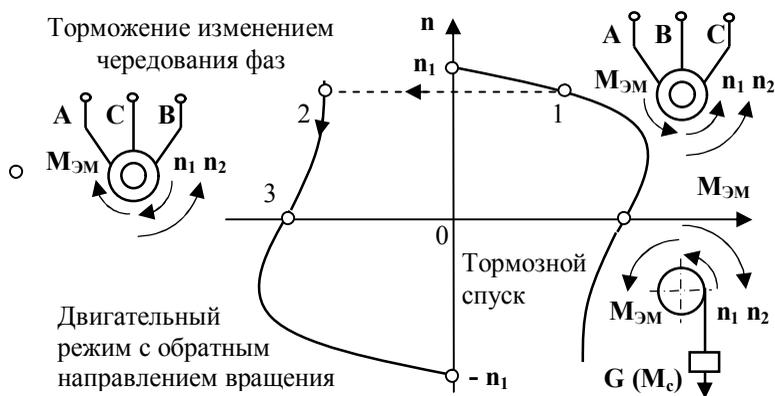
## 10.2. Режим электромагнитного торможения (торможения противовключением)

*Режим электромагнитного торможения* возникает в том случае, если под действием внешнего момента ротор вращается в направлении, противоположном направлению электромагнитного момента, развиваемого самой машиной. Механические и скоростные характеристики, соответствующие этому режиму (рис. 10.1, 10.2), расположены в зоне скольжений:  $1 < s < \infty$ , из чего согласно выражению (10.2) следует, что ток при торможении превышает (хотя и незначительно) пусковой ток. При  $s \Rightarrow \infty$  он стремится к предельному значению (10.4), но, в отличие от генераторного режима, максимума не имеет. Пределы изменения тока составляют:

$$\frac{U_1}{\sqrt{r'_k{}^2 + x_k{}^2}} < I'_{2\text{торм}} < \frac{U_1}{\sqrt{r_1{}^2 + x_k{}^2}}. \quad (10.5)$$

Практически режим электромагнитного торможения можно осуществлять только в машинах с повышенным скольжением, и с фазным ротором, в которых увеличение  $r'_2$  помимо ограничения тока дает возможность увеличить тормозной момент, смещая максимальный момент в зону соответствующих скольжений, и повысить тем самым устойчивость работы. Существуют два способа торможения.

*Тормозной спуск* осуществляется под действием внешнего момента, который превышает момент, развиваемый самой машиной:  $M_c > M_{ЭМ}$ , и противоположно направлен по отношению к нему. Если момент сопротивления уменьшится до:  $M_c < M_{ЭМ}$ , машина перейдет в двигательный режим работы.



**Рисунок 10.4** – Механические характеристики асинхронной машины в режимах электромагнитного торможения

*Торможение изменением чередования фаз* применяется для быстрой остановки двигателей с возможностью последующего реверса. Оно осуществляется путем быстрого переключения обмотки статора на обратное чередование фаз. При этом ротор продолжает вращаться, но магнитное поле статора и электромагнитный момент изменяют направление на противоположное. Этому соответствует зеркально отраженная механическая характеристика (рис. 10.4). В результате машина из двигательного режима (точка 1) переходит в режим торможения (точка 2), и под действием момента  $M_{ЭМ}$  частота вращения ротора быстро уменьшается. Если обмотку статора не отключить от сети после остановки ротора (точка 3), машина перейдет в двигательный режим работы с обратным направлением вращения.

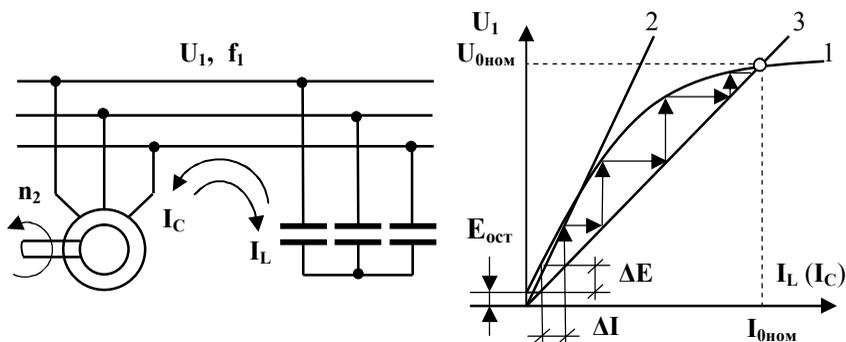
Поскольку в обоих случаях машина подключается к сети таким образом, что направление развиваемого ей электромагнитного момента противоположно направлению вращения ротора, этот режим часто называют *противовключением*.

В отличие от генераторного торможения, торможение противовключением неэкономично, и характеризуется большими потерями, которые выделяются в виде тепла в самой машине и в добавочных сопротивлениях цепи ротора.

### 10.3. Асинхронный генератор с самовозбуждением

Принцип действия асинхронного генератора с самовозбуждением основан на явлении остаточного магнетизма.

При вращении ротора внешним приводом остаточный магнитный поток  $\Phi_{ост}$  наводит в обмотках статора небольшую остаточную ЭДС  $E_{ост}$ . Для получения тока намагничивания, обеспечивающего увеличение ЭДС до требуемого уровня, к выводам обмотки статора подключаются конденсаторы (рис. 10.5 – а).



**Рисунок 10.5** – Схема (а) и вольт-амперные характеристики (б) автономного асинхронного генератора с самовозбуждением

На рис. 10.5 – б изображены зависимость ЭДС, индуцируемой в обмотке статора от тока намагничивания (характеристика холостого хода) асинхронной машины **1**, и вольт-амперные характеристики конденсаторов **2** и **3**. Характеристика **2** совпадает с линейной частью характеристики холостого хода, и соответствует критическому значению емкости, при котором процесс самовозбуждения будет неустойчив. При увеличении емкости конденсаторов наклон характеристик

увеличивается таким образом, что приращение ЭДС идет быстрее, чем приращение напряжения  $U_C$  на конденсаторах. Возникающий при этом условии процесс самовозбуждения заключается в следующем. Под действием  $E_{ост}$  в контуре, образованном обмоткой статора и конденсаторами, возникает ток, величина которого зависит от емкости конденсаторов. Этот ток, протекая по обмотке статора, индуцирует приращение ЭДС  $\Delta E$ , которое в свою очередь вызывает приращение тока  $\Delta I$ . Процесс идет до тех пор, пока ЭДС и напряжение на конденсаторах не сравняются, чему соответствует точка пересечения характеристик. В этой точке ЭДС должна равняться желаемому напряжению холостого хода  $E_1 = U_{0ном}$ , чему соответствует ток  $I_{0ном}$ . Емкость при этом определяется исходя из условий:

$$I_{0ном} = I_L = I_C; U_{0ном} = I_L x_L = I_L (x_1 + x_\mu) = I_C x_C = I_C \frac{1}{\omega_1 C},$$

откуда следует:

$$C = \frac{1}{\omega_1 (x_1 + x_\mu)} = \frac{1}{\omega_1^2 L_1} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 L_1}, \quad (10.6)$$

где  $(x_1 + x_\mu)$ ,  $L_1$  – полное индуктивное сопротивление и полная индуктивность асинхронной машины в режиме холостого хода;  $f_1$  – частота генерируемой ЭДС.

Увеличение ёмкости сверх этого значения приводит к насыщению магнитной системы, резкому возрастанию тока и потерь холостого хода. Частота вращения ротора связана с частотой  $f_1$ , числом пар полюсов  $p$ , и скольжением зависимостью:

$$\omega_2 = \omega_1 (1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p} (1 - s), \quad (10.7)$$

откуда следует, что постоянство частоты  $f_1 = \mathbf{const}$  обеспечивается только в том случае, если:  $\frac{\omega_2}{(1 - s)} = \mathbf{const}$ . При выполнении этого условия на частоте  $f_1$ , равной согласно (10.6):

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}}.$$

в контуре возбуждения « $L_1 - C$ » возникает резонанс напряжений. В генераторном режиме скольжение асинхронной машины отрицательно, поэтому при возрастании нагрузки частоту вращения ротора необходимо увеличивать. Однако, если скольжение изменяется в малых пределах, практически:  $\omega_2 \approx \omega_1$ , и при достаточной мощности первичного привода изменения частоты  $f_1$  будут незначительны.

Асинхронные генераторы с самовозбуждением находят применение в качестве автономных источников питания, сварочных генераторов и некоторых других случаях.

### 10.4. Асинхронные преобразователи частоты

Асинхронные преобразователи частоты используются в качестве источников питания потребителей при частоте, отличной от 50 Гц. Наибольшее значение имеют преобразователи частоты 50/200 Гц, применяемые для питания электрифицированных ручных инструментов, стригальных машинок, и других потребителей, к которым предъявляются особые требования по массо-габаритным показателям.

Принципиально асинхронный преобразователь состоит из двух машин с общим валом. Одна из них ( $M_1$ ) работает в режиме двигателя, а вторая ( $M_2$ ) имеет фазный ротор, и работает в режиме электромагнитного торможения (рис. 10.6). Обычно  $M_1$  и  $M_2$  конструктивно машины объединяются, что позволяет уменьшить массо-габаритные показатели преобразователей.

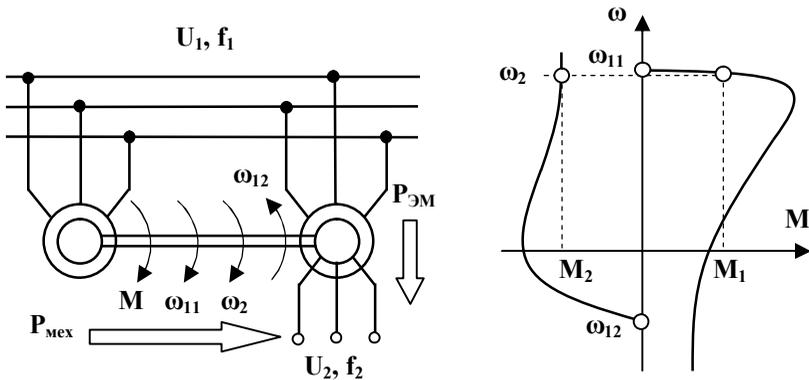


Рисунок 10.6 – Принципиальная схема (а) и механические характеристики (б) асинхронного преобразователя частоты

Фазный ротор машины  $M_2$  рассчитывается на определенное напряжение, а частота наводимой в нем ЭДС зависит от скольжения, и определяется выражением:

$$f_2 = s_2 f_1.$$

Таким образом, для получения заданного значения частоты  $f_2$  необходимо обеспечить вращение ротора  $M_2$  с определенным скольжением, которое в общем случае составляет:

$$s_2 = \frac{\omega_{12} - \omega_2}{\omega_{12}} = \frac{\omega_{12} - \omega_{11}(1 - s_1)}{\omega_{12}}, \quad (10.9)$$

где  $s_1 = \frac{\omega_{11} - \omega_2}{\omega_{11}}$  – скольжение двигателя  $M_1$ .

Машина  $M_1$  работает в режиме двигателя, поэтому скольжение  $s_1$  очень мало, а машина  $M_2$ , работающая в режиме электромагнитного тормоза, имеет большое скольжение  $s_2$ , которое определяется практически только противоположными по знаку синхронными частотами вращения первой  $\omega_{11}$  и второй  $\omega_{12}$  машин. Требуемое значение  $s_2$  получают, подбирая определенное число пар полюсов в машинах:

$$s_2 = \frac{\frac{2\pi f_1}{p_2} + \frac{2\pi f_1}{p_1}(1 - s_1)}{\frac{2\pi f_1}{p_2}} = 1 + \frac{p_2}{p_1}(1 - s_1). \quad (10.10)$$

Например, для получения частоты, близкой к 200 Гц, необходимо иметь машины с одной и тремя парами полюсов:  $p_1 = 1$ ;  $p_2 = 3$ . Частота ЭДС в роторе при этом составляет:

$$f_2 = f_1(4 - 3s_1) \approx 190 - 195, \text{ Гц.}$$

Скольжение  $s_1$  зависит от частоты вращения ротора преобразователя, и потому изменяется при изменениях нагрузки, увеличение которой приводит к снижению частоты  $f_2$ , а уменьшение – напротив, к возрастанию. Зависимость выходной частоты от нагрузки является недостатком асинхронных преобразователей, поскольку влияет на характеристики подключаемых к ним потребителей.

Снижение частоты  $f_2$  приводит к уменьшению индуктивного сопротивления и нелинейному возрастанию намагничивающего тока электродвигателей ручных инструментов, что в свою очередь вызывает их интенсивный нагрев.

Важное преимущество асинхронных преобразователей частоты по сравнению с синхронными генераторами заключается в относительно малой установленной мощности электрических машин. Электромагнитная мощность первой машины  $P_{ЭМ1}$ , сообщаемая за вычетом потерь, ротору второй машины в виде механической мощности  $P_{мех}$ , равна:  $P_{ЭМ1} = M_1 \omega_{11}$ . Вторая часть мощности, поступающей на фазный ротор представляет собой электромагнитную мощность машины  $M_2$ :  $P_{ЭМ2} = M_2 \omega_{12}$

В установившемся режиме работы электромагнитный момент двигателя уравнивается противоположным по знаку тормозным моментом второй машины:  $M_1 = M_2$ , а их магнитные поля вращаются в противоположных направлениях. В результате электромагнитные мощности имеют одинаковые знаки, а их сумма за вычетом потерь равна мощности нагрузки:

$$\begin{aligned} P_{нг} &= P_{ЭМ1} + P_{ЭМ2} - \sum (\Delta P_2 + \Delta P_{мех}) = \\ &= M(\omega_{11} + \omega_{12}) - \sum (\Delta P_2 + \Delta P_{мех}). \end{aligned} \quad (10.11)$$

Таким образом, каждая из машин рассчитывается только на часть мощности нагрузки, пропорциональную ее частоте вращения. Так, при:  $p_1 = 1$ ;  $p_2 = 3$  (без учета потерь) имеем:

$$P_{ЭМ1} \approx \frac{3}{4} P_{нг}; \quad P_{ЭМ2} \approx \frac{1}{4} P_{нг}.$$

В асинхронных преобразователях частоты отсутствует возможность регулирования частоты и величины выходного напряжения, поэтому для частотного регулирования они не применяются.

С точки зрения надежности существенным недостатком является наличие подвижных щеточных контактов, которые рассчитываются на полную мощность нагрузки.

## Лекция 11. Круговая диаграмма асинхронной машины

### 11.1. Обоснование и построение круговой диаграммы асинхронной машины

Круговая диаграмма асинхронной машины представляет собой геометрическое место (годограф) концов вектора тока при изменении скольжения в пределах  $-\infty < s < \infty$ , то есть – во всех возможных режимах работы. При этом частота сети, величина приложенного напряжения, и все параметры схемы замещения полагаются неизменными. Теоретическое обоснование круговых диаграмм было выполнено еще в начале XX века, и долгое время они (с определенными дополнениями и уточнениями) являлись средством анализа и расчета самых различных характеристик асинхронных машин. В настоящее время это их значение утрачено, однако, они дают настолько наглядное представление о количественных и качественных взаимосвязях токов, мощностей, моментов и других параметров асинхронной машины во всех режимах работы, что их роль в общей теории электрических машин остается весьма значительной.

Рассмотрим вначале круговые диаграммы напряжений и токов для цепи с последовательным соединением индуктивного ( $x_L = \text{const}$ ) и активного ( $r = \text{var}$ ) сопротивлений (рис. 11.1).

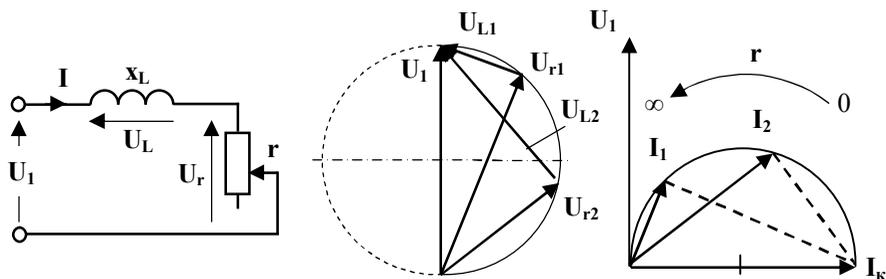


Рисунок 11.1 – Схема (а) и круговые диаграммы напряжений (б) и токов (в) последовательной цепи с  $x_L = \text{const}$  и  $r = \text{var}$

При любом значении  $r$  входное напряжение  $U_1$  остается неизменным, и определяется суммой активной  $U_r$  и реактивной  $U_L$  составляющих падений напряжения:

$$\bar{U}_1 = Ir + jI x_L,$$

$$U_1 = \sqrt{U_r^2 + U_L^2} = I\sqrt{r^2 + x_L^2} = D_U = \text{const}. \quad (11.1)$$

Окружность диаметром  $D_U = U_1$  является геометрическим местом вершин прямых углов, образуемых векторами  $\bar{U}_L, \bar{U}_r$  при изменении активного сопротивления  $r$ . Сплошной линией показана полуокружность, соответствующая индуктивному сопротивлению  $x$ , пунктиром – ёмкостному. Разделим все составляющие уравнения (11.1) на реактивное сопротивление:

$$\frac{U_1}{x_L} = I\sqrt{1 + \left(\frac{r}{x_L}\right)^2} = I_\kappa = D_I = \text{const} \quad (11.2)$$

Окружность с диаметром, равным в масштабе току короткого замыкания на чисто реактивное сопротивление ( $r = 0$ ):  $I_\kappa = \frac{U_1}{x_L} = D_I$ , представляет собой годограф концов векторов тока при изменении активного сопротивления в пределах:  $\infty \geq r \geq 0$  (верхняя полуокружность соответствует индуктивному характеру  $x$ ). При разрыве цепи ( $r = \infty$ ) ток равен нулю.

Цепь, показанная на рис. 11.1, полностью подобна каждой из двух параллельных ветвей Г-образной схемы замещения асинхронной машины (рис. 11.2).

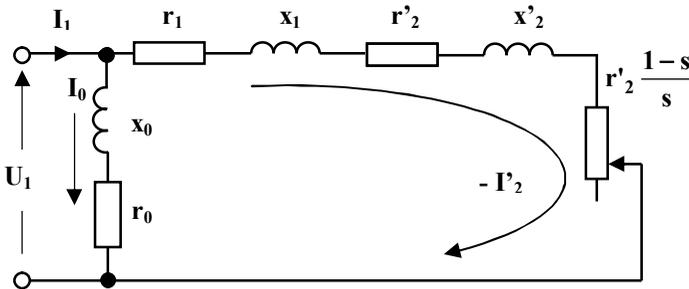
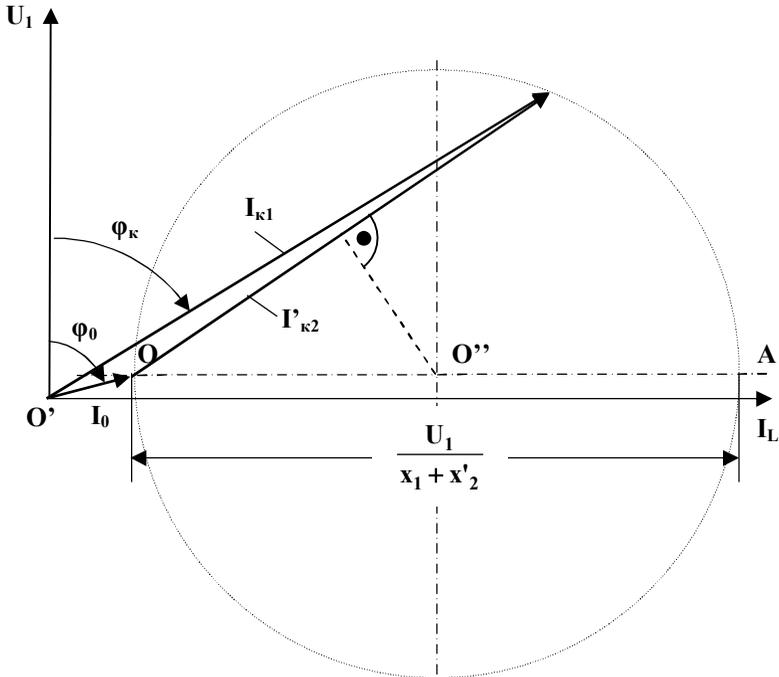


Рисунок 11.2 – Упрощенная схема замещения асинхронной машины

Круговые диаграммы строятся на основании результатов, полученных при выполнении опытов холостого хода и короткого замыкания. Наиболее наглядна круговая диаграмма, соответствующая упрощенной схеме замещения асинхронной машины (рис. 11.2), в которой принято:  $C_1 = 1$ ;  $\Delta P_0 \approx \Delta P_{ct} = 3I_0^2 r_0$ .



**Рисунок 11.3** – Построение круговой диаграммы асинхронной машины по данным опытов холостого хода и короткого замыкания

Построение круговой диаграммы, показанной на рис. 11.3, сводится к следующему.

1. По оси ординат направляется вектор напряжения, и под углом  $\varphi_0$  к нему в определенном масштабе откладывается вектор тока холостого хода  $I_0$  при номинальном (или особо оговоренном) значении напряжения.
2. Из конца этого вектора под углом  $\varphi_k$  в том же масштабе откладывается вектор полного тока короткого замыкания  $I_{k1}$ , приведенный к номинальному напряжению.

3. Графически определяется вектор приведенного тока ротора  $\mathbf{I}'_{к2}$ , из середины которого восстанавливается перпендикуляр до пересечения с прямой  $\mathbf{O} - \mathbf{A}$ , параллельной оси абсцисс, проходящей через конец вектора тока  $\mathbf{I}_0$ .
4. Точка пересечения  $\mathbf{O}''$  является центром окружности приведенных токов ротора, радиус которой равен отрезку  $\mathbf{O} - \mathbf{O}''$ , и в масштабе токов (А/мм):  $\mathbf{m}_1 = \frac{U_1}{x'_k} (\mathbf{O} - \mathbf{O}'')$  – половине тока короткого замыкания на индуктивное сопротивление:  $\frac{\mathbf{I}'_{к2L}}{2} = \frac{U_1}{2x'_k} = \mathbf{m}_1 (\mathbf{O} - \mathbf{O}'')$ . Полученная окружность является геометрическим местом концов векторов тока статора во всех возможных режимах работы асинхронной машины.

## 11.2. Анализ режимов работы и характеристик асинхронной машины с помощью круговых диаграмм

Анализ режимов работы асинхронной машины выполняется на основе баланса активных мощностей.

В двигательном режиме асинхронная машина потребляет из сети активную мощность, которая определяется произведением напряжения на активную составляющую тока:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3U_1 I_{1акт} \quad (11.3)$$

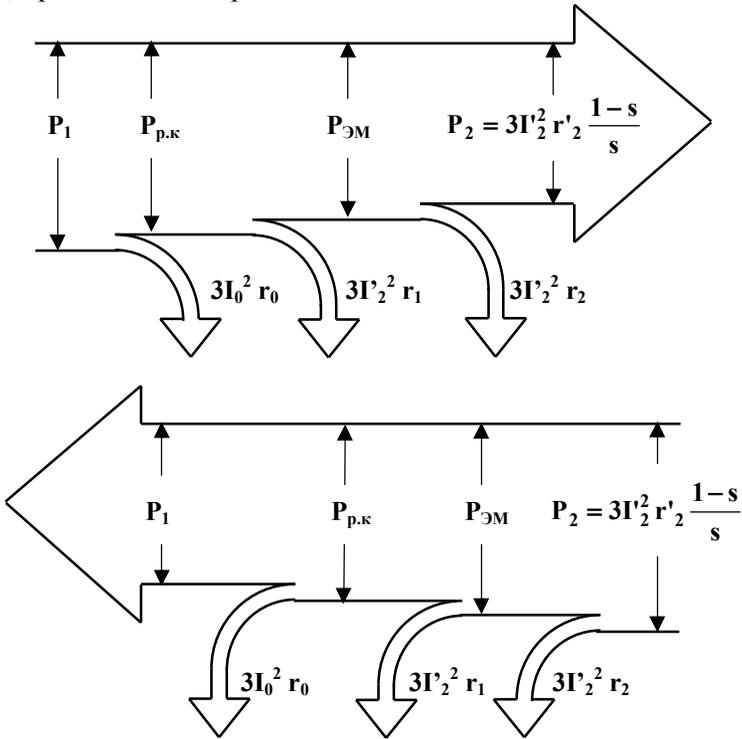
и согласно схеме замещения равна сумме потерь мощности в самой машине и механической мощности ротора:

$$P_1 = \Delta P_0 + \Delta P_{эл1} + \Delta P_{эл2} + P_2 = 3I_0^2 r_0 + 3I_2'^2 \left( r_1 + r_2' + \frac{1-s}{s} r_2' \right). \quad (11.4)$$

В генераторном режиме работы мощность подводится к ротору, и изменяет свой знак, поскольку скольжение при этом отрицательно. Баланс мощностей при этом имеет вид:

$$P_1 = P_2 - \Delta P_0 - \Delta P_{эл1} - \Delta P_{эл2} = 3I_2'^2 \left( \frac{1-s}{s} r_2' - r_1 - r_2' \right) - 3I_0^2 r_0. \quad (11.5)$$

Наглядное представление о балансе активных мощностей в двигательном и генераторном режимах работы дают энергетические диаграммы, приведенные на рис. 11.4.

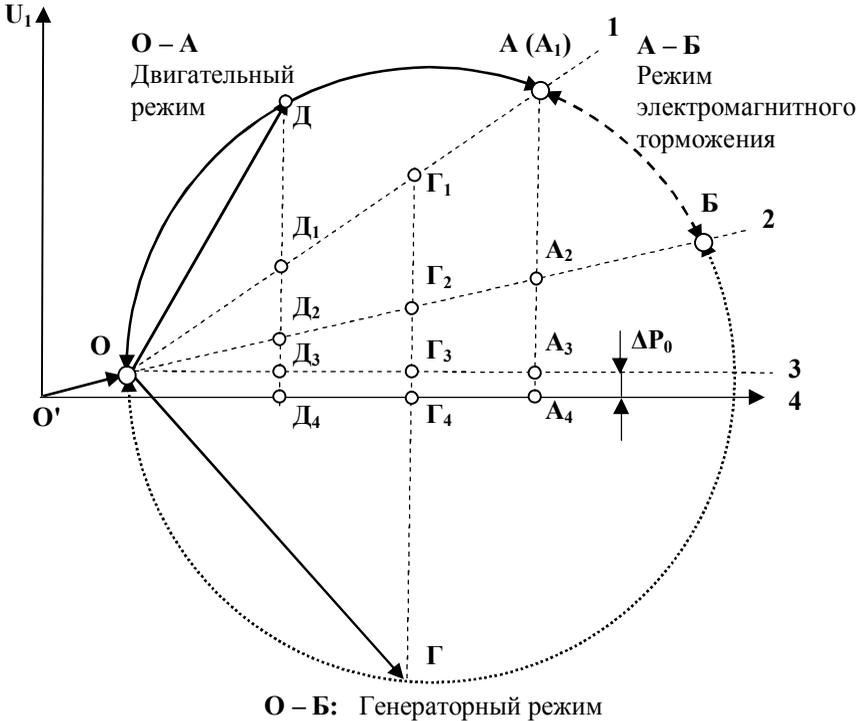


**Рисунок 11.4** – Энергетические диаграммы асинхронной машины в режимах двигателя (а) и генератора (б)

Из выражений (11.3) – (11.5) следует, что при неизменном по величине напряжении ( $U_1 = \text{const}$ ) все составляющие мощности пропорциональны активным составляющим тока, и поэтому в определенном масштабе выражаются соответствующими отрезками на круговой диаграмме (рис. 11.5).

При скольжении:  $s = 0$  имеет место режим идеального холостого хода, приведенный ток ротора равен нулю, и:  $P_1 = \Delta P_0$ . На круговой диаграмме этому режиму соответствует точка **О**. В упрощенной схеме замещения с учетом принятых допущений потери мощности  $\Delta P_0$  не зависят от нагрузки, и выражаются в масштабе мощности от-

резками  $D_3 - D_4 = \Gamma_3 - \Gamma = A_3 - A_4$ , заключенными между линиями  $O' - 4$  и  $O - 3$ , которые называются *линией подведенной мощности*, и *линией мощности рабочего контура* соответственно.



**Рисунок 11.5** – Круговая диаграмма и линии мощностей асинхронной машины в различных режимах работы:  $O - 1$  – линия механической мощности;  $O - 2$  – линия электромагнитной мощности;  $O - 3$  – линия мощности рабочего контура;  $O' - 4$  – линия подведенной мощности

Скольжению  $s = 1$  (точка  $A$ ) соответствует режим короткого замыкания, при котором механическая мощность равна нулю, и мощность, потребляемая из сети, равна сумме потерь:

$$P_1 = \Delta P_0 + \Delta P_{\Sigma 11} + \Delta P_{\Sigma 12} = 3I_0^2 r_0 + 3I_2'^2 r_1 + I_2'^2 r_2'. \quad (11.6)$$

Линия  $O - 1$  называется *линией механической мощности*, а дуга окружности  $O - A$  представляет собой годограф векторов тока в дви-

гательном режиме. Отрезки перпендикуляров  $D - D_1$ , восстановленных из любой точки на этой дуге в масштабе мощности равны механической мощности ротора.

При скольжении  $s = \pm \infty$  (точка Б) имеем:

$$3I_2^2 r'_2 + 3I_2^2 \frac{1-s}{s} r'_2 = 3I_2^2 \frac{r'_2 s + r'_2 - r'_2 s}{s} = 3I_2^2 \frac{r'_2}{\infty} = 0;$$

$$P_1 = 3I_0^2 r_0 + 3I_2^2 r_1 = P_{ЭМ}. \quad (11.7)$$

Линия  $O - 2$  называется *линией электромагнитной мощности* (*линией электромагнитных моментов*). Эта линия проходит через точку  $A_2$ , которая определяется исходя из пропорции:

$$\frac{\Delta P_{эл2}}{\Delta P_{эл1}} = \frac{3I_2^2 r'_2}{3I_2^2 r_1} = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{A_1 - A_2}{A_2 - A_3}.$$

Дуга окружности  $A - Б$  представляет собой годограф векторов тока в режиме электромагнитного тормоза, а дуга окружности  $O - Б$  соответствует генераторному режиму работы.

*Определение мощностей и электромагнитного момента.* Все мощности и их составляющие пропорциональны активным составляющим тока, и при постоянных значениях сопротивлений  $r_0, r_1, r'_2$  в масштабе мощностей  $m_p$ , равном для трехфазной машины:

$$m_p = 3m_1 U_1$$

выражаются отрезками перпендикуляров, восстановленных из любой точки окружности токов.

