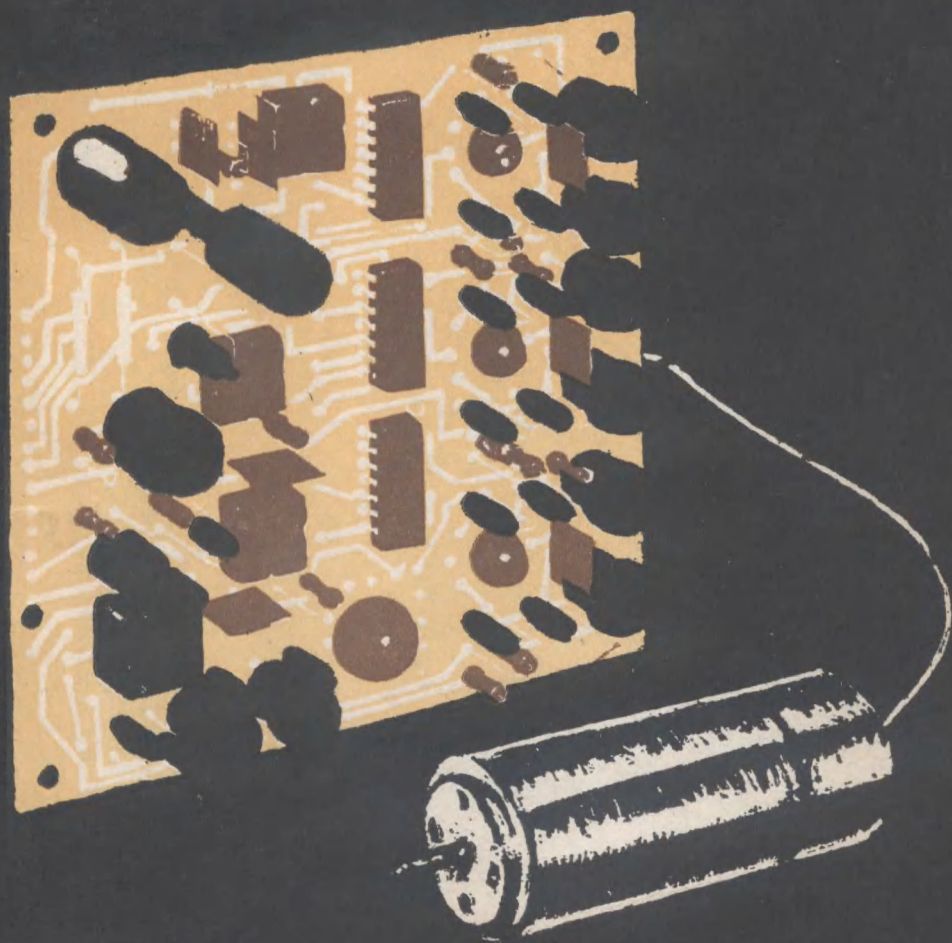


УПРАВЛЯЕМЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

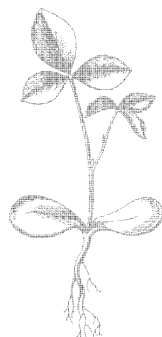
ПОСТОЯННОГО ТОКА



УПРАВЛЯЕМЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА



Ленинград
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
Ленинградское отделение
1984



Scan AAW

ББК 31.261.2
У 68
УДК 621.313.2-52

*Адволоткин Н. П., Гращенков В. Т., Лебедев Н. И.,
Овчинников И. Е., Стыцына А. К.*

Рецензент *В. В. Хрущев*

АДВОЛОТКИН НИКОЛАЙ ПЕТРОВИЧ
ГРАЩЕНКОВ ВЛАДИМИР ТИМОФЕЕВИЧ
ЛЕБЕДЕВ НИКОЛАЙ ИВАНОВИЧ
ОВЧИННИКОВ ИГОРЬ ЕВГЕНЬЕВИЧ
СТЫЦЫНА АНАТОЛИЙ КУЗЬМИЧ

УПРАВЛЯЕМЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Редактор *С. С. Полигнотова*
Художественный редактор *Д. Р. Стеванович*
Технический редактор *А. Г. Рябкина*
Корректор *А. П. Артемова*
Переплет *Г. В. Смирнова*

ИБ № 2477

Сдано в набор 19.04.84. Подписано в печать 07.08.84. М-42989. Формат 60×90^{1/16}. Бумага типографская № 2. Гарнитура литературная. Высокая печать. Усл. печ. л. 10. Усл. кр.-отт. 10,38. Уч.-изд. л. 12,3. Тираж 8000 экз. Заказ 145. Цена 70 к.

Ленинградское отделение Энергоатомиздата, 191041, Ленинград, Марсово поле, 1.
Ленинградская типография № 2 головное предприятие ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения «Техническая книга» им. Евгении Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли, 198052, г. Ленинград, Л-52, Измайловский проспект, 29.

Управляемые бесконтактные двигатели постоянного тока/
У 68 Н. П. Адволоткин, В. Т. Гращенков, Н. И. Лебедев и др. — Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1984. — 160 с., ил.

70 к. 8000 экз.

Изложены вопросы теории и проектирования управляемых бесконтактных двигателей постоянного тока, приведено описание серийных и опытных образцов двигателей в диапазоне частот вращения от единиц до сотен тысяч оборотов в минуту с использованием новых магнитотвердых материалов, интегральных микросхем и других элементов современной техники.

Для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой, исследованием и эксплуатацией управляемых двигателей. Может быть полезной студентам вузов.

У 2302030000—128
051(01)—84 105—84

ББК 31.261.2
6П2.1.08

ПРЕДИСЛОВИЕ

Бесконтактные двигатели постоянного тока наиболее полно удовлетворяют совокупности требований, которые предъявляются к управляемым двигателям систем автоматики в отношении электромеханических и энергетических характеристик, массогабаритных показателей, надежности и диапазона частот вращения в пределах от единиц до сотен тысяч оборотов в минуту.

К настоящему времени накоплен большой опыт проектирования бесконтактных двигателей постоянного тока. Опубликовано множество статей и ряд монографий, в которых изложены теория, принципы построения и расчеты двигателей.

Вместе с тем многие вопросы, касающиеся специфики управляемых бесконтактных двигателей постоянного тока, особенно высокоскоростных, слабо освещены в литературе, что в значительной мере тормозит внедрение этого перспективного класса электрических машин в системах электропривода.

В настоящей книге излагаются основы теории и методы расчета управляемых бесконтактных двигателей как с низкими, так и со сверхвысокими частотами вращения. Рассматриваются принципы построения электрических схем, конструкций двигателей и их отдельных узлов. Приводится описание конструкций и схемных решений серийных и опытных машин, разработанных авторами для различных областей народного хозяйства.

Отзывы о книге и замечания просьба направлять в адрес издательства: 191041, Ленинград, Марсово поле, 1, Ленинградское отделение Энергоатомиздата.

Авторы

В-1. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ БЕСКОНТАКТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Устройство и принцип действия бесконтактных двигателей постоянного тока (ВДПТ) достаточно подробно описаны в отечественной и зарубежной литературе [44]. Двигатели малой мощности выполняются чаще всего на базе синхронной машины с постоянными магнитами на роторе. Обмотка якоря, расположенная неподвижно на статоре, подключается к источнику постоянного тока посредством полупроводникового инвертора — коммутатора. Силовые ключи коммутатора (в машинах малой мощности — транзисторы), коммутирующие обмотку, управляются по сигналам с датчика положения ротора. Введение позиционной обратной связи превращает синхронную машину с инвертором в бесконтактный аналог машины постоянного тока, имеющей падающую механическую характеристику, высокие показатели использования, высокий КПД. В настоящее время находят применение две принципиальные схемы управляемых БДПТ, отличающиеся типом обратной связи по положению.

В первой схеме обратная связь осуществляется с помощью параметрических датчиков положения, содержащих чувствительные элементы, изменяющие свое состояние под воздействием какого-либо физического фактора: магнитного поля, излучения и др. Такие датчики фиксируют лишь конечное число положений ротора, равное числу силовых ключей коммутатора, и называются чаще всего дискретными. Двигатели, выполненные по этой схеме, наиболее близки к коллекторным, однако имеют и ряд существенных отличий, вносящих специфику в их расчет и проектирование. Если в коллекторных двигателях высокого класса, в частности управляемых, для расширения диапазона регулирования и улучшения условий коммутации стремятся увеличить число секций и, соответственно, коллекторных пластин, то БДПТ, как правило, выполняются с малым числом секций.

Таким образом, в коллекторной реверсивной машине электрический угол θ между векторами МДС якоря и потока возбуждения постоянен во времени и равен 90° . Напротив, в бесконтактном двигателе вектор МДС совершает колебания вокруг нормали к вектору потока (в системе координат, связанной с ротором) в пределах некоторого угла. Значение этого угла определяется числом секций двигателя и равно $\pm \alpha_k/2$, где α_k — интервал между двумя последовательными подключениями секций обмотки к источнику питания (период коммутации). Колебания вектора приводят к сильной зависимости электромагнитного момента от углового положения и к увеличению амплитуды колебаний мгновенной частоты вращения ротора, что оказывает неблагоприятное влияние на параметры машины и системы, в которой она используется, сужая границы устойчивости системы и затрудняя демпфирование.

Двигатели, выполненные по другой схеме, имеют аналоговый датчик положения ротора: микросин, вращающийся трансформатор или сельсин, с помощью которого силовые ключи коммутатора управляются по закону, близкому к синусоидальному (позиционная модуляция фазных напряжений). В идеальном случае это позволяет исключить пульсации момента и расширить диапазон регулирования двигателя. Практически, учитывая относительную сложность аналоговых систем, необходимость их прецизионной настройки при изготовлении, что нежелательно в серийном производстве, можно рекомендовать двигатели с позиционной модуляцией для применения в системах с особо строгими требованиями к равно-

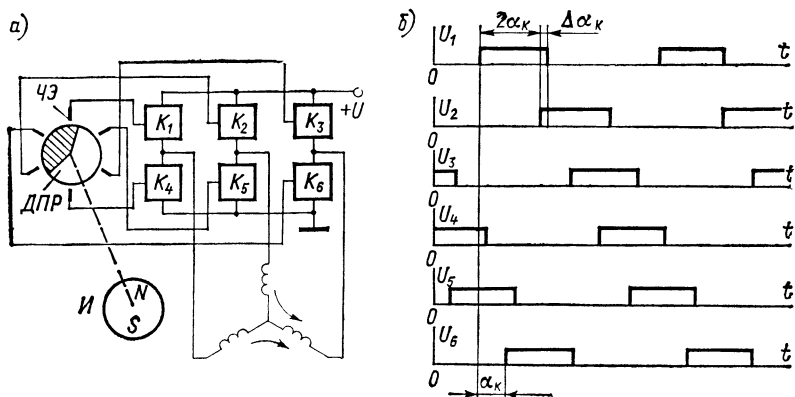


Рис. В-1. Типовая схема и диаграммы работы БДПТ

мерности момента, например в системах стабилизации угла. В большинстве других случаев вполне приемлемы двигатели с дискретными датчиками положения.

Типовая схема бесконтактного двигателя с дискретным датчиком, имеющего трехсекционную обмотку на статоре, подключаемую к источнику питания посредством мостового полупроводникового коммутатора, содержит шесть силовых транзисторных ключей $K_1 - K_6$, вход каждого из которых соединен с выходом соответствующего чувствительного элемента (ЧЭ) датчика положения ротора (ДПР) (рис. В-1). Сигнальный сектор ДПР имеет угловой размер, больший удвоенного периода коммутации на угол перекрытия $\Delta\alpha_k$ (где Δ — коэффициент перекрытия). Нетрудно убедиться, что при различных положениях ротора оказываются возбужденными либо два, либо три чувствительных элемента датчика.

В первом случае отпираются два ключа коммутатора, принадлежащие различным группам и ветвям моста (например, K_1 и K_6). Во втором — три ключа, причем два из одной группы, а третий — из другой (например, K_1, K_2 и K_6).

Наличие так называемых перекрытий в работе ключей, то есть одновременного отпирания двух ключей одной и той же группы, обеспечивает непрерывное подключение обмотки двигателя к источнику питания и возникновение однонаправленного пускового момента независимо от положения ротора.

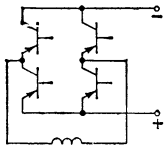
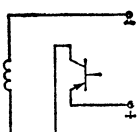
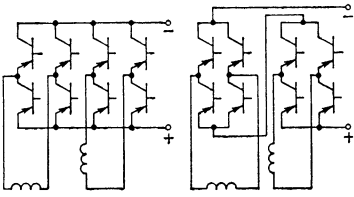
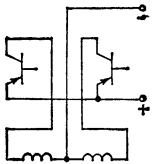
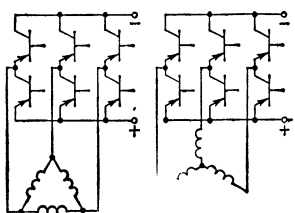
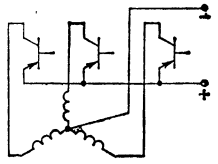
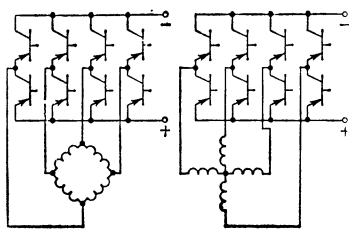
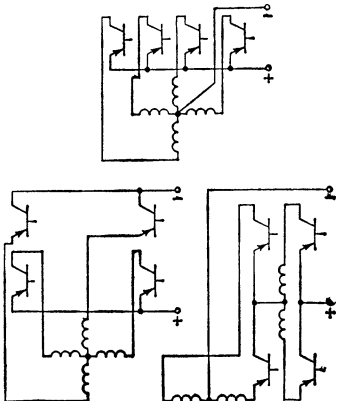
В-2. ТИПОВЫЕ СХЕМЫ БДПТ

Представленная на рис. В-1 схема БДПТ не единственна. Можно привести по меньшей мере полтора десятка схем, применяющихся в настоящее время или применявшихся ранее. Это многообразие схем может быть упорядочено путем классификации, основу которой составляют следующие признаки: 1) способ соединения секций обмотки; 2) число секций, образующих обмотку; 3) способ питания, характеризующий возможность изменения направления тока в каждой секции.

По способу соединения секций обмотки подразделяются на замкнутые, то есть состоящие из секций, образующих замкнутый контур в виде многоугольника, и разомкнутые. Разомкнутые обмотки разделяются на лучевые (выполненные в виде звезды с нейтралью или без нее) последовательные и параллельные. Последовательные и параллельные обмотки состоят из нескольких секций, каждая из которых включена в диагональ мостового коммутатора, а коммутаторы соединены соответственно последовательно или параллельно относительно источника питания.

По числу секций обмотки разделяются на одно-, двух-, трехсекционные и с большим числом секций. При этом класс соединения накладывает ограничения на число секций в обмотке. Например, замкнутые обмотки должны иметь число

Типовые схемы БДПТ

Обмотка	Питание	
	реверсивное	нереверсивное
1-секцион- ная		
2-секцион- ная		
3-секцион- ная		
4-секцион- ная		

секций не менее трех, а разомкнутые с последовательным соединением секций — не менее двух.

По способу питания секций обмотки различаются двигатели с реверсивным (двухполупериодным) питанием, при котором ток в каждой секции в процессе коммутации изменяет свое направление (реверсирует), и двигатели с нереверсивным (однополупериодным) питанием, при котором ток в каждой секции может протекать только в одном направлении.

Наиболее часто применяемые схемы БДПТ приведены в табл. В-1. Для того чтобы из множества известных схем выбрать наиболее рациональную для данного применения, необходимо ввести некие критерии рациональности. В качестве таких критериев для управляемых двигателей могут выступать, например, максимальное быстродействие, минимальная неравномерность электромагнитного момента по углу поворота ротора, наилучшие энергетические показатели и др.

Способность данной схемы обеспечить максимальное быстродействие двигателя может быть оценена с помощью коэффициента эффективности схемы по быстродействию [25], выражения для которого имеют следующий вид:

1) для соединения в звезду с нейтралью

$$K'_\tau = \frac{S}{4\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{S};$$

2) для соединения в звезду без нейтрали

$$K'_\tau = \frac{S}{2\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{S};$$

3) для соединения в многоугольник с нечетным числом секций

$$K'_\tau = \frac{S^2}{\pi^2 (S^2 - 1)};$$

4) для соединения в многоугольник с четным числом секций

$$K'_\tau = \frac{1}{\pi^2},$$

где S — число секций обмотки двигателя.

Наибольшую эффективность имеют второй и третий тип схемы при $S = 3$ ($K'_\tau = 0,114$), т. е. наилучшее быстродействие дает трехсекционная обмотка, соединенная в звезду без нейтрали или треугольник, которая подключается к источнику питания посредством мостового коммутатора.

Неравномерность электромагнитного момента оценивается коэффициентом пульсации, равным отношению амплитуды переменной составляющей момента к его среднему значению. Трехсекционные схемы с реверсивным питанием обеспечивают пульсацию момента не более $\pm 7\%$. С увеличением числа секций коэффициент пульсации быстро падает.

Энергетические характеристики управляемого двигателя, в частности его коэффициент полезного действия, как правило, имеют второстепенное значение. Однако в ряде случаев требование максимального КПД выступает на передний план. Так, в высокоскоростных двигателях, имеющих предельные показатели использования, отвод тепла представляет довольно сложную техническую задачу. С другой стороны, в системах с автономным питанием от батарей двигатель зачастую является основным потребителем электроэнергии и его энергетические характеристики во многом определяют массу и габариты системы в целом. Из рассмотренных схем двигателей с малым числом секций наилучшим электромагнитным КПД обладают трехсекционные схемы с реверсивным питанием. При этом в случае несинусоидального распределения индукции в зазоре машины более предпочтительно выполнение обмотки в виде звезды без нейтрали, так как в замкнутой обмотке возникают контурные токи, несколько ухудшающие энергетические характеристики [44].

Таким образом, трехсекционная схема двигателя с мостовым коммутатором в известном смысле является универсальной, пригодной для самого разнообразного применения. Этим объясняется и повышенный интерес разработчиков к такой схеме, и то, что основная часть материала настоящей книги посвящена именно ей.

В-3. ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В БДПТ

Особенности силовой схемы БДПТ, а именно включение последовательно с секциями обмотки нелинейных полупроводниковых элементов — транзисторов, работающих в режиме переключения, вносит определенную специфику в электромагнитные процессы. В моменты коммутации энергия, запасенная в отключаемой секции, рассеивается на эмиттер-коллекторных переходах транзисторов, а также на включенных параллельно им вспомогательных шунтирующих диодах, служащих для снятия опасных перенапряжений. Поскольку пути тока на коммутационном и внекоммутационном участках периода коммутации различны, то двигатель можно представить как систему с переменной структурой, описывающуюся в разные интервалы времени разными системами дифференциальных уравнений.

Исследование систем с переменной структурой сопряжено, как правило, со значительными трудностями. При разработке теории БДПТ эти трудности иногда пытаются обойти, пренебрегая влиянием изменения структуры на характеристики двигателя. Двигатель представляют в виде синхронной машины, питаемой от источника переменного напряжения несинусоидальной формы. Такой путь, несмотря на свою заманчивость (полученные выражения для токов и моментов весьма просты), чреват не только существенными количественными, но и качественными ошибками. Так, например, исследуя машину методом двух реакций [24], можно доказать, что увеличение индуктивности якорной обмотки оказывает положительное влияние на стабильность мгновенной частоты вращения, в то время как на самом деле это влияние отрицательно.

Более точные, хотя и более громоздкие, выражения для токов и электромагнитного момента можно получить, решая дифференциальные уравнения, описывающие состояние цепей двигателя на отдельных участках периода коммутации и припасовывая затем результаты с учетом граничных условий [44]. Зависимости, полученные таким образом, показаны на рис. В-2. Из рисунка видно существенное влияние индуктивности якорной цепи на электромагнитные процессы в двигателе. Появляющиеся в результате изменений структуры провалы в кривых сильно сказываются не только на средних значениях тока и момента, но и на энергетических характеристиках двигателя и на амплитуде колебаний мгновенной частоты вращения. Последнее же нежелательно для двигателей управляемых, предназначенных для использования, например, в следящих системах с широким диапазоном регулирования или в непосредственном приводе высококачественных электрофонов и магнитофонов.

Не меньшее влияние на характеристики двигателя оказывают перекрытия в работе силовых ключей коммутатора.

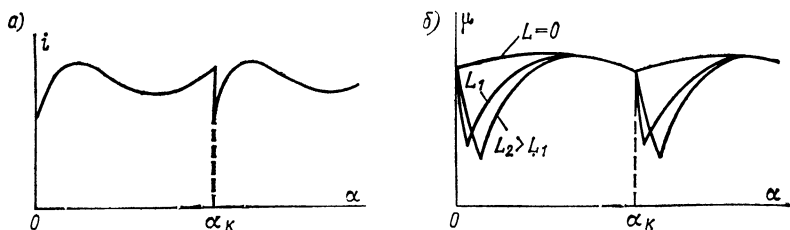


Рис. В-2. Зависимость тока (а) и электромагнитного момента (б) бесконтактного двигателя от угла поворота ротора

Среднее значение ЭДС трехсекционного двигателя с мостовым коммутатором может быть найдено из выражения

$$E_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} K_o p \Phi \omega \cos \frac{\pi}{6} \Delta, \quad (\text{В-1})$$

где K_o — обмоточный коэффициент; p — число пар полюсов; Φ — магнитный поток на пару полюсов; ω — полное число витков обмотки; Ω — угловая скорость вращения.

При $\Delta = 0$ и $\Omega = \Omega_o$ (Ω_o — угловая скорость идеального холостого хода) выражение (В-1) будет уже выражением для ЭДС идеального холостого хода E_o .

Среднее значение пускового момента

$$M_{\text{п}} = \frac{2}{\pi} K_o p \Phi I_{\text{п}} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \Delta \right),$$

где $I_{\text{п}} = U/(2R_c)$ — пусковой ток; U — приложенное напряжение; R_c — активное сопротивление секции.

При $\Delta = 0$ и номинальном приложенном напряжении U_n получаем

$$M_{\text{п. } 0} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} K_o p \Phi \omega \frac{U_n}{2R_c}.$$

Ниже величины E_o и $M_{\text{п. } 0}$ используются в качестве базовых напряжения и момента при исследовании механических и энергетических характеристик управляемых БДПТ.

ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ

1-1. МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИ АМПЛИТУДНОМ УПРАВЛЕНИИ

Одним из распространенных способов управления частотой вращения БДПТ является изменение подаваемого на него напряжения. Будем называть такое управление амплитудным, поскольку при изменении питающего напряжения на стороне постоянного тока изменяется амплитуда переменного напряжения, подаваемого на обмотку двигателя, а форма его остается неизменной.

Амплитудное управление двигателем часто применяют в системах, к которым предъявляются жесткие требования в отношении радиопомех и уровня электромагнитного шума (например, в высококачественных электропроигрывающих устройствах).

Для того чтобы найти выражения для механических характеристик двигателя при амплитудном управлении, используем эквивалентные схемы его цепей в различные моменты времени периода коммутации (рис. 1-1). На участке перекрытия к источнику управляющего напряжения подключены все три секции двигателя. Второй участок — коммутации, характеризуется протеканием тока отключаемой секции через шунтирующий диод. И наконец, третий участок — вне коммутации, на котором к источнику подключены две последовательно соединенные секции.

Если пренебречь влиянием реакции якоря, а также принять распределение индукции в зазоре машины синусоидальным, то можно показать, что пренебрежение неравномерностью вращения, свойственной БДПТ, практически не изменяет вида его механических характеристик по сравнению с характеристиками, построенными с учетом колебаний мгновенной частоты [26].

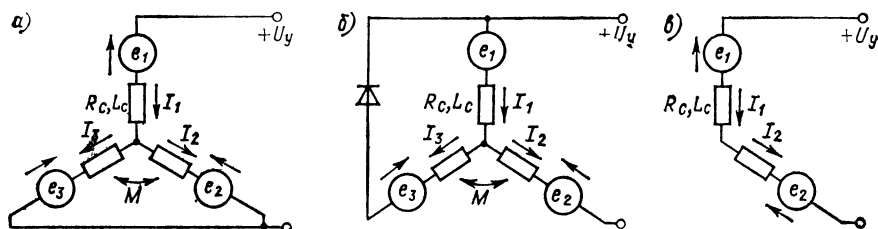


Рис. 1-1. Эквивалентные схемы цепей двигателя в течение периода коммутации для участка перекрытия (а), коммутации (б) и вне коммутации (в).

Тогда с учетом выражений для E_0 и $M_{п.б}$ (см. § В-3) систему дифференциальных уравнений, описывающих состояние цепей двигателя в течение периода коммутации, можно привести к виду

$$\begin{aligned}\frac{x_0}{R_0} \omega \frac{di_{11}}{d\alpha} + i_{11} &= \frac{4}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta\right); \\ \frac{x_0}{R_0} \omega \frac{di_{21}}{d\alpha} + i_{21} &= \frac{2}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{3}\right); \\ \frac{x_0}{R_0} \omega \frac{di_{12}}{d\alpha} + i_{12} &= \frac{2}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta\right); \\ \frac{x_0}{R_0} \omega \frac{di_{22}}{d\alpha} + i_{22} &= \frac{4}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{3}\right); \\ \frac{x_0}{R_0} \omega \frac{di_{13}}{d\alpha} + i_{13} &= \gamma - \frac{\pi}{3} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{6}\right),\end{aligned}\quad (1-1)$$

где $x_0 = p\Omega_0(L_c + M)$ — реактивное сопротивление секции обмотки при угловой скорости идеального холостого хода Ω_0 ; R_0 — базовое сопротивление, равное удвоенному сопротивлению секции R_c ; $i_{mk} = I_{mk}/I_B$ — нормированный ток секции m на участке k периода коммутации; I_B — базовый ток, равный отношению номинального напряжения управления к базовому сопротивлению; $\gamma = U_y/U_n$ — коэффициент сигнала управления, равный в данном случае отношению напряжения управления к номинальному; $\omega = \Omega/\Omega_0$ — относительная угловая скорость вращения; α — текущее значение угла поворота ротора; β — угол опережения включения силовых транзисторов коммутатора.

Система состоит из пяти линейных дифференциальных уравнений, общее решение которых может быть найдено аналитически с помощью интегрирующего множителя [33]. Поскольку проводимость магнитной цепи двигателя с постоянными магнитами на роторе практически не зависит от угла поворота ротора, то интегрирующий множитель можно вычислить как

$$\mu_n = \exp \frac{\alpha R_0}{\omega x_0}.$$

Таким образом, решения уравнений (1-1) записываются в виде

$$\begin{aligned}i_{11} &= \frac{4}{3} \gamma - q \cos(\alpha - \nu) + C_1 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \varphi}; \\ i_{21} &= \frac{2}{3} \gamma - q \cos\left(\alpha - \nu - \frac{\pi}{3}\right) + C_2 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \varphi}; \\ i_{12} &= \frac{2}{3} \gamma - q \cos(\alpha - \nu) + C_3 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \varphi}; \\ i_{22} &= \frac{4}{3} \gamma - q \cos\left(\alpha - \nu - \frac{\pi}{3}\right) + C_4 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \varphi}; \\ i_{13} &= \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2} q \cos\left(\alpha - \nu - \frac{\pi}{6}\right) + C_5 e^{-\alpha \operatorname{ctg} \varphi},\end{aligned}\quad (1-2)$$

где $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{x_0 \omega}{R_0}$; $q = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos \varphi$; $\nu = \varphi + \beta + \frac{\pi}{6} \Delta$.

Постоянные интегрирования находятся из граничных условий, справедливых для установившегося режима, с учетом неразрывности тока на концах участков периода коммутации: $i_{11}(0) = i_{13}(\alpha_k)$; $i_{11}\left(\frac{\pi}{3}\Delta\right) = i_{12}\left(\frac{\pi}{3}\Delta\right)$; $i_{12}(0) = 0$; $i_{21}\left(\frac{\pi}{3}\Delta\right) = i_{22}\left(\frac{\pi}{3}\Delta\right)$. Подставляя граничные условия в выражение (1-2), получим

$$\begin{aligned} C_1 &= i_{11}(0) - \frac{4}{3}\gamma + q \cos \nu; \\ C_2 &= q \cos\left(\nu + \frac{\pi}{3}\right) - \frac{2}{3}\gamma; \\ C_3 &= C_1 + \frac{2}{3}\gamma \exp\left(\frac{\pi}{3}\Delta \operatorname{ctg} \varphi\right); \\ C_4 &= C_2 - \frac{2}{3}\gamma \exp\left(\frac{\pi}{3}\Delta \operatorname{ctg} \varphi\right); \\ C_5 &= \left[\frac{1}{3}\gamma - \frac{1}{2}q \cos\left(\alpha_1 - \nu - \frac{\pi}{6}\right)\right] \exp(\alpha_1 \operatorname{ctg} \varphi) + C_4, \end{aligned} \quad (1-3)$$

где $i_{11}(0)$ — ток двигателя в начале периода коммутации; α_1 — угол, при котором заканчивается коммутация (угол коммутации).

Равенство $i_{13}(\pi/3) = i_{11}(0)$ позволяет выразить $i_{11}(0)$ через угол α_1 :

$$i_{11}(0) = \gamma - \frac{\sqrt{3}}{2}q \cos\left(\nu - \frac{\pi}{6}\right) + C_5 \exp(-\alpha_1 \operatorname{ctg} \varphi). \quad (1-4)$$

Подставляя выражение (1-4) в уравнение $i_{12}(\alpha_1) = i_{22}(\alpha_1)$, получим трансцендентное уравнение для определения угла коммутации α_1 , в которое не входят граничные условия для токов:

$$\left(A - \frac{2}{3}\gamma\right)(2C - 1) \exp(\alpha_1 \operatorname{ctg} \varphi) + B = 0;$$

здесь

$$A = q \cos\left(\alpha_1 - \nu - \frac{\pi}{3}\right);$$

$$B = \frac{2}{3}\gamma(4C^{\Delta+1} - 2C^{\Delta} + C - 2) + D(2 - C);$$

$$C = \exp\left(\frac{\pi}{3}\operatorname{ctg} \varphi\right), \quad D = q \cos\left(\nu + \frac{\pi}{6}\right).$$

Расчет характеристик может быть произведен по следующей схеме. Сначала по заданным ω , x_0 , R_0 , β , Δ и γ вычисляются значение угла α_1 и постоянные интегрирования C_2 , C_4 и C_5 . Далее — ток в начале периода коммутации $i_{11}(0)$. Подставляя $i_{11}(0)$ в первое уравнение системы (1-3), получаем остальные постоянные интегрирования, которые, будучи в свою очередь подставлены в систему (1-2), дают выражения для токов секций в любой точке периода коммутации. Средний ток двигателя

$$i_{cp} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3}\Delta} i_{12}(\alpha) d\alpha + \int_{\frac{\pi}{3}\Delta}^{\alpha_1} i_{22}(\alpha) d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\frac{\pi}{3}} i_{13}(\alpha) d\alpha \right].$$

Мгновенное значение электромагнитного момента на участке с номером k может быть найдено как

$$\mu_k = \frac{\pi}{3} \left[i_{1k} \cos \left(\alpha + \nu + \varphi + \frac{\pi}{6} \right) + i_{2k} \sin \left(\alpha + \nu + \varphi \right) \right]. \quad (1-5)$$

Интегрируя в пределах участков, находим среднее значение электромагнитного момента

$$\bar{\mu} = \frac{3}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3} \Delta} \mu_1(\alpha) d\alpha + \int_{\frac{\pi}{3} \Delta}^{a_1} \mu_2(\alpha) d\alpha + \int_{a_1}^{\frac{\pi}{3}} \mu_3(\alpha) d\alpha \right].$$

При угле опережения $\beta = 0$ механические характеристики двигателя близки к характеристикам коллекторной машины постоянного тока. При этом линейность характеристик ухудшается с увеличением x_0/R_0 , что связано, как правило, с увеличением мощности машины или угловой скорости вращения холостого хода. Зависимости коэффициента нелинейности механической характеристики λ от x_0/R_0 при $\Delta = 0$ и $\beta = 0$ в диапазоне изменения x_0/R_0 от 0 до 1 могут быть аппроксимированы прямой линией, уравнение которой имеет вид

$$\lambda = 0,095 \gamma \frac{x_0}{R_0}.$$

Аппроксимирующая формула для семейства механических характеристик выглядит тогда следующим образом:

$$\mu = \gamma - \left(1 + 0,38 \gamma^2 \frac{x_0}{R_0} \right) \omega + 0,38 \gamma^2 \frac{x_0}{R_0} \omega^2.$$

Отрицательное влияние индуктивности якорной цепи на вид характеристик высокоскоростных и мощных двигателей может быть уменьшено введением угла опережения $\beta \neq 0$, как будет показано ниже. Для машин же малой мощности с низкими частотами вращения параметр x_0/R_0 не превышает, как правило, 0,3, а коэффициент нелинейности при этом составляет 2—3 %. Это дает основание пренебречь влиянием индуктивности на вид механических характеристик.

Положив $x_0 = 0$, преобразуем систему дифференциальных уравнений (1-1) в систему алгебраических уравнений вида

$$\begin{aligned} i_{11} &= \frac{4}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right); \\ i_{21} &= \frac{2}{3} \gamma - \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{3} \right); \\ i_{13} &= \gamma - \frac{\pi}{3} \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{6} \right). \end{aligned} \quad (1-6)$$

Данные уравнения описывают процессы лишь на двух участках периода коммутации — перекрытия и вне перекрытия, поскольку при $x_0 = 0$ ток в отключаемой секции спадает мгновенно.

Подставляя в выражение (1-5) соответствующие выражения для токов из системы (1-6), имеем:

для участка перекрытия

$$\mu_{\Delta} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \gamma \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6}\Delta\right) - \frac{\pi^2}{9}\omega; \quad (1-7)$$

для участка вне перекрытия

$$\mu_{1-\Delta} = \frac{\pi}{3} \gamma \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6}\Delta - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\pi^2}{9}\omega \cos^2\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6}\Delta - \frac{\pi}{6}\right). \quad (1-8)$$

Усредняя момент за период коммутации, получим

$$\begin{aligned} \bar{\mu} = & \frac{2}{\sqrt{3}} \gamma - \cos\left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6}\Delta\right) - \\ & - \frac{\pi}{6}\omega \left[\cos\left(2\beta + \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\Delta\right) + \frac{\pi}{3}(1 + \Delta) \right]. \end{aligned} \quad (1-9)$$

Учитывая, что в установившемся режиме среднее значение электромагнитного момента уравнивается моментом нагрузки, найдем выражение для семейств механических и регулировочных характеристик:

$$\omega = A_1\gamma - A_2\mu \quad (1-10)$$

при

$$\begin{aligned} A_1 = & \frac{12 \cos\left(\beta + \frac{\pi}{6}\Delta - \frac{\pi}{6}\right)}{\pi\sqrt{3} \left[\cos\left(2\beta + \frac{\pi}{6} + \frac{\pi}{3}\Delta\right) + \frac{\pi}{3}(1 + \Delta) \right]}, \\ A_2 = & \frac{6}{\pi \left[\cos\left(2\beta + \frac{\pi}{3}\Delta + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{\pi}{3}(1 + \Delta) \right]}. \end{aligned}$$

Нетрудно убедиться, что при пренебрежимо малой индуктивности механические и регулировочные характеристики двигателя линейны и соответствуют характеристикам коллекторной машины постоянного тока. При этом с увеличением коэффициента перекрытия жесткость механических характеристик повышается.

Среднее значение тока двигателя определится из выражения

$$i_{cp} = \left(1 + \frac{\Delta}{3}\right) \gamma - \frac{2}{\sqrt{3}} \cos\left(\beta + \frac{\pi}{6}\Delta - \frac{\pi}{6}\right). \quad (1-11)$$

Электромагнитная мощность двигателя

$$p_2 = \mu\omega. \quad (1-12)$$

Потребляемая мощность с учетом лишь потерь в меди вычисляется по формуле

$$p_1 = \gamma i_{cp}. \quad (1-13)$$

Учитывая формулы (1-12) и (1-13), получаем выражение для электромагнитного КПД

$$\eta = \frac{\mu\omega}{\gamma i_{cp}}. \quad (1-14)$$

Анализ выражения (1-14) показывает, что управляемый изменением питающего напряжения маломощный низкоскоростной двигатель при линейных механических и регулировочных характеристиках имеет весьма хорошие энергетические показатели. Увеличение коэффициента перекрытия влияет отрицательно на энергетические характеристики, уменьшая КПД двигателя с 0,5 (в режиме максимальной мощности) при $\Delta=0$ до 0,42 при $\Delta=1$.

Посмотрим, каким образом на вид механических и энергетических характеристик двигателя влияет угол опережения включения силовых ключей коммутатора.

1-2. ВЛИЯНИЕ УГЛА ОПЕРЕЖЕНИЯ ВКЛЮЧЕНИЯ НА МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

При увеличении относительного реактивного сопротивления якорной цепи x_0/R_0 , что сопутствует увеличению мощности машины и частоты вращения холостого хода, существенно возрастает нелинейность механических характеристик, снижается КПД и при одинаковых моментах нагрузки уменьшаются частоты вращения, а следовательно, и мощность на валу. Это обстоятельство должно быть учтено при расчете высокоскоростных двигателей, поскольку пренебрежение индуктивностью в этом случае может привести к значительным погрешностям.

Так, например, при изменении отношения x_0/R_0 от 0 до 5 для угла опережения включения $\beta=0$ и момента нагрузки $\mu_n=0,3$ частота вращения и мощность на валу двигателя уменьшаются почти в 2 раза. При этом его электромагнитный КПД снижается с 0,7 до 0,5.

Введение угла опережения включения β_0 силовых ключей коммутатора приводит к увеличению электромагнитного момента при данной частоте вращения, особенно в диапазоне малых нагрузок. Изменение β_0 по закону $\beta_0=\varphi$ при $x_0/R_0=1$ и $\omega=0,8$ приводит к увеличению момента от 0,16 (для $\beta_0=0$) до 0,24 (для $\beta_0=\varphi$). Для $x_0/R_0=2$ и $x_0/R_0=5$ при той же частоте вращения момент увеличивается соответственно от 0,1 до 0,22 и от 0,075 до 0,15, т. е. приблизительно в два раза. При обеспечении $\beta_0=\varphi$ в диапазоне малых нагрузок наблюдается значительное увеличение частоты вращения.

Если изменять угол опережения включения по закону $\beta_0=\varphi/2$, также можно получить некоторое увеличение момента двигателя: при $\omega=0,8$ для $x_0/R_0=1$ — от 0,16 до 0,2, для $x_0/R_0=2$ — от 0,1 до 0,16 и для $x_0/R_0=5$ — от 0,075 до 0,11. При сдвиге $\beta_0=\varphi/2$ угловая скорость идеального холостого хода двигателя незначительно выше, чем при $\beta_0=0$.

При относительно больших нагрузках двигателя, имеющего значительную индуктивность обмотки ($x_0/R_0 \approx 5$), угол опережения $\beta_0 = \varphi/2$ обеспечивает более высокий уровень электромагнитного момента, чем углы $\beta_0 = 0$ и $\beta_0 = \varphi$. В области малых нагрузок или же в области больших кратностей пускового момента наибольшее увеличение электромагнитного момента достигается при $\beta_0 = \varphi$.

В широком диапазоне изменения параметра x_0/R_0 КПД двигателя при опережении на угол $\beta_0 = \varphi$ меньше, чем при $\beta_0 = 0$. В то же время при углах опережения $\beta_0 = \varphi/2$ и $\beta_0 = 0$ энергетические характеристики двигателя практически одинаковы.

Таким образом, для максимального увеличения момента двигателя и его электромагнитной мощности при моментах нагрузки приблизительно до 0,2 целесообразна коммутация с углом опережения, изменяемым по закону $\beta_0 = \varphi$. В то же время этот режим невыгоден с энергетической точки зрения и может быть рекомендован главным образом для кратковременного увеличения момента двигателя в случае необходимости.

Наиболее целесообразным режимом опережения для получения высокого КПД при одновременном увеличении электромагнитной мощности и момента является режим, при котором угол опережения изменяется по закону $\beta_0 = \varphi/2$.

1.3. СПОСОБЫ ИМПУЛЬСНОГО УПРАВЛЕНИЯ

Наличие в структуре БДПТ полупроводникового коммутатора открывает широкие возможности для использования различных импульсных способов управления частотой вращения двигателя по слаботочным цепям датчика положения ротора либо по входным цепям логических усилительных каскадов.

Все способы импульсного управления можно разделить на три группы. К первой группе относятся способы управления с пассив-

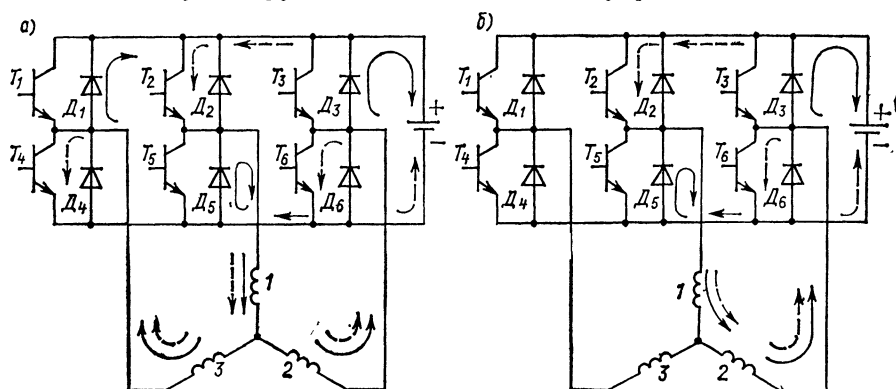


Рис. 1-2. Путь тока при импульсном управлении с пассивной паузой по первому варианту на участке перекрытия (а) и вне перекрытия (б)

--- ток во время импульса; ——— ток в паузе

Рис. 1-3. Схема динамического торможения двигателя с помощью внешнего сопротивления

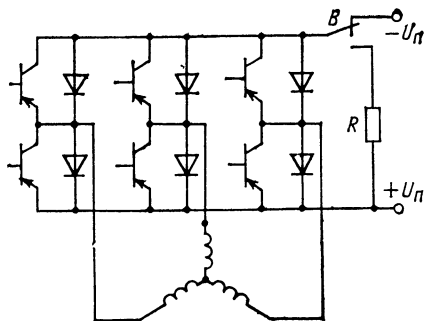
ной паузой, характеризующиеся тем, что во время паузы между управляющими импульсами якорная обмотка машины отключается от источника питания посредством запирающих силовых ключей коммутатора. При этом возможны два варианта. Сущность первого из них поясняется на рис. 1-2.

При подаче импульса на управляющие цепи датчика положения или коммутатора отпираются силовые транзисторы, соответствующие данному положению ротора. Положим, что на участке перекрытия открыты транзисторы T_2 , T_4 , T_6 (рис. 1-2, а). При этом ток от положительной шины источника питания протекает через коллекторную цепь транзистора T_2 , все три секции обмотки и коллекторные цепи транзисторов T_4 и T_6 к отрицательной шине. В паузе между управляющими импульсами все ключи коммутатора запираются. Ток от ЭДС самоиндукции продолжает протекать по обмотке и замыкается через шунтирующие диоды D_1 , D_3 и D_5 и источник питания, причем напряжение источника оказывается приложенным встречно с ЭДС самоиндукции, что способствует быстрейшему спаду тока в паузе. Аналогично — при работе на участке вне перекрытия (рис. 1-2, б).

Встречное включение напряжения источника и ЭДС самоиндукции в паузе между управляющими импульсами вносит специфику в электромагнитные процессы и, как будет показано ниже, оказывает существенное влияние на вид механических и регулировочных характеристик двигателя.

Во втором варианте с пассивной паузой в паузе между управляющими импульсами запирается лишь одна группа силовых ключей коммутатора, например анодная. Транзисторы же второй группы остаются в том состоянии, в котором они находились в течение предшествующего импульса, т. е. управляются лишь датчиком положения ротора. Поскольку транзисторы катодной и анодной групп включены последовательно с секциями якорной обмотки двигателя, то в паузе последняя оказывается отключенной от источника питания. Однако ток от ЭДС самоиндукции протекает уже по иному, чем в первом варианте, пути, что также оказывает влияние на механические и регулировочные характеристики двигателя.

Ко второй группе импульсных способов управления относятся способы с динамическим торможением в паузе. Возможна различная реализация динамического торможения. Для торможения двигателя по схеме, приведенной на рис. 1-3, достаточно переключателем B отключить его от источника питания и замкнуть входные шины коммутатора на токоограничивающее сопротивление R .



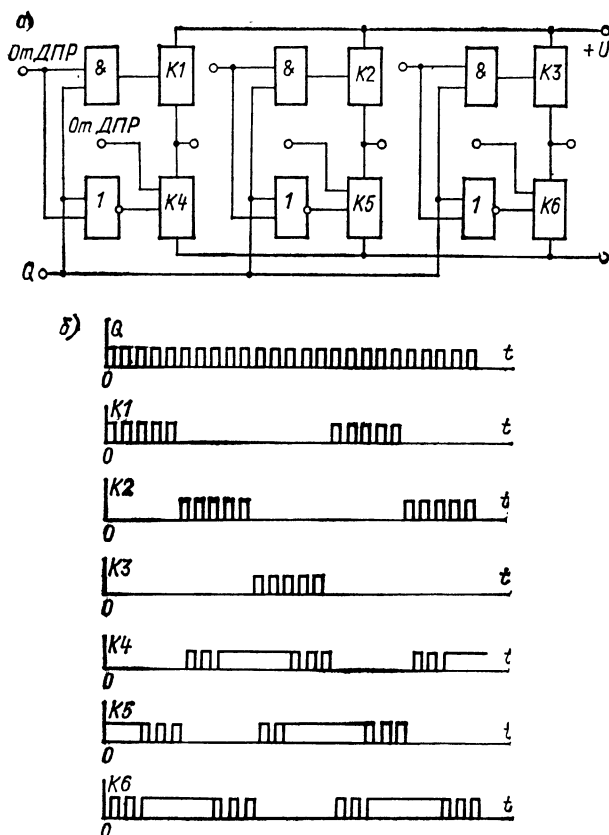


Рис. 1-4. Схема импульсного управления с несимметричным динамическим торможением в паузе и диаграммы включения силовых транзисторов коммутатора

Естественно, что силовые транзисторные ключи при этом должны быть заперты. Ток, проходящий через токоограничивающее сопротивление, создает момент динамического торможения. Мостовой полупроводниковый коммутатор позволяет осуществлять динамическое торможение в паузе без применения дополнительных элементов в силовой части за счет организации особых алгоритмов управления. Здесь также возможны несколько вариантов. В первом из них в паузе между управляющими импульсами запираются все транзисторы одной, например анодной, группы и отпираются транзисторы другой. При этом все три секции обмотки оказываются замкнутыми накоротко через транзисторы и шунтирующие диоды катодной группы. Такое торможение осуществляется за счет симметричного короткого замыкания якорной обмотки, поэтому назовем его симметричным динамическим торможением.

Возможна реализация и несимметричного (двухфазного) короткого замыкания обмотки в паузе между управляющими импуль-

сами. Такое динамическое торможение будем называть несимметричным. В паузе при подаче управляющего импульса отпираются два ключа, принадлежащих различным группам и ветвям моста (рис. 1-4). Обмотка подключается к источнику питания. Каждый ключ катодной группы полностью открыт в пределах электрического угла 120° , а также в паузе между управляющими импульсами — в диапазоне $\pm 60^\circ$ в обе стороны от интервала 120° (рис. 1-4, б). Таким образом, в паузе обмотка оказывается отключенной от источника питания и замкнутой накоротко через два ключа и два шунтирующих диода, причем ни один из этих ключей не принадлежит той ветви коммутатора, в которой во время импульса был открыт верхний ключ. Таким образом, обеспечивая динамическое торможение, данный способ в отличие от предыдущего не допускает протекания сквозных токов в момент переключения, что благоприятно сказывается на надежности коммутатора, а следовательно, и двигателя в целом.

И наконец, к третьей группе импульсных способов управления относится способ управления двухполярными импульсами. Как правило, такое управление осуществляется по отдельному релейному каналу реверса. В паузе между управляющими импульсами изменяется на 180° фаза сигналов ДПР. При этом к обмотке двигателя оказывается приложенным напряжение обратного знака. При коэффициенте сигнала $\gamma = 0,5$ двигатель неподвижен, так как продолжительность его включения в прямом и обратном направлении одинакова.

Очевидно, что такой способ управления отличается низкими энергетическими показателями, однако качество регулировочных и механических характеристик при этом довольно высоко.

1-4. ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С ПАССИВНОЙ ПАУЗОЙ

С точки зрения качества электромеханических характеристик БДПТ наиболее благоприятным режимом его работы является режим непрерывных токов, при котором ток якорной цепи в паузе между управляющими импульсами не успевает снизиться до нуля. В режиме непрерывных токов механические и регулировочные характеристики двигателя близки к характеристикам при амплитудном управлении. Энергетические характеристики ухудшаются лишь за счет дополнительных потерь, обусловленных пульсациями тока якоря и высокой частотой переключения силовых транзисторов коммутатора. Поэтому вполне естественно стремление получить режим непрерывных токов в возможно более широком диапазоне частот вращения и моментов нагрузки на валу двигателя. В практике коллекторных машин постоянного тока это достигается путем увеличения частоты следования управляющих импульсов, т. е. частоты модуляции. При управлении БДПТ такой путь часто бывает неприемлемым,

Рассмотрим электромагнитные процессы в двигателе в пределах периода модуляции при импульсном управлении с пассивной паузой по первому варианту.

