

Московский государственный технический университет
им. Н. Э. Баумана

Б. В. Стрелков, Ю. Г. Шерстняков

АСИНХРОННЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ДВИГАТЕЛИ

Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана
1995

Открытие в 1880-х годах Г. Феррарисом и Н. Тесла вращающегося магнитного поля, получаемого с помощью переменных токов, положило начало конструированию многофазных электрических машин. Наиболее экономичной среди многофазных систем переменного тока оказалась система трехфазного тока, основы которой разработал в 1889-1891 гг. инженер М. Доливо-Добровольский. Предложенная им конструкция трехфазного асинхронного двигателя в основных чертах сохранилась до наших дней.

Асинхронные машины используются в основном как двигатели (АД), и в настоящее время они наиболее распространены во всех отраслях промышленности благодаря конструктивной простоте, низкой стоимости и высокой эксплуатационной надежности при минимальном обслуживании. По возможности регуляции частоты вращения АД уступают двигателям постоянного тока.

По конструкции и принципу действия АД в системах автоматизации (электрические машины мощностью до 1 кВт) подразделяют следующим образом:

- трехфазные двигатели с короткозамкнутым и массивным ротором;
- однофазные двигатели с конденсаторным пуском и с расщепленными или экранированными полюсами;
- двухфазные исполнительные двигатели с короткозамкнутым и полым немагнитным ротором.

1. КОНСТРУКЦИЯ АСИНХРОННЫХ МАШИН

1.1. Устройство асинхронного двигателя

АД состоит из неподвижной части - статора - и вращающейся - ротора, разделенных воздушным зазором (рис. 1). Активными частями двигателя являются магнитопровод и обмотка. Магнитопровод статора 1 и ротора 2 обычного исполнения АД с целью уменьшения потерь на вихревые токи набирают из листов электротехнической стали 0,35...0,5 мм. Для статора листы штампуют в виде колец 1

3

ББК 31.26 I.63

С84

Рецензенты: А. Н. Вареник, В. В. Каратаев

С84 Стрелков Б. В., Шерстняков Ю. Г. Асинхронные электрические двигатели: Учеб. пособие / Под ред. В. А. Маламьина. - М.: Изд-во МГТУ, 1995. - 57 с., ил.

Изложены общие положения теории асинхронных двигателей; даны основные определения, приведены главные конструкции асинхронных двигателей. Рассмотрены схемы замещения, приведен вывод основных характеристик двигателей, проанализированы способы регулирования скорости. Предназначено для студентов приборостроительных специальностей, изучающих курс ТОЭ, а также при проведении курсового проектирования.

Ил. 47. Библиогр. 7 назв.

ББК 31.26 I.63

Редакция заказной литературы

Борис Викторович Стрелков

Юрий Георгиевич Шерстняков

Асинхронные электрические двигатели

Заключенная редакция Н. Г. Ковалевская

Редактор Л. М. Элькинд

Корректор О. В. Калашникова

(С) МГТУ им. Н. Э. Баумана, 1995.

Подписано в печать 6.02.95. Формат 60x84/8. Бумага тип. № 2.
Печ. л. 3,5. Усл. печ. л. 3,45. Уч.-изд. л. 3,17.
Тираж 500 экз. Изд. № 2. Заказ 566

Издательство МГТУ, типография МГТУ.
107005, Москва, 4-я Бауманская, 5.

(рис. 2) с пазами на внутренней стороне. Кольца перед сборкой в пакет изолируют, покрывая слоем лака. Пакет запрессовывают в станину 3 (см. рис. 1), изготовленную, как правило, литьем из магнитного материала. В пазы пакета укладывают проводники обмотки статора 4 (см. рис. 1). Обмотку в них закрепляют с помощью деревянных или пластмассовых клиньев и пропитывают специальным лаком для скрепления проводников и улучшения теплопроводности.

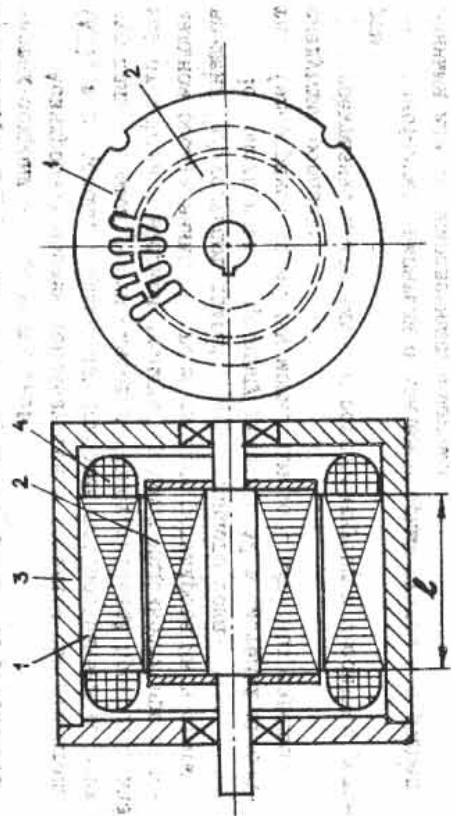


Рис. 1

Рис. 2

Концы фаз обмотки статора выводят на зажимы платы выводов и обозначают как, например, для трехфазной обмотки: начало фаз - А, В, С; концы соответствующих фаз - X, Y, Z (рис. 3).

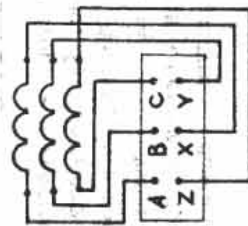


Рис. 3

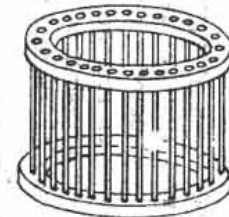


Рис. 4

Сердечник ротора имеет форму цилиндра, набранного из листов 2 (см. рис. 2), имеющих пазы на внешней стороне и посадочное отверстие для вала. Листы в большинстве случаев облицованы изоляцией, считая достаточной изоляцию оклада, который образуются на поверхности при откате после штамповки.

Обмотка ротора подразделяют на короткозамкнутые и фазные. В машинах малой мощности, в основном, применяют роторы с короткозамкнутой обмоткой - короткозамкнутые роторы. В пазах таких роторов расположены медные или алюминиевые стержни, соединенные с торцов короткозамкнутыми кольцами. Короткозамкнутая обмотка ротора показана на рис. 4. Чаще всего такую обмотку получают путем заливки пакета магнитопровода алюминиевым сплавом.

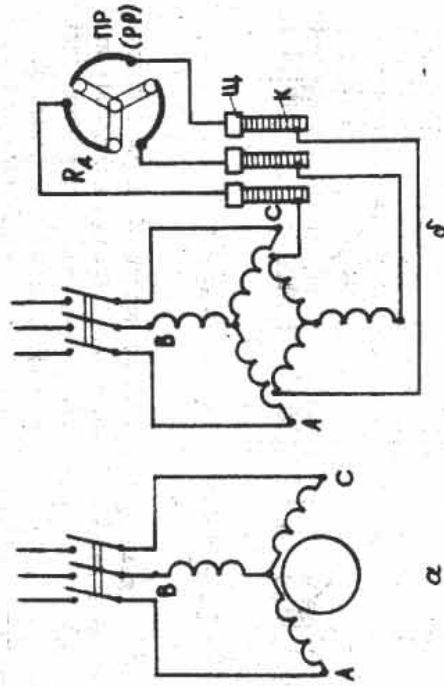


Рис. 5

В АД большой мощности и в некоторых специальных двигателях малой мощности с целью получения большого пускового момента и широкого диапазона регулирования частоты вращения применяются фазные обмотки - фазные роторы. В пазы фазного ротора уложена обмотка, выполненная аналогично обмотке статора. Концы фаз обмотки ротора присоединены к контактным кольцам, укрепленным на валу, по которым скользят щетки. Щетки присоединены к пусковым или регулировочным реостатам (ПР, РР). Принципиальные схемы АД с короткозамкнутым (а) и фазным (б) ротором приведены на рис. 5.

1.2. Основные принципы выполнения обмотки

Обмотка статора с числом фаз m присоединяется, как правило, к m -фазной симметричной сети переменного тока и предназначена для образования магнитного поля с числом пар полюсов $2p$. Для получения симметричной системы магнитных полюсов обмотки фаз должны быть симметричными, т.е. иметь одинаковые сопротивления обмоток фаз и амплитуды индуцированной в них ЭДС, а фазовый сдвиг между ЭДС должен быть таким же, как и в сети питания между напряжениями фаз. Для получения этого необходимо знать правила формирования обмотки.

Основным элементом обмотки является катушка (звезда), которая может быть одновитковой (состоит из одного витка) (рис. 6) и многовитковой, которая изображается на схемах условно в виде замкнутого контура (рис. 7). Части катушки, лежащие в пазах, называются активными, а вне пазов — лобовыми. Ширина катушки (расстояние между разными сторонами одной катушки) определяется шагом u и называется шагом обмотки.

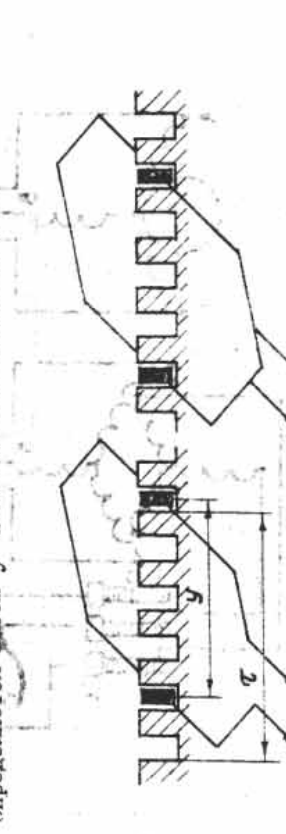


Рис. 6

Для того чтобы ЭДС проводников двух активных сторон катушки суммировались, эти стороны должны располагаться под полюсами различной полярности. Поэтому шаг u должен быть таким же, как и шаг полюсного деления τ , под которым понимают длину дуги, соответствующую одному полюсу электромагнитной системы. Полюсное деление и шаг обмотки измеряются либо в миллиметрах (по окружности зазора), либо в зубцовых делениях:

$$\tau = \pi D / 2p \text{ (мм) или } \tau = \pi / (2p) \text{ (зубцовые деления),} \quad (1)$$

$$u = \tau k / t_z \text{ (зубцовые деления).} \quad (2)$$

Здесь z — число зубцов (пазов) магнитопровода; D — диаметр внутренней расщелины статора; τ_k — расстояние между сторонами катушки; $t_z = \pi D / z$ — зубцовое деление — длина дуги по внутренней окружности (расщелины) статора между серединами соседних зубцов или пазов.

Если $u = \tau$, то это означает, что начало катушки лежит, например, в пазу 1, а конец ее — в пазу 6 ($1+5$). Шаг u всегда равен целому числу; полное деление может иметь как целое, так и дробное значение.

Если $u < \tau$, то обмотка называется обмоткой с диаметрально-ным, или полным шагом, а если $u > \tau$ — с укороченным шагом. Обычно $u \approx 0,8 \tau$, что дает возможность получить формы индукции поля и индуцированной ЭДС, близкие к синусоидальным.

По расположению сторон катушек в пазу обмотки подразделяют на однослойные и двухслойные. Если в пазу размещается только одна катушечная сторона (рис. 8), то обмотка однослойная, а если две (рис. 9), — двухслойная. Только двухслойную обмотку можно выполнять с укороченным шагом.

Обмотка машины состоит из нескольких частей, каждая из которых представляет разомкнутую систему последовательно соединенных катушек, называемую обмоткой фазы. Различают однофазные, двухфазные и трехфазные обмотки.

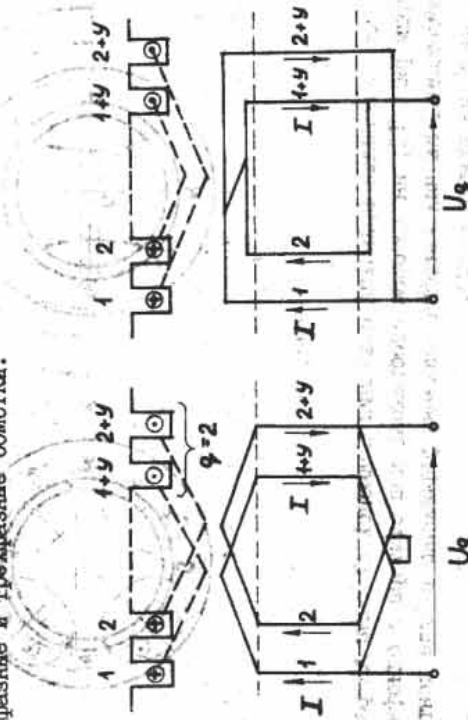


Рис. 8



Рис. 9

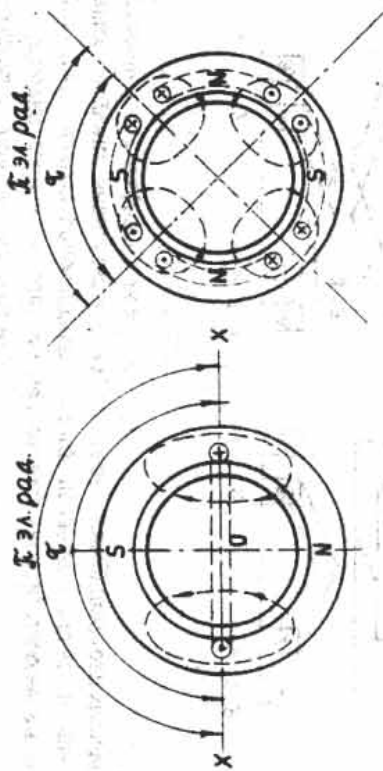


Рис. 10

правления вдоль зазора). Обмотка первого статора создает двухполюсное поле ($p = 1$), у которого угловой период 2π "электрических" радиан (эл.рад.) занимает полную окружность, что соответствует геометрическому углу 2π "геометрических" радиан (геом. рад.). Обмотка второго статора создает четырехполюсное поле ($p = 2$), у которого угловой период 2π эл.рад. занимает половину окружности, т.е. геометрический угол $2\pi/p = \pi$ геом.рад. Следовательно, 1 геом.рад. = p эл.рад.

Для получения периодического поля во всех катушках фаз должны протекать одинаковые токи, направление которых при переходе от катушки одного полюса к катушке другого чередующегося полюса должно измениться на обратное.