*В режиме двигателя:*

механическая мощность:

$$P_2 = m_p (D - D_1);$$

электромагнитная мощность:

$$P_{ЭМ} = m_p (D - D_2);$$

подведенная мощность:

$$P_1 = m_p (D - D_4);$$

потери в обмотке статора:

$$\Delta P_{эл1} = m_p (D_2 - D_3);$$

потери в роторе:

$$\Delta P_{эл2} = m_p (D_1 - D_2).$$

*В режиме генератора:*

подведенная механическая мощность:	$P_2 = m_p (\Gamma - \Gamma_1);$
электромагнитная мощность:	$P_{ЭМ} = m_p (\Gamma - \Gamma_2);$
мощность, генерируемая в сеть:	$P_1 = m_p (\Gamma - \Gamma_4);$
потери в обмотке статора:	$\Delta P_{эл1} = m_p (\Gamma_2 - \Gamma_3);$
потери в роторе:	$\Delta P_{эл2} = m_p (\Gamma_1 - \Gamma_2).$

Зная электромагнитную мощность и частоту вращения поля статора  $\omega_1$  легко вычислить и электромагнитный момент:

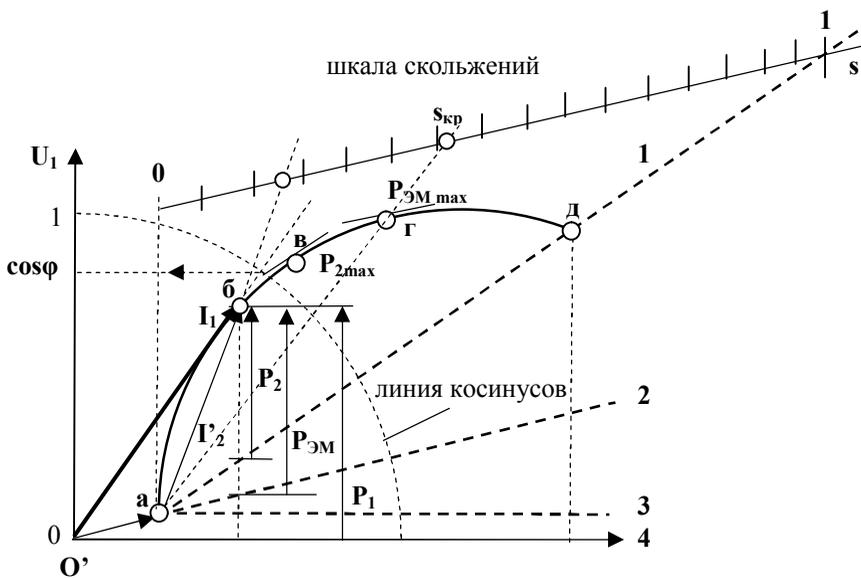
$$M_{ЭМ} = \frac{P_{ЭМ}}{\omega_1}, \quad (11.8)$$

а по известным значениям мощностей  $P_1$  и  $P_2$  – КПД в двигательном и генераторном режимах работы:

$$\eta_d = \frac{P_2}{P_1} = \frac{D - D_1}{D - D_4}; \quad \eta_g = \frac{P_1}{P_2} = \frac{\Gamma - \Gamma_4}{\Gamma - \Gamma_1}.$$

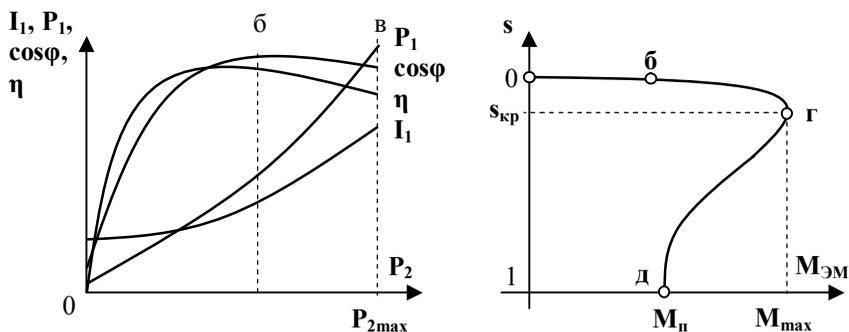
*Определение коэффициента мощности* удобнее всего производить с помощью дополнительно построенной дуги окружности с центром в точке  $O'$ . Численно коэффициент мощности равен отношению активной составляющей тока к полному току, которому на диаграмме соответствует отношение проекции любой точки этой дуги на ось ординат к радиусу. Поскольку радиус остается неизменным, в определенном масштабе  $\cos \varphi$  равен самой проекции. Удобно выбирать радиус равным 10 см, в этом случае отпадает необходимость в дополнительном разбиении шкалы.

*Определение скольжений* производится с помощью дополнительной шкалы, которая представляет собой отрезок прямой, параллельной линии электромагнитной мощности, заключенный между точками ее пересечения перпендикуляра, восстановленного из конца вектора тока холостого хода ( $s = 0$ ), и продолжением линии механической мощности ( $s = 1$ ), как это показано на рис. 11.6. Этот отрезок разбивается на деления. Скольжение определяется точкой пересечения продолжения вектора приведенного тока ротора со шкалой.



**Рисунок 1.6** – Построение рабочих и механических характеристик с помощью круговой диаграммы

*Построение рабочих характеристик* (рис. 11.7 – а). Первая точка (а) соответствует режиму холостого хода ( $P_2 = 0$ ). Ток  $I_1$  в масштабе равен модулю вектора тока холостого хода, мощность  $P_1$  – его активной составляющей,  $\cos\varphi$  определяется, как было показано ранее, проекцией точки пересечения продолжения вектора этого тока с линией косинусов, КПД равен нулю. На дуге окружности, соответствующей двигателю режиму выбирается ряд точек (на рисунке 11.6 – точка б), которые соединяются с началом координат (точка  $O'$ ). Длина соответствующего отрезка представляет собой в масштабе ток статора, отрезки, соответствующие в масштабе мощностям  $P_1$  и  $P_2$ , показаны на рис. 11.2, там же пунктиром показано определение коэффициента мощности, КПД равен отношению мощностей  $\eta = \frac{P_2}{P_1}$ . Точка «в», соответствующая максимуму механической мощности определяется точкой касания дуги линией, параллельной линии механической мощности. Соответствующие ей значения мощностей, тока, к.п.д. и коэффициента мощности определяются аналогично.



**Рисунок 11.7** – Рабочие (а) и механические (б) характеристики АД, построенные с помощью с помощью круговой диаграммы

*Построение механической характеристики* (рис. 11.7 – б). В режиме холостого хода:  $s = 0$ ;  $P_{EM} = 0$ ;  $M_{EM} = 0$ . Определение скольжения и электромагнитной мощности для точки «б» и других точек на дуге окружности показано построениями на рис. 11.6, а электромагнитный момент рассчитывается по формуле (11.8). Максимальному моменту и критическому скольжению соответствует максимум электромагнитной мощности, который определяется точкой «г» касания дуги линией, параллельной линии электромагнитной мощности. Пусковой момент определяется по электромагнитной мощности в точке «д» при  $s = 1$ . Для построения этой же характеристики, но в функции частоты вращения ротора  $M_{EM} = f(\omega_2)$  используется формула:

$$\omega_{2i} = \omega_1(1 - s_i).$$

При построении описанной круговой диаграммы принят ряд допущений, главные из которых заключаются в том, что в схеме замещения не учтен комплексный множитель  $C_1$ , а значения всех сопротивлений полагаются неизменными. Это приводит к неточным результатам расчета характеристик, в особенности при больших скольжениях. Существует ряд методов, позволяющих внести соответствующие коррективы в построение диаграмм, однако, при этом они существенно усложняются и теряют наглядность, не решая кардинально проблему точности.

## Глава 12. Пусковые характеристики асинхронных двигателей

### 12.1 Общие положения

При подключении асинхронных двигателей к сети в них возникают *электромагнитные* и *электромеханические* переходные процессы. В теории электрических машин рассматриваются главным образом *электромеханические* процессы, в которых анализируется только действие установившегося тока. Приведенный ток ротора, при пуске практически равный току статора, и пусковой момент равны:

$$I_1 \approx I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + C_1 r'_2)^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2}};$$

$$M_n = \frac{3U_1^2 r'_2}{\omega_1 \left( (r_1 + C_1 r'_2)^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2 \right)}.$$

Отсюда следует, что ограничение пусковых токов возможно либо увеличением полного сопротивления короткого замыкания, либо уменьшением величины приложенного напряжения. Пусковой момент можно увеличить только до значения максимального момента:

$$M_n = M_{\max} = \frac{3U_1^2}{2\omega_1 C_1 \left( r_1 + \sqrt{r_1^2 + x_k'^2} \right)},$$

которое имеет место в том случае, если:

$$s_{\text{кр}} = \frac{C_1 r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x_k'^2}} = 1.$$

Увеличить пусковой момент можно, либо воздействуя на критическое скольжение, либо уменьшая частоту вращения поля статора. Переходные процессы сопровождаются значительными потерями энергии, которые многократно превышают потери в номинальном режиме работы, и вызывают повышенный нагрев обмоток. Поскольку при пуске:  $I_1 \approx I'_2$ , суммарные электрические потери будут равны:

$$\Delta P_{эл} = 3I_2^2 (r_1 + r'_2) = 3I_2^2 r'_2 \left( 1 + \frac{r_1}{r'_2} \right) = \Delta P_{эл2} \left( 1 + \frac{r_1}{r'_2} \right). \quad (12.1)$$

Потери в роторе определим через механические параметры:

$$\Delta P_{эл2} = \Delta P_s = M \omega_1 s = M(\omega_1 - \omega_2), \quad (12.2)$$

где момент определяется из общего уравнения движения привода с учетом момента инерции и момента сопротивления:

$$M = J_{\Sigma} \frac{d\omega_2}{dt} + M_c. \quad (12.3)$$

Чтобы выделить потери энергии, обусловленные собственно переходным процессом, предположим, что момент статического сопротивления, приведённый к валу двигателя, равен нулю ( $M_c = 0$ ), что имеет место при пуске на холостой ход. Потери энергии в роторе в течение переходного процесса определяются интегрированием потерь мощности по времени и с учётом уравнений (12.2, 12.3) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta W_{n.n2} &= \int_0^{t_n} \Delta P_s(t) dt = \int_0^{t_n} \left( J_{\Sigma} \omega_1 \frac{d\omega_2}{dt} - J_{\Sigma} \omega_2 \frac{d\omega_2}{dt} \right) dt = \\ &= \int_{\omega_n}^{\omega_k} (J_{\Sigma} \omega_1 - J_{\Sigma} \omega_2) d\omega_2 = J_{\Sigma} \omega_1 (\omega_k - \omega_n) - J_{\Sigma} \frac{\omega_k^2 - \omega_n^2}{2}. \end{aligned} \quad (12.4)$$

Учитывая, что:  $\omega_2 = \omega_1(1 - s)$ , получаем:

$$\begin{aligned} \omega_k - \omega_n &= \omega_1 (s_n - s_k); \quad \omega_k^2 - \omega_n^2 = \omega_1^2 \left( (1 - s_k)^2 - (1 - s_n)^2 \right); \\ \Delta W_{n.n2} &= \frac{J_{\Sigma} \omega_1^2}{2} (s_n^2 - s_k^2). \end{aligned} \quad (12.5)$$

Из полученного выражения следует, что при пуске без нагрузки потери энергии за время переходного процесса зависят только от суммарного момента инерции системы  $J_{\Sigma}$ , синхронной частоты вращения  $\omega_1$ , начального ( $s_n$ ) и конечного ( $s_k$ ) скольжений.

## 12.2 Пуск двигателей с фазным ротором

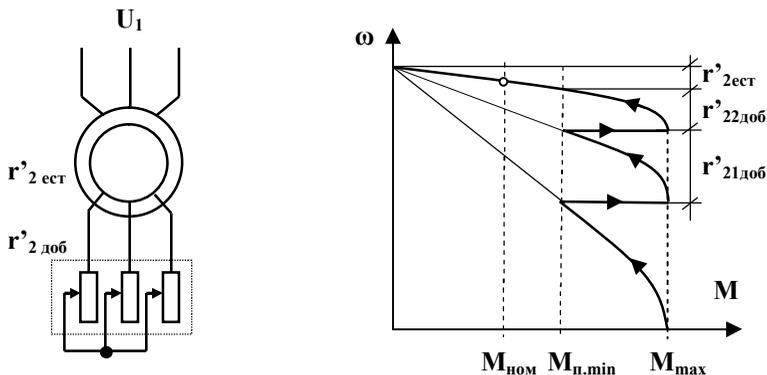
Пуск двигателей с фазным ротором основан на введении в цепь ротора добавочных активных сопротивлений, обеспечивающих увеличение момента и снижение токов на время пуска. Величина добавочного сопротивления, обеспечивающего получение максимального момента, рассчитывается по формуле:

$$r'_{21\text{доб}} + r'_{22\text{доб}} = \sqrt{r_1^2 + x_k'^2} - r'_{2\text{ест}}. \quad (12.6)$$

Пусковой ток при этом уменьшается и составляет:

$$I_1 \approx I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + C_1(r'_{2\text{ест}} + r'_{21\text{доб}} + r'_{22\text{доб}}))^2 + x_k'^2}}. \quad (12.7)$$

Обычно в процессе пуска добавочные сопротивления регулируют ступенями, обеспечивая определенные пределы изменения тока и момента. При уменьшении момента до значения  $M_{п.\text{min}}$  часть пускового реостата ( $r'_{21\text{доб}}$ ) закорачивается, в результате момент вновь возрастает до максимального значения, и двигатель переходит на новую характеристику. В конечном итоге пусковой реостат полностью выводится, и двигатель выходит на естественную характеристику. Число ступеней определяется требованиями к плавности пуска, а значения сопротивлений находят по пусковой диаграмме (рис. 12.1).



**Рисунок 12.1** – Схема (а) и пусковая диаграмма (б) асинхронного двигателя с фазным ротором

### 12.3. Двигатели с двойной беличьей клеткой и с глубокопазым ротором

Двигатели с двойной беличьей клеткой имеют две короткозамкнутые обмотки ротора, одна из которых является рабочей, а вторая – пусковой. Рабочая обмотка выполняется из медных стержней относительно большого сечения, обладает малым активным сопротивлением, и располагается на значительной глубине от поверхности ротора. Пусковая обмотка выполняется из материалов с повышенным активным сопротивлением (латуни или бронзы), ее стержни имеют относительно малое сечение, и располагаются вблизи поверхности ротора. Между стержнями рабочей и пусковой беличьих клеток имеется узкая щель (рис. 12.2). В результате средняя длина силовых магнитных линий, по которым замыкаются потоки рассеяния рабочей обмотки, значительно меньше, чем для потоков рассеяния пусковой обмотки. Таким образом, пусковая обмотка имеет относительно малое индуктивное сопротивление рассеяния, а рабочая – относительно большое.

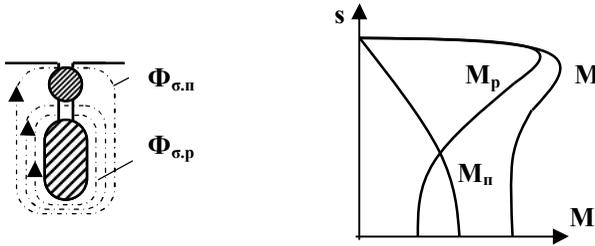


Рисунок 12.2. Разрез паза ротора (а) и механические характеристики (б) асинхронного двигателя с двойной беличьей клеткой

Токи в рабочей и пусковой беличьих клетках распределяются обратно пропорционально их полным сопротивлениям:

$$\frac{I_{2н}}{I_{2п}} = \frac{z_p}{z_n} = \frac{\sqrt{r_{2п}^2 + x_{2п}^2}}{\sqrt{r_{2н}^2 + x_{2н}^2}}.$$

В момент пуска частота тока в роторе велика, индуктивные сопротивления многократно превышают активные, и распределение токов определяется главным образом ими, поэтому на начальной стадии пуска ток в пусковой клетке больше тока в рабочей клетке:

$$\frac{I_{2n}}{I_{2p}} \approx \frac{x_{2p}}{x_{2n}}; \quad x_{2p} > x_{2n}; \quad I_{2n} > I_{2p}.$$

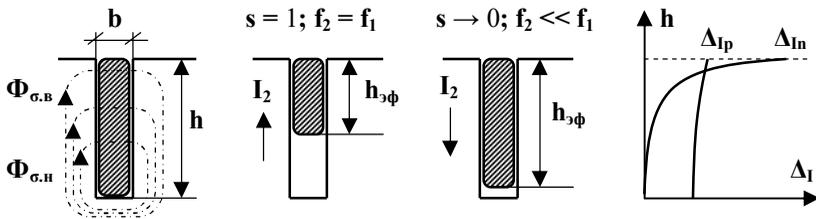
Пусковая обмотка имеет повышенное активное сопротивление, и критическое скольжение для нее близко к единице, поэтому она создает большой пусковой момент.

По мере разгона ротора скольжение и частота тока  $f_2$  в нем уменьшаются, что приводит к уменьшению индуктивных сопротивлений. В конце пуска они становятся значительно меньше активных сопротивлений, отношением которых и будет в основном определяться распределение токов. При этом ток в рабочей обмотке становится больше тока в пусковой обмотке:

$$\frac{I_{2n}}{I_{2p}} \approx \frac{r_{2p}}{r_{2n}}; \quad x_{2p} < x_{2n}; \quad I_{2n} < I_{2p},$$

и двигатель будет работать с малым скольжением и высоким **к.п.д.** Результирующий момент определяется суммированием моментов, создаваемых пусковой и рабочей обмотками. В области больших скольжений:  $1 \geq s \geq s_{кр}$  он существенно увеличивается по сравнению с моментом, создаваемым обычной беличьей клеткой (рис. 12.2 – б).

*Двигатели с глубокопазым ротором* имеют в магнитной системе ротора пазы, высота которых в 6 – 12 раз превышает ширину (рис.12.3). Короткозамкнутая обмотка обычно изготавливается путем заливки в эти пазы алюминия или его сплавов. Физические процессы, происходящие в них при пуске, во многом подобны процессам в двигателях с двойной беличьей клеткой. Роль пусковой обмотки при этом играют верхние части сечения стержней, для которых пути замыкания магнитных потоков рассеяния значительно длиннее, чем для нижних частей сечения. В момент пуска частота тока в роторе велика, и распределение токов определяется главным образом индуктивными сопротивлениями. Поскольку индуктивность нижних слоев короткозамкнутой обмотки значительно больше индуктивности ее верхних слоев, поэтому ток вытесняется в верхние слои. В результате эффективная глубина проникновения тока, и эффективное сечение проводников уменьшаются, а активное сопротивление – возрастает. Это приводит к увеличению критического скольжения и пускового момента.



**Рисунок 12.3** – Физические процессы в глубокопазном роторе при пуске асинхронного двигателя

По мере разгона ротора скольжение и частота в нем уменьшаются, что приводит к уменьшению влияния индуктивных сопротивлений на распределение тока по сечению проводников. Эффективная глубина проникновения и эффективное сечение проводников увеличиваются, ток возвращается в нижние слои (рис. 12.3). После окончания разгона плотность тока становится практически одинаковой по всему сечению, активное сопротивление стержней уменьшается, двигатель работает с малым скольжением и высоким к.п.д. цепи ротора.

Таким образом, активное сопротивление  $r_2$  в двигателях с глубокопазым ротором изменяется в процессе разгона. Это не влияет на величину максимального момента, но влияет на критическое скольжение, и пусковой момент.

#### 12.4. Пуск асинхронных двигателей путем изменения частоты вращения поля статора

Ранее было показано, что при прямом пуске в одну ступень ( $s_n = 1; s_k \approx 0$ ) потери в роторе независимо от прочих условий равны запасу кинетической энергии инерционной массы  $J_\Sigma$ , вращающейся с

частотой  $\omega_1$ :  $\Delta W_{n,n2} = J_\Sigma \omega_1^2 / 2$ .

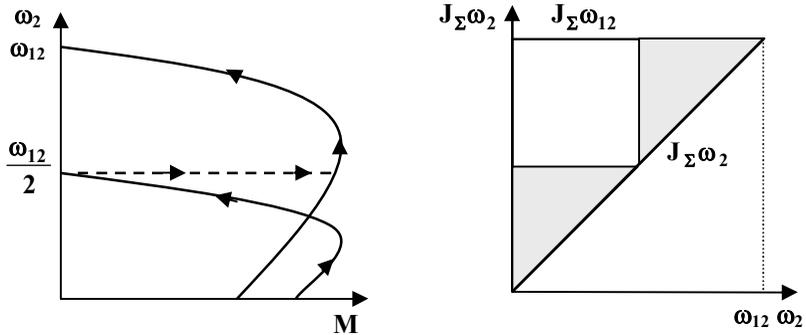
Эффективным средством уменьшения потерь является пуск с изменением синхронной частоты вращения. Например, при пуске в две ступени имеем следующие исходные данные:

$$\omega_{11} \approx \frac{1}{2} \omega_{12}; \quad s_{n1} = 1; \quad s_{k1} \approx 0; \quad s_{n2} \approx \frac{1}{2}; \quad s_{k2} \approx 0.$$

Подставляя эти значения в исходное уравнение, получим:

$$\Delta W_{n.n2} = \frac{J_{\Sigma}^2}{2} \left( \frac{\omega_{12}}{2} \right)^2 + \frac{J_{\Sigma} \omega_{12}^2}{2} \left( \frac{1}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} \times \frac{J_{\Sigma} \omega_{12}^2}{2}.$$

Электрические потери в роторе на каждом из участков уменьшаются в четыре раза, а суммарные потери – вдвое (рис. 12.4).



**Рисунок 12.4** – Механические характеристики (а) и потери энергии (б) при пуске асинхронного двигателя в две ступени

При пуске в четыре ступени они сократятся в четыре раза, а при пуске в  $n$  ступеней с равными приращениями:  $\Delta\omega_1 = \frac{\omega_1}{n}$  суммарные потери составляют:

$$\Delta W_{n.n2} = \frac{1}{n} \frac{J_{\Sigma} \omega_1^2}{2}, \quad (12.8)$$

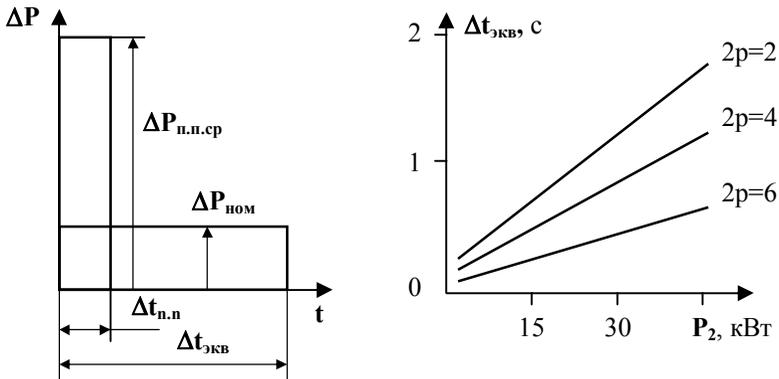
и теоретически могут быть сведены к нулю. В действительности это невозможно, поскольку время переходного процесса увеличивается, что приводит к возрастанию потерь холостого хода.

Из уравнений (12.5), (12.8) видно, что при оценке любых переходных процессов важнейшую роль играет постоянная для данного двигателя величина кинетической энергии  $\frac{J\omega_1^2}{2}$ . Чтобы дать оценку энергетическим свойствам переходных процессов, введём понятие эквивалентного времени разгона, под которым будем понимать время,

за которое двигатель, затратив то же количество энергии, что и при реальном пуске вхолостую, разогнался бы из неподвижного состояния до синхронной частоты вращения, если бы разгон шёл с потерями мощности, равным потерям при работе с номинальной нагрузкой:

$$\Delta t_{\text{экв}} = \frac{J\omega_1^2}{2} / \Delta P_{\text{ном}} = \frac{J\omega_1^2}{2} \frac{\eta_{\text{ном}}}{P_{2\text{ном}}(1-\eta_{\text{ном}})}. \quad (12.9)$$

Используя это выражение, можно оценить собственные энергетические свойства любого электродвигателя. На рис. 12.5 показано, каким образом эквивалентное время разгона зависит от мощности и числа пар полюсов двигателей серии 4А.



**Рисунок 12.5** – Определение эквивалентного времени разгона (а) и его зависимость от мощности при различном числе пар полюсов (б)

Учитывая полный момент инерции электропривода при переходном процессе, можно найти и эквивалентное время пуска с учётом конкретных условий. Сравнив это время с временем рабочего цикла, можно судить о целесообразности реализации управляемых переходных процессов. Данная задача наиболее актуальна для мощных двигателей с большими инерционными массами.

Уменьшения потерь энергии при пуске асинхронных двигателей достигается за счет реализации следующих мероприятий: снижение суммарного момента инерции, организация пуска без нагрузки; регулирование частоты вращения поля статора.

## 12.5. Пуск при пониженном напряжении

Ограничение пусковых токов асинхронных двигателей путем понижения напряжения применяется в том случае, если пуск осуществляется без нагрузки. Ток при этом уменьшается пропорционально напряжению, а момент – пропорционально его квадрату, то есть – в значительно большей степени. Например, при пуске путем переключения обмоток со звезды на треугольник напряжение и ток уменьшаются в  $\sqrt{3}$  раз, а момент – в три раза.

В общем случае пуск обеспечивается в том случае, если выполняется условие:

$$\mu_n M_{\text{ном}} U^{*2} \geq M_{c0} + M_{\text{изб}}, \quad (12.10)$$

где  $\mu_n$  и  $M_{\text{ном}}$  – кратность пускового момента (приводится в каталожных данных) и номинальный момент электродвигателя;  $U^* = U/U_{\text{ном}}$  – относительное снижение напряжения;  $M_{c0}$  – момент статического сопротивления при трогании, приведенный к валу двигателя;  $M_{\text{изб}} = M_{\text{дв}} - M_c$  – минимально необходимый для обеспечения успешного пуска избыточный момент (обычно принимается равным  $0,2 - 0,25M_c$ ).

Из условия (12.10) можно определить минимально необходимое для успешного пуска напряжение:

$$U^*_{\text{min}} = \sqrt{\frac{M_{c0} + M_{\text{изб}}}{\mu_n M_{\text{ном}}}}. \quad (12.11)$$

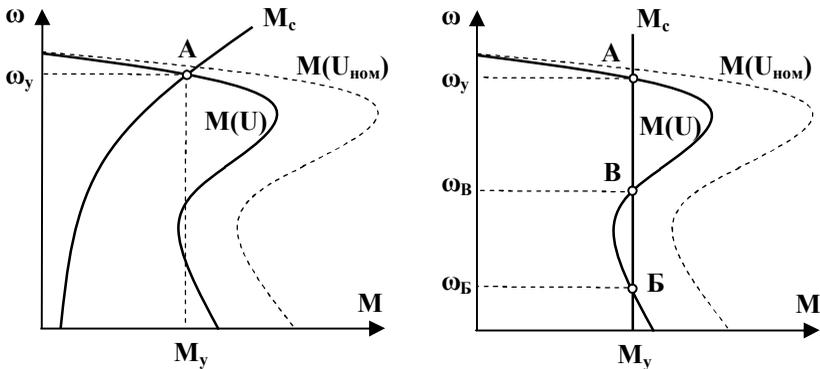
Момент статического сопротивления, который существенно влияет на пусковые характеристики, является функцией частоты вращения. Наиболее тяжелые условия пуска имеют место для характеристик постоянного момента:  $M_c = M_{c0} = \text{const}$ . В системе относительных единиц:  $M_c = \mu_c M_{\text{ном}}$ ;  $M_{\text{изб}} = \mu_{\text{изб}} M_c$  при этом получим:

$$U^*_{\text{min}} = \sqrt{\frac{\mu_c (1 + \mu_{\text{изб}})}{\mu_n}}. \quad (12.12)$$

Из этого выражения следует, что снижение напряжения при пуске возможно только в том случае, если для кратности пускового момента выполняется условие:

$$\mu_n > \mu_c (1 + \mu_{изб}). \quad (12.13)$$

Избыточный момент в процессе пуска под нагрузкой не остается постоянным, и зависит от закона изменения момента сопротивления. Из характеристик, показанных на рис. 12.6 – а, видно, что при вентиляторном моменте сопротивления момент  $M(U)$ , развиваемый двигателем при пониженном напряжении, всегда больше момента сопротивления, поэтому пуск произойдет успешно, и двигатель будет устойчиво работать в точке А при небольшом уменьшении установившихся значений частоты вращения и момента. При характеристике постоянного момента (рис. 12.6 – б) снижение напряжения приводит к тому, что на участке Б – В момент сопротивления превышает момент, развиваемый двигателем, и разгон двигателя до точки установившейся работы в этих условиях невозможен.



**Рисунок 12.6** – Механические характеристики асинхронного двигателя при пуске на пониженном напряжении при вентиляторном (а) и постоянном (б) моменте сопротивления

В таких случаях необходимо обеспечивать пуск без нагрузки. Для этого применяются особые методы, которые включают в себя блокировки от завалов в системах автоматического управления, транспортерами, использование упругих звеньев и разгонных муфт при сочленении двигателей и рабочих механизмов, которые обеспечивают сцепление с нагрузкой только после того, как двигатель разгонится.

## 12.6. Пуск в условиях соизмеримой мощности

В условиях эксплуатации прямой пуск асинхронных двигателей большой мощности электроснабжения может вызвать значительные просадки напряжения на участке сети. Это может привести не только к нарушению условий успешного пуска (12.10 – 12.12), но и отрицательно влияет на характеристики других потребителей, подключенных в непосредственной электрической близости.

Кратковременные снижения (провалы) напряжения по-разному влияют на работоспособность электроприемников: в определенных пределах они не представляют опасности для вращающихся электрических машин, обладающих достаточным запасом кинетической энергии, но могут вызвать отключение магнитных пускателей, погасание люминесцентных ламп, сбои в работе персональных компьютеров, и нарушение нормального функционирования многих других электроприемников. Провалы напряжения объясняются большим увеличением тока и полной мощности, потребляемой двигателем из сети при пуске. Как было показано ранее, вторичное напряжение трансформаторов зависит не только от величины, но и от характера нагрузки, а его относительное изменение определяется по формуле:

$$\Delta u = \frac{U'_{20} - U'_2}{U'_{20}} = \beta (u_{ка} \cos \varphi_2 + u_{кр} \sin \varphi_2), \quad (12.14)$$

где  $U'_{20}, U'_2$  – приведенные значения вторичных напряжений в режимах холостого хода и нагрузки;  $\beta = \frac{I'_2}{I'_{2ном}}$  – коэффициент нагрузки, характеризующий модуль тока;  $u_{ка}, u_{кр}$  – активная и реактивная составляющие напряжения короткого замыкания трансформатора, о.е.;  $\varphi_2$  – фазовый угол нагрузки.