Очевидно, что возникновение режима прерывистых токов произойдет прежде всего на тех участках периода коммутации, где ЭДС обмотки максимальна. Поскольку при любом коэффициенте перекрытия, меньшем единицы, максимальное значение ЭДС приходится на третий участок ($\alpha_1 < \alpha < \alpha_k$), то для определения границы режима непрерывных токов целесообразно рассматривать процессы именно на этом участке.

Уравнения равновесия напряжений в импульсе и паузе при номинальном напряжении питания могут быть записаны в виде

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = \tau - \frac{\pi}{3} \tau \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{6} \right), \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = -\tau - \frac{\pi}{3} \tau \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{6} \right), \quad \gamma < \tau^* < 1,$$

где τ^* — нормированное время, равное отношению реального времени к периоду модуляции T ; $\tau = T/T_c$ — отношение периода модуляции к электромагнитной постоянной времени секции обмотки двигателя; γ — коэффициент сигнала управления (в данном случае скажность управляющих импульсов).

Полагая, что частота модуляции намного превышает частоту ЭДС, т. е. за время T ротор успевает повернуться на весьма малый угол, приравняем ЭДС двигателя ее амплитудному значению, поскольку именно зона максимальной ЭДС должна быть подвергнута анализу.

В результате имеем

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = \tau - \frac{\pi}{3} \tau \omega, \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = -\tau - \frac{\pi}{3} \tau \omega, \quad \gamma < \tau^* < 1.$$

Решая эту систему, найдем

$$i = \left(1 - \frac{\pi}{3} \omega \right) + C_1 e^{-\tau \tau^*}, \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$i = \left(-1 - \frac{\pi}{3} \omega \right) + C_2 e^{-\tau \tau^*}, \quad \gamma < \tau^* < 1.$$

В режиме прерывистых токов ток двигателя в начале и конце периода модуляции равен нулю. Отсюда

$$C_1 = \frac{\pi \omega}{3} - 1; \quad C_2 = \left(1 + \frac{\pi \omega}{3} \right) e^{\tau}$$

или

$$i = \left(1 - \frac{\pi}{3} \omega \right) (1 - e^{\tau \tau^*}), \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$i = \left(1 + \frac{\pi}{3} \omega \right) (e^{\tau(1-\tau^*)} - 1), \quad \gamma < \tau^* < \gamma.$$

Приравнивая выражения для токов во время импульса и паузы при $\tau^* = \gamma$, найдем условие границы режима непрерывных токов:

$$\omega < \frac{3}{\pi} \frac{2e^{\tau\gamma} - e^{\tau} - 1}{e^{\tau} - 1}.$$

Анализируя данное выражение, приходим к выводу, что обеспечение режима непрерывных токов при импульсном управлении БДПТ с пассивной паузой по первому варианту возможно лишь в узком диапазоне изменения коэффициентов сигнала управления. Даже при стремлении параметра τ к нулю (что соответствует неограниченному увеличению частоты модуляции) коэффициент сигнала, необходимый для реализации этого режима, должен быть не менее 0,5 уже при $\omega = 0$, т. е. при максимальном токе двигателя (работа на упоре). Еще более диапазон сужается при вращении ротора, когда ток уменьшается.

Таким образом, повышение частоты модуляции не может существенно расширить область режима непрерывных токов. Это, однако, справедливо лишь в том случае, когда частотными свойствами транзисторов и шунтирующих диодов можно пренебречь, т. е. считать, что процесс переключения происходит мгновенно. В реальных же условиях с повышением частоты модуляции заметное влияние на характер процессов в полупроводниковых приборах оказывают уже их физические свойства, такие, как относительно медленное рассасывание неосновных носителей, емкость переходов и др. Кроме того, никакая схема управления не может обеспечить бесконечно малую длительность фронта или среза управляющих импульсов, поступающих на базы силовых ключей. Все это приводит к резкому снижению коэффициента использования транзисторов и даже к выходу их из режима переключений в активный режим. В результате режим непрерывных токов может быть достигнут и при коэффициентах сигнала меньших, чем 0,5. Однако при этом существенно увеличивается рассеиваемая в силовых транзисторах мощность, что снижает надежность работы коммутатора и является одним из основных препятствий его миниатюризации.

Исходя из этого следует признать нецелесообразным чрезмерное увеличение частоты модуляции при управлении данным способом.

При малых же частотах модуляции влиянием индуктивности на вид механических и регулировочных характеристик можно пренебречь.

Обозначим через α_T электрический угол, на который поворачивается ротор за время, равное периоду модуляции. Будем считать, что в интервале коммутации укладывается целое число N углов α_T : $N = \alpha_k / \alpha_T$. Длительность импульса приложенного напряжения в угловых единицах $\alpha_k = \gamma \alpha_T$.

Средний момент, развиваемый двигателем за период модуляции, при работе на участке перекрытия найдется из теоремы

о среднем значении:

$$\bar{\mu}_{\Delta} = \frac{1}{\alpha_T} \int_{\alpha_{н.и}}^{\alpha_{к.и}} \mu_{\Delta}(\alpha) d\alpha, \quad (1-15)$$

где $\mu_{\Delta}(\alpha)$ — текущее значение момента двигателя на участке перекрытия; $\alpha_{н.и}$, $\alpha_{к.и}$ — угол начала и конца импульса.

Подставляя в формулу (1-15) выражение (1-5), получим

$$\bar{\mu}_{\Delta} = \frac{4\pi}{3\sqrt{3}\alpha_T} \sin \gamma \frac{\alpha_T}{2} \cos \left(n\alpha_T + \gamma \frac{\alpha_T}{2} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - \frac{\pi^2}{9} \omega \gamma,$$

где $n\alpha_T$ — текущее значение угла в интервале коммутации, $n = 0, 1, 2, \dots, N\Delta - 1$.

Аналогично — для участка вне перекрытия —

$$\begin{aligned} \bar{\mu}_{1-\Delta} &= \frac{2\pi}{3\alpha_T} \sin \gamma \frac{\alpha_T}{2} \cos \left(n\alpha_T + \gamma \frac{\alpha_T}{2} - \frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) + \\ &+ \frac{\pi^2}{18} \frac{\omega}{\alpha_T} \sin \gamma \alpha_T \cos \left(2n\alpha_T + \gamma \alpha_T - \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3} \Delta - 2\beta \right) - \frac{\pi^2}{18} \omega \gamma. \end{aligned}$$

Среднее значение момента за период коммутации найдем из выражения

$$\bar{\mu} = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=0}^{N\Delta-1} \bar{\mu}_{\Delta} + \sum_{n=N\Delta}^{N-1} \bar{\mu}_{1-\Delta} \right].$$

Суммируя по n и учитывая, что α_T мало, имеем

$$\begin{aligned} \bar{\mu} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \gamma \cos \left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - \\ &- \left[\frac{\pi}{6} \cos \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \Delta + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{\pi^2}{18} (1 + \Delta) \right] \omega \gamma, \end{aligned}$$

откуда выражение для семейств механических и регулировочных характеристик записывается в виде

$$\omega = A_1 - A_2 \frac{\mu_n}{\gamma},$$

где A_1 и A_2 равны соответствующим коэффициентам из уравнения (1-10) (при амплитудном управлении).

Среднее значение тока двигателя в интервале коммутации может быть найдено из выражения

$$i_{cp} = \gamma \left(1 + \frac{\Delta}{3} \right) - \gamma \frac{2\omega}{\sqrt{3}} \cos \left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right).$$

Поскольку при импульсном управлении к обмотке прикладывается во время импульса полное напряжение питания, то выражение для КПД имеет вид

$$\eta = \mu_n \omega / i_{cp}.$$

При работе двигателя без перекрытий при $\beta = 0$ $\eta = \omega$.

Механические характеристики БДПТ при импульсном управлении с пассивной паузой, построенные без учета влияния индуктивности обмотки, линейны, регулировочные же обладают существенной нелинейностью, что затрудняет регулирование частоты вращения двигателя при малых коэффициентах сигнала.

При управлении двигателем импульсным способом с пассивной паузой по второму варианту, если не учитывать влияние индуктивности, семейства механических, регулировочных и энергетических характеристик будут иметь аналогичный вид. Поэтому при рассмотрении этого способа представляет наибольший интерес определение границ зоны непрерывных токов, в которой вид характеристик существенно меняется.

Запишем уравнения равновесия напряжений для импульса и паузы

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = \tau - \frac{\pi}{3} \tau \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \Delta \right), \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$\frac{di}{d\tau^*} + \tau i = -\frac{\pi}{3} \tau \omega \cos \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \Delta \right), \quad \gamma < \tau^* < 1.$$

Используя те же приемы, что и при рассмотрении предыдущего способа, можем найти выражения для токов во время импульса и паузы в следующем виде:

$$i = \left(1 - \frac{\pi}{3} \omega \right) (1 - e^{-\tau \tau^*}), \quad 0 < \tau^* < \gamma;$$

$$i = \frac{\pi}{3} \omega (e^{\tau(1-\tau^*)} - 1), \quad \gamma < \tau^* < 1.$$

Отсюда, учитывая равенство токов на границе импульса и паузы ($\tau^* = \gamma$), найдем граничные условия режима непрерывных токов

$$\omega < \frac{3}{\pi} \frac{e^{\gamma\tau} - 1}{e^{\tau} - 1}.$$

Анализируя данное выражение, видим, что для любого, наперед заданного диапазона изменения скорости ω и коэффициента сигнала γ можно найти такую частоту модуляции f_m , при которой режим непрерывных токов будет существовать даже при идеальных частотных свойствах силовых элементов коммутатора.

Значение минимальной частоты модуляции может быть найдено из трансцендентного уравнения

$$e^{\gamma\tau} - \frac{\pi}{3} \omega (e^{\tau} - 1) - 1 = 0$$

с учетом того, что $f_m = 1/(\tau T_c)$.

Поскольку, как уже отмечалось выше, в режиме непрерывных токов характеристики двигателя близки к характеристикам при амплитудном регулировании, из рассмотренных способов

импульсного управления с пассивной паузой следует отдать предпочтение последнему, как наиболее рациональному в отношении КПД и надежности коммутатора.

1-5. ИМПУЛЬСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ С ДИНАМИЧЕСКИМ ТОРМОЖЕНИЕМ В ПАУЗЕ

Динамическое торможение в паузе между управляющими импульсами применяют в тех случаях, когда к двигателю предъявляются повышенные требования по скорости отработки управляющих воздействий и динамической точности, а момент нагрузки на валу двигателя мал и не обеспечивает быстрое снижение частоты вращения при уменьшении коэффициента сигнала. (В качестве примера можно привести двигатель индикаторной следящей системы.)

Посмотрим, как выглядят характеристики двигателя при импульсном управлении с симметричным динамическим торможением в паузе. Поскольку электромеханическая постоянная времени реального двигателя, как правило, существенно превышает длительность периода модуляции, можно считать, что изменение частоты вращения ротора за время импульса и паузы незначительно. Это дает возможность найти выражения для семейств механических и регулировочных характеристик машины, не решая уравнения динамики, а используя принцип суперпозиции, т. е. определяя электромагнитный момент во время импульса и тормозной — в паузе, с последующим сложением их средних значений за период модуляции.

Уравнения равновесия при трехфазном коротком замыкании в паузе запишутся следующим образом:

$$(I_1 + I_2) R_c + e_1 + e_2 = 0;$$

$$(I_1 + I_3) R_c + e_1 + e_3 = 0,$$

откуда выражения для нормированных токов получаем в виде

$$i_1 = -\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta\right);$$

$$i_2 = -\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \omega \cos\left(\alpha + \beta + \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{3}\right).$$

С учетом выражения (1-5) найдем тормозной момент в паузе

$$\mu_T = -\frac{\pi^2}{9} \omega.$$

Интегрируя по всему периоду модуляции, получим выражение для среднего тормозного момента

$$\bar{\mu}_T = -\frac{\pi^2}{9} \omega (1 - \gamma),$$

совпадающее с выражением для среднего тормозного момента за период коммутации

$$\mu_{т. ср} = -\frac{\pi^2}{9} \omega (1 - \gamma).$$

С учетом выражения (1-5) суммарный средний момент двигателя за период коммутации, уравновешивающийся моментом нагрузки,

$$\mu = \frac{2}{3} \gamma \cos \left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - \left[\frac{\pi}{6} \gamma \cos \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \Delta + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\pi^2}{18} \gamma (1 - \Delta) + \frac{\pi^2}{9} \right] \omega.$$

Тогда выражение для семейств механических и регулировочных характеристик записывается в виде

$$\omega = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \gamma \cos \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \Delta - \beta \right) - \mu_n}{\frac{\pi}{6} \gamma \cos \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \Delta + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{\pi^2}{18} \gamma (1 - \Delta) + \frac{\pi^2}{9}}.$$

Анализ данного выражения показывает, что механические и регулировочные характеристики при данном способе управления практически линейны и близки к характеристикам при амплитудном управлении. КПД двигателя существенно уменьшается за счет потерь мощности на динамическое торможение. Это является недостатком данного способа управления и в ряде случаев ограничивает его применение в автономных системах. Другой недостаток заключается в возможности протекания сквозных токов по одной из ветвей мостового коммутатора в момент подачи или снятия управляющего импульса. Это обстоятельство ограничивает возможный диапазон частот модуляции, снижает надежность работы силовых ключей и повышает требования к ним по габаритной мощности.

Влияние указанных факторов значительно уменьшается при несимметричном динамическом торможении.

Найдем выражение для механических и регулировочных характеристик при импульсном управлении с несимметричным динамическим торможением в паузе, воспользовавшись эквивалентными схемами для участка вне перекрытий (рис. 1-5). В паузе между

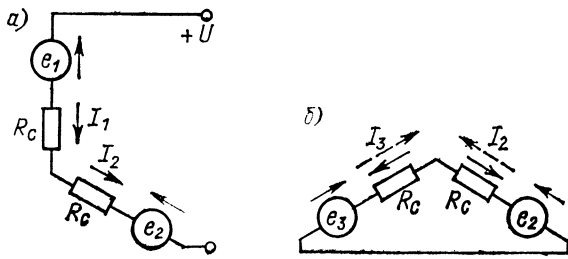


Рис. 1-5. Эквивалентные схемы цепей двигателя при импульсном управлении с несимметричным динамическим торможением в паузе: а — во время импульса; б — во время паузы

управляющими импульсами ток в короткозамкнутом контуре определяется разностью ЭДС секций 2 и 3:

$$I = \frac{e_3 + e_2}{2R_c},$$

или в относительных единицах

$$i_2 = -\frac{\pi}{3} \omega \sin \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right).$$

При принятом направлении обхода

$$i_3 = \frac{\pi}{3} \omega \sin \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right).$$

Мгновенное значение тормозного момента определится из выражения

$$\mu_T = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \left[i_2 \sin \left(\alpha + \frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - i_3 \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) \right],$$

а с учетом выражений для токов i_2 и i_3

$$\mu_T = -\frac{\pi^2}{9} \omega \sin^2 \left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right).$$

Среднее значение тормозного момента за период модуляции

$$\bar{\mu}_T = -\frac{\pi^2}{18} \omega (1 - \gamma) + \frac{\pi^2}{18a_T} \omega \sin \alpha_T (1 - \gamma) \times$$

$$\times \cos \left(2n\alpha_T + \gamma\alpha_T + \alpha_T + \frac{\pi}{3} \Delta - 2\beta \right).$$

Суммируя по n и считая, что за время, равное длительности паузы, ротор поворачивается на весьма малый угол, найдем выражение для среднего значения тормозного момента за период коммутации

$$\mu_{T. \text{ ср}} = -\frac{\pi^2}{18} \omega (1 - \gamma) + \frac{\pi\sqrt{3}}{12} \omega (1 - \gamma) \cos \left(\frac{\pi}{3} - 2\beta - \frac{\pi}{3} \Delta \right).$$

Складывая тормозной и вращающий моменты, получим

$$\begin{aligned} \mu = & \frac{2}{\sqrt{3}} \gamma \cos \left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - \frac{\pi^2}{18} \omega (1 + \gamma\Delta) - \frac{\pi}{24} \omega \gamma \times \\ & \times \left[3\sqrt{3} \cos \left(\frac{\pi}{3} \Delta + 2\beta \right) + \sin \left(\frac{\pi}{3} \Delta + 2\beta \right) + \right. \\ & \left. + \frac{\pi\sqrt{3}}{12} \omega \cos \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3} \Delta - 2\beta \right) \right]. \end{aligned}$$

Выражение для семейств механических и регулировочных характеристик приобретает вид

$$\omega = \frac{\frac{2}{\sqrt{3}} \gamma \cos \left(\frac{\pi}{6} - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta \right) - \mu_n}{\frac{\pi^2}{18} (1 + \gamma\Delta) + \frac{\pi}{24} \gamma \left[3\sqrt{3} \cos \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \Delta \right) + \right.} \\ \left. + \sin \left(2\beta + \frac{\pi}{3} \Delta \right) - \frac{\pi\sqrt{3}}{12} \cos \left(\frac{\pi}{3} - 2\beta - \frac{\pi}{3} \Delta \right) \right]}.$$

Так же, как и в предыдущих случаях, механические характеристики двигателя при управлении с несимметричным динамическим торможением в паузе линейны. Регулировочные характеристики обладают нелинейностью большей, чем при симметричном торможении, однако лучшие энергетические характеристики двигателя и повышенная надежность часто заставляют отдать предпочтение последнему способу управления.

1-6. ПЛАВНОСТЬ ХОДА

Как было отмечено выше, одним из показателей двигателя, оказывающих непосредственное влияние на качество выходных характеристик автоматической системы, является равномерность вращения его ротора. Между тем в силу особенностей управляемых БДПТ, заключающихся в скачкообразном перемещении вектора МДС якоря, их роторы предрасположены к неравномерному вращению.

Знание причин возникновения и возможность количественной оценки колебаний мгновенной частоты вращения ротора позволяют учитывать эти факторы при проектировании БДПТ и выполнять требования конкретного технического задания к плавности хода.

Исследуем уравнение динамики двигателя

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_n,$$

где J — приведенный к валу момент инерции ротора и нагрузки.

Из данного уравнения следует, что пульсации частоты вращения определяются, с одной стороны, неравномерностью электромагнитного момента по углу поворота ротора, а с другой — периодическими составляющими момента нагрузки, обусловленными, в частности, зубцовыми пульсациями магнитного потока в расточке машины, влиянием эксцентриситета, неоднородностью свойств стали вдоль и поперек проката и др.

Приведем уравнение динамики к безразмерному виду. Разделив его на базовый момент, получим

$$T_m \frac{d\Omega}{dt} = \mu - \mu_n$$

(T_m — электромеханическая постоянная времени двигателя), откуда после замены переменной t на угол поворота α имеем

$$p\Omega_0 T_m \omega \frac{d\omega}{d\alpha} = \mu - \mu_n.$$

Угловую скорость можно представить в виде суммы среднего значения и отклонения

$$p\Omega_0 T_m (\omega_{cp} + \Delta\omega) \frac{d\Delta\omega}{d\alpha} = \mu - \mu_n,$$

где $\Delta\omega = \Omega/\Omega_0$.

Данное уравнение нелинейно и в общем виде аналитически неразрешимо. Однако, если пренебречь влиянием индуктивности

якорной цепи на колебания электромагнитного момента, а также считать, что пульсации мгновенной скорости относительно средней незначительны, т. е. $\Delta\Omega \ll \Omega_{\text{ср}}$, это уравнение можно привести к виду

$$p\Omega_0 T_m \omega_{\text{ср}} \frac{d\Delta\omega}{d\alpha} = \mu - \mu_n.$$

Представим электромагнитный момент в виде суммы

$$\mu = \bar{\mu} + \sum_{n=1}^{\infty} \mu(n),$$

где $\bar{\mu}$ — постоянная составляющая; $\sum \mu(n)$ — сумма гармоник, определяющих неравномерность момента.

Аналогично

$$\mu_n = \mu_{n.\text{ср}} + \sum_{n=1}^{\infty} \mu_n(n),$$

где $\mu_{n.\text{ср}}$ — постоянная составляющая момента нагрузки; $\sum \mu_n(n)$ — сумма периодических составляющих.

В установившемся режиме постоянная составляющая электромагнитного момента уравнивает постоянную составляющую момента нагрузки, т. е. уравнение динамики можно преобразовать к виду

$$p\Omega_0 T_m \omega_{\text{ср}} \frac{d\Delta\omega}{d\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \mu(n) - \sum_{n=1}^{\infty} \mu_n(n).$$

Поскольку данное уравнение линейно, то еще до его решения можно разделить составляющие пульсаций частоты вращения, обусловленные, с одной стороны, сложным характером изменения электромагнитного момента в течение периода коммутации, а с другой, — влиянием момента нагрузки.

Рассмотрим лишь специфическую для БДПТ составляющую колебаний, обусловленную неравномерностью электромагнитного момента. Для нее уравнение динамики имеет вид

$$p\Omega_0 T_m \omega_{\text{ср}} \frac{d\Delta\omega}{d\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \mu(n). \quad (1-16)$$

Запишем выражения для электромагнитного момента на различных участках периода коммутации:

для участка $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6} \Delta$

$$\mu_{\Delta} = \frac{2\pi}{3\sqrt{3}} \gamma \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta\right) - \frac{\pi^2}{9} \omega;$$

для участка $\frac{\pi}{6} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}$

$$\mu_{1-\Delta} = \frac{\pi}{3} \gamma \cos\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{6} \Delta\right) - \frac{\pi^2}{9} \omega \cos^2\left(\alpha - \beta - \frac{\pi}{6} \Delta - \frac{\pi}{6}\right).$$

При $\beta = 0$ функция $\mu(\alpha)$ является четной относительно абсциссы $\alpha - \frac{\pi}{6} \Delta$ и сумму $\Sigma \mu(n)$ в выражении (1-16) можно представить как гармонический ряд с периодом $\alpha_k = \pi/3$, содержащий лишь составляющие косинусов:

$$\sum_{n=1}^{\infty} \mu(n) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos \left[6n \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \Delta \right) \right], \quad (1-17)$$

где коэффициенты гармонического разложения

$$a_n = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[\frac{\cos \frac{\pi}{6} [(6n+1)\Delta - 1]}{6n+1} - \frac{\cos \frac{\pi}{6} [(6n-1)\Delta + 1]}{6n-1} \right] + \\ + \frac{\pi}{6} \omega \left[\frac{\sin \frac{\pi}{3} [(3n+1)\Delta - 1]}{3n+1} + \frac{\sin \frac{\pi}{3} [(3n-1)\Delta + 1]}{3n-1} \right] - \frac{\pi}{9} \omega \frac{\sin(\pi n \Delta)}{n}.$$

Интегрируя выражение (1-16) с учетом (1-17), получим относительное отклонение угловой скорости от среднего значения:

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{1}{p \Omega_0 T_M \omega_{cp}^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a_n}{6n} \sin \left[6n \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \Delta \right) \right].$$

Количественно сопоставить пульсации частоты вращения можно, оценив значения коэффициентов

$$\kappa = \frac{a_n}{6n \omega_{cp}^2},$$

определяющих амплитуды гармонических составляющих порядка n для различных углов перекрытий и относительной частоты ω_{cp} (рис. 1-6).

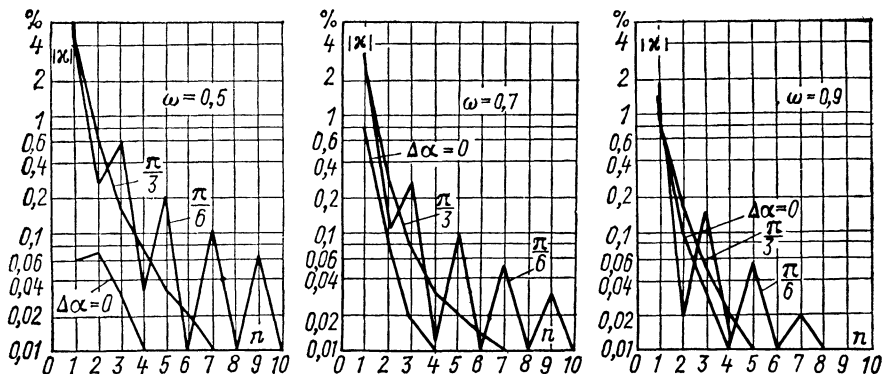


Рис. 1-6. Гармонический состав колебаний мгновенной частоты вращения шести-транзисторного двигателя

Анализ выражения для μ показывает, что перекрытия в работе силовых ключей коммутатора оказывают весьма существенное влияние на степень неравномерности мгновенной частоты вращения двигателя. Переменная составляющая частоты $\Delta = 0$ обладает наиболее благоприятным гармоническим составом. Амплитуды гармоник здесь невелики и быстро уменьшаются с возрастанием n . В остальных случаях гармоники затухают медленно и имеют сравнительно большие амплитуды. Максимум кривой $\Delta\omega/\omega_{\text{ср}}$ при различных γ и ω лежит вблизи $\Delta = 0,25$, т. е. весьма вероятный с технологической точки зрения электрический угол перекрытия $14-15^\circ$ является самым неблагоприятным в отношении неравномерности мгновенной частоты вращения. Поэтому при проектировании управляемых БДПТ необходимо принимать меры для исключения перекрытий, что достаточно просто и эффективно реализуется схемными средствами.

Говоря о влиянии индуктивности якорной цепи на плавность хода двигателя, необходимо подчеркнуть следующее обстоятельство. Изменения структуры цепей коммутатора БДПТ, проявляющиеся при сравнительно больших значениях электромагнитной постоянной времени, приводят к появлению провалов в кривой электромагнитного момента при коммутации, что отрицательно сказывается на равномерности вращения [25]. Поэтому необходимо по возможности уменьшать индуктивность якорной цепи. Наилучшим образом это достигается при использовании беззубцового статора. Попутно в такой конструктивной схеме уменьшаются и периодические составляющие статического момента, что также весьма благоприятно сказывается на амплитуде колебаний мгновенной частоты вращения.

1-7. ДИАПАЗОН РЕГУЛИРОВАНИЯ

Если считать, что индуктивность якоря пренебрежимо мала и угол опережений равен нулю, то для двигателя, работающего без перекрытий, уравнение семейств механических и регулировочных характеристик при амплитудном управлении обрывается в уравнение, известное для коллекторного двигателя постоянного тока:

$$\omega = \gamma - \mu_n.$$

Для того чтобы определить минимальную возможную частоту вращения двигателя, найдем коэффициент сигнала трогания, воспользовавшись выражением для мгновенного значения электромагнитного момента. При $\gamma < \gamma_{\text{тр}}$ ротор двигателя неподвижен и

$$\mu = \frac{\pi}{3} \gamma \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right). \quad (1-18)$$

Надежный запуск и устойчивое вращение возможны лишь в том случае, когда минимальный электромагнитный момент больше

момента нагрузки. Таким образом, условие трогания при $\alpha = 0$ запишется в виде

$$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \gamma_{\text{тр}} = \mu_{\text{н}},$$

откуда коэффициент сигнала трогания

$$\gamma_{\text{тр}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \mu_{\text{н}}.$$

Момент нагрузки не является величиной постоянной при изменении частоты вращения. Это обусловлено наличием трения в подшипниках, тяжением вследствие эксцентриситета и т. д. Зависимость момента трения от частоты вращения имеет ярко выраженный нелинейный характер. При неподвижном роторе момент сопротивления определяется сухим трением. При трогании момент скачком уменьшается в $k_{\text{ст}}$ раз, где $k_{\text{ст}}$ — коэффициент уменьшения момента трения при трогании, а затем начинает возрастать в функции частоты вращения.

В первом приближении кривая изменения момента сопротивления при вращении может быть аппроксимирована прямой линией:

$$\mu_{\text{с}} = \mu_{\text{с min}} + k_{\mu} \omega,$$

где $\mu_{\text{с min}}$ — момент вязкого трения при минимальных частотах вращения; k_{μ} — коэффициент пропорциональности, характеризующий увеличение потерь при возрастании частоты вращения.

Если в выражении для $\gamma_{\text{тр}}$ разделить $\mu_{\text{н}}$ на составляющие собственно момента нагрузки $\mu'_{\text{н}}$ и момента сопротивления, то можно записать

$$\gamma_{\text{тр}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} (\mu'_{\text{н}} + \mu_{\text{с}} k_{\text{ст}}).$$

При вращении ω определяется уже средним значением электромагнитного момента за период коммутации, т. е. рабочая точка на механической характеристике при трогании найдется из уравнения (1-18) при подстановке в него $\gamma_{\text{тр}}$:

$$\omega_{\text{min}} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} (\mu'_{\text{н}} + \mu_{\text{с}} k_{\text{ст}}) - (\mu'_{\text{н}} + \mu_{\text{с}})$$

или, после преобразования,

$$\omega_{\text{min}} = \frac{0,1\mu'_{\text{н}} + (1,1k_{\text{ст}} - 1) \mu_{\text{с min}}}{1 - 1,1k_{\mu}k_{\text{ст}} + k_{\mu}}.$$

Максимальная частота вращения достигается при полном сигнале управления:

$$\omega_{\text{max}} = 1 - \mu'_{\text{н}} - \mu_{\text{с}}.$$

Таким образом, диапазон устойчивого вращения определится из выражения

$$D = \frac{\omega_{\text{max}}}{\omega_{\text{min}}} = \frac{(1 - \mu'_{\text{н}} - \mu_{\text{с min}})(1 - 1,1k_{\mu}k_{\text{ст}} + k_{\mu})}{(1 + k_{\mu})[0,1k_{\mu} + (1,1k_{\text{ст}} - 1) \mu_{\text{с min}}]}. \quad (1-19)$$

Анализируя выражение (1-19), можно видеть, что диапазон регулирования существенно зависит от качества выполнения машины. В реальных машинах параметр $k_{ст}$ может принимать значения до 5—10. Если считать, что после трогания момент сопротивления не зависит от частоты вращения ($k_{\mu} = 0$), то при $k_{ст} = 5$ в режиме холостого хода ($\mu'_n = 0$) уже при $\mu_{с\ min} = 0,01$ значение D не может превысить 22. Такая цифра чаще всего бывает недостаточной. Поэтому при проектировании управляемого двигателя вопросам уменьшения момента сопротивления, и в частности момента сухого трения, должно быть уделено особое внимание.

Следует отметить, что выражение (1-19) получено в предположении равенства нулю падения напряжения на коллекторных переходах силовых ключей коммутатора. В действительности же коэффициент сигнала трогания больше, чем вычисленный ранее, на $\Delta\gamma = \Delta U_y / U_n$, где ΔU_y — падение напряжения на ключах. В общем случае ΔU_y нелинейно зависит от тока двигателя, что ухудшает линейность регулировочной характеристики. При использовании в качестве силовых ключей коммутатора составных ненасыщенных транзисторов падение напряжения на них практически не зависит от тока, но сравнительно велико и может достигать 2 В на ключ в кремниевых транзисторах. В результате этого регулировочная характеристика двигателя имеет существенную зону нечувствительности, что еще более ограничивает диапазон регулирования. Однако достоинством БДПТ в данном случае является нереверсивность канала управления, что позволяет весьма просто выбирать зону нечувствительности введением дополнительного постоянного напряжения смещения последовательно с напряжением источника управляющего сигнала [12]. Реверсирование же двигателя осуществляется по отдельному релейному каналу реверса.

Определим теперь область возможных частот вращения при импульсном управлении.

Для импульсного управления с пассивной паузой при нулевом перекрытии и пренебрежимо малой индуктивности уравнение механической характеристики двигателя имеет вид

$$\omega = 1 - \mu_n / \gamma. \quad (1-20)$$

Средний момент за период модуляции в начале периода коммутации найдется из выражения

$$\mu_{min} = \gamma \left(\frac{\pi}{2\sqrt{3}} - \frac{\pi^2}{12} \omega \right).$$

Поскольку для запуска двигателя минимальный электромагнитный момент должен быть больше момента нагрузки, то условие трогания и выражение для коэффициента сигнала трогания совпадают с таковыми при амплитудном управлении. Подставляя в выражение (1-20) коэффициент сигнала трогания, получим мини-

мальную угловую скорость при пуске

$$\omega_{\min} = 1 - \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \approx 0,09.$$

Диапазон регулирования с учетом ω_{\min} и ω_{\max}

$$D = \frac{1 - \mu'_n - \mu_c}{0,09}. \quad (1-21)$$

Анализ данного выражения показывает, что диапазон регулирования двигателя при управлении однополярными импульсами не может быть существенно расширен путем уменьшения момента сопротивления. Даже при весьма малых μ'_n и μ_c он не превышает 10—11. Это объясняется большим значением минимальной возможной угловой скорости, которая определяется лишь неравномерностью электромагнитного момента и не зависит от нагрузки. Условие же независимости ω_{\min} от момента нагрузки вытекает из уравнения семейства механических характеристик и обусловлено пропорциональным уменьшением жесткости характеристик с уменьшением коэффициента сигнала управления.

Таким образом, способ импульсного управления с пассивной паузой в режиме прерывистых токов не обеспечивает не только приемлемую линейность регулировочных характеристик, но и достаточную глубину регулирования частоты вращения двигателя.

При управлении с симметричным динамическим торможением в паузе коэффициент сигнала трогания определяется так же, как и в предыдущем случае.

Уравнение механической характеристики при $\Delta = 0$ имеет вид

$$\omega = \frac{\gamma - \mu'_n - \mu_c}{\left(\frac{\pi}{4\sqrt{3}} - \frac{\pi^2}{18}\right)\gamma + \frac{\pi^2}{9}}$$

или

$$\omega \approx \frac{\gamma - \mu'_n - \mu_c}{1,1 - 0,1\gamma}.$$

Подставляя сюда $\gamma_{\text{тр}}$, получим минимальную возможную угловую скорость

$$\omega_{\min} = \frac{0,09(\mu'_n + \mu_c)}{1 - 0,1(\mu'_n + \mu_c)}.$$

Диапазон регулирования с учетом ω_{\max}

$$D = \frac{1 - 1,1(\mu'_n + \mu_c) + 0,1(\mu'_n + \mu_c)^2}{0,09(\mu'_n + \mu_c)}.$$

Пренебрегая в числителе членом, содержащим вторую степень малой величины, имеем

$$D \approx \frac{11,1}{\mu'_n + \mu_c} - 12,2.$$

Таким образом, при данном способе управления, в отличие от управления однополярными импульсами, уменьшение момента сопротивления позволяет расширить диапазон регулирования.

При управлении с несимметричным динамическим торможением в паузе уравнение механической характеристики имеет вид

$$\omega = \frac{\gamma - \mu'_n - \mu_c}{\frac{\pi^2}{18} - \frac{\pi\sqrt{3}}{24} + \frac{\pi\sqrt{3}}{8}\gamma}$$

или

$$\omega \approx \frac{\gamma - \mu'_n - \mu_c}{0,68\gamma + 0,32}.$$

Подставляя в последнее выражение $\gamma_{тр}$, получим

$$\omega_{min} = \frac{0,1(\mu'_n + \mu_c)}{0,75(\mu'_n + \mu_c) + 0,32}.$$

Диапазон регулирования

$$D = \frac{0,32 + 0,43(\mu'_n + \mu_c) - 0,75(\mu'_n + \mu_c)^2}{0,1(\mu'_n + \mu_c)} \quad (1-22)$$

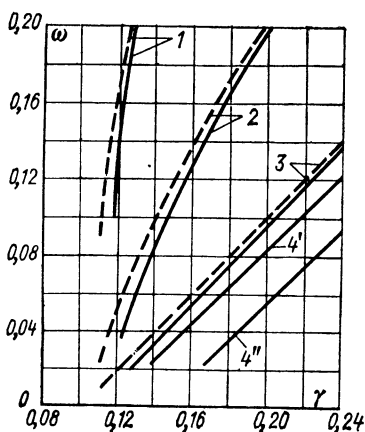
или, с упрощениями,

$$D \approx \frac{3,2}{\mu'_n + \mu_c} + 4,3. \quad (1-28)$$

И в данном случае уменьшение момента сопротивления позволяет расширить диапазон регулирования.

Не следует забывать, что формула (1-23) получена в пренебрежении членом числителя, содержащим квадрат момента нагрузки. Поэтому при больших значениях момента эта формула неверна и для определения диапазона регулирования нужно пользоваться выражением (1-22).

На рис. 1-7 показаны типовые экспериментальные и расчетные регулировочные характеристики в зоне малых коэффициентов



тов сигнала управления, полученные на опытной партии управляемых БДПТ серии ДБУ. Для амплитудного управления приведены две экспериментальные характеристики. Верхняя характеристика получена при включении последовательно с источником управляющего сигнала источника

Рис. 1-7. Регулировочные характеристики двигателей ДБУ в зоне малых коэффициентов сигнала управления при $\mu'_n + \mu_c = 0,1$

1 — импульсное управление с пассивной паузой; 2 и 3 — управление с несимметричным и симметричным динамическим торможением в паузе; 4' и 4'' — амплитудное управление со смещением и без смещения; — — — расчет; — — — эксперимент

смещения с целью уменьшения зоны нечувствительности двигателя. Несовпадение экспериментальных и расчетных данных при малых моментах нагрузки объясняется, с одной стороны, влиянием сухого трения и сложностью его учета, а с другой стороны,— несимметрией магнитной цепи и выходных напряжений реальных коммутаторов. Как показывает опытная проверка на ряде образцов управляемых двигателей, при необходимости использования в расчетах допустимого момента сопротивления (при заданном диапазоне регулирования) принимаемое значение μ_c должно в 1,5—2 раза превышать рассчитанное по приведенным выше формулам.

1-8. БЫСТРОДЕЙСТВИЕ

Вследствие конструктивных особенностей, в частности внутреннего расположения системы возбуждения, выполненной в виде постоянного магнита, быстродействие БДПТ ограничено. Каковы же возможности машин данного класса по быстродействию?

Если пренебречь влиянием индуктивности обмотки, длительность переходных процессов можно с достаточной точностью охарактеризовать электромеханической постоянной времени T_m . Постоянная T_m может быть выражена через конструктивные параметры двигателя и магнитные параметры материала ротора. Действительно, при неизменной геометрии магнитной системы и заданной схеме обмотки якоря величина T_m полностью определяется индукцией в зазоре, которая в магнитоэлектрическом двигателе может быть увеличена лишь за счет применения магнитных материалов с большими удельными энергиями. С другой стороны, при заданном материале ротора существуют некоторые оптимальные геометрические соотношения, обеспечивающие минимум постоянной времени.

На рис. 1-8 приведены кривые зависимости минимальной возможной постоянной времени T_m от мощности на валу, построенные для двигателей с якорной обмоткой, уложенной в пазы. При использовании высококоэрцитивных магнитных материалов на базе интерметаллических соединений кобальта с редкоземельными элементами могут быть спроектированы машины, постоянная T_m которых будет измеряться единицами миллисекунд [44]. Следует отметить, однако, что в этом случае динамика двигателя будет во многом определяться уже электромагнитной постоянной времени, так как для зубцовых конструкций индуктивность якорной цепи достаточно велика и пренебрегать ее влиянием на время протекания переходных процессов нельзя. Кроме того, серьезным препятствием на пути создания управляемых БДПТ столь высокого быстродействия являются зубцы статора, а точнее, появляющиеся вследствие неравномерности проводимости зубцовой зоны паразитные моменты. Применение скошенных пазов как средство уменьшения влияния зубцовых моментов на плавность хода часто неприемлемо из технологических соображений, ввиду того что быстродействующие

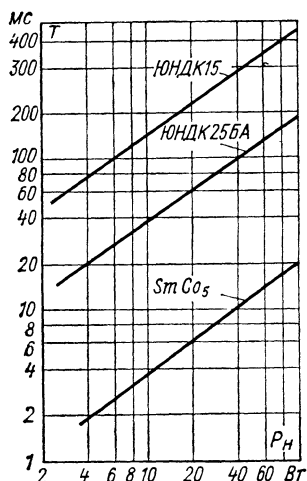


Рис. 1-8. Минимальная возможная электромеханическая постоянная времени управляемых БДПТ с зубцовым статором в зависимости от мощности на валу и от материала магнита ротора при $\Omega_0 = 600$ рад/с

двигатели имеют большие удлинения ротора и малый диаметр расточки.

В отношении плавности хода и глубины регулирования значительный интерес представляют БДПТ с беспазовым статором. Определим возможный минимум электромеханической постоянной времени для таких двигателей. Электромеханическая постоянная времени определяется зависимостью [25]

$$T_m = \frac{J D_m \epsilon \rho}{(p\Phi)^2 Q k_\tau},$$

где J — момент инерции ротора; D_m — диаметр магнита; ϵ — относительная длина активной части; ρ — удельное сопротивление меди; $p\Phi$ — полный магнитный поток; Q — располагаемая площадь под медь;

$$k_\tau = \frac{k_3 k_o^2}{1 + a_l/\epsilon} k'_\tau$$

— конструктивный коэффициент обмотки; k_3 — коэффициент заполнения зазора медью; k_o — обмоточный коэффициент; a_l — относительная длина лобовой части; k'_τ — коэффициент эффективности схемы обмотки по быстрдействию.

Полезный поток машины может быть вычислен как

$$\Phi = \frac{1}{\sigma} b_{o.m} B_r Q_m,$$

где $b_{o.m} = B_m/B_r$ — относительное значение индукции в магните; B_r — остаточная индукция материала магнита; Q_m — площадь сечения магнита; σ — коэффициент рассеяния.

Для высококоэрцитивных постоянных магнитов с линейной кривой намагничивания можно записать, пренебрегая насыщением и реакцией якоря,

$$b_{o.m} = \frac{\operatorname{tg} \alpha_0}{1 + \operatorname{tg} \alpha_0} = \frac{\sigma \operatorname{tg} \alpha_n}{1 + \sigma \operatorname{tg} \alpha_n},$$

где $\operatorname{tg} \alpha_0$ — тангенс угла наклона луча внешней проводимости на диаграмме размагничивания; $\operatorname{tg} \alpha_n$ — тангенс угла наклона луча полезной проводимости [47].

Для сплошного цилиндрического магнита при числе пар полюсов $p = 1$

$$\operatorname{tg} \alpha_n = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{D_m}{\delta} \frac{H_c}{B_r},$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума; H_c — коэрцитивная сила материала магнита; δ — немагнитный зазор.

Площадь сечения магнита при тех же условиях может быть вычислена как

$$Q_m = \varepsilon D_m^2 \sin \frac{\pi}{2} \tau_n,$$

где τ_n — коэффициент полюсной дуги.

Подставляя Q_m и $\operatorname{tg} \alpha_n$ в выражение для рабочего потока в зазоре, находим

$$\Phi = k_1 \frac{\varepsilon D_m^3}{\delta + k_2 D_m} = k_1 \frac{\varepsilon D_m^2}{\bar{\delta} + k_2}$$

при

$$\bar{\delta} = \frac{\delta}{D_m}, \quad k_1 = \frac{1}{2} \mu_0 H_c \sin \frac{\pi}{2} \tau_n \quad k_2 = \frac{1}{2} \mu_0 \sigma \frac{H_c}{B_r}.$$

Воспользуемся выражением для момента инерции ротора

$$J = \frac{\pi}{32} k_k \gamma_p \varepsilon D_m^5,$$

где k_k — конструктивный коэффициент, учитывающий наличие арматуры, вала и сигнального элемента ДПР; γ_p — усредненная плотность ротора.

Располагаемая площадь под медь равна площади сечения немагнитного зазора:

$$Q = \pi D_m^2 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}).$$

С учетом выражения для k_τ электромеханическая постоянная времени вычисляется в виде

$$T_m = \frac{1}{32} \frac{k_k \gamma_p \rho}{k_1^2 k_3 k'_\tau k_o^2} \frac{(\bar{\delta} + k_2)^2}{\bar{\delta} (1 + \bar{\delta})} \frac{(\varepsilon + a_l)}{\varepsilon}. \quad (1-24)$$

Из этой формулы следует важный вывод о том, что существует вполне определенное отношение $\bar{\delta} = \delta/D_m$, при котором постоянная времени минимальна, и что чрезмерное увеличение относительной длины магнита вдоль расточки мало сказывается на уменьшении T_m . На рис. 1-9 видно, что уменьшение $F_1 = (\varepsilon + a_l)/\varepsilon$ при возрастании ε от 5 до 6 не превышает нескольких процентов, т. е. принимать $\varepsilon > 4 \div 5$ не имеет практического смысла. Из выражения (1-24) обнаруживается также, что постоянная времени при фиксированном $\bar{\delta}$ не зависит от мощности и скорости двигателя, если только коэффициенты k_k , k_3 , a_l не зависят от этих параметров.

Оптимальное значение $\bar{\delta}$ может быть найдено минимизацией функции

$$F_2 = \frac{(\bar{\delta} + k_2)^2}{\bar{\delta} (1 + \bar{\delta})}.$$

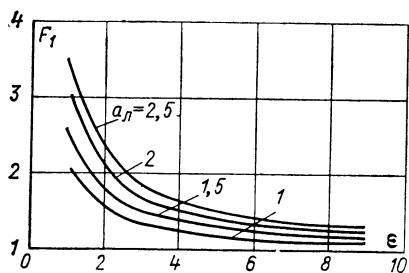


Рис. 1-9. Зависимость $F_1 = (\epsilon + a_n)/\epsilon$ для различных a_n

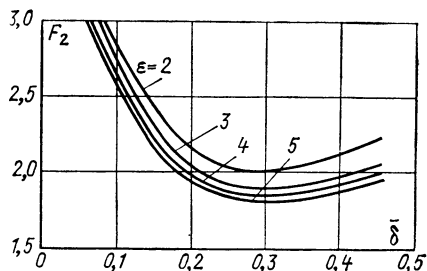


Рис. 1-10. Зависимость $F_2 = (\bar{\delta} + k_2)^2 / [\bar{\delta}(1 + \bar{\delta})]$ при различных ϵ для двигателей с магнитом из материала КС37А на роторе

Коэффициент k_2 неявно зависит от $\bar{\delta}$, поскольку коэффициент рассеяния σ изменяется с изменением $\bar{\delta}$. Действительно, $\sigma = 1 + G_\sigma/G_n$, где G_σ — проводимость рассеяния, а G_n — полезная проводимость. С увеличением $\bar{\delta}$ полезная проводимость уменьшается и несколько возрастает проводимость рассеяния за счет потоков между цилиндрическими поверхностями полюсов, не полностью сцепленными со всеми витками обмотки. С учетом этих обстоятельств коэффициент рассеяния сплошного цилиндрического двухполюсного магнита можно представить приближенной зависимостью [44]

$$\sigma \approx 1 + \frac{1}{\tau_n \epsilon} \left(1 + \frac{16}{\pi^2} \epsilon \bar{\delta} \right) \bar{\delta}.$$

Отсюда

$$F_2 = \frac{[b_1 + (1 + b_2) \bar{\delta} + b_3 \bar{\delta}^2]^2}{\bar{\delta} (1 + \bar{\delta})}$$

при
$$b_1 = \frac{1}{2} \mu_0 \frac{H_c}{B_r}, \quad b_2 = \frac{b_1}{\tau_n \epsilon}, \quad b_3 = \frac{16 b_1}{\pi^2 \tau_n}.$$

График функции $F(\bar{\delta})$ при различных ϵ ($\tau_n = 0,7$) интерметаллического соединения SmCo_5 , имеющего $B_r \approx 0,9$ Тл, $H_c \approx 600$ кА/м, представлен на рис. 1-10. Из графика можно видеть, что оптимальное значение $\bar{\delta}$ лежит в районе 0,3. Этот оптимум практически не зависит от относительной длины магнита ϵ . Минимум функции $F_{2\min}$ для $\epsilon = 3 \div 5$ составляет 1,92—1,82 (SmCo_5 , 2БА1) или 2—1,88 (1БИ2, 3БА2) соответственно и также мало зависит от ϵ (рис. 1-11).

Таким образом, можно оценить предельные значения электро-механических постоянных по видоизмененной формуле

$$T_{\min} = \frac{1}{32} \frac{\rho k_k \gamma_p k_m}{k_1^2 k_3 k'_\tau k_o^2},$$

где $k_m = F_{2\min} F_1$ (рис. 1-12).