На рис. 10 представлены обмотки фаз простейшего вида, у которых на каждую фазу одного полюса приходится только один паз. Такие обмотки называются сосредоточенными. Обычно для получения достаточного числа витков в фазе и сохранения в то же время приемлемых размеров пазов число пазов в машине делают как можно больше. При этом ряд катушек, принадлежащих одной фазе, стороны которых лежат в соседних пазах, соединяют последовательно в катушечную группу.

Расположенные в соседних пазах стороны катушек одной катушечной группы занимают q пазов и образуют фазную зону с углом $\gamma = 2\pi pq/z$. Число пазов, приходящихся на полюс и фазу,

$$q = z / (2pm), \quad (3)$$

где m - число фаз.

На рис. 8 $q = 2$, а на рис. 9 $q = 3$. Чаще всего q выбирают равным целому числу ($q = 2...6$). Обмотки с числом $q > 1$ называются распределенными. Катушки в катушечной группе слитны относительно друг друга в магнитном поле на угол (электрический) $\alpha_s = 2\pi p / z = \gamma / q$.

Катушечные группы каждой фазы могут соединяться последовательно или путем сочетания последовательного соединения с параллельным, образуя несколько параллельных ветвей обмотки фаз.

В трехфазной четырехполюсной машине, в которой расположены однополюсной обмотки представлено на рис. 11а, каждая из фаз А, В, С занимает одинаковое число пазов $2pq = 8$. Число пазов $z = 24$ и, соответственно, $q = z / (2pm) = 2$. Направление токов в катушках (\otimes, \odot) обозначено в соответствии

Для пояснения принята система обозначения АД рассмотрим рис. 10, на котором изображены два статора с однофазными обмотками. На них катушка показана упрощенно в виде контура, состоящего из одного витка.

При протекании тока по обмотке образуется магнитное поле, периодически изменяющееся в пространстве (в тангенциальном на-

с векторной диаграммой фазных токов на рис. 11б. На каждом полюсном делении машины располагаются пазы с катушками всех трех фаз.

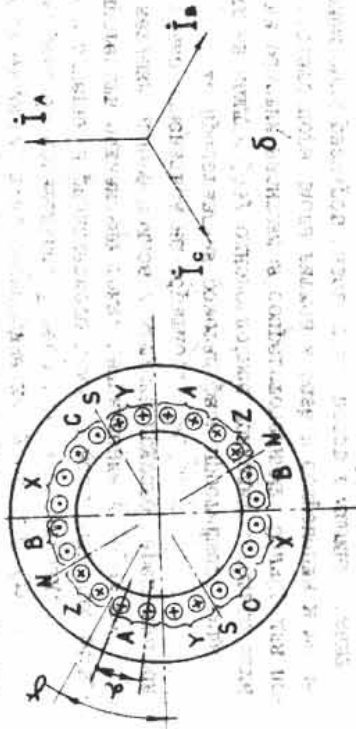


Рис. 11

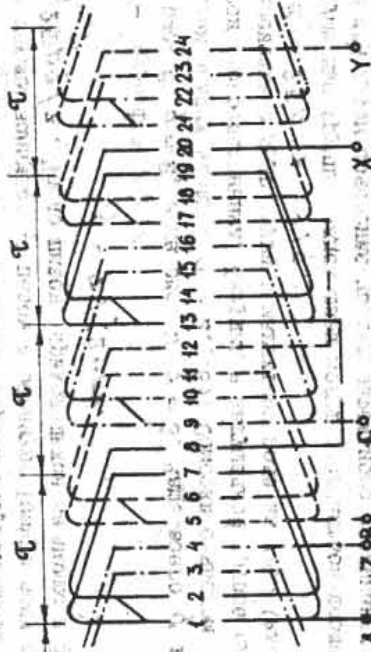


Рис. 12

Для указанной машины на рис. 12 приведена схема соединения катушек трапецевидальной формы для однослойной обмотки. Катушки намотаны по шеллону и поэтому обмотка называется шеллоной. Для наглядности внутренняя поверхность статора развернута в плоскость, а все катушки и их соединения изображены в виде линий.

Двухслойная обмотка находит более широкое применение, чем однослойная, из-за возможности выбора оптимального шага. У этой обмотки стороны катушек располагаются сверху и внизу соответствующих пазов, отстоящих друг от друга на шаг γ (см. рис. 9), поэтому число катушек в двухслойной обмотке в 2 раза больше, чем у однослойной. В зависимости от способа соединения катушек в фазе двухслойную обмотку называют волновой или петлевой. По принципу действия они совершенно идентичны.



Рис. 13

Для той же машины (см. рис. 11а) на рис. 13 показана схема развертка одной фазы двухслойной волновой обмотки. На схеме верхняя катушка изображена сплошной линией, а нижняя — штриховой.

2. МАГНИТОДВИЖУЩАЯ И ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛЫ ОБМОТКИ

2.1. Магнитодвижущая сила

2.1.1. Однофазная обмотка

При прохождении тока по обмотке образуется магнитодвижущая сила (МДС), параметры которой зависят от устройства обмотки и протекающих по ней токов. Рассмотрим вначале МДС одной катушки. Предположим, что на статоре двухполюсной машины в пазах размещена катушка с числом витков ω_k и шагом $\gamma = \tau$. Воздушный зазор между статором и ротором равномерный. Если по катушке про-

пустить синусоидальный ток $i_k = \sqrt{2} I \sin \omega t$, то он создает магнитное поле, линии которого показаны на рис. 10а.

Каждая силовая линия этого поля сплетена со всеми витками ω_k катушки. Поэтому создаваемая катушкой МДС $f_k = i_k \omega_k$. Так как обе части машины симметричны относительно плоскости, проходящей через катушечные стороны (со $x-x'$), то на каждую половину магнитной цепи будет приходиться половина МДС катушки, и ее можно считать за МДС, приходящую на один полюс. Распределение МДС катушки на двух полюсных делениях показано на рис. 14, где изображена разветвка статора. Как следует из рис. 14, зависимость $F(x)$ имеет прямоугольную форму. В соответствии с изменением мгновенного значения силы тока МДС, оставаясь неподвижной в пространстве, будет изменять свое значение и направление, согласно уравнению

$$f_k = F_{k \max} \sin \omega t, \quad (4)$$

где $F_{k \max} = \frac{\sqrt{2}}{2} I \omega_k$ - максимальное значение МДС катушки на один полюс.

Таким образом, при протекании по катушке переменного тока создается пульсирующая МДС. Эта МДС создает в зазоре АД пульсирующее магнитное поле.

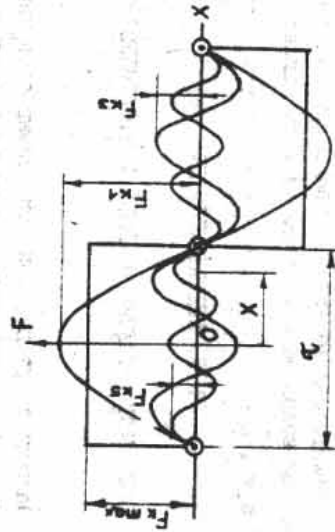


Рис. 14

Пренебрегая магнитным сопротивлением стали, можно считать, что МДС расходуется на преодоление сопротивления воздушных зазоров:

$$i_k \omega_k = 2 \delta H, \quad (5)$$

где H - напряженность магнитного поля в зазоре δ . Отсюда индукция в зазоре

$$B = \mu_0 H = \mu_0 i_k \omega_k / (2 \delta) = G f_k / 2, \quad (6)$$

где $G = \mu_0 / \delta$ - удельная магнитная проницаемость воздушного зазора.

Как следует из выражения (6), магнитная индукция B прямо пропорциональна МДС f_k и поэтому в дальнейшем можно рассматривать только МДС.

МДС $F(x)$ можно разложить в ряд Фурье, выбрав начало координат по оси симметрии катушки (см. рис. 14):

$$f_k(x, t) = (2\sqrt{2}/\pi) I \omega_k [\cos x / \tau + 1/3 \cos 3\pi x / \tau + 1/5 \cos 5\pi x / \tau + \dots] \sin \omega t. \quad (7)$$

Первая гармоника МДС катушки имеет период τ и амплитуду $F_{k1} \approx 0,9 I \omega_k$. Третья, пятая и более высокие гармоники имеют периоды $\tau/3$, $\tau/5$ и т.д., а амплитуды $F_{k3} = F_{k1}/3$; $F_{k5} = F_{k1}/5$ и т.д. Поскольку все высшие гармоники являются составляющими прямоугольника МДС, то они пульсируют с одной и той же частотой, равной частоте текущего по обмотке тока.

Кривая МДС сосредоточенной обмотки имеет большое отклонение от синусоидальной формы, что ведет к ухудшению энергетических показателей машины. Поэтому такая обмотка имеет ограниченное применение.

МДС распределенной по окружности статора обмотки имеет ступенчатую форму (рис. 15), изменяясь от паза к пазу за счет суммирования прямоугольных МДС катушек. С увеличением q МДС приближается к синусоиду.

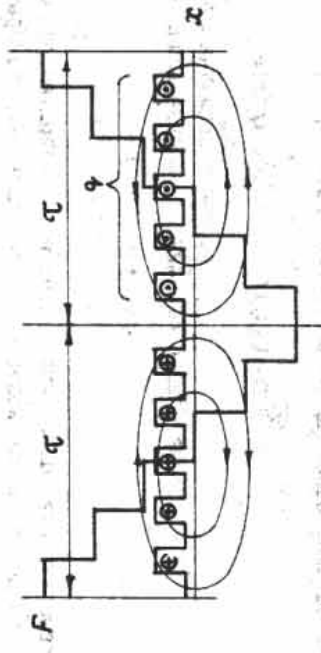


Рис. 15

"Прямоугольные кривые" МДС катушек разложим в гармонический ряд. Тогда амплитудные значения гармоник результирующей МДС $F_{q\gamma}$ получим в результате геометрического сложения амплитуд соответствующих гармоник МДС отдельных катушек $F_{k\gamma}$. При этом следует учитывать, что γ -е гармоники МДС катушек сдвинуты одна относительно другой по фазе на электрический угол $\alpha_1 = \gamma \cdot 360^\circ p / z = \gamma \alpha p$ из-за пространственного сдвига катушек в группе на угол $\alpha = 360^\circ / z$ ($\alpha_1 = p\alpha$).

Геометрическая сумма МДС $F_{q\gamma}$ катушечной группы (рис. 16а) будет меньше арифметической суммы $q F_{k\gamma}$. Отношение $F_{q\gamma} / q F_{k\gamma} = k_{p\gamma}$ называется коэффициентом распределения обмотки, который характеризует уменьшение МДС катушечной группы (фазы) вследствие распределения обмотки.

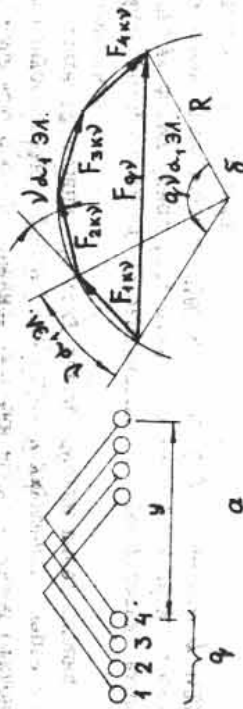


Рис. 16

Коэффициент $k_{p\gamma}$ можно определить с помощью векторной диаграммы (рис. 16б). Рассматривая векторы $F_{k\gamma}$ как часть многоугольника, вписанного в окружность радиусом R , получаем

$$k_{p\gamma} = \frac{2R \sin(q\alpha_1/2)}{q \cdot 2R \sin(\alpha_1/2)} = \frac{\sin(q\gamma\alpha_1/2)}{q \sin(\gamma\alpha_1/2)} \quad (8)$$

Для получения формы МДС, близкой к синусоидальной, наряду с распределением применяет укорочение шага двухслойной обмотки ($\gamma < \tau$). Уменьшение МДС при этом учитывают с помощью коэффициента укорочения по формуле

$$k_{y\gamma} = \sin(\gamma p / 2) = \sin(\gamma y / 2\tau) \quad (9)$$

Коэффициенты $k_{p\gamma}$ и $k_{y\gamma}$ для высших гармоник снижаются значительно сильнее, чем для основной гармоники. Так, например, для $m = 3$ и $q = 3$, $\alpha_1 = 20^\circ$ и $y/\tau = 7/9$ отношения амплитудных значений

$$F_{q7} / F_{q1} = (1/\gamma)(k_{p7} k_{y7} / (k_{p1} k_{y1}))$$

для седьмой, пятой и третьей гармоник составят соответственно:

$$F_{q7} / F_{q1} = 0,025; F_{q5} / F_{q1} = 0,0084; F_{q3} / F_{q1} = 0,123.$$

Третья гармоника имеет наибольшую величину, но при соединении фазных обмоток в звезду она не оказывает существенного влияния на работу машины.

Вследствие указанных мер величина МДС обмотки фазы на один полюс составляет

$$F_{\Phi} \approx F_{q1} = 0,9 I \omega_k q k_{\omega 1} = 0,9 I \omega k_{\omega 1} / p \quad (10)$$

Для двухслойной обмотки:

$$\text{обмоточный коэффициент } k_{\omega 1} = k_{p1} \cdot k_{y1}; \quad (11)$$

$$\text{число витков обмотки фазы } \omega = 2pq \omega_k / \alpha.$$

Для однослойной обмотки:

$$k_{\omega 1} = k_{p1}; \quad (12)$$

$$\omega = pq \omega_k / \alpha.$$

Здесь α - число параллельных ветвей обмотки фазы.

Итак, пульсирующая МДС однофазной обмотки в любой точке статора и в любой момент времени

$$f_{\Phi} [x, t] = F_{\Phi} \cos \alpha x / \tau \sin \omega t. \quad (15)$$

Эту МДС можно разложить на две вращающиеся МДС, заменив равенство (15), согласно тригонометрическому преобразованию

$$\sin \alpha \cos \beta = 0,5 \sin (\alpha - \beta) + 0,5 \sin (\alpha + \beta), \quad (16)$$

двумя слагаемыми:

$$f_{\Phi} [x, t] = 0,5 F_{\Phi} \sin (\omega t - \alpha x / \tau) + 0,5 F_{\Phi} \sin (\omega t + \alpha x / \tau) = f'_{\Phi} + f''_{\Phi}. \quad (17)$$

Каждое слагаемое правой части представляет собой уравнение вращающейся волны МДС с постоянной амплитудой $0,5 F_{\Phi}$. В качестве положительного направления условно примем направление вращения волны по часовой стрелке. Координату точки x , в которой МДС f'_{Φ} максимальна, можно получить, положив $\sin (\omega t - \alpha x / \tau) = 1$. При этом $\omega t - \alpha x / \tau = \pi / 2$, откуда

$$x = \tau (\omega t - \pi / 2) / \alpha. \quad (18)$$

При увеличении угла ωt координата точки x перемещается по часовой стрелке; значит, f'_{Φ} — положительная (прямая) волна. Линейная скорость перемещения волны МДС f'_{Φ}

$$v' = dx / dt = \omega \tau / \alpha = 2 \tau f = 2 \tau / T. \quad (19)$$

За один период T магнитное поле проходит пару полюсов.