Для выявления некоторых особенностей изменений напряжения при пуске асинхронных двигателей запишем это выражение в более удобном для анализа виде. Учитывая, что активная и реактивная составляющие напряжения короткого замыкания равны:

$$u_{кр} = u_k \sin \varphi_k; \quad u_{ка} = u_k \cos \varphi_k$$

и известную формулу тригонометрических преобразований:

$$\cos \varphi_{\kappa} \cos \varphi_2 + \sin \varphi_{\kappa} \sin \varphi_2 = \cos(\varphi_{\kappa} - \varphi_2),$$

получаем:

$$\Delta u = \beta u_{\kappa} \cos(\varphi_{\kappa} - \varphi_2). \quad (12.15)$$

Оценим с помощью этого выражения относительные потери напряжения при пуске. Коэффициент загрузки в момент пуска увеличивается пропорционально току, фазовый угол  $\varphi_2$  при нагрузке, близкой к номинальной, находится в пределах:  $\varphi_{2\text{ном}} \approx 30^\circ - 40^\circ$ , а при пуске весьма близок к фазовому углу короткого замыкания трансформатора  $\varphi_{\kappa}$ :  $\varphi_{2\text{п}} \approx \varphi_{\kappa} \approx 60^\circ - 80^\circ$ , т.е.  $\cos(\varphi_{\kappa} - \varphi_{2\text{п}}) \approx 1$ . Отсюда несложно получить отношение:

$$\frac{\Delta u_{\text{п}}}{\Delta u_{\text{ном}}} \approx \frac{k_1}{\cos(\varphi_{\kappa} - \varphi_{2\text{ном}})} \approx (1,3 - 1,5)k_1, \quad (12.16)$$

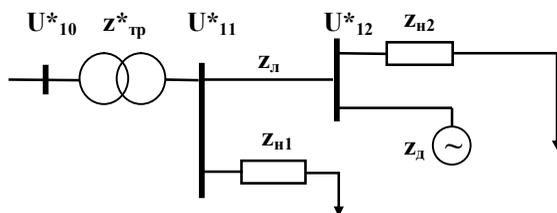
из которого следует, что при кратности пускового тока  $k_1 = (5 - 7)$  относительные потери напряжения, вызываемые пусковыми токами, могут возрастать по сравнению с потерями, имеющими место при номинальном токе, в 7 - 10 раз. При ограниченной мощности трансформатора и участка сети, к которому подключается двигатель, это приводит к значительным снижениям напряжения в этой точке.

Правила устройства электроустановок допускают снижение напряжения на зажимах пускаемого асинхронного двигателя до 30%, на зажимах работающих двигателей - до 20 %. Для расчета фактического снижения напряжения нужно знать конфигурацию электрической сети и параметры всех ее элементов и нагрузок. На рис. 12.17 приведена типичная для сетей ограниченной мощности расчетная схема.

Относительное значение напряжения  $U^*_{12}$  на общих шинах пускаемого электродвигателя и подключенной к ним нагрузки рекомендуется определять по формуле:

$$U^*_{12} = 1 - \left( \frac{z_{\text{тп}}}{z_{\text{тп}} + z_{\text{н1}}} + \frac{z_{\text{тп}} + z_{\text{л}}}{z_{\text{тп}} + z_{\text{л}} + z_{\text{н2}}} + \frac{z_{\text{тп}} + z_{\text{л}}}{z_{\text{тп}} + z_{\text{л}} + z_{\text{л}}} \right), \quad (12.17)$$

где  $z_{\text{тп}}$ ,  $z_{\text{л}}$  - полные сопротивления трансформатора и линии электропередачи;  $z_{\text{л}}$  - сопротивление короткого замыкания пускаемого электродвигателя;  $z_{\text{н1}}$ ,  $z_{\text{н2}}$  - сопротивления нагрузок.



**Рисунок 12.17** – Расчетная схема для оценки относительного снижения напряжения при пуске асинхронного двигателя

С целью упрощения расчетов и внесения в их результаты определенного запаса, учитывающего неоднозначность исходных данных, в выражении (12.17) арифметически суммируются модули полных сопротивлений. Если нагрузки заданы токами, их сопротивления определяются по формулам:

$$z_{н1} = \frac{U_{ном}}{I_{н1}} ; \quad z_{н2} = \frac{U_{ном}}{I_{н2}} . \quad (12.18)$$

Сопротивление короткого замыкания пускаемого электродвигателя рассчитывается по номинальным значениям напряжения, тока и кратности пускового тока  $k_I = 5 - 7$ , которые всегда приводятся в каталожных данных:

$$z_{д} = \frac{U_{ном}}{k_I I_{ном}} . \quad (12.19)$$

## Глава 13. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей

### 13.1. Общие положения

При выполнении различных технологических операций часто возникает необходимость в регулировании частоты вращения, ускорения электропривода. Основными способами регулирования являются параметрическое регулирование, и регулирование в замкнутых системах автоматического управления.

Параметрический способ подразумевает изменение каких-либо параметров самой электрической машины с целью получения требуемых искусственных характеристик.

При втором способе регулирования требуемые характеристики формируются за счет обратных связей по частоте вращения, моменту, току и другим параметрам.

В общем случае частота вращения ротора асинхронной машины определяется известным соотношением:

$$\omega_2 = \omega_1(1 - s) = \frac{2\pi f_1}{p}(1 - s), \quad (13.1)$$

из которого следует, что принципиально возможны три способа ее регулирования:

- изменением частоты питающего напряжения  $f_1$ ;
- изменением числа пар полюсов  $p$ ;
- изменением скольжения  $s$ .

Принципиальное отличие первых двух способов от третьего заключается в том, что при их реализации изменяется частота вращения поля статора  $\omega_0$ .

Момент сопротивления и мощность рабочих механизмов в свою очередь зависят от частоты вращения ротора, что необходимо учитывать при выборе способа регулирования.

Среди приводных характеристик рабочих машин наиболее важными являются механические, которые представляют собой зависимость между моментом сопротивления, приведённым к валу двигателя, и частотой вращения. Общее уравнение механической характеристики имеет следующий вид:

$$M_c = M_{c0} + (M_{c,ном} - M_{c0}) \left( \frac{\omega_2}{\omega_{2ном}} \right)^\alpha, \quad (13.2)$$

где  $M_{c0}$  – момент трогания;  $M_{c,ном}$ ;  $\omega_{2ном}$  – номинальные момент сопротивления и частота вращения рабочего механизма, приведённые к валу двигателя.

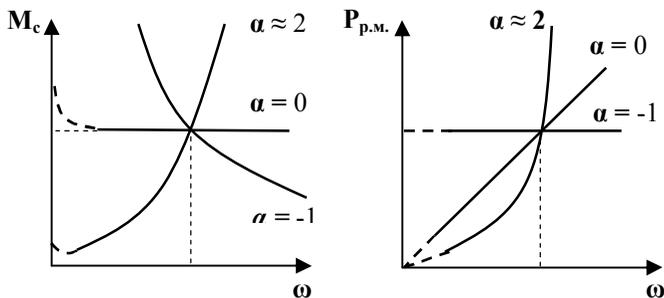
Тип механической характеристики определяется показателем степени  $\alpha$ , и по которому они подразделяются на следующие виды:

- вентиляторные характеристики ( $\alpha \geq 2$ ) имеют машины, принцип действия которых основан на законах аэро и гидродинамики (вентиляторы, центробежные, вентиляторы, пропеллерные мешалки и другие подобные механизмы);
- линейно-возрастающими (слабовентиляторными) характеристиками ( $\alpha \approx 1$ ) обладают машины, у которых составляющая полезного момента, создаваемого собственно нагрузкой, существенно меньше момента холостого хода: зерноочистительные машины, сепараторы, поршневые компрессоры, молотилки;
- характеристики постоянного момента ( $\alpha = 0$ ) имеют машины с большим числом точек трения (транспортёры, грузоподъёмные механизмы, машины текстильной и целлюлозно-бумажной промышленности);
- характеристики постоянной мощности ( $\alpha = -1$ ) имеют металлорежущие и деревообрабатывающие станки, у которых составляющая момента на преодоление нагрузки многократно превышает момент холостого хода.

Мощность, требуемая для привода рабочего механизма, зависит не только от момента сопротивления, но и от частоты вращения:

$$P_{p.m.} = M_c \omega_2. \quad (13.3)$$

и изменяется в процессе регулирования. Устойчивая работа и достаточно высокие энергетические показатели обеспечиваются только при определенном сочетании характеристик рабочих машин, показанных на рис 13.1, с характеристиками самого электродвигателя, получаемых при его регулировании.



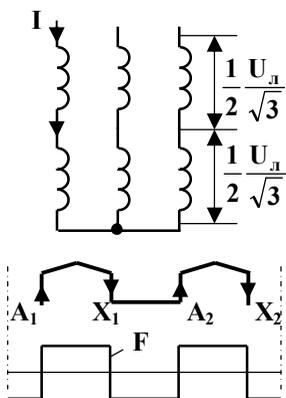
**Рисунок 13.1** – Типовые зависимости момента сопротивления (а) и мощности (б) рабочих механизмов от частоты вращения

### 13.2. Регулирование путем изменения числа пар полюсов

Этот способ регулирования обеспечивает ступенчатое изменение частоты вращения поля статора, максимальное значение которой при частоте 50 Гц составляет  $\omega_1 = 2\pi f_1 = 314\text{c}^{-1}$  (3000 об/мин). При изменении числа пар полюсов можно получить частоты вращения 1500; 1000; 750 об/мин. Поскольку увеличение числа пар полюсов приводит к усложнению обмотки и возрастанию расхода материалов, более низкие частоты вращения обычно выгоднее получать за счет механических передач.

Существует множество схмотехнических решений обмоток статора, называемых *полюсопереключаемыми*, однако чаще всего используется принцип реверсирования тока в отдельных их секциях. При этом помимо задачи собственно регулирования частоты вращения для обеспечения устойчивости работы и сохранения достаточно высоких энергетических показателей на различных ступенях регулирования необходимо определенным образом изменять электромагнитный момент и мощность двигателя.

На рис. 13.2 – а показана схема формирования обмотки, обеспечивающей получение двух пар полюсов. Каждая фаза состоит из двух последовательно-согласно соединенных секций, на каждую из которых приходится половина фазного напряжения. Направление тока в секциях одинаково (от начала каждой секции к ее окончанию). Три фазы соединены между собой в звезду. Частота вращения поля составляет половину высшей частоты. Расчетные значения мощности и момента показаны на рис. 13.2 – б.



$$2p = 4; \quad \frac{1}{2} \omega_1$$

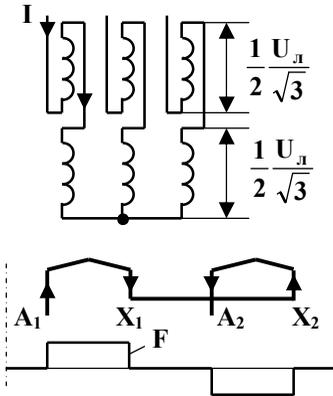
$$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi = \sqrt{3} U_{\text{л}} I \cos \varphi$$

$$M_{2p=4} = \frac{P_{2p=4}}{\frac{1}{2} \omega_1} = \frac{2P_{2p=4}}{\omega_1}$$

**Рисунок 13.2** – Схема формирования фазы обмотки с числом пар полюсов  $2p = 4$  (а), и расчетные значения мощности и момента (б)

Новую частоту вращения поля статора можно получить, изменив направление тока в одной из секций. При последовательно-встречном соединении секций направление тока в одной из них остается неизменным, а в другой – изменяется на противоположное (от конца секции к ее началу). Напряжения, подведенные к каждой из секций, при этом остаются неизменными (рис. 13.3 – а). В результате на расточке статора укладывается лишь один период изменения намагничивающей силы, и частота вращения поля увеличивается в два раза. Поскольку ток последовательно протекает через те же секции, мощность остается неизменной ( $P_{2p=2} = P_{2p=4}$ ), а электромагнитный момент уменьшается в два раза ( $M_{2p=2} = \frac{1}{2} M_{2p=4}$ ), рис. 13.3 – б.

Такую же частоту вращения можно получить и при сохранении схемы соединения обмоток при параллельном соединении секций (рис. 13.4 – а), но мощность и электромагнитный момент при этом изменяются (рис. 13.4 – б). Это происходит по той причине, что к каждой из секции уже подводится полное фазное напряжение, и при тех же токах мощность становится в два раза больше ( $P_{2p=2} = 2P_{2p=4}$ ), а электромагнитный момент остается примерно таким же, как и при исходном соединении с двумя парами полюсов ( $M_{2p=2} = M_{2p=4}$ ).

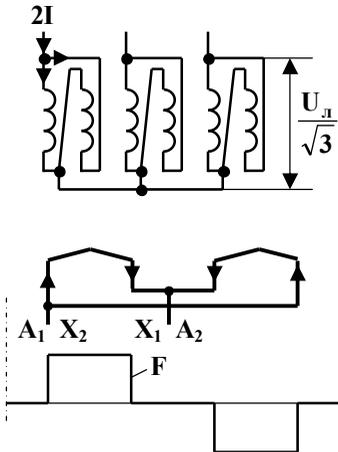


$$2p = 2; \quad \omega_1$$

$$P_{2p=2} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_n}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi = \\ = \sqrt{3} U_n I \cos \varphi = P_{2p=4}$$

$$M_{2p=2} = \frac{P_{2p=4}}{\omega_1} = \frac{1}{2} M_{2p=4}$$

**Рисунок 13.3** – Схема формирования фазы обмотки с числом пар полюсов  $2p = 2$  (а) при последовательно-встречном соединении секций; расчетные значения мощности и момента (б)



$$2p = 2; \quad \omega_1$$

$$P_{2p=2} \approx 3 \times \frac{U_n}{\sqrt{3}} \times 2I \cos \varphi = \\ = 2\sqrt{3} U_n I \cos \varphi = 2P_{2p=4}$$

$$M_{2p=2} = \frac{2P_{2p=4}}{\omega_0} = M_{2p=4}$$

**Рисунок 13.4** – Схема формирования фазы обмотки с числом пар полюсов  $2p = 2$  (а) при параллельно-встречном соединении секций; расчетные значения мощности и момента (б)

Возможны и иные способы соединения секций, позволяющие получить другие значения мощности и момента при тех же частотах вращения. Их характеристика приведена в таблице 13.1.

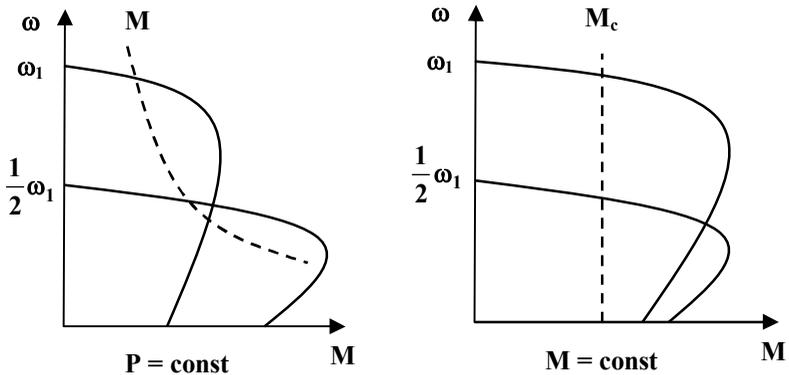
**Таблица 13.1.** Мощности и моменты полюсопереключаемых двигателей при различных схемах соединения обмоток

Схема соединения обмоток ( $2p = 4 / 2p = 2$ )	Мощность при $2p = 4$ и $2p = 2$	$\frac{P_{2p=4}}{P_{2p=2}}$	$\frac{M_{2p=4}}{M_{2p=2}}$
Y/Y	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi$	1,0	2,0
	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi$		
Y/Y	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi$	0,5	1,0
	$P_{2p=2} \approx 3 \times \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} \times 2I \cos \varphi$		
Y/Δ	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$
	$P_{2p=2} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2} \times I \cos \varphi$		
Y/ΔΔ	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2\sqrt{3}} \times I \cos \varphi$	$\frac{1}{2\sqrt{3}}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}$
	$P_{2p=2} \approx 3 \times U_{\text{л}} \times 2I \cos \varphi$		
Δ/Y	$P_{2p=4} \approx 3 \times 2 \times \frac{U_{\text{л}}}{2} \times I \cos \varphi$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\sqrt{3}$
	$P_{2p=2} \approx 3 \times \frac{U_{\text{л}}}{\sqrt{3}} \times 2I \cos \varphi$		

Все указанные соотношения являются приближенными, поскольку при изменении схем соединения обмоток практически невозможно обеспечить постоянство их параметров.

Для выполнения переключений необходимо снабжать двигатели дополнительной коммутационной аппаратурой, что приводит к их удорожанию. Тем не менее, данный способ является относительно простым, характеризуется достаточно высокими энергетическими показателями, и потому находит довольно широкое применение в тех случаях, когда нет необходимости в плавном регулировании.

Примеры формирования механических характеристик, обеспечивающих при регулировании частоты вращения постоянство мощности и постоянство момента, приведены на рис. 13.5.



**Рисунок 13.5** – Механические характеристики полусоперключаемого двигателя при постоянной мощности (а) и постоянном моменте (б)

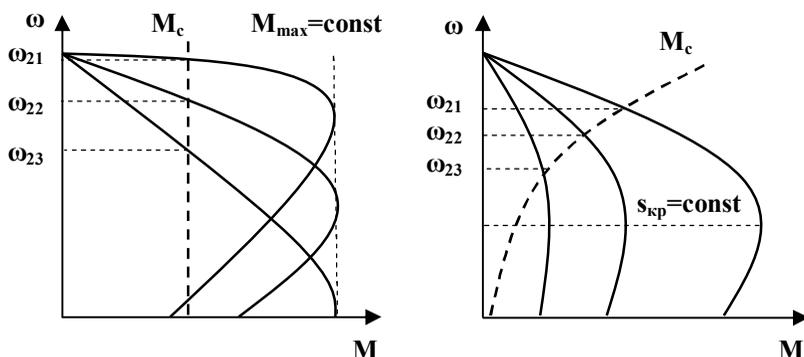
### 13.3. Регулирование частоты вращения изменением скольжения

Этот способ возможен только при определенном сочетании механических характеристик двигателя и рабочей машины. Основное значение имеют регулирование за счет введения в цепь ротора добавочных сопротивлений, и регулирование изменением величины питающего напряжения (рис. 13.6).

Первый способ реализуется в двигателях с фазным ротором. При введении в цепь ротора добавочного сопротивления максимальный момент остается неизменным, а наклон характеристик и скольжение увеличиваются. Частоты вращения определяются точками пересечения характеристик двигателя и рабочей машины. Регулирование неэкономично, поскольку потери скольжения возрастают пропорционально скольжения по мере увеличения глубины регулирования:

$$\Delta P_{s,i} = M_c (\omega_1 - \omega_{2i}) = M_c \omega_1 s_i . \quad (13.4)$$

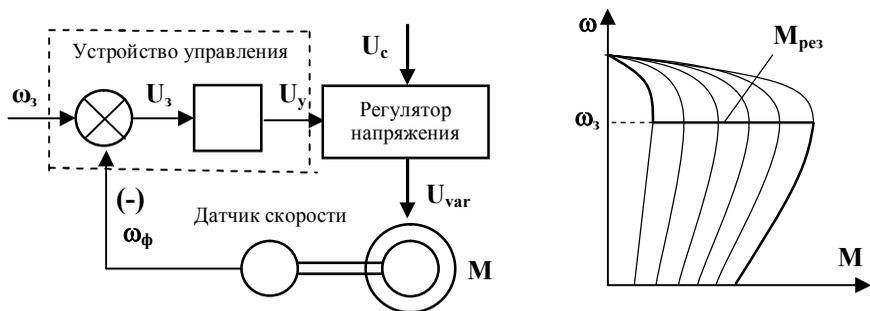
Применяется главным образом для кратковременного регулирования, например, для плавной доводки грузов при невысоких требованиях к стабильности частоты вращения.



**Рисунок 13.6** – Регулирование изменением скольжения путем введения в цепь ротора добавочного сопротивления (а), и путем изменения величины приложенного напряжения (б)

Второй способ находит более широкое применение, главным образом, в электроприводе вентиляционных установок. В отличие от первого способа изменение напряжения приводит к уменьшению развиваемого двигателем момента в квадратичной зависимости, в то время как критическое скольжение остается неизменным. Для получения достаточно широкого диапазона регулирования в них используются специальные двигатели, имеющие повышенное номинальное скольжение (18 – 12%). При уменьшении частоты вращения уменьшается и электромагнитный момент, поэтому потери скольжения относительно невелики. Они имеют максимум при частоте вращения, составляющей  $\frac{2}{3}\omega_1$ , и уменьшаются при дальнейшем ее снижении. Поскольку в общем случае:  $P = M\omega$ , механическая мощность вентиляторов пропорциональна третьей степени частоты вращения, и, несмотря на низкий КПД такое регулирование экономичнее дросселирования задвижками и других механических способов, не обеспечивающих изменения частоты вращения, хотя и уступает регулированию путем изменения частоты вращения поля статора. Для регулирования напряжения используются как автотрансформаторы, так и полупроводниковые (преимущественно тиристорные) регуляторы.

Более качественные механические характеристики АД позволяет получить замкнутая система регулирования с отрицательной обратной связью по частоте вращения (рис. 13.7 – а).



**Рисунок 13.7** – Структурная схема замкнутой системы регулирования с отрицательной обратной связью по частоте вращения (а) и механические характеристики регулируемого асинхронного двигателя (б)

Принцип действия такой системы регулирования заключается в следующем. Задающее напряжение  $U_z$ , которое затем усиливается и преобразуется в напряжение  $U_y$ , управляющее полупроводниковым регулятором, формируется путем сравнения заданной  $\omega_z$  и фактической  $\omega_\phi$  частот вращения. Уменьшение частоты вращения приводит к увеличению управляющего напряжения  $U_y$  и напряжения  $U_{var}$  на выходе регулятора, что в свою очередь вызывает увеличение электромагнитного момента. В результате частота вращения увеличивается до заданного уровня. В случае увеличения частоты вращения вследствие уменьшения нагрузки происходят обратные процессы. Таким образом, система автоматического регулирования путем изменения величины напряжения, приложенного к обмотке статора, формирует бесконечное множество механических характеристик, заключенных между характеристиками, получаемыми при максимальном и минимальном напряжениях. Результирующий момент при этом изменяется по прямой, практически параллельной оси абсцисс, на уровне заданной частоты вращения  $\omega_z$  (рис. 13.7 – б). Жесткость рабочего участка характеристики является главным достоинством данной системы, поскольку позволяет обеспечивать устойчивую работу при изменениях момента сопротивления. В то же время, потери скольжения при глубоком регулировании могут быть достаточно велики, и энергетические показатели остаются низкими.

Станции автоматического управления, построенные по этому принципу, применяются в грузоподъемных механизмах.

## 13.4 Частотное регулирование

С технической точки зрения частотное регулирование является наиболее эффективным способом, поскольку позволяет получить плавное изменение частоты вращения поля статора и обеспечивает при этом оптимальные законы изменения мощности, момента, и высокие энергетические показатели. Долгое время его возможности ограничивались необходимостью применения весьма сложных, дорогих, и относительно ненадежных преобразовательных устройств. В настоящее время эта проблема в значительной мере решена путем создания статических полупроводниковых преобразователей.

Как известно, ЭДС асинхронного двигателя, приблизительно равна приложенному к обмотке статора напряжению и определяется зависимостью:

$$U_1 \approx E = 4,44k_{\text{обм}} W_1 f_1 \Phi, \quad (13.5)$$

из которого следует, что одновременно с частотой необходимо изменять и величину приложенного напряжения. Невыполнение этого условия при снижении частоты приводит к насыщению магнитной системы, вследствие чего резко возрастают ток намагничивания и потери в стали. Увеличение частоты при неизменном напряжении также нежелательно, поскольку при этом не полностью используется габаритная мощность машины.

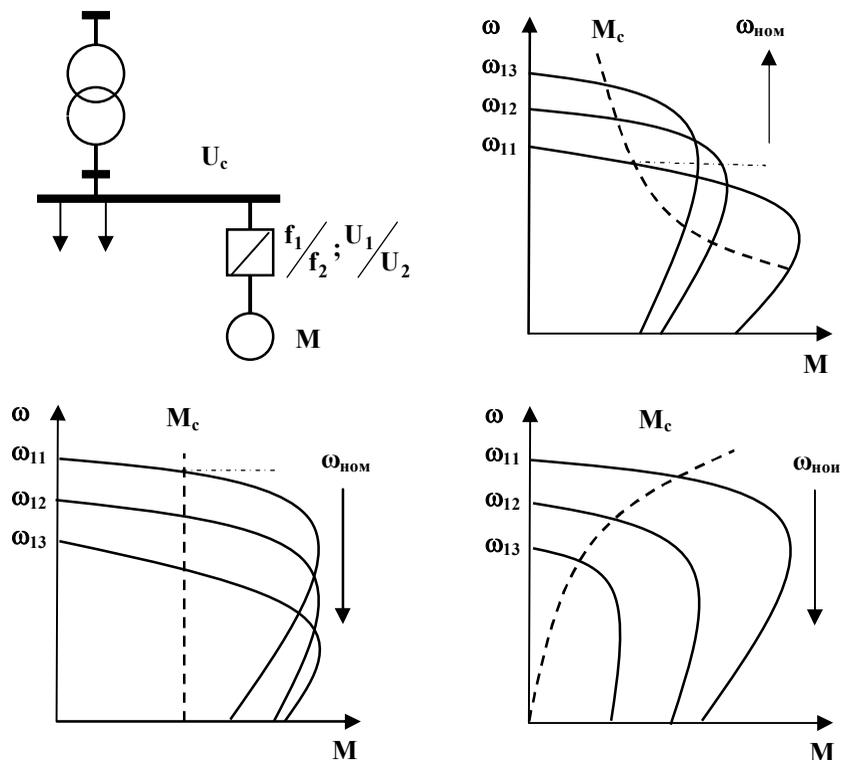
Общий закон частотного регулирования АД, сформулированный М.П. Костенко, учитывает также закон изменения статического момента сопротивления и записывается следующим образом:

$$\frac{U_i}{U_{\text{ном}}} = \frac{f_i}{f_{\text{ном}}} \sqrt{\frac{M_c(\omega_i)}{M_{c,\text{ном}}}}. \quad (13.6)$$

Момент сопротивления в этом выражении является функцией частоты вращения и описывается уравнением (13.2).

При выполнении этого закона двигатель будет устойчиво работать с достаточно высокими энергетическими показателями на любой частоте вращения при неизменном абсолютном скольжении.

На рис. 13.8 показаны функциональная схема и механические характеристики частотно-регулируемого АД.



**Рисунок 13.6** - Функциональная схема (а) и механические характеристики АД при частотном регулировании: б – с постоянной мощностью; в – с постоянным моментом; г – при вентиляторном моменте сопротивления

С учетом того, что частота вращения ротора пропорциональна частоте приложенного напряжения:  $f \equiv \omega$ , и упрощенной зависимости  $M_c = f(\omega)$  получаем в относительных единицах:

$$f^* = \omega^* = \frac{\omega_i}{\omega_{ном}} ; M_c^* = \frac{M_{с.ном} \omega_i^\alpha}{M_{с.ном}} = \omega^{*\alpha} = f^\alpha ;$$

$$\frac{U}{f^{\left(1+\frac{1}{2}\alpha\right)}} = \text{const} . \quad (13.7)$$

Для получения характеристик постоянной мощности, показанных на рис. 13.6 – б, необходимо поддерживать постоянным следующее отношение между напряжением и частотой:

$$\alpha = -1; \quad U/\sqrt{f} = \text{const} .$$

При понижении частоты вращения поля статора относительное значение скольжения увеличивается, что приводит к возрастанию потерь скольжения, поэтому регулирование частоты вращения ведется вверх от номинального значения.

Характеристики постоянного момента (рис. 13.6 – в) получают при реализации следующих закономерностей:

$$\alpha = 0; \quad M_c = \text{const}; \quad U/f = \text{const} .$$

Габаритная мощность двигателя определяется по номинальной частоте вращения, поэтому регулирование ведется вниз. Для поддержания постоянной перегрузочной способности общий закон частотного регулирования корректируется, (напряжение уменьшается в несколько меньшей степени по сравнению с частотой).

При вентиляторном моменте сопротивления (рис. 13.6 – г) закон частотного регулирования принимает вид:

$$\alpha = 2; \quad U/f^2 = \text{const} .$$

Габаритная мощность двигателя определяется по номинальной частоте вращения, регулирование ведется вниз.

Частотное регулирование в целом отличается широким диапазоном плавного изменения частоты вращения и высокими энергетическими показателями, что позволяет применять его в целях энергосбережения. Выпускаемые отечественной и зарубежной промышленностью преобразователи частот помимо собственно регулирования обеспечивают, как правило, и реализацию дополнительных функций: частотный пуск и торможение, контроль технологических процессов, защиту от различных аварийных режимов, возможность микропроцессорного управления и другие, что экономически оправдывает их применение, несмотря на относительно высокую стоимость.

## Глава 14. Характеристики асинхронных двигателей при отклонениях и несимметрии напряжений

### 14.1. Расчет симметричных составляющих по модулям междуфазных напряжений

Анализ явлений, происходящих в трехфазных асинхронных двигателях при несимметрии питающих напряжений, производится методом симметричных составляющих. Поскольку нормально соединенные обмотки статора не имеют выведенной нейтрали, при расчете их характеристик учитываются только составляющие прямой и обратной последовательностей, которые можно найти, если известны модули междуфазных напряжений. Центр тяжести образованного ими треугольника совпадает с нейтралью звезды фазных напряжений, векторы которых направлены по медианам треугольника к его вершинам, пересекаются в центре тяжести и делятся этой точкой в отношении 2:1, считая от вершин углов. Каждое из фазных напряжений в свою очередь равно сумме векторов составляющих прямой и обратной последовательностей (рис. 14.1).