Определим возможный минимум постоянной времени трехсекционного двигателя, имея в виду материал SmCo_5 для ротора при

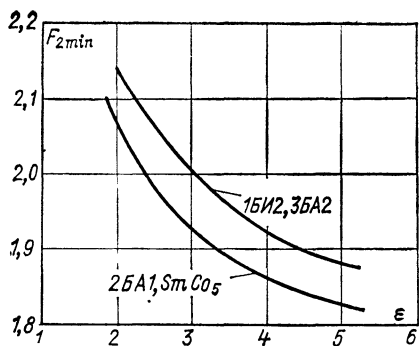


Рис. 1-11. Изменение $F_{2\min}$ для различных материалов магнита ротора в зависимости от ϵ

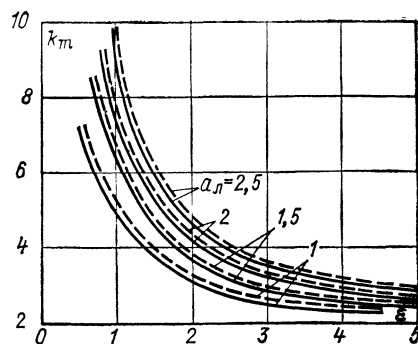


Рис. 1-12. Зависимость $k_m = F_1 F_{2\min}$ для различных a_l
 — материал магнита 2БА1, КС37А;
 --- 1БИ2, 3БИ2

$\rho = 1$ и выбрав предварительно значения коэффициентов, входящих в формулу для T_{\min} . Основываясь на опыте проектирования машин подобного типа, принимаем: $\rho = 1,74 \cdot 10^{-8} \text{ Ом} \cdot \text{м}$; $k_k = 1,35$; $\epsilon = 3$; $\gamma_p = 8 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$; $k_s = 0,3$; $k'_t = 0,114$; $k_o = 0,95$; $a_l = 2,5$; $\tau_n = 0,7$. Приведенные величины позволяют вычислить коэффициент $k_1 = 0,337 \text{ Тл}$. Воспользовавшись кривыми рис. 1-12, находим $k_m = 3,5$. Таким образом, минимальная постоянная времени двигателя с магнитом из материала SmCo_5 на роторе не превышает 6,5 мс.

Аналогичные расчеты для оксиднобариевых магнитов дают следующие значения: 95 мс (1БИ2 — $H_c = 136 \text{ кА/м}$, $B_r = 0,2 \text{ Тл}$), 45 мс (2БА1 — $H_c = 200 \text{ кА/м}$, $B_r = 0,3 \text{ Тл}$), 32 мс (3БА2 — $H_c = 240 \text{ кА/м}$, $B_r = 0,35 \text{ Тл}$).

С достаточной точностью можно утверждать, что минимальная возможная электрохимическая постоянная времени для двигателя обратно пропорциональна (без учета различий в плотности материала ротора) энергетическому произведению $(BH)_{\max}$ магнита.

Для того чтобы определить габариты ротора, при которых возможно достижение минимума T_m , необходимо сопоставить отношение угловой скорости холостого хода к пусковому моменту, найденное из условия максимального быстродействия, с тем же отношением, вычисленным из условия получения заданной полезной мощности на валу P_2 .

Относительное значение полезной мощности p_2 , равной $P_2/(U I_n)$, может быть записано в виде соотношения

$$p_2 = (1 - \mu'_n - \mu_c) \omega_n,$$

где $1 - \mu'_n - \mu_c$ — относительное выражение линейной механической характеристики при полном сигнале управления; $\omega_n = \Omega_n/\Omega_0$ — относительная номинальная частота вращения двигателя; $\mu_c = M_c/M_n$ — относительный приведенный момент потерь.

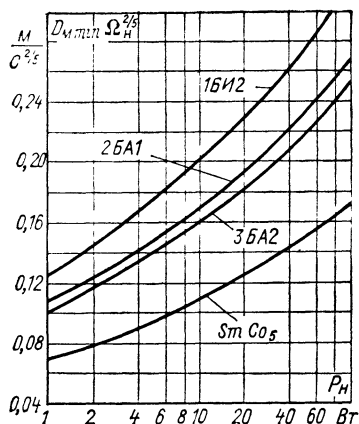


Рис. 1-13. Изменение минимальных возможных диаметров магнита ротора в зависимости от номинальной выходной мощности при $\epsilon = 3$

Для того чтобы заданная мощность на валу была получена при минимуме пускового тока или пусковой мощности, что важно для наиболее рационального построения схемы коммутатора, а также уменьшения тепловых нагрузок в условиях стопорного режима (работа на упоре), необходимо обеспечить максимум p_2 . Этот максимум достигается при относительной скорости $(\omega_n)_{\text{опт}} = (1 - \mu_c)/2$, для которой $(p_2)_{\text{max}} = (1 - \mu_c)^2/4$.

Отсюда пусковая мощность двигателя

$$UI_n = M\Omega_0 = \frac{P_2}{(p_2)_{\text{max}}}.$$

В то же время

$$\Omega_0 = \frac{\Omega_n}{(\omega_n)_{\text{опт}}} = \frac{2\Omega_n}{1 - \mu_c}.$$

Разделив возведенную в квадрат угловую скорость холостого хода на пусковую мощность, получим

$$\frac{T_m}{I} = \frac{\rho F (\delta) (\epsilon + a_n)}{\pi k_1^2 k_3 k'_\tau k_o^2 D_m^5 \epsilon^2},$$

откуда диаметр магнита

$$D_m = \left(\frac{P_2}{\Omega_n} \frac{\rho F_1 F_2}{\pi k_o^2 k_1^2 k_3 k'_\tau \epsilon} \right)^{1/5}$$

Таким образом, условия минимума постоянной времени T_m совпадают с условиями минимума диаметра D_m при фиксированном значении ϵ

$$D_{m \min} = \left(\frac{P_2}{\Omega_n} \frac{\rho k_m}{\pi k_o^2 k_1^2 k_3 k'_\tau \epsilon} \right)^{1/5}.$$

График на рис. 1-13 построен для приведенных выше значений параметров трехсекционного двигателя при $\epsilon = 3$. По оси ординат отложено произведение $D_{m \min} \Omega_n^{2/5}$. Это позволяет определить с помощью графика минимальный диаметр при любой заданной номинальной скорости. Так, при использовании на роторе магнита из материала SmCo_5 и при номинальной скорости 150 рад/с минимальный диаметр изменяется от 10 мм для двигателя мощностью 1 Вт до 25 мм для двигателя мощностью 100 Вт.

РАСЧЕТ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ БДП

2-1. РАСЧЕТ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Основой расчета любой системы с постоянными магнитами, создающими поле в рабочих зазорах, являются кривые размагничивания вещества магнита, заданные в графической либо аналитической форме. Лучшее приближение к реальной кривой дает аппроксимирующая формула, связывающая индукцию B и напряженность H магнитного поля в веществе магнита [47]

$$B = B_r k \frac{jH_c - H}{k jH_c - H} - \mu_0 H, \quad (2-1)$$

где

$$k = \frac{(q + c)(d + f - c) - d}{q + f - 1}; \quad jH_c = H_c \frac{1 - d/k}{1 - d},$$

$$q = \frac{B_d}{B_r}, \quad f = \frac{H_d}{H_c}, \quad c = \mu_0 \frac{H_d}{B_r}, \quad d = \mu_0 \frac{H_c}{B_r}.$$

В выражении (2-1) обозначено: B_r , H_c — остаточная индукция и коэрцитивная сила вещества магнита; B_d , H_d — координаты точки максимальной магнитной энергии; jH_c — коэрцитивная сила по намагниченности; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — магнитная проницаемость вакуума. Приведем выражение (2-1) к безразмерному виду, приняв за базовые величины $B_0 = B_r$ и $H_0 = B_r/\mu_0$. Тогда уравнение кривой размагничивания запишется в виде

$$b = k \frac{v - h}{kv - h} - h, \quad (2-2)$$

где $v = \mu_0 H_c/B_r$; $h = \mu_0 B/B_r$; $b = B/B_r$.

В двигателе рабочая точка магнитной цепи находится на прямой возврата, пересекающей кривую размагничивания в точке отхода, координаты которой (h_b , b_n) могут быть найдены из соотношений [25]

$$h_b = \frac{k}{2} \left(\frac{1}{1 + m_c} + v \right) - \sqrt{\frac{k^2}{4} \left(\frac{1}{1 + m_c} - v \right)^2 - \frac{kv}{1 + m_c}};$$

$$b_n = m_{\Pi} h_b, \quad (2-3)$$

где m_c — проницаемость внешней магнитной цепи при стабилизации магнита (стабилизирующая проницаемость).

При стабилизации магнита путем извлечения из намагничивающей установки без охранного кольца стабилизирующая проницаемость может быть найдена как уменьшенная на единицу проницаемость формы: $m_c = m - 1$.

Если же стабилизация производится током якоря, то

$$m_c = \frac{\sigma m_{\delta}}{1 + h_{p.я}}, \quad (2-4)$$

где σ — коэффициент рассеяния; m_{δ} — проницаемость зазора; $h_{p.я} = F_{p.я}/(H_c L_m)$ — относительная МДС реакции якоря; L_m — средняя длина магнитной силовой линии в теле магнита.

Проницаемость зазора определяется как

$$m_{\delta} = g_{\delta} \frac{L_m}{Q_m},$$

где g_{δ} — геометрическая проводимость зазора; Q_m — площадь магнита в нейтральном сечении

Коэффициент рассеяния магнитной системы

$$\sigma = 1 + m_s/m_\delta,$$

где $m_s = g_s \frac{L_M}{Q_M}$ — проницаемость рассеяния; g_s — геометрическая проводимость путей потоков рассеяния.

Рабочий поток в зазоре машины может быть найден из выражения

$$\Phi = \frac{1}{\sigma + \mu_r/m_\delta} B^* Q_M, \quad (2-5)$$

где B^* — эффективная остаточная индукция; μ_r — относительная реверсивная магнитная проницаемость вещества магнита в точке отхода прямой возврата.

Аппроксимирующая формула для μ_r имеет вид [47]

$$\mu_r = 1 - a\psi/v, \quad (2-6)$$

где $a = 0,635(1 - 1/k)^{0,423}$;

$$\psi = -2,08\xi^3 + 1,38\xi^2 + 0,289\xi + 0,8; \quad \xi = k \frac{v - h_B}{vk - h_B}.$$

Зная μ_r , h_B и m_c , можем определить

$$B^* = h_B (\mu_r + m_c) B_r. \quad (2-7)$$

Значения k , v и a для некоторых отечественных магнитных материалов приведены в табл. 2-1. Значения m_δ и m_c , а также σ могут быть найдены любым известным способом, пригодным для определения проводимости магнитной цепи. Приведенные на рис. 2-1 зависимости [44], а также выражения (2-6) и (2-7) позволяют быстро и с достаточной степенью точности произвести расчет магнитной цепи двигателя и определить значение рабочего потока в зазоре машины по следующей схеме:

1. Вычисляют или определяют по кривым на рис. 2-1 проницаемость зазора m_δ и коэффициент рассеяния σ ;

2. Задавая значение h_B , я, определяют по формуле (2-4) стабилизирующую проницаемость m_c ;

3. По значению m_c с помощью выражений (2-3), (2-6) и (2-7) определяют эффективную остаточную индукцию B^* и относительную реверсивную магнитную проницаемость в точке отхода прямой возврата μ_r ;

Таблица 2-1

Характеристики некоторых магнитных материалов

Материал	W_{\max} , кДж/м ³	H_c , кА/м	B_r , Тл	k	v	a
ЮН14ДК24	18,0	48	1,2	1,052	0,050	0,177
ЮН15ДК25БА	28,0	62	1,25	1,019	0,062	0,117
ЮНДК35Т5	18,0	110	0,75	1,179	0,191	0,286
ЮНДК35Т5БА	36,0	110	1,02	1,028	0,136	0,138
ЮНДК40Т8АА	32,0	145	0,90	1,080	0,206	0,211
ММК10	15,0	100	0,8	1,400	0,165	0,374
ММК11	16,0	128	0,7	1,419	0,250	0,379
1БИ2	3,4	136	0,20	1,266	1,910	0,328
1БИС	3,6	128	0,21	1,266	1,292	0,328
2БА1	7,4	200	0,3	1,112	1,273	0,240
3БА1	12,0	208	0,37	1,016	0,734	0,110
3БА2	10,4	240	0,35	1,045	1,091	0,167
КС37А	65,0	560	0,82	1,149	1,532	0,268
КСП37А	72,0	500	0,9	1,138	0,894	0,260

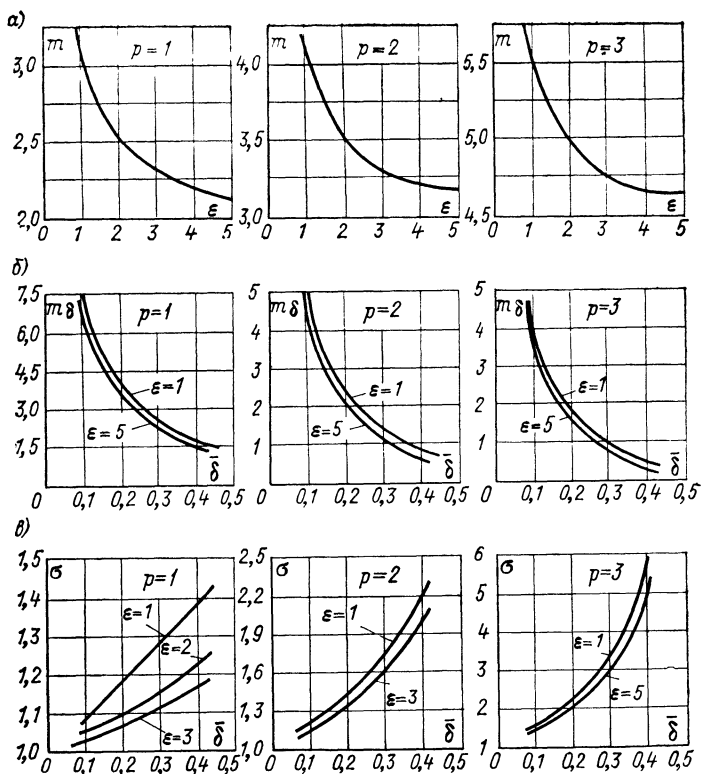


Рис. 2-1. Зависимость проницаемости формы (а), проницаемости зазора (б) и коэффициента рассеяния (в) от числа пар полюсов p , относительной длины ϵ и относительного немагнитного зазора $\bar{\delta}$ для магнитной системы двигателя с ротором в виде литой или прессованной «звездочки»

4. Подставляя $m\delta$, σ , μ , и B^* в формулу (2-5), находят магнитный поток в рабочем зазоре машины.

2-2. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА УПРАВЛЯЕМОГО ДВИГАТЕЛЯ С БЕСПАЗОВЫМ СТАТОРОМ

Геометрия машины. Величины, характеризующие поперечное сечение двигателя, связаны между собой соотношением

$$D_k = D_m + 2\delta + 2h_a + 2\Delta D_k,$$

где D_k — диаметр корпуса; h_a — высота спинки статора; ΔD_k — толщина стенки корпуса.

Длина корпуса

$$l_k = l_a + 2l_{в\ л} + \Delta l_k, \quad (2-8)$$

где l_a — длина пакета статора; $l_{в\ л}$ — длина вылета лобовой части; Δl_k — длина пассивных частей машины, включающих датчик положения ротора и подшипниковые щиты.

Габаритные размеры датчика положения задаются на стадии выбора основных принципиальных решений, а толщина стенки корпуса и подшипниковых щитов выбирается исходя из конструктивных соображений. Тогда геометрия активных частей машины без какой-либо потери точности описывается уравнениями

$$D_a = D_m + 2\delta + 2h_a; \quad l = l_a + 2l_{в.л}, \quad (2-9)$$

где D_a — внешний диаметр спинки статора; l — длина статора с учетом вылета лобовых частей.

Выбирая в качестве базового размера величину D_m , имеем:

относительную длину воздушного зазора $\delta = \delta/D_m$;

относительную высоту спинки статора $h_a = h_a/D_m$;

относительный внешний диаметр статора

$$\bar{D}_a = 2\bar{\delta} + 2\bar{h}_a + 1. \quad (2-10)$$

Параметры обмотки якоря. Схема укладки обмотки в немагнитном зазоре существенно влияет на постоянную времени. Относительная длина лобовой части a_l находится в тесной взаимосвязи с коэффициентом обмотки k_o . Для получения минимальной постоянной времени необходимо минимизировать функцию

$$f(a_l, k_o) = \frac{k_3 k'_\tau}{k_\tau} = \frac{\varepsilon + a_l}{\varepsilon k_o^2} \quad (2-11)$$

при заданном значении ε .

Выражение для a_l может быть записано в следующем виде:

$$a_l = (l_\theta + l_{в.л})/D_m, \quad (2-12)$$

где l_θ — длина отрезка лобовой части, зависящая от шага обмотки.

С достаточной степенью точности оба члена числителя определяются выражениями

$$l_\theta = D_m (1 + \bar{\delta}) \theta; \quad l_{в.л} = D_m (1 + \bar{\delta}) \gamma_o, \quad (2-13)$$

где θ — геометрический шаг обмотки (катушки); γ_o — зона распределения одной активной стороны катушки.

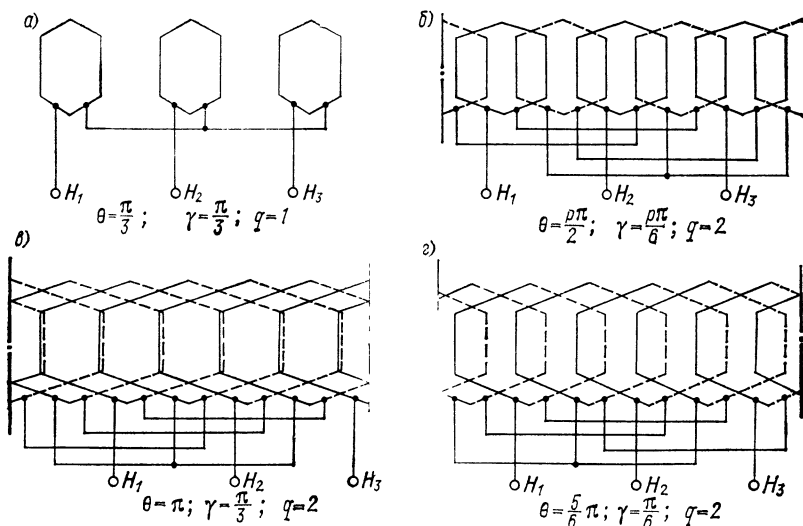


Рис. 2-2. Примеры укладки трехсекционной обмотки в немагнитном зазоре двигателя

Тогда

$$a_{\text{л}} = (1 + \bar{\delta}) (\theta + \gamma_0). \quad (2-14)$$

В то же время коэффициент обмотки при укладке катушки без скоса

$$k_0 = \frac{2}{p\gamma_0} \sin \frac{p\gamma_0}{2} \sin \frac{p\theta}{2}. \quad (2-15)$$

Таким образом, подставляя выражения (2-12), (2-13) в формулу (2-11), имеем

$$f(a_{\text{л}}, k_0) = \frac{[\varepsilon + (1 + \bar{\delta}) (\theta + \gamma_0)] \gamma_0^2 p^2}{4\varepsilon \sin^2 \frac{p\gamma_0}{2} \sin^2 \frac{p\theta}{2}}.$$

На рис. 2-2 показано несколько типов укладки трехсекционной обмотки в немагнитном зазоре двухполюсного двигателя при числе катушек в секции $q = 1$ и $q = 2$

Из табл. 2-2 видно, что для любого ε функция $f(a_{\text{л}}, k_0)$ имеет минимум при числе катушек в секции $q = 2$ и шаге $\theta = 5\pi/6$. При данном способе укладки в соответствии с выражением (2-12) $a_{\text{л}} = 3,7 \div 4,3$. Столь высокое значение $a_{\text{л}}$ говорит о том, что в ряде случаев, особенно для коротких машин, может быть целесообразна кольцевая укладка обмотки. Действительно, длина пассивной части катушки при кольцевой укладке может быть оценена по приближенной формуле $l_{\text{л}} \approx l_a + 4\bar{\delta} + 4h_a$, т. е. $a_{\text{л}} \approx \varepsilon + 4\bar{\delta} + 2h_a$. Если предположить, что оптимальный относительный зазор $\bar{\delta} = 0,3$, а высота спинки равна удвоенному $\bar{\delta}$, то $a_{\text{л}} = \varepsilon + 2,4$. При этом

$$f(a_{\text{л}}, k_0) \approx \frac{(2\varepsilon + 2,4) \pi^2}{9\varepsilon},$$

откуда видно, что при $\varepsilon < 1,5$ выгодна кольцевая обмотка. Препятствием к ее применению могут в этом случае выступать лишь технологические трудности при намотке и увеличение диаметра корпуса двигателя.

Средняя длина витка обмотки

$$l_{\text{ср}} = 2D_{\text{м}} (\varepsilon + a_{\text{л}}). \quad (2-16)$$

Для того чтобы определить электрические параметры обмотки, рассмотрим семейство механических характеристик при полном сигнале управления для напряжений питания $U_{\text{н}} - \Delta U$ и $U_{\text{н}} + \Delta U$. Двигатель должен развивать заданную мощность на валу при минимальном напряжении $U_{\text{мин}} = U_{\text{н}} - \Delta U - \Delta U'$, где $\Delta U'$ — падение напряжения на силовых ключах коммутатора. Минимальная пусковая мощность достигается при

$$\Omega_0 = \frac{2\Omega_{\text{н}}}{1 - \mu_{\text{с}}}; \quad M_{\text{п}} = \frac{2M_{\text{н}}}{1 - \mu_{\text{с}} - 2\lambda},$$

Таблица 2-2

Значения функции $f(a_{\text{л}}, k_0)$

Тип укладки трехсекционной обмотки	ε		
	1,0	2,0	3,0
$q = 1; \theta = \pi/3; \gamma_0 = \pi/3$	13,7	9,04	7,49
$q = 2; \theta = \pi/2; \gamma_0 = \pi/6$	6,39	4,22	3,49
$q = 2; \theta = \pi; \gamma_0 = \pi/3$	7,07	4,08	3,09
$q = 2; \theta = 5\pi/6; \gamma_0 = \pi/6$	5,57	3,33	2,59

где Ω_n — угловая скорость при номинальной мощности на валу; $\mu_c = M_c/M_n$ — относительный момент сопротивления; λ — коэффициент нелинейности механической характеристики.

Допустимое значение μ_c определяется исходя из заданного диапазона регулирования D . Коэффициент нелинейности λ при мощности до 100 Вт не превышает 0,03—0,05, а при мощности, равной единицам и долям ватт, коэффициент λ можно принять равным нулю.

Пусковая мощность при минимальном напряжении питания определяется по формуле

$$P_{п\ min} = M_{п\ min} \Omega_{0\ min} = \frac{4p_2}{(1 - \mu_c - 2\lambda)(1 - \mu_c)} = \frac{U_{\min}^2}{2R_c},$$

где R_c — сопротивление секции

Отсюда может быть найдено сопротивление секции при максимальной рабочей температуре

$$R_{c\ max} = \frac{U_{\min}^2 (1 - \mu_c - 2\lambda)(1 - \mu_c)}{8P_2}. \quad (2-17)$$

Сопротивление обмотки в холодном состоянии находится из выражения

$$R_{c.\ x} = \frac{255 R_{c\ max}}{235 + t_{\max}}. \quad (2-18)$$

С другой стороны, сопротивление секции

$$R_{c.\ x} = \frac{\rho l_{cp} N}{6q_m}, \quad (2-19)$$

где $\rho = 1,74 \cdot 10^{-8}$ Ом·м — удельное сопротивление меди; N — полное число проводников обмотки; q_m — площадь сечения неизолированного обмоточного провода.

Воспользуемся выражением для располагаемой площади под медь $Q_p = \pi D_m^2 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta})$. Тогда

$$q_m N = \pi k_3 D_m^2 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}), \quad (2-20)$$

где k_3 — коэффициент заполнения зазора медью.

Сопоставляя выражения (2-15), (2-17) и (2-18), находим

$$N = \sqrt{D_m \frac{3\pi R_{c.\ x} \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}) k_3}{\rho (\varepsilon + a_n)}}; \quad (2-21)$$

$$q_m = \sqrt{\frac{\pi}{3} D_m^3 \frac{k_3 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}) \rho (\varepsilon + a_n)}{R_{c.\ x}}}. \quad (2-22)$$

Число проводников в секции $N_c = N/3$.

Число витков в катушке

$$\omega_k = N_c / (2q). \quad (2-23)$$

Параметры магнитной цепи. Расчет магнитной цепи двигателя сводится к определению оптимальных соотношений $\bar{\delta}$, \bar{h}_a и ε , обеспечивающих минимальную постоянную времени в заданных габаритах и при заданной угловой скорости холостого хода.

С учетом выражения (2-5) формула для электрохимической постоянной времени может быть записана следующим образом

$$T_m = \frac{k_K \gamma_p \rho}{32 k_3 k_\tau} k_\tau, \quad (2-24)$$

где

$$k_\tau = \frac{(\varepsilon + a_n) (\sigma + \mu_r / m_\delta)^2}{\left(p B^* k_o \sin \frac{\pi}{2p} \tau_n \right)^2 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}) \varepsilon}. \quad (2-25)$$

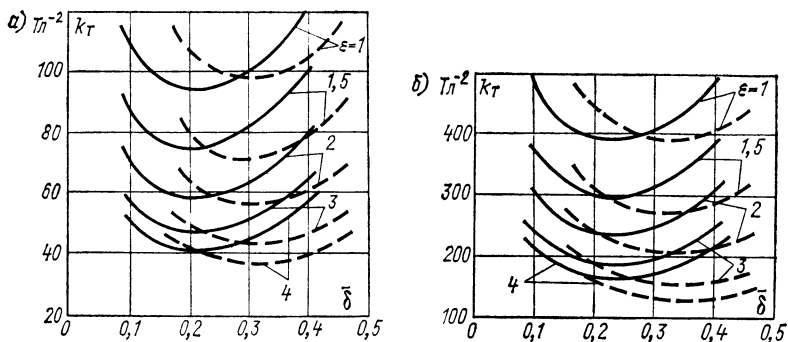


Рис. 2-3. Зависимость $k_T = f(\bar{\delta}, \epsilon)$ для магнита из материала КС37А (а) и ЗБА1 (б) при $p = 1$ — — — и $p = 2$ —

Минимум T_m достигается при условии

$$\partial k_T / \partial \bar{\delta} = 0. \quad (2-26)$$

Найти минимумы функции k_T и соответствующие им значения относительного зазора $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ можно численными методами, воспользовавшись результатами, полученными в § 2-1.

На рис. 2-3 показаны кривые $k_T = f(\bar{\delta}, \epsilon)$ при оптимальных θ и γ_0 для материалов КС37А и ЗБА1. Анализируя результаты расчетов для ряда материалов, можно сделать следующие выводы:

1. При любой форме кривой размагничивания значение $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ практически не зависит от ϵ и может быть принято постоянным для данного материала и при данном способе стабилизации магнита.

2. Экстремум функции $k_T(\bar{\delta}, \epsilon)$ не является ярко выраженным, что позволяет в процессе проектирования выбирать $\bar{\delta}$ близким, но не равным $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ с целью получения максимального допустимого из технологических соображений коэффициента заполнения зазора медью.

В табл. 2-3 приведены значения оптимальных относительных зазоров, а также значения k_T для некоторых материалов при $\epsilon = 3$.

Таблица 2-3

Значения $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ и k_T при $\epsilon = 3$

Материал	При стабилизации на воздухе				При стабилизации током якоря ($h_{p.y} = 0,1$)			
	$p=1$		$p=2$		$p=1$		$p=2$	
	$\bar{\delta}_{\text{опт}}$	$k_T, T_{л-2}$	$\bar{\delta}_{\text{опт}}$	$k_T, T_{л-2}$	$\bar{\delta}_{\text{опт}}$	$k_T, T_{л-2}$	$\bar{\delta}_{\text{опт}}$	$k_T, T_{л-2}$
ЮН14ДК24	0,21	660	0,11	496	0,05	130	0,04	144
ЮНДК35Т5	0,26	170	0,15	137	0,16	92	0,09	95
ЮНДК35Т5АА	0,30	160	0,22	107	0,09	45	0,07	50
ЮНДК40Т8АА	0,31	103	0,15	77	0,15	52	0,11	54
ММК11	0,25	147	0,15	133	0,20	105	0,10	112
ЗБА1	0,33	152	0,24	195	0,33	152	0,24	194
ЗБА2	0,35	174	0,25	214	0,25	174	0,25	214
КС37А	0,32	43	0,20	47	0,32	43	0,20	47

Длина магнитной силовой линии в теле магнита вычисляется из следующих соотношений [44]:

$$L_m = D_m \left[\frac{\sin \frac{\pi}{2p} (1 - \tau_{\pi})}{\sin \frac{\pi}{2p}} + \left(\sin \frac{\pi}{4p} \tau_{\pi} + \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{p} \right) \right) \sin \frac{\pi}{4p} \tau_{\pi} \right] \text{ при } p \geq 2; \quad (2-27)$$

$$L_m = D_m \frac{\sin \frac{\pi}{2} \tau_{\pi}}{\frac{\pi}{2} \tau_{\pi}} \text{ при } p = 1.$$

Максимальная МДС магнита

$$F_{m \max} = H_c L_m. \quad (2-28)$$

Продольная составляющая реакции якоря

$$F_{\text{прод}} = \frac{a_p}{4\sqrt{3}} \frac{U_{\max}}{R_{c. \text{ я}}} N,$$

где a_p — коэффициент реверса, для управляемого двигателя $a_p = 2$.

Используя выражения (2-19) — (2-22), получим

$$F_{\text{прод}} = \sqrt{\frac{\pi}{4} D_m P_{\pi \max} \frac{\bar{\delta} (1 + \bar{\delta}) k_a}{\rho (\varepsilon + a_l)}}, \quad (2-29)$$

где $P_{\pi \max}$ — пусковая мощность двигателя при максимальном напряжении питания.

Относительное значение реакции якоря

$$h_{p. \text{ я}} = F_{\text{прод}} / F_{m \max}. \quad (2-30)$$

Зная $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ для выбранного материала индуктора, можно однозначно определить поперечную геометрию машины.

Действительно, высота спинки статора

$$h_a = \frac{\Phi}{2B_a l_a},$$

где B_a — индукция в спинке (для электротехнических сталей выбирается равной 1,0—1,2 Тл).

С учетом выражений (2-5) и $Q_m = \varepsilon D_m^2 \sin \frac{\pi}{2} \tau_{\pi}$ найдем относительную высоту спинки статора

$$\bar{h}_a = \frac{B^* \sin \frac{\pi}{2} \tau_{\pi}}{2B_a (\sigma + \mu_r / m_{\delta})}, \quad (2-31)$$

где B^* , σ , μ_r и m_{δ} определены в соответствии с методикой, описанной в предыдущем параграфе, для $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ и некоторого ε (заметим, что данные величины весьма мало зависят от ε).

Зная \bar{h}_a , можем из уравнения (2-10) определить диаметр магнита

$$D_m = \frac{D_a}{2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 2\bar{h}_a + 1}. \quad (2-32)$$

Длина магнита вычисляется из условия обеспечения угловой скорости холостого хода меньшей либо равной заданной,

Поскольку угловая скорость холостого хода не должна превышать заданную при максимальном напряжении питания, то

$$\Omega_0 = \frac{2\pi U_{\max}}{\sqrt{3} k_{op} \Phi N} \leq [\Omega_0]. \quad (2-33)$$

С учетом выражений (2-5) и (2-19) имеем

$$\frac{\varepsilon^2}{\varepsilon + a_{\text{л}}} = \frac{4\pi U_{\max}^2 (\sigma + \mu_r/m_\delta)^2}{9R_{\text{с. х}} D_{\text{м}}^5 \bar{\delta} (1 + \bar{\delta}) k_3 \left(k_{op} B^* \Omega_0 \sin \frac{\pi}{2p} \tau_{\text{п}} \right)^2},$$

откуда, обозначая правую часть символом C , получим уравнение для определения ε : $\varepsilon^2 - C\varepsilon - Ca_{\text{л}} = 0$ или

$$\varepsilon = \frac{C}{2} (1 + \sqrt{1 + 4a_{\text{л}}/C}). \quad (2-34)$$

Приведенный момент сопротивления. Момент сопротивления двигателя с беспазовым статором включает четыре составляющие — гистерезисный момент $M_{\text{г}}$, момент от вихревых токов в стали $M_{\text{в. с}}$, момент от вихревых токов в меди $M_{\text{в. м}}$ и момент трения $M_{\text{тр}}$.

$$M_{\text{с}} = M_{\text{г}} + M_{\text{тр}} + M_{\text{в. с}} + M_{\text{в. м}}. \quad (2-35)$$

Значения $M_{\text{г}}$, $M_{\text{тр}}$ и $M_{\text{в. с}}$ могут быть определены по достаточно хорошо разработанным методикам, общим для бесколлекторных машин малой мощности любого типа. Определение потерь на вихревые токи в меди представляет наибольшие трудности. Для машин с частотой вращения до $500\text{--}1000 \text{ с}^{-1}$ можно считать, что $M_{\text{в. м}}$ не превышает $2\text{--}3\%$ от $M_{\text{п}}$.

Относительный момент сопротивления вычисляется по формуле

$$\mu_{\text{с}} = M_{\text{с}}/M_{\text{п}}, \quad (2-36)$$

где

$$M_{\text{п}} = \frac{\sqrt{3}}{\pi} k_{op} \Phi \omega I_{\text{п}} \quad (2-37)$$

и

$$I_{\text{п}} = U/2R_{\text{с. х}} \quad (2-38)$$

— пусковой момент и пусковой ток двигателя.

2-3. СХЕМА РАСЧЕТА БЕСПАЗОВОГО ДВИГАТЕЛЯ ПО МИНИМУМУ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ

1. На стадии выбора принципиальных решений принимаются: материал магнита, число пар полюсов индуктора p , коэффициент полюсной дуги $\tau_{\text{п}}$, конструкция датчика положения и подшипниковых щитов, шаг обмотки θ , число катушек в секции q , зона распределения активной стороны катушки γ_0 , коэффициент нелинейности механической характеристики λ , индукция в спинке статора $B_{\text{а}}$, максимальное допустимое из технологических соображений значение k_3 .

2. По заданному диапазону регулирования D для принятого способа регулирования с учетом рекомендаций, приведенных в § 1-7, определяется допустимый приведенный момент сопротивления $\mu_{\text{с}}$.

3. Вычисляется сопротивление обмотки по формулам (2-17), (2-18).

4. По значению $D_{\text{к}}$ при заданной толщине корпуса $\Delta l_{\text{к}}$ находится внешний диаметр статора $D_{\text{а}}$.

5. По формулам (2-25) и (2-26) или по табл. 2-3 находится оптимальный для выбранного материала индуктора, p и $\tau_{\text{п}}$ относительный воздушный зазор $\bar{\delta}_{\text{опт}}$.

6. Для $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ вычисляются или определяются по кривым на рис. 2-1 σ , m_δ , μ_r , B^* .

7. По формулам (2-31) и (2-32) находится относительная толщина спинки статора и диаметр магнита D_m , при котором обеспечивается минимум T_m .
8. Для выбранной схемы укладки обмотки определяются k_o и a_d по формулам (2-14), (2-15).
9. Вычисляются по формулам (2-12) и (2-34) вылет лобовой части, относительная длина ϵ , а также длина $l_a = \epsilon D_m$.
10. По формулам (2-27)—(2-30) определяется h_p я. Если этот параметр превышает принятый при выборе оптимального зазора, то рассчитывается новое значение δ_{opt} (п. 5).
11. Проверяется габаритная длина активных частей l и длина корпуса l_k по формулам (2-8), (2-9). Если l_k не удовлетворяет требованиям ТЗ или $\epsilon > 5$, то следует перейти к материалу с более высокой удельной энергией, либо уточнить ТЗ в отношении Ω_o или габаритных размеров.
12. Определяются число проводников обмотки N и сечение q_m по формулам (2-21) и (2-22).
13. Уточняется q_m в соответствии с ГОСТ и определяется диаметр обмоточного провода.
14. Определяется средняя длина витка и уточняется сопротивление обмотки по формулам (2-18) и (2-19). Если $R_{с.х}$ намного превышает значение, найденное из выражения (2-18), то необходимо уменьшить N .
15. По уточненным q_m и N определяется новое значение k_z из уравнения (2-20). Если оно мало, можно уменьшить δ путем увеличения толщины спинки статора до максимального допустимого из технологических соображений.
16. Вычисляется рабочий поток по формуле (2-5).
17. Определяются Ω_o , M_n и I_n по формулам (2-33), (2-37) и (2-38).
18. Вычисляется момент инерции и электромеханическая постоянная времени.
19. Определяются не рассчитанные ранее высота спинки статора и число витков в катушке обмотки по формулам (2-10) и (2-23).
20. По формулам (2-35), (2-36) вычисляется приведенный момент сопротивления μ_c .
21. Находится мощность на валу при минимальном напряжении питания по формуле (2-17).
22. Проверяется перегрев обмотки в режиме короткого замыкания при максимальном напряжении питания [29].
23. По найденному значению I_n выбираются силовые элементы полупроводникового коммутатора.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

РАСЧЕТ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ БДП

3-1. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ РОТОРОВ

Увеличение частоты вращения приводит к росту напряжений в элементах конструкции ротора. Напряжения, соответствующие максимальным допустимым для данного материала, являются фактором, ограничивающим увеличение частоты вращения. Наименее прочным элементом конструкции ротора является индуктор, представляющий собой цельный постоянный магнит или многополюсную систему в виде ряда призматических магнитов, расположенных на магнитопроводе. Для увеличения прочности ротора на его индуктор напрессовывается упрочняющее кольцо, которое может быть выполнено либо из чередующихся между собой немагнитных и магнитопроводящих участков, либо целиком немагнитным. Наличие упрочняющего кольца приводит к изменению поперечной геометрии активных частей машины, к изменению проводимости ее магнитной цепи и таким образом оказывает влияние на электромагнитные параметры. Взаимосвязь прочностных и электромагнитных параметров и является спецификой

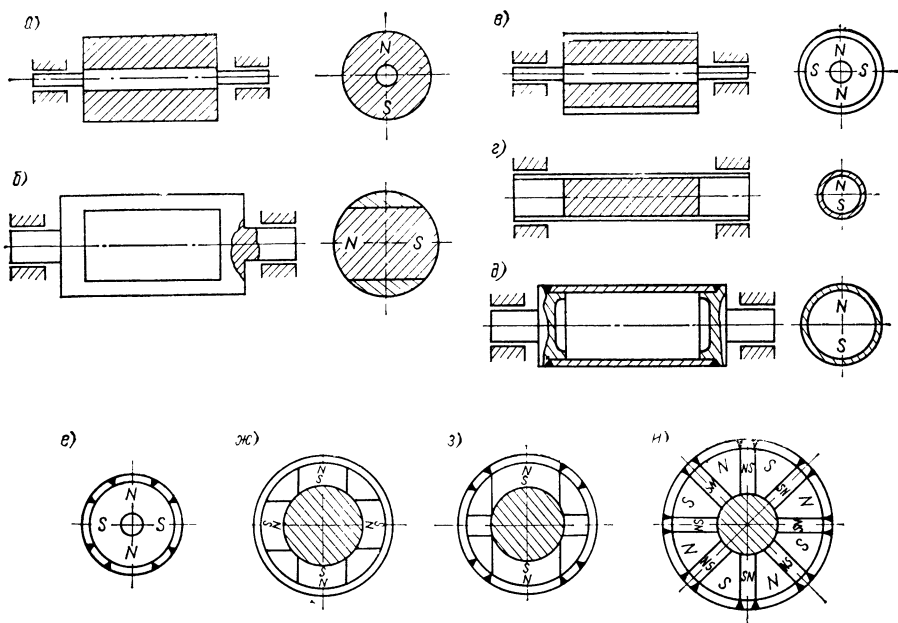


Рис. 3-1. Конструкции высокоскоростных роторов с постоянными магнитами

высокоскоростных двигателей. Оптимальные соотношения между толщиной кольца, диаметром магнита и немагнитным зазором могут быть найдены только в результате совместного расчета прочностных и электромагнитных параметров машины.

В общем случае ротор БДПТ содержит вал, магнит-индуктор и якорь датчика положения (рис. 3-1). На рисунке не показан якорь датчика ввиду разнообразия конструкций якоря, а также потому, что его функции зачастую выполняет магнит-индуктор.

На рис. 3-1, а приведена традиционная конструкция с магнитом, насаженным на вал. В конструкции на рис. 3-1, б магнит вставляется в паз в цилиндрической части ротора.

Высокая окружная скорость в неупрочненных конструкциях достижима при использовании высокопрочных магнитотвердых материалов. К ним относятся платинокобальтовые магниты, предел прочности которых достигает 840 МПа, и металлокерамические магниты с пределом прочности 20—25 МПа. Как будет показано ниже, упрочнение сплошного платинокобальтового магнита таким материалом, как титан, малоэффективно в сравнении с неупрочненным вариантом. Исключительная дефицитность и высокая стоимость платинокобальтовых магнитов существенно ограничивает их применение в высокоскоростных БДПТ. Металлокерамические магниты, несмотря на их низкую стоимость и хорошую обрабатываемость, не нашли широкого распространения в электрических машинах из-за сравнительно низких магнитных свойств. Их использование перспективно в высокоскоростных БДПТ бытовой техники.

На рис. 3-1, в, г представлены конструкции роторов, содержащие цельный магнит-индуктор, упрочненный бандажным кольцом. Упрочняющее кольцо воспринимает лишь те усилия, которые вызывают в магните напряжения, превышающие максимальные допустимые. Иначе говоря, прочность ротора определяется прочностью материалов кольца и магнита. На рис. 3-1, в показана конструкция ротора, упрочненного напрессованным на магнит немагнитным упрочняющим кольцом. Аналогичная конструкция, только с кольцом, содержащим магнитопроводящие и немагнитные участки, дана на рис. 3-1, е. Наличие внутреннего

отверстия в магните для посадки его на вал существенно увеличивает сопротивление магнитной цепи машины при двухполюсной конструкции магнита и не оказывает на него заметного влияния при многополюсном выполнении индуктора. Поэтому в конструкциях на рис. 3-1, *в* и *г* целесообразно использование магнитов типа «звездочка». В настоящее время разработана технология изготовления четырехполюсных цилиндрических магнитов марки КС37А с удельной магнитной энергией $60-70 \text{ кДж/м}^3$ и многополюсных монокристаллов из материала ЮНДК35Т5АА [41]. Недостатками рассмотренных конструкций являются низкая жесткость ротора и трудности выполнения газовых опор, обусловленные относительно малым диаметром вала.

Увеличение жесткости ротора достигается в конструкциях на рис. 3-1, *г*, *д* за счет того, что упрочняющее кольцо одновременно выполняет функции вала. Сплошное, без отверстия, магнит запрессовывается либо в трубу, либо в кольцо, к которому привариваются концевые части вала (рис. 3-1, *г*). В последнем случае легко обеспечивается требуемый диаметр цапф газовых опор.

Роторы диаметром свыше 25—30 мм выполняются, как правило, сборными ввиду трудностей выполнения постоянного магнита большого объема, и в особенности многополюсного магнита, а также ввиду малой эффективности использования магнитного материала [18]. По прочностным свойствам сборные конструкции уступают конструкциям с цельными магнитами, так как их прочность определяется только прочностными свойствами упрочняющего кольца. Различают сборные конструкции упрочненных роторов с радиально (рис. 3-1, *ж*, *з*) и тангенциально (рис. 3-1, *и*) намагниченными магнитами. Различие первых двух заключается в том, что в конструкции на рис. 3-1, *з* ротор имеет магнитомягкие полюсы, чередующиеся с постоянными магнитами [45]. Это позволяет увеличить толщину магнитов, коэффициент их использования и коэффициент полюсной дуги.

Наиболее сложной и наименее прочной является конструкция ротора с тангенциальным расположением магнитов [1]. Ее весьма важное преимущество заключается в высоком использовании объема ротора, а благодаря этому, и объема всей машины, индукция в зазоре которой может во много раз превосходить индукцию на поверхности магнита.

Рассмотренные конструкции с точки зрения прочности ротора могут быть разделены на четыре группы, содержащие: 1) цельный магнит-индуктор с отверстием и без упрочняющего кольца; 2) цельный магнит-индуктор с отверстием и с упрочняющим кольцом; 3) цельный сплошной магнит-индуктор с упрочняющим кольцом; 4) сборный индуктор с упрочняющим кольцом.

3-2. НАПРЯЖЕНИЯ, ВОЗНИКАЮЩИЕ В ЭЛЕМЕНТАХ КОНСТРУКЦИИ РОТОРА

Зависимости между размерами элементов конструкции ротора и их прочностью могут быть определены с помощью выражения для расчета напряжений в цилиндре, нагруженном центробежной силой собственной массы и равномерно распределенным давлением по внутренней поверхности [35]. В таких условиях работает упрочняющее кольцо, воспринимающее усилия от центробежных сил собственной массы и массы магнита. При этом давление между кольцом и магнитом должно быть таким, чтобы компенсировать усилия, вызывающие в магните напряжения, превосходящие предельно допустимые для материала магнита.

При креплении на валу магнита с отверстием не должно быть натяга ввиду хрупкости магнита. Соединение магнита с валом осуществляется с помощью связующего, модуль упругости которого существенно меньше модуля материала магнита. Таким связующим являются смолы, например эпоксидные, обеспечивающие надежное соединение магнита с валом и работу в зоне упругой деформации при изменении внутреннего размера магнита, что исключает разбаланировку ротора.

Расчет напряжений в цилиндре, нагруженном центробежными силами собственной массы и усилием распора, производится при следующих допущениях: 1) цилиндр симметрично загружен внутренним и наружным распределенным давлением; 2) нагрузка равномерно распределена по внутренней и наружной

поверхности вдоль оси цилиндра. Принятые допущения вполне справедливы для конструкций таких роторов высокоскоростных БДПТ, которые изготавливаются и балансируются по высокому классу точности (благодаря чему обеспечивается натяг при посадке кольца на магнит и сведены к минимуму усилия, вызванные дисбалансом ротора).

Учитывая второе допущение, достаточно рассматривать часть цилиндра единичной длины.

Максимальные напряжения в упрочняющем кольце могут быть определены из выражения [35]

$$\sigma_k = \frac{\gamma_k v_k^2}{4g} [3 + \mu_k + \alpha^2 (1 - \mu_k)] + p \frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}, \quad (3-1)$$

где γ_k — плотность материала кольца; $v_k = v_p = \pi D_m n / (\alpha 60)$ — окружная скорость кольца и ротора (v_p); n — частота вращения ротора; $\alpha = D_m / D_p$, D_m — диаметр магнита; D_p — диаметр ротора; g — ускорение силы тяжести; μ_k — коэффициент Пуассона материала кольца; p — давление между магнитом и кольцом.

Если для упрочнения магнита используются сталь или титан, для которых $\mu \approx 0,3$, уравнение (3-1) упрощается и принимает вид

$$\sigma_k = \frac{\gamma_k v_k^2}{g} + p \frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2}. \quad (3-2)$$

Давление между магнитом и кольцом должно быть таким, чтобы при вращении ротора с максимальной частотой обеспечивалась компенсация центробежных сил, вызывающих в магните увеличение напряжений сверх допустимых. Эти силы могут быть определены как

$$F_{ц} = (\sigma_{м \max} - \sigma_{д. м}) / S_m,$$

а для единичной длины ротора —

$$F_{ц} = \frac{\sigma_{м \max} - \sigma_{д. м}}{D_m (1 - \beta)},$$

где $\sigma_{м \max}$ — максимальное напряжение в магните без упрочняющего кольца; S_m — опасное сечение магнита; $\sigma_{д. м} = \sigma_{д \max} / k_{зп}$ — допустимые напряжения в магните, $k_{зп}$ — коэффициент запаса прочности; $\beta = d_v / D_m$, d_v — диаметр отверстия под вал (для магнита с отверстием).

Для единичной длины ротора давление, оказываемое магнитом на кольцо, $p = \sigma_{м \max} - \sigma_{д. м}$ — для магнита без отверстия и $p = (\sigma_{м \max} - \sigma_{д. м}) / (1 - \beta)$ — для магнита с отверстием.

Приравняв $\sigma_{м \max}$ и σ_k из уравнения (3-2), найдем $\sigma_{м \max}$, подставив которое в выражение (3-1), получим

$$\sigma_k = k_1 \frac{D_m^2 n^2}{\alpha^2} + k_2 D_m^2 n^2 \left(\frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \right) - \sigma_{д. м} \frac{1}{1 - \beta} \left(\frac{1 + \alpha^2}{1 - \alpha^2} \right), \quad (3-3)$$

где $k_1 = \gamma_k \pi^2 / (60^2 g)$; $k_2 = \frac{\gamma_m \pi^2}{60^2 4g} [3 + \mu_m + \beta^2 (1 - \mu_m)] \frac{1}{1 - \beta}$ — для магнита с отверстием; $k_2 = \frac{\gamma_m \pi^2}{60^2 g} \frac{3 + \mu_m}{8}$ — для сплошного магнита; γ_m — плотность материала магнита; μ_m — коэффициент Пуассона для материала магнита.

Приравняв напряжения, возникающие в кольце, допустимым напряжениям $\sigma_{д. к}$, найдем

$$D_m = \frac{\alpha}{n} \sqrt{\frac{\sigma_{д. м} \frac{1}{1 - \beta} (1 + \alpha^2) \sigma_{д. к} (1 - \alpha^2)}{k_2 \alpha^2 (1 + \alpha^2) + k_1 (1 - \alpha^2)}}. \quad (3-4)$$

Формула (3-4) связывает конструктивные и прочностные параметры элементов ротора с цельным магнитом (рис. 3-1, $\sigma - e$) с учетом заданного коэффициента запаса прочности материалов. Для различных частот вращения ротора

могут быть определены такие важные его параметры, как диаметр магнита и толщина упрочняющего кольца, которыми во многом определяются электромагнитные параметры двигателя.