Частота вращения МДС f'_{Φ} (частота вращения магнитного поля)

$$n'_1 = 60 v' / (\pi D) = 60 \cdot 2 \tau f / (2 \pi r) = 60 f / p. \quad (20)$$

Аналогично определим частоту вращения МДС f''_{Φ} :

$$n''_1 = -60 f / p. \quad (21)$$

Таким образом, пульсирующую ДС однофазной обмотки можно разложить на две МДС, вращающиеся с одинаковыми частотами в противоположные стороны, причем каждая из этих МДС имеет амплитуду, равную половине амплитуды пульсирующего поля. Разложение пульсирующей МДС $f_{\Phi} (x, t)$ на две вращающиеся МДС f'_{Φ} и f''_{Φ} приведено на рис. 17а. Концы векторов f'_{Φ} и f''_{Φ} на рис. 17б, вращающихся в разные стороны с одинаковой скоростью, описывают окружность. Так же МДС и поля, созданные ими, называются круговыми вращающимися.

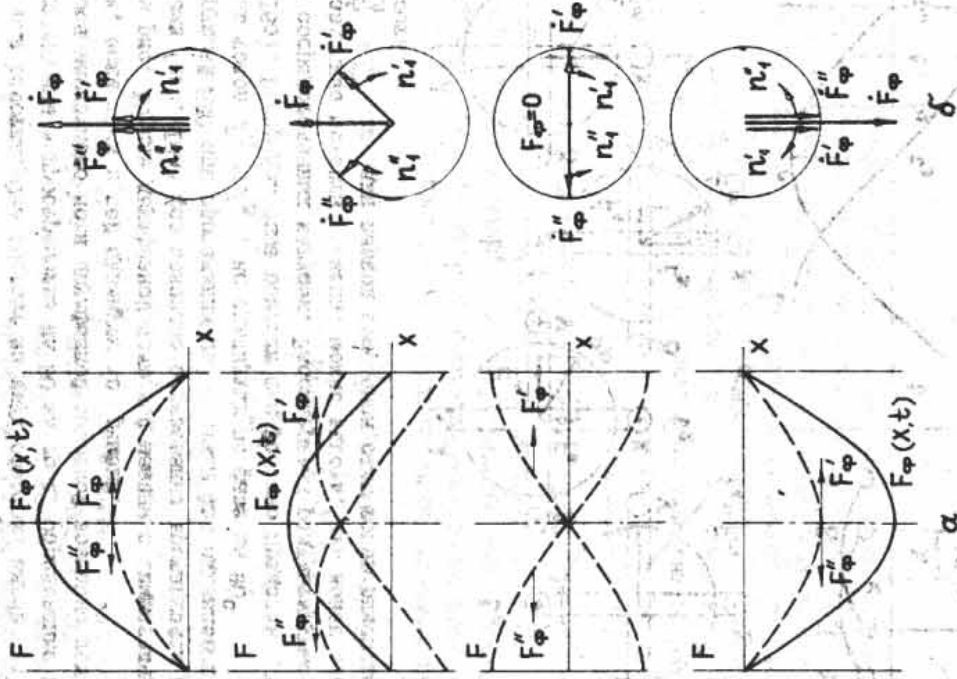


Рис. 17

2.1.2. Д в у х ф а з н а я о б м о т к а

Проблема создания одного вращающегося поля постоянной величины может быть решена путем правильного расположения в пространстве двух или более однофазных обмоток, т.е. так, чтобы вращающееся в обратном направлении поле было скомпенсировано. Простейшим средством достижения этого является симметричная двухфазная обмотка. Она состоит из двух обмоток, магнитные оси которых смещены в пространстве на 90 эл.град. Образование вращающегося магнитного поля двухфазной обмоткой возможно при условии, если токи в ней сдвинуты во времени.

На рис. 18 для двухфазной полисной машины с симметричными обмотками (рис. 18а) фаз показано образование вращающейся результирующей МДС при протекании по обмоткам фаз одинаковых по значению токов $I_A = I_B$, но сдвинутых по фазе на 90° (рис. 18б). Распределение обмотки фаз условно представлено в виде сосредоточенных катушек. Рассмотрев результирующее поле в различные моменты времени, можно видеть, что конец вектора $\vec{F}_m = \vec{F}_A + \vec{F}_B$ за один период изменения силы токов описывает окружность.

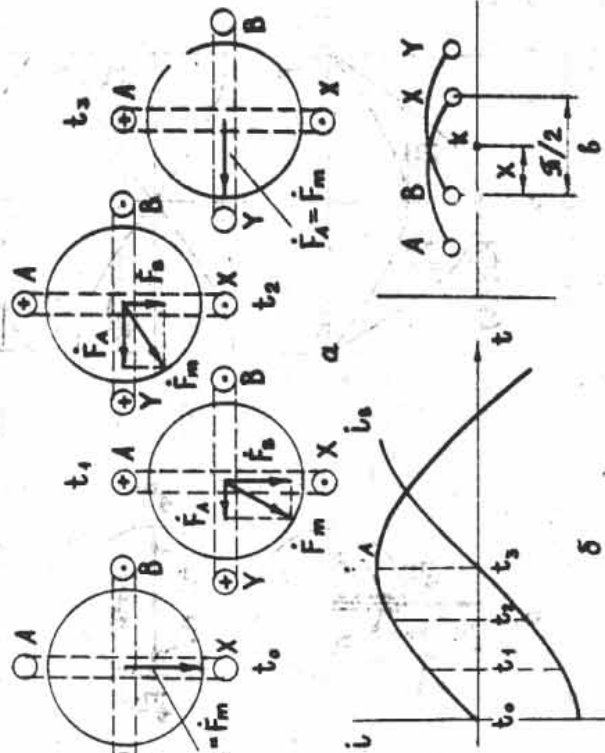


Рис. 18

Докажем это аналитически. Ток фазы А создает в точке k, расположенной на расстоянии x относительно оси фазы А

(рис. 18в), МДС $f_A = F_A \cos \frac{x}{\tau} \sin \omega t$. Так как ток фазы В сдвинут на 90° во времени относительно тока фазы А, а ось фазы В сдвинута на 90 эл.град. в пространстве относительно оси фазы А, то ток фазы В в рассматриваемой точке в тот же момент времени создает МДС $f_B = F_B \cos(\frac{x}{\tau} - \frac{\pi}{2}) \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$. Словам найденные значения МДС, предварительно заменив каждую пульсующую МДС двумя вращающимися, и преобразовав вышеуказанное выражение с учетом того, что $F_A = F_B = F$, $F_m = F_m$ и

$$\begin{aligned} \sin(\omega t + \frac{x}{\tau}) + \sin(\omega t + \frac{x}{\tau} - \pi) &= 0, \text{ получим:} \\ f[x, t] &= f_A + f_B = 0,5 F_m [\sin(\omega t - \frac{x}{\tau}) + \\ &+ \sin(\omega t + \frac{x}{\tau}) + 0,5 F_m [\sin(\omega t + \frac{x}{\tau} - \pi) + \\ &+ \sin(\omega t - \frac{x}{\tau})] = \end{aligned}$$

$$= F_m \sin(\omega t - \frac{x}{\tau}) = F_m \sin(\omega t - \frac{x}{\tau}). \quad (20)$$

Для изменения направления вращения магнитного поля в двухфазной машине необходимо переключить провода, присоединяемые к сети одну из фаз обмотки. Так, переключив, например, провода фазы В, получим значение ее МДС $f_B = F_B \cos(\frac{x}{\tau} - \frac{\pi}{2}) = -\frac{S}{2} \sin(\omega t + \frac{x}{2})$ и результирующую МДС $f[x, t] = F_m \sin(\omega t + \frac{x}{\tau})$.

Таким образом, для получения кругового вращающегося поля необходимо осуществить пространственный сдвиг фаз обмотки статора на 90 эл.град. и токов в фазах обмотки во времени на 90°, а также добиться равенства МДС, созданных токами.

Если эти условия не выполнить, то поле из кругового превращается в эллиптическое. Эллиптическое поле можно рассматривать как сумму двух неравных круговых полей, вращающихся в противоположные стороны с одинаковой частотой вращения.

2.1.3. Трехфазная обмотка

Трехфазная машина переменного тока имеет на статоре три фазные обмотки, сдвинутые относительно друг друга в пространстве на 120° эл.град. (см. рис. II) и питаемые при симметричных обмотках фаз равными по значению токами, сдвинутыми во времени на 120° . Следовательно, в трехфазной машине имеются три пульсирующие МДС, сдвинутые друг относительно друга во времени и в пространстве на 120° :

$$f_A[x, t] = F_\Phi \cos \pi x / \tau \sin \omega t,$$

$$f_B[x, t] = F_\Phi \cos (\pi x / \tau - 2\pi / 3) \sin (\omega t - 2\pi / 3), \quad (21)$$

$$f_C[x, t] = F_\Phi \cos (\pi x / \tau - 4\pi / 3) \sin (\omega t - 4\pi / 3).$$

Заменяв каждую из этих МДС двумя вращающимися и сложив их, получим после преобразования

$$f[x, t] = 1,5 F_\Phi \sin (\omega t - \pi x / \tau) = F_m \sin (\omega t - \pi x / \tau). \quad (22)$$

Как следует из выражения (22), трехфазная обмотка при протекании по ней трехфазного тока создает вращающуюся МДС. Амплитуда этой МДС F_m неизменна и в 1,5 раза больше амплитуды МДС одной фазы F_Φ :

$$F_m = 1,5 F_\Phi = 1,35 \omega k \omega_1 / p.$$

В общем случае симметричная m -фазная обмотка, при включении ее в m -фазную симметричную сеть создает вращающуюся МДС с постоянной амплитудой

$$F_m = 0,45 m \omega k \omega_1 / p. \quad (23)$$

Изменить направление вращения можно, изменив последовательность чередования фаз обмотки, т.е. поменяв местами провода, подводимые ток из трехфазной сети к двум любым фазам

2.2. Подкопеление и электродвижущая сила

Вращающееся магнитное поле пересекает обмотки статора и ротора, наводит в них переменную ЭДС. В фазе обмотки ЭДС может быть найдена как сумма ЭДС в ее простейших элементах — катушках. Поэтому сначала определим ЭДС катушки.

В соответствии с определением МДС основная (первая) гармо-

ника радиальной составляющей индукции в зазоре может быть рас- считана по формуле (5), если участки магнитной цепи не намоте- ны и воздушный зазор $\delta = \text{const}$.

$$B[x, t] = (G/2) f[x, t] \approx B_{1m} \sin(\omega t - \pi x / \tau), \quad (24)$$

где $f[x, t]$ — вращающаяся МДС, созданная m -фазной обмоткой; B_{1m} — амплитуда основной гармонической индукции.

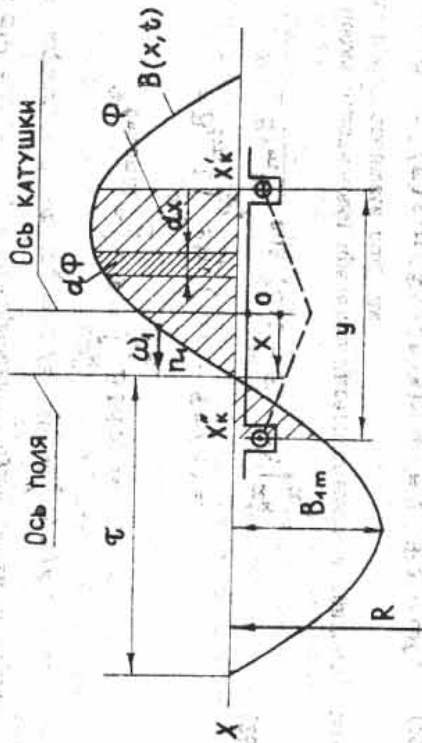


Рис. 19

Рассмотрим катушку, расположенную в пазах статора (рис. 19). Ось катушки примем за начало отсчета координаты x . Вращающаяся волна индукции $B[x, t]$ перемещается относительно катушки со скоростью v_1 . В момент времени t ось вращения полюса смещена относительно неподвижной оси катушки на x и расположена, например, так, как это показано на рис. 19. С витками катушки сцеплен магнитный поток Φ через участок цилиндрической поверхности S_y радиусом R , размером по дуге и размером по образующей цилиндра равным расчетной длине паза магнитопровода l (см. рис. I):

$$\Phi = \int_{S_y} B_{\tau} dS = \int_{S_y} d\Phi, \quad (25)$$

где B_n - нормальная составляющая к цилиндрической поверхности индукции.

Имея в виду, что на протяжении расчетной длины индукция по оси машины остается постоянной и что в цилиндрической системе координат нормальная составляющая на цилиндрической поверхности равна радиальной составляющей $B_n = B_R = B$, можно перейти от интегрирования по поверхности к интегрированию вдоль окружности, положение точки на которой определяется координатой x . Элемент поверхности $dS = l dx$. Тогда элементарный поток $d\Phi = B l dx$, а интегрированный будем вести по ширине витка катушки, т.е. от $x' = -y/2$ до $x'' = y/2$.

$$\begin{aligned} \Phi_{t=\text{const}} &= \int_{x'}^{x''} d\Phi = \int_{x'}^{x''} B l dx = \\ &= B_{1m} l \int_{x'}^{x''} \sin(\omega t - \alpha x / \tau) = \\ &= \frac{B_{1m} \tau}{\pi} l \cos(\omega t - \alpha x / \tau) \Big|_{x'}^{x''} \end{aligned} \quad (26)$$

После подстановки пределов интегрирования и тригонометрических преобразований получим

$$\Phi = (2 B_{1m} \tau l / \pi) \sin(\alpha y / 2\tau) \sin \omega t = k_{y1} \Phi \sin \omega t, \quad (27)$$

где $\Phi = 2\tau l B_{1m} / \pi$ - максимальный поток, сцепляющийся с витком катушки, которая не имеет укорочения шага ($y = \tau$); $k_{y1} = \sin \alpha y / 2\tau$ - коэффициент укорочения шага катушки для первой гармонической составляющей поля (при $y = \tau$, $k_{y1} = 1$).