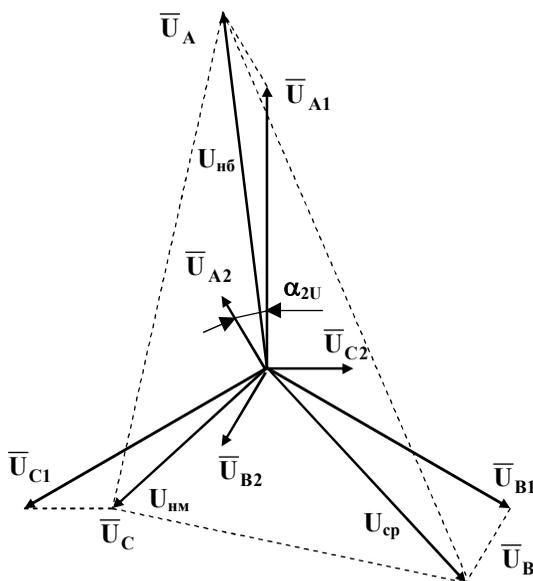


Рисунок 14.1 – Трехфазная система несимметричных напряжений и их симметричные составляющие

Модули несимметричных фазных напряжений, определяемые по теореме медиан, равны:

$$\begin{cases} U_A = \frac{1}{3} \sqrt{2(U_{AB}^2 + U_{CA}^2) - U_{BC}^2} \\ U_B = \frac{1}{3} \sqrt{2(U_{AB}^2 + U_{BC}^2) - U_{CA}^2} \\ U_C = \frac{1}{3} \sqrt{2(U_{BC}^2 + U_{CA}^2) - U_{AB}^2} \end{cases} \quad (14.1)$$

Наиболее простой способ определения напряжений прямой и обратной последовательностей заключается в следующем. Вычисляется определитель обратной последовательности  $\Delta_{2U}$ :

$$\Delta_{2U} = \frac{U_A^2 + U_B^2 + U_C^2}{3} = \frac{U_{AB}^2 + U_{BC}^2 + U_{CA}^2}{9}. \quad (14.2)$$

Ось координат совмещается с вектором напряжения прямой последовательности в фазе с наибольшим напряжением. Угол между векторами напряжений обратной и прямой последовательностей  $\alpha_{2U}$  представляет собой основной аргумент и определяется по формуле:

$$\alpha_{2U} = \pm \arctg \left( \frac{2}{\sqrt{3}} \left( \frac{1}{2} + \frac{U_{нм}^2 - \Delta_{2U}}{U_{нб}^2 - \Delta_{2U}} \right) \right). \quad (14.3)$$

Знак «-» здесь соответствует чередованию фаз с наибольшим ( $U_{нб}$ ), средним ( $U_{ср}$ ), и наименьшим ( $U_{нм}$ ) напряжениям в прямом направлении, а знак «+» – обратному чередованию.

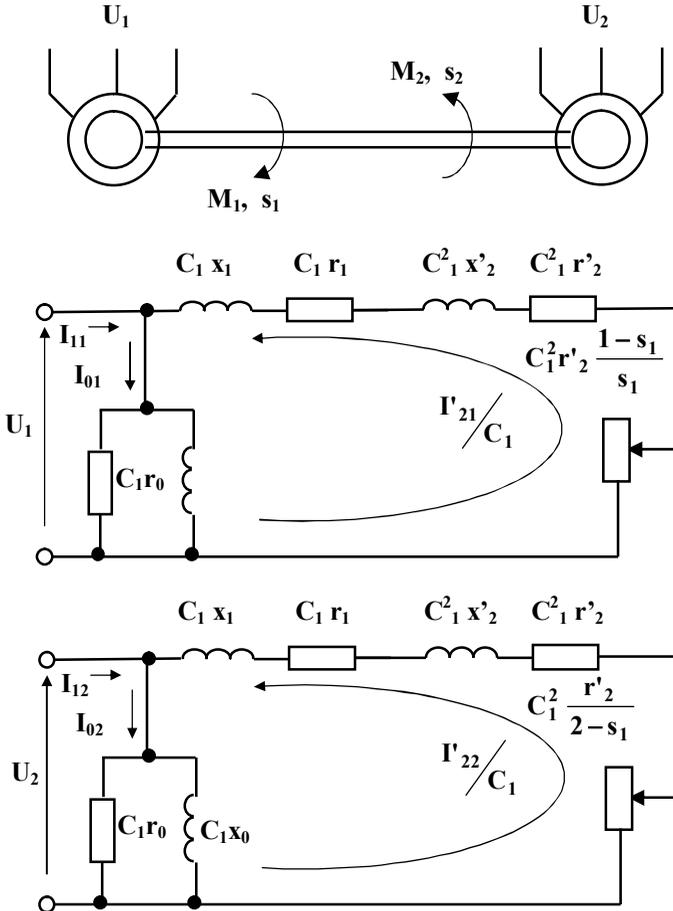
Модули коэффициента обратной последовательности и напряжений  $U_1, U_2$  рассчитываются по формулам:

$$k_{2U} = \frac{\Delta_{2U} \cos \alpha_{2U}}{U_{нб}^2 - \Delta_{2U}} - \sqrt{\left( \frac{\Delta_{2U} \cos \alpha_{2U}}{U_{нб}^2 - \Delta_{2U}} \right)^2 - 1}; \quad (14.4)$$

$$U_1 = \sqrt{\frac{\Delta_{2U}}{1 + k_{2U}^2}}; \quad U_2 = k_{2U} U_1. \quad (14.5)$$

### 3.2. Анализ механических характеристик

Для исследования механические характеристики при несимметричном питании воспользуемся методом наложения, считая, что системы напряжений прямой и обратной последовательностей действуют независимо друг от друга. С учетом этого асинхронную машину можно представить в виде двух машин с общим валом, для которых справедливы две схемы замещения (рис. 14.2).



**Рисунок 14.2.** – Модель (а) и схемы замещения для прямой (б) и обратной (в) последовательностей асинхронной машины при несимметричном питании

Первая машина работает в режиме двигателя, а вторая – в режиме электромагнитного тормоза. Синхронные частоты вращения прямой и обратной последовательностей равны между собой по величине, и противоположны по знаку:  $\omega_{11} = -\omega_{12}$ . Скользяния прямой и обратной последовательностей при частоте вращения ротора  $\omega_2$  составляют:

$$s_1 = \frac{\omega_{11} - \omega_2}{\omega_{11}}; \quad s_2 = \frac{\omega_{12} - \omega_2}{\omega_{12}} = \frac{\omega_{11} + \omega_2}{\omega_{11}} = 2 - s_1. \quad (14.6)$$

Принципиальным отличием электрических машин от статических электрических цепей в несимметричных режимах является различие сопротивлений прямой и обратной последовательностей:  $z_1 \neq z_2$ , что объясняется различием скольжений. В машине с вращающимся ротором:  $1 \gg s_1 > 0$ ;  $s_2 \gg s_1$ .

Моменты прямой и обратной последовательностей описываются общим уравнением электромагнитного момента, в которое подставляются напряжения и скольжения прямой и обратной последовательностей соответственно:

$$M_1 = \frac{3U_1^2 r'_2}{s_1 \omega_{11} \left( \left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s_1} \right)^2 + x'_k{}^2 \right)}; \quad (14.7)$$

$$M_2 = \frac{3U_2^2 r'_2}{(2 - s_1) \omega_{12} \left( \left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{2 - s_1} \right)^2 + x'_k{}^2 \right)}, \quad (14.8)$$

а результирующий момент равен их разности:

$$M = M_1 - M_2.$$

При изменении скольжения  $s_1$  в пределах  $1 \geq s_1 \geq 0$ , соответствующих двигательному режиму с прямым направлением вращения, величина  $C_1 \frac{r'_2}{2 - s_1}$  мало влияет на полное сопротивление обратной

последовательности, которое можно принять равным сопротивлению короткого замыкания. В результате:

$$\left( \left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{2-s_1} \right)^2 + x_k'^2 \right) \approx r_k'^2 + x_k'^2 = z_k'^2,$$

и уравнение обратного момента с учетом полученного ранее уравнения пускового момента (9.7) преобразуется к виду:

$$M_2 = \frac{3U_2^2 r'_2}{(2-s_1)\omega_{12}(r_k'^2 + x_k'^2)} = \frac{M_n}{(2-s_1)} \left( \frac{U_2}{U_{ном}} \right)^2 = \frac{\mu_n M_{ном}}{(2-s_1)} \left( \frac{U_2}{U_{ном}} \right)^2, \quad (14.9)$$

где  $M_{ном}$  и  $\mu_n$  – номинальный момент и кратность пускового момента по каталожным данным.

При пуске ( $s_1 = 1$ ) отношение обратного момента к прямому моменту, и результирующий момент составляют:

$$\frac{M_2}{M_1} = \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 = k_{2U}^2; \quad M = M_1(1 - k_{2U}^2), \quad (14.10)$$

где  $k_{2U}$  – коэффициент несимметрии питающих напряжений по обратной последовательности.

Максимальный момент прямой последовательности при напряжении  $U_1$  определяем по каталожному значению  $\mu_{max}$ , а в уравнение обратного момента (14.9) подставляем критическое скольжение. Отношение моментов  $M_2/M_1$  и результирующий момент при этом:

$$\frac{M_2}{M_1} = \frac{\mu_n}{\mu_{max} (2-s_{кр})} \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 = \frac{\mu_n}{\mu_{max} (2-s_{кр})} k_{2U}^2;$$

$$M = M_1 \left( 1 - \frac{\mu_n}{\mu_{max} (2-s_{кр})} k_{2U}^2 \right). \quad (14.11)$$

Из уравнений (14.10), (14.11) видно, что величина обратного момента определяется главным образом коэффициентом несимметрии

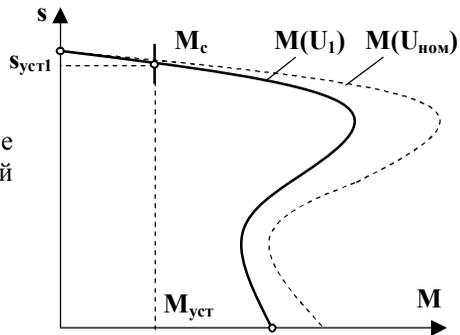
напряжений. В нормальных эксплуатационных режимах всегда имеет место неравенство:  $k_{2U}^2 \ll 1$ . Кроме того, в (14.11):  $\frac{\mu_n}{\mu_{\max}(2 - s_{кр})} < 1$ .

По указанным причинам в расчете механических характеристик при относительно небольшой несимметрии напряжений обратный момент не учитывается. Он производится по тем же формулам, что и в симметричных режимах при отклонениях напряжения, в которые необходимо подставлять напряжение прямой последовательности.

Установившийся режим работы характеризуется равенством момента, развиваемого двигателем, и момента сопротивления:  $M_1 \approx M = M_c$  (рис. 14.4). При коэффициентах загрузки  $k_3 = \frac{M_c}{M_{ном}} \leq 1,0$  и относительно небольших снижениях напряжения  $U_1$  по сравнению с номинальным значением, скольжение  $s_1$  в установившихся режимах определяется по формуле:

$$s_{уст1} \approx \frac{k_3}{\left(\frac{U_1}{U_{ном}}\right)^2} s_{ном} \quad (14.12)$$

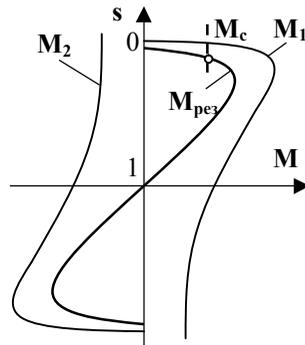
**Рисунок 14.4** – Определение установившихся значений момента и скольжения



ГОСТ 13109 –97 регламентирует нормально (2%) и предельно (4%) допустимые значения коэффициента несимметрии напряжений, в относительно редких случаях он достигает 7 – 8%. Практически условие  $k_{2U}^2 \ll 1$  нарушается только при потере фазы питающего напряжения, когда напряжения прямой и обратной последовательностей равны по модулю и  $k_{2U} = 1$ .

При потере фазы до пуска скольжения прямой и обратной последовательностей одинаковы и равны:  $s_1 = s_2 = 1$ , откуда согласно (14.7), (14.8) при  $U_1 = U_2$  прямой и обратный моменты равны между собой:  $M_1 = M_2$ , результирующий момент равен нулю, и пуск не состоится. При этом в двух рабочих фазах протекает ток, равный  $\frac{\sqrt{3}}{2}$  от пускового тока в нормальных условиях.

Если фаза потеряна в процессе работы:  $s_1 \ll s_2$ ,  $M_1 \gg M_2$ , и двигатель будет продолжать вращаться, если момент сопротивления окажется меньше максимального значения результирующего момента. Механическая характеристика  $M_2 = f(s_2)$  является зеркальным отображением характеристики  $M_1 = f(s_1)$  (рис. 14.5).



**Рисунок 14.5** – Механические характеристики трехфазного асинхронного двигателя при обрыве фазы питающего напряжения

В специальной литературе доказывается, что при потере фазы максимальный прямой момент уменьшается в два раза по сравнению с максимальным моментом в симметричном трехфазном режиме. Из характеристики  $M_{рез} = f(s)$  также следует, что при любом значении момента сопротивления скольжение будет больше, чем в симметричном режиме при напряжении  $U_1$ , что приводит к уменьшению полезной мощности и КПД. Практически это означает, что нормированная кратность максимального момента должна быть не менее  $\mu_{max} \leq 2,2 - 2,3$ . Мощность, развиваемая двигателем в симметричном трехфазном режиме, составляет:

$$P_{2(3)} = \sqrt{3} U_{\text{мф}} I_{1(3)} \eta_{(3)} \cos \varphi_{(3)}, \quad (14.13)$$

а при потере фазы:

$$P_{2(1)} = U_{\text{мф}} I_{1(1)} \eta_{(1)} \cos \varphi_{(1)}, \quad (14.14)$$

откуда следует, что при неизменной мощности нагрузки потеря фазы приводит к увеличению тока в обмотках статора в  $\sqrt{3}$  раз по сравнению с предшествующим режимом. Для соблюдения условия  $I_{1(1)} \leq I_{1\text{ном}}$  мощность должна быть уменьшена не менее чем до  $\frac{1}{\sqrt{3}} P_{2\text{ном}} \approx 0,58 P_{2\text{ном}}$ . В действительности КПД и коэффициент мощности уменьшаются, поэтому мощность снижается в ещё большей степени, и не превышает 50% от номинальной мощности двигателя, а ток увеличивается по сравнению с трехфазным режимом в 2 – 2,5 раза. При вращении ротора в отключенной фазе наводится ЭДС, соизмеримая по величине с сетевым напряжением, поэтому такой режим на практике довольно сложно определить.

Потеря фазы как при пуске, так и во время работы, является аварийным режимом, при котором двигатель должен быть отключен.

### 3.3. Ток и потери мощности при несимметричном питании

По отношению к системе обратного чередования фаз машина находится в режиме электромагнитного торможения. Это приводит к тому, что даже при относительно небольших напряжениях обратной последовательности соответствующие ему токи и потери могут быть весьма значительными. Приведенные токи ротора прямой и обратной последовательностей определяются на основании схем замещения (рис. 14.2) по формулам:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{I}'_{21} = \frac{\bar{U}_1}{\bar{Z}'_{21}} = \frac{\bar{U}_1}{\sqrt{\left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{s_1} \right)^2 + x_k'^2}} \\ \bar{I}'_{22} = \frac{\bar{U}_2}{\bar{Z}'_{22}} = \frac{\bar{U}_2}{\sqrt{\left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{2-s_1} \right)^2 + x_k'^2}} \end{array} \right., \quad (14.15)$$

из которых следует, что они зависят не только от величин, но и от аргументов напряжений и сопротивлений прямой и обратной последовательностей. Фазовые сдвиги токов относительно соответствующих им напряжений определяются по формулам:

$$\begin{cases} \Phi_{21} = \arctg \frac{x_{\kappa}^{\prime 2}}{r_1 + C_1 \frac{r_2'}{s_1}} \\ \Phi_{22} = \arctg \frac{x_{\kappa}^{\prime 2}}{r_1 + C_1 \frac{r_2'}{2 - s_1}} \end{cases} \quad (14.16)$$

При малых скольжениях прямой последовательности ( $s_1 \ll 1$ ) на рабочем участке характеристики двигателя можно с большой точностью считать, что сопротивление обратной последовательности практически не зависит от скольжения ни по величине, ни по фазе, вследствие чего получаем:

$$\begin{cases} I'_{22} \approx \frac{U_2}{\sqrt{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{2}\right)^2 + x_{\kappa}^{\prime 2}}} = \text{const} \\ \Phi_{22} \approx \arctg \frac{x_{\kappa}^{\prime 2}}{r_1 + C_1 \frac{r_2'}{2}} = \text{const} \end{cases} \quad (14.17)$$

Электрические потери в роторе от протекания токов обратной последовательности, равные:

$$\Delta P_{22} = 3I_{22}^{\prime 2} r_2' = \frac{3U_2^2 r_2'}{\left(r_1 + C_1 \frac{r_2'}{2}\right)^2 + x_{\kappa}^{\prime 2}}, \quad (14.18)$$

не связаны с выполнением полезной работы, и практически не зависят от нагрузки. Для их упрощённой оценки по наиболее доступным параметрам двигателей учтём, что относительно небольшое сопротивление

ние  $\frac{r'_2}{2-s_1}$  мало влияет на полное сопротивление обратной последовательности, что дает возможность преобразовать знаменатель к виду:

$$\left( r_1 + C_1 \frac{r'_2}{2} \right)^2 + x'_k{}^2 \approx \sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2} \sqrt{r'_k{}^2 + x'_k{}^2}.$$

Путем подстановки в исходное уравнение получаем:

$$\Delta P_{22} \approx \frac{3U_2^2}{\sqrt{r'_k{}^2 + x'_k{}^2}} \frac{r'_2}{\sqrt{r_1^2 + x'_k{}^2}} \approx \frac{3U_2^2}{z'_k} s_{кр}.$$

Сопротивление короткого замыкания можно определить по номинальному напряжению, номинальному току, и кратности пускового тока  $k_1$ , которые всегда приводятся в паспортных данных:

$$z'_k = \frac{U_{ном}}{\lambda_1 I_{ном}}.$$

Частоты токов прямой и обратной последовательностей различны:  $f_{21} = s_1 f_1$ ;  $f_{22} = s_2 f_1$ , поэтому действующие значения токов, и потери во всех фазах ротора одинаковы, и составляют:

$$I_2 = \sqrt{I_{21}^2 + I_{22}^2}; \quad \Delta P_2 = I_2^2 r_2 = I_{21}^2 r_2 (1 + k_{221}^2), \quad (14.19)$$

где  $k_{221} = \frac{I_{22}}{I_{21}}$  – модуль коэффициента несимметрии токов ротора.

Относительное значение потерь  $\Delta P^*_{22}$  зависит от несимметрии токов в роторе, которая имеет наибольшее значение в режиме холостого хода и уменьшается по мере возрастания нагрузки и токов прямой последовательности. При небольшой несимметрии и нагрузке, близкой к допустимой, их доля по сравнению с симметричным режимом относительно невелика.

Более сложные процессы происходят в обмотках статора. Приведенные токи ротора обеих последовательностей имеют частоту сети  $f_1$ , и чтобы определить потери в фазах статора, необходимо найти пер-

вичные токи, которые определяются геометрическими суммами всех составляющих. Поскольку по отношению к обратной последовательности машина работает в режиме электромагнитного торможения при скольжении  $s_2 \approx 2$ , ток холостого хода  $I_{02}$  пренебрежимо мал, и ток в обмотке статора согласно схеме замещения (рис. 14.2 – в) практически равен  $\bar{I}_{12} \approx \bar{I}'_{22}/C_1$ , в результате чего можно записать следующую систему уравнений для комплексных токов в фазах обмотки статора:

$$\begin{cases} \bar{I}_{1A} = \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} + \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = \bar{I}_{11} + \bar{I}_{12} \\ \bar{I}_{1B} = a^2 \left( \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} \right) + a \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = a^2 (\bar{I}_{11} + a^2 \bar{I}_{12}), \\ \bar{I}_{1C} = a \left( \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} \right) + a^2 \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = a (\bar{I}_{11} + a \bar{I}_{12}) \end{cases} \quad (14.20)$$

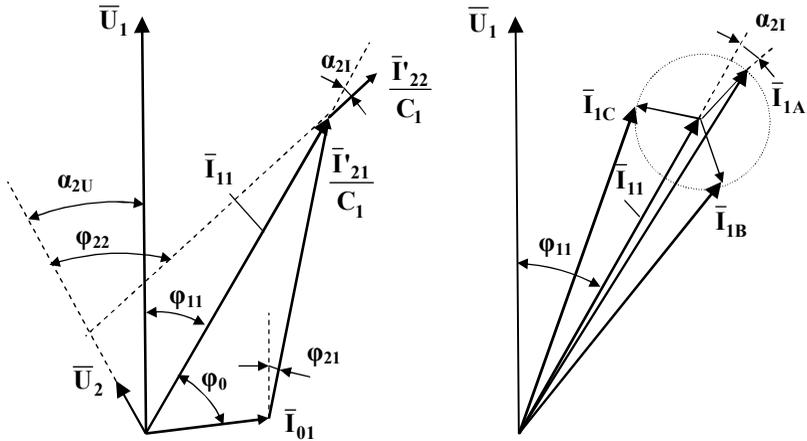
где  $a = e^{\frac{2\pi}{3}j} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}j$  и  $a^2 = e^{-\frac{2\pi}{3}j} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}j$  – единичные операторы поворота на  $120^\circ$  против часовой стрелки и по часовой стрелке соответственно.

Более удобной является система уравнений, в которой векторы токов прямой последовательности различных фаз совмещаются, как в симметричном режиме:

$$\begin{cases} \bar{I}_{1A} = \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} + \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = \bar{I}_{11} + \bar{I}_{12} \\ \bar{I}_{1B} = \left( \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} \right) + a^2 \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = \bar{I}_{11} + a \bar{I}_{12} \\ \bar{I}_{1C} = \left( \bar{I}_{01} + \frac{\bar{I}'_{21}}{C_1} \right) + a \frac{\bar{I}'_{22}}{C_1} = \bar{I}_{11} + a^2 \bar{I}_{12} \end{cases} \quad (14.21)$$

Уравнения токов в фазах **B** и **C** получены путем умножения всех их составляющих на операторы поворота в первой степени и в квадра-

те соответственно. При этом учтены известные свойства операторов:  $\mathbf{a}^3 = \mathbf{1}$ ;  $\mathbf{a}^4 = \mathbf{a}$ . Системе (14.21) соответствует наглядная геометрическая интерпретация в виде векторной диаграммы (рис. 14.6).



**Рисунок 14.6** - Векторные диаграммы асинхронного двигателя при несимметричном питании: а – составляющие токов и напряжений базовой фазы; б – совмещенная диаграмма несимметричных токов

Векторная диаграмма строится следующим образом.

1. Откладываем вектор напряжения прямой последовательности  $\bar{U}_1$ , и под углом  $\alpha_{2U}$  к нему достраиваем вектор напряжения обратной последовательности  $\bar{U}_2$ .
2. Выбираем масштаб токов, и под углом  $\varphi_0$  по отношению к вектору  $\bar{U}_1$  из начала координат строим вектор тока намагничивания  $\bar{I}_{01}$ .
3. В том же масштабе из конца вектора  $\bar{I}_{01}$  под углом  $\varphi_{21}$  откладываем вектор тока  $\bar{I}'_{21}/C_1$ . Геометрическая сумма этих векторов дает полный ток прямой последовательности  $\bar{I}_{11}$ .
4. Под углом  $\varphi_{22}$  по отношению к вектору  $\bar{U}_2$  откладываем от конца вектора  $\bar{I}'_{21}/C_1$  вектор тока  $\bar{I}'_{22}/C_1$ .

5. Чтобы получить полные токи в двух других фазах, из той же точки строим векторы тока  $\bar{I}'_{22}/C_1$ , повернутые на  $\pm 120^\circ$

6. Соединяя начало координат с концами векторов токов обратной последовательности, получаем векторы  $\bar{I}_A, \bar{I}_B, \bar{I}_C$ , которые в масштабе равны токам в различных фазах обмотки статора

На совмещенной диаграмме (рис. 14.6 – б) наглядно видно, что токи в фазах статора неодинаковы, что приводит к различию потерь.

Угол между токами прямой и обратной последовательностей базовой фазы  $\alpha_{21}$  зависит от фазового сдвига между напряжениями, от параметров машины, нагрузки на валу, и определяется по формуле:

$$\alpha_{21} = \alpha_{2U} + \varphi_{11} - \varphi_{22}. \quad (14.22)$$

Этот угол при известных модулях токов прямой и обратной последовательностей позволяет определить аналитически полные токи и потери во всех фазах обмотки статора. Согласно теореме косинусов:

$$\begin{cases} I_{1A}^2 = I_{11}^2 + I_{12}^2 + 2I_{11}I_{12} \cos \alpha_{21} \\ I_{1B}^2 = I_{11}^2 + I_{12}^2 + 2I_{11}I_{12} \cos(\alpha_{21} + 120^\circ) \\ I_{1C}^2 = I_{11}^2 + I_{12}^2 + 2I_{11}I_{12} \cos(\alpha_{21} - 120^\circ) \end{cases}. \quad (14.23)$$

Электрические потери в фазах обмотки статора также различны, и изменяются по такому же закону:

$$\begin{cases} \Delta P_{1A} = I_{1A}^2 r_1 = (I_{11}^2 + I_{12}^2) r_1 + 2I_{11}I_{12} r_1 \cos \alpha_1 \\ \Delta P_{1B} = I_{1B}^2 r_1 = (I_{11}^2 + I_{12}^2) r_1 + 2I_{11}I_{12} r_1 \cos(\alpha_1 + 120^\circ) \\ \Delta P_{1C} = I_{1C}^2 r_1 = (I_{11}^2 + I_{12}^2) r_1 + 2I_{11}I_{12} r_1 \cos(\alpha_1 - 120^\circ) \end{cases}. \quad (14.24)$$

Из этой системы следует, что в каждой фазе есть постоянная (при данной нагрузке) и переменная составляющие потерь. Суммируя входящие в нее уравнения несложно показать, что сумма переменных составляющих тождественно равна нулю, и суммарные потери в обмотке статора не зависят от аргумента:

$$\Sigma \Delta P_1 = 3(I_{11}^2 + I_{12}^2) r_1 = 3(\Delta P_{11} + \Delta P_{12}) = 3\Delta P_{\text{пост}}. \quad (14.25)$$

Относительное увеличение этих потерь по сравнению с потерями в симметричном режиме составляет:

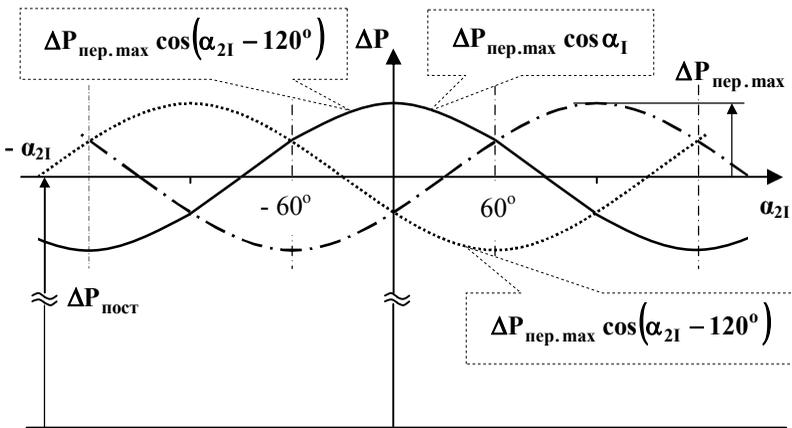
$$\Delta P^*_{1} = \frac{\Delta P_{11} + \Delta P_{12}}{\Delta P_{11}} = \frac{(I_{11}^2 + I_{12}^2)r_1}{I_{11}^2 r_1} = 1 + k_{21}^2, \quad (14.26)$$

где:  $k_{21} = I_{12}/I_{11}$  – модуль коэффициента несимметрии токов.

Переменные составляющие имеют равные амплитуды:

$$\Delta P_{\text{пер. max}} = 2I_{11}I_{12}r_1 = 2k_{21}I_{11}^2r_1,$$

а их значение в каждой из фаз зависит от аргумента  $\alpha_{21}$ . При любом значении аргумента  $\alpha_{21}$  потери в фазах различны (рис. 14.7).



**Рисунок 14.7** – Зависимости потерь в различных фазах обмотки статора от аргумента коэффициента несимметрии токов

Потери достигают максимума в одной из фаз при углах  $\alpha_{21}$ , равных:  $-120^\circ; 0^\circ$  и  $120^\circ$ , и минимума – при углах  $-180^\circ; -60^\circ; 60^\circ; 180^\circ$ . Закономерности изменения потерь в отдельных фазах повторяются на интервалах  $\{-180^\circ; -60^\circ\}$ ,  $\{-60^\circ; 60^\circ\}$ ,  $\{60^\circ; 180^\circ\}$ . Приведенный ток ротора прямой последовательности  $\bar{I}'_{21}/C_1$  является функцией нагруз-

ки, изменения которой приводят к изменению тока  $\bar{I}_{11} = f(P_2)$ , и комплексного коэффициента несимметрии токов  $\bar{k}_{21} = \bar{I}_{12} / \bar{I}_{11}$ , а пределы изменения потерь в отдельных фазах составляют:

$$\left(I_{11}^2 + I_{11}I_{12} + I_{12}^2\right)r_1 \leq \Delta P_{\text{нб}}(\beta) \leq (I_{11} + I_{12})^2 r_1; \quad (14.27)$$

$$\left(I_{11}^2 - I_{11}I_{12} + I_{12}^2\right)r_1 \leq \Delta P_{\text{ср}}(\beta) \leq \left(I_{11}^2 + I_{11}I_{12} + I_{12}^2\right)r_1; \quad (14.28)$$

$$(I_{11} - I_{12})^2 r_1 \leq \Delta P_{\text{нм}}(\beta) \leq \left(I_{11}^2 - I_{11}I_{12} + I_{12}^2\right)r_1, \quad (14.29)$$

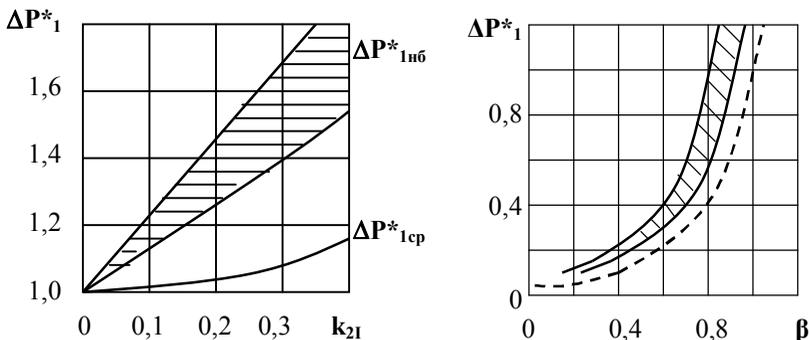
где  $\beta = P_2 / P_{2\text{ном}}$  – коэффициент загрузки, а индексы «нб», «ср» и «нм» соответствуют наибольшим, средним и наименьшим потерям.