Натяг между магнитом и кольцом определяется исходя из требуемого давления $p = \sigma_{m \max} - \sigma_{d \text{ м}}$. Для кольца и магнита, выполненных соответственно из титана и материала SmCo_5 , натяг ориентировочно лежит в пределах допуска тугой посадки. Для стального кольца — в пределах допуска тугой или напряженной посадки.

Из формулы (3-4), отражающей наиболее общий случай связи прочностных и конструктивных параметров элементов ротора, могут быть получены формулы, характеризующие частные случаи:

1) $\alpha = 1$, т. е. отсутствует упрочняющее кольцо. В этом случае в формуле (3-1) p принимается равным нулю и вместо параметров γ_k, v_k, μ_k подставляются параметры γ_m, v_m и μ_m , характеризующие магнит;

2) $\sigma_{d \text{ м}} = 0$ и, следовательно, $k_2 = 0$, т. е. магнит-индуктор сборный (рис. 3-1, ж — и). В этом случае плотность материала кольца заменяется на приведенную плотность в виде $\gamma_{\text{пр к}} = \gamma_k + \gamma_m S_m / S_k$, где S_m и S_k — площади поперечного сечения магнита и кольца.

В сборной конструкции ротора должен быть также обеспечен остаточный натяг между магнитами и магнитопроводом при вращении ротора с максимальной частотой с целью передачи вращающего момента с магнитной системы на вал и исключения разбалансировки ротора. Остаточный натяг выбирается в зависимости от передаваемого вращающего момента и может быть учтен при расчете напряжений в упрочняющем кольце либо отдельным коэффициентом, либо коэффициентом запаса прочности кольца.

Из формулы (3-4) видно, что для заданного α и $k_{3 \text{ п}}$ произведение $D_m n$ — величина постоянная (рис. 3-2). Из рисунка следует, что для магнитов с низким пределом прочности (22БА220, КС37А и ЮНДК35Т5) [47] наличие упрочняю-

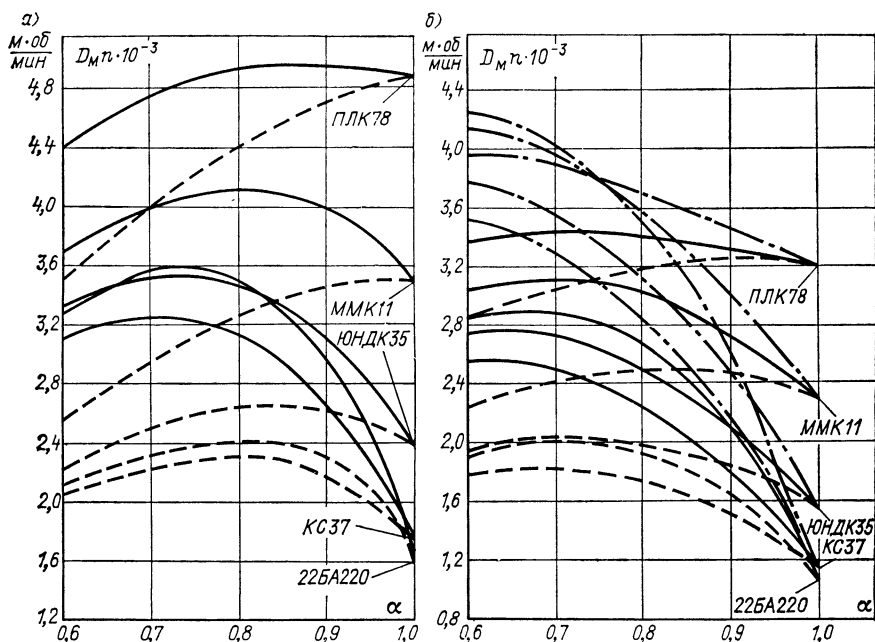


Рис. 3-2. Зависимость $D_m n = f(\alpha)$ при $k_{3 \text{ п}} = 2$ для магнита с упрочняющим кольцом: а — сплошного; б — с отверстием

— — — — — кольцо из титана; - - - - - кольцо из стали; - · - · - · - кольцо из углепластика

щего кольца приводит к увеличению диаметра магнита, максимум которого в зависимости от соотношения прочностей и плотностей магнита и кольца лежит в пределах от 0,7 (для КС37А с титановым кольцом) до 0,85 (для ЮНДК35Т5 и 22БА220 со стальным кольцом и ММК11 и ПЛК78 — с титановым). В то же время для магнитов, прочность которых соизмерима с прочностью упрочняющего кольца (ПЛК78, ММК11 и стальное кольцо), наличие последнего приводит к уменьшению диаметра магнита. Это объясняется тем, что напряжения в цилиндре с отверстием, т. е. в кольце при прочих равных условиях в два раза превосходят напряжения в сплошном цилиндре, т. е. в магните. Кроме того, кольцо находится в более тяжелых условиях вследствие его большего по сравнению с магнитом наружного диаметра. В связи с вышеизложенным возникает вопрос о целесообразности применения упрочняющего кольца для высокопрочных магнитов. При рассмотрении этого вопроса необходимо учитывать то, что упрочняющее кольцо сплошного магнита является также частью вала двигателя, отказ от которой неизбежно приведет к появлению отверстия в магните под вал. Из кривых для магнитов с отверстием (рис. 3-2, б), аналогичных рассмотренным, следует, что диаметр неупрочненного магнита с отверстием в 1,52 раза меньше диаметра сплошного магнита. Это говорит о том, что наличие упрочняющего кольца для высокопрочных сплошных магнитов оправданно, а отказ от него приводит к уменьшению допустимого диаметра магнита.

Уменьшение прочности магнита из-за наличия в нем отверстия вызвало перераспределение усилий в упрочняющем кольце: увеличение усилий от посадки его на магнит и уменьшение усилий от центробежных сил собственной массы. Следствием этого явилось смещение максимума диаметра магнита в сторону меньших значений α . Так, максимум диаметра магнита из соединения КС37А с титановым упрочняющим кольцом имеет место при $\alpha = 0,63$. Наибольшей прочностью обладает кольцо, выполненное из композиционных пластиков, полученных на основе одноосноармированных волокон бора, углерода, стекла или синтетических волокон, пропитанных связующим — компаундами или смолами. Применение пластиков на основе углеродного волокна позволяет увеличить диаметр магнита из феррита бария более чем в 4 раза. Недостатком пластиков является то, что их нельзя использовать в качестве одной из составных частей вала при упрочнении сплошных магнитов.

3-3. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ МАГНИТНОЙ СИСТЕМЫ

Необходимость обеспечения заданных параметров высокоскоростных БДПТ при минимальных возможных габаритах ротора выдвигает в свою очередь требование оптимального использования магнита, т. е. получения таких параметров магнитной системы, при которых для данного объема и конфигурации обеспечивался бы максимальный полезный поток. Особенность магнитной системы высокоскоростных БДПТ заключается в наличии на роторе немагнитного упрочняющего кольца, существенно увеличивающего пассивный немагнитный зазор, а также в наличии беззубцового статора. В конструкции с зубцовым статором немагнитный зазор δ складывается из толщины кольца δ_k и воздушного зазора $\delta_{в.з.}$. В конструкции с беззубцовым статором учитывается также немагнитный активный зазор, равный толщине обмоточного слоя $\delta_{обм.}$.

При наличии упрочняющего кольца, выполненного из чередующихся между собой магнитопроводящих и немагнитных участков, максимальный рабочий поток магнита и максимальная электромагнитная мощность двигателя на единицу длины магнита имеет место при максимуме диаметра магнита $D_{м\max}$. Значение α , соответствующее $D_{м\max}$, можно определить из формулы (3-4) в виде

$$\alpha_{D_{м\max}} = \sqrt{-\frac{k_1}{A}} + \sqrt{\frac{k_1^2}{A^2} + \frac{k_1 B}{A}}, \quad (3-5)$$

где

$$B = \frac{\sigma_{д.м} + \sigma_{д.к}}{\sigma_{д.к} - \sigma_{д.м}}; \quad A = k_2 - k_1 - k_1 B.$$

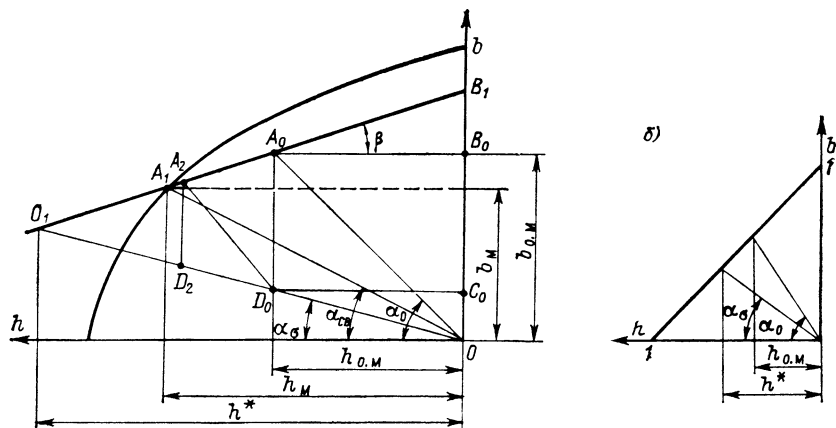


Рис. 3-3. Диаграммы магнита, характеризующие его оптимальное использование

Физический смысл имеет только один положительный корень уравнения (3-5).

Расчет других параметров высокоскоростного двигателя с ротором такой конструкции практически не отличается от расчета обычных БДПТ и может быть осуществлен по известным методикам [19, 21, 44].

При анализе магнитной системы будем считать, что магнит ротора стабилизирован в свободном состоянии (без статора и охранного кольца). Это допущение справедливо, если учесть такие особенности высокоскоростных БДПТ, как сложность конструкции, большой немагнитный зазор, проводимость которого соизмерима с проводимостью путей магнитного потока по воздуху в свободном состоянии, существенная реакция якоря. Оптимальное использование магнита, способствующее уменьшению необходимого объема, определяется из условия получения максимума его полезной энергии w_{\max} . Это условие формулируется в виде [44]

$$w_{\max} = bh/(2\sigma),$$

где b — относительная индукция в нейтральном сечении; h — относительная напряженность поля; σ — коэффициент рассеяния.

На рис. 3-3 представлены рабочие диаграммы магнитов, выполненных из докритических магнитных материалов типа ЮНДК, ММК, ПЛК78 (рис. 3-3, а) и закритических — интерметаллических соединений редкоземельных металлов с кобальтом, ферритов типа 22БА220 и других, имеющих подобную им кривую размагничивания (рис. 3-3, б). Проводимость рассеяния на диаграммах характеризуется углом α_0 , который при стабилизации в свободном состоянии совпадает с углом $\alpha_{св}$, а суммарная проводимость магнита в собранной машине характеризуется углом α_0 . Полезная энергия магнита bh/σ определяется площадью прямоугольника $A_0B_0C_0D_0$, вершины которого A_0D_0 лежат соответственно на линии возврата и на линии OO_1 , характеризующей проводимость рассеяния. Легко показать, что максимум этой площади обеспечивается тогда, когда координата точек A_0 и D_0 — $h_{0.м}$ равна половине координаты h^* вершины O_1 треугольника OO_1B_1 . Выражение для оптимальной внешней проводимости с учетом принятых на диаграмме обозначений имеет вид [44]

$$(\operatorname{tg} \alpha_0)_{\text{опт}} = (b_{0.м}/h_{0.м}) = \operatorname{tg} \beta + 2 \operatorname{tg} \alpha_0.$$

Учитывая, что полная внешняя проводимость в собранном состоянии $\operatorname{tg} \alpha_0 = \operatorname{tg} \alpha_n + \operatorname{tg} \alpha_0$ (где $\operatorname{tg} \alpha_n$ — полезная внешняя проводимость), оптимальная полезная проводимость (проводимость немагнитного зазора) будет

$$(\operatorname{tg} \alpha_0)_{\text{опт}} = \operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \alpha_0. \quad (3-6)$$

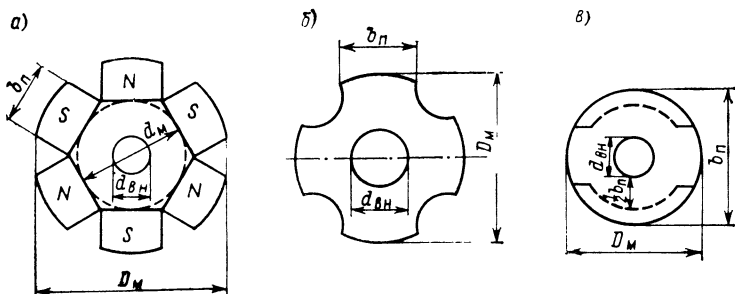


Рис. 3-4. Конструкции магнитов: а — сборная; б — цельная многополюсная; в — сплошная двухполюсная

Выразим проводимости $\text{tg } \alpha_n$ и $\text{tg } \alpha_\sigma$ в виде

$$\text{tg } \alpha_n = G_n \frac{L_m}{Q_m} \frac{H_c}{B_r}; \quad \text{tg } \alpha_\sigma = G_\sigma \frac{L_m}{Q_m} \frac{H_c}{B_r},$$

где Q_m — площадь нейтрального сечения магнита; L_m — длина магнита; G_n — полезная проводимость немагнитного зазора; G_σ — проводимость рассеяния.

Тогда формула (3-6) может быть преобразована к виду

$$\frac{L_m (G_n)_{\text{опт}}}{Q_m \mu_0} = \frac{B_r}{H_c \mu_0} \text{tg } \beta + \frac{L_m G_\sigma}{Q_m \mu_0}. \quad (3-7)$$

Согласно данным [44] оптимальная полезная проводимость приближенно может быть определена как

$$(G_n)_{\text{опт}} = (G_\delta)_{\text{опт}} k_{\text{кр}},$$

где $k_{\text{кр}}$ — коэффициент, учитывающий увеличение проводимости за счет краевого эффекта, $k_{\text{кр}} = 1,05 \div 1,1$; $(G_\delta)_{\text{опт}}$ — оптимальная проводимость немагнитного зазора, определяемая по формуле

$$(G_\delta)_{\text{опт}} \approx \frac{\pi}{4} \mu_0 \frac{\varepsilon D_m^2}{\rho \delta} \left(\tau_n - \frac{8\rho}{\pi^2} \bar{\delta} \right), \quad (3-8)$$

где μ_0 — магнитная постоянная; τ_n — коэффициент полюсной дуги; $\bar{\delta} = \delta/D_m$; $\varepsilon = L_a/D_m$; L_a — толщина магнита; ρ — число пар полюсов.

Определим проводимость рассеяния G_σ через $(G_n)_{\text{опт}}$ и коэффициент рассеяния σ по формуле

$$G_\sigma = (\sigma - 1) (G_n)_{\text{опт}} = (\sigma - 1) (G_\delta)_{\text{опт}} k_{\text{кр}}. \quad (3-9)$$

Величины L_m и Q_m в формуле (3-7) можно выразить в соответствии с работой [18] через D_m и другие размеры магнита (рис. 3-4) в виде

$$L_m = D_m k_{L_m}; \quad Q_m = D_m k_{Q_m} \quad (3-10)$$

где для сборной конструкции (рис. 3-4, а)

$$k_{L_m} = \frac{\sin \frac{\pi}{2p} (1 - \tau_n)}{\sin \pi/(2p)}; \quad (3-11)$$

для сплошной

$$k_{L_m} = \frac{\sin \frac{\pi}{2p} (1 - \tau_n)}{\sin \pi/(2p)} + \left[\sin \frac{\pi}{4p} \tau_n + \frac{\pi}{2} \left(1 - \frac{1}{p} \right) \right] \sin \frac{\pi}{4p} \tau_n; \quad (3-12)$$

для $p = 1$

$$k_{LM} = \frac{\sin \pi \tau_{\Pi} / 2}{\pi \tau_{\Pi} / 2}. \quad (3-13)$$

Для всех конструкций

$$k_{QM} = \sin \frac{\pi}{2p} \tau_{\Pi}. \quad (3-14)$$

Подставив формулы (3-8)—(3-14) в уравнение (3-7) и решив его относительно $\bar{\delta}$, получим

$$\bar{\delta}_{\text{опт}} = \frac{C \frac{\pi \tau_{\Pi}}{2p} \left(1 - \frac{\sigma}{2}\right)}{\frac{B_r}{H_c \mu_0} \operatorname{tg} \beta + C \frac{2}{\pi} (2 - \sigma)}, \quad (3-15)$$

где $C = k_{LM} k_{кп} / k_{QM}$.

Для магнитов с $p = 1$, которые составляют значительную часть используемых в высокоскоростных БДПТ магнитов, можно получить выражение для оптимального значения $\bar{\delta}$, используя формулы для расчета проводимости рассеяния.

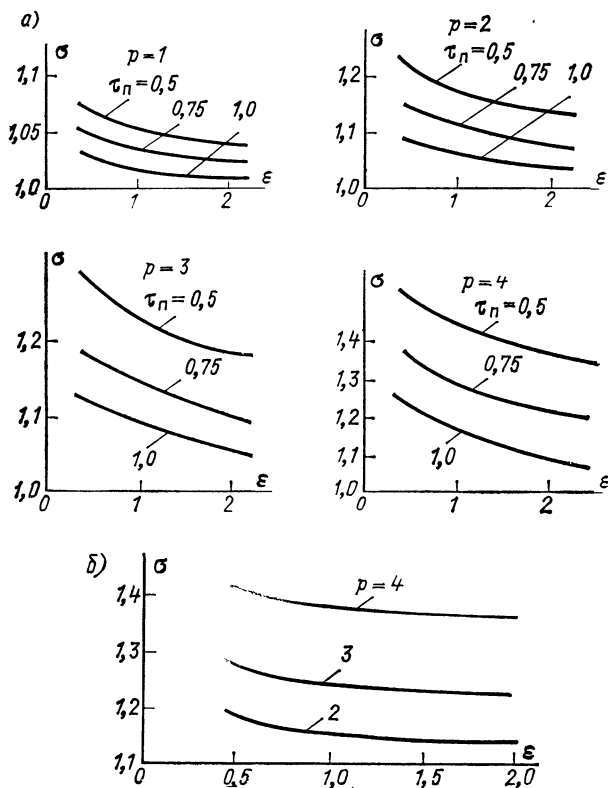


Рис. 3-5. Коэффициент рассеяния магнитов: а — цельных; б — сборных

Проводимость рассеяния цилиндрического двухполюсного магнита [44]

$$G_{\sigma} = 2G_1 + 4G_2 + 4G_3, \quad (3-16)$$

где

$$G_1 = \frac{1}{\pi} \mu_0 \varepsilon D_M \left(\frac{\pi \tau_n / 2}{\sin \pi \tau_n / 2} \right) \cos \frac{\pi}{2} \tau_n \frac{1 - \tau_n}{3 - \tau_n};$$

$$G_2 = \frac{1}{8} \mu_0 D_M \tau_n \cos \frac{\pi}{2} \tau_n \left(1 + \frac{\pi \tau_n}{\sin \pi \tau_n} \right);$$

$$G_3 = 0,06 \mu_0 D_M \left(\frac{\pi \tau_n / 2}{\sin \pi \tau_n / 2} \right) \sin^2 \frac{\pi}{2} (1 - \tau_n).$$

Для цилиндрического двухполюсного магнита можно принять $k_{кр} = 1$ и $\tau_n = 1$.

Подставив формулы (3-8), (3-13), (3-14) и (3-16) в уравнение (3-7) и решив его относительно $\bar{\delta}$, получим

$$\bar{\delta}_{\text{опт}} = -\frac{\pi}{16} S + \sqrt{\left(\frac{\pi}{16} S\right)^2 + \frac{\pi}{8}}, \quad (3-17)$$

где

$$S = \frac{2B_r}{H_c \mu_0} \operatorname{tg} \beta + \frac{1}{\varepsilon} + \frac{8}{\pi^2}.$$

Положим, что применен магнит из материала КСП37, имеющий $B_r = 0,94$ Тл, $H_c = 815 \cdot 10^3$ А/м, $\operatorname{tg} \beta = 1$. Тогда для $\varepsilon = 2$ $\bar{\delta}_{\text{опт}} = 0,27$.

Кривые на рис. 3-5 построены с учетом результатов, приведенных в работе [44] и опытных данных, полученных авторами настоящей книги.

Выражения (3-15) и (3-17) для оптимального соотношения немагнитного зазора и диаметра магнита используем далее при определении электромагнитных параметров машины.

3-4. ВЗАИМОСВЯЗЬ ПРОЧНОСТНЫХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Упрочняющее кольцо, расположенное в немагнитном зазоре, позволяет, с одной стороны, увеличить диаметр магнита и, следовательно, абсолютное значение оптимального немагнитного зазора, а с другой стороны, уменьшает относительный размер активной (обмоточной) части зазора. Специфика расчета высокоскоростных БДПТ с упрочненным ротором заключается в определении соотношений между диаметром магнита, толщиной обмоточного слоя и толщиной упрочняющего кольца при условии обеспечения требуемого коэффициента запаса прочности и оптимального использования магнита [2, 3].

В конструкциях с зубцовым статором и упрочняющим кольцом, состоящим из магнитопроводящих и немагнитных участков, расчет электромагнитных параметров незначительно отличается от расчета для БДПТ с неупрочненным ротором. Отличие заключается в необходимости определения толщины упрочняющего кольца или толщины магнита, размеры которого найдены исходя из условия обеспечения требуемого магнитного потока. При этом следует учесть, что коэффициент рассеяния σ магнита, упрочненного кольцом с переменным магнитным сопротивлением, будет примерно в 1,1 раза больше коэффициента рассеяния неупрочненного магнита или магнита, упрочненного полностью немагнитным кольцом.

В конструкциях с зубцовым статором и немагнитным упрочняющим кольцом (рис. 3-6, а) немагнитный зазор $\bar{\delta}$ складывается из толщины упрочняющего кольца $\bar{\delta}_к$ и воздушного зазора $\bar{\delta}_{в.з.}$:

$$\bar{\delta} = \bar{\delta}_к + \bar{\delta}_{в.з.}$$

Тогда

$$\bar{\delta} = (\bar{\delta}_к + \bar{\delta}_{в.з.})/D_M = \bar{\delta}_к + \bar{\delta}_{в.з.}$$

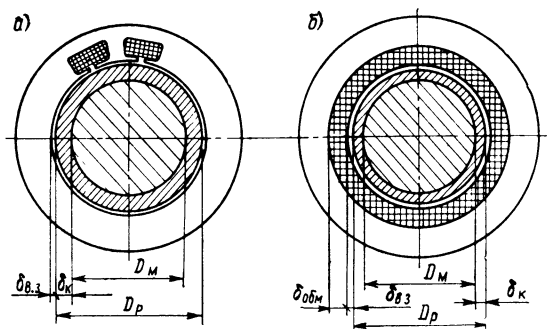


Рис. 3-6. Активная часть двигателя с упрочненным магнитом: а — с зубцовым б — с беззубцовым статором

Выразив $\bar{\delta}_k$ через α :

$$\bar{\delta}_k = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right),$$

получим

$$\bar{\delta} = \frac{1}{2\alpha} - \frac{1}{2} + \delta_{в.з.}$$

Приравняв полученное выражению

(3-15) и решив относительно α , получим соответствующее оптимальному немагнитному зазору для зубцовых конструкций статора значение

$$\alpha_{з. опт} = \frac{\frac{B_r}{H_{с\mu_0}} \operatorname{tg} \beta + C \frac{2}{\pi} (2 - \sigma)}{\frac{C}{\pi p} [\pi^2 \tau_{п} + 4p (2 - \sigma)]} + 1 - \frac{1}{2\delta_{в.з.}}. \quad (3-18)$$

Использование закритических магнитотвердых материалов, оптимальное при сравнительно большом немагнитном зазоре, не всегда целесообразно в высокоскоростных БДПТ, сочетающих цельный магнит-индуктор и зубцовый статор. Для большинства таких двигателей значения толщины немагнитного упрочняющего кольца, найденные исходя из требований прочности ротора, намного ниже значений оптимального немагнитного зазора и лишь для машин с большими окружными скоростями (свыше 200 м/с) эти значения соответствуют друг другу. Выполнение высокоскоростного БДПТ с зубцовым статором рационально, если ротор, упрочненный немагнитным кольцом, имеет сборный индуктор, в котором толщина отдельного магнита существенно меньше диаметра магнитной системы, или если используется цельный магнит из докритического магнитного материала.

Для сборной конструкции индуктора (рис. 3-4, а) диаметр магнитной системы D_m находится с помощью выражений (3-4) и (3-5) в виде

$$D_m = \frac{60\alpha}{\pi l} \sqrt{\frac{\sigma_{л.к} g}{\gamma_k + \gamma_m S_m / S_k}}. \quad (3-19)$$

Выразив отношение S_m / S_k через α и $k_v = d_m / D_m$, где d_m — диаметр магнитопровода, получим

$$\gamma_{пр} = \gamma_k + \gamma_m \frac{\alpha^2 (1 - k_v^2)}{1 - \alpha^2}. \quad (3-20)$$

С помощью уравнений (3-18) — (3-20) определяется поперечная геометрия ротора со сборным индуктором, упрочненным немагнитным кольцом. При этом в качестве составляющих $k_{лм}$ и k_{qm} коэффициента C в уравнении (3-18) берутся выражения (3-11) и (3-14). Параметр α определяется по формуле (3-18). После подстановки его в уравнение (3-19) он может быть скорректирован в сторону увеличения, если диаметр магнитной системы D_m превышает значение, при котором обеспечивается требуемый магнитный поток. Другим корректируемым параметром является параметр k_v , определяющий толщину отдельного магнита, а следовательно, и устойчивость магнитной системы против размагничивающего действия продольной составляющей реакции якоря.

С переходом на беззубцовую конструкцию статора двигатель приобретает ряд дополнительных преимуществ: уменьшается индуктивное сопротивление секции обмотки, момент сопротивления машины, возрастает плавность хода, облегчается режим работы силовых ключей. В высокоскоростных БДПТ мощностью

до нескольких киловатт беззубцовая конструкция статора в настоящее время распространяется все шире.

Расчет беззубцовых высокоскоростных БДПТ с упрочненным ротором заключается в определении поперечной геометрии машины исходя из требуемой прочности ротора и оптимального использования магнита. Немагнитный зазор определяется как $\delta = \delta_{обм} + \delta_k + \delta_{в.з.}$ (рис. 3-7, б). Выразим воздушный зазор через конструктивный коэффициент воздушного зазора $k_{в.з.}$ и толщину немагнитного зазора $\delta_{в.з.} = k_{в.з.}\delta$. Коэффициент $k_{в.з.}$ в зависимости от диаметра можно задать в пределах от 0,02 до 0,07. Тогда

$$\delta = \delta_{обм} + D_m \left(\frac{1}{2\alpha} - \frac{1}{2} \right) + k_{в.з.}\delta, \quad (3-21)$$

откуда

$$\delta_{обм} = D_m \left(\bar{\delta} + \frac{1}{2} - \frac{1}{2\alpha} - k_{в.з.}\bar{\delta} \right). \quad (3-22)$$

Проанализируем влияние изменения соотношений между $\delta_{обм}$, δ_k и D_m в зависимости от α на электромагнитную мощность, развиваемую двигателем при условии обеспечения заданной прочности и оптимального немагнитного зазора $\bar{\delta}_{опт}$, и определим соотношения, при которых мощность максимальна.

Учитывая наличие большого немагнитного зазора в беззубцовых машинах, воспользуемся для дальнейших рассуждений условием подобия магнитных систем, для которых имеет место равенство их коэффициентов рассеяния [51].

Условие подобия для системы с постоянными магнитами, выполненными из одного и того же материала и одинаково намагниченных, является сохранение равенства их относительных проводимостей. Это означает, что магниты, рабочий немагнитный зазор, а также немагнитные пространства, через которые замыкаются потоки рассеяния, должны быть геометрически подобными. Применительно к рассматриваемым конструкциям, в которых рабочие проводимости и проводимости рассеяния практически определяются проводимостью немагнитных зазоров, условие подобия выполняется, если $\epsilon = l_m/D_m = \text{const}$ и $\bar{\delta} = \delta/D_m = \text{const}$, где l_m — длина магнита. Ввиду того что при расчете машин параметр ϵ задается, как правило, постоянным, правомерно задать постоянство ϵ и при анализе упрочненной машины с изменяющейся поперечной геометрией, ибо в противном случае упрочнение магнита может привести к изменению конструктивного типа машины («плоская», «нормальная», «удлиненная») [2].

Номинальная мощность, развиваемая БДПТ, определяется выражением [44]

$$P_H = n C_m p N_a I_H \Phi_{раб}, \quad (3-23)$$

где C_m — коэффициент момента, зависящий от типа и выполнения обмотки; I_H — номинальный ток двигателя; N_a — число активных проводников.

Для заданных частоты вращения, коэффициента момента и числа пар полюсов изменение соотношений между $\delta_{обм}$, δ_k и D_m в формуле (3-23) вызывает только изменение произведения $N_a I_H \Phi_{раб}$, сомножители которого выразим через искомые соотношения.

Рабочий поток магнита может быть определен по формуле

$$\Phi_{раб} = \frac{1}{\sigma} B_r \epsilon D_m^2 k_{\Phi} b_{опт} \quad (3-24)$$

Поскольку поиск оптимальных соотношений осуществляется при условии $(\delta_{обм} + \delta_k + \delta_{в.з.})/D_m = \bar{\delta}_{опт}$, значения σ и $b_{опт}$ в формуле (3-24) будут постоянны при $\epsilon = \text{const}$. Тогда

$$\Phi_{раб} = D_m^2 k_{\Phi}, \quad (3-25)$$

где k_{Φ} — коэффициент потока, не зависящий от изменения определяемых соотношений:

$$k_{\Phi} = \frac{1}{\sigma} B_r \epsilon k_{Qm} b_{опт} = k'_{\Phi} \epsilon. \quad (3-26)$$

Таким образом, рабочий поток магнита будет прямо пропорционален квадрату диаметра магнита: $\Phi_{\text{раб}} = D_{\text{м}}^2$.

Произведение $I_{\text{н}} N_{\text{а}}$ можно выразить в виде

$$N_{\text{а}} I_{\text{н}} = S_{\text{обм}} k_{\text{обм}} j_{\text{н}}, \quad (3-27)$$

где $k_{\text{обм}} = k_{\text{з м}} k_{\text{н о}}$ — коэффициент обмотки, не зависящий от изменения определяемых соотношений; $k_{\text{з м}}$ — коэффициент заполнения обмоточного слоя медью, $k_{\text{з м}} = 0,3 \div 0,5$, $k_{\text{н о}}$ — коэффициент использования обмотки, зависящий от типа обмотки; $S_{\text{обм}}$ — площадь поперечного сечения обмоточного слоя на пару полюсов; $j_{\text{н}}$ — номинальная плотность тока.

Площадь поперечного сечения обмоточного слоя на пару полюсов (рис. 3-6, б) определяется выражением

$$S_{\text{обм}} = \left(\frac{D_{\text{м}}}{\alpha} + \delta_{\text{обм}} \right) \frac{\pi \delta_{\text{обм}}}{\rho} \quad (3-28)$$

или с учетом выражения (3-22)

$$S_{\text{обм}} = \frac{D_{\text{м}}^2 \pi}{\rho} \left[\bar{\delta}_{\text{опт}}^2 + \bar{\delta}_{\text{опт}} + \frac{1}{4} - \frac{1}{4\alpha^2} - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}} (2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 1 - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}}) \right]. \quad (3-29)$$

Плотность тока j в общем случае зависит от типа обмотки, частоты вращения и магнитного потока, а следовательно, и от искоемых соотношений. Покажем это, используя соотношения, положенные в основу приведенных ниже расчетных формул.

Номинальная плотность тока определяется выражением

$$j_{\text{н}} = I_{\text{н}} / q_{\text{м}},$$

где $q_{\text{м}}$ — площадь сечения обмоточного провода, определяемая через параметры машины в виде

$$q_{\text{м}} = \rho_{\text{м}} N_{\text{а}} l_{\text{ср}} / R, \quad (3-30)$$

где $\rho_{\text{м}}$ — удельное электрическое сопротивление меди; $l_{\text{ср}}$ — средняя длина проводника обмотки; R — активное сопротивление работающих секций обмотки.

Активное сопротивление секций можно выразить как

$$R = \frac{U - \Delta U}{I_{\text{н}} \kappa}, \quad (3-31)$$

где U — напряжение питания; ΔU — падение напряжения в силовых цепях коммутатора; $\kappa = I_{\text{н}} / I_{\text{н}}$ — кратность пускового и номинального тока, характеризующая требуемый уровень КПД (η)

Выразим номинальный ток через номинальную мощность:

$$I_{\text{н}} = \frac{P_{\text{н}}}{(U - \Delta U) \eta}. \quad (3-32)$$

С учетом выражений (3-30) — (3-32)

$$j_{\text{н}} = \frac{U - \Delta U}{\rho_{\text{м}} N_{\text{а}} l_{\text{ср}} \eta}. \quad (3-33)$$

Учитывая, что

$$N_{\text{а}} = \frac{P_{\text{н}}}{nC_{\text{м}} \Phi_{\text{раб}} I_{\text{н}}}, \quad (3-34)$$

подставим сюда $I_{\text{н}}$ из формулы (3-32), и тогда выражение (3-33) примет вид

$$j_{\text{н}} = \frac{n C_{\text{м}} \Phi_{\text{раб}}}{\rho_{\text{м}} l_{\text{ср}} \eta^2}. \quad (3-35)$$

Выразив среднюю длину проводника через параметры машины как

$$l_{\text{ср}} = D_m \left(\varepsilon + \frac{\pi k_d k_y}{\alpha p} \right) \quad (3-36)$$

(k_d — коэффициент, учитывающий наличие лобовых частей; k_y — коэффициент укорочения обмотки) и учитывая формулу (3-25), получим

$$j_n = \frac{n C_m D_m k_\Phi}{\eta^2 \rho_m \left(\varepsilon + \frac{\pi k_d k_y}{p \alpha} \right)}. \quad (3-37)$$

Из этого уравнения следует, что при заданных КПД, частоте вращения, k_Φ и C_m плотность тока связана с искомыми переменными соотношением

$$j = \frac{D_m}{\varepsilon + \pi k_d k_y / (p \alpha)} \quad (3-38)$$

Подставив в формулу для мощности (3-23) выражения для ее составляющих (3-24)–(3-26), (3-38) и (3-37), получим

$$P = k_p D_m^5 \left[\bar{\delta}_{\text{опт}}^2 + \bar{\delta}_{\text{опт}} + \frac{1}{4} - \frac{1}{4\alpha^2} - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}} (2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 1 - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}}) \right] \frac{1}{\varepsilon + \pi k_d k_y / \alpha p}, \quad (3-39)$$

где k_p — коэффициент, не зависящий от изменения соотношений между $\delta_{\text{обм}}$, δ_k и D_m ,

$$k_p = n^2 k_\Phi^2 \frac{\pi C_m^2 k_{\text{обм}}}{\eta^2 \rho_m}. \quad (3-40)$$

Выразим мощность в относительной форме, приняв за базовое значение мощность при $\alpha = 1$, т. е. при неупрочненном магните:

$$p_y = \frac{P_{(\alpha=\text{var})}}{P_{(\alpha=1)}} = \frac{D_m^5(\alpha=\text{var})}{D_m^5(\alpha=1)} A,$$

где

$$A = \frac{\left[\bar{\delta}_{\text{опт}}^2 + \bar{\delta}_{\text{опт}} + \frac{1}{4} - \frac{1}{4\alpha^2} + k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}} (2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 1 - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}}) \right] (\varepsilon p + \pi k_d k_y)}{\left[\bar{\delta}_{\text{опт}}^2 - \bar{\delta}_{\text{опт}} - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}} (2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 1 - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}}) \right] \left(\varepsilon p + \frac{1}{\alpha} \pi k_d k_y \right)},$$

тогда с учетом формулы (3-4)

$$p_y = \alpha^5 k_2^3 \left[\frac{\sigma_{\text{д.м}} (1 + \alpha^2) + \sigma_{\text{д.к}} (1 - \alpha^2)}{k_2 \alpha^2 (1 + \alpha^2) + k_1 (1 - \alpha^2)} \right]^3 A. \quad (3-41)$$

Полученная формула связывает относительные значения электромагнитной мощности двигателя с упрочненным магнитом ротора в зависимости от α . С помощью α определяются также конструктивные параметры двигателя $\delta_{\text{обм}}$, δ_k , D_m и $\delta_{\text{в.з}}$ исходя из условий обеспечения заданной прочности и оптимального использования магнита [2, 44].

Построим зависимости $p_y = f(\alpha)$ для различных конструкций ротора и комбинаций материалов магнита, материалов упрочняющего кольца и проанализируем эти зависимости.

Поскольку значения $\bar{\delta}_{\text{опт}}$ при использовании наиболее высококоэрцитивных магнитотвердых материалов не превышают 0,35–0,45, то при $\alpha < 0,7 \div 0,6 \bar{\delta}_{\text{опт}} \approx \bar{\delta}_k$, т. е. $\bar{\delta}_{\text{обм}} \rightarrow 0$, а также $p_y \rightarrow 0$. Учитывая это, зададимся значениями α , лежащими в пределах от 0,7 до 1,0, а также значениями ε , p , k_d и k_y . Наиболее распространенный для высокоскоростных БДПТ вариант имеет место

при $p = 1$; $k_1 = 1,3$; $k_y = 1$. Коэффициент k_{α} примем равным 0,05. Тогда сомножитель A в формуле (3-41) переписывается в виде $\frac{\varepsilon + 4}{\varepsilon + 4/\alpha}$. При изменении ε от 1 до 2 (наиболее распространенный случай) значения этого сомножителя для предельного $\alpha = 0,7$ изменяются не более чем на 5 %. Это позволяет для оценочных расчетов с достаточной степенью точности указанный сомножитель представить в виде $\frac{\alpha}{0,2\alpha + 0,8}$ и тем самым упростить формулу (3-41).

Для сравнительной оценки двигателей со сплошным магнитом и магнитом с отверстием, существенно отличающихся друг от друга по прочности, в качестве оценочного параметра используем выражение для относительной мощности упрочненных конструкций

$$p'_y = p_{\alpha=\text{var}}^c / p_{\alpha=\text{var}}^o$$

где индексы «с» и «о» означают магнит сплошной и с отверстием.

Развернутое выражение для p'_y можно получить с помощью формулы (3-41), подставив в ее числитель определенные для сплошного магнита k_2^c , $\delta_{\text{опт}}^c$, а в знаменатель — для магнита с отверстием (k_2^o , $\delta_{\text{опт}}^o$):

$$p'_y = \left\{ \frac{\alpha^6 (k_2^o)^3 [\sigma_{\text{д. м}} (1 + \alpha^2) + \sigma_{\text{д. к}} (1 - \alpha^2)]}{[k_2^c \alpha^2 (1 + \alpha^2) + k_1 (1 + \alpha^2)]^3 \sigma_{\text{д. м}}^3} \right\} \times \\ \times \frac{[(\delta_{\text{опт}}^c)^2 + \delta_{\text{опт}}^c + \frac{1}{4} - \frac{1}{4\alpha^2} - k_{\text{в. з}} \delta_{\text{опт}}^c (2\delta_{\text{опт}}^c + 1 - k_{\text{в. з}} \delta_{\text{опт}}^c)]}{[(\delta_{\text{опт}}^o)^2 + \delta_{\text{опт}}^o - k_{\text{в. з}} \delta_{\text{опт}}^o (2\delta_{\text{опт}}^o + 1 - k_{\text{в. з}} \delta_{\text{опт}}^o)] (0,2\alpha + 0,8)}. \quad (3-42)$$

На рис. 3-7 представлены зависимости $p_y = f(\alpha)$ двигателя со сплошным магнитом, выполненным из материала КС37А, и упрочняющим кольцом из титана ($p_{y(\tau)}$) и из стали ($p_{y(c)}$). Кроме того, представлены зависимости $\Phi' = \Phi_{\alpha=\text{var}} / \Phi_{\alpha=1}$, $S'_{\text{обм}} = S_{\text{обм}(\alpha=\text{var})} / S_{\text{обм}(\alpha=1)}$, $j' = j_{\alpha=\text{var}} / j_{\alpha=1}$, а также $D'_m = D_{m(\alpha=\text{var})} / D_{m(\alpha=1)}$. При этом для материала магнита приняты характеристики, данные в предыдущем параграфе, для которых в диапазоне изменения ε от 1 до $2\delta_{\text{опт}} \approx 0,27$. (О характеристике $p_{y(c)m}$ — для стального кольца с переменным магнитом сопротивлением см. ниже).

Из рисунка следует, что кривая $p_{y(\tau)}$ имеет максимум в диапазоне изменения α от 0,8 до 0,825, максимумы кривых Φ' и j' лежат в области $\alpha \approx 0,7 \div 0,75$, а кривой S' — при $\alpha = 0,85$. Максимальное значение $p_{y(\tau)}$ составляет 10,3, что свидетельствует о высокой эффективности упрочнения магнита. В области больших значений $\alpha = 0,95 \div 1$ рост составляющих потока и площади сечения обмотки примерно одинаков, далее, при уменьшении α , основной прирост мощности достигается за счет увеличения составляющей потока.

Применение стального кольца менее эффективно: максимальное значение $p_{y(c)} = 2,7$ (при $\alpha = 0,86$). Смещение максимума кривой $p_{y(c)}$ вправо в сравнении с кривой $p_{y(\tau)}$ объясняется более высокой плотностью стального кольца в сравнении с титановым.

Областью рабочих значений α следует считать значения, лежащие справа от α , соответствующего максимуму, поскольку при значениях α , лежащих слева, идентичная мощность обеспечивается ценой значительного увеличения объема магнита и машины в целом.

Аналогичные кривые, снятые при использовании сплошного двухполюсного магнита из феррита бария 22БА220, приведены на рис. 3-8. При этом приняты следующие параметры магнита: $B_r = 0,3$ Тл, $H_c = 300$ кА/м, $\text{tg } \beta = 1$, обеспечивающие $\delta_{\text{опт}} = 0,274$. В сравнении с кривыми на рис. 3-7 значения p_y для тех же α в данном случае существенно выше, что объясняется в основном меньшей плотностью магнита, а также меньшим значением базового диаметра $D_{m(\alpha=1)}$ магнита с отверстием (см. рис. 3-4).

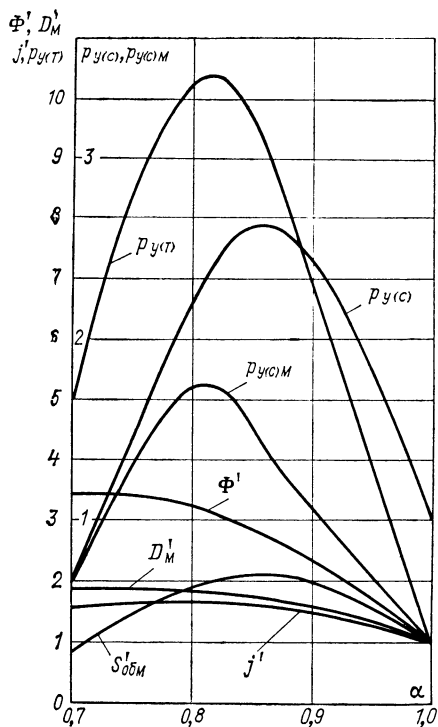


Рис. 3-7. Зависимость относительной электромагнитной мощности двигателя и ее составляющих от α для сплошного магнита марки КС37А с упрочняющим кольцом при $\varepsilon = \text{const}$, $k_{\Sigma, \Pi} = 2$

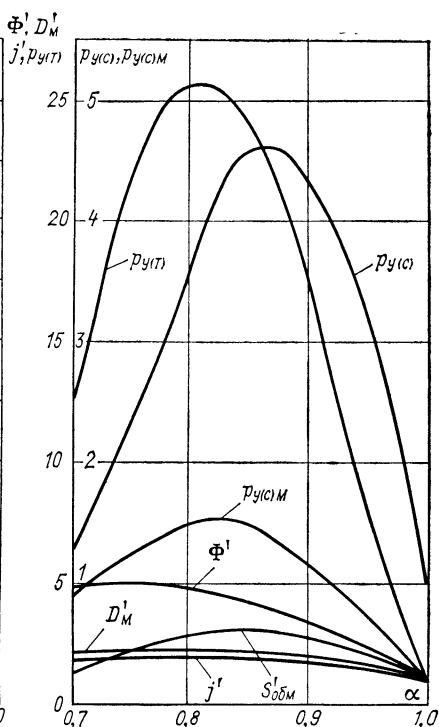


Рис. 3-8. Зависимость относительной электромагнитной мощности двигателя и ее составляющих от α для сплошного магнита марки 22БА220 с упрочняющим кольцом при $\varepsilon = \text{const}$, $k_{\Sigma, \Pi} = 2$

На рис. 3-9 в полулогарифмических координатах приведены зависимости $p_y = f(\alpha)$ для магнитов с отверстием, выполненных из материала КС37А (кривые 1) и феррита бария 22БА220 (кривые 2). При этом в расчете принята следующая геометрия магнита и коэффициент рассеяния: отношение $d_m/D_m = 0,3$, чему соответствует $\tau_n = 0,5$; $\sigma = 1,3$. Принятые параметры обеспечивают следующие значения $\bar{d}_{\text{опт}}$: для КС37А — 0,224; для 22БА220 — 0,244. Сплошными линиями представлены кривые для двигателей с применением титанового упрочняющего кольца, штриховыми — стального и штрихпунктирными — с применением углепластикового упрочняющего волокна. Там же приведены кривые 1' и 2' для сплошных магнитов из этих же магнитотвердых материалов — с титановым (сплошные) и стальным (штриховые) упрочняющим кольцом.

Кривые для магнитов с отверстием по характеру примерно те же, что и для сплошных магнитов из того же материала, но максимальные значения у первых существенно больше (примерно в 1,5 раза), что объясняется меньшей базовой мощностью ввиду малого по условию прочности диаметра магнита. Наибольшие значения p_y достигаются при использовании для упрочнения ротора углепластика — легкого и прочного материала, что позволяет увеличить мощность двигателя (при постоянстве частоты вращения) более чем в 200 раз. Ввиду того что углепластик значительно легче феррита, максимум p_y достигается при $\alpha = 0,76$.

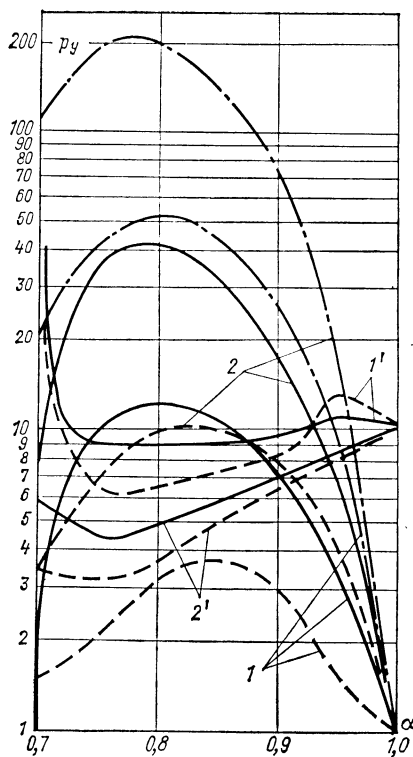


Рис. 3-9. Зависимость относительной электромагнитной мощности двигателя от α для магнитов с упрочняющим кольцом при $\epsilon = \text{const}$, $k_{\Sigma, n} = 2$

Из анализа кривых следует, что при сплошном магните можно в 10 раз увеличить p_y даже при $\alpha \rightarrow 1$. Это бесспорное свидетельство в пользу сплошных магнитов, переход на которые при упрочнении даже стальным кольцом дает существенное увеличение p_y . Кривые для сплошного магнита имеют достаточно сложный характер, что объясняется различием α , при которых имеют место максимумы кривых для магнитов с отверстием (для них значение α меньше, чем для сплошных).

Рассмотренные зависимости касаются конструкции ротора с полностью немагнитным упрочняющим кольцом. Представляет интерес сопоставить полученные данные с данными о роторе, упрочненном кольцом с переменным магнитным сопротивлением. Достоинство этой конструкции заключается в увеличении площади обмоточного слоя, а недостатки — в сложности изготовления упрочняющего кольца с переменным магнитным сопротивлением и, как следствие этого, в его невысокой прочности [3].