Из выражения (27) следует, что поток, сцепленный с витками катушки, изменяется с круговой частотой $\omega = \alpha \tau_1 p / 30 = 2\pi f_1$. Потокосцепление вращающегося поля с катушкой

$$\psi_k = \omega_k \Phi = \psi_{km} \sin \omega t, \quad (28)$$

где $\psi_{km} = \omega_k k_{y1} \Phi$.
ЭДС катушки $e_k = -d\psi_k / dt = -\omega \psi_{km} \sin(\omega t + \pi/2)$.

Действующее значение ЭДС катушки

$$E_{k1} = \omega \psi_{km} \sqrt{2} = (2\pi / \sqrt{2}) f_1 \psi_{km} = 4.44 f_1 \psi_{km} \quad (29)$$

Таким образом, действующее значение ЭДС, наведенное вращающимся магнитным полем в сосредоточенной обмотке, определяется по той же формуле, что и для трансформатора.

Если обмотка распределена и находится в нескольких пазах, то ЭДС в отдельных катушках будут отвлечены относительно друг друга по фазе на угол α_1 . Все катушки катушечной группы соединены между собой последовательно, и ЭДС нужно складывать векторно так же, как и МДС распределенной обмотки.

Зная коэффициент распределения (8) и учитывая формулу (29), найдем ЭДС катушечной группы

$$E_{g1} = 4.44 f_1 \Phi_{km} \omega_k q k_{y1} k_{r1} \quad (30)$$

Фаза обмотки образуется из последовательно-параллельно включенных катушечных групп, смещенных относительно друг друга на одно полюсное деление τ таким образом, что достигается арифметическое суммирование их ЭДС в пределах параллельной ветви и равенство ЭДС всех параллельных ветвей:

$$E_{\Phi 1} = 4.44 f_1 \omega k_{y1} \Phi_{1m}, \quad (31)$$

где k_{y1} и ω рассчитываются так же, как и для МДС - по выражениям (II) и (I2).

В обмотке фазы кроме ЭДС 1-й гармоники будут наводиться ЭДС от высших гармоник магнитного поля:

$$E_{\Phi y} = 4.44 f_y \omega k_{yy} k_{ry} \Phi_{ym}, \quad (32)$$

где $f_y = y f_1$ - частота ЭДС y -й гармоники.

y - распределенной обмотки с укороченным шагом

$$E_{\Phi \Sigma} = \sqrt{\sum_{y=1}^{\infty} E_{\Phi y}^2} \approx E_{\Phi 1} \quad (33)$$

3. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕНТРЕ ДВИГАТЕЛЯ

3.1. Принцип действия машины

Переменные токи, протекающие по обмотке статора, создают магнитное поле Φ_1 , вращающееся с синхронной частотой вращения, определенной частотой f_1 питающей цепи и числом пар полюсов обмотки p , $n_1 = 60 f_1 / p$. Угловая скорость этого поля

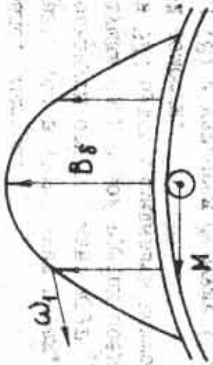


Рис. 20

$\omega_1 = 2\pi f_1 / p$. Магнитное поле Φ_1 при вращении пересекет проводники обмотки ротора и наводит в них ЭДС. На рис. 20 показано, согласно правому правилу руки, направление ЭДС в одном из проводников ротора. При определенном направлении ЭДС принимаем условно поле неподвижным, а проводник — движущимся в направлении, противоположном направлению поля. Возникающие в замкнутой цепи ротора многофазные токи I_2 создают свой вращающийся магнитный поток ротора Φ_2 с тем же числом пар полюсов, направлением и скоростью вращения, как и у потока статора. Поэтому потоки Φ_1 и Φ_2 вращаются синхронно и образуют общий вращающийся поток двигателя Φ , который в дальнейшем и участвует в создании ЭДС в обмотках и электромагнитного момента.

В результате взаимодействия токов ротора с магнитными потоками возникают действующие на проводники ротора механические силы F и вращающий электромагнитный момент M . Вращающий момент создается только активной составляющей тока ротора $I_2 \cos \psi = I_2 \cos \psi$, которая по направлению совпадает с ЭДС. Как можно установить по правому правилу руки, направление момента и вращения ротора будут совпадать с направлением вращения поля. По мере разгона ротора его скорость n_2 будет увеличиваться, но даже при отсутствии нагрузки на валу — при холостом ходе (х.х.) — она не может достигнуть скорости вращения поля n_1 без внешнего вмешательства, так как исчезает индуктивная связь между проводниками ротора и магнитным полем.

Таким образом, для рассматриваемого двигателя характерной

особенность является несинхронное (асинхронное) вращение его ротора с магнитным полем. Разницу между скоростями ротора и поля принято оценивать характеристикой, называемой скольжением S :

$$S = (n_1 - n_2) / n_1. \quad (34)$$

Иногда скольжение выражают в процентах, тогда

$$S\% = 100\% (n_1 - n_2) / n_1. \quad (35)$$

На рис. 21 показана зависимость между скольжением и скоростью вращения ротора. Скольжение от 0 до 1 соответствует режиму двигателя (АД создает на валу механическую мощность). Если с помощью внешнего привода увеличить частоту вращения ротора n_2 до более n_1 , то скольжение становится отрицательным, и АД через вал потребляет механическую мощность, преобразуя ее в электрическую, и за вычетом потерь передает в сеть, т.е. двигатель работает в режиме генератора. Если ротор с помощью внешней механической энергии вращать в сторону, противоположную направлению вращения поля, то скольжение становится больше единицы, двигатель потребляет мощность из сети, а также через вал. Этот режим называется режимом тормоза, или режимом противовключения.

Так как частота вращения магнитного поля относительно ротора равна $(n_1 - n_2)$, то частота наводимых в ее обмотке ЭДС и тока

$$f_2 = p(n_1 - n_2) / 60 = (p n_1 / 60)(n_1 - n_2) / n_1 = f_1 \cdot S, \quad (36)$$

т.е. частота в роторе не постоянная, а изменяется прямо пропорционально скольжению.

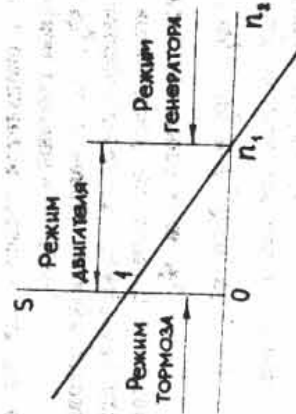


Рис. 21

3.2. Магнитные поля, ЭДС и индуктивности обмотки

Электромагнитные процессы рассмотрим для симметричного режима работы, при котором имеет место круговое вращающееся магнитное поле. Этот режим характерен, как правило, для всех трехфазных АД и двухфазных, где МДС обеих обмоток одинаковы и сдвинуты на угол $\pm 90^\circ$. Для определенности будем иметь в виду двигатель с трехфазной обмоткой на статоре.

Под действием подвешенного к фазам обмотки статора напряжения U_1 в них возникает ток I_1 , создающее вращающееся магнитное поле. Большая часть этого поля (поток Φ_1) сцепляется как с обмоткой ротора, так и с обмоткой статора. Этот поток называется основным потоком обмотки статора. Меньшая часть поля статора (поток $\Phi_{\sigma 1}$) сцепляется только с витками обмотки статора. Этот поток называется потоком рассеяния статора.

Наведенные в фазах обмотки ротора ЭДС частотой $f_2 = f_1 s$ вызывают в их замкнутых цепях ток I_2 такой же частоты, который создает свое магнитное поле, вращающееся относительно ротора со скоростью

$$n_{22} = 60 f_2 / p = 60 f_1 s / p = n_1 s. \quad (37)$$

Кроме того, сам ротор вращается со скоростью n_2 . Таким образом, поле ротора вращается относительно поля статора со скоростью $n_2 + n_{22}$. Учитывая, что $n_2 = n_1(1-s)$, получаем $n_2 + n_{22} = n_1 s + n_1(1-s) = n_1$, т.е. поле ротора вращается в пространстве с такой же скоростью и в ту же сторону, что и поле статора.

Одна часть магнитного поля ротора (поток Φ_2) сцепляется с обеими обмотками и называется основным потоком ротора, другая часть (поток $\Phi_{\sigma 2}$) сцепляется только с витками обмотки ротора и называется потоком рассеяния ротора.

Потоки Φ_1 и Φ_2 , складываясь, создают основное по.э. Φ , которое, как и в трансформаторе, при изменении нагрузки от нуля (в режиме х.х.) до номинальной практически остается неизменным, примерно равным потоку холостого хода Φ_0 :

$$\Phi = \Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_0 \approx \text{const}. \quad (38)$$

Это равенство справедливо лишь для машины, у которой индукция в зазоре меньше индукции насыщения.

Основной поток Φ , вращаясь в пространстве, пересекает обмотку статора со скоростью n_1 и обмотку ротора со скоростью $n_{22} = n_1 - n_2$, наводит в них ЭДС:

$$E_1 = 4,44 f_1 \omega_1 k_1 \Phi_m, \quad (39)$$

$$E_{2g} = 4,44 f_2 \omega_2 k_2 \Phi_m = 4,44 f_1 s \omega_1 k_2 \Phi_m = s E_1, \quad (40)$$

где $E_2 = 4,44 f_1 \omega_1 k_2 \Phi_m$ - ЭДС, наводимая потоком Φ в обмотке неподвижного ротора (когда $n_2 = 0$, $S = 1$, $f_2 = f_1$), $k_1 = k \omega_1$, $k_2 = k \omega_2$.

Таким образом, ЭДС ротора E_{2g} изменяется прямо пропорционально скольжению. Она максимальна при пуске ($n_2 = 0$, $s = 1$) и равна нулю при идеальном холостом ходе ($n_2 = n_1$, $s = 0$).

Отношение

$$E_1 / E_2 = \omega_1 k_1 / (\omega_2 k_2) = k_E \quad (41)$$

называется коэффициентом трансформации ЭДС.

Потоки рассеяния статора $\Phi_{\sigma 1}$ и ротора $\Phi_{\sigma 2}$ наводятся в фазах соответствующих обмоток ЭДС рассеяния $E_{\sigma 1}$ и $E_{\sigma 2}$, которые, как и в трансформаторе, могут быть выражены через токи фаз I_1 и I_2 и индуктивные сопротивления:

$$E_{\sigma 1} = -j I_1 X_1, \quad E_{\sigma 2} = -j I_2 X_{2s}, \quad (42)$$

где $X_1 = 2 \pi f_1 L_{\sigma 1}$, $X_{2s} = 2 \pi f_2 L_{\sigma 2}$ - индуктивные сопротивления рассеяния; $L_{\sigma 1}$, $L_{\sigma 2}$ - индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора соответственно.

Так как $f_2 = f_1 s$, то

$$X_{2s} = 2 \pi f_1 L_{\sigma 2} s = X_2 s. \quad (43)$$

т.е. индуктивное сопротивление рассеяния при любом скольжении равно индуктивному сопротивлению неподвижной обмотки ротора X_2 , умноженному на скольжение.

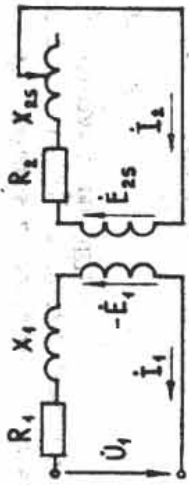


Рис. 22

С учетом всех определений на рис. 22 дана приведенная схема замещения фаз обмотки статора и ротора без учета потерь в стали.

3.3. Замещение вращающегося ротора неподвижным. Схема замещения

На основании схемы замещения (см. рис. 22) составим уравнения напряжений обмотки статора и ротора:

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + j \dot{I}_1 X_1 + \dot{I}_1 R_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_1; \quad (44)$$

$$0 = \dot{E}_{2s} - j \dot{I}_2 X_{2s} - \dot{I}_2 R_2 = \dot{E}_{2s} - \dot{I}_2 Z_2. \quad (45)$$

Уравнение (45) аналогично уравнению напряжений вторичной обмотки трансформатора в режиме короткого замыкания, когда $U_2 = 0$. Однако в отличие от уравнения трансформатора здесь E_{2s} и X_{2s} изменятся с изменением частоты вращения ротора.

Перепишем уравнение (45) с учетом, что $E_{2s} = E_2 s$ и $X_{2s} = X_2 s$:

$$\dot{E}_2 s - j \dot{I}_2 X_2 s - \dot{I}_2 R_2 = 0. \quad (46)$$

Поделив обе части уравнения на s , получим

$$\dot{E}_2 - j \dot{I}_2 X_2 - \dot{I}_2 R_2 / s = 0. \quad (47)$$

В этом уравнении E_2 и X_2 уже не зависят от скольжения и равны значениям при неподвижном роторе. Но в этом уравнении появилось сопротивление R_2/s , которое изменится в зависимости от скольжения. Уравнение (47) соответствует электрической схеме замещения ротора, показанная на рис. 23.

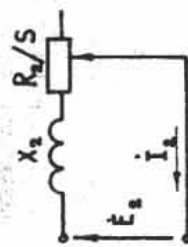


Рис. 23

Силы токов, полученные из уравнений (46) и (47), имеют одинаковое значение и одинаковые углы их сдвига от ЭДС:

$$I_2 = E_2 / \sqrt{(R_2/s)^2 + X_2^2}, \quad (48)$$

$$\text{tg } \psi_2 = X_2 / (R_2/s). \quad (49)$$

Поэтому в потоки, созданные этими токами, также будут равны и одинаково ориентированы в пространстве. Отсюда следует, что замена вращающегося ротора эквивалентным неподвижным не нарушает магнитное состояние двигателя.

Следует обратить внимание на то, что схемы замещения обмотки ротора, представленные на рис. 22 и 23, не эквивалентны: токи в обеих схемах одинаковы, но активная мощность в роторе, согласно схеме на рис. 22, равна электрическим потерям

$$P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2. \quad (50)$$

Мощность же, потребляемая ротором по схеме рис. 23,

$$P_{12} = m_2 I_2^2 R_2 / s. \quad (51)$$

Отношение этих мощностей $P_{эл2} / P_{12} = s$.