На рис. 14.8 – а показаны область возможных значений функций  $\Delta P^*_{\text{нб}} = f(k_{21})$  и функция  $\Delta P^*_{\text{ср}} = f(k_{21})$  при постоянном коэффициенте загрузки. При фактически допускаемом ГОСТ 13109 – 97 уровне несимметрии напряжений ( $k_{2U} = 4\%$ ) и кратностях пускового тока  $k_1 = 5 - 7$  модуль коэффициента несимметрии токов может достигать 25 – 30%, но суммарные потери увеличиваются относительно мало (на 6 – 9%). В то же время, потери в фазе с наибольшим током будут гораздо больше среднего значения, находятся в пределах:

$$\Delta P_{\text{пост}} + \frac{1}{2} \Delta P_{\text{пер. max}} \leq \Delta P_{\text{нб}} \leq \Delta P_{\text{пост}} + \Delta P_{\text{пер. max}}$$

и на основании (14.27) могут возрасти в 1,5 – 1,7 раза по сравнению с потерями в симметричном режиме. Это происходит за счет переменной составляющей потерь.

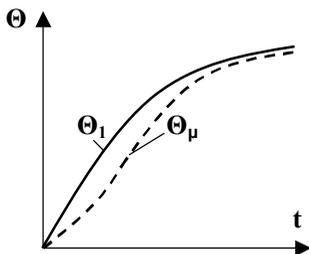
Потери мощности нелинейно возрастают при увеличении коэффициента загрузки, и в фазе обмотки статора с наибольшим током при любых значениях  $\beta$  существенно превышают потери, которые имели бы место при симметричном питании (показаны пунктиром). Примерный характер зависимостей  $\Delta P^*_{\text{нб}} = f(\beta)$  и  $\Delta P^*_{\text{ср}} = f(\beta)$  показан на рис. 14.8 – б.



**Рисунок 14.8** – Зависимости относительных потерь мощности от коэффициента несимметрии  $k_{21}$  (а) и от коэффициента загрузки (б)

Вследствие различия тепловых характеристик нагрев обмоток и магнитной системы асинхронной машины идет неравномерно. Превышение температуры магнитной системы над температурой окружающей среды  $\Theta_{\mu}$  за счет ее большой теплоемкости нарастает медленнее, чем превышение температуры обмоток статора  $\Theta_1$  (рис. 14.9).

**Рисунок 14.9** – Типовые кривые нагрева обмотки статора ( $\Theta_1$ ) и магнитной системы ( $\Theta_{\mu}$ ) асинхронной машины



Превышения температуры выравниваются примерно в течение постоянной времени нагрева, на уровне 50 – 60% от установившегося значения. Неравномерность распределения потерь в фазах обмотки статора вследствие низкой теплопроводности изоляции усугубляет это явление, в результате чего температура нагрева наиболее нагруженной фазы может быстро повыситься, и превысить допустимое значение. Это наиболее опасно для двигателей с небольшой постоянной времени нагрева, поскольку их работа может проходить при максимальном уровне несимметрии. Указанные факторы необходимо учитывать при определении допустимой загрузки.

## Лекция 15. Однофазные асинхронные двигатели

### 15.1. Эллиптическое вращающееся поле

Однофазные асинхронные двигатели (ОАД) находят широкое применение в бытовых приборах, а также в производственных установках в тех случаях, когда их питание осуществляется от однофазных сетей. По своим характеристикам они уступают трехфазным двигателям в нормальных режимах работы, поэтому имеют относительно малую (не более 5 – 10 кВт) мощность. В то же время, ОАД заведомо рассчитываются на питание от однофазной сети, и конструируются таким образом, что их характеристики существенно лучше, чем у трехфазных двигателей при однофазном питании.

ОАД имеют рабочую однофазную обмотку, которая обычно выполняется с диаметральным шагом, и расположена в пазах, занимающих  $2/3$  окружности на расточке статора, а также пусковую обмотку, смещенную по отношению к рабочей на  $90$  электрических градусов. Ротор ОАД выполняется короткозамкнутым.

Однофазное напряжение можно всегда представить в виде симметричных составляющих с равными по модулю трехфазными напряжениями прямой и обратной последовательностей ( $k_{2U} = 1$ ), поэтому с теоретической точки зрения ОАД можно рассматривать, как трехфазный двигатель в неполнофазном режиме, и для них имеют место одинаковые эквивалентные модели и механические характеристики (рис. 15.1).

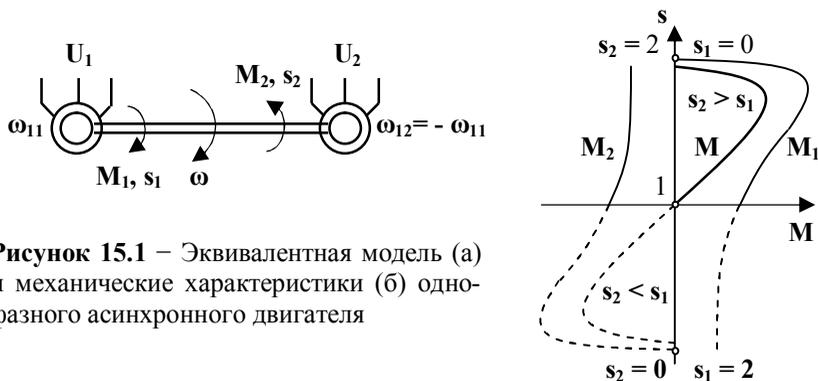


Рисунок 15.1 – Эквивалентная модель (а) и механические характеристики (б) однофазного асинхронного двигателя

При протекании тока по однофазной обмотке машины с неподвижным ротором создается пульсирующее поле. При синусоидальном распределении намагничивающей силы (**н.с.**), в каждой точке воздушного зазора, расположенной на расстоянии  $x$  от оси обмотки, действует **н.с.**  $F_{tx}$ , равная:

$$F_{tx} = F_m \sin \omega t \cos \frac{\pi x}{\tau}, \quad (15.1)$$

где  $F_{mt} = F_m \sin \omega t$  – **н.с.** в точке, расположенной по оси обмотки, которая зависит от частоты изменения тока  $\omega$  и времени  $t$ , а второй множитель – только от неизменного пространственного расположения точки  $x$ , для которой определяется **н.с.**

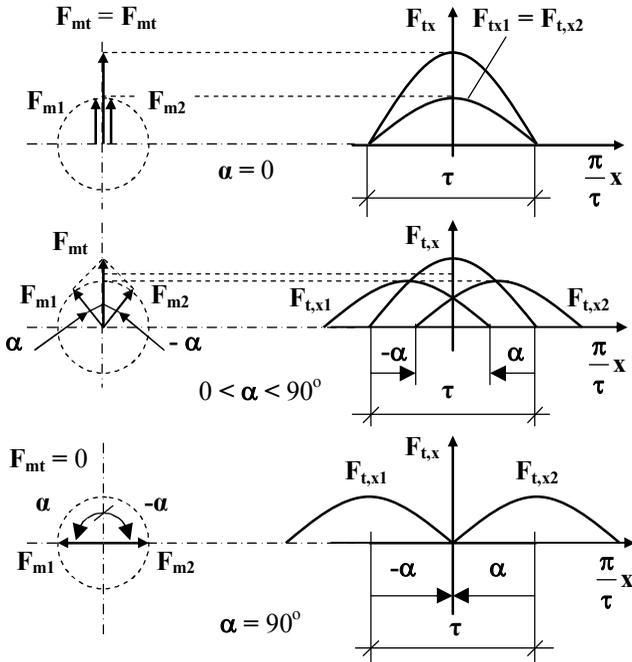
Используя известное тригонометрическое выражение:

$$\sin \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} (\sin(\alpha + \beta) + \sin(\alpha - \beta)),$$

уравнение (15.1) можно преобразовать к виду:

$$F_{tx} = \frac{1}{2} F_m \sin \left( \omega t - \frac{\pi x}{\tau} \right) + \frac{1}{2} F_m \sin \left( \omega t + \frac{\pi x}{\tau} \right) = F_{tx1} + F_{tx2}. \quad (15.2)$$

На рис. 15.2 это уравнение представлено для трех моментов времени: а –  $\omega t_1 = 0$ ; б –  $0 < \omega t_2 = \alpha < 90^\circ$ ; в –  $\omega t_3 = 90^\circ$  в графическом виде. При  $270^\circ \leq \omega t \leq 360^\circ$  картина полностью повторяется, а при  $90^\circ \leq \omega t \leq 270^\circ$  изменяется на противоположную по знаку. При неподвижном роторе:  $F_{m1} = F_{m2} = \frac{1}{2} F_m$ , **н.с.**  $F_{tx1}$  и  $F_{tx2}$  вращаются с равной частотой в противоположных направлениях. Отсюда следует, что результирующее пульсирующее магнитное поле однофазной обмотки  $F_{tx}$  можно представить в виде вращающиеся в противоположных направлениях полей прямой и обратной последовательностей. Амплитуды  $F_{m1}$  и  $F_{m2}$  не зависят от времени, а их пространственные векторы  $\bar{F}_{m1}$  и  $\bar{F}_{m2}$  при изменениях времени описывают окружности, поэтому поля прямой и обратной последовательностей являются круговыми. Таким образом, в отличие от результирующей намагничивающей силы, **н.с.** прямой и обратной последовательностей  $\bar{F}_{m1}$  и  $\bar{F}_{m2}$  по отдельности создают вращающиеся магнитные поля.

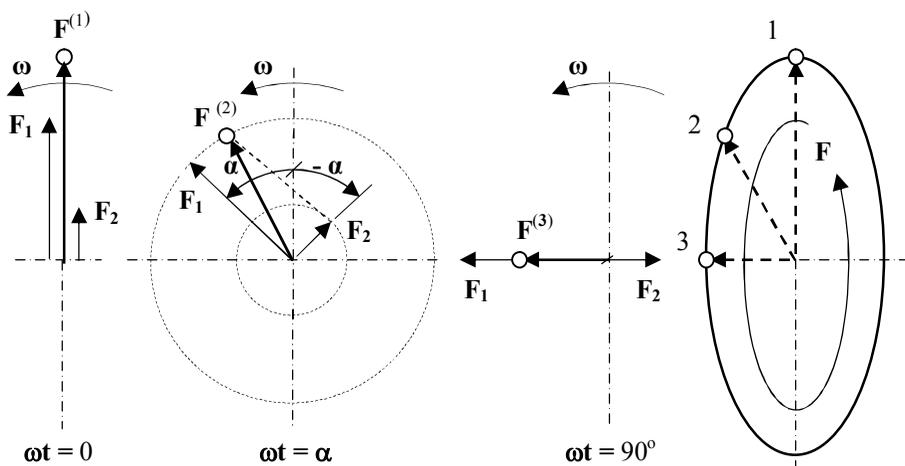


**Рисунок 15.2** – Разложение пульсирующего магнитного поля на вращающиеся поля прямой и обратной последовательностей

При вращающемся роторе скольжения прямой и обратной последовательностей различны:  $s_1 \neq s_2$ ;  $s_2 = 2 - s_1$ , вследствие чего не равны между собой частоты прямой и обратной последовательностей, индуктивные сопротивления, и токи ротора:

$$f_{22} = s_2 f_1 \neq f_{21} = s_1 f_1; \quad x_{21} = 2\pi f_{21} L \neq x_{22} = 2\pi f_{22} L; \quad I_{21} \neq I_{22}.$$

В результате изменяются амплитуды намагничивающих сил:  $F_{m1} \neq F_{m2}$ , и картина результирующего магнитного поля принципиально изменяется. Если принять, что ротор вращается в прямом направлении, имеем:  $F_{m1} > F_{m2}$ . В те же моменты времени, что и при неподвижном роторе, вектор результирующей н.с. будет перемещаться в пространстве в направлении вращения ротора. Однако, амплитуда его изменяется в пределах:  $F_{m1} - F_{m2} \leq F_m \leq F_{m1} + F_{m2}$  (рис. 15.3). Такое поле называется *эллиптическим*.



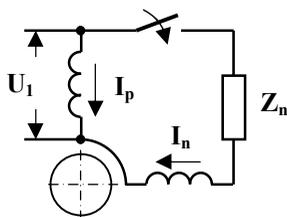
**Рисунок 15.3** – Образование эллиптического вращающегося поля однофазной обмотки при вращении ротора

Главное отличие эллиптического поля от кругового заключается в том, что результирующая **н.с.** состоит из постоянной и переменной составляющих. Амплитуда колебаний переменной составляющей равна  $2F_{m2}$ , а их частота равна удвоенной частоте вращения поля. Эллиптическое поле вырождается в пульсирующее при неподвижном роторе, если:  $s_1 = s_2$ ;  $F_{m1} = F_{m2}$ . По мере увеличения частоты вращения ротора неравенство скольжений и **н.с.** прямой и обратной последовательностей усиливается:  $s_2 \gg s_1$ ;  $F_{m1} \gg F_{m2}$ , и эллиптическое поле приближается к круговому. Развиваемый двигателем результирующий момент также характеризуется наличием переменной составляющей, однако вследствие инерционности ротора ее влияние невелико.

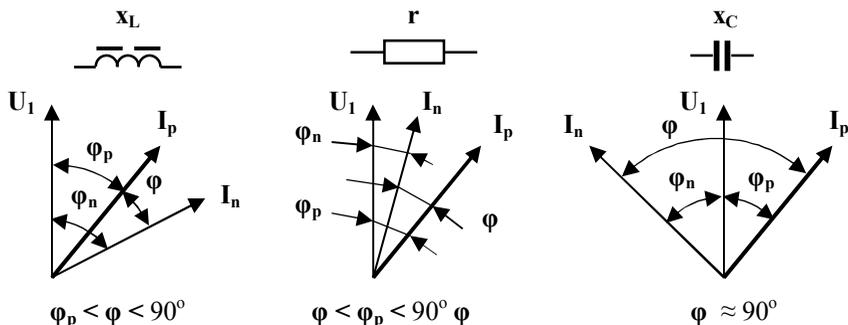
## 15.2. Однофазные двигатели с пусковой обмоткой

**ОАД** с рабочей обмоткой не имеют собственного пускового момента, и вращаются только в том случае, если их ротору вначале сообщается внешний вращающий момент. Для обеспечения самостоятельного пуска они обычно снабжаются специальной обмоткой, которая располагается на статоре с пространственным сдвигом на  $90$  электрических градусов по отношению к рабочей обмотке (рис. 15.4).

**Рисунок 15.4** – Схема однофазного двигателя с пусковой обмоткой



Пусковая обмотка рассчитывается только на кратковременное включение, имеет меньшее сечение проводников, и укладывается в меньшее количество пазов по сравнению с рабочей. Для получения фазового сдвига токов и **н.с.** она подключается к сети через фазосдвигающий элемент  $Z_n$ , в качестве которого может использоваться индуктивность, активное сопротивление, или емкость (рис. 15.5).



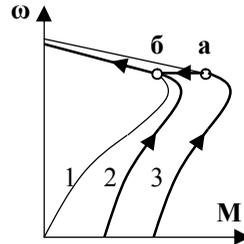
**Рисунок 15.5** – Векторные диаграммы токов при индуктивном, активном, и емкостном характере сопротивления пусковой обмотки

При использовании в качестве пускового элемента индуктивности фазовый сдвиг тока в пусковой обмотке должен быть больше, чем в рабочей:  $\varphi_n > \varphi_p$ , при этом разность фаз  $\varphi = \varphi_n - \varphi_p$  весьма мала. При включении через активное сопротивление имеем:  $\varphi_n < \varphi_p$ , однако, и в этом случае угол  $\varphi = \varphi_p - \varphi_n$  невелик. В обоих случаях пусковой момент не превышает  $(1,0 - 1,2)M_{ном}$ . Некоторые модификации **ОАД** имеют пусковые обмотки с повышенным сопротивлением, которое и является фазосдвигающего элемента. Такие обмотки рассчитываются только на кратковременное подключение, и после осуществления пуска отключаются.

Значительно лучший результат дает использование емкости, путем подбора которой можно добиться выполнения условия:  $\varphi = \varphi_p + \varphi_n \approx 90^\circ$ . Вращающееся поле при этом будет близко к круговому, и пусковой момент существенно увеличивается, достигая значений  $(1,5 - 2,0)M_{ном}$ .

На рис. 15.6 показаны механические характеристики ОАД при пуске с различными фазосдвигающими элементами.

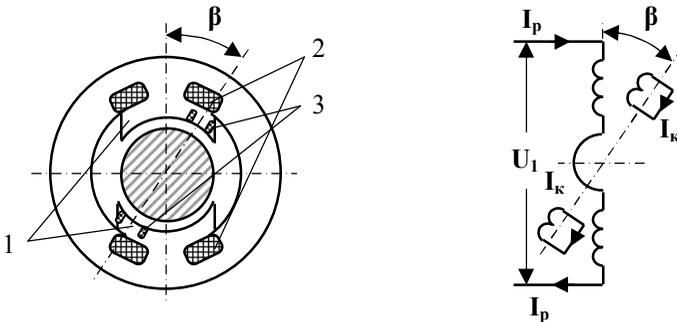
**Рисунок 15.6** – Механические характеристики ОАД с пусковой обмоткой: 1 – основная; 2 – при пуске с активным или индуктивным элементом; 3 – при конденсаторном пуске



Пуск осуществляется по характеристике 2 (при индуктивном или активном сопротивлении пусковой обмотки) или 3 (при емкостном) с таким расчетом, чтобы ротор достиг частоты вращения, соответствующей устойчивой работе. Для этого необходимо, чтобы скольжение прямой последовательности было меньше критического:  $s_1 < s_{кр}$ . В соответствующей этому условию точке «а» пусковая обмотка отключается, и, начиная с точки «б» двигатель работает на естественной характеристике. Реверсирование осуществляется путем изменения полярности подключения пусковой или рабочей обмотки.

ОАД с расщепленными полюсами имеют особую конструкцию статора и рабочей обмотки (рис. 15.7). Статор имеет явно выраженные полюсы 1, каждый из которых охватывается половиной сосредоточенной рабочей обмотки 2. Полюсные наконечники расщепляются на две неравные части, меньшие из которых охватываются короткозамкнутыми витками 3 (обычно латунными или алюминиевыми кольцами).

При подключении двигателя к сети в короткозамкнутых витках наводятся ЭДС, и возникают токи, которые возбуждают дополнительно магнитный поток  $\Phi_{к.з.}$ , сдвинутый по отношению к основному магнитному потоку в пространстве по фазе на угол  $\beta$ . В результате взаимодействия этих потоков даже при неподвижном роторе образуется вращающееся эллиптическое поле, и появляется пусковой момент.

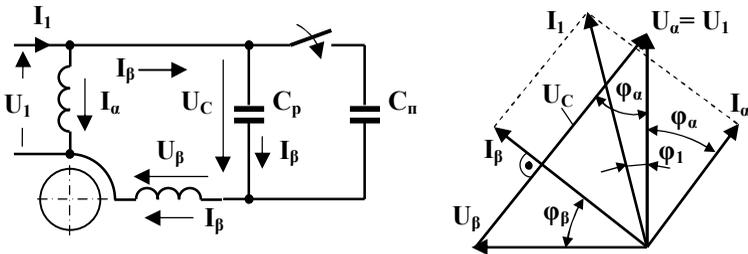


**Рисунок 15.7** – Конструкция и схема ОАД с расщепленными полюсами: 1 – полюсные наконечники статора; 2 – рабочая обмотка; 3 – короткозамкнутые витки на расщепленных полюсах

Двигатели с расщепленными полюсами не имеют реверса, и характеризуются относительно невысокими показателями: пусковой и максимальный моменты составляют не более  $(0,2 - 0,4)M_{ном}$  и  $(1,1 - 1,3)M_{ном}$ , а КПД и коэффициент мощности – не более  $(0,1 - 0,4)$  и  $(0,4 - 0,6)$  соответственно. Однако, они просты по конструкции и надежны в эксплуатации, а потому широко применяются при малой (до десятков Вт) мощности.

### 15.3. Конденсаторные двигатели

Конденсаторные двигатели (рис. 15.8 – а) отличаются от двигателей с пусковыми обмотками тем, что в них обе обмотки являются рабочими, и рассчитываются на одинаковую мощность. По сути они являются двухфазными, а главная и конденсаторная фазы в них обозначаются буквами  $\alpha$  и  $\beta$  соответственно.



**Рисунок 15.8** – Схема (а) и векторная диаграмма (б) однофазного конденсаторного двигателя при круговом поле

Обмотки  $W_\alpha$  и  $W_\beta$  сдвинуты в пространстве на  $90^\circ$  электрических градусов, поэтому для получения кругового вращающегося поля необходимо, чтобы их намагничивающие силы были равны по модулю, и сдвинуты по фазе во времени на  $90^\circ$ , то есть выполнялось равенство:

$$F_\beta = k_{\text{обм.}\beta} W_\beta I_\beta = jF_\alpha = jk_{\text{обм.}\alpha} W_\alpha I_\alpha, \quad (15.3)$$

что обеспечивается при токе в конденсаторной фазе, равном:

$$I_\beta = j \frac{k_{\text{обм.}\alpha} W_\alpha}{k_{\text{обм.}\beta} W_\beta} I_\alpha = j \frac{I_\alpha}{k}, \quad (15.4)$$

где  $k_{\text{обм.}\alpha}$ ;  $k_{\text{обм.}\beta}$ ;  $W_\alpha$ ;  $W_\beta$  – обмоточные коэффициенты и количество витков в обмотках;  $k = \frac{k_{\text{обм.}\alpha} W_\alpha}{k_{\text{обм.}\beta} W_\beta}$  – коэффициент трансформации.

Для выполнения этих условий необходимо подвести к обмотке  $W_\beta$  напряжение, равное:

$$U_\beta = jkU_\alpha, \quad (15.5)$$

что обеспечивается только при строго определенном значении емкости рабочего конденсатора  $C_p$ .

Из векторной диаграммы (рис. 15.8 – б), построенной по уравнениям (15.4), (15.5) с учетом того, что протекающий через конденсатор ток  $I_\beta$  опережает напряжение на  $90^\circ$ , и при круговом поле  $\varphi_\alpha = \varphi_\beta$  следует, что напряжение  $U_C$  больше напряжения сети  $U_1 = U_\alpha$ :

$$U_C = \sqrt{U_1^2 + U_\beta^2} = U_1 \sqrt{1+k^2} > U_1. \quad (15.6)$$

Рабочая емкость определяется исходя из условий:

$$U_C = \frac{U_1}{\cos \varphi_\alpha} = U_1 \sqrt{1+k^2} = I_\beta x_C = I_\beta \frac{1}{2\pi f C_p};$$

$$C_p = \frac{1}{2\pi f \sqrt{1+k^2}} \frac{I_\beta}{U_1}. \quad (15.7)$$

Реактивная мощность конденсатора составляет:

$$Q_C = U_C I_\beta = U_1 I_\beta \sqrt{1+k^2}, \quad (15.8)$$

а ток  $I_1$  на входе и полная потребляемая мощность  $S_1$  равны:

$$\begin{cases} I_1 = \sqrt{I_\alpha^2 + I_\beta^2} = I_\beta \sqrt{1+k^2} \\ S_1 = U_1 I_1 = U_1 I_\beta \sqrt{1+k^2} \end{cases}, \quad (15.9)$$

откуда следует, что мощность конденсатора должна быть равна полной мощности самого двигателя:  $Q_C = S_1$  что является существенным недостатком конденсаторных двигателей. В то же время из векторной диаграммы наглядно видно, что модуль угла  $\varphi_1$  между током  $\bar{I}_1$  и напряжением сети  $\bar{U}_1$  будет всегда меньше  $|\varphi_\alpha| = |\varphi_\beta|$ , поэтому конденсаторные двигатели имеют очень высокий коэффициент мощности ( $\cos \varphi_1 \Rightarrow 1$ ). При  $k < 1$  ( $U_\beta < U_1$ ) двигатель отдает в сеть реактивную мощность, при  $k = 1$  ( $U_\beta = U_1$ ) практически  $\cos \varphi_1 \approx 1$ , при  $k > 1$  ( $U_\beta > U_1$ ) двигатель потребляет реактивную мощность из сети.

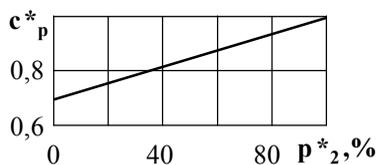
Для получения кругового поля при различных нагрузках рабочую емкость необходимо изменять в соответствии с токами. Любые изменения нагрузки при неизменной емкости приводят к нарушению симметрии, появлению токов и момента обратной последовательности, и превращению вращающегося магнитного поля в эллиптическое. Емкость  $C_n$ , необходимая для улучшения пусковых характеристик, выбирается по пусковому току. Для получения практически максимального пускового момента у двигателей малой мощности для этого вполне достаточно на время пуска параллельно рабочей емкости подключать пусковую емкость, равную:  $C_n = (2-3)C_p$ . Поскольку длительность пуска весьма мала, для этих целей могут использоваться относительно недорогие электролитические конденсаторы. Механические характеристики при этом имеют вид, показанный на рис. 15.6.

Более сложные процессы происходят при изменениях нагрузки. Если емкостное сопротивление  $x_C$  остается неизменным, круговое вращающееся поле трансформируется в эллиптическое, нарушаются про-

порции между токами и напряжениями главной и конденсаторной фаз. Главная фаза двигателя подключена непосредственно к питающей сети, и происходящие в ней процессы подобны процессам, происходящим при несимметрии питающих напряжений. При возрастании нагрузки ток в ней также возрастает, а при уменьшении – уменьшается. Поскольку по мере приближения к режиму холостого хода степень несимметрии возрастает, ток холостого хода также возрастает по сравнению с тем значением, которое он имел в симметричном режиме, что приводит к относительному увеличению потерь и снижению КПД.

Иные закономерности имеют место для конденсаторной фазы. Рабочая емкость, выбранная по (15.7), при возрастании нагрузки недостаточна для создания симметричного режима, что приводит к уменьшению тока и напряжения на конденсаторе. При уменьшении нагрузки емкость становится избыточной, ток в конденсаторной фазе и напряжение  $U_C$  возрастают, достигая в режиме холостого хода максимальных значений, которые составляют для токов 120 – 140% от тока в симметричном режиме, а для напряжений 110 – 120% от расчетных значений  $U_C$ . Это приводит не только к резкому увеличению потерь, но и представляет опасность для конденсаторов, поэтому при отличии мощности нагрузки от номинальной мощности рабочую емкость следует корректировать (рис. 15.9).

**Рисунок 15.9** – Зависимость относительного значения рабочей емкости от относительной мощности нагрузки



Главные достоинства конденсаторных двигателей заключаются в том, что они имеют большие значения кратности пускового ( $\mu_n = 1,5 - 2,0$ ) и максимального ( $\mu_{max} = 2,0 - 2,5$ ) моментов, а также высокие КПД и коэффициент мощности. Реверс в них осуществляется путем изменения полярности одной из обмоток.

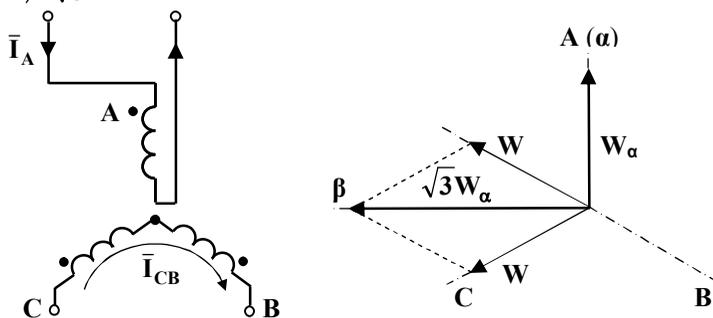
Полезная мощность конденсаторных двигателей при равных габаритах достигает 65 – 85% мощности трехфазных двигателей.

## 15.4. Трехфазные двигатели в однофазном режиме

При отсутствии трехфазной сети трехфазные двигатели могут использоваться в однофазном режиме. Для улучшения их характеристик используются различные схемы подключения конденсаторов.

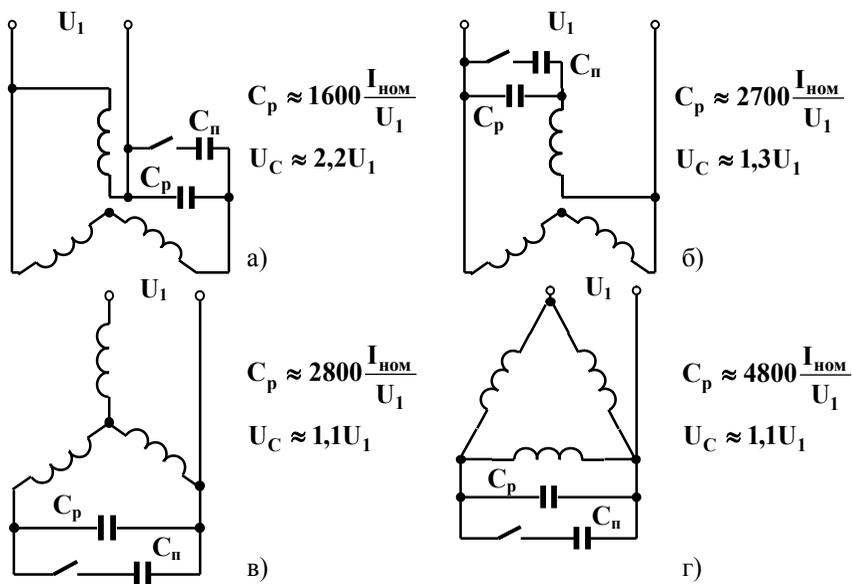
Условия получения кругового вращающегося поля в трехфазных двигателях остаются прежними: оси обмоток, создающих м.д.с., должны быть сдвинуты в пространстве на  $90^\circ$  электрических градусов, а м.д.с. должны быть равны по модулю, и различаться по фазе на  $90^\circ$ .