Толщина обмоточного слоя в конструкции с таким кольцом определяется из уравнения (3-21) в виде

$$\delta_{\text{обм. м}} = D_m \bar{\delta} (1 - k_{\text{в. з}}).$$

Площадь обмоточного слоя

$$S_{\text{обм. м}} = \frac{\pi D_m^2}{\rho} \left[\frac{1}{\alpha} \bar{\delta}_{\text{опт}} (1 - k_{\text{в. з}}) + \bar{\delta}_{\text{опт}}^2 (1 - k_{\text{в. з}})^2 \right]. \quad (3-43)$$

Аналогично выражению (3-41) относительную мощность получим в виде

$$p_{y, \text{ м}} = \alpha^5 k_2^3 \left[\frac{\sigma_{\text{д. м}} (1 + \alpha^2) + \sigma_{\text{д. к}} (1 - \alpha^2)}{k_2 \alpha^2 (1 + \alpha^2) + k_1 (1 - \alpha^2)} \right]^3 \times \\ \times \frac{\left[\frac{1}{\alpha} \bar{\delta}_{\text{опт}} (1 - k_{\text{в. з}}) + \bar{\delta}_{\text{опт}}^2 (1 - k_{\text{в. з}})^2 \right] (\epsilon \rho + \pi k_{\text{д. к}} k_y)}{\sigma_{\text{д. м}}^3 \left[\bar{\delta}_{\text{опт}} (1 - k_{\text{в. з}}) + \bar{\delta}_{\text{опт}}^2 (1 - k_{\text{в. з}})^2 \right] \left(\epsilon \rho + \frac{1}{2} \pi k_{\text{д. к}} k_y \right)}. \quad (3-44)$$

Зависимость $p_{y(\text{с. м})} = f(\alpha)$ для сплошного магнита из материала КС37А, упрочненного стальным кольцом с переменным магнитным сопротивлением, приведена на рис. 3-7; на рис. 3-8 дана аналогичная кривая для магнита из материала 22БА220. Поскольку толщина обмоточного слоя двигателя существенно возросла в сравнении с вариантом упрочнения немагнитным кольцом, относительная мощность двигателя также увеличилась. Переход на стальное кольцо с переменным магнитным сопротивлением приводит к увеличению максимальной относительной мощности в 1,5 раза для двигателя с ферритовым магнитом и в 2 раза — для

двигателя с магнитом на основе редкоземельных металлов. При этом максимум мощности сдвигается в область меньших значений параметра α . Так, максимумы кривых $P_{Y(c)}$ и $P_{Y(c)M}$ достигаются при $\alpha = 0,87$ и $\alpha = 0,82$ соответственно. Максимумы кривых для титана лежат в области параметров $\alpha = 0,85$ и $\alpha = 0,81$ соответственно. В сравнении с вариантами упрочнения титановым кольцом максимальная относительная мощность двигателя, упрочненного стальным кольцом с переменным магнитным сопротивлением, меньше примерно в 2—3 раза, что объясняется более высокой (в 1,6—1,8 раза) прочностью титанового кольца.

3-5. ЖЕСТКОСТЬ РОТОРА

Одним из требований, которое необходимо учитывать при проектировании высокоскоростных БДПТ, является обеспечение заданной жесткости ротора. Критерием выполнения этого требования является превышение первой критической частотой вращения ротора максимальной рабочей частоты вращения двигателя [50].

Жесткость ротора зависит от большого числа факторов. Основными из них являются: соотношение конструктивных параметров, материал ротора, характер нагрузки на валу и другие, в силу чего точный расчет критической частоты вращения представляет собой весьма сложную задачу, решение которой возможно только после определения всех конструктивных параметров ротора. Обычно в процессе проектирования используются приближенные методы расчета критической частоты вращения, значение которой в дальнейшем уточняется. В ряде случаев при проектировании двигателя целесообразно в первую очередь изготовить ротор и определить точное значение его критической частоты вращения. В этом отношении более просты в изготовлении и достаточно эффективны имитаторы ротора — его упрощенные конструкции, жесткость которых одинакова или соизмерима с жесткостью ротора. Были изготовлены два имитатора конструкции, приведенной на рис. 3-1, д. В одном из имитаторов постоянный магнит был заменен стальным цилиндром. Второй имитатор был выполнен в виде сплошной болванки с конфигурацией, повторяющей конфигурацию ротора. Испытания показали, что критические частоты вращения ротора двигателя и первого имитатора почти совпадают. Сопоставление критических частот вращения второго имитатора и ротора свидетельствует о том, что критическая частота вращения ротора на 15—20 % меньше критической частоты вращения имитатора. Учитывая это соотношение, при выполнении приближенных расчетов роторов можно воспользоваться методикой для расчета сплошного ротора [50] (рис. 3-10), согласно которой первая критическая частота вращения ротора определяется по формуле

$$n = \frac{60}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{\beta_{ж} m_{пр}}}, \quad (3-45)$$

где $\beta_{ж}$ — коэффициент жесткости,

$$\beta_{ж} = \frac{l_0}{EJ} \left\{ \left(\frac{l_1}{l_0} \right)^3 + \left(\frac{d_B}{D_p} \right)^4 \left[\frac{1}{8} - \left(\frac{l_1}{l_0} \right)^3 \right] \right\};$$

$m_{пр}$ — приведенная масса, $m_{пр} = m_1 + m_2/2$; m_1 — масса цилиндрической части ротора,

$$m_1 = \frac{\pi (D_p^2 - d_B^2)}{4} (l_0 - 2l_1) \frac{\gamma}{g};$$

m_2 — масса вала

$$m_2 = \frac{\pi d_B^2}{4} l_0 \frac{\gamma}{g};$$

J — момент инерции сечения вала, $J = \pi d_B^4/64$.

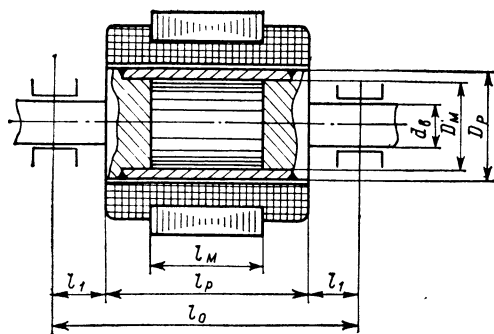


Рис. 3-10. К расчету критической скорости ротора

Представляет интерес оценка влияния параметра $\epsilon = l_m/D_m$ на жесткость ротора. Выразим необходимые для расчета величины через ряд коэффициентов, характеризующих такие геометрические соотношения между отдельными узлами двигателя, при которых может быть определена критическая частота вращения ротора. Задаваясь различными значениями коэффициентов в зависимости от требований, предъявляемых к конструкции двигателя, можно построить кривые, характеризующие жесткость ротора при различных значениях параметров D_m и ϵ .

Представим l_p в виде

$$l_p = l_m + l_d = D_m (\epsilon + k_d/\alpha), \quad (3-46)$$

где l_d — вылет лобовых частей; k_d — коэффициент, учитывающий вылет лобовых частей.

Выразим l_1 в виде

$$l_1 = d_s k_l, \quad (3-47)$$

где k_l — коэффициент, характеризующий тип опор двигателя.

Так, при использовании газовых опор, у которых длина шипа примерно соответствует диаметру, можно принять $k_l = 1,2 \div 1,3$.

Обозначим коэффициент $k_s = d_s/D_p$. Тогда

$$l_1 = k_s D_p k_l. \quad (3-48)$$

В качестве примера определим зависимости критической частоты вращения ротора от параметра ϵ , приняв следующие значения коэффициентов: $k_d = 1,25$; $k_l = 1,2$; $k_s = 0,4$ (рис. 3-11). Область 1 характеризует указанную зависимость для $D_m = 1 \cdot 10^{-2}$ м при изменении α от 0,8 до 1. Области 2, 3, 4 характеризуют зависимость соответственно для диаметров $2 \cdot 10^{-2}$, $3 \cdot 10^{-2}$ и $4 \cdot 10^{-2}$ м.

Достоинством рассмотренной схемы расчета является то, что принятые коэффициенты характеризуют конструкцию только вспомогательных узлов двигателя, а не активных частей, поэтому достаточно точно могут быть заданы заранее, и для них могут быть построены кривые, аналогичные кривым на рис. 3-11. Исходя из полученных зависимостей в первом приближении можно задаваться значениями ϵ при расчете электромагнитных параметров двигателя.

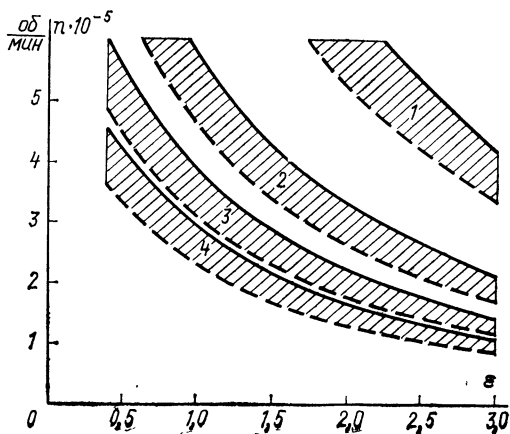


Рис. 3-11. Зависимость критической частоты вращения ротора от ϵ при $\alpha = 0,8$ (—) и $\alpha = 1,0$ (---)

3-6. РАСЧЕТ ДВИГАТЕЛЯ ПО ЗАДАННОМУ КОЭФФИЦИЕНТУ ЗАПАСА ПРОЧНОСТИ

Расчет БДПТ охватывает комплекс задач, связанных с выбором типа обмотки, определением геометрии машины, ее электромагнитных параметров и характеристик, построением схемы коммутатора и др. [19, 44]. Каждая из известных методик расчета в той или иной мере может быть использована при расчете высокоскоростных БДПТ. Вместе с тем в методиках не учтены прочностные характеристики ротора, магнит которого в первую очередь подвержен разрушению при высоких частотах вращения, отсутствуют зависимости, связывающие прочностные и электромагнитные параметры при наличии на роторе немагнитного кольца. Все приводит к раздельному определению прочностных и электромагнитных параметров двигателя, что затрудняет поиск оптимальных решений и снижает эффективность методик расчета.

Найденные ранее зависимости позволяют определить геометрию поперечного сечения активных частей машины исходя из условий обеспечения заданной прочности ротора и оптимального использования магнита, сопоставить и оценить возможности той или иной конструкции при использовании различных упрочняющих материалов. Это дает возможность на начальных этапах расчета обосновать и выбрать конструкцию ротора, материалы магнита и упрочняющего кольца, полностью определить поперечную геометрию ротора и в первом приближении — геометрию активных частей машины, уточняемую на дальнейших стадиях расчета, и лимитировать при этом ряд параметров исходя из условия обеспечения требуемой прочности ротора. При этом связанные с лимитированными параметрами получаются близкими к оптимальным, что позволяет уточнить их по мере нахождения остальных параметров машины и привести к оптимальным, не изменяя параметров, ограниченных по условию прочности.

К числу лимитированных параметров относятся D_m и δ_k , к числу определяемых в первом приближении близкими к оптимальным — $\delta_{сбм}$, ε и σ .

Приведем основные этапы расчета, используя наиболее распространенный вариант — расчет по заданным мощности и частоте вращения [2, 44]. При такой постановке задачи предполагаются, как правило, заданными напряжение питания, мощность, частота вращения и ориентировочный КПД. Кроме того, выбираются тип обмотки и тип коммутатора, полнота и материал магнита.

Последовательность нахождения других параметров следующая:

1. Определяем ориентировочный объем магнита (практически каждый расчет БДПТ начинается с этого) [44]

$$V \approx \frac{\sigma k_p n_r k_{разм} a_p}{C_m n_n B_r H_c b h},$$

где $k_{разм}$ — коэффициент, учитывающий размагничивающее действие реакции якоря, зависящий от типа обмотки; b и h — относительные индукция и напряженность поля; $a_p = 1 + n_p/n_{н. х. х}$ — коэффициент реверса; n_p — частота вращения, при которой осуществляется реверсирование двигателя; $n_{н. х. х}$ — частота вращения идеального холостого хода.

2. По формуле (3-4) рассчитываем максимальный диаметр неупрочненного магнита $D_{m \max}$ исходя из требуемого коэффициента запаса прочности.

3. По известному объему магнита и $D_{m \max}$ определяется параметр ε . Если ε лежит в допустимых пределах, то упрочнять магнит нет необходимости и дальнейший расчет двигателя производится в соответствии с принятой методикой расчета БДПТ. Если значение параметра ε не обеспечивает требуемой критической частоты вращения, либо велико по конструктивным соображениям, необходимо перейти на упрочненную конструкцию ротора.

4. По формулам (3-45) — (3-48) и кривым на рис. 3-11 ориентировочное значение параметра ε , обеспечивающее работу ротора в зоне докритических частот вращения, либо задаем его значение, руководствуясь конструктивными соображениями.

5. Пользуясь кривыми на рис. 3-5, находим коэффициент рассеяния магнитной системы σ . Это можно сделать и аналитически, используя для этого различные методики [18, 47, 51].

6. По формулам (3-26) и (3-37) находим составляющие коэффициента k_p , а затем по формуле (3-40) — значение самого коэффициента k_p .

7. По формуле (3-15) для сборной конструкции магнита и магнита с отверстием и по формуле (3-17) для сплошной двухполюсной конструкции определяем $\bar{\delta}_{\text{опт}}$.

8. Находим базовое значение мощности $P_{\alpha=1}$ в виде

$$P_{(\alpha=1)} = k_p D_{\text{м}(\alpha=1)}^5 [\bar{\delta}_{\text{опт}}^2 + \bar{\delta}_{\text{опт}} - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}} (2\bar{\delta}_{\text{опт}} + 1 - k_{\text{в.з}} \bar{\delta}_{\text{опт}})] \frac{1}{\varepsilon + \pi k_{\text{д}} k_{\text{у}} \rho},$$

где $D_{\text{м}(\alpha=1)}$ берется из п. 2.

9. Определяем кратность номинальной заданной и базовой мощности: $b_p = P_{\text{н}}/P_{\alpha=1}$.

10. Приравнивая значения b_p и p_y , с помощью кривых на рис. 3-7—3-9, выбираем конструкцию ротора и материал упрочняющего кольца. Для других приемлемых материалов могут быть построены соответствующие кривые по приведенным ранее формулам. Нетрудно также построить ряд кривых для различных требуемых коэффициентов запаса прочности $k_{\text{з.п}}$.

Рассмотрим наиболее общий случай выбора конструкции и материала упрочняющего кольца с учетом кратности b_p , заданного $k_{\text{з.п}} = 2$. В первом приближении принимаем наиболее дешевый материал магнита (феррит бария) и в традиционном исполнении — с отверстием под вал (рис. 3-1, в). Зададим представляющие наибольший интерес варианты кратности мощности.

Вариант 1 — $b_p = 10$. По кривым 2 и 2' на рис. 3-9 и $p_{y(c)}$ на рис. 3-8 находим возможные решения: а) магнит с отверстием; кольцо стальное; $\alpha = 0,85$; б) магнит с отверстием; кольцо титановое; $\alpha = 0,935$; в) магнит с отверстием; кольцо из углепластика; $\alpha = 0,965$; г) магнит сплошной; кольцо стальное; $\alpha \rightarrow 1$.

Наименее эффективно в данном варианте решение «а», так как при этом имеют место наибольшие диаметр магнита и габариты машины. При сохранении принятой первоначально конструкции некоторые преимущества имеет решение «в». С переходом на сплошную конструкцию магнита (решение «г») появляется возможность использования тонкого стального кольца со значением α , определяемым по конструктивным и технологическим соображениям, увеличивается жесткость ротора, появляется возможность выполнения газовых опор. Исходя из совокупности положительных признаков в данном варианте целесообразно применить решение «г».

Вариант 2 — $b_p = 100$. По кривым на рис. 3-8 и 3-9 находим решения: а) магнит с отверстием; кольцо углепластиковое; $\alpha = 0,875$; б) магнит сплошной; кольцо титановое; $\alpha = 0,912$.

В данном варианте оба решения примерно равноценны, хотя решение «б» обеспечивает большую жесткость.

Вариант 3 — $b_p = 150$. По кривым на рис. 3-9 находим единственное для данного типа магнита решение: магнит с отверстием; кольцо углепластиковое; $\alpha = 0,84$. Если это решение по каким-либо причинам является неприемлемым, необходимо перейти на другой тип магнита.

14. Перейдем на магнит из материала КС37А, для которого коэффициент k_p примерно в 10 раз больше, чем для магнита из феррита бария, а другая составляющая базовой мощности примерно такая же. Учитывая это, получим $b_p \approx 15$. Для нахождения возможных решений с новым материалом магнита необходимо определить $\bar{\delta}_{\text{опт}}$, базовую мощность и b_p , проделав вышеприведенные расчеты.

Проведенное рассмотрение вариантов выбора конструкции ротора показывает, что существует сравнительно большое число примерно равнозначных или существенно отличающихся, подчас довольно неожиданных решений. Это еще раз свидетельствует о трудностях оптимального проектирования высокоскоростных БДПТ при раздельном решении задач по определению прочностных и электромагнитных параметров машины.

По найденным с помощью кривых на рис. 3-7—3-9 значениям определяем поперечную геометрию машины.

15. По формуле (3-4) определяем диаметр магнита $D_{\text{м}}$.

16. Определяем немагнитный зазор в виде $\delta = \bar{\delta}_{\text{опт}} D_{\text{м}}$.

17. Определяем толщину упрочняющего кольца $\delta_k = D_m(1 - \alpha)/(2\alpha)$.

18. Определяем воздушный зазор $\delta_{вз} = k_{вз}\delta$.

19. Определяем толщину обмоточного слоя $\delta_{обм} = \delta - \delta_k - \delta_{вз}$.

20. По известным D_m , δ и заданному ϵ производим уточненный расчет σ и $b_{опт}$. При незначительном расхождении уточненных и определенных в первом приближении значений σ и $b_{опт}$ определяем $\bar{\delta}_{опт}$ и расхождение в уточненном и определенном первоначально $\delta_{опт}$ исключаем за счет корректировки $\delta_{обм}$. Если расхождение существенно, задаемся новыми уточненными значениями σ и $b_{опт}$ и повторяем расчеты, добиваясь приемлемой близости уточненных и приближенных значений.

21. Определяем по формуле (3-39) мощность двигателя, и путем изменения ϵ (это изменение при условии хорошего совпадения параметров, определяемых в п. 20, будет весьма незначительным), уточняем его значение, соответствующее совпадению заданной и полученной мощностей.

22. По формулам (3-24), (3-30)—(3-37) определяем $\Phi_{раб}$, I_n , N_a , R и $l_{ср}$.

23. Определяем остальные параметры и характеристики двигателя [44].

24. Осуществляем уточненный расчет критической частоты вращения ротора.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

КОММУТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ

4-1. СТРУКТУРА КОММУТИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Характеристики коммутирующего устройства, в состав которого входят датчик положения ротора и полупроводниковый коммутатор, оказывают самое непосредственное влияние на качество двигателя: как на его регулировочные свойства, так и на эксплуатационные параметры (КПД, надежность, уровень шумов, вибраций и радиопомех).

В отличие от коммутирующих устройств бесконтактных двигателей, предназначенных, например, для силового или вентиляторного привода, аналогичные устройства управляемых БДПТ должны не только подключать секции обмотки в определенной последовательности к источнику питания, но и делать возможной организацию разнообразных алгоритмов управления частотой вращения, обеспечивать наилучшее использование машины по быстродействию, наибольшую равномерность вращения и т. д. Это обуславливает и иной качественный подход к проектированию коммутирующих устройств управляемых БДПТ. В первом случае наиболее важным с позиции потребителя свойством двигателя является его простота (минимальное число элементов) и низкая стоимость.

Удовлетворение требований, характерных для управляемого двигателя, таких, как наилучшее использование машины по быстродействию, наибольшая равномерность вращения в широком диапазоне регулирования, возможность реализации различных алгоритмов управления модулем и знаком скорости и др., невозможно без усложнения функциональной и принципиальной схем двига-

теля, применения новейших достижений в области электронной техники, материаловедения и конструирования.

Обобщенная структурная схема коммутирующего устройства управляемого БДПТ содержит датчики положения, скорости и тока, выходы которых через согласующие устройства связаны со входами функционального преобразователя, управляющего через усилители мощности силовыми ключами инвертора. В упрощенных вариантах схемы датчики скорости и тока могут отсутствовать.

Функциональный преобразователь представляет собой логическое или арифметико-логическое устройство (АЛУ), служащее для логической или цифровой обработки информации с датчиков обратной связи и задающего воздействия, а также для рациональной организации управления силовыми ключами инвертора.

Часть коммутирующего устройства без датчиков обратной связи принято называть коммутатором. Конструктивно коммутатор и датчик положения ротора могут быть объединены в единый блок, совмещенный с электрической машиной, однако чаще коммутатор вынесен за пределы машины и связан с ней посредством жгута.

В последние годы в области проектирования БДПТ, как и во всех областях полупроводниковой автоматики, наметилась тенденция к микроминиатюризации элементов и устройств. Пока это достигается, как правило, применением серийных интегральных схем. Но уже известны и попытки создания специализированных микросхем [54], представляющих собой либо функциональные преобразователи коммутаторов БДПТ, либо целиком коммутирующие устройства.

4-2. ДАТЧИКИ ПОЛОЖЕНИЯ РОТОРА

Из датчиков обратной связи особо должен быть выделен датчик положения ротора, так как лишь он является элементом, наличие которого необходимо в БДПТ независимо от варианта структурной схемы последнего. Датчик положения служит для определения относительного положения магнитной оси ротора и эквивалентной магнитной оси статора и выдачи соответствующих команд для управления схемой коммутатора.

Наибольшее распространение в настоящее время получили четыре разновидности датчиков положения ротора: индуктивные — дроссели или трансформаторы насыщения, выполненные на малогабаритных ферритовых сердечниках, гальваномагнитные — датчики Холла и магнитодиоды, фотоэлектрические датчики и, наконец, датчики синусоидальных напряжений — вращающиеся трансформаторы, микросины и т. п.

Датчик положения ротора с индуктивными чувствительными элементами (рис. 4-1) обеспечивает выдачу сигналов управления силовыми ключами и тахометрического сигнала, частота которого пропорциональна частоте вращения двигателя. Особенность конструкции состоит в том, что частота тахометрического сигнала существенно превосходит частоту срабатывания силовых ключей. Магнитный поток в датчике создается аксиально намагниченным

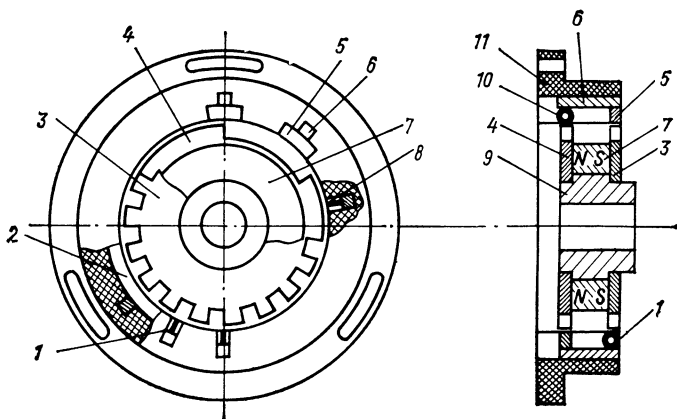


Рис. 4-1. Индуктивный датчик положения ротора

кольцевым постоянным магнитом 7, закрепленным на немагнитной втулке 9 ротора. Коммутация магнитного потока осуществляется зубчатыми дискообразными магнитопроводами 3 и 4, прилегающими к полюсам постоянного магнита. Магнитопровод 4 имеет число зубцов, соответствующее числу пар полюсов двигателя. Чувствительные элементы 10, по сигналам которых осуществляется переключение силовых ключей, располагаются в немагнитной обойме 11 в зоне прохождения зубцов магнитопровода 4. В датчике для шестиполюсного двигателя они расположены со сдвигом относительно друг друга на угол $120^\circ/p$.

Число зубцов магнитопровода 3 стремятся по возможности увеличить. Максимальное их число определяется межзубцовым расстоянием, при котором уменьшение магнитного потока через чувствительный элемент 1 уже недостаточно и не обеспечивает срабатывание последнего. Если в качестве чувствительных элементов используются дроссели насыщения, то ширина межзубцового промежутка должна в 2—3 раза превосходить толщину магнитопровода чувствительного элемента. Для увеличения числа импульсов, снимаемых в пределах одного оборота, увеличивают число чувствительных элементов 1, располагая их со сдвигом относительно друг друга, причем угол сдвига отличается от целого числа зубцовых делений на значение, равное отношению зубцового деления к числу элементов. Сигналы с чувствительных элементов поступают на логическую схему, обеспечивающую увеличение частоты в сравнении с частотой срабатывания отдельного чувствительного элемента пропорционально числу элементов. Описываемый датчик содержит три чувствительных элемента и, следовательно, выдает 54 импульса в пределах одного оборота ротора.

Поток к чувствительным элементам 8 и 1 подводится неподвижными магнитопроводами 2 и 5 (угловые размеры которых должны превосходить размеры межзубцовых впадин магнитопроводящих дисков 3 и 4 соответственно) и полюсными наконечниками 6.

Наличие сигнала обратной связи по частоте вращения, снимаемого с описанного датчика, позволяет регулировать скорость двигателя без применения тахогенератора.

Чувствительные элементы ДПР питаются прямоугольным напряжением повышенной частоты, получаемым с выхода источника вторичного электропитания. Индуктивные датчики имеют малые габариты, большую кратность выходных сигналов, высокую надежность и отличаются широким температурным диапазоном и радиационной стойкостью. В то же время они имеют и ряд недостатков, наиболее существенные из которых — возможность возникновения «дребезга» во входных устройствах коммутатора при низкой крутизне нарастания магнитного потока датчика во время поворота ротора, а также значительный уровень электромагнитных помех.

Не создают помех датчики, работающие на постоянном токе, в том числе датчики Холла, магнито- и фотодиоды.

К достоинствам датчиков Холла относится чувствительность к направлению магнитного поля. Это позволяет размещать их непосредственно в рабочем зазоре машины и убрать с вала двигателя якорь ДПР, что благоприятно сказывается на быстродействии. В то же время при такой конструкции невозможно добиться достаточной крутизны фронта сигнала с датчика. Это затрудняет симметрирование выходных напряжений коммутатора, необходимое для получения минимальной неравномерности момента (причем неидентичность температурных характеристик отдельных чувствительных элементов делает точную настройку весьма сложной). При возбуждении же специальным якорем, обеспечивающим сравнительно крутой фронт сигнала, датчики Холла теряют преимущества перед магнитодиодами и применение их (учитывая высокую стоимость) становится нецелесообразным.

Магнитодиоды нашли широкое применение при проектировании БДПТ. Они просты и надежны, имеют малые габариты. Кратность выходного напряжения может быть достаточно большой. Магнитодиоды с S-образной вольт-амперной характеристикой дают возможность без использования формирователей получать сигналы с весьма крутыми фронтами. И все же нужно отметить, что несовершенство магнитной системы датчика, «выпучивание» поля на краях сигнальных секторов и неидентичность характеристик отдельных образцов магнитодиодов, так же, как и в случае применения датчиков Холла, затрудняют симметрирование выходных напряжений коммутатора, особенно при малых диаметрах расточки. С этой точки зрения наиболее рационально применение фотодатчиков.

Используются, в основном, две конструкции фотодатчиков, отличающиеся друг от друга типом модулятора излучения: с вращающейся между источником света и фотоприемником фотоширмой и с системой зеркал. И в том и в другом случае точность изготовления сигнальных элементов на роторе может быть достаточно высокой даже при малых его диаметрах. Это обеспечивает практически полную симметрию сигналов с датчика по длительности и позво-

Рис. 4-2. Фотоэлектрический датчик положения ротора

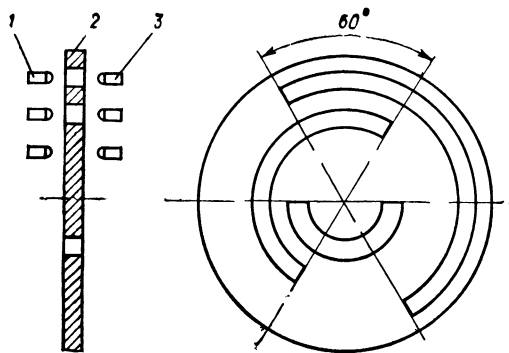
ляет добиться максимальной плавности хода двигателя.

Источниками излучения могут быть лампы накаливания, газоразрядные лампы, полупроводниковые излучатели — светодиоды или инжекционные лазеры. В качестве фотоприемников могут быть использованы фотодиоды, фототранзисторы, фототиристоры и др.

Для передачи излучения от источника к приемнику могут использоваться специальные среды, например волоконные световоды, фотолинзы и др. Среды эти могут быть управляемыми. В этом случае, воздействуя на среду управляющим сигналом, можно менять ее свойства и таким образом управлять двигателем.

Фотодатчик для двигателя с числом пар полюсов $p-1$ (рис. 4-2) содержит три полупроводниковых источника излучения 1, фотоширму 2 и чувствительные элементы — фотоприемники 3. В качестве источников излучения и чувствительных элементов могут быть использованы однотипные серийные светодиоды, например АЛ107. Светодиоды, работающие в режиме чувствительных элементов, подключаются к шине питания в обратном направлении через резистор сопротивлением 1—10 МОм, так что обратный ток их составляет доли микроампера. При этом выход чувствительных элементов желательно нагружать на высокое входное сопротивление последующих усилительных каскадов (например, на затворы полевых транзисторов).

Все излучатели датчика и его чувствительные элементы расположены в одной плоскости, проходящей через ось двигателя с радиальным смещением, а фотоширма имеет три прорези с угловым размером 180° , смещенные относительно друг друга по окружности и по радиусу. Такая компоновка позволяет значительно уменьшить габариты датчика, что особенно заметно в плоских двигателях большого диаметра.



4-3. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Функциональный преобразователь является, как правило, наиболее сложным звеном коммутатора. Он содержит информационно-логическую часть (ИЛЧ), которая по сигналам с датчика положения и цепей управления включает соответствующие силовые транзисторы, и входное устройство, служащее для согласования ДПР с ИЛЧ. Если чувствительные элементы датчика работают на переменном токе, то входное устройство представляет

собой комплект демодуляторов, если же на постоянном, — то комплект буферных каскадов. Замыкают входное устройство формирователи фронта, необходимые в двигателе с широким диапазоном регулирования. Действительно, если отсутствуют формирователи фронта, то в заторможенном состоянии не исключены положения ротора, при которых силовые ключи коммутатора будут работать в активном режиме, рассеивая значительную мощность, что не только повышает требования к установленной мощности ключей, но и снижает их надежность.

Для упрощения конструкции двигателя, особенно при малых диаметрах корпуса, и повышения надежности (за счет уменьшения числа проводов, соединяющих электромеханическую часть с электронной) целесообразно по возможности уменьшать число чувствительных элементов ДПР.

Для получения исчерпывающей информации о шести положениях ротора минимальное число чувствительных элементов должно быть равно трем. В этом случае ИЛЧ можно представить как преобразователь кода, работа которого описывается при амплитудном управлении и в отсутствие реверса следующей системой однотипных булевых функций:

$$a = x\bar{y}; \quad b = y\bar{z}; \quad c = z\bar{x}; \quad d = \bar{x}y; \quad e = \bar{y}z; \quad f = \bar{z}x, \quad (4-1)$$

где x, y, z — сигналы датчика положения; a, b, c, d, e, f — выходные сигналы преобразователя.

Поскольку на каждый из ключей коммутатора по условиям работы должны поступать сигналы длительностью 120° , сдвинутые относительно друг друга на 60° , то реализация системы (4-1) предполагает наличие трех сигналов ДПР длительностью 180° каждый (меандров), сдвинутых относительно друг друга на 120° , и шести логических элементов «Запрет» в коммутаторе.

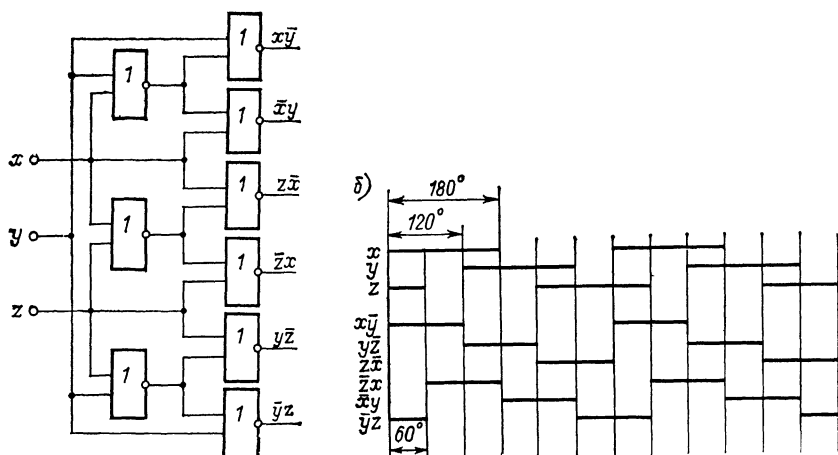
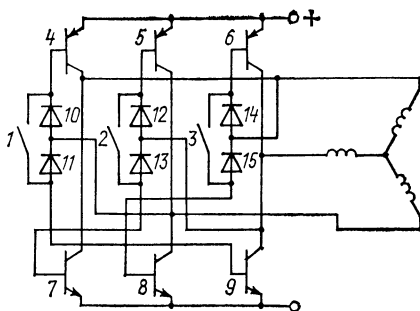


Рис. 4-3. Схема и диаграмма работы функционального преобразователя на логических элементах ИЛИ — НЕ

Рис. 4-4. Коммутатор с совмещенным функциональным преобразователем

Функциональный преобразователь можно выполнять на серийных интегральных микросхемах. Для двигателей малой мощности наиболее приемлемы микросхемы, выполненные по КМОП технологии, с малой потребляемой мощностью, что важно для КПД коммутатора.



Описанное выше устройство с шестью элементами «Запрет» наиболее просто строится на элементах «ИЛИ — НЕ». Минимизированная схема такого устройства (рис. 4-3) содержит 9 элементов ИЛИ — НЕ, занимающих $2\frac{1}{4}$ корпуса серии К561.

В дешевых двигателях бытового назначения при амплитудном управлении с успехом может быть использована схема [5], сочетающая в себе достаточно широкие функциональные возможности и простоту (рис. 4-4). Здесь функции ИЛЧ и силового инвертора совмещены. Анодная и катодная группы ключей коммутатора выполнены на комплементарных транзисторах (транзисторах различного типа проводимости). Между базами транзисторов, принадлежащих различным группам и ветвям моста, включены цепочки диодов, поляризованные в направлении запирания относительно источника питания двигателя. Сигнальные цепи ДПР показаны на рисунке условно, в виде контактов. Реально в данной схеме могут быть использованы любые элементы, изменяющие внутреннее сопротивление при различных положениях ротора, а именно магнитодиоды, фотодиоды и др.

Пусть в некоторый момент времени замкнута сигнальная цепь 1. По ней протекает ток, отпирающий транзисторы 4 и 9. При этом коллекторная цепь транзистора 4 через открытый диод 14 шунтирует базу ключа 6, а коллекторная цепь ключа 9 через открытый диод 13 шунтирует базу ключа 7. При приходе следующего импульса с ДПР, т. е. при замыкании сигнальной цепи 2, ток проходит через коллектор ключа 9, открытый диод 13 и базу ключа 5, отпирая его. При этом коллекторная цепь ключа 5 через открытый диод 10 шунтирует цепь базы ключа 4. Ключ 4 запирается. В результате в данном интервале работают транзисторы 5 и 9.

В следующем интервале размыкается сигнальная цепь 1, что приводит к исчезновению базового тока ключа 9, он запирается, и ток сигнальной цепи 2 протекает уже через базу транзистора 7, отпирая последний. В результате оказываются включенными транзисторы 5 и 7. Аналогично происходит переключение в остальных временных интервалах в пределах оборота ротора.

Большинство двигателей, предназначенных для автоматических систем, должно быть реверсивными. В БДПТ может быть реализовано несколько вариантов, в том числе: управление по двум кана-

лам — правого и левого вращений и создание независимого релейного канала реверса. Второй вариант предпочтительнее, так как при этом наиболее просто осуществляется коррекция характеристик двигателя как элемента системы. Так, например, в следящей системе с БДПТ [12] использование релейного канала реверса позволяет простым включением напряжения смещения на вход модулятора сигнала рассогласования существенно улучшить качество регулирования и отказаться от применения сложных корректирующих устройств.

При использовании датчика положения, выдающего три меандра, сдвинутых относительно друг друга на 120° , реверсирование достигается весьма просто. Достаточно вспомнить, что сдвиг меандра по фазе на 180° соответствует его логическому инвертированию, т. е. реверсор может представлять собой три инвертора, управляемых сигналом реверса. Целесообразно в качестве таких инверторов использовать логические элементы «Эквивалентность» либо «Исключающее ИЛИ», один из входов которых подключен к соответствующему каналу датчика положения, а другой — к цепи управления реверсом.

Для введения импульсного сигнала управления частотой вращения достаточно на входах или выходах реле реверса включить двухвходовые логические элементы ИЛИ — НЕ, объединив по одному из их входов в общую точку и подключив ее к цепи импульсного управления.

Дальнейшее усложнение функционального преобразователя может быть обусловлено необходимостью организации более сложных алгоритмов управления силовыми ключами, в частности для обеспечения динамического торможения в паузе. Как было показано в § 1-3, целесообразно для динамического торможения в паузе использовать все ключи или часть ключей одной из групп. При управлении с симметричным динамическим торможением в паузе функциональный преобразователь реализует систему булевых функций

$$\left. \begin{aligned} a &= (x\bar{y}R + \bar{x}y\bar{R})\bar{Q}; \\ b &= (y\bar{z}R + \bar{y}z\bar{R})\bar{Q}; \\ c &= (z\bar{x}R + \bar{z}x\bar{R})\bar{Q}; \\ d &= (\bar{x}yR + xy\bar{R}) + Q; \\ e &= (\bar{y}zR + yz\bar{R}) + Q; \\ f &= (\bar{z}xR + zx\bar{R}) + Q, \end{aligned} \right\} \quad (4-2)$$

где R — сигнал реверса; Q — сигнал управления скоростью.

Отметим, что в системе (4-2) режиму разгона соответствует сигнал \bar{Q} , а режиму торможения — Q , то есть управление ведется инверсным сигналом (при равенстве Q нулю двигатель разгоняется, а при $Q = 1$ — тормозится). Если это положение по каким-либо

соображениям не устраивает потребителя, его легко можно устранить, включив на входе канала управления инвертор.

Для управления с несимметричным торможением в паузе ИЛЧ должна быть перестроена в соответствии со следующей системой булевых функций:

$$\left. \begin{aligned} a &= (xy\bar{R} + \bar{x}y\bar{R})Q; \\ b &= (y\bar{z}R + \bar{y}z\bar{R})Q; \\ c &= (z\bar{x}R + \bar{z}x\bar{R})Q; \\ d &= \bar{x}yR + \bar{x}y\bar{R} + (xy + \bar{x}y)\bar{Q}; \\ e &= \bar{y}zR + \bar{y}z\bar{R} + (yz + \bar{y}z)\bar{Q}; \\ f &= \bar{z}xR + \bar{z}x\bar{R} + (zx + \bar{z}x)\bar{Q}. \end{aligned} \right\}$$

На рис. 4-5 представлена схема двигателя, функциональный преобразователь которого позволяет реализовать несколько алгоритмов управления. Вся логическая часть коммутатора, включая реле реверса PP , формирователи фронтов Φ и блоки логического преобразования БЛП, выполнена в $8\frac{1}{4}$ корпусах серии К561.

Если двигатель не предполагается использовать в режиме стоянки на упоре, то из схемы можно исключить формирователи, функции которых успешно выполняют в этом случае за счет высокого коэффициента усиления последующие логические каскады коммутатора (6 корпусов). Коммутатор имеет несколько управляющих входов. Реверс осуществляется подачей положительного напряжения на вход 1. В канал импульсного управления скоростью включен логический элемент «Исключающее ИЛИ», имеющий входы 2 и 3. Если вход 3 соединен с положительной шиной источника питания микросхем ($+U_{mc}$) то управление производится прямым сигналом, если с нулем источника, — то инверсным. При соединении точки 4 с точкой 6 двигатель работает в режиме с несимметричным динамическим торможением в паузе, при соединении точек 4 и 5 — в режиме импульсного управления с пассивной паузой по второму варианту (см. § 1-2). При объединении точек 4, 5 и 6 осуществляется управление с пассивной паузой по первому варианту. И наконец, при подключении точек 2 и 3 к общей шине источника питания может осуществляться импульсное управление с торможением противовключением (двухполярное импульсное управление) по каналу реверса либо амплитудное управление по каналу амплитудной модуляции (АМ).

В ряде случаев от ИЛЧ требуется выполнение некоторых специальных функций. Так, мотор-модуляторы фотоэлектрических следящих систем имеют генераторы опорных напряжений (ГОН), выдающие два сигнала, сдвинутые относительно друг друга на 90° , необходимые для определения положения источника света. Если мотор-модулятор выполняется на базе четырехполюсного трехсекционного БДПТ, то целесообразно конструктивно объединить ГОН с датчиком положения, уменьшив тем самым габариты и улучшив

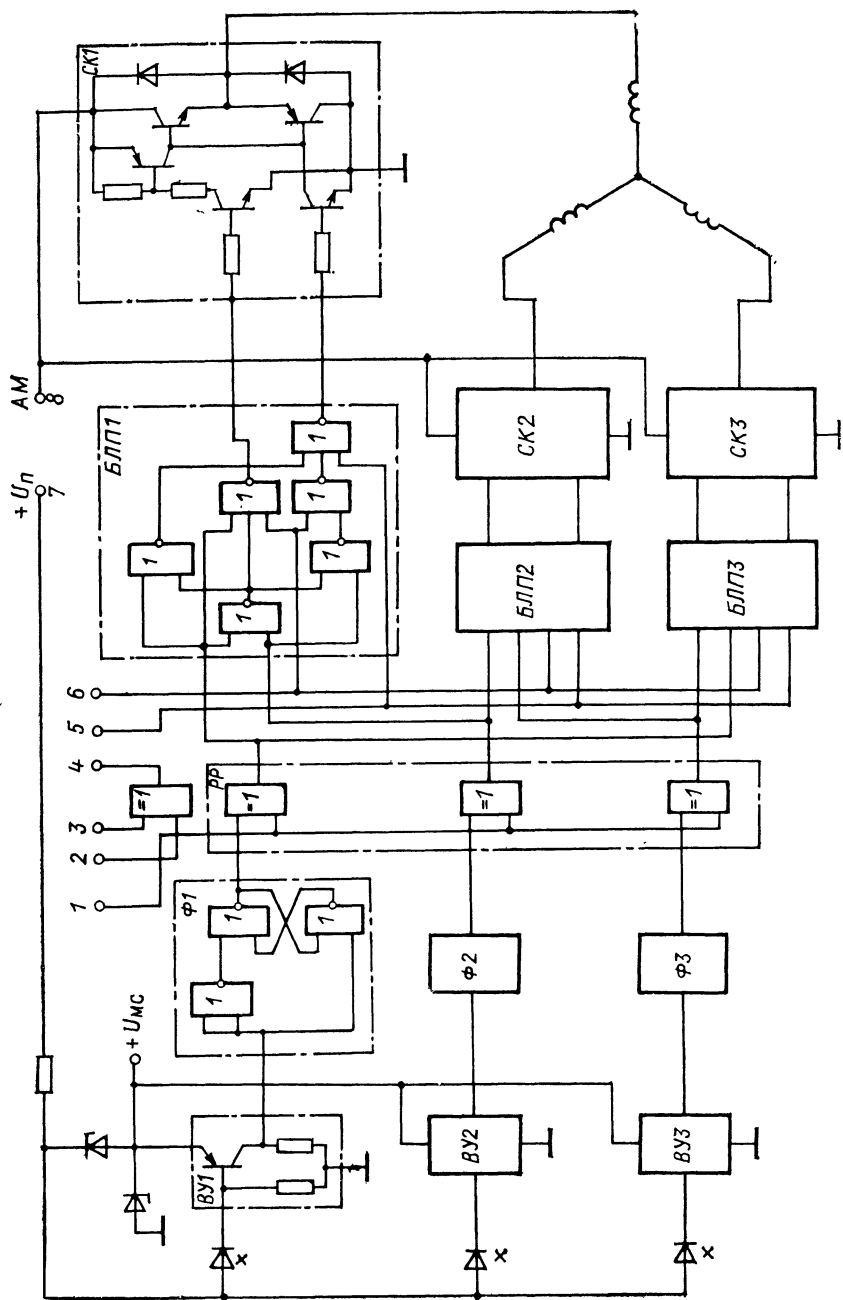


Рис. 4-5. Схема БДПТ с многофункциональным коммутирующим устройством

эксплуатационные характеристики машин. Сигнальный сектор датчика имеет угловой размер 180° (геометрический), что позволяет получить опорные напряжения частоты вращения. В той же обойме устанавливаются чувствительные элементы, необходимые для управления силовыми ключами коммутатора.

Задача ИЛЧ состоит в том, чтобы выделить сигналы длительностью 120° , следующие с частотой коммутации, равной удвоенной частоте вращения. Данная задача легко решается, если в обойме датчика установить шесть чувствительных элементов со сдвигом относительно друг друга на 60° по окружности и соединить их выходы попарно со входами логических элементов «Эквивалентность» (т. е. здесь элементы «Эквивалентность» выполняют функции умножителей частоты).

Примером другой специальной задачи может служить форсирование динамических режимов двигателя — пуска и реверса (например, при разгоне гироскопов). Для форсирования может быть использовано свойство двигателя, описанное в § 1-1, а именно увеличение выходной мощности и уменьшение постоянной времени при работе с перекрытиями. Иначе говоря, производя запуск при полном перекрытии, можно получить значительный выигрыш во времени разгона. В номинальном же режиме перекрытия исключаются, что обеспечивает лучшие энергетические показатели, большую плавность хода и повышенную надежность работы.

С точки зрения дальнейшей миниатюризации функциональных преобразователей БДПТ интересные возможности появляются при использовании программируемых логических матриц (ПЛМ) [30]. Серийно выпускаемые отечественной промышленностью постоянные запоминающие устройства (ПЗУ) на базе ПЛМ, программируемые в условиях потребителя, позволяют выполнять преобразователи практически любой функциональной сложности в одном корпусе микросхемы, значительно уменьшая габариты и стоимость коммутаторов БДПТ.

4-4. ВВЕДЕНИЕ УГЛА ОПЕРЕЖЕНИЯ ВКЛЮЧЕНИЯ СЕКЦИЙ ОБМОТКИ

Введение угла опережения включения секций обмотки (β) является действенным средством улучшения энергетических показателей двигателя, увеличения его КПД и выходной мощности.

Для оптимизации процесса преобразования энергии в машине необходимо плавное регулирование угла опережения в функции частоты вращения и тока якорной цепи. Однако техническая реализация плавного регулирования вследствие достаточно высокой сложности не всегда экономически оправданна. Поэтому при проектировании БДПТ нужно учитывать конкретные условия его применения, диапазон частот вращения и нагрузок, требования реверса в процессе работы и др. Так, например, двигатель, предназначенный для работы в качестве мотор-вентилятора, не нуждается в

плавном изменении угла опережения, поскольку в номинальном режиме его частота вращения и нагрузка относительно стабильны, а время разгона не имеет существенного значения. Здесь достаточно однажды — при изготовлении или настройке — установить требуемый угол путем разворота обоймы с чувствительными элементами ДПР в сторону, противоположную направлению вращения ротора.

Иное дело мощный высокоскоростной реверсивный двигатель с широким диапазоном регулирования частоты вращения и изменения момента на валу. В этом случае без плавного изменения угла опережения обойтись трудно, причем при частотах вращения выше 10—20 тыс. об/мин уже необходимо учитывать не только отрицательное влияние индуктивности якоря, но и задержку сигналов чувствительных элементов ДПР в линиях связи, в преобразующих и силовых цепях коммутатора.

Все способы введения угла опережения можно разделить на три группы: фиксированную установку, ступенчатое регулирование и плавное регулирование. Промежуточное положение между ступенчатым и плавным занимает цифровое регулирование. Являясь по сути своей ступенчатым, оно позволяет выбрать такую степень дискретности, что практически не отличается от плавного. Одним из важнейших преимуществ цифрового регулирования является его высокая точность и возможность одними и теми же аппаратными средствами обеспечивать самые разнообразные законы изменения регулируемой величины.

Фиксированный угол опережения вводится наиболее просто, а именно разворотом обоймы с чувствительными элементами ДПР против направления вращения на необходимый угол относительно нейтральной установки. Такой способ годен лишь для ограниченного применения при не слишком больших относительных реактивных сопротивлениях якорной цепи двигателя, так как с увеличением β падает пусковой момент машины. Наиболее интересно рассмотреть возможность фиксированной установки β в реверсивных машинах.

Особенностью БДПТ, работающего с опережающей коммутацией, является необходимость изменения фазы выходного напряжения коммутатора при реверсе на угол $\alpha_p = 180^\circ + \beta_l + \beta_p$, где β_l и β_p — углы опережения для левого и правого направлений вращения.

Нетрудно убедиться, что при $\beta_l + \beta_p = \alpha_k$ в момент реверса для трехсекционной машины с мостовым коммутатором $\alpha_p = 240^\circ$, а для четырехсекционной $\alpha_p = 270^\circ$. Осуществить такой сдвиг не составляет труда. Достаточно поменять местами выводы секций обмотки либо выводы чувствительных элементов ДПР. Таким образом можно сравнительно просто обеспечить опережающую коммутацию в обоих направлениях вращения с суммарным углом опережения $\beta_l + \beta_p = \alpha_k$ [7].