Суть в том, что P_{12} есть полная активная мощность, передаваемая из статора в ротор электромагнитным путем, и она носит название электромагнитной мощности: $P_{12} = P_{эм}$. Часть этой мощности затрачивается на покрытие электрических потерь в обмотке ротора:

$$P_{эл2} = m_2 I_2^2 R_2. \quad (52)$$

Остальная мощность будет расходоваться на сопротивление $R_{мех}$, преобразуясь в тепло (рис. 24):

$$\begin{aligned} P'_2 &= P_{12} - P_{эл2} = \\ &= m_2 I_2^2 R_2 / s - m_2 I_2^2 R_2 = \\ &= m_2 I_2^2 R_2 (1-s) / s = \\ &= m_2 I_2^2 R_{мех}. \end{aligned} \quad (53)$$

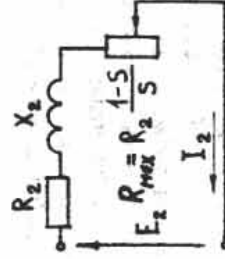


Рис. 24

В реальном вращающемся двигателе этой мощности соответствует полная механическая мощность, которая получается в результате преобразования электрической энергии в механическую.

Итак, сопротивление R_2/s может быть записано в виде суммы двух сопротивлений:

$$R_2/s = R_2 + R_2(1-s)/s = R_2 + R_{\text{мех}} \quad (54)$$

Преобразуя уравнение (47) с учетом (54), получаем

$$\dot{I}_2 R_2(1-s)/s = \dot{E}_2 - \dot{I}_2 Z_2 \quad (55)$$

где $Z_2 = R_2 + jX_2$ - сопротивление фазы обмотки ротора при $r_2 = 0$ ($s = 1$).

Полученному уравнению (55) соответствует электрическая схема замещения, приведенная на рис. 24. Рассмотряваемая схема позволяет заменить вращающийся ротор неподвижным, в цепь обмотки которого включено активное сопротивление, зависящее от частоты вращения ротора, и использовать для расчетов T-образную схему замещения АД с загорюженным ротором, включив в цепь ротора активное сопротивление, зависящее от нагрузки (рис. 25).

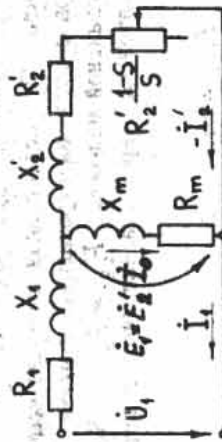


Рис. 25

Приведение параметров обмотки ротора к параметрам обмотки статора, как и в трансформаторе, осуществляется для удобства сопоставления параметров первичной и вторичной обмоток и изображения их в одном масштабе.

Суть приведения состоит в том, что реальный ротор с числом фаз m_2 , числом витков в обмотке фаз ω_2 и обмоточным коэффициентом k_2 заменяется ротором, у которого число фаз, число витков в обмотке и обмоточный коэффициент приняты

такими же, как и у статора. При этом мощность, потеря в АД в приведенном роторе должны сохраниться те же значения, что и в реальном роторе.

Так как ω_2 должно равняться ω_1 и, соответственно, $E'_2 = E_1$, используя уравнение (41), находим

$$E'_2 = E_1 = E_2 (\omega_1 k_1 / (\omega_2 k_2)) = E_2 K_E \quad (56)$$

Соотношение между осями токов находим из равенства МДС $0,45 m_1 \omega_1 k_1 I'_2 / p = 0,45 m_2 \omega_2 k_2 I_2 / p$, откуда

$$I'_2 = I_2 m_2 \omega_2 k_2 / (m_1 \omega_1 k_1) = I_2 m_2 / (m_1 K_E) \quad (57)$$

При этом полные мощности будут одинаковыми:

$$S_2 = m_1 E'_2 I'_2 = m_2 E_2 I_2$$

Активное сопротивление R'_2 найдем, приравняв электрические потери в обмотках роторов $m_1 (I'_2)^2 R'_2 = m_2 I_2^2 R_2$. Подставив значение I'_2 из (57), получим

$$R'_2 = R_2 m_1 K_E^2 / m_2 \quad (58)$$

Аналогично получим

$$R_{\text{мех}} = R_{\text{мех}} m_1 k_E^2 / m_2 \quad (59)$$

Для сохранения неизменным угла сдвига между ЭДС и током ротора необходимо, чтобы выполнялось равенство

$$X'_2 = X_2 k_E^2 m_1 / m_2 \quad (60)$$

Запишем систему уравнений для АД с приведенным эквивалентным неподвижным ротором:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}'_1 + \dot{I}_1 (R_1 + jX_1),$$

$$\dot{E}'_2 = \dot{I}'_2 (R'_2 + jX'_2 + R'_2(1-s)/s), \quad (61)$$

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + (-\dot{I}'_2).$$

Поскольку уравнения при неподвижном роторе совпадают с уравнениями трансформатора, векторные диаграммы, как их графическая иллюстрация, тоже будут подобны друг другу (рис. 26).

4.1. Энергетическая диаграмма и вращающий момент

Преобразование активной мощности в асинхронном двигателе можно проиллюстрировать с помощью энергетической диаграммы (рис. 28), в которой $P_1 = m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1$ - потребляемая из сети активная мощность; $P_{\Sigma 1} = m_1 I_1^2 R_1$ - мощность потерь в обмотках статора; P_{M1} - магнитные потери в стали статора; $P_{\Sigma 2}$ - мощность потерь в обмотках ротора; P_{M2} - магнитные потери в стали ротора; $P_{\Sigma 2}$ - полная механическая мощность; P_T - мощность потерь на трение в подшипниках и мощности вентиляционных потерь; P_A - мощность дополнительных потерь, возникающих в зубцах статора и ротора при вращении ротора вследствие прохождения через зубец потока; $P_2 = P_{M2} - (P_T + P_A)$ - полезная механическая мощность на валу двигателя.

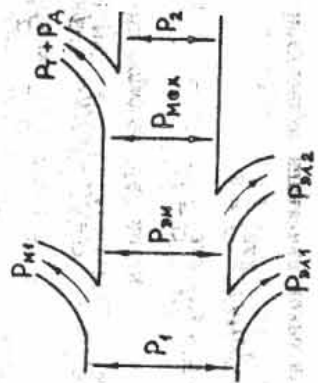


Рис. 28

В установившемся режиме $\Gamma_2 = \text{const}$, и условие равенства моментов двигателя имеет вид $M = M_0 + M_T$. Полезному моменту M_2 (моменту на валу двигателя) соответствует полезная механическая мощность $P_2 = M_2 \omega_2 = M_2 2\pi n_2 / 60$. Моменту холостого хода M_0 соответствует P_0 . $P_0 = P_T + P_A = M_0 \omega_2$, где $\omega_2 = 2\pi n_2 / 60$.

Из энергетической диаграммы следует, что полная механическая мощность $P_{\text{мех}} = P_2 + P_T + P_A = M_2 \omega_2 + M_0 \omega_2 = (M_2 + M_0) \omega_2 = M \omega_2$ (63)

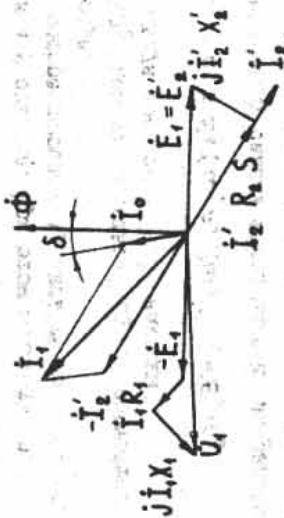


Рис. 26

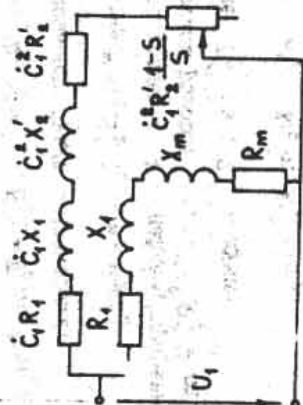


Рис. 27

Для удобства изучения режимов работы двигателя можно представить Г-образную схему замещения в виде Г-образной (с вынесенным намагничивающим контуром), как это показано на рис. 27.

Появляясь в этой схеме замещения комплексный коэффициент $\dot{C}_1 \approx 1 + (R_1 + jX_1) / (R_m + jX_m)$. В большинстве случаев можно принять

$$|\dot{C}_1| \approx C_1 = \left\{ \frac{[(R_1 + R_m)^2 + (X_1 + X_m)^2]}{(R_m^2 + X_m^2)} \right\}^{1/2}$$

Используя Г-образную схему замещения, легко определить силу тока ротора

$$I_2 = U_1 / \left[(R_1 + C_1 R_2' + C_1 R_2' (1-s)/s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2 \right]^{1/2} = U_1 / \left[(R_1 + C_1 R_2' / s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2 \right]^{1/2} \quad (62)$$

Вращающий электромагнитный момент двигателя создается в результате взаимодействия вращающегося магнитного поля статора и тока в роторе. Поле вращается с частотой $n_1 = 60 f_1 / p$. Развиваемая им электромагнитная мощность $P_{эм} = M \omega_1$. Так как

$$P_{эм} = P_{мех} + P_{эл2}, \text{ то}$$

$$P_{эм} - P_{мех} = M(\omega_1 - \omega_2) = P_{эл2}, \text{ или } P_{эл2} = M\omega_1(\omega_1 - \omega_2) / \omega_1. \quad (64)$$

Из формулы (64) имеем

$$M = P_{эл2} / (\omega_1 - \omega_2) = P_{эм} / \omega_1, \quad (65)$$

$$s = P_{эл2} / (M\omega_1) = P_{эл2} / P_{эм}. \quad (66)$$

Полученные выражения позволяют установить зависимость электромагнитного момента от параметров машины.

Учитывая, что $P_{эл2} = m_2 I_2 E_{2s} \cos \psi_2$, где ψ_2 - угол сдвига фаз между ЭДС и током ротора, получаем

$$M = (p m_2 k_2 / \sqrt{2}) \Phi_m I_2 \cos \psi_2 = C_m \Phi_m I_2 \cos \psi_2, \quad (67)$$

где $C_m = p m_2 k_2 / \sqrt{2}$ - постоянная электрической машины.

Эта формула справедлива для электрических машин всех типов: электромагнитный момент пропорционален произведению магнитного потока на активную составляющую тока ротора, т.е. формула позволяет связать величину момента с физическими явлениями, происходящими в двигателе. Но ее удобно пользоваться только при качественном анализе поведения двигателя, так как входящие в нее величины (Φ_m , I_2 и $\cos \psi_2$) не связаны непосредственно с напряжением сети. Далее будет введена другая формула для электромагнитного момента, позволяющая более просто определять его величину.

4.2. Механические характеристики

Выражение для электромагнитного момента может быть получено через мощность потерь в приведенном роторе и силу приведенного тока ротора:

$$M = P_{эл2} / (\omega_1 s) =$$

$$= [m_1 U_1^2 R_2' / (\omega_1 s)] / [(R_1 + C_1 R_2' / s)^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2]^{1/2}. \quad (67a)$$

Зависимость скорости вращения n_2 от вращающего момента M , т.е. $n_2 = f(M)$ или $M = f(n_2)$, называют уравнением механической характеристики. Иногда эта зависимость выражается в виде $M = f(s)$, что придает уравнению (67a) более общий характер.

Если принять, что параметры двигателя постоянны, то момент при $U_1 = \text{const}$ является функцией только скольжения s . Выясним характер изменения этой зависимости.

При малых значениях скольжения ($s \ll 1$) в квадратных скобках знаменателя в выражении (67a) можно пренебречь всеми слагаемыми, кроме $C_1 R_2' / s$. Получим $M \approx (m_1 U_1^2 / (\omega_1 C_1 R_2')) s$, т.е. при малых s электромагнитный момент изменяется пропорционально скольжению и зависимость $M = f(s)$ имеет линейный характер.

При скольжениях, больших единицы или близких к ней, можно пренебречь активными сопротивлениями R_1 и R_2' / s , если сравнить их с индуктивными сопротивлениями X_1 и X_2' . Тогда можно записать

$$M \approx m_1 U_1^2 R_2' / [\omega_1 (X_1 + C_1 X_2') \cdot s],$$

откуда следует, что при больших s момент обратно пропорционален скольжению и кривая $M = f(s)$ имеет вид гиперболы.

На основании изложенного кривая $M = f(s)$ при $U_1 = \text{const}$ изображена на рис. 29a для трех возможных режимов работы асинхронной машины, а $M = f(n_2)$ на рис. 29б. На рис. 29a показаны три наиболее важные точки двигательного режима. Нормальная работа двигателя обычно соответствует прямолинейной части кривой. Здесь располагается точка, отвечающая номинальному моменту: $s_H = 0,015 \dots 0,05$. Перегрузочная способность двигателя оценивается по максимальному моменту M_{max} . Скольжение, соответствующее этому моменту, называется критическим, и обычно $s_{кр} = 0,07 \dots 0,15$. Кратность моментов

$$K_M = M_{max} / M_H = 1,7 \dots 3.$$

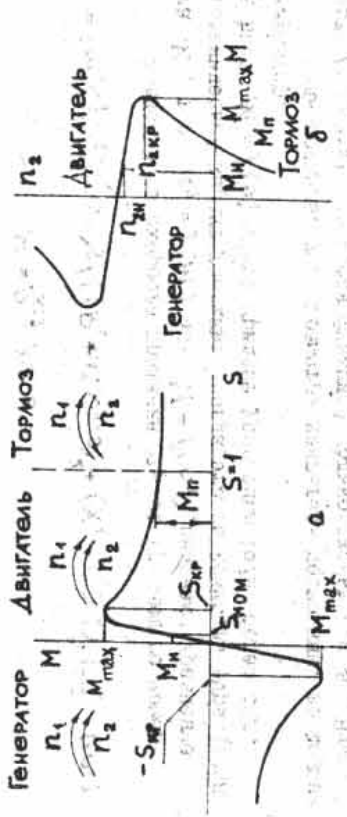


Рис. 29

$S_{кр}$ можно определить из (67а), взяв производную dM/ds и приравняв ее нулю. Решив это уравнение относительно s , найдем значение $S_{кр}$:

$$S_{кр} = \pm C_1 R_2' / [R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2]^{1/2} \quad (68)$$

Знак "+" соответствует режиму двигателя, "-" - генератора. Подставив значение $S_{кр}$ в (67а), после преобразования получим

$$M_{max} = (m_1 U_1^2 R_2 C_1 \omega_1) / [\pm R_1 + [R_1^2 + (X_1 + C_1 X_2')^2]^{1/2}] \quad (69)$$

Максимальный момент в генераторном режиме больше, чем в двигательном. Обычно из-за малости R_1 разница в моментах небольшая. Из уравнения (69) также следует, что M_{max} не зависит от R_2' , однако от R_2' зависит $S_{кр}$, при котором Δ разливает этот момент. Пренебрегая сопротивлением R_1 , так как $R_1 \ll (X_1 + C_1 X_2')$, выражение (68) для $S_{кр}$ упрощаем:

$$S_{кр} = \pm C_1 R_2' / (X_1 + C_1 X_2')$$

Момент при $s = 1$ называется пусковым (M_n), который выражается, как правило, в долях M_{max} . У современных трехфазных АД с короткозамкнутым ротором $K_n = M_n / M_{max} = 1,2 \dots 2,5$, а кратность пускового тока $I_n / I_n = 3 \dots 8$.