Принципиально возможность использования трехфазных двигателей в однофазном режиме основана на том, что оси их обмоток смещены между собой в пространстве на  $\pm 120^\circ$  электрических градусов, поэтому две последовательно-встречно соединенные обмотки при протекании по ним тока можно рассматривать, как одну распределенную обмотку с числом витков  $\sqrt{3}W$ , ось которой  $\beta$  смещена в пространстве по отношению к оси  $A$  ( $\alpha$ ) на  $90^\circ$  электрических градусов (рис. 15.10 – а). Если принять обмотку фазы  $A$  за главную, а две других – за конденсаторную фазу, коэффициент трансформации будет равен:  $k = \frac{1}{\sqrt{3}}$  (рис. 15.10 – б), в противоположном случае:  $k = \sqrt{3}$ .



**Рисунок 15.10** – Электромагнитная схема (а) и векторная диаграмма трехфазной машины в системе двухфазных координат  $\alpha$ ;  $\beta$  (б)

Таким образом, пространственный сдвиг осей обмоток главной и конденсаторной фаз в  $90^\circ$  электрических градусов обеспечивается в любой трехфазной машине, а коэффициент трансформации, значения напряжения на конденсаторе и рабочей емкости зависят от схем соединения обмоток и конденсаторов, наиболее распространенные из которых приведены на рис. 15.11.



**Рисунок 15.11** – Схемы включения трехфазных электродвигателей в однофазную сеть и основные расчетные соотношения

Значения рабочих емкостей приведены в микрофарадах, с учетом того, что в формулу (15.7) подставляются значения коэффициента трансформации, соответствующие каждой из схем, и  $2\pi f = 314 \text{ с}^{-1}$ . Минимально допустимые значения рабочих напряжений указаны с учетом расчетных значений и необходимого запаса.

Все схемы обеспечивают получение трехфазной системы токов, в которой токи прямой последовательности значительно больше токов обратной последовательности по сравнению с простым однофазным режимом. Расчетные значения емкости и рабочего напряжения конденсаторов в различных схемах неодинаковы. Наибольшую мощность (до 70 – 80%  $P_{\text{ном}}$ ) можно получить при соединении обмоток в треугольник, однако, при этом требуется и наибольшая емкость. Для улучшения пуска, как и в однофазных двигателях, подключаются дополнительные конденсаторы, емкость которых в 2 – 3 раза больше емкости рабочих конденсаторов.

## Глава 16. Энергосберегающие режимы работы асинхронных двигателей

### 16.1. Основные направления энергосбережения в асинхронном электроприводе

Электропривод на базе асинхронных двигателей является одним из главных потребителей электроэнергии, а потери, обусловленные его нерациональной эксплуатацией, достигают 1,0 – 1,5% всей вырабатываемой в стране электроэнергии.

Как было показано ранее, энергетические показатели АД существенно зависят от их загрузки. В условиях производства номинальная нагрузка в силу самых различных причин часто не обеспечивается. Средняя загрузка двигателей по отношению к их номинальной мощности в России составляет 40 – 60%, а в ряде случаев не превышает 30 – 40%, что приводит к снижению КПД на 2 – 6%, а коэффициента мощности – на 20 – 30%. Особенно велики потери в тех случаях, когда двигатели работают в режиме холостого хода, не выполняя полезной работы. Во многих технологических процессах необходимо регулировать производительность рабочих машин, при этом регулирование должно обеспечивать высокую энергоэффективность. В тех случаях, когда применяется нерегулируемый по частоте вращения электропривод, экономия электроэнергии может быть достигнута за счет оптимизации нагрузки и питающего напряжения.

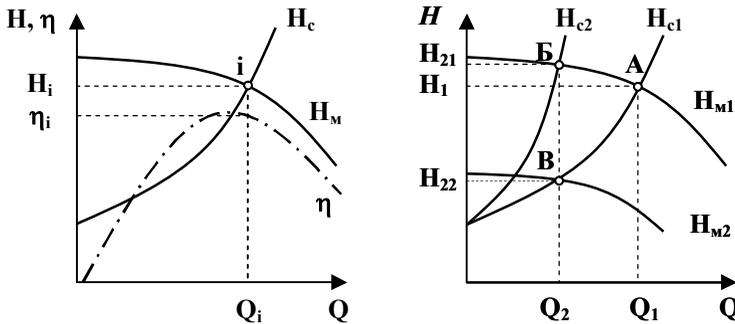
Можно сформулировать следующие основные направления в реализации энергосбережения в электроприводе с АД.

- Повышение их энергетических показателей за счет снижения электромагнитных нагрузок и совершенствования конструкции. При этом относительно небольшое увеличение к.п.д. и коэффициента мощности достигается за счет существенного (до 20 – 30%) увеличения расхода активных материалов. Такой подход может оправдать себя только при относительно стабильной нагрузке, при которой значения энергетических показателей близки к максимальным, что не всегда возможно.
- Тщательный выбор мощности электродвигателей обеспечивает высокую энергоэффективность только при стабильной нагрузке, и высоком качестве питающих напряжений.
- Применение регулируемого электропривода.

- Исключение или ограничение длительности режимов холостого хода и применение технических средств, обеспечивающих оптимизацию энергетических показателей при изменяющейся нагрузке.

Механическая мощность на валу двигателя в основном определяется мощностью, сообщаемой рабочему органу (в общем случае она зависит также от КПД механического преобразователя). Для регулирования производительности используются не только электрические, но и механические и другие способы влияния на параметры технологических процессов, каждый из которых характеризуется определенными энергетическими свойствами.

Важнейшей характеристикой вентиляторов, насосов и других машин подобного типа, является зависимость между напором и производительностью. В установившихся режимах работы напор  $H_m$ , создаваемый самой машиной, уравнивается напором гидро- или аэродинамической сети  $H_c$ . Это выражается точкой пересечения соответствующих характеристик  $i$ , которая должна соответствовать достаточно высоким значениям КПД машины  $\eta_i$  (рис. 16.1 – а).



**Рисунок 16.1** - Типовые  $H$ - $Q$  и  $\eta$ - $Q$  характеристики лопастных машин (а) и основные способы регулирования их производительности (б)

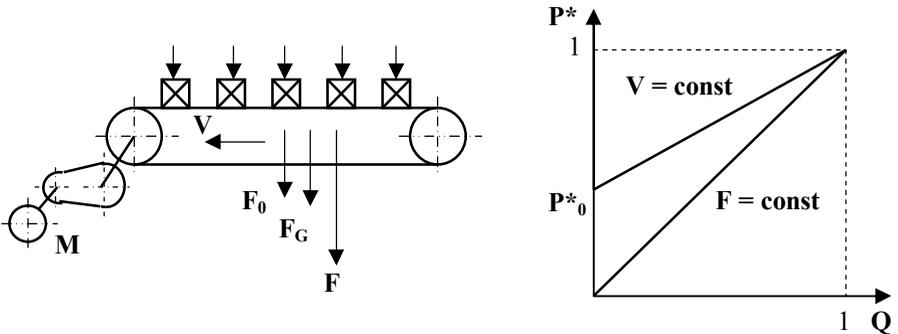
Регулирование производительности сводится либо к изменению характеристики сети, либо к изменению характеристики машины (рис. 16.1 – б). Допустим, производительность машины необходимо уменьшить от  $Q_1$  до  $Q_2$ . Такая производительность обеспечивается в двух точках: **Б** и **В**, но эти режимы существенно различаются. При регулировании подвижкой характеристика сети изменяется с  $H_{c1}$  на  $H_{c2}$  и в

точке **Б** напор, обеспечивающий подачу  $Q_2$ , возрастает до  $H_{21}$ . Ту же самую производительность можно обеспечить изменением частоты вращения рабочего органа (характеристика машины  $H_{m2}$ ), при которой установившийся режим имеет место в точке **В**, а напор уменьшается до  $H_{22}$ . Разница в мощностях, составляющая:

$$\Delta P = \gamma(H_{21} - H_{22})Q_2, \quad (16.1)$$

представляет собой возможную экономию энергии. Величина ее зависит не только от характеристик рабочей машины, но и от способа регулирования частоты вращения. Кроме того, снижение рабочего напора приводит к улучшению условий работы всех элементов аэро- или гидродинамической сети, и снижению потерь в ней. Доля насосов и вентиляторов в различных отраслях промышленности и сельском хозяйстве очень велика, и за счет регулирования можно получить большую экономию электроэнергии.

Рассмотрим возможности энергосбережения в электроприводе транспортирующих устройств (рис.16.2).



**Рисунок 16.2** - Схема транспортера (а) и зависимость потребной мощности от производительности (б) при различных способах регулирования

Момент сопротивления транспортеров не зависит от скорости движения ленты, но изменяется при изменении весовой нагрузки, значительную часть которой составляет вес самого транспортера (рис. 16.2 – а). На практике изменение производительности обычно обеспечивается дозированием весовой нагрузки, поскольку механические способы регулирования (замена шестеренок, шкивов, применение вариаторов) весьма неудобны. Приведенный к валу электродвигателя момент сопротивления определяется двумя составляющими силы:

$$M_c = \frac{(F_0 + F_G)R_6}{i_n \eta_n}, \quad (16.2)$$

где  $F_0, F_G$  – усилия, затрачиваемые на перемещение ленты транспортера и груза, соответственно;  $R_6$  – радиус приводного барабана;  $i_n$ ,  $\eta_n$  – передаточное число и КПД передачи.

Зависимость момента на валу двигателя от веса перемещаемого груза в относительных единицах выражается следующим образом:

$$M^*_c = M^*_0 + (1 - M^*_0)F^*_G, \quad (16.3)$$

где  $M^*_c = M_c / M_{c,ном}$ ;  $M^*_0 = M_0 / M_{c,ном}$ ;  $F^*_G = F_G / F_{G,ном}$ ;  $M_{c,ном}$  – номинальный момент двигателя, возникающий при перемещении ленты и номинального груза  $F_{G,ном}$  при номинальной скорости.

Производительность транспортера определяется его весовой нагрузкой и скоростью движения ленты:

$$Q^* = \frac{Q}{Q_{ном}} \frac{V}{V_{ном}} = F^*_G V^*. \quad (16.4)$$

Возможны два пути регулирования производительности.

При дозировании груза и постоянной скорости движения ленты ( $Q^* = F^*_G = \text{var}; V^* = \omega^* = \text{const} = 1$ ) мощность составляет:

$$P^*_G = M^*_c \omega^* = M^*_0 + (1 - M^*_0)Q^* = M^*_0 (1 - Q^*) + Q^*,$$

а при изменении скорости движения ленты и неизменной весовой нагрузке ( $Q^* = V^* = \omega^* = \text{var}; F^*_G = \text{const} = 1$ ):

$$P^*_\omega = M^*_0 Q^* + (1 - M^*_0)Q^* = Q^*.$$

Разность этих мощностей, которая представляет собой возможную экономию, равна:

$$\Delta P^* = P^*_G - P^*_\omega = M^*_0 (1 - Q^*). \quad (16.5)$$

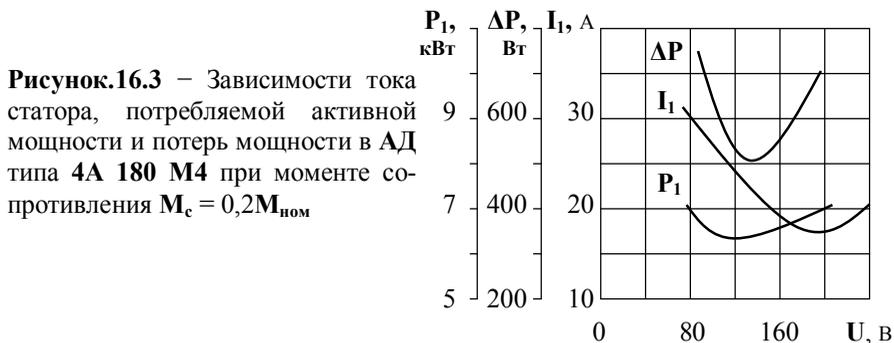
Из этого уравнения следует, что при любой нагрузке, меньшей номинальной, регулирование изменением скорости дает энергетический эффект, величина которого тем больше, чем больше момент холостого хода, и чем глубже требуется регулирование. Дополнительный эффект обеспечивается за счет снижения возможных потерь продукции и уменьшения интенсивности износа транспортера. Данный способ значительно проще с эксплуатационной точки зрения, чем применение различного рода механических дозаторов.

В обоих рассмотренных случаях регулирование производительности возможно только в сторону ее уменьшения, поскольку в противном случае мощность, требуемая для привода механизма, оказывается больше номинальной мощности двигателя, что недопустимо.

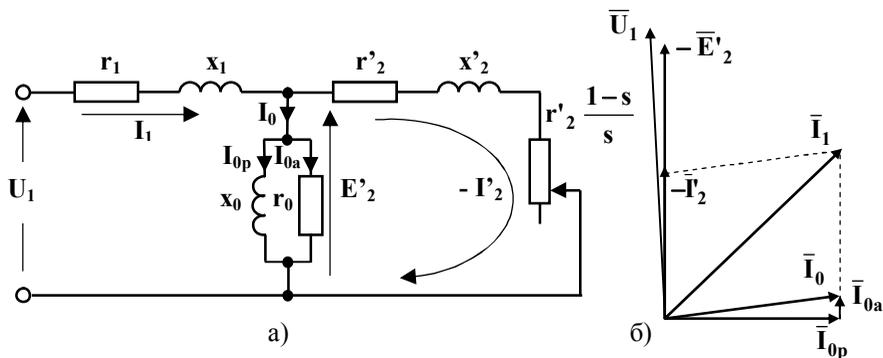
Иные закономерности имеют место в электроприводе металлорежущих и деревообрабатывающих станков ( $\alpha \approx -1$ ), у которых мощность на валу остается неизменной. Регулирование в этом случае осуществляется только вверх, поскольку в ином случае резко возрастают потери скольжения. Диапазон регулирования ограничивается механической прочностью вращающихся частей и надежностью подшипников, а также возрастанием механических потерь холостого хода.

## 16.2. Определение оптимальных уровней напряжения на зажимах АД при переменной нагрузке

Изменения питающего напряжения неоднозначно влияют на энергетические характеристики двигателей. Если нагрузка меньше номинальной, снижение напряжения может привести к снижению потерь мощности и повышению к.п.д., однако, если напряжение снизится ниже определенного уровня, потери резко возрастут, а КПД – снизится. В качестве примера на рис. 16.3 показаны зависимости  $I_1 = f(U)$ ;  $P_1 = f(U)$ ; и  $\Delta P = f(U)$  для двигателя **4А 180 М4** мощностью 30 кВт при моменте сопротивления на валу, равном 20% от номинального. Из них следует, что напряжение можно снижать по сравнению с номинальным. Однако развиваемый момент при этом сильно уменьшается, что может привести к потере устойчивости, ухудшению условий пуска и другим негативным последствиям. Таким образом, необходимо определить пределы изменения напряжения, в которых обеспечиваются оптимальные параметры энергопотребления при достаточной статической устойчивости и нормальных пусковых характеристиках.



Для анализа энергопотребления обратимся к схеме замещения и векторной диаграмме асинхронного двигателя (рис. 16.4).



**Рисунок 16.4** – Т-образная схема замещения (а) и векторная диаграмма асинхронного электродвигателя (б)

При работе двигателя с нагрузками, не превышающими номинальное значение, скольжение весьма мало, и без заметной погрешности можно принять следующие допущения:

$$x'_2 \ll r'_2 / s ; \quad I'_2 \approx I'_{2a} ; \quad E'_2 \approx I'_2 \frac{r'_2}{s}, \quad (16.6)$$

что дает возможность в соответствии с векторной диаграммой определить ток статора следующим образом:

$$I_1^2 = (I'_2 + I_{0a})^2 + I_{0p}^2 = I_2'^2 + 2I'_2 I_{0a} + I_{0a}^2 + I_{0p}^2. \quad (16.7)$$

Приведённый ток ротора можно найти из известного выражения для электрических потерь в роторе (потерь скольжения):

$$\Delta P_s = 3I_2'^2 r_2' = M(\omega_1 - \omega_2) = M\omega_1 s, \quad (16.8)$$

где  $M$  – развиваемый двигателем вращающий момент;  $\omega_1$ ;  $\omega_2$  – частота вращения поля статора и частота вращения ротора соответственно.

Определим составляющие токов в уравнении (16.7):

$$\begin{cases} I_2'^2 = \frac{\Delta P_s}{3r_2'} = \frac{M\omega_1 s}{3r_2'} \\ I_{0p}^2 = \left( \frac{E_2'}{x_0} \right)^2 = \left( \frac{I_2' r_2'}{x_0 s} \right)^2 = \frac{M\omega_1 r_2'}{3x_0^2 s} \\ I_{0a}^2 = \left( \frac{E_2'}{r_0} \right)^2 = \frac{M\omega_1 r_2'}{3r_0^2 s} \end{cases}, \quad (16.9)$$

Перепишем исходное уравнение (16.7) с учётом этой системы, опуская пренебрежимо малую величину  $I_{0a}^2$ :

$$I_1^2 = \frac{M\omega_1}{3} \left( \frac{s}{r_2'} + \frac{r_2'}{x_0^2 s} + \frac{2}{r_0} \right). \quad (16.10)$$

Используя это выражение и схему замещения, запишем зависимости потерь мощности в обмотках и магнитной системе, и потребляемой из сети активной мощности от скольжения:

$$\Delta P = 3(I_1^2 r_1 + I_2'^2 r_2' + I_{0a}^2 r_0) = M\omega_1 \left( \frac{r_1 s}{r_2'} + \frac{r_1 r_2'}{x_0^2 s} + \frac{2r_1}{r_0} + s + \frac{r_2'}{r_0 s} \right); \quad (16.11)$$

$$P_1 = P_{эм} + 3(I_1^2 r_1 + I_{0a}^2 r_0) = M\omega_1 \left( 1 + \frac{r_1 s}{r_2'} + \frac{r_1 r_2'}{x_0^2 s} + \frac{2r_1}{r_0} + \frac{r_2'}{r_0 s} \right). \quad (16.12)$$

Для исследования этих зависимостей на экстремум необходимо найти их первые производные по скольжению:

$$\frac{dI_1^2}{ds} = \frac{M\omega_1}{3} \left( \frac{1}{r_2'} - \frac{r_2'}{x_0^2 s^2} \right);$$

$$\frac{d\Delta P}{ds} = M\omega_1 \left( 1 + \frac{r_1}{r'_2} - \frac{r_1 r'_2}{x_0^2 s^2} - \frac{r'_2}{r_0 s^2} \right);$$

$$\frac{dP_1}{ds} = M\omega_1 \left( \frac{r_1}{r'_2} - \frac{r_1 r'_2}{x_0^2 s^2} - \frac{r'_2}{r_0 s^2} \right).$$

Приводим полученные выражения к общим знаменателям, и приравняем числители к нулю:

$$x_0^2 s_1^2 - r'^2_2 = 0;$$

$$r'_2 r_0 x_0^2 s_{\Delta P}^2 + r_1 r_0 x_0^2 s_{\Delta P}^2 - r_1 r'_2 r_0 - r'^2_2 x_0^2 = 0;$$

$$r_1 r_0 x_0^2 s_{P_1}^2 - r_1 r'^2_2 r_0 - r'^2_2 x_0^2 = 0.$$

Решение дает значения скольжений, соответствующих минимальному току ( $s_1$ ), минимальным потерям ( $s_{\Delta P}$ ), и минимальной активной мощности, потребляемой двигателем из сети ( $s_{P_1}$ ):

$$s_1 = \frac{r'_2}{x_0}; \quad (16.13)$$

$$s_{\Delta P} = \frac{r'_2}{x_0} \sqrt{1 + \frac{x_0^2 - r_0 r'_2}{r_0 (r_1 + r'_2)}}; \quad (16.14)$$

$$s_{P_1} = \frac{r'_2}{x_0} \sqrt{1 + \frac{x_0^2}{r_0 r_1}}. \quad (16.15)$$

Оптимизация возможна только по одному из параметров, том случае, если в установившемся режиме работы момент будет меньше номинального момента:  $M < M_{ном}$ , а коэффициент загрузки – меньше единицы:  $\mu = \frac{M}{M_{ном}} < 1$ . Оптимальные скольжения находятся между собой в соотношении:

$$s_{ном} > s_{P_1} > s_{\Delta P} > s_1.$$

Граничные значения моментов, начиная с которых возможна оптимизация энергопотребления по определенному параметру, найдем исходя из допущения о линейности механических характеристик на рабочем участке:

$$\begin{cases} M_{гр. I} = \frac{s_I}{s_{ном}} M_{ном} = \mu_{гр. I} M_{ном} \\ M_{гр. \Delta P} = \frac{s_{\Delta P}}{s_{ном}} M_{ном} = \mu_{гр. \Delta P} M_{ном} \\ M_{гр. P_1} = \frac{s_{P_1}}{s_{ном}} M_{ном} = \mu_{гр. P_1} M_{ном} \end{cases} \quad (16.16)$$

Скольжения, при которых обеспечивается минимизация энергопотребления, получаются только при вполне определенных значениях напряжения, соответствующих степени загрузки. Приложенное к обмотке статора напряжение и ЭДС асинхронной машины связаны между собой известным отношением:

$$\bar{U}_1 = \bar{C}_1 \bar{E}_1 = \left( 1 + \frac{r_1 + jx_1}{\bar{z}_0} \right) \bar{E}_1. \quad (16.17)$$

Если параметры ветви намагничивания  $r_0$  и  $x_0$  заданы параллельными ветвями:

$$\bar{z}_0 = \frac{r_0 x_0^2}{r_0^2 + x_0^2} - j \frac{r_0^2 x_0}{r_0^2 + x_0^2}; \quad z_0 = \frac{r_0 x_0}{\sqrt{r_0^2 + x_0^2}}; \quad \varphi_0 = \arctg \frac{r_0}{x_0}.$$

Определим, используя выражения (16.6) и (16.8) зависимость оптимальной ЭДС от коэффициента загрузки  $\mu$ :

$$E'_{2opt} = \sqrt{\frac{M \omega_0 r'_2}{3s_{opt}}} = \sqrt{\frac{\mu M_{ном} \omega_0 r'_2}{3s_{opt}} \frac{s_{ном}}{s_{ном}}} = \sqrt{\frac{M_{ном} \omega_0 r'_2}{3s_{ном}}} \sqrt{\frac{s_{ном}}{s_{opt}}} \sqrt{\mu}. \quad (16.18)$$

Учитывая, что:  $E'_{2ном} = \sqrt{\frac{M_{ном} \omega_0 r'_2}{3s_{ном}}}$ ;  $U_{ном} = C_1 E_{ном}$ , получим:

$$U^*_{\text{опт}} = \frac{U_{1\text{опт}}}{U_{1\text{ном}}} = \frac{E'_{2\text{опт}}}{E'_{2\text{ном}}} = k_{\text{опт}} \sqrt{\mu}, \quad (16.19)$$

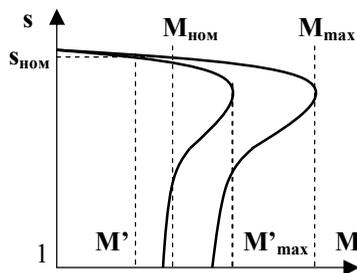
где  $k_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{s_{\text{ном}}}{s_{\text{опт}}}} > 1$  – постоянный для данного вида оптимизации коэффициент пропорциональности.

Задача сводится к следующему. Пусть в сети установился определенный уровень напряжения и требуется найти коэффициенты загрузки, при которых обеспечивается оптимизация параметров энергопотребления. Из (16.19) следует:

$$\mu_{\text{опт}} = \frac{U^{*2}}{k_{\text{опт}}^2} = \frac{s_{\text{опт}}}{s_{\text{ном}}} U^{*2}. \quad (16.20)$$

При коэффициентах загрузки  $\mu < \mu_{\text{опт}}$  двигатель, несмотря на снижение напряжения, будет недогружен, и обладает избыточной мощностью, а его энергетические показатели ухудшаются.

Рассмотрим теперь процессы, происходящие при увеличении коэффициента загрузки, принимая за основной критерий сохранения постоянной перегрузочной способности, определяемой, как отношение максимального момента к моменту сопротивления при изменениях напряжения (рис. 16.5).



**Рисунок 16.5** – Механические характеристики асинхронного электродвигателя при изменении напряжения и  $\mu_{\text{max}} = \text{const}$

Критерий проверки имеет вид:

$$\mu_{\text{max}} = \frac{M_{\text{max}}}{M_{\text{ном}}} = \frac{M'_{\text{max}}}{M'} = \text{const}. \quad (16.21)$$

Вводя обозначение допустимого по этому критерию коэффициента загрузки:  $\mu_{\text{доп}} = \frac{M'}{M_{\text{ном}}}$ , и учитывая, что момент, развиваемый

двигателем пропорционален квадрату приложенного напряжения:

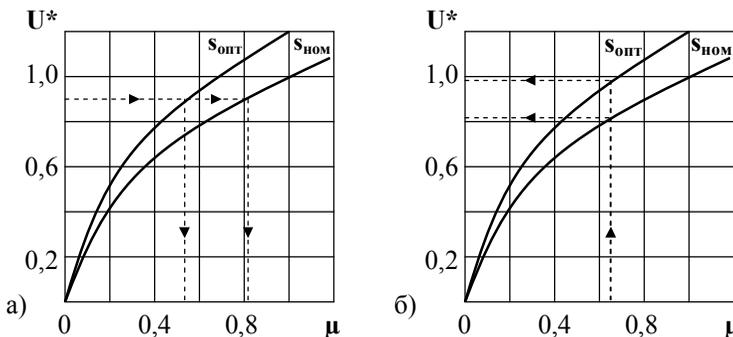
$M'_{\max} = U^{*2} M_{\max}$ , получаем:

$$\mu_{\text{доп}} = \frac{M_{\max} U^{*2}}{\mu_{\max} M_{\text{ном}}} = U^{*2}. \quad (16.22)$$

Обратная задача – определение допустимого уровня напряжения при заданном коэффициенте загрузки и сохранении перегрузочной способности, имеет следующее решение:

$$U^*_{\text{доп}} = \sqrt{\mu}. \quad (16.23)$$

При изменении напряжения и коэффициентов загрузки в пределах, определяемых этими выражениями двигатель будет устойчиво работать с высокими энергетическими показателями. На рис. 16.6 показаны графические решения прямой (а) и обратной (б) задач. В первом случае по заданному напряжению ( $U_1 = 0,9U_{\text{ном}}$ ) определяется оптимальный диапазон изменения коэффициентов загрузки ( $0,54 \leq \mu_{\text{опт}} \leq 0,81$ ), во втором по заданному коэффициенту загрузки ( $\mu = 0,65$ ) – диапазон напряжений, в котором обеспечиваются наиболее высокие энергетические показатели  $0,81U_{\text{ном}} \leq U_1 \leq 0,99U_{\text{ном}}$ . Эти зависимости определяют нижний уровень напряжения при заданном коэффициенте загрузки, или верхний уровень коэффициента загрузки при заданном напряжении для всех асинхронных электродвигателей.



**Рисунок 16.6** – Определение оптимальных коэффициентов загрузки АД по заданному уровню напряжения (а) и определение оптимального диапазона напряжений по заданному коэффициенту загрузки (б)

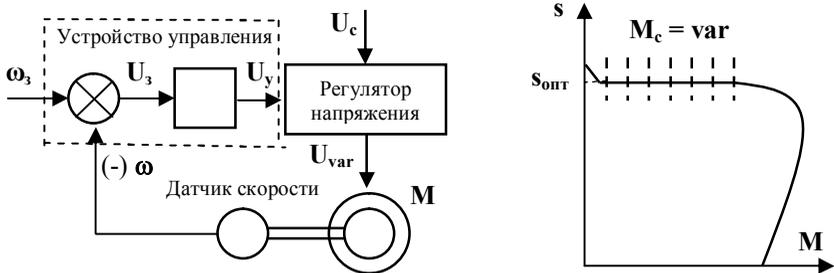
Для более полной оценки энергетической эффективности асинхронного электродвигателя определим, используя выражения (16.11), (16.12) его КПД как функцию скольжения:

$$\eta = \frac{P_1 - \Delta P}{P_1} = \frac{1 - s}{1 + \frac{r_1 s}{r'_2} + \frac{r_1 r'_2}{x_0^2 s} + \frac{2r_1}{r_0} + \frac{r'_2}{r_0 s}}. \quad (16.24)$$

Из этого выражения следует, что при неизменном скольжении КПД имеет постоянное значение:  $\eta_{\text{опт}}(s_{\text{опт}}) = \text{const}$ .

При оптимизации КПД имеет очень высокие значения. Так, для двигателя **4А132S4У3** ( $P_{\text{ном}} = 7,5$  кВт;  $\eta_{\text{ном}} = 0,875$ ;  $I_{\text{ном}} = 15,1$  А;  $s_{\text{ном}} = 0,029$ ) независимо от нагрузки:  $\eta_{\text{опт}} = 0,875 - 0,9$ .

Для оптимизации энергетических показателей может использоваться система автоматического регулирования с отрицательной обратной связью по скорости (рис. 16.7).



**Рисунок 16.7** – Структурная схема (а) и механические характеристики АД с оптимизацией энергетических показателей (б)

### 16.3. Энергосбережение на основе регулирования частоты вращения

При регулировании частоты вращения момент сопротивления рабочей машины, приведенный к валу двигателя, и механическая мощность привода изменяются, и описываются (в относительных единицах) зависимостями:

$$m_{c,i} = m_{c0} + (1 - m_{c0})\omega_i^{*\alpha}; \quad (16.25)$$

$$P^*_{2i} = m_c \omega^*_i = m_{c0} \omega^*_i + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha+1}_i; \quad (16.26)$$

где  $m_{c0} = M_{c0} / M_{c.ном}$ ;  $\omega^*_i = \omega_i / \omega_{ном}$  – момент трогания и текущая частота вращения, приведенные к валу двигателя.