Опережающая коммутация при реверсе с любым фиксированным значением угла β возможна при использовании в коммутаторе функционального преобразователя, содержащего логические схемы

«Запрет». В этом случае закрепленный на роторе сигнальный сектор ДПР выполняют с угловым размером большим, чем необходимо из условия отсутствия «мертвых» положений, на угол $\beta_{\text{л}} + \beta_{\text{п}}$. Для трехсекционной машины угловой размер (геометрический) сигнального сектора будет равен $(120^\circ + \beta_{\text{л}} + \beta_{\text{п}})/p$. Относительный сдвиг чувствительных элементов в обойме датчика равен $120^\circ/p$. Ограничивая длительность сигнала с каждого предшествующего по времени срабатывания чувствительного элемента сигналом последующего элемента с помощью схем «Запрет», получают независимо от направления вращения сигналы, управляющие силовыми ключами коммутатора, длительностью 120° , сдвинутые относительно друг друга на 120° и относительно нейтральной установки — на углы $\beta_{\text{л}}$ или $\beta_{\text{п}}$ в стороны опережения включения.

Ступенчатое регулирование угла опережения можно осуществить, например, устанавливая в обойме ДПР дополнительные комплекты чувствительных элементов со сдвигом их по окружности на соответствующие углы относительно основного комплекта. Подключая ко входу коммутатора по мере изменения частоты вращения ротора тот или иной комплект, добиваются опережающей коммутации секций с различными углами опережения. При таком способе число ступеней регулирования, разумеется, ограничено двумя-тремя.

Удвоить число ступеней, не усложняя при этом обойму датчика, можно, увеличив размер сигнального сектора на угол $\beta_{\text{в}} - \beta_{\text{н}}$ ($\beta_{\text{в}}$ и $\beta_{\text{н}}$ — углы опережения при высокой и низкой частотах вращения) и применив в коммутаторе схемы «Запрет». Обойму с чувствительными элементами разворачивают таким образом, чтобы каждый предшествующий по времени срабатывания элемент включался с опережением на угол $\beta_{\text{в}}$, а каждый последующий выключался с опережением на угол $\beta_{\text{н}}$.

Тогда, ограничивая с помощью схем «Запрет» длительность сигнала с предыдущего чувствительного элемента сигналом с последующего элемента, при высокой частоте вращения получают угол опережения $\beta_{\text{в}}$. При низкой же частоте вращения, напротив, длительность сигнала с каждого последующего элемента ограничивают сигналом предыдущего элемента, получая таким образом угол опережения $\beta_{\text{н}}$ [14].

Ступенчатое регулирование угла опережения дает достаточно хорошие результаты при использовании в стабилизированных БДПТ при одном или нескольких уровнях стабилизации частоты вращения. В управляемых же БДПТ с широким диапазоном изменения частоты наилучший эффект может обеспечить только плавное регулирование угла β .

На рис. 4-6 приведена схема регулятора, позволяющего в процессе работы плавно изменять угол опережения в пределах от 0 до 60° по задаваемому извне напряжению управления [8]. На вход регулятора поступают импульсы с чувствительных элементов x , y , z длительностью 180° , сдвинутые относительно друг друга на 120° . По передним фронтам этих импульсов блок задержки 1,

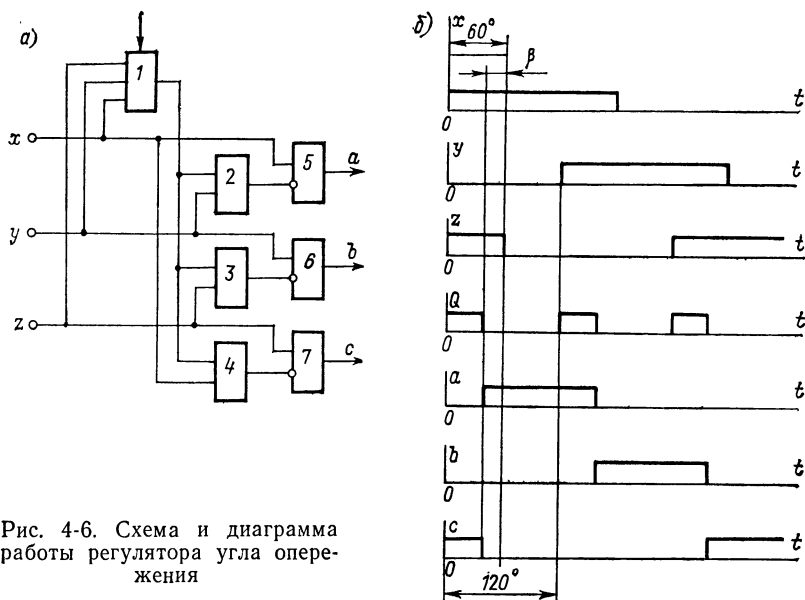


Рис. 4-6. Схема и диаграмма работы регулятора угла опережения

в качестве которого может быть использован ждущий мультивибратор, вырабатывает сигнал Q . Длительность выходных импульсов Q мультивибратора можно изменять, уменьшая или увеличивая напряжение управления на его входе. Сигнал Q и сигналы x , y , z поступают на вход функционального преобразователя, который реализует следующую систему булевых функций:

$$\left. \begin{aligned} a &= x(yQ + \bar{y}\bar{Q}); \\ b &= y(zQ + \bar{z}\bar{Q}); \\ c &= z(xQ + \bar{x}\bar{Q}). \end{aligned} \right\}$$

Изменение длительности выходных импульсов мультивибратора влечет за собой плавный сдвиг на заданный угол β импульсов a , b , c , поступающих на входы силовых ключей коммутатора.

Преобразователь может быть выполнен, например, как это показано на рис. 4-3, с использованием логических элементов «Исключающее ИЛИ» (2, 3, 4) и «Запрет» (5, 6, 7).

В приведенной схеме возможно управление лишь тремя силовыми ключами, однако нетрудно видеть, что некоторое усложнение функционального преобразователя позволяет получать управляющие сигналы и для остальных трех ключей при использовании мостового коммутатора.

В качестве управляющего напряжения в описанном регуляторе может быть использован сигнал обратной связи по частоте вращения. Пропорциональное увеличение угла опережения в зависимости от частоты вращения достаточно просто осуществляется при некотором усложнении устройства регулятора, в состав которого

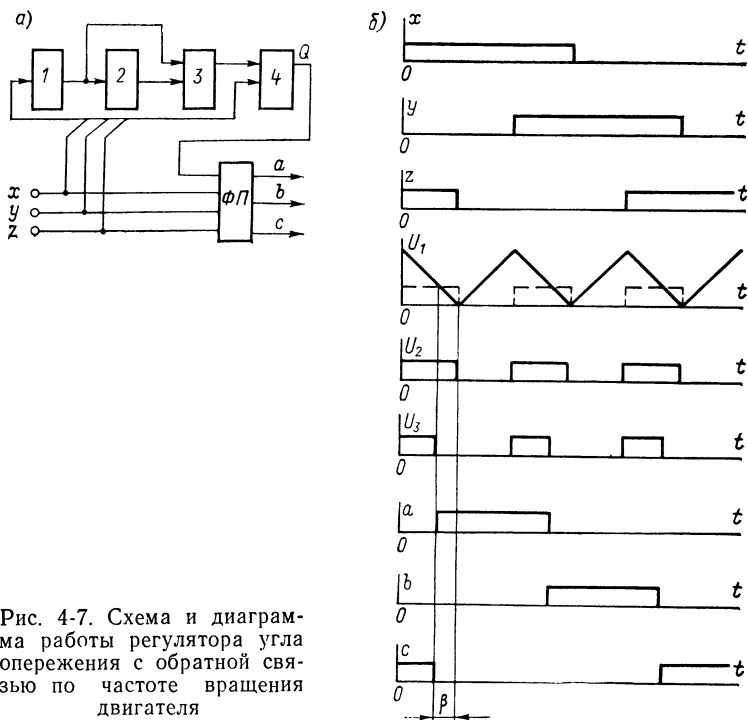


Рис. 4-7. Схема и диаграмма работы регулятора угла опережения с обратной связью по частоте вращения двигателя

включаются (рис. 4-7) генератор треугольных импульсов 2, два триггера 1, 4 и схема сравнения 3 [4]. Передними фронтами сигналов датчика x , y , z оба триггера устанавливаются в состояние логической единицы. При этом выходное напряжение генератора начинает линейно уменьшаться (формируется срез треугольного импульса). Как только напряжение генератора станет равным выходному напряжению триггера 1, схема сравнения вырабатывает импульс, сбрасывающий триггер 4 в состояние логического нуля. Триггер 1 сбрасывается задними фронтами сигналов x , y , z . При этом генератор начинает формировать фронт треугольного импульса.

Очевидно, что при увеличении частоты вращения увеличивается и частота следования импульсов. Длительность же выходных импульсов триггера 1 и амплитуда треугольного импульса падают. Это приводит к уменьшению длительности импульсов задержки, получаемых с выхода триггера 4, и увеличению сдвига выходных импульсов регулятора.

Достоинством цифровых регуляторов угла опережения является их высокая точность, стабильность выходных параметров при изменении внешних условий, а также возможность непосредственного управления от ЦВМ. Кроме того, в процессе изготовления и эксплуатации цифровые регуляторы в отличие от аналоговых не нуждаются в настройке и регламентных работах.

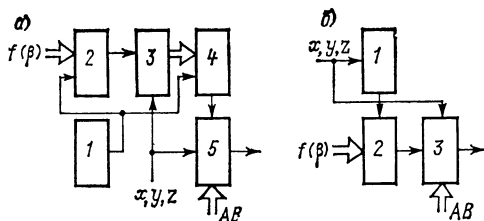
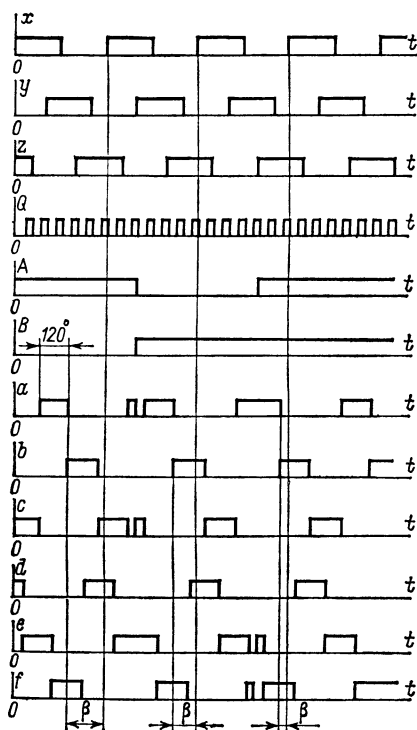


Рис. 4-8. Варианты схем и диаграммы работы цифровых регуляторов угла опережения



сигналов ДПР x , y , z , имеющих длительность 180° и сдвинутых относительно друг друга на 120° , т. е. через каждые 60° .

Если за период времени, соответствующий 60° , на вход счетчика 4 проходит N импульсов тактового генератора, то за тот же период в счетчике 3 накапливается число $n = N/K$, или $n = (60 - \beta)N/60$. Это число в момент прихода фронта сигналов x , y , z записывается в инверсном коде в счетчик 4, после чего счетчик 3 сбрасывается. Переполнение счетчика 4 наступит после прохождения на его вход n импульсов тактового генератора. При этом встроенный в счетчик индикатор переполнения запирает его счетный вход, останавливая счет, и выдает сигнал Q (рис. 4-8, в) в функциональный преобразователь 5. Сброс индикатора переполнения также происходит в момент прихода фронта сигнала ДПР. Таким

Возможна реализация многих вариантов функциональных схем цифрового регулятора. Два из них показаны на рис. 4-8. Схема на рис. 4-8, а содержит высокочастотный тактовый генератор 1, управляемый кодом делитель частоты 2, счетчики импульсов 3, 4 и функциональный преобразователь 5. Импульсы тактового генератора поступают на счетные входы делителя частоты и счетчика 4. Коэффициент деления может быть изменен путем изменения кода управления на входе делителя. Таким образом, с выхода делителя снимаются импульсы, следующие с частотой f_d , в K раз меньшей частоты тактового генератора f_t , причем значение K определяется из выражения $K = 60/(60 - \beta)$, где β — заданный угол опережения. Эти импульсы подсчитываются счетчиком 3. Сброс счетчика 3 производится в моменты поступления на вход регулятора фронтов

образом, длительность импульсов переполнения Q равна $(N - n) / f_T$, что в угловых единицах соответствует углу β , заданному кодом на входе делителя частоты и не зависящему от частоты вращения двигателя.

Функциональный преобразователь 5 формирует по сигналам x, y, z, Q шесть выходных напряжений a, b, c, d, e, f длительностью 120° , сдвинутых относительно нейтральной установки на угол $0 \leq \leq \beta \leq 60^\circ$, которые распределяются по управляющим цепям силовых ключей коммутатора. При необходимости расширить пределы изменения угла можно ввести в функциональный преобразователь дополнительный вход и подать на него, например, двоичный код АВ выбора зоны регулирования. В этом случае угол опережения может изменяться от 0 до 240° . Такой функциональный преобразователь достаточно сложен, и его целесообразно выполнять на базе серийных ПЗУ [16].

В другом варианте схемы цифрового регулятора угла опережения (рис. 4-8, б) импульсное напряжение Q вырабатывается с помощью умножителя частоты. Умножитель частоты 1 генерирует импульсы с частотой следования, в m раз превышающей частоту следования сигналов x, y, z , независимо от скорости двигателя. Этим достигается искусственное разбиение интервала между двумя соседними фронтами на m равных промежутков. Задание угла опережения сводится в этом случае к выбору соответствующего числа промежутков. Эту функцию выполняет счетчик 3, на установочный вход которого вводится в инверсном коде число $60 - \beta$. Счетчик выдает сигнал переполнения при прохождении на его счетный вход $n = 60 - \beta$ импульсов с выхода умножителя, что приводит к сдвигу выходных напряжений функционального преобразователя 3 на угол β .

4-5. СИЛОВАЯ ЧАСТЬ КОММУТАТОРА

Силовая часть коммутатора включает в себя транзисторные ключи, осуществляющие коммутацию секций обмотки, и устройства защиты ключей от перенапряжений и перегрузок по току. Условия работы силовых ключей определяются схемой обмотки, ее параметрами и частотой коммутации при работе как на естественной механической характеристике, так и в режиме управления частотой вращения двигателя.

Максимум коммутируемой мощности и минимум потерь в транзисторном ключе достигаются при работе его в режиме переключения, который характеризуется весьма большим отношением длительности насыщенного состояния транзистора к длительности перехода его из состояния насыщения к состоянию отсечки и обратно. В режиме переключения работают силовые транзисторы практически любой из существующих схем коммутации вентильных двигателей. Чаще всего применяется мостовая схема соединения силовых ключей, отличающаяся экономичностью, широкими функциональными возможностями и малыми пульсациями электромагнитного

момента коммутируемого двигателя. Учитывая общность характера работы отдельных ключей и общность схемного построения устройств управления ими, мостовую схему разделяют на ветви (стойки), каждая из которых представляет собой последовательно соединенные ключи анодной и катодной групп.

Наиболее просто стойка строится на комплементарных кремниевых транзисторах, базы которых соединены между собой (см. рис. 4-5). При этом падение напряжения на базовом переходе открытого транзистора прикладывается к базе комплементарного транзистора стойки, увеличивая тем самым надежность запираания последнего. Образующаяся между переходами обратная связь препятствует также нарастанию сквозного тока в момент реверса двигателя. При использовании однотипных $n-p-n$ -транзисторов схема стойки несколько усложняется за счет введения дополнительных элементов, необходимых для надежного запираания и развязки транзисторов по цепям управления. Развязка ключей может осуществляться либо с помощью маломощных $p-n-p$ -транзисторов, либо посредством оптронов. Если в коммутаторе имеется вторичный источник питания, работающий на переменном токе повышенной частоты, функции развязывающих устройств могут выполнять переходные трансформаторы.

Весьма важно для обеспечения плавности хода управляемого БДПТ симметрирование выходных напряжений коммутатора по длительности и амплитуде. Вследствие разброса параметров силовых транзисторов достижение симметрии амплитуд часто бывает затруднительно. В особенности это касается двигателей с питанием от низковольтных источников (элементы, аккумуляторы), так как в этих двигателях падение напряжения на силовых элементах соизмеримо с напряжением питания. Ввиду того что подбор полупроводниковых элементов в процессе настройки коммутатора при серийном производстве допускается только в исключительных случаях, можно для уменьшения разброса рекомендовать выполнение каждой группы ключей в отдельной микросхеме, технология которой обеспечивает минимальный разброс параметров отдельных элементов сборки. Другой путь заключается в применении весьма перспективных МДП-транзисторов, которые обладают рядом дополнительных преимуществ: большим коэффициентом усиления по току, большим входным сопротивлением и др. Мосты, выполненные на таких транзисторах, просты, экономичны и не требуют дополнительных элементов для подключения их к ИЛЧ коммутатора. Применение МДП-транзисторов в силовых ключах сдерживается медленным ростом их установленной мощности.

Непременным требованием, предъявляемым к силовым ключам управляемых БДПТ, и в особенности высокоскоростных, является высокая частота их переключения. Индуктивный характер нагрузки и ограничения, накладываемые в связи с этим на длительность процессов запираания транзисторов, вызывают в них большие динамические потери. Зачастую эти потери настолько велики, что позволяют загрузить силовой транзистор током, не превышающим

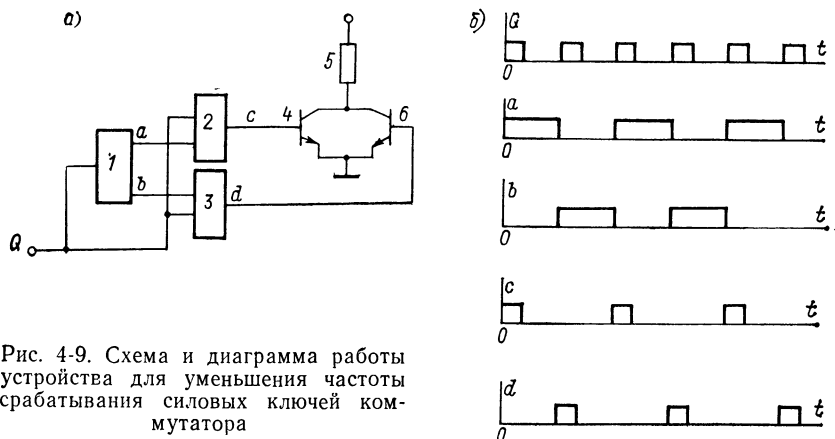


Рис. 4-9. Схема и диаграмма работы устройства для уменьшения частоты срабатывания силовых ключей коммутатора

0,2—0,3 его номинального значения. На рис. 4-9 приведено устройство, позволяющее уменьшить частоту переключения силовых транзисторов. Ключ здесь состоит из двух элементов 4 и 6, базы которых связаны через логические элементы — конъюнкторы 2, 3 с выходами счетного триггера 1. Сигнал управления Q подается одновременно на вход триггера и на входы конъюнкторов, на другие входы которых поступают сигналы a и b с выходов триггера. За счет этого в два раза снижается частота переключения каждого из транзисторов в сравнении с частотой коммутации нагрузки 5.

Аналогичный результат достигается, если ключ управляется не от одного, а от двух чувствительных элементов ДПР, каждый из которых связан с управляющей цепью только одного транзистора. Для этого чувствительные элементы необходимо расположить по окружности со сдвигом относительно друг друга на $360^\circ/p$, а число сигнальных секторов уменьшить вдвое. Поскольку число сигнальных секторов датчика в обычной конструкции равно числу пар полюсов двигателя, реализация описанного ключа возможна в двигателе с числом пар полюсов, кратным двум. Для машины с тремя парами полюсов ключ необходимо выполнять состоящим из трех транзисторов, управляемых соответственно тремя чувствительными элементами.

Уменьшение частоты переключения элементов ключа, выполненного в соответствии с рассмотренными схемами, приводит к снижению динамических потерь в транзисторах и за счет этого позволяет увеличить ток переключения. Снижение потерь достигается также при уменьшении коллекторного тока через транзистор, если ключ выполнен в виде параллельно включенных элементов. В этом случае частота переключения элементов не уменьшается.

Сопоставим эффективность решений, направленных на уменьшение динамических потерь в транзисторах, в вариантах раздельного управления элементами ключа (когда частота переключения уменьшается в n раз, где n — число элементов, а ток остается неизменным) и общего управления транзисторами (когда частота переключе-

чения остается неизменной, а в n раз уменьшается ток через транзистор). Эффективность работы транзистора в режиме переключений на активно-индуктивную нагрузку характеризуется коэффициентом использования $k_{\text{и}} = P_{\text{н. макс}}/P_{\text{п. макс}}$ ($P_{\text{н. макс}}$ — максимальная мощность нагрузки, $P_{\text{п. макс}}$ — максимальные потери в приборе), повысить который можно, уменьшая рассеиваемую на коллекторе транзистора мощность. Полная мощность, рассеиваемая на транзисторе, определяется по формуле

$$P_{\text{п. макс}} = P_{\text{б. о}} + P_{\text{б. а}} + P_{\text{б. н}} + P_{\text{к. о}} + P_{\text{к. а}} + P_{\text{к. н}},$$

где $P_{\text{б. о}}$, $P_{\text{б. а}}$, $P_{\text{б. н}}$, $P_{\text{к. о}}$, $P_{\text{к. а}}$, $P_{\text{к. н}}$ — мощности потерь в базе и коллекторе в режимах отсечки, активном и насыщения.

Мощность потерь в базе в режиме отсечки и активном режиме значительно меньше (на 2—3 порядка) остальных составляющих потерь, поэтому ею в расчетах можно пренебречь [34]. Мощность потерь в коллекторе в режиме отсечки определяется как

$$P_{\text{к. о}} = U_{\text{п}} I_{\text{к. о}},$$

где $I_{\text{к. о}}$ — ток запертого транзистора; $U_{\text{п}}$ — напряжение питания.

Мощность потерь в режиме насыщения для коллекторной и базовой цепей

$$P_{\text{к. н}} = U_{\text{э-к}} I_{\text{к}}; P_{\text{б. н}} = U_{\text{б}} I_{\text{б}} = U_{\text{б}} I_{\text{к}}/B, \quad (4-3)$$

где $U_{\text{э-к}}$ — падение напряжения на переходе эмиттер — коллектор; $I_{\text{к}}$, $I_{\text{б}}$ — токи коллектора и базы; $U_{\text{б}}$ — напряжение на переходе база — эмиттер; B — коэффициент усиления по току.

Эти потери не зависят от частоты переключения и характера нагрузки и составляют незначительную часть мощности потерь в ключе. Основная их часть — динамические потери, обусловленные кратковременным пребыванием транзистора в активном режиме и определяемые по формуле [34]

$$P_{\text{к. а}} = P_{\text{н. ср}} \frac{T_{\text{в}} + T_{\text{з}}}{M} f, \quad (4-4)$$

где $P_{\text{н. ср}}$ — средняя мощность нагрузки; M — коэффициент, зависящий от типа нагрузки; $T_{\text{в}}$, $T_{\text{з}}$ — время включения и запираания транзистора; f — частота переключения.

При значительном же преобладании динамических потерь параметром, ограничивающим применение транзистора, является его предельно допустимая мощность рассеяния $P_{\text{к. доп}}$, а не предельно допустимый ток коллектора $I_{\text{к. доп}}$, что характерно для низкочастотных ключей. В этом случае имеют место условия

$$I_{\text{к}} U_{\text{п}} \ll I_{\text{к. доп}} \cdot U_{\text{э-к}}; P_{\text{к. а}} \approx P_{\text{к. доп}}.$$

Из формулы (4-4) следует, что снизить динамические потери на коллекторном переходе можно, уменьшая либо мощность нагрузки $P_{\text{н. ср}}$, приходящуюся на транзистор, либо частоту переключений f , поскольку время переключений $T_{\text{в}}$ и $T_{\text{з}}$ при достаточно крутом насыщении управляющего сигнала зависит лишь от коэффициентов насыщения тока базы при включении и запирации [34].

Сравним потери на одном транзисторе ключа для рассматриваемых вариантов, считая число транзисторов в ключах одинаковым.

Для схемы с общим управлением транзисторами

$$P_{\text{к. а. общ}} = \frac{1}{n} P_{\text{н}} \tau_{\text{общ}} \frac{T_{\text{в}} + T_{\text{з}}}{m} f_{\text{общ}}, \quad (4-5)$$

где $P_{\text{н}}$ — мгновенная мощность нагрузки; $f_{\text{общ}}$ — частота переключения в схеме с общим управлением; $\tau_{\text{общ}} = \tau / T_{\text{общ}}$ — коэффициент заполнения импульсов в схеме с общим управлением; τ — длительность импульса; $T_{\text{общ}}$ — период следования импульсов.

При раздельном управлении

$$P_{\text{к. а. разд}} = P_{\text{н}} \tau_{\text{разд}} \frac{T_{\text{в}} + T_{\text{з}}}{m} f_{\text{разд}},$$

где коэффициент заполнения импульсов $\tau_{\text{разд}} = \tau_{\text{общ}} / n$, так как значение τ осталось прежним, а период увеличился в n раз ($T_{\text{разд}} = n T_{\text{общ}}$, $f_{\text{разд}} = f_{\text{общ}} / n$).

Таким образом,

$$P_{\text{к. а. разд}} = \frac{1}{n^2} P_{\text{н}} \tau_{\text{общ}} \frac{T_{\text{в}} + T_{\text{з}}}{m} f_{\text{разд}}. \quad (4-6)$$

Разделив выражение (4-5) на (4-6), получим

$$P_{\text{к. а. общ}} = n P_{\text{к. а. разд}},$$

т. е. мощность, рассеиваемая транзистором в схеме с общим управлением, в n раз больше рассеиваемой мощности в схеме с раздельным управлением — в том случае, когда значительно преобладают динамические потери.

Существенное повышение за последние годы мощности переключения транзисторов, появление высоковольтных элементов стимулировало работы по созданию управляемых вентиляльных двигателей повышенной мощности (десять киловатт и более), питающихся через выпрямитель от однофазной либо от трехфазной сети переменного тока. Основным препятствием на пути создания таких машин являются проблемы, связанные с разработкой надежных высоковольтных ключей. Как показывает практика, для надежной работы элементов ключа напряжение питания двигателя должно быть в два раза ниже предельно допустимого напряжения на переходе эмиттер — коллектор. Пока такой запас возможен только при использовании дефицитных транзисторов, что далеко не удовлетворяет потребности в управляемых вентиляльных машинах. Снижение запаса по напряжению вызывает необходимость входного контроля параметров транзисторов, используемых в качестве силовых ключей.

Важной, хотя и менее острой, является проблема увеличения тока переключения силовых ключей. Основа решения проблемы состоит в увеличении тока единичного транзистора, что позволит

уменьшить число параллельно работающих в ключе элементов и тем самым упростить схему ключа и схему защиты. В настоящее время созданы сборные ключи на токи свыше 1000 А, причем это не предельные возможные токи.

4-6. КОММУТАТОРЫ НА СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Одним из перспективных путей развития БДПТ является микроминиатюризация их коммутирующих устройств. При этом в условиях серийного и массового производства становится экономически выгодной разработка специализированных интегральных микросхем, представляющих собой либо целиком коммутаторы, либо отдельные их функциональные узлы.

Электрическая схема двигателя БДС-0, 2ИС для кассетных магнитофонов (рис. 4-10) выполнена на интегральной микросхеме, специально разработанной для данного применения. Так же, как и коммутатор на дискретных элементах, интегральный коммутатор содержит следующие функциональные узлы: силовые транзисторные ключи, генератор питания ДПР, диодный мост выпрямления напряжения тахогенератора, пороговое устройство. За исключением силовых транзисторов, конденсаторов и подстроечного резистора, все узлы выполнены на едином кристалле кремния размером $2,5 \times 1,9$ мм.

Наиболее сложным при разработке микросхемы является создание температурно-устойчивых схем источника опорного напряжения и порогового устройства. Для получения опорного напряжения использована схема стабилизатора на транзисторах $T14$, $T15$, в которой исключено возникновение паразитного автоколебательного процесса и влияние коэффициента передачи p - n - p -транзистора на стабильность выходного напряжения. Температурная нестабильность связана только с дрейфом прямого падения напряжения на диодах, соединенных с выходом (коллектор $T15$), причем нестабильность одного из диодов может быть скомпенсирована. При изменении входного напряжения стабилизатора от 5 до 10 В выходное опорное напряжение 1,7 В при токе нагрузки 1 мА изменяется не более чем на 1 мВ во всем температурном диапазоне работы двигателя.

Пороговое устройство построено на основе трехкаскадного дифференциального усилителя $T1$ — $T11$. Переменный резистор на входе усилителя служит для подстройки. Последовательно с подстроечным резистором включен переход диода, что позволяет компенсировать дрейф прямого падения напряжения на одном из диодов источника опорного напряжения. Первый каскад усилителя $T1$, $T2$ выделяет сигнал, равный разности входного и опорного напряжения, который в дальнейшем усиливается и поступает на выходной транзистор $T11$. Последовательно с выходным транзистором включен мультивибратор, выполненный на транзисторах $T12$, $T13$ и нагруженный на питающие полуобмотки ДПР. Чувствитель-

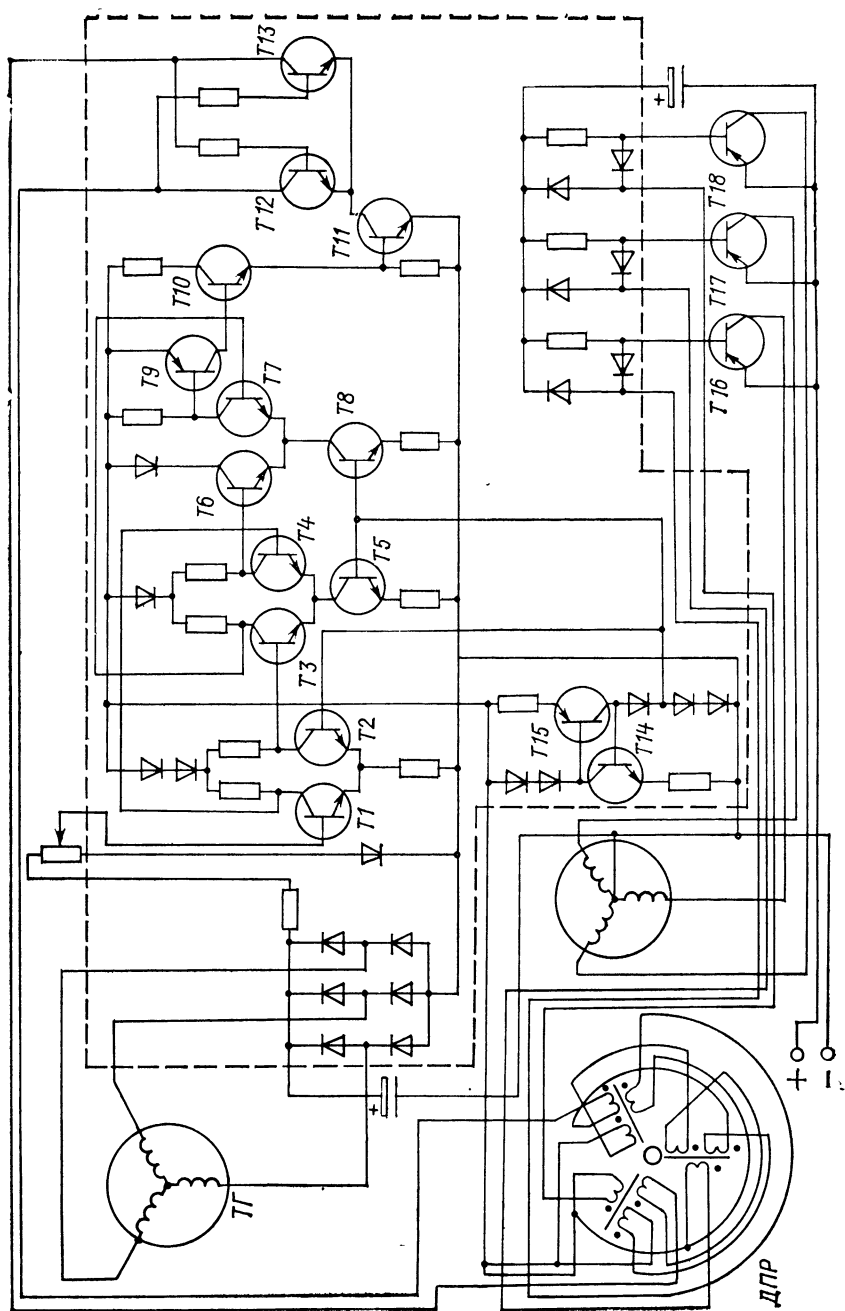


Рис. 4-10. Электрическая схема двигателя БДС-0,2ИС

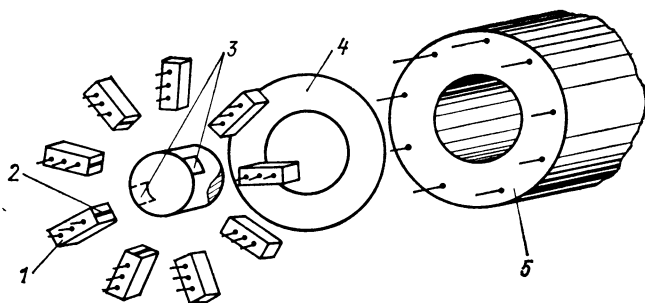


Рис. 4-11. Совмещенная конструкция БДПТ с фотодатчиком

ность схемы порогового устройства составляет $\pm(1,0 \div 1,5)$ мВ по отношению к опорному напряжению.

Размеры корпуса микросхемы, электрическая схема которой обведена штриховой линией, составляют $12 \times 18 \times 2$ мм. Столь малые габариты основной части коммутатора позволяют изменять компоновку двигателя. Если коммутаторы на дискретных элементах, как правило, выполняются в виде отдельного блока, то интегральный коммутатор можно разместить непосредственно на корпусе двигателя.

Сравним для примера объемы двигателей БДС-0,2М с коммутатором на дискретных элементах, БДС-0,2ИС с интегральной схемой и коллекторного двигателя ДПБ-902 с электронным регулятором напряжения: двигатель БДС-0,2ИС по объему (55 см^3) в 2,4 раза меньше двигателя БДС-0,2М (132 см^3), а также несколько меньше коллекторного двигателя ДПБ-902 (60 см^3) аналогичного назначения.

При дальнейшей миниатюризации коммутатора силовые транзисторы могут быть выполнены, например, в виде отдельной микросборки. Совмещение силовых транзисторов и схемы регулятора в одном корпусе связано с некоторыми трудностями отвода тепла и обеспечения термостабильности. Тем не менее перспектива создания коммутаторов на едином кристалле весьма реальна.

На рис. 4-11 приведена одна из перспективных конструкций двигателя с фотодатчиком [6]. Здесь датчик полностью совмещен с коммутатором и составляет с ним единое коммутирующее устройство, разделенное на однотипные блоки 1, число которых равно числу секций двигателя. Каждый из блоков содержит два светочувствительных элемента 2, имеющих различные спектральные характеристики, источник полихроматического излучения (например, два инжекционных лазера, излучающих в различных зонах спектра), стойку силовых ключей с защитой и автономную схему управления и реверса. На роторе размещены два зеркальных монохроматических сектора 3, имеющих спектральные характеристики, соответствующие характеристикам источника излучения. Обмотка статора 5 замкнутая, с нечетным числом секций. Между обмоткой и коммутатором размещена теплоизолирующая прокладка 4.

Применение подобной конструкции позволяет полностью унифицировать коммутирующие устройства БДПТ, свести процесс проектирования как единичных образцов, так и серий двигателей к набору соответствующего числа «черных ящиков» и при интегральной технологии получить весьма высокие показатели надежности, так как интенсивность отказов полупроводниковой микросхемы не превосходит интенсивности отказов одного дискретного транзистора [55]. Уже при 9—11 секциях такой двигатель по характеристикам практически не отличается от коллекторной машины постоянного тока, однако благодаря отсутствию щеточного аппарата может иметь значительно меньшую зону нечувствительности и более широкий диапазон регулирования.

ГЛАВА ПЯТАЯ

КОНСТРУКЦИИ НИЗКОСКОРОСТНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ

5-1. ПРИНЦИПЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Как было показано выше, наиболее приемлемое для следящих систем сочетание параметров управляемого БДПТ может быть достигнуто при беспазовой конструкции статора и применении высококоэрцитивных постоянных магнитов в системе возбуждения. Для того чтобы полностью использовать преимущества, которые дает такая конструкция, при проектировании электромеханической части двигателя особое внимание должно быть уделено тщательной проработке ее узлов и деталей с точки зрения как обеспечения максимального быстродействия, так и уменьшения неравномерности вращения и расширения диапазона регулирования.

Согласно выражению (1-24) электромеханическая постоянная времени двигателя прямо пропорциональна конструктивному коэффициенту k_k , учитывающему увеличение момента инерции ротора за счет обмотки, вала и якоря ДПР, и обратно пропорциональна коэффициенту заполнения проводниковой зоны медью k_z . Минимальный конструктивный коэффициент может быть получен, в частности, за счет следующих мероприятий: а) максимального возможного (из технологических соображений, условий жесткости и надежности подшипниковых узлов) уменьшения диаметра вала; б) применения минимальных возможных по условиям точности динамической балансировки ротора балансировочных шайб; в) применения ДПР, якорь которого имеет минимальный момент инерции. Последнее условие наилучшим образом соблюдается при использовании фотоэлектрических датчиков. В худшем случае момент инерции якоря такого датчика может составлять всего несколько процентов момента инерции индуктора. Для любых других типов датчика, исключая датчики Холла,

необходимо стремиться к тому минимуму габаритов, при котором еще возможно надежное переключение и симметрирование выходных напряжений. Например, для индуктивных датчиков на ферритовых кольцах диаметром 3 мм, а также магнитододных датчиков уменьшение диаметра якоря до значений, меньших 10—12 мм, нецелесообразно.

Коэффициент заполнения медью в двигателях с беспазовой конструкцией статора существенно выше, чем в машинах традиционного исполнения. При правильной организации технологического процесса намотки для круглых проводников диаметра 0,15—0,3 мм значение k_z может достигать 0,35—0,4. В проводниковой зоне нецелесообразно размещение ребер жесткости, направляющих, немагнитных цилиндров для формовки. Формовку катушек следует производить в специальных оправках. При этом неподвижность обмотки в отличие от коллекторных двигателей с полым или гладким якорем смягчает требования к ее механической прочности и часто (для низкомоментных двигателей) позволяет применять при формовке не только специальные компаунды, но и обычные электроизоляционные лаки.

Немаловажное значение для обеспечения максимального быстродействия имеет выбор материала вала двигателя. При использовании высококоэрцитивных двухполюсных магнитов с большим коэффициентом анизотропии отверстие под вал оказывается эквивалентным дополнительному воздушному зазору, уменьшающему полезную проводимость путей потока, что приводит к снижению индукции в зазоре и ухудшению быстродействия. Ослабить этот эффект позволяет применение вала из магнитомягкого материала. В то же время шейки вала должны быть немагнитными, с тем чтобы исключить проведение потока к ДПР и подшипникам. С этой целью можно применять специальные стали, необратимо теряющие свои магнитные свойства при термообработке. Использование в двигателях ДБУ термообработанного вала из стали X17H9 с магнитомягким участком для посадки индуктора позволило увеличить индукцию в зазоре на 6—7% по сравнению с индукцией при полностью немагнитном вале и уменьшить тем самым постоянную времени на 12—13%. Не следует, однако, применять магнитомягких материалов для валов в машинах с многополюсным индуктором или индуктором из материала с большой магнитной проницаемостью, поскольку это приведет к противоположному эффекту — шунтированию магнитного потока и уменьшению индукции в зазоре.

И наконец, несколько слов о мерах по расширению диапазона регулирования и повышению плавности хода двигателя. Большинство из них являются общими для машин любого принципа действия. К ним относятся, в частности, высокая точность изготовления элементов и узлов, динамическая балансировка ротора, применение маловязкой смазки подшипников, веерообразная сборка пакета статора и т. д.

В ряду специфических для БДПТ мероприятий следует упомянуть коррекцию момента [23]. Например, для двухполюсного нере-

версивного двигателя, работающего при малых моментах нагрузки, некоторое увеличение плавности хода может дать веерообразная сборка пакета с числом осей легкого намагничивания, равным шести, причем эти оси должны быть смещены относительно магнитных осей секций на угол 15° в направлении, противоположном направлению вращения. Это создает корректирующий гистерезисный момент, направленный встречно по отношению к переменной составляющей электромагнитного момента двигателя.

5-2. БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Наиболее важным требованием к двигателям, предназначенным для работы в следящих системах, является, как правило, требование максимального быстродействия и высокой плавности хода. С учетом этих требований разрабатывались двигатели серии ДБУ. Двигатели типа ДБУ предназначены для работы в следящих системах автоматических компенсационных приборов с автономным питанием, но могут также применяться в системах малоомощного электропривода различного назначения. Двигатели классифицируются по номинальной мощности и частоте вращения холостого хода (табл. 5-1). Ниже приведены основные технические характеристики двигателей ДБУ-1,0 и ДБУ-0,6:

Электрохимическая постоянная времени, мс	10—11 (ДБУ-1,0), 12—14 (ДБУ-0,6)
Момент инерции ротора без редуктора, кг·м ²	0,8 · 10 ⁶
КПД при номинальной мощности, %, не менее	35 (ДБУ-1,0), 30 (ДБУ-0,6)
Срок службы, лет.	10
Средний ресурс до списания, ч	25 000
Габаритные размеры, мм:	
электрохимической части без редуктора	Ø 25×60
редуктора	Ø 25×25
коммутатора	90×90×20
Масса, кг	0,3
В том числе:	
редуктора	0,07
коммутатора	0,08

Таблица 5-1

Параметры двигателей серии ДБУ со встроенным редуктором

Исполнение	Номинальная мощность, Вт	Передаточное число редуктора	Частота вращения холостого хода, об/мин	Исполнение	Номинальная мощность, Вт	Передаточное число редуктора	Частота вращения холостого хода, об/мин
0,6	0,6	—	2400	1,0	1,0	—	2700
0,6-4	0,6	4,0	575	1,0-4	1,0	4,0	650
0,6-10,5	0,6	10,5	219	1,0-10,5	1,0	10,5	248
0,6-32,1	0,6	32,1	72	1,0-32,1	1,0	32,1	81
0,6-81	0,6	81,0	28	1,0-81	1,0	81,0	32
0,6-171	0,6	171,0	14	1,0-171	1,0	171,0	15

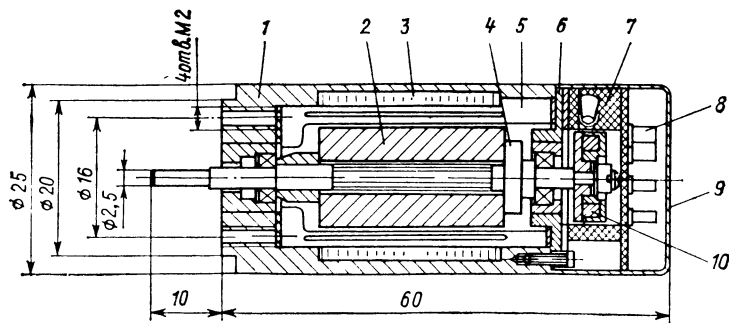


Рис. 5-1. Управляемый БДПТ серии ДБУ

Конструкция двигателя приведена на рис. 5-1. На валу 4 закреплены индуктор 2, выполненный в виде цилиндрического двухполюсного магнита из материала КС37А (на основе SmCo_5), а также сигнальный сектор 10 ДПР. Магнитное поле сигнального сектора возбуждает три чувствительных элемента, установленных в обойме 7. Датчик вынесен за щит 6, что позволяет наиболее просто подстраивать, а также заменять его при выходе из строя — без разборки машины. Магнитопровод статора 3 набран из кольцевых листов электротехнической стали и залит в алюминиевом корпусе 1. В немагнитном зазоре расположена якорная обмотка 5. Выводы обмотки и ДПР распаяны на контактной колодке 8, закрытой кожухом 9.

Коммутатор двигателя выполнен по схеме, аналогичной представленной на рис. 4-6. Но поскольку в качестве чувствительных элементов ДПР применены малогабаритные дроссели насыщения, схема содержит дополнительно мультивибратор с трансформаторным выходом, служащий для создания высокочастотного вторичного напряжения питания датчика. В качестве силовых транзисторов коммутатора используются комплементарные пары КТ814—КТ815. В предоконечных каскадах усиления применяются пары КТ502—КТ503. Функциональный преобразователь коммутатора выполнен на микросхемах серии К561.

Сравнение двигателя ДБУ-1,0 с управляемыми двигателями различного принципа действия примерно той же мощности (табл. 5-2) показывает, что БДПТ по своим показателям в ряде случаев превосходит как асинхронные, так и коллекторные двигатели постоянного тока. Двигатели ДБУ обладают столь же большим техническим ресурсом, что и асинхронные, столь же высокой чувствительностью. Наличие канала импульсного управления позволяет использовать экономичные миниатюрные выходные каскады в усилителях следящих систем, а следовательно, и все преимущества микроэлектронной техники. Отсутствие резонансного подъема частотной характеристики в окрестностях несущей частоты упрощает корректирующие цепи и дает возможность производить приборы с высокой добротностью (малой скоростной ошибкой). Нали-

Таблица 5-2

Характеристики некоторых отечественных и зарубежных управляемых двигателей

Тип двигателя	Страна	f_c , Гц	U_H , В	P_2 , Вт	$M_H \cdot 10^4$, Н·м
Асинхронный:					
АД-25	СССР	400	40/24	1,0	40
АДК	СССР	50	110/110	1,0	60
М11001-12	США	400	130/90	1,0	46,5
СК1022-13	США	400	115/115	1,66	104
Коллекторный постоянного тока:					
ДПР-32-Н1-03	СССР	—	27	1,0	90
ДПМ-25-Н1-0,4	СССР	—	27	1,0	124
S1	Англия	—	24	3,88	—
БДПТ					
Size 1	США	—	24	1,94	280
1AD20	ФРГ	—	12	1,0	50
ДЭК 18	СССР	—	—	0,6	60
ДБУ-1,0	СССР	—	24	1,0	180

Тип двигателя	n_0 , об/мин	T_M , мс	D_K , мм	l_K , мм	Масса, кг
Асинхронный:					
АД-25	6 500	20	25	35	0,074
АДК	—	24	50	60	0,4
М11001-12	6 200	15	27	43	0,127
СК1022-13	4 800	14	36,6	41,2	0,207
Коллекторный постоянного тока:					
ДПР-32-Н1-03	6 350	15—20	20	46	0,08
ДПМ-25-Н1-0,4	3 950	35—40	25	45,5	0,12
S1	4 730	10	32	60	—
БДПТ					
Size 1	3 000	5	32	76,3	0,27
1AD20	11 600	140	20	—	0,07
ДЭК 18	6 000	40	18	50	—
ДБУ-1,0	2 700	10—11	25	60	0,15

чие отдельных каналов управления модулем и знаком скорости создает дополнительные преимущества, а именно: возможность упрощения корректирующих устройств и использования оптимальных корректирующих воздействий.

Двигатель с полым валом БДС-ПВ2 предназначен для работы в качестве мотор-модулятора в фотоэлектрических следящих системах (рис. 5-2). На валу двигателя 6 закреплен механизм переключения модуляторов 2, в нем на несбалансированном коромысле установлены два модулирующих диска 1. Смена дисков происходит в момент реверса двигателя под действием центробежных сил. Для обеспечения высокой надежности переключения и предотвращения

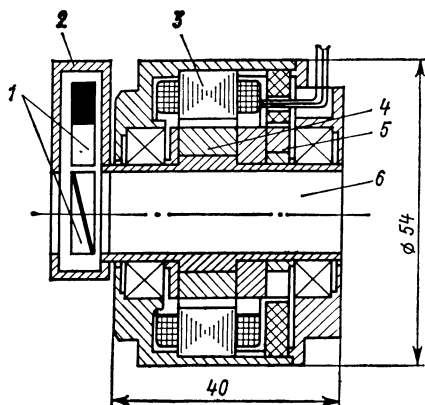


Рис. 5-2. Мотор-модулятор на базе управляемого БДТП

выхода объекта наблюдения из поля зрения прибора в переходных режимах двигатель должен иметь максимальное быстродействие. При этом его массогабаритные показатели, неравномерность вращения и потребляемая мощность должны быть минимальными. В связи с этим статор 3 двигателя выполнен зубцовым. В пазах статора уложена трехсекционная силовая обмотка и обмотка тахогенератора, сигнал

с которой используется для стабилизации частоты вращения. На роторе двигателя закреплен четырехполюсный индуктор 4 и сигнальный элемент 6 датчика положения. Полюсы индуктора из материала КС37А с высокой удельной магнитной энергией размещены на магнитомягком участке вала и заключены в алюминиевую рубашку, увеличивающую прочность конструкции ротора и демпфирующую колебания мгновенной частоты вращения.

Наряду с мерами по увеличению быстродействия и повышению плавности хода, примененными в коммутаторе [20], такая конструкция позволила добиться высокого быстродействия, которое оценивается временем реверса 0,8с для заданного момента инерции нагрузки $0,3 \cdot 10^{-4}$ кг·м², и хорошей плавности хода при низкой потребляемой мощности (не более 3 Вт).