Для приводов большой мощности, требующих значительных пусковых моментов, обычно применяют АД с фазным ротором. На время пуска в цепь ротора с помощью контактных колец и щеток вводят (см. рис. 56)

сопротивления R_A . На рис. 30 приведены кривые $M=f(s)$ для различных значений R_A при работе $\varphi = \delta > 0$. Они показывают, что с увеличением R_A максимум момента смещается в область больших скольжений, сохраняя при этом свое значение. Максимальный пусковой момент может быть достигнут при $s_{кр} = 1$, когда $R_A' = X_1 / C_1 + X_2' - R_2'$.

В короткозамкнутую обмотку ротора нельзя ввести во время пуска дополнительное сопротивление. Однако пусковые характеристики двигателя с короткозамкнутой обмоткой можно улучшить, если использовать для увеличения активного сопротивления обмотки ротора поверхностный эффект в стержнях обмотки, когда в начале пуска частота тока в роторе $f_2 = f_1 s$ близка к f_1 . Для этого глубина пазов ротора h , залитых алюминием, должна быть значительно больше глубины проникновения электромагнитной волны $\Delta = \sqrt{2\rho / \omega_1 \mu_0}$, где ρ - удельное сопротивление алюминия, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, $\omega_1 = 2\pi f_1$.

При $f = 50$ Гц для алюминия $\Delta = 15$ мм, и для $h > 2\Delta$ активное сопротивление обмотки ротора при пуске возрастает в h/Δ раз относительно ее активного сопротивления.

На практике широко используют приближенное выражение механической характеристики двигателя $M=f(s)$. Согласно формулам (65) и (48), электромагнитный момент

$$M = P_{эм2} / (\omega_1 s) = m_2 R_2 I_2^2 / (\omega_1 s) = m_2 s^2 E_2^2 R_2 / [\omega_1 (R_2^2 + s^2 X_2^2)] \quad (70)$$

Будем считать, что магнитный поток Φ при изменении нагрузки не меняется и тогда $E_2 = \text{const}$. Циркулирующая кинетическая энергия dM/ds , получаемая из формулы (70), надем критическое скольжение $s_{cr} = R_2/X_2$, а, соответственно, максимальный момент $M_{max} = m_2 E_2^2 / (2\omega_1 X_2)$.

Разрешив выражение (70) на M_{max} , после преобразования имеем:

$$M/M_{max} = 2 / (s_{cr} / s + s / s_{cr}) \quad (71)$$

Эта формула впервые была получена М. Клоосом, поэтому называется его законом. Она широко применяется в расчетах на прочность, так как позволяет получить приближенную механическую характеристику возбужденного двигателя по известным данным M_{max} и s_{cr} .

4.3. Устойчивость работы

Для устойчивости работы электродвигателя покажем возможность его возбуждения при установившемся скольжении при критических параметрах (изменениях нагрузки, напряжения питания сети и т.п.).

Условие равновесия моментов, приведенных к ротору двигателя,

$$M = M_{ст} + J d\omega_2 / dt, \quad (72)$$

где M - электромеханический момент двигателя; $M_{ст}$ - статический момент нагрузки с учетом механических потерь в двигателе; $J d\omega_2 / dt$ - динамический момент.

Для $M = M_{ст}$ ускорение ротора $d\omega_2 / dt = 0$, а ротор приходит с установившейся частотой. Если $M > M_{ст}$ - временно ротора ускорится, а при $M < M_{ст}$ - замедлится.

Устойчивость работы двигателя зависит от характера механических характеристик двигателя и привожденного механизма.

Для примера на рис. 31 изображены зависимости: $I - n_2 = f(M)$; $2 - n_2 = f(M_{ст})$. Работно моменты здесь наступают в точках А и В.

В точке В двигатель не может работать устойчиво. Действительно, если случайно скорость увеличится, то разность $M - M_{ст} < 0$, что приведет к еще большей увеличению частоты вращения, и в конечном счете ротор сойдет с частоты. При случайном увеличении частоты вращения разность моментов будет нулевой, что приведет к еще большей увеличению частоты вращения до значения n_A .

Таким образом, при нарушении равновесия ротор не будет возвращаться в исходную точку (Р).

Аналогичным образом можно показать, что точка А является точкой устойчивого равновесия, так как при случайных отклонениях возникает обратный момент, стремящийся вернуть ротор в исходную точку.

В общем случае критерия устойчивости двигателя можно записать:

$$dM/ds < dM_{ст}/dn_2, \text{ или } dM/ds > dM_{ст}/dn_2. \quad (73)$$

4.4. Работа двигателя

Нагрузка для двигателя может быть индуктивной (мотор M_2), емкостной и его валу. При увеличении индуктивной нагрузки соответственно увеличивается электромеханический момент:

$$M = M_2 + M_0 = C_m \Phi_m I_2 \cos \varphi_2$$

M_0 - момент, обусловленный механическими и электрическими потерями, слабо зависит от нагрузки, а в силу индуктивной нагрузки преобладает. Тогда $M \approx M_2$. От момента M_2 зависит механическая мощность $P_2 = M_2 \omega_2$.

Зависимость $\omega, M_2, I_1, \cos \varphi, P_2 = f(P_2)$ является рабочей характеристикой двигателя (рис. 32).

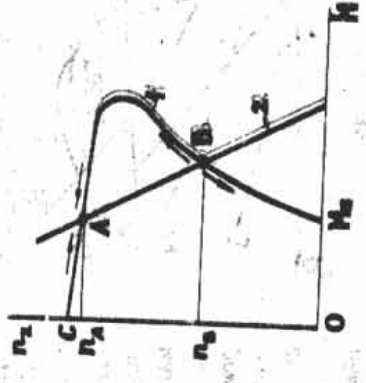


Рис. 31

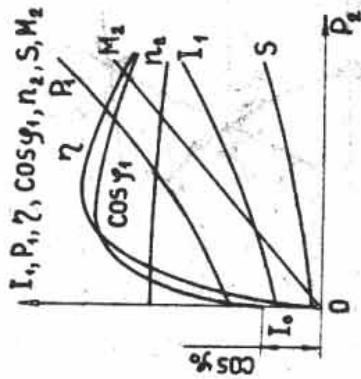


Рис. 32

При холостом ходе, когда $P_2 = 0$, сила тока I_1 равна силе тока $x \cdot x_0 \cdot I_0$. Как и у трансформатора, этот ток является, в основном, намагничивающим и создает основное магнитное поле. Из-за наличия воздушного зазора между статором и ротором относительное значение этого тока больше, чем у трансформатора, и составляет 25...50% номинальной силы тока статора.

Мощность P_1 при холостом ходе расходуется на механические потери в стали P_m , электрические потери в обмотке статора $P_{эл1}$ от тока $I_1 = I_0$.

При увеличении момента M_2 сила тока I_2 повышается за счет увеличения ЭДС $E_{2s} = s E_2$ вследствие снижения скорости n_2 (увеличения s). Поэтому кривая зависимости $n_2 = f(P_2)$ имеет падающий характер. При холостом ходе из-за наличия M_0 ток $I_2 \neq 0$, следовательно, $n_2 \neq n_1$ и $s \neq 0$.

Реальная характеристика $M_2 = f(P_2)$ несколько отличается от линейной, так как у АД $\omega_2 \neq \text{const}$.

Коэффициент мощности $\cos \phi_1 = f(P_2)$ при малых нагрузках имеет малое значение (0,2...0,3). С увеличением нагрузки он увеличивается, достигая максимума (0,75...0,85) при нагрузке, близкой к номинальной. Это объясняется тем, что в режиме холостого хода и при небольших нагрузках ток из сети имеет значительную реактивную составляющую, определяемую намагничивающим током. С ростом нагрузки увеличивается активная составляющая тока и коэффициент мощности повышается. При $P_2 > P_{ном}$ $\cos \phi_2$ уменьшается, что объясняется увеличением $X_{2s} = s X_2$.

Максимальный КПД η_{max} , как и у трансформатора, получается в режиме, при котором постоянные потери (P_m, P_r), мало зависящие от нагрузки, равны переменным потерям ($P_{эл1} + P_{эл2} + P_A$), изменяющимся вместе с нагрузкой.

5. РЕГУЛИРОВАНИЕ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ

Под регулированием будем понимать изменение частоты вращения ротора эксплуатируемым асинхронный двигатель персоналом. При этом предполагаем, что механическая характеристика нагрузки остается неизменной.

Частота вращения АД определяется формулой

$$n_2 = n_1 (1 - s) = 60 f_1 (1 - s) / p, \quad (74)$$

из которой следует три принципиально возможных способа регулирования вращения: 1) изменением частоты f_1 ; 2) изменением числа пар полюсов p ; 3) изменением величины скольжения s . Рассмотрим их подробнее, давая оценку каждому способу по таким показателям, как диапазон регулирования, плавность регулирования и изменение КПД при регулировании.

5.1. Частотное регулирование

Частотное регулирование позволяет плавно изменить окрестность в широком диапазоне и применять наиболее надежные и дешевые АД с короткозамкнутым ротором в системе регулируемого привода. При частотном регулировании допускается увеличение скорости в 1,5...2 раза (в основном за счет прочности ротора) и уменьшение скорости в 10...15 раз относительно номинальной.

Для осуществления частотного регулирования требуются электромеханические или статические преобразователи частоты, выполненные, как правило, на тиристорах. Они громоздки и дороги.

Для обеспечения перегрузочной способности двигателя $K_M = M_{max} / M_{ном}$.

Ручным моменте прикредитя одновременно с изменением частоты f_1 изменить по определённому закону напряжение U_1 . Так как максимальный момент приближенно (пренебрегая R_1)

$$M_{max} \approx \frac{m_1 U_1^2}{2 C_1 \omega_1 (X_1 + C_1 X_2')} = \frac{m_1 p U_1^2}{2 C_1 (2\pi f_1)^2 (L_1 + C_1 L_2)} = K \frac{U_1^2}{f_1^2}, \quad (75)$$

то следует одновременно с частотой изменять и подводимое к двигателю напряжение U_1 по закону $U_1 / f_1 = \text{const}$. Отметим, что при осуществлении такого регулирования основной магнитный

поток двигателя при различных значениях f_1 практически остаются неизменными:

$$\Phi_m = (1 / (4,44 \omega_1 k_1)) U_1 / f_1 = \text{const.}$$

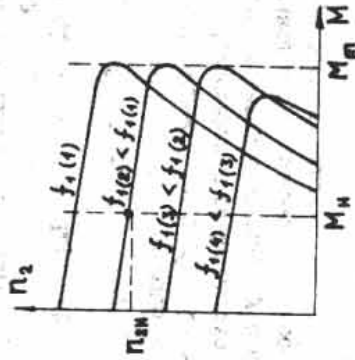


Рис. 33

Механические характеристики двигателя при регулировании с $M_{\text{max}} = \text{const}$ показаны на рис. 33. При таком регулировании энергетические характеристики двигателя остаются практически неизменными.

5.2. Изменение числа пар полюсов

Этот способ применяется обычно для двигателей с короткозамкнутым ротором. Он дает ступенчатое изменение скорости. При частоте 50 Гц и дискретном изменении p в пределах от 1 до 4 возможно получение четырех синхронных частот вращения: 750, 1000, 1500, 3000 об/мин. Поэтому такие двигатели называются многоскоростными. Изменение числа пар полюсов достигается изменением (переключением) схемы соединения обмотки статора, при этом таким образом, чтобы или вращающий момент, или мощность остались неизменными. При этом КПД не ухудшается.

Многоскоростные двигатели имеют большие габариты и массу по сравнению с двигателями нормального исполнения, а следовательно, и большую стоимость.

5.3. Изменение скольжения

Изменение скольжения может быть достигнуто: а) изменением напряжения; б) введением дополнительного активного сопротивления R_A в цепь ротора; в) введением дополнительной ЭДС скольжения в цепь ротора с помощью электрических или электромеханических каскадных соединений асинхронных машин. (Этот способ в данном пособии не поясняется.)

При изменении скольжения мощность скольжения $sP_{\text{эм}}$ выделяется в виде теплоты (пункты а, б) в электрической цепи обмотки ротора и лишь частично теряется в электрических цепях ротора в виде потерь $m_2 I_2^2 R_2$, а в основном полезно используется (пункт в).

Уменьшение напряжения U_A . При уменьшении U_1 момент двигателя изменяется пропорционально U_1^2 и, соответственно, изменятся механические характеристики (рис. 34). Как видно, при сохранении характеристики нагрузки ($M_2 = \text{const}$) диапазон регулирования скорости получается небольшой. Для получения большого диапазона необходимо увеличивать активное сопротивление цепи ротора и соответственно $S_{\text{кр}}$. Следует учитывать, что во вторичной цепи возникают потери, равные $sP_{\text{эм}}$, вызывающие повышенный нагрев ротора и снижение КПД.

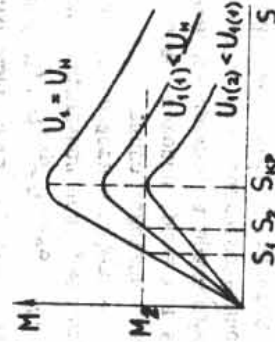


Рис. 34

Этот способ регулирования скорости применяется, в основном, для двигателей малой мощности с повышенным критическим скольжением.

Введение дополнительного сопротивления с помощью реостата в цепь ротора возможно только для АД с фазным ротором. При увеличении активного сопротивления в цепи ротора механическая характеристика изменится (см. рис. 30): критическое скольжение возрастает, кривая зависимости $M = f(s)$ становится более пологой, и частота вращения при том же моменте уменьшается. Рассматриваемый способ регулирования связан со значительными потерями энергии в реостате и поэтому малоэкономичен.

К недостаткам реостатного регулирования относится невозможность регулирования скорости на холостом ходу.

6. ОДНОФАЗНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ

Двигатели этого типа применяются в тех случаях, когда можно получить питание от однофазной сети переменного тока. Это, в основном, двигатели электроинструментов, приборов и автоматических устройств.

На статоре двигателя размещается однофазная обмотка, которая занимает $2/3$ полюсного деления. Эта обмотка носит название рабочей. Ротор имеет многофазную короткозамкнутую обмотку в виде беличьего колеса, как и у трехфазного короткозамкнутого двигателя.