При выполнении закона частотного регулирования, обеспечивающего неизменную кратность максимального момента на всех частотах вращения  $\left( \mu_{max} = M_{max.i} / M_{c.i} = \text{const} \right)$ , механические характеристики АД в рабочей области практически линейны, и имеют одинаковый наклон, поэтому отношение между частотами вращения и соответствующими им моментами остается неизменным:

$$\frac{\omega^*_{i1} - \omega^*_i}{m_{c0} + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha}_i} = \frac{\omega^*_{1ном} - \omega^*_{ном}}{m_{c.ном}} = \omega^*_{1ном} - 1 = \text{const},$$

откуда с учетом того, что  $m_{c.ном} = 1$ ;  $\omega^*_{ном} = 1$ , получаем:

$$\omega^*_{i1} - \omega^*_i = \Delta \omega^*_i = \Delta \omega^*_{ном} \left( m_{c0} + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha}_i \right). \quad (16.27)$$

Умножая момент сопротивления (16.25) на перепад частот вращения (16.27), получаем электрические потери в роторе (потери скольжения) на  $i$ -той частоте вращения:

$$\Delta P^*_{s.i} = m^*_{c.i} \Delta \omega^*_i = \left( m_{c0} + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha}_i \right)^2 \Delta \omega^*_{ном}. \quad (16.28)$$

Электромагнитная мощность двигателя равна сумме механической мощности (16.25) и потерь в роторе (16.28):

$$P^*_{эм.i} = \left( m_{c0} \omega^*_i + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha}_i \right) \omega^*_i + \left( m_{c0} + (1 - m_{c0}) \omega^{*\alpha}_i \right)^2 \Delta \omega^*_{ном}. \quad (16.29)$$

Определим закономерности изменения удельных энергозатрат на выпуск продукции. При прочих равных условиях (неизменность весовой нагрузки транспортёров и скорости подачи в станках с главным вращательным движением, и других) можно считать, что производительность связана с частотой вращения линейной зависимостью,

и в системе относительных единиц  $\left( Q^*_i = Q_i / Q_{ном} \right)$ :

$$Q^*_{i} = \omega^*_{i}. \quad (16.30)$$

С учетом этого, а также уравнения (16.26) получаем:

$$A^*_{уд.i} = \frac{P^*_{2i}}{Q^*_{i}} = m_{c0} + (1 - m_{c0})Q^*_{i}{}^{\alpha} \quad (16.31)$$

откуда видно, что требуемые на производство продукции удельные энергозатраты изменяются по закону, аналогичному закону изменения момента сопротивления, приведённого к валу двигателя. Часть энергии, определяемая первым слагаемым, не зависит от частоты вращения и обеспечивает преодоление начального момента сопротивления. Выражение (16.31) учитывает только мощность на валу двигателя, в то время как потребляемая им электромагнитная мощность зависит от потерь в роторе и способа регулирования.

При изменении синхронной частоты вращения с учётом выражений (16.28 – 16.31) имеем:

$$A^*_{эм.уд.i} = m_{c0} + (1 - m_{c0})Q^*_{i}{}^{\alpha} + \frac{\Delta\omega^*_{ном}}{Q^*_{i}} (m_{c0} + (1 - m_{c0})Q^*_{i}{}^{\alpha})^2. \quad (16.32)$$

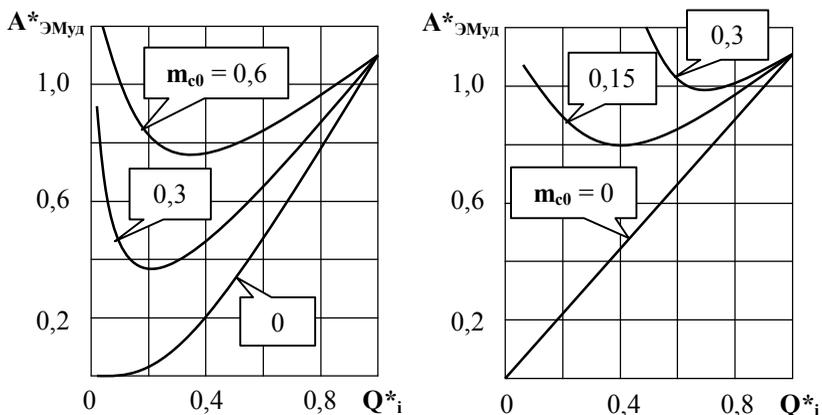
В механизмах с вентиляторным моментом сопротивления частоту вращения и производительность можно регулировать путем изменения величины приложенного напряжения. Закон изменения механической мощности (16.26) при этом остается прежним, а электромагнитная мощность изменяется. При постоянной частоте вращения поля статора ( $\omega^*_1 = \text{const}$ ) она выражается зависимостью:

$$P^*_{эм.i} = (m_{c0} + (1 - m_{c0})\omega^*_{i}{}^{\alpha})\omega^*_1, \quad (16.33)$$

а удельные энергозатраты при этом равны:

$$A^*_{эм.уд.i} = m_{c0} \frac{\omega^*_1}{Q^*_{i}} + (1 - m_{c0})\omega^*_1 Q^*_{i}{}^{\alpha-1}. \quad (16.34)$$

Зависимости  $A^*_{эм.уд.i} = f(Q^*_{i})$  для двух способов регулирования, построенные по (16.32) и (16.34) при  $\alpha = 2$  и различных моментах начального сопротивления, показаны на рис. 16.8.



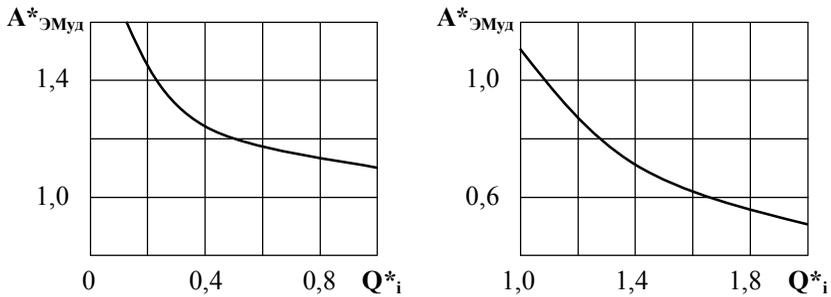
**Рисунок 16.8** – Зависимости удельной энергоёмкости от производительности для машин с вентиляторным моментом сопротивления ( $\alpha = 2$ ) при частотном регулировании (а) и регулировании изменением напряжения (б)

Увеличение момента начального сопротивления в обоих случаях приводит не только к возрастанию удельной энергоёмкости, но и к появлению в зависимостях  $A^*_{ЭМ,уд,i} = f(Q^*_i)$  явно выраженных минимумов удельной энергоёмкости. Регулирование в сторону дальнейшего уменьшения производительности приводит к весьма резкому ее возрастанию. Преимущества частотного регулирования возрастают по мере увеличения  $m_{c0}$ . Например, при  $m_c = 0,3$  и  $Q^*_i = 0,5$  при частотном регулировании:  $A^*_{ЭМ,уд} \approx 0,55$ , а при регулировании изменением напряжения:  $A^*_{ЭМ,уд} \approx 1,15$ .

При постоянном моменте сопротивления с энергетической точки зрения оправдано только частотное регулирование. При  $\alpha = 0$  уравнение (16.28) превращается в тождество:

$$\Delta P^*_{s,i} = \Delta \omega^*_{ном} = const,$$

согласно которому потери скольжения остаются неизменными, а уменьшение производительности приводит к возрастанию удельной энергоёмкости (рис. 16. 9 – а). Удовлетворительные результаты могут быть получены только при ограничении диапазона регулирования.



**Рисунок 16.9** – Зависимости удельной энергоёмкости от производительности при частотном регулировании машин с характеристиками постоянного момента (а) и постоянной мощности (б)

С энергетической точки зрения наиболее выгодным является регулирование машин с характеристиками постоянной мощности ( $\alpha = -1$ ), при котором частота вращения и производительность возрастают, а потери скольжения и удельная энергоёмкость согласно (16.28) и (16.32) уменьшаются (рис. 16.9 – б).

#### 16.4. Энергетическая оценка дискретного регулирования

Дискретное регулирование заключается в периодическом включении и отключении электродвигателя. Во время работы ( $t_p$ ) его мощность и производительность равны номинальным значениям, а при отключении ( $t_0$ ) равны нулю (рис. 16.10 – а). Производительность за полное время цикла ( $t_{ц}$ ) определяется по среднему значению  $Q^*_{ср}$ , которое зависит от доли времени работы в общем цикле, и в относительных единицах ( $Q^*_i = Q_i / Q_{ном}$ ) вычисляется по формуле:

$$Q^*_i = Q^*_{ср.i} = Q^*_{ном} \frac{t_p}{t_p + t_0} = \varepsilon. \quad (16.35)$$

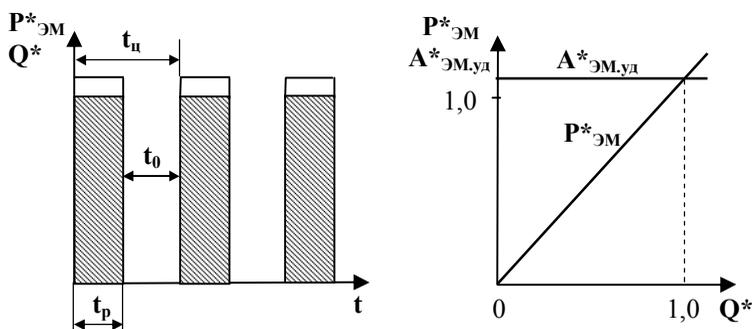
Аналогично, с учетом того, что при номинальной нагрузке  $P^*_{ЭМ.ном} = \omega^*_1$ , и согласно (16.35):  $Q^*_i = \varepsilon$ , электромагнитная мощность при регулировании определяется по среднему за полный цикл значению, и равна:

$$P_{\text{ЭМ},i}^* = P_{\text{ЭМ},\text{ср},i}^* = P_{\text{ЭМ},\text{ном}}^* \varepsilon = \omega^* \varepsilon = \omega^* Q_i^* \quad (16.36)$$

Удельная энергоёмкость при регулировании производительности остается неизменной, и в относительных единицах равна частоте вращения поля статора:

$$A_{\text{ЭМ},\text{уд},i}^* = \frac{P_{\text{ЭМ},i}^*}{Q_i^*} = \omega^* = \text{const} \quad (16.37)$$

Характеристики  $P_{\text{ЭМ}}^* = f(Q^*)$  и  $A_{\text{ЭМ},\text{уд}}^* = f(Q^*)$ , построенные по этим уравнениям, показаны на рис. 16.10 – б.



**Рисунок 16.10** – Временные диаграммы средней мощности и производительности (а), и энергетические характеристики электропривода с АД при дискретном регулировании (б)

Данный способ регулирования прост, исключает режимы холостого хода не только рабочего механизма, но и двигателя и вполне оправдывается с энергетической точки зрения. Однако, ему присущи и недостатки: неравномерность подачи и регулирования других параметров технологических процессов не всегда допустимы. Для поддержания заданной точности регулирования путем уменьшения времени цикла необходимо осуществлять частые пуски, которые в свою очередь приводят к увеличению потерь. В этом случае должна быть проведена проверка двигателя по допустимому числу включений.

Рассмотренные закономерности позволяют оценить эффективность различных энергосберегающих мероприятий при эксплуатации асинхронных электродвигателей.

## Глава 17. Нагрев и режимы работы электрических машин

### 17.1. Общие сведения о нагреве и охлаждении

Нагрузочная способность и надежность работы электрических машин во многом определяется допустимой температурой нагрева, которая характеризуется классом нагревостойкости изоляции. В процессе эксплуатации изменяется нагрузка электрических машин, и другие их параметры: частота вращения, величина и частота приложенного напряжения, и другие, что влияет на тепловые процессы.

Источником нагрева электрических машин являются потери мощности в различных их узлах. Электрические потери, как известно, зависят от нагрузки, и изменяются пропорционально квадрату тока. Магнитные потери практически не зависят от нагрузки, но зависят от величины приложенного напряжения, механические потери зависят от частоты вращения. Одновременно с нагревом идут процессы отдачи тепла от наиболее нагретых частей менее нагретым и окружающей среде, которые также характеризуются различными условиями.

Различают три основных вида теплоотдачи: *теплопроводность, конвективная теплоотдача, тепловое излучение.*

*Теплопроводность* представляет собой непосредственную передачу тепла от одного элемента к другому при прямом тепловом контакте. Она характеризуется коэффициентом теплопроводности, который численно равен количеству тепла, проходящего через единицу площади в течение одной секунды под действием перепада температуры в один градус.

*Конвективная теплоотдача* идет за счет переноса тепла от поверхности нагретого элемента воздухом, маслом или специальными газами. Естественная теплоотдача обеспечивается за счет естественной циркуляции хладагента, искусственная – за счет вентиляторов (иногда и насосов), которые увеличивают скорость движения частиц охлаждающей среды, и интенсивность охлаждения. Коэффициент теплоотдачи конвекцией определяет количество теплоты, отдаваемой  $1 \text{ м}^2$  охлаждаемой поверхности при разности температур этой поверхности и окружающей среды в  $1^\circ \text{ С}$ . Он зависит от геометрических размеров поверхности охлаждения, теплоемкости, температуры и скорости движения охлаждающей среды. Конвективная теплоотдача играет главную роль при охлаждении электрических машин.

*Тепловое излучение*, которое представляет собой процесс переноса тепла тепловыми и световыми лучами, имеет место для наружных частей электрических машин.

Различные узлы характеризуются и различными тепловыми характеристиками, поэтому, строго говоря, электрическую машину нельзя считать идеально однородным в тепловом отношении телом. Однако, такое допущение оправдано, поскольку, с одной стороны, в правильно сконструированной машине процессы выравнивания температуры происходят достаточно быстро, с другой – типовые режимы нагрузки классифицированы таким образом, что в пределах каждого из них условия нагрева и охлаждения приблизительно одинаковы.

## 17.2. Основные уравнения нагрева и охлаждения

Основные уравнения нагрева и охлаждения основаны на том предположении, что в пределах определенного времени нагрузка остается неизменной, и потери мощности можно принять постоянными:  $\Delta P = \text{const}$ . При этом условии общее количество тепла, сообщаемое электрической машине в единицу времени равно:

$$dQ_1 = \Delta P d\theta \quad (17.1)$$

Часть его идет на нагрев:

$$dQ_2 = m C_{уд} d\theta \quad (17.2)$$

а часть рассеивается в окружающую среду:

$$dQ_3 = F_{охл} A_{уд} \theta dt \quad (17.3)$$

где:  $m$ ,  $C_{уд}$ ,  $F_{охл}$  – масса и удельная теплоемкость и поверхность охлаждения машины;  $A_{уд}$  – удельная теплоотдача (количество тепла, отдаваемое с единицы поверхности охлаждения окружающей среде при разности температур в  $1^{\circ}\text{C}$ );  $\theta = t_n^{\circ} - t_{o.c}^{\circ}$  – превышение фактической температуры нагрева над температурой окружающей среды;  $t$  – время.

В соответствии с общим законом сохранения энергии для любого момента времени имеет место тепловой баланс, который выражается уравнением:

$$\Delta P dt = F_{\text{охл}} A_{\text{уд}} \theta dt + mC_{\text{уд}} d\theta . \quad (17.4)$$

Разделив обе части (17.4) на величину  $F_{\text{охл}} A_{\text{уд}}$ , получим:

$$\frac{mC_{\text{уд}}}{F_{\text{охл}} A_{\text{уд}}} \frac{d\theta}{dt} + \theta - \frac{\Delta P}{F_{\text{охл}} A_{\text{уд}}} = 0 . \quad (17.5)$$

Решение этого уравнения относительно превышения температуры  $\theta$  при постоянных значениях теплоотдачи, теплоемкости и потерь мощности имеет вид:

$$\theta = \frac{\Delta P}{A} \left( 1 - e^{-\frac{A}{C}t} \right) + \theta_{\text{нач}} e^{-\frac{A}{C}t} , \quad (17.6)$$

где  $A = F_{\text{охл}} A_{\text{уд}}$ ,  $C = mC_{\text{уд}}$  – полные значения теплоотдачи и теплоемкости;  $\theta_{\text{нач}}$  – начальное превышение температуры.

При достаточно большой продолжительности процесса нагрева ( $t \Rightarrow \infty$ ) все тепло, сообщаемое электрической машине, рассеивается в окружающую среду, температура практически не изменяется, а превышение ее составляет:

$$\theta_{\text{уст}} = \frac{\Delta P}{A} . \quad (17.7)$$

Величина  $\theta_{\text{уст}}$  называется *установившимся превышением температуры*, и не зависит от теплоемкости. Физически это соответствует режиму теплового равновесия, когда все тепло, выделяемое за счет потерь, передается в окружающую среду.

Время, за которое превышение температуры достигло бы своего установившегося значения, если бы не было отдачи тепла в окружающую среду, именуется *постоянной времени нагрева*. Численно оно равно отношению теплоемкости к теплоотдаче:

$$\tau_{\text{н}} = \frac{C}{A} . \quad (17.8)$$

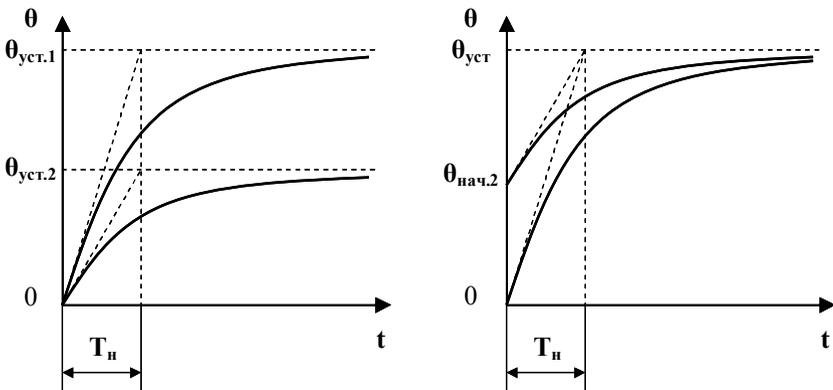
Постоянная времени нагрева не зависит от потерь мощности. С учетом уравнений (17.7) и (17.8) выражение (17.6) может быть записано в следующем виде:

$$\theta = \theta_{уст} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_n}} \right) + \theta_{нач} e^{-\frac{t}{T_n}} = (\theta_{нач} - \theta_{уст}) e^{-\frac{t}{T_n}} + \theta_{уст} \quad (17.9)$$

Если нагрев идет из холодного состояния ( $\theta_{нач} = 0$ ):

$$\theta = \theta_{уст} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T_n}} \right) \quad (17.10)$$

Превышение температуры достигает установившегося значения за время, равное  $(3 - 4)T_n$ . Поскольку для конкретной электрической машины  $T_n = \text{const}$ , а потери в процессе ее работы могут изменяться, каждому значению  $\Delta P$  соответствует определенное значение  $\theta_{уст}$ . В то же время, при  $\Delta P = \text{const}$ , установившееся значение превышения температуры не зависит от начального ее превышения  $\theta_{нач}$  (рис. 17.1).



**Рисунок 17.1** – Кривые нагрева электрической машины: а – из холодного состояния ( $\theta_{нач.1} = \theta_{нач.2} = 0$ ) при различных потерях мощности ( $\Delta P_1 > \Delta P_2$ ); б – при одинаковых потерях ( $\Delta P_1 = \Delta P_2$ ) и различных начальных превышениях температуры ( $\theta_{нач.2} > \theta_{нач.1} = 0$ )

Уравнение (17.9) справедливо и для процессов охлаждения, но начальные условия при этом изменяются. Установившееся значение превышения температуры меньше начального превышения, а превышение температуры в начале каждого последующего участка равно превышению температуры в конце предшествующего участка:  $\theta'_{\text{кон}(i-1)} = \theta'_{\text{нач}(i)}$ . Установившееся превышение температуры (при  $t_{\text{охл}} \Rightarrow \infty$ ) зависит от величины потерь. При сбросе нагрузки потери уменьшаются:  $\Delta P_{i-1} > \Delta P_i > 0$ , и, если при этом:  $\theta'_{\text{нач}(i)} > \theta'_{\text{уст}(i)} > 0$ , начинается охлаждение. Если машина отключена:  $\Delta P_{i-1} > \Delta P_i = 0$ , и  $\theta'_{\text{уст}} = 0$ . В этом случае для периода охлаждения уравнение (17.9) принимает вид:

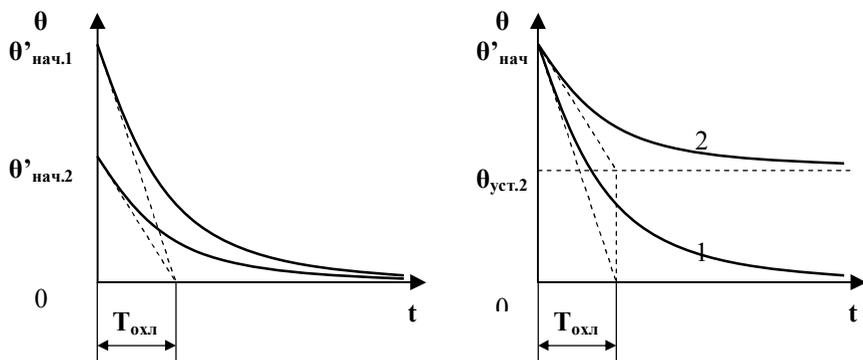
$$\theta = \theta'_{\text{нач}} e^{-\frac{t}{T_{\text{охл}}}}. \quad (17.11)$$

Уравнения (17.9) – (17.11) справедливы для любого участка времени, на котором можно считать:  $\Delta P_i = \text{const}$ ;  $\theta_{\text{уст}(i)} = \text{const}$ .

Вместо постоянной времени нагрева в них необходимо подставлять постоянную времени охлаждения. При одинаковых условиях охлаждения работающих и отключенных электрических машин постоянные времени нагрева и охлаждения равны между собой, и кривая охлаждения представляет собой зеркальное отображение кривой нагрева. В машинах с самовентиляцией  $T_{\text{охл}} > T_{\text{н}}$ . Коэффициент ухудшения теплоотдачи, численно равный отношению теплоотдачи машины при охлаждении и нагреве, зависит от конструктивного исполнения и режима работы машины:

$$\beta_o = \frac{A_{\text{охл}}}{A_{\text{н}}} = \frac{T_{\text{охл}}}{T_{\text{н}}} = 0,25 - 1.$$

Кривые охлаждения (рис. 17.2 – а) характерны для полного отключения машины ( $\Delta P = 0$ ) при различных значениях  $\theta'_{\text{нач}}$ , а кривые охлаждения, показанные на рис. 17.2 – б, – для отключения (кривая 1), или существенного сброса нагрузки ( $\Delta P > 0$ ) при одинаковых значениях начального превышения температуры  $\theta'_{\text{нач}}$  (кривая 2).

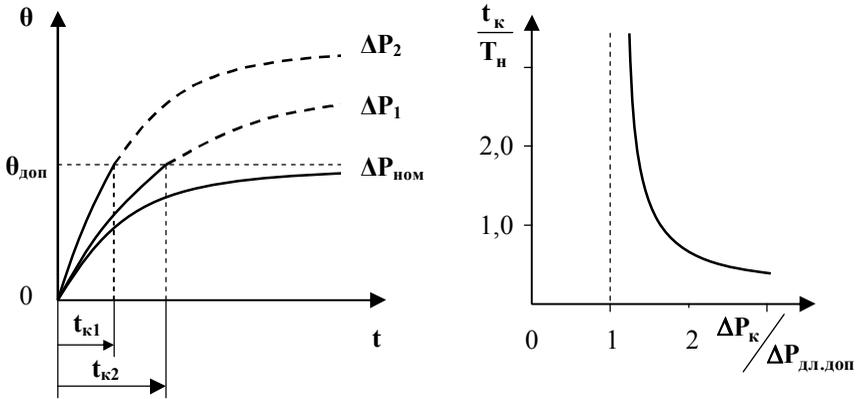


**Рисунок 17.2** – Кривые охлаждения: а – установившееся превышение температуры равно нулю ( $\theta'_{уст} = 0$ ), начальные превышения различны ( $\theta'_{нач.1} > \theta'_{нач.2}$ ); б – различные установившиеся превышения температуры ( $\theta_{уст.2} > \theta_{уст.1} = 0$ ) при одинаковых начальных превышениях

### 17.3. Допустимые превышения температуры и режимы работы

Надежная работа электрических машин в течение всего срока службы обеспечивается только в том случае, если температура их нагрева ограничивается допустимыми значениями, соответствующими определенному классу нагревостойкости изоляции. В современных электрических машинах применяется изоляция классов **A** ( $t_{доп}^{\circ} = 105^{\circ}\text{C}$ ); **E** ( $120^{\circ}\text{C}$ ); **B** ( $130^{\circ}\text{C}$ ); **F** ( $155^{\circ}\text{C}$ ). Даже относительно небольшое превышение  $t_{доп}^{\circ}$  приводит к интенсивному старению и резкому сокращению срока службы изоляции. Существует «*правило восьми градусов*», согласно которому можно приближенно считать, что увеличение температуры нагрева сверх допустимого значения на  $8^{\circ}\text{C}$  сокращает срок службы изоляции в два раза.

При эксплуатации электрических машин нагрузка и потери могут изменяться различным образом, что приводит и к изменению установившегося превышения температуры. При возрастании потерь  $\theta_{уст}$  может быть значительно больше допустимого значения. Однако, вследствие тепловой инерции для достижения  $\theta_{доп}$  требуется определенное время (рис. 17.3 – а).



**Рисунок 17.3** – Кривые нагрева при перегрузке электрической машины (а), и зависимость допустимого времени включения от степени нагрузки (б)

При определенном значении потерь  $\Delta P_{\text{дл.доп}}$  установившееся превышение температуры равно допустимому значению:  $\theta_{\text{уст}} = \theta_{\text{доп}}$ , и уравнение (17.10) решается относительно времени, на которое можно кратковременно включить электрическую машину при потерях  $\Delta P_{\text{к}} > \Delta P_{\text{дл.доп}}$  следующим образом:

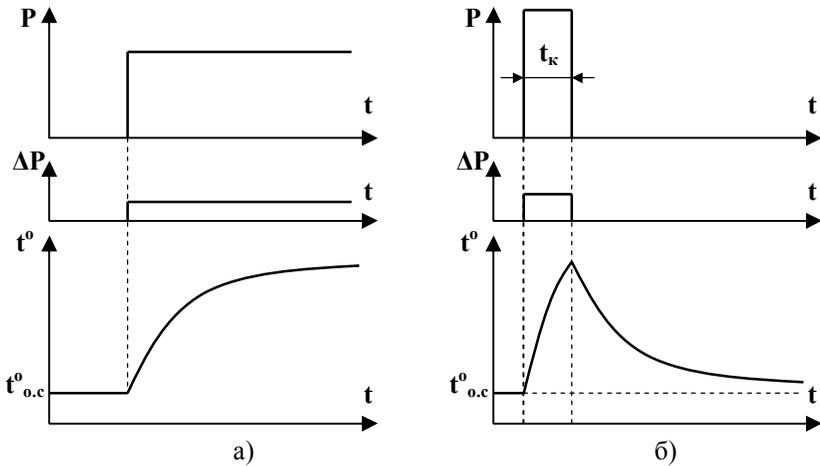
$$t_{\text{к}} = T_{\text{н}} \ln \frac{\Delta p_{\text{к}}^*}{\Delta p_{\text{к}}^* - 1}, \quad (17.12)$$

где  $\Delta p_{\text{к}}^* = \frac{\Delta P_{\text{к}}}{\Delta P_{\text{дл.доп}}}$  – относительное значение потерь.

При охлаждении электрических машин превышение температуры также не сразу достигает установившегося значения.

Установлено восемь режимов работы электрических машин, характеризующих условия их нагрузки.

*Продолжительным номинальным режимом работы* электрической машины (**S1**) называется режим работы при неизменной нагрузке, продолжающийся столько времени, что превышения температуры всех ее частей достигают установившихся значений (рис. 17.4 – а).



**Рисунок 17.4** – Зависимости мощности ( $P$ ), потерь мощности ( $\Delta P$ ) и температуры нагрева ( $t^{\circ}C$ ) от времени при продолжительном номинальном (а) и кратковременном (б) режимах работы

*Кратковременным номинальным режимом работы* электрической машины (**S2**) называется такой режим, при котором периоды неизменной номинальной нагрузки чередуются с периодами отключения, причем периоды нагрузки не настолько длительны, чтобы превышения температуры электрической машины могли достигнуть установившихся значений, а периоды отключения настолько длительны, что все ее части охлаждаются практически до температуры окружающей среды (рис. 17.4 – а).

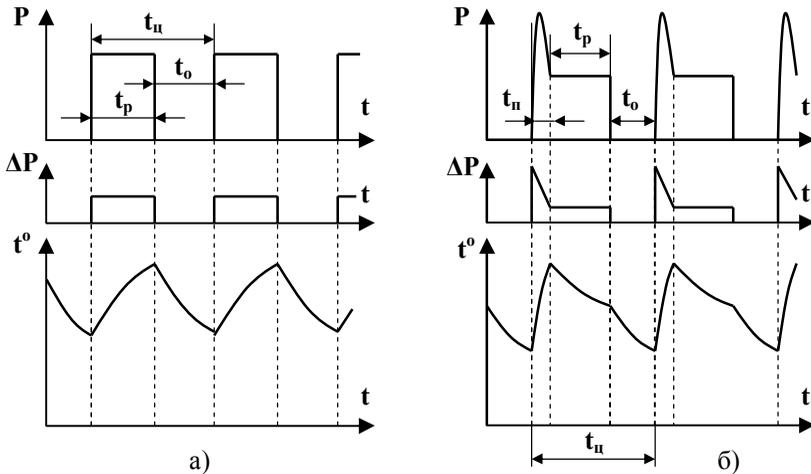
Установленные значения продолжительности рабочих периодов в этом режиме составляют: 10, 30, 60 и 90 минут.

*Повторно-кратковременным номинальным режимом работы* электрической машины (**S3**) называется режим, при котором кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки (рабочие периоды) чередуются с периодами отключения (паузами), причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры достигли установившихся значений (рис. 17.5–а).

Важной характеристикой этого режима работы является относительная продолжительность включения (**ПВ, %**), которая представляет собой отношение длительности рабочего периода  $t_p$  к длительности всего цикла  $t_{ц}$ :

$$\text{ПВ, \%} = \frac{t_p}{t_p + t_o} 100\% = \frac{t_p}{t_u} 100\% . \quad (17.13)$$

Нормируемые значения **ПВ** составляют: 15, 25, 40 и 60%, причем продолжительность цикла не должна превышать 10 минут. При повторно-кратковременном режиме потери энергии при пусках практически не оказывают влияния на нагрев.