5-3. ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОФОНОВ

Обычно в электропроигрывающих устройствах для вращения диска с пластинкой используются электродвигатели, частота вращения которых лежит в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч оборотов в минуту. Эта частота с помощью различного рода механических передач снижается до частоты вращения диска ($33 \frac{1}{3}$ и 45 об/мин). Высокая частота вращения электродвигателя порождает в устройстве вибрации, от которых полностью не удастся избавиться, как бы тщательно ни был изолирован электродвигатель, а механическая передача вносит дополнительные помехи и вызывает колебания мгновенной скорости. Создать электропроигрывающие устройства высшего класса, в которых исключены отмеченные недостатки, удастся наиболее просто в непосредственном приводе, когда вращение диска осуществляется от ротора двигателя с частотой $33 \frac{1}{3}$ и 45 об/мин. При этом, естественно, требования малого уровня вибраций, высокой равномерности вращения, низких уровней шума и радиопомех переносятся на электродвигатель. В то же время повышается механическая долговеч-

Рис. 5-3. Двигатель ДЭК-33/45 для высококачественного электрофона

ность привода, упрощается конструкция и повышается технологичность электропривывающего устройства.

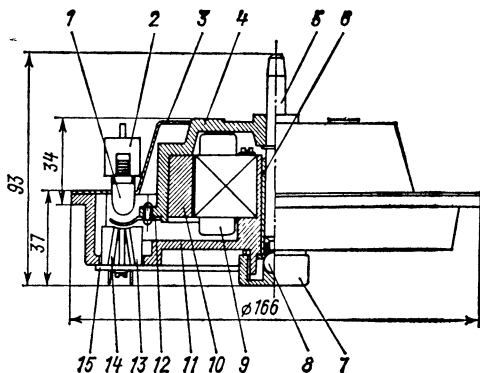
На рис. 5-3 представлена конструкция серийного образца электродвигателя типа ДЭК-33/45. Корпус двигателя 11 выполняется литьем под давлением из алюминиевого сплава. Пакет статора 9 имеет 18 пазов, в которых равномерно уложена трехсекционная лучевая обмотка двигателя и трехфазная обмотка тахогенератора. В корпус ротора 4 запрессован кольцевой постоянный магнит 10 из сплава ЮНДК15 и вал 5. На роторе установлена также фотоширма 12 ДПР. Магнит имеет шесть пар полюсов, причем для повышения равномерности вращения применен скос полюсов, выполняемый при намагничивании. Обойма 13 ДПР содержит три фото диода 14 типа ФД-2 и закреплена на печатной плате 15 коммутатора, которая крепится к нижней части корпуса двигателя винтами. Для настройки ДПР предусмотрена возможность поворота платы на $\pm 5^\circ$. На внешней части магнитомягкого экрана 3 закреплен патрон 2 с лампой накаливания 1. Для повышения срока службы на лампу подается пониженное напряжение. Лампа может служить индикатором включенного состояния двигателя. Подшипниковый узел состоит из втулки 6, опорного шарика 8 и крышки 7. Шарик имеет диаметр, несколько больший внутреннего диаметра втулки, благодаря чему обеспечивается точность установки центра вращения вала и более равномерное вращение ротора.

Основные характеристики двигателя ДЭК-33/45:

Стабилизированные частоты вращения, об/мин	33 $\frac{1}{3}$ и 45
Напряжение питания номинальное, В	5,0
Ток потребляемый номинальный, А	0,011
Напряжение при пуске (форсированное), В	20,0
Время разгона при форсированном пуске до 33 $\frac{1}{3}$ об/мин, с	8—5
Момент инерции ротора с диском, кг·м ²	350 · 10 ⁻⁴
Коэффициент детонации, %	0,08

Использование высококоэрцитивных постоянных магнитов (например, ферритов бария) на роторе двигателя позволяют отказаться от зубцовой зоны и тем самым существенно уменьшить коэффициент неравномерности вращения.

На рис. 5-4 приведена конструкция двигателя с беззубцовым статором. Кольцевая обмотка статора 5 намотана на цилиндрический сердечник 4, выполненный из листовой электротехнической стали или магнитомягкого феррита. Статор прикреплен с помощью клея или специального компаунда к пластмассовому заднему



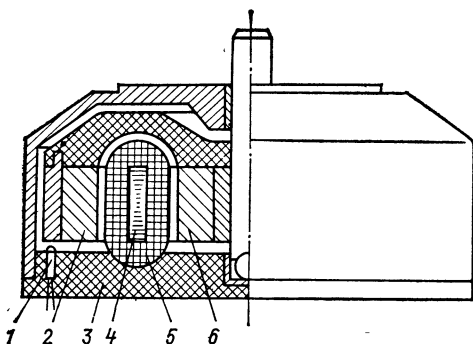


Рис. 5-4. Двигатель с регулируемой ЭДС

читу 3, в котором установлены также свето- и фотодиоды 1 ДПР. На роторе двигателя коаксиально закреплены два индуктора 2 и 6 из магнитотвердого феррита. Расположены индукторы таким образом, что одноименные полюсы того и другого направлены встречно. Этим обеспечивается один и

тот же знак ЭДС на обеих сторонах кольцевой обмотки, а следовательно, ее высокое использование. На торце ротора нанесены зеркальные секторы, с помощью которых излучение светодиодов попадает на фотодиоды.

Достоинством данной конструкции, определяющим перспективность ее применения в устройствах общепромышленного и бытового назначения, является низкая стоимость и наиболее полное использование активных материалов, а также возможность подстройки ЭДС двигателя путем относительного поворота внутреннего и внешнего индукторов. Последнее обстоятельство имеет немаловажное значение при массовом производстве двигателей, так как позволяет исключить или существенно снизить разброс их выходных параметров, возникающий в основном из-за неидентичности кривых размагничивания различных образцов постоянных магнитов и технологических погрешностей при изготовлении.

5-4. ДВИГАТЕЛИ ДЛЯ КАССЕТНЫХ МАГНИТОФОНОВ

Первые модели кассетных магнитофонов в СССР появились в 1970 г., после чего производство их начало быстро развиваться и к настоящему времени объем выпуска составляет несколько миллионов штук в год.

Освоение массового производства кассетных аппаратов потребовало разработки новой элементной базы, в частности микродвигателей для привода лентопротяжных механизмов. К этим двигателям предъявляется комплекс довольно сложных требований, к главным из которых следует отнести высокую экономичность, стабильность скорости, малый уровень шума и большой срок службы.

Требование высокой экономичности двигателя обусловлено тем, что кассетные магнитофоны выпускаются преимущественно в виде малогабаритных носимых аппаратов с батарейным питанием, причем время непрерывной работы магнитофона с одним комплектом батарей должно быть не менее 10 ч. Если учесть, что энергия батарей расходуется не только на электропривод, но и на воспроизведение записей при выходной мощности динамика до 0,5—1 Вт, то становится ясным требование высокого КПД двигателя,

От стабильности средней и мгновенной скорости зависит качество звучания аппаратов, и стабильностью в значительной степени определяется классность магнитофона. Заметим, что выпуск магнитофонов более высоких классов непрерывно растет.

Анализ уровня шумов лентопротяжных механизмов различных типов магнитофонов показывает, что шум, создаваемый в аппарате двигателем, является определяющим, и его уменьшение является основным направлением при создании малошумящей аппаратуры магнитной записи.

Длительную безотказную работу магнитофонов во многом определяет долговечность двигателя. На долговечность отрицательно влияет тот факт, что аппаратура эксплуатируется широким потребителем без квалифицированной профилактики. Потребитель, как правило, только тогда обращается в ремонтную мастерскую, когда отказ уже произошел. Поэтому создание надежного привода, не требующего дополнительного обслуживания в течение всего периода эксплуатации, является одним из важных направлений в магнитофоностроении.

Требование особой конфигурации двигателя, а именно, небольшой его длины по сравнению с диаметром, вытекает из общего направления технической эстетики — конструирования более плоских аппаратов и необходимости вертикального расположения вала двигателя при основном, горизонтальном, рабочем положении аппарата.

Одним из определяющих требований массового производства является снижение трудоемкости и себестоимости двигателя. Следовательно, конструкция и принятая технология должны обеспечивать автоматизацию изготовления и контроля параметров при малых отходах материалов и комплектующих элементов.

Для носимых кассетных магнитофонов выпускаются двигатели двух типов. Прежде всего, это традиционные коллекторные электродвигатели с возбуждением от постоянных магнитов. В табл. 5-3 представлены параметры отечественных и некоторых зарубежных коллекторных электродвигателей, которые в основном предназначены для магнитофонов 3-го и 4-го класса. Массовое производство коллекторных двигателей для аппаратов более высокого класса связано с трудностями, обусловленными наличием щеточно-коллекторного узла. Увеличение срока службы коллекторных двигателей, повышение надежности, снижение уровня шума и радиопомех приводит к значительному усложнению технологии, увеличению трудоемкости и себестоимости, к необходимости применения драгоценных материалов.

Второй тип двигателей, выпускаемый с начала 70-х годов, — это БДПТ, в которых существует потенциальная возможность обойти трудности производства коллекторных двигателей повышенного класса и тем самым при сравнимых, а со временем и меньших, затратах улучшить такие важнейшие параметры двигателей, как срок службы, надежность, акустический шум, стабильность частоты вращения при сохранении хороших энергетических показателей,

Параметры коллекторных двигателей для кассетных магнитофонов

Параметр	Тип двигателя						
	МД-0,35-9Б	ДПР-2Т	ДПБ-102	ДПС-0,2	ДПБ-902	М-56-NN	DMF-54R-S
Напряжение питания номинальное, В	9	6	9	9	9	9	6
Диапазон изменения напряжения, В	6-10	4,5-6,5	6-10	6-10	6-10	6-10	4,5-7
Момент номинальный, 10^{-4} Н·м	5	11	5	10	5	5	9
Частота вращения, об/мин	2000	2500	2000	2000	2000	2000	2400
Точность стабилизации частоты вращения, %	± 2	$\pm 2,4$	± 2	± 2	От +1 до -1,5	± 3	—
КПД, %	16	27	17	24	19	16	25
Уровень шума на расстоянии 0,25 м, дБ (А)	37-40	38	38	38	33	33	—
Ресурс работы, ч, не менее	1000	500	1000	1000	1000	1000	600
Масса, кг	0,160	0,285	0,160	0,130	0,130	0,130	0,130
Габариты, мм	$\varnothing 34 \times 32$	$\varnothing 34 \times 33$	$\varnothing 36,5 \times 39$	$\varnothing 34 \times 33$	$\varnothing 39 \times 33$	$\varnothing 39 \times 37$	$\varnothing 38 \times 34,8$

обеспечить малые габариты и массу, присущие коллекторным двигателям.

В последнее десятилетие освоено массовое производство БДПТ для кассетных магнитофонов [44] (табл. 5-4). В сравнении с коллекторными машинами БДПТ имеют несколько большие габариты и массу. Этот недостаток связан с наличием электронного коммутатора, выполняемого, как правило, на дискретных элементах и составляющего существенную часть объема и массы двигателя.

Таблица 5-4

Параметры БДПТ для кассетных магнитофонов

Параметр	БДС-0,2 (СССР)	БДС-0,2М (СССР)	БДС-0,14 (СССР)	ДБМ-0,2-2000 (СССР)	МНХ-5 (Швейцария)	G-020 (ФРГ)	GA-25,06 (ФРГ)
Напряжение питания номинальное, В	9	9	9	9	9	9	6
Диапазон изменения напряжения, В	5,1-9,3	5,1-9,3	6-10	6-10	6-9	6-10	4,5-7,5
Момент номинальный, 10^{-4} Н·м	6	6	6	8	9	12	16
Частота вращения, об/мин: верхняя	3000	3000	2000	2000	2200	3000	1500
нижняя	1500	1500	—	—	—	—	—
Точность стабилизации, %, при частоте вращения							
верхней	$\pm 1,3$	$\pm 1,0$	$\pm 1,5$	$\pm 1,5$	$\pm 2,0$	$\pm 1,5$	$\pm 2,5$
нижней	$\pm 2,0$	$\pm 2,0$	—	—	—	—	—
КПД, %	25	24	24	20	15,4	35	30
Уровень шума на расстоянии 0,25 м, дБ (А)	38	33	30	38	32	33	—
Ресурс работы, ч, не менее	2000	2000	2000	1500	3000	2500	1500
Масса двигателя с коммутатором, кг	0,170	0,170	0,150	—	—	—	—
Габариты двигателя, мм	$\varnothing 34 \times 41$	$\varnothing 34 \times 43$	$\varnothing 34 \times 33$	—	—	—	—
Габариты коммутатора, мм	$95 \times 55 \times 10$	$95 \times 55 \times 16$	$95 \times 55 \times 16$	—	—	—	—

Двигатели БДС-0,2, БДС-0,2М и БДС-0,14 разработаны для моно- и стереофонических кассетных магнитофонов типа «Весна» 1, 2 и 3-го класса. Массовое производство магнитофонов с двигателем БДС-0,2 начат в 1974 г. [37, 38]. Конструкция всех этих двигателей одинакова, и отличаются они между собой типом подшипников, габаритными размерами и элементами коммутатора. Двигатели БДС-0,2 выполнены на шарикоподшипниках, которые для снижения шума расположены в опрессованных резиной втулках. В БДС-0,2М используются подшипники скольжения из пористой бронзы, благодаря чему существенно снижены уровень шума и себестоимость [42]. Двигатель БДС-0,14 имеет большее число полюсов магнита ротора, коммутатор выполнен полностью на кремневых полупроводниковых элементах.

Схема двигателя БДС-0,2М приведена на рис. 5-5. Коммутатор содержит силовые ключи коммутации секций обмотки двигателя, генератор питания ДПП и регулятор частоты вращения. Секции силовой обмотки двигателя M коммутируются транзисторными ключами $T1-T3$. Диоды $D1-D3$ выпрямляют напряжение, поступающее на силовые ключи со вторичных обмоток ДПП трансформаторного типа ($Tr1-Tr3$). Первичные обмотки этих трансформаторов соединены последовательно и подключены к выходу генератора питания датчика. Генератор собран на транзисторах $T4, T5$.

В целях поддержания необходимого уровня скорости двигателя напряжение, снимаемое с обмоток тахогенератора T_2 , выпрямляется трехфазным мостом, выполненным на диодах $D10-D15$ и сглаживается конденсатором $C4$. Через делитель ($R9, R10$ и $R15$) это напряжение подается на стабилитроны $D8, D9$, подключенные ко входу усилителя, собранного на транзисторах $T7, T8, T9$. Напряжение пробоя стабилитронов определяет уровень стабилизированной частоты вращения. Если частота вращения двигателя меньше номинальной, то напряжение тахогенератора T_2 недостаточно для пробоя стабилитронов $D8, D9$, следовательно, транзистор $T9$ находится в выключенном состоянии, а $T7, T8$ — во включенном. Транзистор $T8$ замыкает цепь генератора питания ДПП, благодаря чему сигналы ДПП подаются на ключи $T1-T3$, а на силовую обмотку M подается напряжение питания. Создается электромагнитный момент и увеличивается частота вращения двигателя. При превышении номинальной частоты стабилитроны $D8, D9$ пробиваются, транзистор $T9$ открывается, а $T7, T8$ запираются, срывая колебания генератора питания ДПП. Транзистор $T6$ выполняет роль стабилизатора напряжения для питания генератора ДПП $T4-T5$ и релейного усилителя $T7-T9$. Резисторы $R9, R10$ и стабилитроны $D8, D9$ обеспечивают получение стабилизированных частот вращения 1500 и 3000 об/мин при переключении контактов $B1$ и $B2$.

Конструкция электромеханической части двигателя БДС-0,2М представлена на рис. 5-6. Ротор состоит из магнита возбуждения 4 и магнита 6 якоря ДПП, опрессованных на валу 1 пластмассой АГ-4В. Пакет статора 3 набирается из штампованных листов электротехнической стали. В пазах пакета размещены силовая и

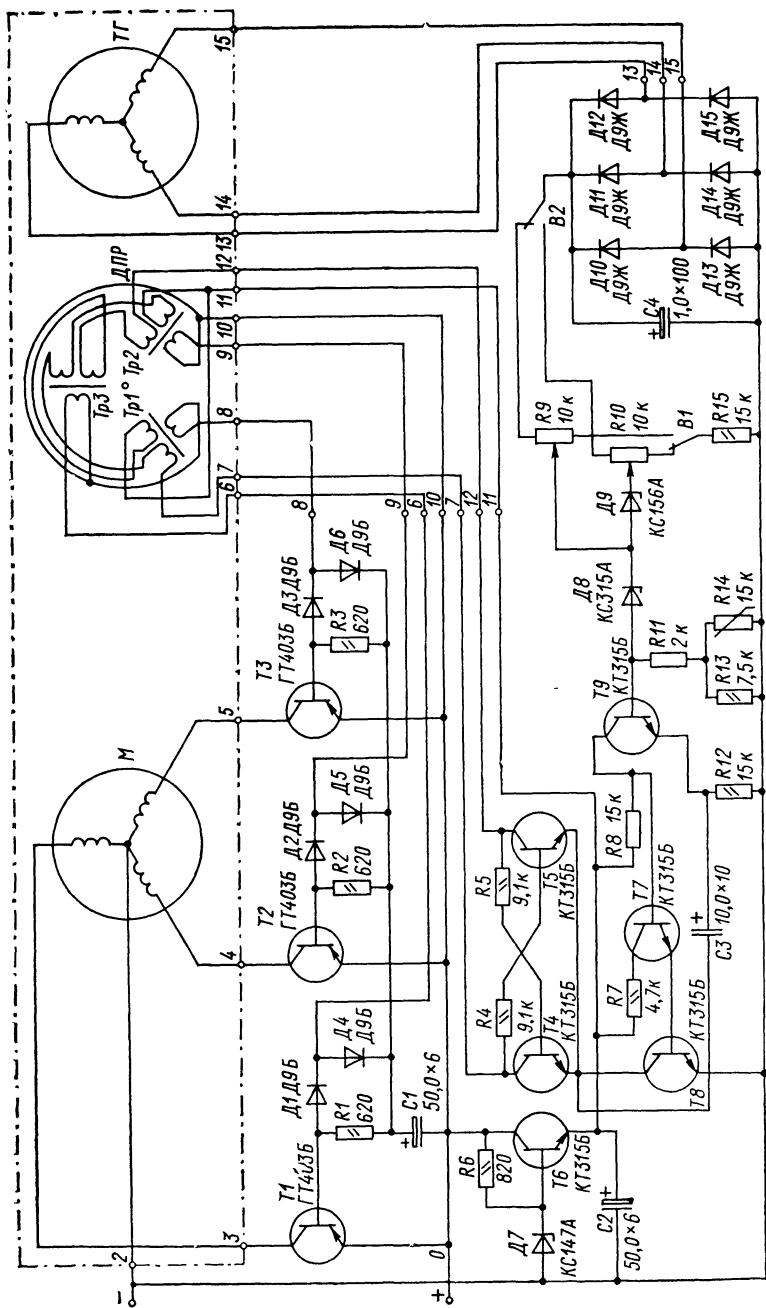
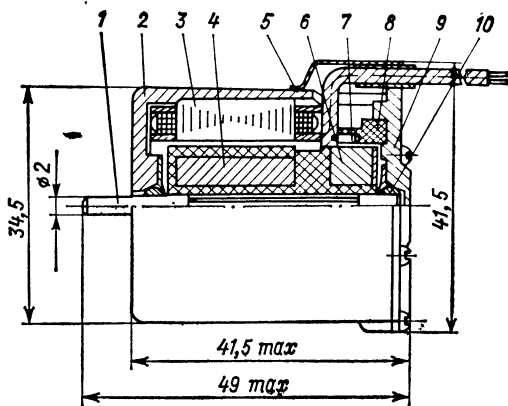


Рис. 5-5. Принципиальная электрическая схема двигателя БДС-0,2М

Рис. 5-6. Электромеханический двигатель БДС-0,2М

тахогенераторная обмотки. ДПР содержит три трансформатора 7 с сердечниками из ферритовых колец диаметром 3 мм. Трансформаторы приклеены к пластмассовой обойме 8. Статор двигателя крепится в корпусе 2 клеем, а обойма датчика — на щите 9 винтами. Выводы всех обмоток проходят через отверстие в корпусе и прижимаются к нему крышкой 5. В качестве опор вращения используются подшипники скольжения 10. Все элементы коммутатора собраны на отдельной гетинаксовой плате с печатным монтажом. Плата соединена с электромеханической частью двигателя жгутом проводников.



ГЛАВА ШЕСТАЯ

КОНСТРУКЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ БДПТ

6-1. ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Большие механические усилия, возникающие в элементах конструкций роторов высокоскоростных машин, высокая частота коммутации секций обмотки, весьма значительные тепловые потери в сравнительно малом объеме активных частей машины, большое число механических резонансных контуров — вот основные факторы, обуславливающие особые требования, предъявляемые к высокоскоростным бесконтактным двигателям постоянного тока (ВБД), и специфику их конструктивного и схемного выполнения.

Трудности проектирования ВБД, связанные с высокой частотой вращения, в значительной мере свойственны любому типу высокоскоростных машин.

Особенность конструкции ВБД в сравнении с другими типами высокоскоростных двигателей заключается в наличии постоянных магнитов на роторе, а также ДПР и коммутатора. Основные задачи, решаемые при проектировании ВБД: обеспечение прочности и жесткости ротора; создание высокооборотных подшипниковых опор; снижение потерь в машине и ее охлаждение; учет и снижение вибрационных нагрузок. Другого рода трудности, связанные с обеспечением работы коммутатора, заключаются в создании мощных силовых ключей, работающих с высокой частотой переключения,

схем ограничения тока через двигатель или силовые ключи, схем запуска двигателя и др. Эти вопросы были рассмотрены в четвертой главе и сейчас будут затронуты лишь при описании конкретных практических разработок.

Рассмотрим особенности проектирования ВВД, анализируя основные пути выполнения отмеченных требований и используя примеры конструктивных решений соответствующих узлов высокоскоростных машин.

Прочность ротора. Эта проблема в первую очередь касается машин с внешним статором, поскольку у машин с внешним ротором толщина постоянных магнитов мала в сравнении с толщиной магнитопровода и наличие магнитов практически не оказывает влияния на прочность ротора.

Наиболее эффективным средством упрочнения роторов с постоянными магнитами является применение бандажных колец, напрессовываемых на магниты. Необходимость упрочнения магнитов зачастую обусловлена технологией их изготовления. Так, для того чтобы предотвратить возникновение трещин и сколов из-за местных внутренних напряжений в магните после его спекания, в процесс изготовления четырехполюсных магнитов из материала КС37 включены операции по упрочнению. После обработки внешней цилиндрической поверхности магнита на него напрессовывается немагнитное упрочняющее кольцо. Затем «прошивается» внутреннее отверстие и обрабатываются торцевые поверхности магнита, после чего он армируется немагнитными втулками. Такая конструкция увеличивает прочность магнита и исключает возможность его разрушения при креплении с натягом на валу.

В качестве материалов для бандажных колец могут использоваться немагнитные стали, сплавы титана и другие высокопрочные материалы, к числу которых относятся также волокнистые композиционные материалы (табл. 6-1, 6-2). Из немагнитных материалов хорошими прочностными свойствами обладают титановые сплавы. Их применение наиболее оправданно в конструкциях роторов, бандажное кольцо которых выполняет также функции вала, его центральной части, свариваемой с выходными концами (см. рис. 3-1, *д—ж*). Применение стали 12Х18Н9Т позволяет в цельном бандажном кольце получить магнитопроводящие и немагнитные участки. Полностью немагнитной (с необратимой потерей магнитных свойств) сталь становится после специальной термической обработки с нагревом до 1050—1100 °С и последующим быстрым охлаждением. После напрессовки бандажного кольца междуполусные участки нагреваются токами высокой частоты. Более прочные кольца получают, сваривая магнитные и немагнитные стали. Роторы, упрочненные таким образом, имеют наилучшие удельные магнитные показатели.

Применение проволочного бандаж для упрочнения магнитной системы роторов ограничено, ввиду того что приводит к увеличению немагнитного зазора, не обеспечивая при этом увеличения осевой жесткости ротора.

Таблица 6-1

Свойства материалов, применяемых для упрочнения роторов

Материал	Предел прочности при растяжении, МПа	Предел текучести, МПа	Модуль упругости, 10^4 МПа	Плотность, 10^3 кг/м ³	Применение
Сплавы титана (ГОСТ 19807-74): BT6 BT3-1Л BT2-1Л	820 970 1020	770 850 880	10,5-11,5	4,4-4,5	Полностью немагнитное бандажное кольцо
Сплавы алюминия (ГОСТ 21488-76): Д16 B95	410-440 510-550	250-300 410-440	7,0-8,0	2,8 2,85	
Сплавы стали: немагнитные: (ГОСТ 5632-72) 10X11H20T3P 12X18H9T магнитопроводящие (ГОСТ 4543-71): 30XH3A 20X2H4A	920	620	20-22	7,8	Цельное кольцо с магнитопроводящими и немагнитными участками
	550	224			Сварное кольцо с магнитопроводящими и немагнитными участками
	1000 1300	800 1100			
	1450-1500	—			Немагнитный проволочный бандаж
Проволока бандажная луженая немагнитная 2X12H12Г6 ГОСТ 9124-59					

Таблица 6-2

Характеристики высококачественных волокон и волокнистых композиционных материалов на основе эпоксидных смол

Волокно	Характеристики волокна			Характеристики композиционного материала		
	Плотность, 10^3 кг/м ³	Модуль упругости, 10^4 МПа	Прочность на разрыв, МПа	Содержание волокон, %	Прочность на растяжение, МПа	Модуль упругости при растяжении, 10^4 МПа
Стекловолокну:						
стекло Е	2,54	7,3	1830	65	1260	5,5
стекло F	2,48	8,7	3290	65	1650	7,3
Алюмоборосиликатное волокно типа БС и БВ ГОСТ 10727-73	2,5	—	2000	65	1300	6,0
Волокно бора	2,59	4,1	3320	50	1470	21,1
Углеродное волокно:						
высокопрочное	1,76	28	2800	60	1400	14,8
высокомодульное:	1,9	50	1750	60	780	20,4
ВМН-4	1,7	25-30	2000-5000	60	1200-2500	14-15
ВМН-С	1,9	40	2000	60	1200	19-20
Органическое волокно	1,46	8,0	2800	65	1680	6,0

Самым распространенным из волокон для композиционных материалов является стекловолокно. Основные достоинства его заключаются в высокой прочности, низкой стоимости, хорошей теплоустойчивости, хороших диэлектрических свойствах, а также в технологичности. Недостатком этого материала является низкий модуль упругости. Это приводит к существенному увеличению размеров облобок из стекловолокна и к чрезмерным напряжениям в полимерных матрицах, в результате чего происходит их растрескивание при растяжении, ведущее к снижению усталостной прочности.

Волокна бора характеризуются высокой прочностью на разрыв и высоким модулем упругости. Однако этот материал отличается хрупкостью, низким сопротивлением удару. Относительно высокая стоимость волокон из этого материала и перечисленные недостатки ограничивают его применение.

Углеродные волокна по совокупности свойств являются наиболее перспективным упрочняющим материалом. Жесткость в радиальных направлениях бандажа из углеволокна выше жесткости титанового бандажа и немного уступает жесткости стального. Среди других особенностей углеродных волокон следует отметить их отличную обрабатываемость и способность к формообразованию. Чрезвычайно низкий (близкий к нулю) температурный коэффициент линейного расширения углеволокна является одновременно и положительным и отрицательным качеством в зависимости от условий его применения. Недостатком углеволокна является низкая ударная вязкость. Кроме того, это волокно дефицитно.

Органическое волокно является относительно новым материалом. Основным достоинством этого волокна является высокая удельная прочность, благодаря которой оно применяется для изготовления маховиков [32].

В качестве матриц (связующих), используемых в сочетании с высокопрочными волокнами, применяются эпоксидные, фенольные и полиимидные смолы. Особый класс композиционных материалов составляют материалы с металлической матрицей (на основе титана, алюминия, никеля и магния) — весьма перспективные в будущем [32, 53]. Наиболее распространенным связующим материалом является эпоксидная смола горячего отверждения. Ее применение ограничено верхним пределом температуры, составляющим 130—150 °С. При температурах от 150 до 200—300 °С используются фенольные и полиимидные смолы.

Краткий обзор свойств композиционных материалов свидетельствует о возможности и перспективности их применения в качестве упрочнителя роторов ВБД. Наиболее целесообразно упрочнение волокнистыми пластиками сборных конструкций, в особенности таких, у которых затруднена точная обработка магнитной системы в сборе под напрессовку металлического бандажного кольца. Вместе с тем отличие свойств пластиков от свойств металлов требует несколько иного подхода к проектированию роторов с использованием пластиков. В качестве примера применения композиционного материала как упрочнителя рассмотрим конструк-

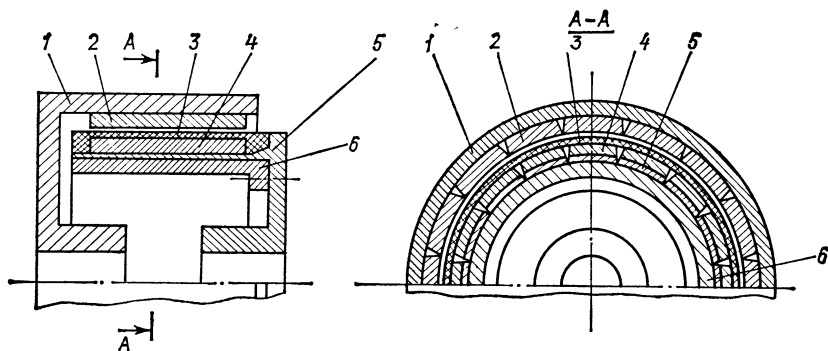


Рис. 6-1. Высокоскоростная радиальная синхронная муфта

цию высокоскоростной синхронной муфты (рис. 6-1), магнитная система которой охвачена бандажом из алюмоборосиликатного волокна, пропитанного эпоксидной смолой. Муфта предназначена для бесконтактной передачи вращающего момента с одной машины на другую [9].

Муфта состоит из внешней и внутренней полумуфты. Внешняя полумуфта содержит магнитопровод 1 со ступицей и постоянные магниты 2, закрепленные на внутренней поверхности магнитопровода 1. Постоянные магниты 2, намагниченные радиально, образуют многополюсную систему. Магнитопровод внутренней полумуфты состоит из двух частей — тонкого разрезного цилиндра 5 со ступицей и вставленного в этот цилиндр с минимальным зазором стакана 6 из магнитомягкого материала. На внешней поверхности цилиндра установлены радиально намагниченные постоянные магниты 4, охваченные упрочняющим бандажом 3. Число постоянных магнитов внутренней полумуфты равно числу постоянных магнитов внешней полумуфты. Упрочняющий бандаж из композиционного материала выполняется путем намотки алюмоборосиликатной нити с последующей пропиткой ее связующим — эпоксидной смолой горячего отверждения.

Обе полумуфты связаны между собой силами магнитного взаимодействия, обеспечивающими синхронное вращение, если тормозной момент, приложенный к одной из полумуфт, не превышает максимального момента их сцепления между собой. В противном случае имеет место проворачивание полумуфт относительно друг друга. При этом вращающий момент во внутренней полумуфте передается с постоянных магнитов на ступицу (и наоборот) через разрезной цилиндр.

При вращении полумуфт наиболее значительные напряжения имеют место в упрочняющем бандаже, поскольку толщина его мала и он воспринимает усилия от действия центробежных сил собственной массы, массы магнитов 5 и массы разрезного цилиндра. Ввиду того что напряжения, возникающие в бандаже, весьма существенно превосходят напряжения в стакане, а также ввиду низкого модуля упругости стеклопластика зазор между стаканом и

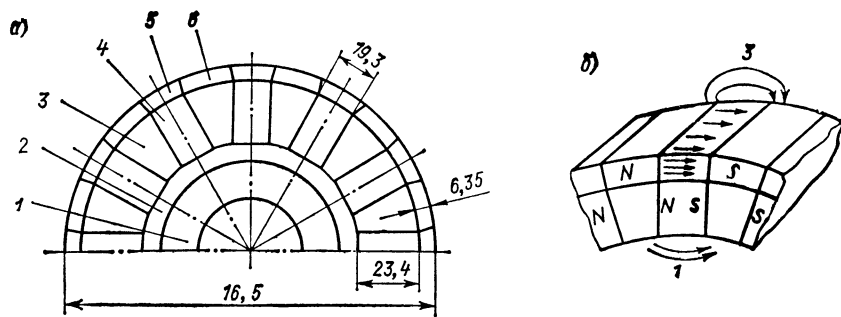


Рис. 6-2. Ротор с тангенциально намагниченными магнитами

цилиндром увеличивается по мере роста частоты вращения муфты.

Таким образом, особенность рассмотренной конструкции с применением композиционного материала заключается в том, что магнитопровод, обеспечивающий передачу вращающего момента и проведение магнитного потока, разделен на две части. Упругий разрезной цилиндр служит для передачи вращающего момента, а магнетомягкий стакан — для замыкания магнитного потока. Разделение магнитопровода обеспечивает работу силовых элементов муфты, имеющих резко различные свойства, в частности разные модули упругости.

Рассмотрим конструкцию ротора (рис. 6-2, а) с тангенциально намагниченными магнитами (см. рис. 3-1, и). Ротор используется в генераторе мощностью 200 кВт·А с частотой вращения 12000—21000 об/мин [41].

Ротор содержит немагнитный вал 1, немагнитную втулку 2, постоянные магниты 4, магнетомягкие полюсы 3 и бандажное кольцо, состоящее из немагнитных участков 5 и магнитопроводящих участков 6. Для того чтобы обеспечить работу всех элементов конструкции ротора в зоне упругих деформаций, необходимо весьма тщательно подбирать характеристики взаимодействующих материалов. Все материалы, включая материалы вала и втулки, испытывают значительные напряжения, что препятствует использованию эпоксидных смол для закрепления магнитов в процессе сборки, поскольку смолы не выдерживают возникающих при этом периодических нагрузок.

Материалы для бандажного кольца выбираются с учетом их прочности и совместимости при сварке и термообработке, а также требования высокого удельного электрического сопротивления. В качестве магнитного материала применена мартенситностареющая сталь типа 300, а немагнитного — многофазный Ni—Co—Cr—Mo-сплав. Этот сплав близок по прочностным свойствам стали 300, однако для достижения необходимой прочности требуется дополнительное холодное обжатие,

Ротор обеспечивает индукцию 0,65 Тл в воздушном зазоре генератора. Масса магнитов составляет 9 кг. Сравнительно низкая индукция в воздушном зазоре объясняется значительными потоками рассеяния, основные пути которых приведены на рис. 6-2, б. Наибольшими являются поток 1, проходящий по немагнитной втулке (внутрироторное рассеяние), и поток 2, проходящий по немагнитной части бандажного кольца (междуполусное рассеяние). Существенно меньше поток 3 краевого рассеяния. Другим недостатком конструкции, на который следует обратить внимание, является большая толщина магнитов (19,3 мм), которая выбирается исходя из оптимальных соотношений между полюсной дугой, индукцией в зазоре под полюсом и значениями междуполусных и внутрироторных потоков рассеяния. Оптимальный коэффициент полюсной дуги для такого рода конструкции составляет 0,50—0,55. Исходя из этого толщина магнита оказывается существенно завышенной в сравнении с толщиной, рассчитываемой из условий устойчивости магнитов к размагничивающему действию полей статора. К недостаткам конструкции относится также и то, что сборка ротора осуществляется с намагниченными магнитами. Это не может не сказаться на качестве балансировки.

Значения индукции в зазоре для рассмотренной конструкции превышают аналогичный показатель для радиально намагниченных роторов в 1,5—2 раза. Это обстоятельство является существенным преимуществом приведенной конструкции, благодаря которому она применяется в машинах, критичных к массогабаритным показателям.

В отличие от рассмотренного ротор с радиально намагниченными магнитами существенно проще. Характерной особенностью ротора с магнитной системой из сегментообразных магнитов (рис. 6-3) является отсутствие натяга между бандажным кольцом и магнитами и, соответственно, между магнитами и магнитопроводом [11]. Ротор содержит вал 4, постоянные магниты 2, охватывающее магниты бандажное кольцо 1 и магнитопровод 3, расположенный на валу с зазором относительно постоянных магнитов. Постоянные магниты закреплены, например, при помощи клея, на внутренней поверхности обода бандажного кольца. Соединение

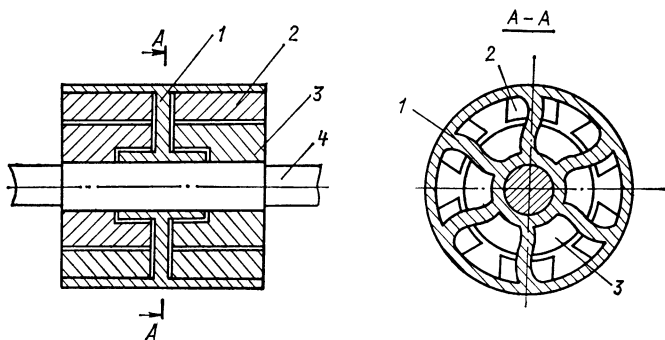


Рис. 6-3. Ротор с радиально намагниченными магнитами

бандажного кольца с валом обеспечивает непосредственную (не через магнитопровод) передачу вращающего момента с магнитов на вал. В подобных конструкциях роторов со сборной магнитной системой (см. рис. 3-1, *ж—и*) передача вращающего момента на вал осуществляется за счет натяга между магнитами и магнитопроводом. Это не позволяет в полной мере использовать прочностные свойства кольца. В рассмотренной конструкции максимальная частота вращения определяется только напряжениями, возникающими под действием центробежных сил, обусловленных массой магнитов и обода бандажного кольца. (Расчет напряжений в ободу осуществляется аналогично расчету напряжений в конструкции на рис. 3-1, *жс*.)

Для того чтобы исключить передачу напряжений на обод при посадке бандажного кольца с натягом на вал, посадочная часть кольца соединена с ободом перемычками в виде радиально-упругих ребер.

Сопоставительный анализ конструкций роторов с тангенциально и радиально намагниченными магнитами [1] показывает, что в отношении максимального повышения мощности машины (при заданных частоте вращения и марке материала магнита) преимущество имеет вторая конструкция. Если не ставится это требование и по условию прочности допустима первая конструкция, то габариты ротора и машины в целом существенно уменьшаются.

Жесткость ротора. Жесткостью ротора, вращающегося в жестких опорах, определяются значения его критических скоростей, при которых резко возрастают вибрационные нагрузки на ротор и на подшипниковые опоры. Поэтому роторы с постоянными магнитами, учитывая хрупкость магнитов, проектируют жесткими со значениями первой критической частоты вращения выше максимальной рабочей частоты вращения, как минимум, на 10—15 %. Из упрочненных роторов наиболее жесткими при прочих равных условиях являются роторы, у которых бандажное кольцо выполняет также функции вала (см. рис. 3-1, *в—е*).

При вращении жесткого ротора в упругих опорах значения его первой и второй критических частот определяются в первую очередь жесткостью упругих опор, причем вибрации ротора и опор на этих частотах значительно меньше, чем в системе жесткий ротор — жесткие опоры. Применение упругих опор в ВБД представляет несомненный интерес в отношении увеличения частоты вращения ротора или его длины (диаметр ограничен по условию прочности), но в этом случае подходить к проектированию следует, учитывая жесткость системы ротор — опоры.

Проблемы снижения потерь и улучшения охлаждения возникают из-за уменьшения габаритов высокоскоростного двигателя по сравнению с двигателем, рассчитанным на меньшую скорость, при одинаковом уровне мощности, а также в связи с возрастанием потерь в стали, в подшипниках, в меди и аэродинамических потерь.

Снижение потерь на вихревые токи в стали и меди, а также потерь на перемагничивание достигается уменьшением толщины

листов электротехнической стали (до 0,2 мм) и диаметра проводников статорной обмотки, которая выполняется из нескольких параллельных ветвей [36]. Эти меры достаточно эффективны и позволяют приблизить уровень названных потерь в высокоскоростных машинах к уровню потерь в среднескоростных машинах. Более радикальным средством снижения потерь в двигателях, работающих длительно на холостом ходу (двигатели гироскопов, маховиков, центрифуг), является отказ от стального магнитопровода и выполнение статора на диэлектрической основе (при этом магнитный поток индуктсра замыкается по воздуху).

Уровень аэродинамических потерь приблизительно пропорционален диаметру и третьей степени окружной скорости ротора [28]. При одной и той же мощности и частоте вращения эти потери могут быть пренебрежимо малы в высокоскоростных двигателях с внешним статором и столь велики в машинах с внешним ротором, что составляют в некоторых случаях более половины всей мощности, потребляемой машиной [41]. Уровень аэродинамических потерь зависит, кроме того, от плотности окружающей среды, размеров зазора и состояния перемещающихся относительно друг друга поверхностей. Наименьшие потери имеет гладкий цилиндрический ротор, вращающийся относительно гладкой цилиндрической поверхности с зазором между ними, составляющим 1—3 % диаметра ротора. Для такой конструкции момент трения ротора о воздух (в ньютон-метрах) определяется выражением

$$M_{\text{возд}} \approx 1,32 \cdot 10^{-12} n^{1,7} p^{0,7} (1 + 4,4L_p/D_p) D_p^{4,4}, \quad (6-1)$$

где n — частота вращения ротора, об/мин; p — давление среды в долях нормального атмосферного; L_p и D_p — длина и диаметр ротора, см. [28].

При увеличении зазора потери растут, так как в соприкосновении вовлекаются все большие массы воздуха. При отсутствии корпуса (кожуха) уровень потерь примерно на 20% превышает минимальный. С уменьшением зазора относительно оптимального увеличивается трение поверхностей о воздух, что также приводит к росту потерь.

Наиболее эффективным средством борьбы с аэродинамическими потерями является вакуумирование полости двигателя или заполнение ее гелием или водородом. В гелиевой среде по сравнению с воздушной потери уменьшаются в 7 раз, в водородной — в 10 раз. Предложенные способы, однако, весьма сложны в реализации, поскольку связаны с необходимостью создания герметичного уплотнения, что далеко не всегда возможно и оправданно.

В сравнении с указанными менее эффективным, но более простым в реализации является метод, заключающийся в уменьшении относительной скорости перемещения поверхностей [10]. Ротор с уменьшенными аэродинамическими потерями (рис. 6-4) содержит постоянный магнит 3, выполненный из высококоэрцитивного материала, помещенный в упрочняющее кольцо 4 и насаженный на

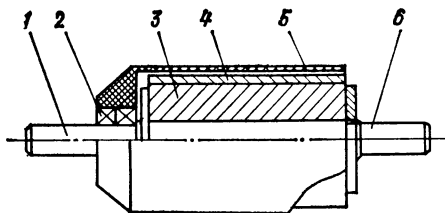


Рис. 6-4. Ротор с уменьшенными аэродинамическими потерями

вал 1. Снаружи concentрично бочке ротора в подшипниковых опорах 2 вращается тонкостенный диэлектрический цилиндр 5. Суть технического эффекта, заключающегося в уменьшении аэродинамических потерь, вызванных трением бочки ротора о воздух, объясняется следующим образом. При вращении бочки ротора на диэлектрический цилиндр действуют различные моменты сил относительно оси вращения, а именно: аэродинамический движущий момент от сил трения о воздух внутренней поверхности цилиндра, перемещающегося под действием трения о него бочки ротора; аэродинамический тормозной момент от сил трения о воздух наружной поверхности цилиндра; момент трения в подшипниках, также являющийся тормозным.

Если учесть, что значения аэродинамических моментов примерно равны, а момент трения в подшипниках не превышает 5—10% аэродинамического момента, можно легко определить частоту вращения цилиндра, которая примерно составляет 0,40—0,45 частоты вращения бочки ротора. Воспользовавшись формулой (6-1), легко подсчитать, что с уменьшением окружной скорости примерно в два раза аэродинамический тормозной момент уменьшается в 4 раза. Поскольку число взаимодействующих поверхностей увеличивается в два раза и добавляются к тому же потери на трение в подшипниках, суммарные потери уменьшаются примерно в 1,6—1,8 раза в сравнении с потерями в роторе без цилиндра.

Увеличение рассмотренных составляющих потерь хотя и является в ряде случаев весьма существенным, но практически не приводит к необходимости принудительного охлаждения машины. Такая необходимость, как правило, вызывается существенным увеличением плотности тока в меди статора, что приводит к значительному перегреву его проводников. Это ставит разработчиков перед выбором: либо увеличить нагревостойкость проводников, применив, например, провод с полиимидной изоляцией, выдерживающий температуру до 250—300 °C [59], либо обеспечить их эффективное охлаждение. Первый путь влечет за собой необходимость увеличения нагревостойкости других узлов и элементов машины (ДПР, магнит, подшипник), что ужесточает предъявляемые к ним требования; он используется в исключительных случаях, когда подведение к двигателю хладагента не представляется возможным. Второй путь позволяет отвести тепло от обмотки и локализовать его распространение в зоне, не критичной к повышенной температуре (например, по наружной поверхности корпуса), предотвратив поступление к другим узлам. Достоинство ВБД, заключающееся в том, что в его роторе практически отсутствуют потери электромагнитного характера, делает весьма удобным применение

в этих двигателях жидкостного охлаждения в отличие, например, от асинхронных машин, где потери в роторе являются преобладающими, а жидкостное охлаждение его затруднительно. Помимо жидкостного в ВБД применяется естественное охлаждение через установленный на корпусе ребристый радиатор и реже — воздушные, продувом воздуха через полость двигателя.

Снижение вибрационных нагрузок в ВБД является первостепенным условием увеличения срока службы и надежности как самого двигателя, так и приводимого им во вращение устройства. Снижение вибронагрузок улучшает показатели приводов, в частности повышает точность и чистоту обработки на станках и электрошпинделях, разрешающую способность приводимых во вращение двигателем оптических устройств, таких, как устройства развертки лазерного луча, и т. д.

Вибронагрузки на опорах ВБД вызываются следующими факторами:

- остаточной неуравновешенностью ротора после балансировки;
- неуравновешенностью ротора в результате разбалансировки в процессе эксплуатации;

- температурным эксцентриситетом ротора и подшипниковых щитов;

- анизотропией жесткости ротора;

- несоосностью подшипниковых опор и подшипниковых щитов; овальностью цапф в подшипниках скольжения;

- неравномерностью воздушного зазора;

- дефектами деталей подшипников качения.

Предъявляя на стадии проектирования ВБД повышенные требования к точности изготовления деталей и узлов и качеству применяемых подшипников, уже на стадии изготовления можно исключить влияние последних четырех из вышеперечисленных факторов. Взаимосвязанными являются такие факторы, как температурный эксцентриситет ротора и анизотропия его жесткости, обусловленные различной теплопроводностью и жесткостью элементов конструкции ротора в разных направлениях. Иными словами, имеет место несимметрия жесткости и теплового расширения ротора. (Аналогичная природа вибронагрузок и в подшипниковых щитах.) Возникновение несимметрии свидетельствует о неправильном подборе конструкционных и магнитных материалов ротора и подшипниковых щитов и чаще всего может наблюдаться в сборных многополюсных конструкциях роторов.

Наиболее труднодоступной причиной вибрации является разбалансировка ротора в процессе эксплуатации. Если ротор балансируется на скоростях, значительно отличающихся от рабочих, то даже высокая точность балансировки на низких скоростях не исключает возможность разбалансировки во время работы на высоких скоростях вследствие неравномерности его растяжения в различных направлениях. В этом смысле наиболее коварным является случай, когда растяжения со значениями в пределах зоны упругой деформации носят обратимый характер и возвращают

разбалансированный ротор при снижении его частоты вращения к исходному, уравновешенному, состоянию. Повторная балансировка в этом случае не поможет. Единственным средством устранения такого рода причины вибрации является балансировка ротора на рабочих частотах вращения.

6-2. ВЫСОКОСКОРОСТНЫЕ ПОДШИПНИКОВЫЕ ОПОРЫ

В ВБД находят применение все основные типы высокоскоростных опор: опоры качения и скольжения, газовые и магнитные опоры.

Наиболее уникальными в настоящее время являются магнитные опоры. Несмотря на то что еще в 90-х годах прошлого века появились патенты на магнитный подвес роторов с помощью одних только постоянных магнитов, практическая реализация магнитных подшипников с преимущественным применением постоянных магнитов в электрических машинах началась лишь с появлением магнитов на основе интерметаллических соединений редкоземельных металлов с кобальтом ($R - Co$ -магнитов). Основное достоинство магнитных подшипников заключается в обеспечении работы ротора в вакууме, без контакта с неподвижными частями — в течение длительного срока службы, зависящего лишь от срока службы электромагнитных устройств стабилизации подшипников. Недостатком магнитных подшипников применительно к ВБД, особенно с внешним статором, является низкая прочность магнитов, накладывающая ограничения на частоту вращения. Поскольку масса и габариты магнитных подшипников зависят в первую очередь от массы ротора, минимум которой определяется магнитной энергией магнитов, можно считать применение магнитных опор целесообразным лишь в ВБД с $R - Co$ -магнитами.

Достоинствами газовых опор являются практически неограниченный срок службы (для газодинамических опор этот срок зависит от числа остановок двигателя) и возможность обеспечить практически любую частоту вращения ротора ВБД.

Если ни одно из преимуществ названных опор не считается особо важным при проектировании данного ВБД, то выбираются опоры с подшипниками качения, нашедшие основное применение в большинстве высокоскоростных маломощных машин, в том числе и в ВБД.