Протекая по однофазной обмотке статора, переменный ток создает пульсирующее магнитное поле, которое можно разложить на два одинаковых круговых поля, вращающихся с синхронной частотой π_1 : $\pi_{1пр} = \pi_{1обр} = \pi_1$. Поскольку свойства АД при круговом вращающемся поле рассмотрены выше (см. ш. 3.2...4.4), то анализ свойств однофазного двигателя можно свести к рассмотрению совместного действия каждого из вращающихся полей.

Поле, которое вращается в одном направлении с ротором, называется прямым, а вращающееся в противоположном направлении — обратным. Соответственно, вращающийся момент $M_{пр}$, создаваемый прямым полем, является двигательным, а момент $M_{обр}$, создаваемый обратным полем, — тормозным.

Скольжение ротора относительно $\Phi_{пр}$

$$S_{пр} = (\pi_{1пр} - \pi_2) / \pi_{1пр} = (\pi_1 - \pi_2) / \pi_1 = 1 - \pi_2 / \pi_1. \quad (76)$$

Скольжение ротора относительно $\Phi_{обр}$

$$S_{обр} = (\pi_{1обр} + \pi_2) / \pi_{1обр} = (\pi_1 + \pi_2) / \pi_1 = 1 + \pi_2 / \pi_1. \quad (77)$$

Из формул (76) и (77) следует

$$S_{обр} = 1 + \pi_2 / \pi_1 = 2 - S_{пр}. \quad (78)$$

При вращении ротора магнитное поле двигателя будет не пульсирующим, как это было при пуске ($S = 1$), а вращающимся алгебраическим. Это объясняется тем, что при $S < 1$ обратное

поле сильно ослабляется вследствие размагничивающего действия токов $I_{2обр}$, индуцированных этим полем в роторе. Токи $I_{2обр}$ имеют частоту $f_{2обр} = f_1(2 - s)$, которую при небольших S можно принять $f_{2обр} \approx 2f_1$. Из-за большой частоты тока и, соответственно, индуктивного сопротивления сдвиг по фазе между ЭДС $E_{2обр}$ и токами $I_{2обр}$ близок к $\pi/2$. Поэтому поток $\Phi_{2обр}$, созданный токами $I_{2обр}$, по отношению к потоку $\Phi_{1обр}$, имеет встречное направление. Вследствие этого результирующий поток $\Phi_{обр}$ уменьшается.

На рис. 35 показаны зависимости $M_{пр} = f(s_{пр})$, $M_{обр} = f(s_{обр})$, созданные двумя составляющими магнитного поля, и результирующая кривая $M_{рез} = f(s)$, равная их алгебраической сумме.

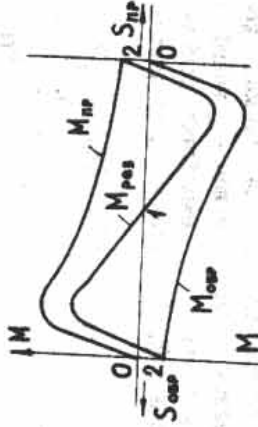


Рис. 35

На основании рисунка можно сделать следующее заключение:

- 1) однофазный двигатель не имеет пускового момента и без специальных устройств не может прийти во вращение;
- 2) рабочие характеристики однофазного двигателя хуже, чем трехфазного; он имеет повышенное скольжение при номинальной нагрузке, меньший КПД, меньшую перегрузочную способность, что объясняется наличием обратного поля;
- 3) мощность однофазного двигателя составляет примерно $2/3$ от мощности трехфазного двигателя того же габарита, так как его рабочая обмотка занимает $2/3$ пазов статора.

Чтобы получить пусковой момент, однофазные двигатели снабжают пусковой обмоткой, сдвинутой на 90 э.м.град. относи-

тельно рабочей обмотки. На период пуска пусковую обмотку присоединяют к сети через фазосдвигающие элементы — емкости или активные сопротивления. После окончания разгона двигателя пусковую обмотку отключают, при этом двигатель работает как однофазный.

Пусковую пусковую обмотку работает лишь на этапе разгона, ее изготавливают из провода меньшего сечения, чем рабочую, и укладывают в меньшее число пазов (в $1/3$ пазов).

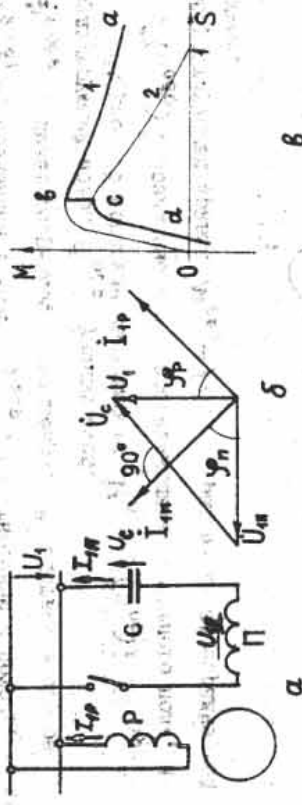


Рис. 36

На рис. 36 показана схема однофазного АД с конденсаторным пуском (а), его векторная диаграмма (б) и механическая характеристика (в), где кривая 1 — при выключенной, кривая 2 — при выключенной пусковой обмотке. Рабочая точка перемещается при пуске по $\alpha\beta$ характеристика 1, в дальнейшем работает на cd характеристика 2.

Так как с включением второй обмотки существенно улучшается механическая характеристика двигателя, то в некоторых случаях вторую обмотку подключают к сети последовательно с конденсатором C_p . Также двигателя называют конденсаторными. При пуске конденсаторного двигателя для увеличения пускового момента параллельно C_p подключают пусковой конденсатор C_n . После разгона его отключают.

У конденсаторного двигателя обе обмотки рабочие. При номинальном режиме выбирают число витков и величину рабочей емкости из условия получения кругового поля.

Для работы от однофазной сети могут быть использованы также трехфазные двигатели. Схемы их включения приведены на

рис. 37. Мощность двигателя при этом не превышает 60% от номинальной мощности трехфазного режима.

Для привода вентиляторов, магнитофонов и других устройств применяют однофазные двигатели с экранированными (расщепленными) полюсами (рис. 38а). На явно выраженных полюсах статора намотаны катушки однофазной обмотки возбуждения (ОВ). Каждый полюс статора разделен на две неравные части аксиальным пазом. Меньшую часть полюса охватывает короткозамкнутый виток К. Ротор двигателя короткозамкнутый.

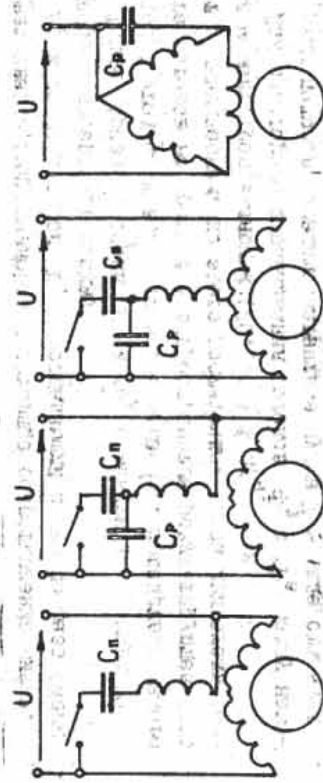


Рис. 37

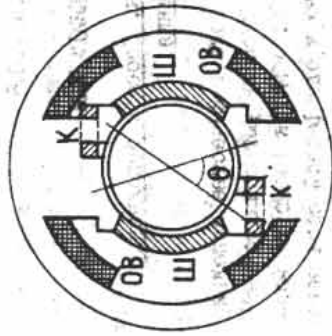


Рис. 38

Работа двигателя основана на расщеплении потока возбуждения. Ток I_B создает пульсирующий магнитный поток Φ_B (рис. 38б), одна часть его Φ_B' проходит по неэкранированной, а другая Φ_B'' — по экранированной части полюса, т.е. потоки смещены в пространстве на угол θ (см. рис. 38а). Поток Φ_B' создает, как и в трансформаторе, поток Φ_K короткозамкнутого витка. Поэтому в экранированной части полюса действует результирующий поток $\Phi_3 = \Phi_B'' + \Phi_K$, наводящий ЭДС E_K в короткозамкнутом витке, под действием которой возникает ток I_K , отстающий от E_K по фазе на $\varphi_K = \arctg \omega L_K / R_K$, где L_K, R_K — соответственно индуктивность и активное сопротивление витка. Ток I_K и создает поток Φ_K , совпадающий с ним по фазе (если пренебречь потерями в стали).

Таким образом, потоки Φ_3 и Φ_B сдвинуты во времени на некоторый угол ψ и в пространстве — на θ . Вследствие малого сдвига потоков во времени и в пространстве результирующее поле будет эллиптическим, но этого достаточно, чтобы двигатель создавал момент, составляющий (20...40) % M_H .

Для некоторого уравновешивания потоков Φ_3 и Φ_B между ними нечистыми полюсов помещают магнитные шунты III в виде стальных пластин (см. рис. 38а).

Двигатели с экранированными полюсами изготавливают мощностью до 300 Вт при напряжениях 115, 127 и 220 В. Для таких двигателей опасны частые пуски. У них отсутствует реверс, низок КПД (до 20...40 %) и $\cos \varphi = 0,4...0,6$.

7. ИСПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

7.1. Конструктивные типы. Способы исполнения. Основные требования.

В следящих приводах переменного тока в качестве исполнительных двигателей (ИД), как правило, используют асинхронные двухфазные двигатели, у которых одна из обмоток (обмотка возбуждения) подключается непосредственно к однофазной сети переменного тока, а напряжение к другой (управляющей) обмотке подается от усилителя переменного тока (рис. 39). Исполнительные АД (ИАД) служат для преобразования подводимого к ним электричес-

кого сигнала во вращение вала. При заданном моменте сопротивления частота вращения должна строго соответствовать подводимому напряжению и изменяться при изменении его величины и фазы. Таким образом, ИАД являются управляемыми двигателями.

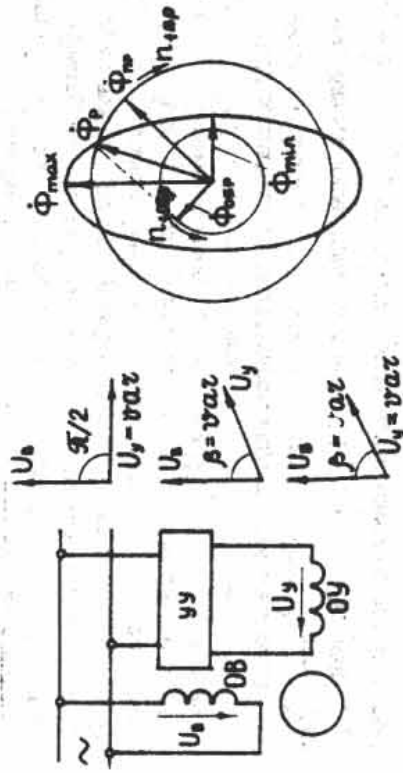


Рис. 39

Рис. 40

Частоту вращения ИАД регулируют изменением напряжения по величине и фазе. При этом вращающееся магнитное поле преобразуется из кругового в эллиптическое, которое можно представить в виде двух круговых полей, вращающихся в прямом и обратном направлениях относительно направления вращения ротора (рис. 40). Обратно вращающееся поле создает тормозной момент ротору.

Вследствие чего изменяется вращение ротора. Чем больше напряжение на эллиптичность поля, тем значительно уменьшается скорость ротора.

Регулирование скорости двигателей может осуществляться изменением напряжения U_Y при постоянной его фазе — амплитудное управление, изменением фазы постоянного напряжения U_Y — фазовое управление, изменением амплитуды и фазы U_Y — амплитудно-фазовое управление (см. рис. 39).

Направление вращения ротора ИАД зависит от того, какое из напряжений (U_B или U_Y) является опережающим по фазе.

Помимо общих требований, предъявляемых ко всем малым (малые габариты и масса, высокие КПД и др.), к ИД предъявляют специфические требования, главными из которых являются: управ-

лельность при всех режимах работы (отсутствие самохода); линейность механических и регулировочных характеристик, быстрое действие, малая мощность управления.

Одно из перечисленных требований, предъявляемых к ИАД, заключается в том, что при снятии сигнала управления ротор должен остановиться без применения каких-либо тормозящих устройств, т.е. должен отсутствовать самоход. При $U_y = 0$ ИАД может рассматриваться как однофазный. В однофазном двигателе обмотка применяется результирующий момент при пуске ($s = 1$) равен нулю, а в остальном диапазоне $s > 0$ он больше нуля (см. рис. 35). Следовательно, такой двигатель в качестве исполнительного применять нельзя, так как при $U_y = 0$ он не останавливается, т.е. теряет управление.

Чтобы двигатель не терял управление и останавливался в однофазном режиме, необходимо выдержать условие $M_{обр} > M_{пр}$ во всей области изменения скольжения $1 \rightarrow s > 0$. Так как

$S_{обр} = 2 - S_{пр}$, то условие отсутствия самохода можно записать в таком виде: $M_{пр}(s) \leq M_{обр}(2-s)$. Это условие выполняется при $S_{кр} > 1$. На рис. 41а и б показаны зависимости $M_p = f(s)$ для однофазного двигателя при $S_{кр} = 0,5$ (а) и $S_{кр} = 1$ (б). Во втором случае в области скольжения $1 > s > 0$ имеет место неравенство $M_{обр} > M_{пр}$.

Практически, учитывая требования, не только отсутствия самохода, но и линейности характеристик, параметры ИАД выбирают так, чтобы $S_{кр} = 2 \dots 5$.

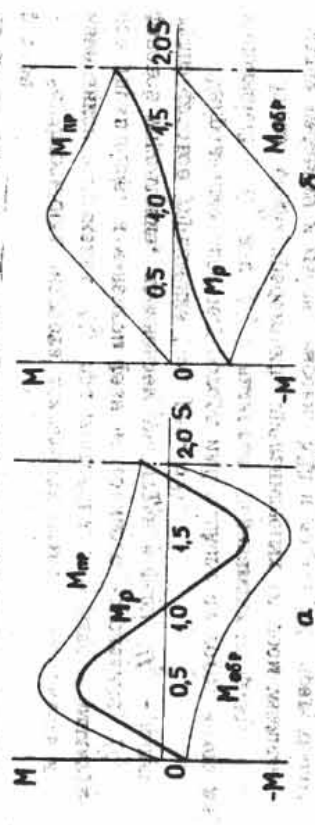


Рис. 41

Быстродействие ИАД можно обеспечить, если выполнить их ротор с малым моментом инерции.