**Рисунок 17.5** – Зависимости мощности (**P**), потерь (**ΔP**) и температуры нагрева (**t°**) от времени при повторно-кратковременном (а) и повторно-кратковременном с частыми пусками (б) режимах работы

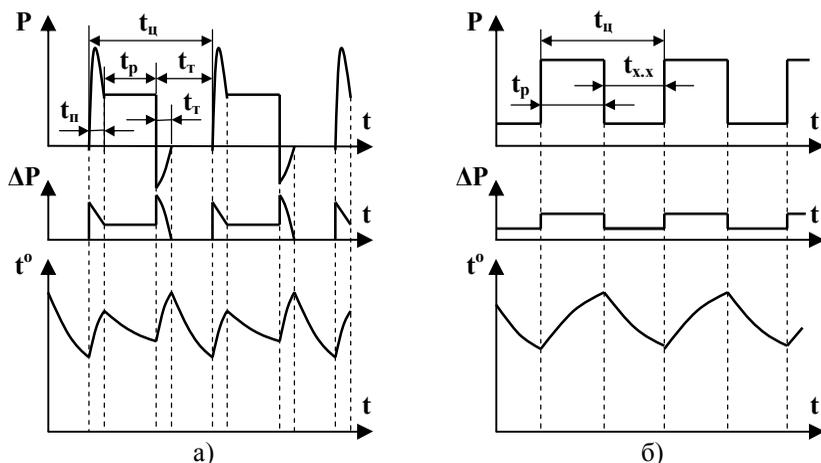
*Повторно-кратковременным номинальным режимом работы с частыми пусками (S4)* называется режим, при котором периоды пуска и кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки чередуются с периодами отключения, причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры могли достигнуть установившихся значений (рис. 17.5 – б).

Главное отличие этого режима от режима **S3** заключается в том, что потери мощности при пуске машины оказывают существенное влияние на ее нагрев. Режим **S4** характеризуется относительной продолжительностью включения, в которой время пуска ( $t_u$ ) учитывается в рабочем периоде:

$$\text{ПВ} = \frac{t_n + t_p}{t_n + t_p + t_o} \cdot 100\% . \quad (17.14)$$

Кроме того, регламентируются число пусков в час и коэффициент инерции привода. Нормируемые значения числа пусков составляют 30, 60, 120 и 240. Коэффициент инерции (**FI**) представляет собой отношение полного момента инерции, приведенного к валу двигателя, к моменту инерции ротора  $\left( \text{FI} = \frac{J_{\Sigma}}{J_p} \right)$ . Нормируемые значения **FI** равны: 1,2; 1,6; 2,5; 4; 6,3; 10.

*Повторно-кратковременным номинальным режимом работы с частыми пусками и электрическим торможением (S5)* называется режим, при котором периоды пуска, кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки, и электрического торможения чередуются с периодами отключения, причем как рабочие периоды, так и паузы не настолько длительны, чтобы превышения температуры могли достигнуть установившихся значений (рис. 17.6 – а).



**Рисунок 17.6** – Зависимости мощности, потерь, и температуры нагрева от времени при повторно-кратковременном режиме с частыми пусками и электрическим торможением (а), и перемежающемся режиме (б)

В режиме **S5** существенное влияние на нагрев оказывают не только пуски, но и режимы электрического торможения.

Относительная продолжительность включения определяется с учетом времени пусков ( $t_n$ ) и торможений ( $t_r$ ):

$$ПВ = \frac{t_n + t_p + t_r}{t_n + t_p + t_r + t_o} \cdot 100\% . \quad (17.15)$$

*Перебегающим номинальным режимом работы* электрической машины (**S6**) называется режим, при котором кратковременные периоды неизменной номинальной нагрузки (рабочие периоды) чередуются с периодами холостого хода, во время которых машина не отключается, причем как рабочие периоды, так и периоды холостого хода не настолько длительны, чтобы превышения температуры могли достигнуть установившихся значений (рис. 17.6 – б).

Нормируемым показателем режима **S6** является относительная продолжительность нагрузки (**ПН, %**), которая отличается от продолжительности включения тем, что в ней вместо периодов отключения учитываются периоды холостого хода ( $t_{x,x}$ ):

$$ПН, \% = \frac{t_p}{t_p + t_{x,x}} \cdot 100\% . \quad (17.16)$$

Нормируемые значения ПН составляют 15, 25, 40 и 60% при полном времени цикла, не превышающем 10 минут.

Помимо рассмотренных режимов работы имеют место *перебегающий номинальный режим работы с частыми реверсами* (**S7**), и *перебегающий номинальный режим работы с двумя или более угловыми скоростями* (**S8**).

В режиме **S7** периоды реверса чередуются с периодами неизменной номинальной нагрузки, причем последние не настолько длительны, чтобы превышения температуры могли достигнуть установившихся значений.

В режиме **S8** периоды с одной нагрузкой на одной угловой скорости чередуются с периодами работы на другой угловой скорости при соответствующей этой угловой скорости нагрузке. Периоды нагрузки на каждой из угловых скоростей не настолько длительны, чтобы превышения температуры частей машины могли достигнуть установившихся значений.

## 17.4. Определение постоянных времени нагрева и охлаждения

В первом приближении постоянную времени нагрева можно определить по параметрам машины:

$$T_n = 6,0 \frac{m \theta_{\text{ном}} \eta_{\text{ном}}}{P_{\text{ном}} (1 - \eta_{\text{ном}})}, \text{ мин}, \quad (17.17)$$

где  $m$ , кг – масса двигателя;  $P_{\text{ном}}$  и  $\eta_{\text{ном}}$  – номинальная мощность (Вт) и к.п.д. (о.е.);  $\theta_{\text{ном}}$ , °С – номинальное для данного класса изоляции превышение температуры: **A** – 60°С; **E** – 75°С; **B** – 80°С; **F** – 100°С.

Однако, расчет по этой формуле не учитывает реальные условия охлаждения, и может дать значительную погрешность.

Более точное аналитическое определение постоянных времени нагрева (охлаждения) производится по формуле:

$$T_{n(\text{охл})} = \frac{\sum_{i=1}^n c_i m_i}{\sum_{i=1}^n a_i F_i}, \quad (17.18)$$

где  $c_i$ ;  $a_i$  – удельные значения теплоемкости и теплоотдачи отдельных элементов электрической машины;  $m_i$ ;  $F_i$  – масса и поверхность охлаждения  $i$ -го элемента.

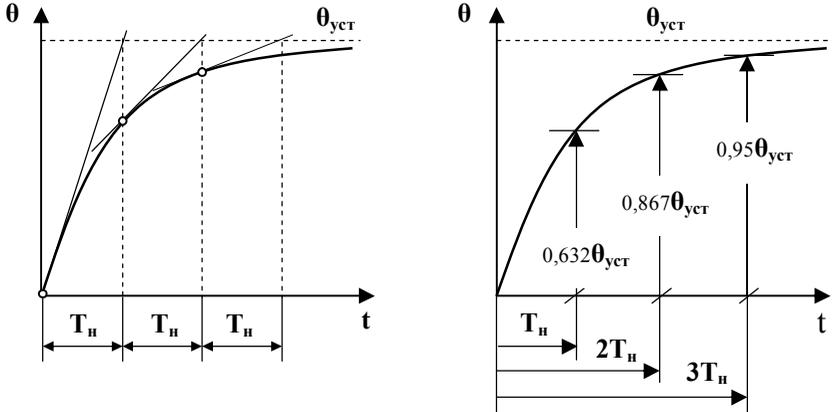
Однако, расчет по этой формуле затруднен ввиду сложности определения условий теплоотдачи.

На практике чаще всего пользуются методами, основанными на обработке кривых нагрева и охлаждения  $\theta = f(t)$ , полученных экспериментально. Асинхронная машина представляет собой неоднородное в тепловом отношении тело, а среднее по объему превышение температуры вычисляется по формуле:

$$\theta_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n \theta_i V_i}{\sum_{i=1}^n V_i}, \quad (17.19)$$

где  $n$  – общее число элементов, в объеме каждого из которых  $V_i$  превышение температуры  $\theta_i$  можно считать практически неизменным.

Экспериментальные зависимости  $\theta = f(t)$  необходимо аппроксимировать графическими или аналитическими методами.



**Рисунок 17.7** – Определение постоянной времени нагрева по методу касательных (а) и по методу, основанному на свойствах экспоненты (б)

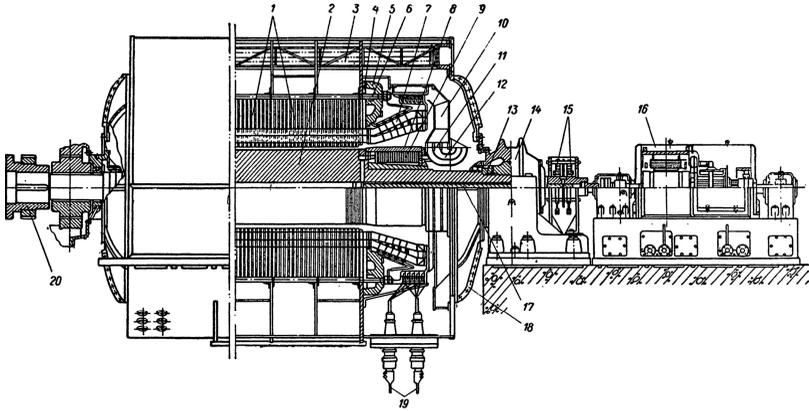
*Метод касательных* основан на графическом дифференцировании зависимости  $\theta = f(t)$ . Для определения  $T_n$  к кривой нагрева (или охлаждения) в нескольких точках проводятся касательные. Отрезок времени, заключенный между перпендикулярами, восстановленными на ось времени из точки касания и точки пересечения касательной с линией  $\theta_{уст}$ , даёт постоянную времени нагрева (рис. 17.7 – а). Для повышения точности строится несколько касательных, и определяется среднее значение постоянной времени  $T_n$ .

*Метод, основанный на свойствах экспоненты*, заключается в том, что при значениях времени:  $t = T_n$ ;  $t = 2T_n$ ;  $t = 3T_n$  множитель  $\left(1 - e^{-t/T_n}\right)$  принимает соответственно следующие значения: 0,632; 0,867; 0,95. Таким образом, если известны установившееся и начальное значения превышения температуры, можно определить и постоянную времени нагрева (рис. 17.7 – б). Точность повышается путем усреднения результата.

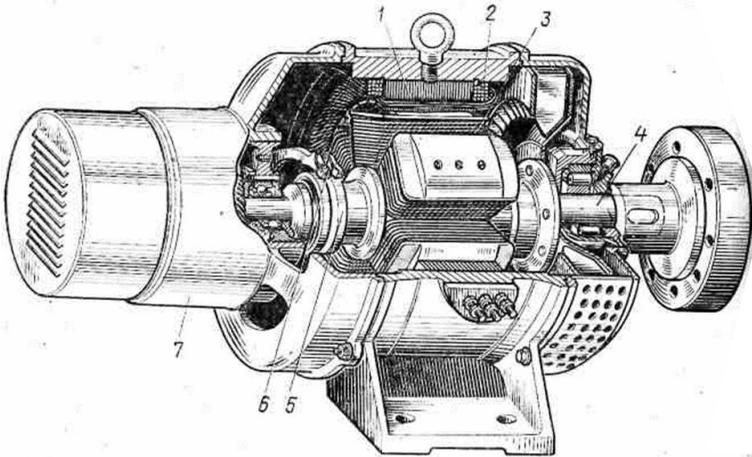
## Литература

1. Александров Н.Н. Электрические машины и микромашины. М.: Колос, 1983.
2. Андрианов В.Н. Электрические машины и аппараты. М.: Колос, 1971.
3. Брускин Д.Э., Зорохович А.Е., Хвостов В.С. Электрические машины и микромашины. М.: Высшая школа 1990.
4. Ванурин В.Н. Электрические машины М.: Колос, 1995.
5. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.
6. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. М.: Энергия, 1980.
7. Кобозев В.А. Основы энергосбережения в асинхронном электроприводе: Ставрополь, 1999. 106 с.
8. Кобозев В.А. Энергосбережение в силовом электрооборудовании сельскохозяйственного производства: Монография. Ставрополь: Изд-во «АГРУС», 2004. 280 с.
9. Копылов И.П. Электрические машины. Учебник. 2-е изд., перераб. М.: Высшая школа, Логос, 2000.
10. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 1, 2. Л.: Энергия, 1973.
11. Петров Г.И. Электрические машины. В 3-х частях. Ч. 2. Электрические машины переменного тока: учебник для ВУЗов. М.: Энергия, 1974.
12. Торопцев Н.Д. Электрические машины сельскохозяйственного назначения. М.: Энергоиздат, 2005. 216 с.
13. Торопцев Н.Д. Трехфазные асинхронные двигатели в однофазных сетях. М.: Энергоатомиздат. 2003. 128 с.
14. Практикум по электрическим машинам и агрегатам / под ред. В.Н. Андрианова. М.: Колос, 1969.
15. Электронный учебник «Электрические машины» / Кафедра электромеханики Московского энергетического института (технического университета). 452 с. // [elmech.mpei.ac.ru > em/EM/EM\\_cont\\_ohtm](http://elmech.mpei.ac.ru/em/EM/EM_cont_ohtm).

## Приложение 1. Конструкция синхронных электрических машин

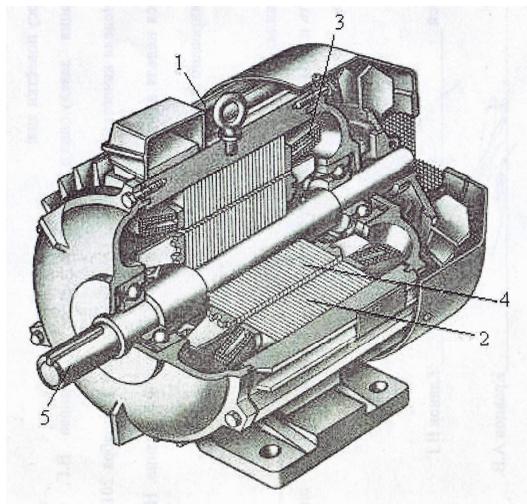


**Рисунок П.1.1** – Неявнополюсный синхронный генератор с водородным охлаждением: 1 – магнитопровод статора 2 – ротор; 3 – охладитель; 4 – нажимной палец; 5 – нажимная плита; 6 – стяжная шпилька; 7 – обмотка статора; 8 – бондаж ротора; 9 – обмотка ротора; 10 – диффузор; 11 – вентилятор; 12 – направляющая воронка; 13 – масляное уплотнение; 14 – подшипник; 15 – контактные кольца; 16 – возбудитель; 17 – токопровод к обмотке возбуждения; 18 – торцовый щит; 19 – выводы; 20 – соединительная муфта

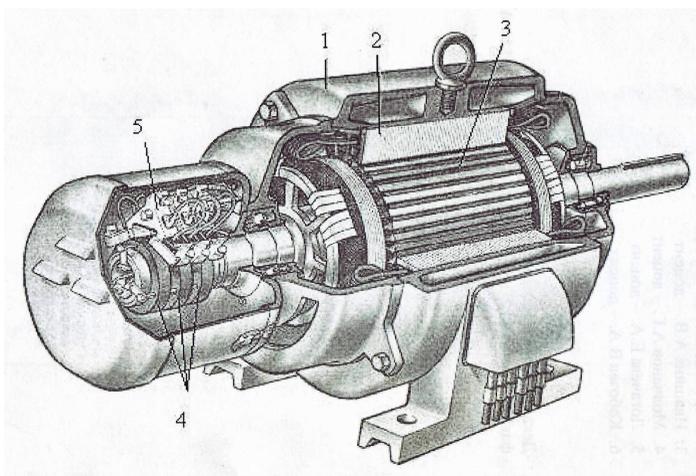


**Рисунок П.1.2** – Явнополюсная синхронная машина; 2 – сердечник статора; 2 – обмотка якоря; 3 – магнитная система ротора; 4 – обмотка возбуждения; 5 – контактные кольца; 6 – щетки; 7 – возбудитель

## Приложение 2. Конструкция асинхронных электрических машин



**Рисунок П.2.1** – Асинхронная машина с короткозамкнутым ротором: 1 – станина; 2 – магнитная система статора; 3 – обмотка статора; 4 – магнитопровод ротора с короткозамкнутой обмоткой; 5 – вал ротора



**Рисунок П.2.2** – Асинхронная машина с фазным ротором: 1 – станина; 2 – магнитная система статора с обмоткой; 3 – ротор с обмоткой; 4 – контактные кольца; 5 – щетки

### Приложение 3. Технические данные асинхронных двигателей серии АИР

Типораз- мер	$P_{2ном}$ , кВт	$n_{2ном}$ , об/мин	КПД %	$\cos\phi$	$\frac{M_{пуск}}{M_{ном}}$	$\frac{M_{max}}{M_{ном}}$	$\frac{M_{min}}{M_{ном}}$	$\frac{I_{пуск}}{I_{ном}}$
<b>АИР71А2</b>	0,75	2820	78,5	0,83	2,1	2,2	1,6	6,0
<b>АИР71В2</b>	1,1	2805	79,0	0,84	2,1	2,2	1,6	6,0
<b>АИР80А2</b>	1,5	2850	82,0	0,85	2,2	2,6	1,6	6,5
<b>АИР80В2</b>	2,2	2850	83,0	0,87	2,1	2,6	1,6	6,4
<b>АИР90L2</b>	3,0	2850	84,5	0,88	2,0	2,2	1,6	7,0
<b>АИР100S2</b>	4,0	2850	87,0	0,88	2,0	2,2	1,6	7,5
<b>АИР100L2</b>	5,5	2850	88,0	0,89	2,0	2,2	1,6	7,5
<b>АИР112M2</b>	7,5	2895	87,5	0,88	2,0	2,2	1,6	7,5
<b>АИР132M2</b>	11,0	2910	88,0	0,9	1,6	2,2	1,6	7,5
<b>АИР160S2</b>	15,0	2910	90,0	0,89	1,8	2,7	1,7	7,0
<b>АИР160M2</b>	18,5	2910	90,5	0,9	2,0	2,7	1,8	7,0
<b>АИР180S2</b>	22,0	2920	90,5	0,89	2,0	2,7	1,9	7,0
<b>АИР180M2</b>	30,0	2925	91,5	0,9	2,2	3,0	1,9	7,5
<b>АИР200M2</b>	37,0	2940	91,5	0,87	1,6	2,8	1,5	7,0
<b>АИР200L2</b>	45,0	2940	92,0	0,88	1,8	2,8	1,5	7,5
<b>АИР225M2</b>	55,0	2940	92,5	0,91	1,8	2,6	1,5	7,5
<b>АИР250S2</b>	75,0	2940	93,0	0,9	1,8	3,0	1,5	7,5
<b>АИР71В4</b>	0,75	1350	75,0	0,8	2,2	2,2	1,6	5,0
<b>АИР80А4</b>	1,1	1395	76,5	0,77	2,2	2,2	1,7	5,0
<b>АИР80В4</b>	1,5	1395	78,5	0,8	2,2	2,4	1,7	5,3
<b>АИР90L4</b>	2,2	1395	81,0	0,81	2,2	2,4	1,6	6,5
<b>АИР100S4</b>	3,0	1410	82,0	0,83	2,0	2,2	1,6	7,0
<b>АИР100L4</b>	4,0	1410	85,0	0,84	2,1	2,4	1,6	6,0
<b>АИР112M4</b>	5,5	1430	85,5	0,86	2,0	2,2	1,6	7,0
<b>АИР132S4</b>	7,5	1440	87,5	0,86	2,0	2,5	1,6	7,5
<b>АИР132M4</b>	11,0	1445	87,5	0,87	2,0	2,7	1,6	7,5
<b>АИР160S4</b>	15,0	1455	90,0	0,89	1,9	2,9	1,8	7,0
<b>АИР160M4</b>	18,5	1455	90,5	0,89	1,9	2,9	1,8	7,0
<b>АИР180S4</b>	22,0	1460	90,5	0,87	1,7	2,4	1,5	6,5
<b>АИР180M4</b>	30,0	1470	92,0	0,87	1,7	2,7	1,5	6,5
<b>АИР200M4</b>	37,0	1475	92,0	0,87	1,7	2,7	1,6	7,5
<b>АИР200L4</b>	45,0	1474	92,5	0,89	1,7	2,7	1,6	7,5
<b>АИР225M4</b>	55,0	1476	93,0	0,89	1,7	2,6	1,6	7,5
<b>АИР250S4</b>	75,0	1482	94,0	0,88	1,7	2,5	1,3	7,5

<b>АИР71В6</b>	0,55	915	68,5	0,7	2,0	2,2	1,6	4,5
<b>АИР80А6</b>	0,75	920	71,0	0,71	2,1	2,2	1,6	4,0
<b>АИР80В6</b>	1,1	920	75,0	0,74	2,0	2,3	1,8	4,5
<b>АИР90L6</b>	1,5	925	76,0	0,72	2,0	2,2	1,6	6,0
<b>АИР100L6</b>	2,2	925	81,0	0,74	1,9	2,2	1,6	6,0
<b>АИР112МА6</b>	3,0	950	81,0	0,74	2,0	2,1	1,6	6,0
<b>АИР112МВ6</b>	4,0	950	82,0	0,81	2,0	2,2	1,6	6,0
<b>АИР132S6</b>	5,5	960	85,0	0,8	2,0	2,2	1,6	7,0
<b>АИР132М6</b>	7,5	960	85,5	0,81	2,0	2,2	1,6	7,0
<b>АИР160S6</b>	11,0	970	88,0	0,83	2,0	2,7	1,6	6,5
<b>АИР160М6</b>	15,0	970	88,0	0,85	2,0	2,7	1,6	6,5
<b>АИР180М6</b>	18,5	979	89,5	0,85	1,8	2,4	1,6	6,5
<b>АИР200М6</b>	22,0	980	90,0	0,83	1,6	2,4	1,4	6,5
<b>АИР200L6</b>	30,0	977	90,0	0,85	1,6	2,4	1,4	6,5
<b>АИР225М6</b>	37,0	981	91,0	0,85	1,5	2,3	1,4	6,5
<b>АИР250S6</b>	45,0	983	92,5	0,85	1,5	1,4	2,3	6,5
<b>АИР250М6</b>	55,0	985	93,0	0,85	1,5	2,3	1,4	6,5
<b>АИР90LА8</b>	0,75	700	75,0	0,73	1,4	2,1	1,3	3,5
<b>АИР90LВ8</b>	1,1	690	77,0	0,72	1,4	2,0	1,4	4,0
<b>АИР100L8</b>	1,5	700	76,0	0,73	1,6	2,0	1,2	5,5
<b>АИР112МА8</b>	2,2	709	76,5	0,71	1,8	2,2	1,4	6,0
<b>АИР112МВ8</b>	3,0	709	79,0	0,74	1,8	2,2	1,4	6,0
<b>АИР132S8</b>	4,0	720	83,0	0,7	1,8	2,2	1,4	6,0
<b>АИР132М8</b>	5,5	710	83,0	0,74	1,8	2,2	1,4	6,0
<b>АИР160S8</b>	7,5	727	87,0	0,75	1,6	2,4	1,4	5,5
<b>АИР160М8</b>	11,0	726	87,5	0,75	1,6	2,4	1,4	6,0
<b>АИР180М8</b>	15	732	89,0	0,82	1,6	2,2	1,5	5,5
<b>АИР200М8</b>	18,5	733	89,0	0,81	1,6	2,3	1,4	6,0
<b>АИР200L8</b>	22,0	732	90,0	0,81	1,6	2,3	1,4	6,0
<b>АИР225М8</b>	30,0	733	90,5	0,81	1,4	2,3	1,3	6,0
<b>АИР250S8</b>	37,0	739	92,5	0,78	1,5	2,3	1,4	6,0
<b>АИР250М8</b>	45,0	739	92,5	0,79	1,4	2,2	1,3	6,0

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ</b> .....	3
<b>РАЗДЕЛ 1.</b> ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН ПЕРЕМЕННОГО ТОКА .....	5
<b>Глава 1.</b> Обмотки электрических машин переменного тока .....	5
1.1. Общие принципы выполнения обмоток .....	5
1.2. Распределенные обмотки .....	9
1.3. Обмотки с укороченным шагом .....	11
1.4. Скос пазов .....	13
1.5. Обмоточный коэффициент и ЭДС обмоток ....	14
<b>Глава 2.</b> Вращающееся магнитное поле электрических машин переменного тока .....	16
2.1. Пульсирующее магнитное поле однофазных обмоток .....	16
2.2. Вращающееся магнитное поле многофазных обмоток .....	18
<b>РАЗДЕЛ 2.</b> СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ .....	22
<b>Глава 3.</b> Конструкция и принцип действия синхронных машин .....	22
3.1. Принцип действия синхронных машин .....	22
3.2. Устройство синхронных машин .....	24
3.3. Характеристики холостого хода .....	26
3.4. Работа синхронного генератора под нагрузкой. Реакция якоря.....	27
<b>Глава 4.</b> Уравнения ЭДС, внешние и регулирующие характеристики синхронных генераторов .....	32
4.1. Уравнения ЭДС и векторная диаграмма неявнополюсного синхронного генератора ....	32
4.2. Уравнения ЭДС и векторная диаграмма явнополюсного синхронного генератора .....	33

4.3.	Внешние и регулировочные характеристики	35
4.4.	Определение индуктивных сопротивлений синхронной машины по опытным данным ...	37
<b>Глава 5.</b>	<b>Электромагнитный момент и статическая устойчивость синхронных генераторов .....</b>	<b>40</b>
5.1.	Уравнение электромагнитного момента и угловые характеристики .....	40
5.2.	Статическая устойчивость синхронных машин .....	43
<b>Глава 6.</b>	<b>Параллельная работа синхронных генераторов с сетью .....</b>	<b>48</b>
6.1.	Условия включения синхронных генераторов на параллельную работу .....	48
6.2.	U-образные характеристики синхронных машин .....	50
6.3.	Синхронные компенсаторы .....	54
<b>Глава 7.</b>	<b>Синхронные двигатели .....</b>	<b>58</b>
7.1.	Асинхронный пуск синхронных двигателей	58
7.2.	Работа синхронных двигателей при постоянном моменте сопротивления .....	60
7.3.	Работа синхронных двигателей при постоянном токе возбуждения .....	63
7.4.	Рабочие характеристики синхронных двигателей .....	65
<b>РАЗДЕЛ 3.</b>	<b>АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ .....</b>	<b>67</b>
<b>Глава 8.</b>	<b>Устройство и принцип действия асинхронных машин .....</b>	<b>67</b>
8.1.	Принцип действия асинхронных машин .....	67
8.2.	Устройство асинхронных машин .....	69
8.3.	Асинхронная машина при заторможенном роторе. Приведение параметров ротора .....	70
8.4.	Асинхронная машина с вращающимся ротором. Схемы замещения .....	73
8.5.	Определение параметров схем замещения по опытам холостого хода и короткого замыкания .....	76

<b>Глава 9.</b>	Механические и рабочие характеристики асинхронных электродвигателей .....	81
9.1.	Электромагнитный момент асинхронной машины .....	81
9.2.	Механические характеристики асинхронной машины с учетом пространственных гармоник магнитного поля.....	87
9.3.	Построение механических характеристик асинхронных двигателей По каталожным данным .....	89
9.4.	Механическая мощность и рабочие характеристики асинхронных двигателей ....	91
<b>Глава 10.</b>	Асинхронная машина в режимах генератора и электромагнитного торможения .....	96
10.1.	Режим генераторного (рекуперативного) торможения асинхронной машины .....	96
10.2.	Режим электромагнитного торможения (торможения противовключением).....	99
10.3.	Асинхронный генератор с самовозбуждением .....	101
10.4.	Асинхронные преобразователи частоты .....	103
<b>Глава 11.</b>	Круговая диаграмма асинхронной машины .....	106
11.1.	Обоснование и построение круговой диаграммы асинхронной машины .....	106
11.2.	Анализ режимов работы и характеристик асинхронной машины с помощью круговых диаграмм .....	109
<b>Глава 12.</b>	Пусковые характеристики асинхронных двигателей .....	116
12.1.	Общие положения .....	116
12.2.	Пуск двигателей с фазным ротором .....	118
12.3.	Двигатели с двойной беличьей клеткой и с глубокопазым ротором .....	119
12.4.	Пуск асинхронных двигателей путем изменения частоты вращения поля статора .....	121
12.5.	Пуск при пониженном напряжении .....	124
12.6.	Пуск в условиях соизмеримой мощности .....	126

<b>Глава 13.</b>	Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей .....	129
13.1.	Общие положения .....	129
13.2.	Регулирование путем изменения числа пар полюсов .....	131
13.3.	Регулирование частоты вращения изменением скольжения .....	135
13.4.	Частотное регулирование .....	138
<b>Глава 14.</b>	Характеристики асинхронных двигателей при отклонениях и несимметрии напряжений .....	141
14.1.	Расчет симметричных составляющих по модулям междуфазных напряжений .....	141
14.2.	Анализ механических характеристик .....	143
14.3.	Токи и потери мощности при несимметричном питании .....	148
<b>Глава 15.</b>	Однофазные асинхронные двигатели .....	157
15.1.	Эллиптическое вращающееся поле .....	157
15.2.	Однофазные двигатели с пусковой обмоткой .....	160
15.3.	Конденсаторные двигатели .....	163
15.4.	Трехфазные двигатели в однофазном режиме .....	167
<b>Глава 16.</b>	Энергосберегающие режимы работы асинхронных двигателей .....	169
16.1.	Основные направления энергосбережения в асинхронном электроприводе .....	169
16.2.	Определение оптимальных уровней напряжения на зажимах АД при переменной нагрузке .....	173
16.3.	Энергосбережение на основе регулирования частоты вращения .....	180
16.4.	Энергетическая оценка дискретного регулирования .....	184
<b>Глава 17.</b>	Нагрев и режимы работы электрических машин .....	186
17.1.	Общие сведения о нагреве и охлаждении ...	186

17.2.	Основные уравнения нагрева и охлаждения	187
17.3.	Допустимые превышения температуры и режимы работы .....	191.
17.4.	Определение постоянных времени нагрева и охлаждения .....	197
<b>Литература</b>	.....	199
<b>Приложение 1.</b>	Конструкция синхронных электрических машин .....	200
<b>Приложение 2.</b>	Конструкция асинхронных электрических машин .....	201
<b>Приложение 3.</b>	Технические данные асинхронных двигателей серии АИР .....	203