В зависимости от конструкции ротора различают следующие виды ИАД: 1) с полым немагнитным ротором; 2) с короткозамкнутым ротором; 3) с полым ферромагнитным ротором; 4) с массивным ферромагнитным ротором.

ИАД с полым немагнитным ротором. Схема конструкции такого двигателя показана на рис. 42. Внешний статор 1 не отличается от статора обычного АД. Внутренний статор 2 служит для уменьшения магнитного сопротивления потока, проходящего через зазор. Пейдкий ротор 3 выполнен в виде тонкостенного стакана из сплава алюминий. Своим дном он жестко укреплен на валу, свободно вращающемся в подшипниках. Толщина стенок в зависимости от мощности 0,2...1 мВ. Электромагнитный момент образуется в результате взаимодействия вращающегося поля с индуктированными в роторе вихревыми токами. Размер зазора между ротором и статором не превосходит 0,15...0,25 мм; общий зазор между статорами составляет 0,5...1,5 мм.

Из-за большого зазора намагничивающий ток двигателя достигает 90% от номинального. Коэффициент мощности и КПД двигателя низкие. К преимуществам таких двигателей следует отнести быстродействие и бесшумность вращения. ИАД с полым немагнитным ротором изготавливают мощностью от долей ватт до сотен ватт на частотах 50, 400, 500, 800, 1000 Гц.

Иногда полый ротор выполняют стальным. При этом внутренний статор не требуется, и конструкция двигателя сильно упрощается. Однако следует иметь в виду, что стальная ротор чувствителен к неравномерностям воздушного зазора, и при небольшом эксцентриситете может произойти его "притягивание" к статору.

ИАД с короткозамкнутым ротором. Эти двигатели применяют в системах автоматики, где быстродействию не играет существен-

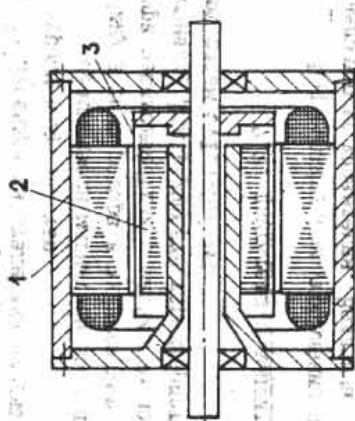


Рис. 42

ную роль. Обмотку ротора выполняют из материала с повышенным удельным сопротивлением (латунь, бронза), достигая $S_{кр} = 3 \dots 4$.

ИАД с массивным ферромагнитным ротором. Эти двигатели работают при высоких скоростях. Их ротор выполнен в виде массивного цилиндра из стали или чугуна, обладает большим моментом инерции и прочностью.

Вращающееся магнитное поле проникает на определенную глубину в тело ротора и индуцирует в нем вихревые токи. Эти токи при взаимодействии с магнитным полем образуют электромагнитный момент. Для улучшения характеристик поверхность ротора омедняет слоем $0,1 \dots 0,3$ мм.

7.2. Двигатель с амплитудным управлением

При амплитудном управлении изменяется только амплитуда напряжения управления. Величина U_y может быть оценена коэффициентом сигнала $\alpha = U_y / U'_y = k U_y / U'_y$, где $U'_y = U_b / k$ - напряжение возбуждения, приведенное к числу витков обмотки управления через $k = \omega_b / \omega_y$.

Если $\alpha = 1$, то магнитное поле будет круговым; если $\alpha \neq 1$ - эллиптическим; если $\alpha = 0$ - пульсирующим.

В общем случае $\omega_b \neq \omega_y$, для упрощения анализа положим $k = 1$.

Для определения основных свойств ИАД применим метод симметричных составляющих, согласно которому любая несимметричная двухфазная система временных векторов, например напряжений (рис. 43), может быть разложена на две симметричные составляющие, каждая из которых состоит из двух векторов, одинаковых по значению и сдвинутых между собой на угол 90° . Одна из них (система векторов напряже-

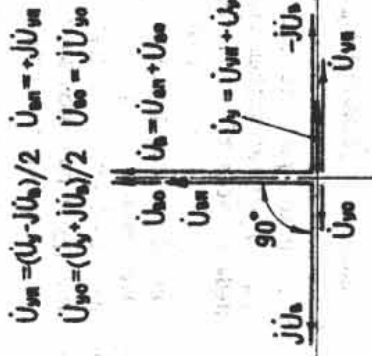


Рис. 43

ний прямой последовательности U_{bn} и U_{yn} имеет чередование фаз такое же, как и у исходной несимметричной системы; другой (система векторов обратной последовательности U_{b0} и U_{y0}) имеет противоположное чередование фаз.

Согласно рис. 43 можно записать следующие уравнения:

$$\begin{aligned} U'_b &= U'_{bn} + U'_{b0}; & U'_y &= U'_{yn} + U'_{y0}; & U'_{bn} &= j U'_{yn}; & U'_{b0} &= -j U'_{y0}, \end{aligned} \quad (79)$$

т.е. напряжения равны по значению и сдвинуты на 90° . Следовательно,

$$U'_b = U'_{bn} + U'_{b0}; \quad U'_y = -j U'_{bn} + j U'_{b0}.$$

Решая уравнения относительно U'_{bn} и U'_{b0} , получаем

$$U'_{bn} = (U'_b + j U'_y) / 2; \quad U'_{b0} = (U'_b - j U'_y) / 2. \quad (80)$$

Аналогично определяются симметричные составляющие напряжений в фазе управления:

$$U'_{yn} = -j U'_{bn} = (-j U'_b + U'_y) / 2; \quad U'_{y0} = j U'_{b0} = (j U'_b + U'_y) / 2. \quad (81)$$

У исходной несимметричной системы напряжений прямой последовательности при амплитудном управлении $U'_y = -j \alpha U'_b$, поэтому

$$U'_{bn} = 0,5 U'_b (1 + \alpha), \quad U'_{yn} = -0,5 j U'_b (1 + \alpha); \quad (82)$$

$$U'_{b0} = 0,5 U'_b (1 - \alpha), \quad U'_{y0} = 0,5 j U'_b (1 - \alpha). \quad (83)$$

Схемы замещения АД для напряжений прямой (рис. 44а) и обратной (рис. 44б) последовательностей асинхронный составляют раздельно, так как они отличаются значениями активных сопротивлений ротора. Активные сопротивления роторов зависят от скольжения относительно прямого и обратного магнитных полей:

$$R'_2 / s_n = R'_2 / [(n_1 - n_2) / n_1] = R'_2 / (1 - \nu); \quad s_n = s_{np}; \quad (84)$$

$$R'_2 / s_0 = R'_2 / [(n_1 + n_2) / n_1] = R'_2 / (1 + \nu); \quad s_0 = s_{обp}, \quad (85)$$

где $\nu = n_2 / n_1$ - относительная частота вращения ротора.

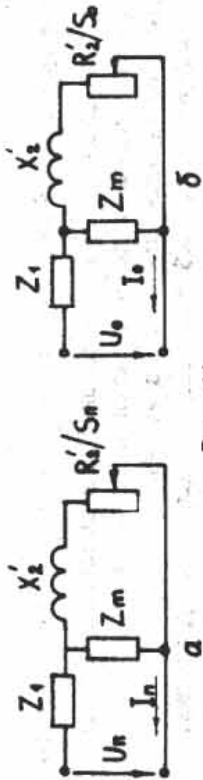


Рис. 44



Рис. 45

Анализ свойств ИАД можно существенно облегчить, если вести расчет по идеализованным схемам замещения для прямого (рис. 45а) и обратного (рис. 45б) полей. В этих схемах учитываются только активное сопротивление ротора. Основанием для идеализации служит то, что ротор ИАД делит с повышаемым активным сопротивлением. Для этих схем

$$Z_{yn} = Z_{yn} = R_2' / (1-\nu), \quad Z_{yo} = Z_{yo} = R_2' / (1+\nu), \quad (85)$$

а составляющие токов управления и возбуждения

$$\dot{I}_{yn} = -0,5 j (\dot{U}_6 / R_2') (1+\alpha)(1-\nu), \quad \dot{I}_{yo} = 0,5 j (\dot{U}_6 / R_2') (1-\alpha)(1+\nu); \quad (87)$$

$$\dot{I}_{yn} = 0,5 (\dot{U}_6 / R_2') (1+\alpha)(1-\nu), \quad \dot{I}_{yo} = 0,5 (\dot{U}_6 / R_2') (1-\alpha)(1+\nu).$$

Действующее значение токов

$$I_{yn} = I_{yn} = I_n = 0,5 (U_6 / R_2') (1+\alpha)(1-\nu); \quad (88)$$

$$I_{yo} = I_{yo} = I_o = 0,5 (U_6 / R_2') (1-\alpha)(1+\nu). \quad (89)$$

Электромагнитные мощности для полей прямой и обратной последовательности на основании упрощенных схем

$$P_{эмн} = 2 I_n^2 R_2' / (1-\nu) = (U_6^2 / 2 R_2') (1+\alpha)^2 (1-\nu); \quad (90)$$

$$P_{эм0} = 2 I_o^2 R_2' / (1+\nu) = (U_6^2 / 2 R_2') (1-\alpha)^2 (1+\nu). \quad (91)$$

Результирующая электромагнитная мощность двигателя

$$P_{эм} = P_{эмн} - P_{эм0} = (U_6^2 / R_2') [2\alpha - (1+\alpha^2)]. \quad (92)$$

Вращающий момент двигателя

$$M = P_{эм} / \omega_1 = (U_6^2 / \omega_1 R_2') [2\alpha - (1+\alpha^2)]. \quad (93)$$

Выразим момент в относительных единицах, приняв за основу величину эдс момента M_k при круговом вращающемся поле ($\alpha = 1$) и при неподвижном роторе ($\nu = 0$). Так как

$$M_k = 2 U_6^2 / (\omega_1 R_2'), \quad \text{то относительный момент}$$

$$m = M / M_k = \alpha - 0,5 \nu (1+\alpha^2). \quad (94)$$

На рис. 46 построены в относительных единицах графики механических характеристик идеализованного ИАД $m = f(\nu)$ при различных α . При неизменном α зависимость $m = f(\nu)$ является линейной. Относительный момент при пуске численно равен коэффициенту сигнала α . С изменением α изменяется и наклон механической характеристики. При холостом ходе ($m = 0$)

$$\nu = \nu_0 = 2\alpha / (1+\alpha^2). \quad (95)$$

Уравнение регулировочной характеристики получим, решив уравнение (94) относительно ν :

$$\nu = 2(\alpha - m) / (1+\alpha^2). \quad (96)$$

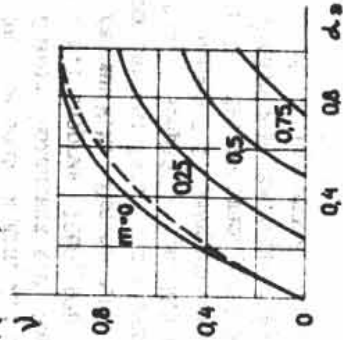
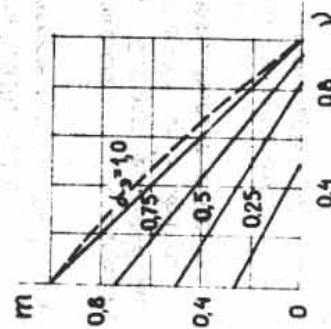


Рис. 46

Рис. 47

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	3
1. Конструкция асинхронных машин	3
1.1. Устройство асинхронного двигателя	3
1.2. Основные принципы выполнения обмотки	6
2. Магнитодвижущая и электродвижущая силы обмотки	11
2.1. Магнитодвижущая сила	11
2.1.1. Однофазная обмотка	11
2.1.2. Двухфазная обмотка	18
2.1.3. Трехфазная обмотка	20
2.2. Потокосцепление и электродвижущая сила	20
3. Электромагнитные процессы в цепях двигателя	24
3.1. Принцип действия машины	24
3.2. Магнитные поля, ЭДС и индуктивности обмотки	26
3.3. Замещение вращающегося ротора неподвижным. Схема замещения	28
4. Характеристики двигателя	33
4.1. Энергетическая диаграмма и вращающий момент	33
4.2. Механические характеристики	34
4.3. Устойчивость работы	38
4.4. Рабочие характеристики	39
5. Регулирование вращения двигателя	41
5.1. Частотное регулирование	41
5.2. Изменение числа пар полюсов	42
5.3. Изменение скольжения	43
6. Однофазный двигатель	44
7. Исполнительные двигатели	48
7.1. Конструктивные типы. Способы исполнения. Основные требования	48
7.2. Двигатели с амплитудным управлением	52
Литература	56

Регулировочные характеристики (рис. 47) показывают, как изменяется частота вращения, ИАД при изменении коэффициента скольжения, если момент остается постоянным. Минимальное напряжение, при котором ротор начинает вращаться, преодолевая заданный момент нагрузки, называется напряжением пуска.

Характеристики реального двигателя должны определяться по полной схеме замещения (см. рис. 44). Так, механическая характеристика $n = f(\gamma)$ реального двигателя для $\alpha = 1$ изображена штриховой линией на рис. 46. Сравнительно указанные характеристики, можно отметить, что реальная механическая характеристика двигателя, обусловлено, в основном, наличием индуктивного сопротивления двигателя, нарушающего линейную зависимость тока ротора от частоты вращения.

Характеристики ИАД при фазовом и амплитудно-фазовом методах управления не приводятся из-за ограниченности объема пособия. Более полное изложение теории асинхронных двигателей можно найти в приведенной ниже литературе.

ЛИТЕРАТУРА

Брусилан Д.З., Зорохович А.Е., Хвостов В.С.: **Электрические машины и микромашины**. Учеб. для вузов: 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1981. 432 с.

Болгов Н.И., Малозоров В.П.: **Электромашинные устройства автоматизации**. Учеб. для вузов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1985. 335 с.

Вольдек А.И.: **Электрические машины**. Учеб. для вузов. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергия, 1978. 840 с.

Иванов-Смоленский А.В.: **Электрические машины**. Учеб. для вузов. М.: Энергия, 1980. 928 с.

Кашман М.М., Цферов Ф.М.: **Электрические машины автоматических систем**. Учеб. для техникумов / Под ред. Ф.М. Цферова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 1979. 361 с.

Тонарев Б.Ф.: **Электрические машины**. Учеб. пособие для вузов. М.: Энергоиздат, 1990. 624 с.

Цферов Ф.М.: **Электрические машины автоматических устройств**. Учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 1976. 416 с.