Наибольшее распространение получили шариковые радиальные и радиально-упорные подшипники прецизионных классов с малыми моментами трения, легкими текстолитовыми сепараторами. Реже применяются совмещенные опоры, позволяющие повысить точность и жесткость подшипниковых узлов.

Параметром, определяющим быстроходность шарикоподшипников, является произведение диаметра отверстия подшипника на частоту вращения вала dn (миллиметр-оборот в минуту). Согласно методике Всесоюзного научно-исследовательского института под-

шипниковой промышленности [52] все подшипники по скоростному параметру делятся на несколько типов:

	$(dn)_{\min}$	$(dn)_{\max}$
Скоростные	600 000	1 200 000
Высокоскоростные . . .	1 200 000	2 000 000
Сверхскоростные . . .	2 000 000	3 000 000

Пределы допустимых частот вращения подшипников качения определяются множеством конструктивно-эксплуатационных параметров. Основными из них являются: тип, габаритные размеры и серия подшипника, материал и конструкция сепаратора, точность изготовления подшипника и сопряженных деталей узла, влияние окружающей среды, температуры, вибрации, степень и характер нагружения, способ охлаждения и смазки.

Различают кратковременное значение скоростного параметра, при котором подшипник работает от нескольких минут до нескольких часов, и ресурсное, приводимое в справочниках и каталогах, при котором обеспечивается длительная эксплуатация подшипника.

В зависимости от скоростного параметра выбирается и способ смазки подшипника. Обычно густую смазку применяют при значениях dn ниже $2,7 \cdot 10^5$, смазку масляным туманом — при значениях до $9 \cdot 10^5$; при больших значениях скоростного параметра применяют «реактивную» смазку маслом.

Проектирование подшипниковых опор является сложной задачей, включающей в себя не только анализ и расчет собственно подшипников, но также анализ и расчет системы ротор — подшипники. К числу факторов, которые необходимо оценить при анализе, относятся технологические погрешности, влияние зазоров, а также их изменения в процессе эксплуатации, анизотропия жесткости, влияние центробежных сил тел качения, гироскопические явления в подшипниках, влияние сил трения в смазочном слое и др. Такой подход, а именно совокупное рассмотрение перечисленных и ряда других факторов, является сравнительно новым. Раньше подшипник качения, как правило, рассматривался в качестве абсолютно жесткой опоры, что слишком упрощало его физическую модель и существенно снижало точность расчета. Усилия разработчиков были при этом направлены на то, чтобы максимально ужесточить опору, повысить как ее радиальную, так и осевую жесткость. Критические скорости вращения двигателя определялись целиком параметрами ротора и действующими на него нагрузками.

В литературе конца 60-х и начала 70-х годов, охватывающей большое число конструктивных решений высокоскоростных двигателей малой мощности и их опор, описаны практически только конструкции с жесткими опорами [56, 57]. Стремление повысить частоту вращения двигателя, работая на докритических частотах, приводило к необходимости дальнейшего увеличения жесткости ротора. В машине имело место взаимодействие типа жесткий ротор — жесткие опоры.

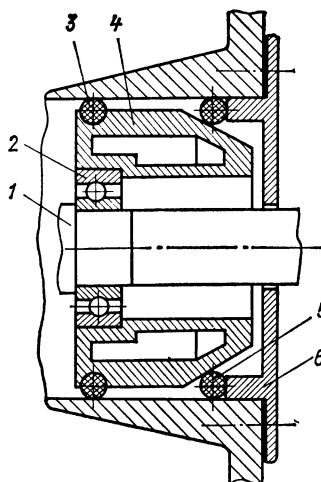


Рис. 6-5. Подшипниковый узел с упругозакрепленным шарикоподшипником

Другой путь увеличения частоты вращения — это уменьшение жесткости ротора и снижение за счет этого его критических частот до значений ниже рабочих, т. е. работа на закритических частотах. Необходимость снижения критических частот обуславливается не только тем, что какая-то из них может оказаться в зоне рабочих частот, но также еще и тем важным обстоятельством, что чем ниже критические частоты, тем меньше при них вибронагрузки на узлы двигателя. Вместе с тем уменьшение жесткости ротора приводит к уменьшению его прочности и к увеличению вибронагрузок на опоры и ротор в зоне закритических скоростей. Кроме того, гибкий ротор более подвержен воздействию различного рода колебаний, что также ухудшает работу машины.

Проведенные в последнее время теоретические и экспериментальные исследования в области динамики роторных машин позволили определить некоторые пути увеличения частоты вращения роторов, в том числе и роторов электрических машин [49]. Суть заключается в применении системы жесткий ротор — упругие опоры (или одна опора). Такое сочетание позволяет существенно уменьшить критические частоты вращения ротора и исключить нежелательные явления, связанные с уменьшением жесткости ротора при работе его на закритических частотах. Весьма важным является также и то, что при этом существенно уменьшаются вибронагрузки, вызванные переходом через критические частоты. Правильный выбор параметров упругих опор позволяет существенно сблизить первую и вторую критические частоты и обеспечить работы двигателя в зоне частот вращения, значительно превышающих критические. В этом случае имеет место эффект самоцентрирования ротора, несмотря на остаточную динамическую и статическую неуравновешенность.

На рис. 6-5 приведена одна из первых конструкций подшипникового узла с упругозакрепленным радиальным шарикоподшипником, примененная в высокоскоростном асинхронном двигателе [57]. Наружное кольцо 2 шарикоподшипника запрессовывается в промежуточную, выполненную в виде полукопнуса (под углом 30°) деталь 4, снабженную каналом, где циркулирует охлаждающая жидкость. Снаружи деталь 4 имеет кольцевую канавку глубиной 2 и шириной 3,5 мм. При монтаже детали в ее кольцевую канавку закладывается кольцо 3 из эластомера с пределом прочности 4,8—10,3 МПа. Между конической частью детали и корпусом размещается второе кольцо 5, фиксируемое фланцем 6. Вторая опора

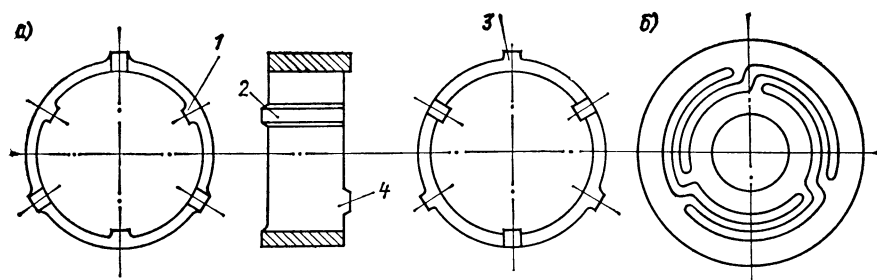


Рис. 6-6. Упругие опоры: а — в виде кольца; б — с криволинейными упругими элементами

двигателя смонтирована аналогично. При этих условиях вал 1 ротора электродвигателя с шарикоподшипниками может совершать небольшие перемещения в осевом и радиальном направлениях, а при работе оси вращения и инерции примерно совпадают. Двигатель с упругозакрепленными подшипниками нормально работал с частотой вращения 75 000 об/мин, в то время как подобный двигатель, не снабженный упругой системой, выходил из строя при частоте вращения 60 000 об/мин.

В настоящее время материалы типа эластонита, резины и подобные не рекомендуется применять для упругих опор ввиду неустойчивости и нелинейности их упругих свойств. Наиболее перспективными сейчас являются металлические упругие опоры.

Широкое применение нашла упругая опора в виде стального кольца (рис. 6-6, а), снабженного радиальными, равномерно чередующимися внешними (3) и внутренними (1) выступами и осевыми выступами 2, 4. Внутренние выступы воспринимают давление от обоймы подшипника, а наружные передают это давление на жесткий корпус. Упругая опора, показанная на рис. 6-6, б, состоит из двух жестких колец, связанных между собой криволинейными упругими элементами. Податливость этой опоры можно изменить путем изменения толщины и длины упругих элементов [56].

Весьма перспективным является совмещение упругого кольца и подшипника в одном узле, который изготавливается подшипниковой промышленностью и упругие свойства которого заранее заданы. В настоящее время некоторые из таких опор уже применяются [49].

На рис. 6-7, а изображен подшипник с концентрическими рядами пазов 1, расположенных в шахматном порядке. Эти пазы делят наружное кольцо на три концентрические части: внутреннюю 4, среднюю 3 и внешнюю 2. Средняя часть внешнего кольца, ограниченная пазами, имеет жесткость на порядок ниже крайних его частей. Она и является упругим элементом подшипника, определяющим жесткость всего подшипника. При вращении вала деформируется только средняя часть кольца.

На рис. 6-7, б изображен вертикальный разрез подшипника качения с внутренним упругим кольцом. Внутреннее кольцо под-

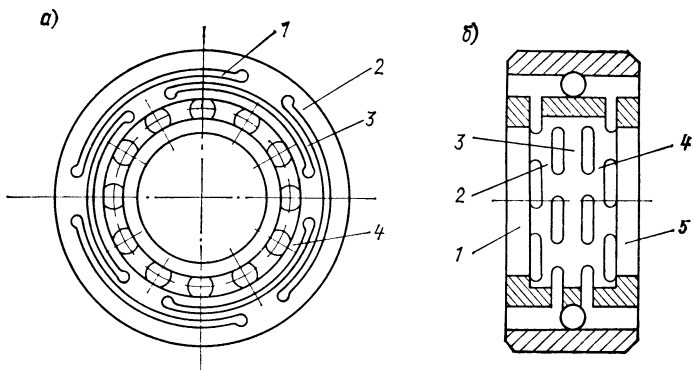


Рис. 6-7. Упругие подшипники: а -- радиальный; б — радиально-осевой

шипника выполняется цельным и состоит из пяти концентрических колец. Кольца соединены между собой перемычками. Два крайних кольца 1 и 5 посажены на вал и могут вместе с ним перемещаться в осевом и радиальном направлениях. Вибрации, возникающие при вращении вала, воспринимаются промежуточными кольцами 2 и 4, являющимися вместе с перемычками упругой связью между средним кольцом 3, выполненным с дорожкой качения, и кольцами 1 и 5.

Промежуточные кольца имеют жесткость на порядок ниже остальных и поэтому определяют как радиальную, так и осевую жесткости подшипника, могут при этом легко изменяться независимо друг от друга путем изменения размеров промежуточных упругих колец 1 и 4 как по радиусу, так и по оси.

Рассмотрим подшипниковые узлы электрошпинделя (рис. 6-8) на упругих опорах (см. рис. 6-6, а) с номинальной частотой вращения ротора 96 000 об/мин. Два шарикоподшипника 5 и 10 ротора 8 установлены в корпусе 6 электрошпинделя 1 посредством упругих колец 4 и 11 с тремя внутренними и наружными выступами. Для исключения вредного влияния сухого трения, возникающего при взаимном смещении деталей, и восприятия технологических и предварительно создаваемых комплектом пружин 9 нагрузок кольца снабжены торцевыми выступами. Кольцо 4 упирается торцевыми выступами, совмещенными с наружными радиальными выступами, в крышку 7, а торцевыми выступами, совмещенными с внутренними радиальными, — в бурт стопорной прокладки 3. Другим буртом последняя упирается в наружное кольцо подшипника 5. Во избежание вращения упругого кольца под действием момента сил трения в подшипнике 5 прокладку изготовляют с торцевым выступом, входящим в радиальный паз крышки 2. (Вращение упругого кольца приводит к быстрому истиранию его выступов.)

Конструкция левого опорного узла обеспечивает нормальную работу упругих элементов кольца 4 и одновременно позволяет воспринимать осевое усилие, направленное вправо. Правый опорный узел, выполненный аналогично, воспринимает осевое усилие,

направленное влево. Усилие комплекта пружин выбирается всегда большим максимального технологического осевого усилия. При вращении ротора упругие кольца деформируются. При этом создаются восстанавливающие силы, благодаря которым ротор получает возможность самоцентрироваться в зоне рабочих частот, превышающих вторую критическую.

Таким образом, установка подшипников ротора в упругих кольцах снижает резко жесткость системы и без какого-либо искусственного улучшения демпфирования обеспечивает легкий переход ротора через зону первой и второй критических частот (с малыми амплитудами и вибронагрузками) и самоцентрирование ротора, несмотря на остаточную статическую и динамическую неуравновешенность. При сравнительных испытаниях электрошпинделей вибронагрузки в упругоопертых роторах были в три-четыре раза меньше по сравнению с теми же роторами, установленными на жесткие опоры. В результате существенно повышаются класс чистоты, точность формы поверхности обрабатываемой детали и срок службы подшипников двигателя.

Приведенные примеры использования системы жесткий ротор — упругие опоры в высокоскоростных двигателях свидетельствуют о перспективности ее в нескольких направлениях, а именно:

- увеличение верхнего предела диапазона частот вращения ротора;

- увеличение отношения длины ротора к диаметру при тех же частотах вращения;

- снижение вибронагрузок на двигатель;

- устранение отрицательного влияния остаточной неуравновешенности ротора за счет эффекта самоцентрирования при работе в зоне частот вращения, превышающих вторую критическую.

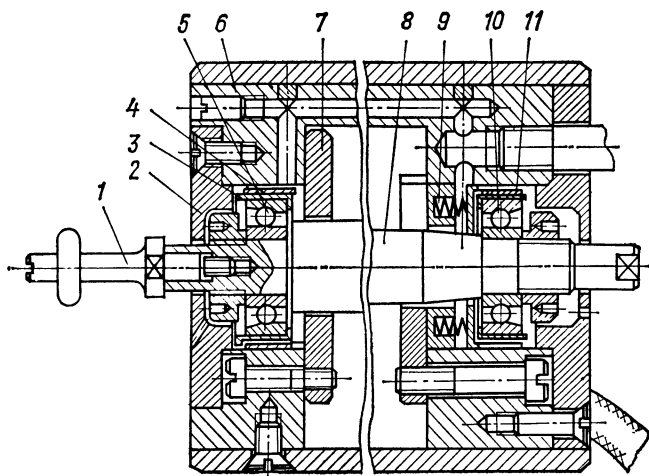


Рис. 6-8. Подшипниковые узлы электрошпинделя на упругих опорах

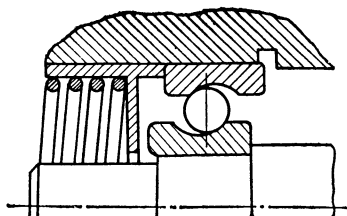


Рис. 6-9. Подшипниковый узел с предварительным осевым натягом

Применение системы жесткий ротор — упругие опоры может быть достаточно эффективным и в конструкциях сборных роторов ВБД (см. рис. 6-2). В таких роторах имеет место остаточная неуравновешенность,

вызванная значительными перемещениями элементов конструкции ротора в процессе работы и неудовлетворительной балансировкой предварительно намагниченного ротора.

Высокая виброустойчивость роторов, упрочненных в соответствии с рис. 3-1, а, проверена при отработке шарикоподшипниковых узлов двигателя на 150 000 об/мин. В ряде случаев вибрация ротора на частотах 120 000 об/мин была настолько велика, что вызывала выход из строя радиально-упорных подшипников (их заклинивание), в то время как ротор оставался работоспособным. После замены подшипников и доводки узла ротор выводился на максимальную частоту вращения.

Одним из отличительных и весьма важных моментов проектирования опор высокоскоростных машин является необходимость создания осевого натяга как для радиально-упорных, так и для радиальных подшипников. Правильный расчет осевого натяга обеспечивает больший срок службы опор, так как при недостаточном натяге велики вибронагрузки на опоры, а при излишнем — увеличиваются потери в подшипниках и их износ. Как показали исследования [49], для жестких опор осевой натяг зависит нелинейно от скорости вращения. Для упругих опор эта зависимость близка к линейной, а натяг примерно в 1,6 — 2 раза ниже, чем для жестких опор.

При выборе типа подшипников исходят из соотношения осевой (A) и радиальной (R) нагрузок: при $A/R < 0,35$ применяются однорядные радиальные подшипники, при $A/R \geq 0,35$ — радиально-упорные с углом контакта β_k , равным 12, 26, 36°. Увеличение угла β_k влечет за собой усиление гироскопических эффектов в подшипнике и уменьшение допустимой радиальной нагрузки, поэтому подшипники с углом $\beta_k = 36^\circ$ используются редко.

В подшипниковом узле осевой натяг создается пружиной, действующей через стакан на наружное кольцо подшипника (рис. 6-9). Осевая нагрузка нужна для того, чтобы исключить зазор в подшипнике и погасить гироскопический момент шариков. Осевое усилие (в ньютонах), действующее на подшипник, должно при этом удовлетворять условию [52]

$$A \geq 1,6 \operatorname{tg} \beta_k.$$

Изменение соотношения между осевой и радиальной нагрузками вызывается рядом факторов, действующих как в самом подшипнике, так и вне его, со стороны ротора.

Осевую составляющую, уменьшающую предварительный натяг, создают центробежные силы шариков. Центробежная сила одного шарика при вращающемся внутреннем кольце определяется в ньютонах по формуле [49]

$$F_{ц} = 29,2 \cdot 10^{-9} K^2 D \gamma_{ш} d_{ш}^3 n^3,$$

$K = 0,5 \left(1 - \frac{d_{ш}}{D} \cos \beta_k \right)$ — конструктивный параметр подшипника;
 D — диаметр окружности, проходящий через центры шариков, мм;
 $\gamma_{ш}$ — плотность материала шарика, г/см³; $d_{ш}$ — диаметр шарика, мм;
 n — частота вращения, об/мин.

Минимальная предварительная осевая нагрузка, прикладываемая к наружному кольцу подшипника, выбирается исходя из выражения

$$A = 1,67 \operatorname{tg} \beta_k + A',$$

где A' — наибольшая из осевых нагрузок, это либо нагрузка, равная осевой составляющей центробежных сил шариков, либо осевая нагрузка A_r , необходимая для погашения гироскопического верчения шариков.

Для подшипника с i шариками при вращающемся внутреннем кольце

$$A_r = 5,75 \cdot 10^{-12} d_{ш}^3 n^2 D i \left(1 - \frac{d_{ш}^2}{D^2} \cos^2 \beta_k \right) \sin^2 \beta_k.$$

На соотношение осевой и радиальной нагрузок влияет и динамическая нагрузка со стороны ротора, которая зависит от остаточной неуравновешенности ротора (статической и динамической) и от типа системы ротор — опора. С динамической нагрузкой связан и другой, весьма важный расчетный параметр высокоскоростного подшипника — его долговечность, который может быть рассчитан по методике, разработанной ВНИИПП [48].

6.3. ГАЗОВЫЕ ОПОРЫ

К настоящему времени накоплен достаточно большой опыт проектирования газовых опор ВБД. Присущие этому типу опор недостатки, такие, как малый зазор, нетехнологичность, ограничивают их применение, в особенности в ВБД, работающих при высоких температурах. Например, значительные трудности возникают при проектировании газовых опор высокоскоростных асинхронных двигателей с массивным ротором, температура нагрева которого достигает 350 °С, что приводит к заклиниванию газовых подшипников.

Приступая к выбору типа опор, необходимо учитывать общую рекомендацию, основанную на опыте проектирования и эксплуатации различного типа подшипников: не применять газовые подшипники в устройствах, где могут удовлетворительно работать опоры других типов [57].

По принципу действия различают газодинамические и газостатические подшипники. В ВБД основное применение нашли газодинамические подшипники. В таких подшипниках газ самозасасывается в зазор из атмосферы через торцы. Это избавляет от необходимости подачи воздуха в зазор под давлением (как в газостатических подшипниках) и обуславливает меньшие габариты. В нерабочем состоянии цапфа газодинамического подшипника лежит на опоре. При вращении цапфы частицы газа увлекаются в сторону минимального зазора, где создается зона повышенного давления. Начиная с некоторой скорости давление газа в этой области уравнивает давление цапфы на опору и ротор «подвешивается». Для предотвращения заеданий при неустановившемся режиме, когда газовая подушка еще не успела образоваться или уже разрушилась, цапфы и опоры (вкладыши и втулка) должны изготавливаться из материалов, позволяющих какое-то время работать без смазки. Временем работы подшипника без смазки практически определяется его ресурс. Применительно к двигателям можно говорить о числе пусков, при котором сохраняется работоспособность подшипников. Такое требование к материалам является недостатком газодинамических подшипников в сравнении с газостатическими.

Зазоры в газодинамических подшипниках весьма малы и обычно составляют 0,0003 — 0,001 диаметра цапфы. Конкретный зазор определяется исходя из требуемой несущей способности подшипника и условий его эксплуатации. С увеличением частоты вращения цапфы, давления окружающей среды и уменьшением зазора несущая способность подшипника увеличивается.

Большое влияние на работу подшипника — его устойчивость, отсутствие вибраций, жесткость и возможность демпфирования колебаний — оказывает геометрия опор (или вкладышей). Чисто цилиндрическая форма используется сравнительно редко ввиду низкого предела устойчивости подшипника. Применение сегментных подшипников, состоящих из трех и более сегментов, обеспечивает безвибрационную работу ротора, однако уменьшает надежность и срок службы устройства, так как при эксплуатации этих подшипников имеют место кромочные контакты. Наибольшее распространение получили опоры в форме цилиндра, на внутренней поверхности которого сделаны ступенчатые сегментообразные впадины или же скосы, играющие роль сегментов. К недостаткам сегментных и ступенчатых подшипников (по сравнению с гладкими цилиндрическими подшипниками одного диаметра и длины) относится их меньшая несущая способность.

В отличие от газодинамических в газостатических подшипниках подъемная сила цапфы в начале вращения создается за счет поддува воздуха, а во время работы — за счет засасывания воздуха в зазор между цапфой и подшипником, хотя и при вращении цапфы влияние поддува не исчезает. В таких подшипниках исключено повреждение цапфы при пусках и остановках ротора. Однако нали-

не компрессора сильно усложняет устройство и уменьшает надежность машины.

Осевые нагрузки воспринимаются подпятниками, на поверхности которых выполняются канавки и скосы, необходимые для создания воздушного клина. Важнейшим условием хорошей работы подпятника является перпендикулярность его поверхности к оси вращения.

Специальные требования предъявляются к материалам цапф и вкладышей. Основные из них: отсутствие износа и схватывания при сухом трении в период пуска и остановки; стабильность размеров деталей и зазоров в период эксплуатации при действии переменных температур, влажности и других факторов; высокая коррозионная стойкость при длительном воздействии окружающей среды; высокая нагревостойкость; высокая теплопроводность. Наиболее часто цапфы выполняют из сталей марок 9Х18, ШХ-15, Р18, Р9, закаленных до твердости 56—64 по Роквеллу. Коррозионная стойкость цапф повышается за счет их хромирования. Высота микронеровностей R_z взаимодействующих поверхностей подшипников не должна превышать 0,2 мкм. Вкладыши опор выполняют из материалов с хорошими антифрикционными свойствами, таких, как графит, пропитанный баббитом Б-83, или сплавом олова и свинца СО5, или свинцовистой бронзой БрС30, пористый графит марки ПК-0 и др.

Важным достоинством газовых подшипников, обусловившим их применение в двигателях компрессоров криогенных систем, является отсутствие продуктов износа. Это позволяет существенно упростить турбокомпрессоры, в которых используется газ высокой чистоты. В этом случае полости компрессора выполняют сообщающимися с полостью двигателя; отпадает необходимость в передаче вращающего момента с двигателя на компрессор через герметичные стенки.

6-4. МАГНИТНЫЕ ОПОРЫ

Среди различного рода опор, основанных на взаимодействии электрических и магнитных сил, магнитными принято называть опоры преимущественно на постоянных магнитах, снабженные системой стабилизации в каком-либо направлении [41, 43]. Основные преимущества магнитных подшипников проявляются при длительной эксплуатации двигателя в высоком вакууме или защитной среде.

До недавнего времени применение постоянных магнитов в опорах электродвигателей ограничивалось их совместной работой с механическими подшипниками. Функции постоянных магнитов заключались в разгрузке механических опор с целью увеличения их долговечности и надежности. Препятствием к созданию активно контролируемого подвеса на постоянных магнитах являлись в первую очередь их низкая коэрцитивная сила, а также низкая удельная магнитная энергия. Предлагаемые конструкции опор [43] оставались весьма неэффективными, поскольку отмеченными

параметрами магнитов определяются основные характеристики опор — масса и габариты, несущая способность, жесткость, зазор, потребление энергии.

Подвес роторов двигателей малой мощности, занимающих, как правило, произвольное положение в пространстве при эксплуатации, затрудняется еще и потому, что в большинстве машин имеет место радиальное тяжение между ротором и статором, вызванное электромагнитными силами. Оно зависит, помимо прочих факторов, от отношения эксцентриситета между ферромагнитными частями ротора и статора к зазору и для машин с обмоткой, уложенной в пазы магнитопровода, весьма существенно, а зачастую в несколько раз превосходит массу ротора. Это обстоятельство накладывает ограничения как на магнитные опоры в отношении увеличения их несущей способности, так и на двигатель — в отношении уменьшения радиальных тяжений. Появление сверхсильных R—Со-магнитов позволило не только значительно улучшить показатели опор, но также почти полностью исключить нежелательное явление радиального тяжения в машинах с постоянными магнитами (путем применения беззубцового или немагнитного диэлектрического статора). Выполнение ВБД с большим немагнитным зазором увеличивает возможность оснащения их магнитными опорами.

По направлению воспринимаемой нагрузки опоры делятся на радиальные и осевые, хотя конструктивно и те, и другие могут быть объединены в один подшипник.

В опоре условно различают пассивную часть — взаимодействующие постоянные магниты или ферромагнетик и постоянные магниты и активную — активно контролируемую систему, компенсирующую дестабилизирующие явления в пассивной части подшипника. Компенсация достигается либо поддержанием контролируемого магнитного поля, взаимодействующего с полем пассивной части, либо созданием усилий, препятствующих перемещению относительно друг друга элементов пассивной части. Одна из основных задач, возникающих при разработке магнитного подшипника, сводится к уменьшению энергии, потребляемой ее активной частью.

Рассмотрим конструкции магнитных подшипников, в том числе, и на примерах их конкретного использования в ВБД.

Радиальный высокоскоростной подшипник (рис. 6-10), используемый в ВБД (с немагнитным диэлектрическим статором) высоковакуумного турбонасоса [41], содержит статорную и роторную части. Статорная часть включает в себя два концентрических кольца 1 и 2, выполненных из R—Со-магнита, закрепленных на магнитопроводящем диске 3. Роторная часть включает в себя либо кольца из R—Со-магнита, либо магнитопроводящие кольца. Во втором случае роторная часть представляет собой высокопрочный магнитопровод с концентрическими кольцеобразными выступами. У такого типа подшипников при неоднородности магнитных свойств материала магнитная ось не совпадает с геометрической. Поэтому при изготовлении колец, их намагничивании и креплении на маг-

нитепроводе необходимо тщательно контролировать степень неоднородности. При сохранении размеров D , d и δ радиальную жесткость изменяют, варьируя толщину магнитных колец и их количество. При увеличении числа колец с двух до трех радиальная жесткость повышается примерно в два раза. Жесткость системы ротор — опоры при угловом отклонении ротора определяется радиальной жесткостью обоих подшипников и расстоянием между ними. При малом отношении расстояния между подшипниками к диаметру подшипников повышается вероятность перекосов и заклинивание опор.

На рис. 6-11 приведены результаты испытаний подшипника [41]. Кривые 1, 2, 3, выполненные сплошными линиями, показывают изменение подъемной силы F в зависимости от воздушного зазора δ для подшипника, имеющего два магнитных кольца на одной из частей (1), по два (2) и по три (3) магнитных кольца на обоих. Толщина магнитных колец — 2 мм, наружный диаметр подшипника — 30 мм, внутренний диаметр — 10 мм. Для тех же конструктивных вариантов штриховыми линиями показаны зависимости радиальной жесткости от зазора. Зависимости $F=f(\delta)$ показывают, что максимальная подъемная сила составляет 120—125 Н и мало отличается для различных вариантов конструкции. При увеличении зазора быстрее уменьшается F для варианта с магнитами на одной из частей. Более существенно конструктивные изменения сказываются на жесткости подшипника S . Максимальная жесткость достигается в конструкции с тремя магнитными кольцами на каждой части; примерно в два раза ниже жесткость конструкции с двумя магнитными кольцами на каждой части; весьма низкую жесткость имеет конструкция с магнитными кольцами на одной из частей. Масса магнитов одной части составляет 8 г, масса ротора — 0,7 кг, т. е. на 1 кг нагрузки требуется 45 г магнита типа R—Co₅.

Рассмотренные пассивные части магнитных подшипников неустойчивы в осевом направлении и нуждаются в стабилизации. Стабилизация в осевом направлении осуществляется по сигналам контролирующей обмотки, размещенной в кольцевом зазоре между концентрическими магнитными кольцами.

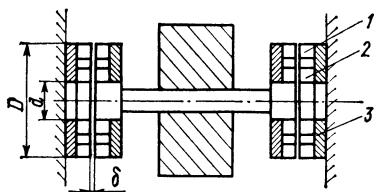


Рис. 6-10 Радиальный высокоскоростной магнитный подшипник

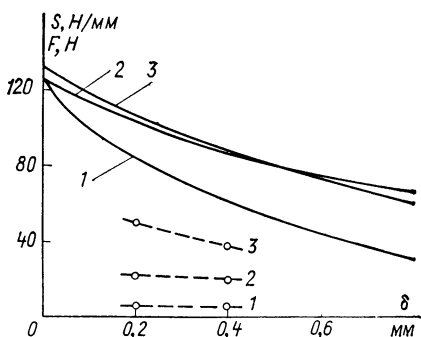


Рис. 6-11. Зависимость подъемной силы и радиальной жесткости магнитного подшипника от зазора

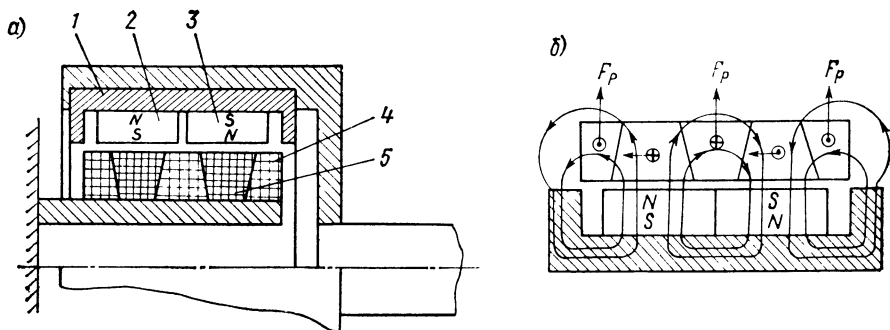


Рис. 6-12. Высокоскоростной магнитный подшипник с диэлектрической статорной частью (а) и принцип его работы (б)

Недостатком рассмотренных подшипников являются существенные потери на вихревые токи и гистерезис при высоких частотах вращения вследствие неоднородности магнитных свойств взаимодействующих поверхностей, устранить которую в полной мере не удастся. Другой недостаток заключается в отсутствии внутреннего демпфирования, что требует дополнительных мер для предотвращения колебаний.

Более совершенными в отношении снижения потерь являются подшипники, роторная часть которых содержит постоянные магниты, а статорная — стабилизирующие катушки, выполненные на диэлектрической основе. В таких подшипниках используются силы взаимодействия токов, проходящих в обмотках статорной части, с магнитными потоками постоянных магнитов роторной части. Ввиду отсутствия магнитопровода на статорной части зависимость сил взаимодействия от тока в катушках близка к прямо пропорциональной. Реверсирование тока изменяет направление сил взаимодействия на противоположное.

Роторная часть подшипника содержит кольцевой магнитопровод 1 с выступами по краям (рис. 6-12). Внутри кольцевого магнитопровода размещены радиально намагниченные кольцеобразные постоянные магниты 2, 3. Направление намагничивания магнитов противоположное. Статорная часть включает в себя радиальные (4) и осевые (5) катушки, установленные там, где преобладают соответственно радиальная или осевая составляющие магнитного потока. В результате осевые катушки порождают главным образом осевые силы F_o , в то время как радиальные силы F_p создаются радиальными катушками. Радиальные катушки обычно делят на четыре сегмента, расположенные под углом 90° , что обеспечивает действие сил вдоль двух радиальных осей, перпендикулярных друг другу.

Сила (в ньютонах), действующая вдоль оси, определяется в виде

$$F_o = 2I_o W_o B_p I_o,$$

где I_o — ток в осевых катушках; W_o — число витков; B_p — средняя индукция радиального потока в осевой катушке; l_o — средняя длина окружности витка осевой катушки.

Аналогичным образом определяются силы, действующие в радиальном направлении.

При плотности тока 5—6 А/мм², средней индукции в катушках статорной части 0,25—0,3 Тл и перегрузках 1 g масса магнитов из материала SmCo₅ составляет 15—25 % массы ротора.

Подшипники обеспечивают высокую жесткость системы ротор—опоры и хорошее демпфирование возникающих колебаний. Отсутствие ферромагнитных деталей на статорной части и однородность намагниченности ротора обеспечивают весьма низкий тормозной момент при высоких частотах вращения. Тормозные моменты вызываются только вихревыми токами в магнитах и магнитопроводе, создаваемыми слабым полем катушек статорной части.

Развитие и совершенствование конструкций магнитных подшипников теснейшим образом связано со свойствами, параметрами и технологией R—Co-магнитов.

6-5. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ, ХАРАКТЕРИСТИКИ И СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВИГАТЕЛЕЙ

По конструктивным признакам, характеризующим возможности обеспечения высокой частоты вращения, можно выделить следующие разновидности ВБД:

двигатели с внешним статором и неупрочненным ротором (окружная скорость до 60—80 м/с);

двигатели с внешним статором и упрочненным ротором (окружная скорость до 130—180 м/с);

двигатели с внешним ротором (окружная скорость до 180—250 м/с).

С учетом этих скоростных качеств и совокупности свойств, присущих определенной конструкции, а также с учетом области применения осуществляется проектирование ВБД.

Двигатели для ручных обрабатывающих механизмов используются в шлифовальных, фрезерных, сверлильных, гравировальных механизмах, в безрукавных бормашинах и других подобного рода устройствах, требующих высокой маневренности инструмента. Особенность этих устройств состоит в том, что двигатель сочленяется непосредственно с рабочим инструментом и в процессе обработки находится в руке работающего. Основными достоинствами таких высокоскоростных механизмов являются высокое качество обработки, позволяющее значительно расширить круг выполняемых операций (в том числе, и за счет применения твердосплавного и алмазного инструмента, особенно эффективного при высоких скоростях резания), малые усилия, затрачиваемые при работе, высокая производительность труда. Другим достоинством является

высокая удельная мощность — мощность механизма, отнесенная к его массе и объему.

Применительно к бормашинам следует сказать еще о повышении лечебного эффекта — уменьшении болевых ощущений при обработке ткани за счет снижения контактного давления и сокращения времени операции.

К ВБД для ручных обрабатывающих механизмов предъявляется ряд специфических требований. Приведем основные из них.

1. Малые габариты и масса — для удобства в работе и снижения утомляемости.

2. Сравнительно низкая, менее 45 °С, температура корпуса, чтобы не вызвать ожогов.

3. Минимальные гироскопические моменты — для повышения маневренности инструмента и удобства в работе.

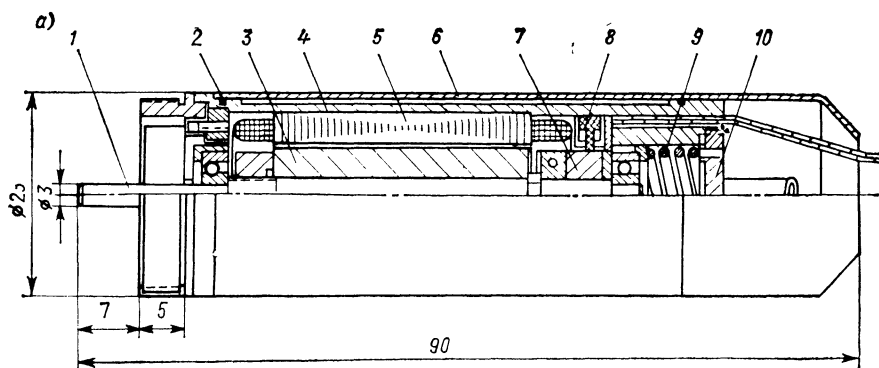
4. Широкий диапазон частот вращения и моментов на валу, обусловленный разнообразием выполняемых операций. Практически двигатели работают как с моментами, близкими к пусковому, так и с частотами, близкими к частоте холостого хода. Это требование затрудняет обеспечение высокого КПД во всех режимах работы и вызывает необходимость создания эффективной системы охлаждения.

5. Стабилизация частоты вращения — для поддержания заданного режима обработки.

6. Повышенная электробезопасность, в особенности для хирургического и стоматологического инструмента. Один из путей выполнения этого требования — снижение напряжения питания до 12—24 В.

С учетом изложенных требований спроектирован двигатель типа БДС-Б для высокоскоростных безрукавных стоматологических бормашин (рис. 6-13, а). Сравнительно высокий КПД, малое число чувствительных элементов и силовых ключей коммутатора обеспечивается при использовании в двигателе двухсекционной обмотки с выведенной средней точкой, секции которой сдвинуты на 90°. Для уменьшения гироскопического момента, увеличения быстродействия и уменьшения диаметра двигателя принято отношение длины ротора к его диаметру, равное 2,5. Охлаждается двигатель водой, проходящей через каналы, выполненные в его корпусе.

Ротор двигателя представляет собой вал 1, выполненный из немагнитной стали, с насаженными на него четырехполюсным силовым магнитом 3 и якорем 7 ДПР. Магниты выполнены из сплава ЮНДК-15. Ротор вращается в радиально-упорных подшипниках типа С6023Е, один из которых размещен в корпусе 4, а второй в переднем щите. Осевой натяг шарикоподшипников создается с помощью пружины 9, поджимаемой крышкой 10. Статор 5 двигателя имеет зубцовую конструкцию, статорная обмотка выполнена из теплостойкого провода типа ПЭТВ диаметром 0,25 мм. В качестве чувствительных элементов ДПР используются дроссели насыщения 8 с ферритовым сердечником марки 0,16ВТ диа-



метром 3 мм. Для изменения угла опережения включения секций при изменении диапазона частот вращения обояма ДПР содержит два комплекта чувствительных элементов (по два элемента в каждом). Комплекты сдвинуты на 18° , а элементы в комплекте — на 180° относительно друг друга. Корпус выполнен в виде цилиндра с ребрами на наружной поверхности, образующими каналы для прохождения воды. Сверху надета тонкостенная рубашка 6, изолирующая каналы от наружной среды. Герметичность на стыках рубашки с корпусом обеспечивается путем заливки канавки 2 в корпусе эпоксидным компаундом.

Основные технические данные двигателя следующие:

напряжение питания — 27^{+3}_{-4} В от источника постоянного тока и 220^{+10}_{-20} В от источника переменного тока промышленной частоты через блок питания;

стабилизированные частоты вращения — 40; 30; 20; 10; 4; 0,7 (с понижающим наконечником) тыс. об/мин;

номинальная мощность — 25 Вт при питании от источника постоянного тока и 20 Вт при питании от источника переменного тока;

точность стабилизации при изменении момента на валу от нуля до максимального $\pm 8\%$ на частотах 30 и 40 тыс. об/мин и $\pm 30\%$ на частотах 4, 10 и 20 тыс. об/мин;

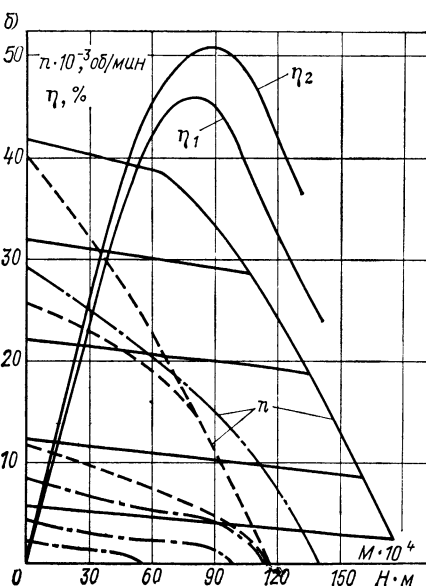


Рис. 6-13. Конструкция и характеристики двигателя для безрукавных стоматологических бормашин

срок службы — 500 ч при равномерной работе на каждой из стабилизированных частот.

На рис. 6-13, б приведены характеристики двигателя БДС-Б (сплошные линии) и механические характеристики зарубежных коллекторных двигателей, применяемых в стоматологических установках (штриховые линии — установка «Хирадент», ЧССР, штрих-пунктирные — установка «Пробамат М», ГДР). В диапазоне частот вращения 20 — 40 тыс. об/мин в двигателе обеспечивался угол опережения включения 35° , а от 0 до 20 тыс. об/мин — 0° . На рисунке приведены кривые КПД двигателя с учетом (η_1) и без учета (η_2) потерь в подводящих проводах, размещенных в гибком шланге длиной два метра.

Из сопоставления характеристик видны существенные преимущества двигателя БДС-Б по таким показателям, как частота вращения, момент нагрузки на валу и жесткость характеристик. Другие показатели этих двигателей, а также двигателей, используемых в установках «Микро-Мега» (Франция) и «Сирона» (ФРГ), приведены в табл. 6-3. Сопоставление данных таблицы выявляет такие преимущества разработанного двигателя, как низкий уровень шума, высокая мощность на единицу объема машины и большой срок службы.

Конструкция двигателя аналогичного назначения представлена на рис. 6-14. Применение высококоэрцитивного магнитотвердого материала позволило принципиально изменить компоновку. Корпус 2 двигателя выполняется из диэлектрического материала, на-

Таблица 6-3

Характеристики ВБД для безрукавных стоматологических бормашин

Двигатель, установка	Тип	Максимальная мощность, Вт	КПД	Частота вращения, тыс. об/мин	Точность стабилизации частоты вращения, %	Максимальн. уровень шума, дБ (А)	Габариты		Мощность на единицу объема двигателя, Вт/см ³	Срок службы, ч
							Диаметр, мм	Длина, мм		
БДС-Б (СССР)	Бесконтактный постоянного тока	30	30—42	40	8	55	23	62	1,15	500
«Хирадент» (ЧССР)	Коллекторный	13	30—40	40	35	57	25	55	0,47	200
«Пробамат М» (ГДР)	То же	11	30—40	27	50	57	27	48	0,4	150
«Микро-Мега» (Франция)	» »	16	30—40	40	—	57	23	55	0,7	200
«Сирона-2000» (ФРГ)	» »	20	30—40	40	—	57	23	60	0,8	200

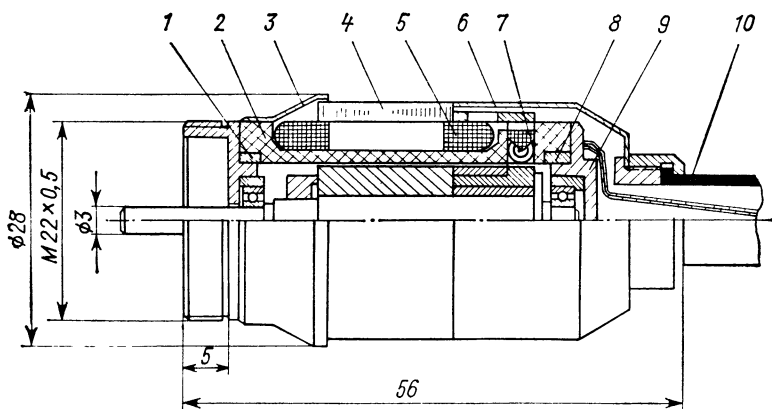


Рис. 6-14. Двигатель с диэлектрическим корпусом

пример из стеклотекстолита или пластмассы АГ-4. В местах посадки подшипниковых щитов корпус армирован латунными втулками 1 и 8. На наружной поверхности корпус имеет аксиальные ребра, которые обеспечивают его жесткость и выполняют роль каркаса статорной обмотки 5, располагаемой в пространстве между ребрами. На корпус с обмоткой насажен кольцевой шихтованный магнитопровод 4.

Благодаря тому что статор расположен снаружи корпуса, значительно улучшается доступ воздуха к его обмотке, в которой выделяется практически все тепло, рассеиваемое двигателем. Это позволяет отказаться от водяного охлаждения и тем самым от водоподводящих трубок, ухудшающих гибкость соединительного шланга 10, и повысить маневренность инструмента. Необходимость подачи охлаждающего воздуха не накладывает никаких дополнительных ограничений на конструкцию стоматологической установки, поскольку компрессор является ее неотъемлемой частью. Воздух от компрессора подается через шланг 10 с подводящими проводами, следует через отверстия в цилиндрической выступающей части заднего щита 9 и далее, в пространстве между корпусом и направляющим колпаком 6, обтекает статорную обмотку и, отражаясь от отражателя 3, выводится наружу, обтекая магнитопровод.

Выполнение корпуса диэлектрическим позволяет исключить обойму ДПР и расположить дроссели насыщения 7 в поперечных каналах корпуса.

В сравнении с двигателем на рис. 6-13 рассмотренный двигатель при мощности на валу 40 Вт имеет меньшие габариты и вдвое меньшую массу, является более технологичным и удобным в эксплуатации.

Двигатели широкого назначения используются для привода компрессоров, насосов, шлифовальных и сверлильных станков, текстильных машин, оптических устройств развертки светового

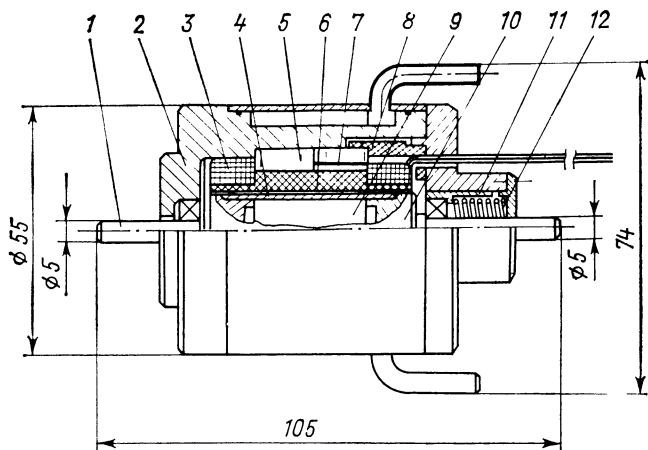


Рис. 6-15. Высокоскоростной электродвигатель широкого назначения с упрочненным ротором

луча и др. (рис. 6-15). Основные особенности конструкции заключаются в выполнении ротора и наличии беззубцового статора.

Ротор двигателя состоит из трех частей: двух концевых (1 и 10) с посадочными местами под подшипники и одной центральной (4), куда запрессован двухполюсный цилиндрический магнит-индуктор 9, выполненный из материала КС37. После запрессовки магнита в центральную часть ротора запрессовываются концевые части, затем ротор сваривается. Во избежание деформации ротора сварка осуществляется лазерным лучом. Диаметр магнита-индуктора 14 мм, длина — 25 мм, толщина центральной части ротора 1 мм. Статор беззубцовой конструкции содержит обмотку, уложенную на стеклотекстолитовый каркас 6. На каркас с обмоткой насажен шихтованный магнитопровод 5. Суммарный немагнитный зазор двигателя составляет 6 мм. Корпус 2, выполненный из сплава Д16Т, содержит каналы для прохождения охлаждающей воды.

В качестве чувствительных элементов ДПР используются датчики Холла 7. Три элемента типа ХАГ-9 расположены в пазах обоймы с магнитопроводом 8 и сдвинуты на 120° относительно друг друга. Возбуждаются чувствительные элементы потоком магнита 9.

В качестве подшипников применены радиально-упорные шарикоподшипники типа 1006095Е. При частотах вращения до 60 тыс. об/мин достаточно хорошая работоспособность подшипников обеспечивается консистентной смазкой, закладываемой в гнездо подшипника. Осевой натяг шарикоподшипников создается пружиной 12, поджимающей через подвижную втулку 11 наружное кольцо подшипника. Усилие, развиваемое пружиной, составляет 40—50 Н.

Аналогичным образом спроектирован двигатель большей мощности. Магнит двигателя двухполюсный цилиндрический диамет-

ром 30 мм, длиной также 30 мм. Суммарный немагнитный зазор составляет 13 мм, толщина центральной части ротора, в которую запрессован магнит, — 4 мм.

С использованием активных частей двигателей рассмотренной конструкции разработаны встраиваемые двигатели мощностью 500 и 400 Вт на частоты вращения 150 и 70 тыс. об/мин для турбокомпрессоров. В качестве подшипников в этом случае использованы газовые опоры. Ротор двигателя на 150 тыс. об/мин (рис. 6-16) состоит из трех частей. В центральную часть 5 запрессован магнит 6 диаметром 14 мм и концевые части 1 и 7. Поверхности концевых частей выполнены как вращающиеся части газодинамических подшипников: радиальных (поверхности 2 и 8) и осевого (поверхности 3 и 4). После запрессовки концевых частей ротор сваривается с помощью лазера. В качестве материала для концевых частей используется немагнитная сталь. Применение других немагнитных материалов, например сплавов титана, нежелательно из-за трудностей, связанных с созданием «зеркала» подшипника. Центральная часть выполнена из сплава титана ВТ6.

Натяг при запрессовке магнита, составляющий 12—15 мкм, обеспечивает работу двигателя с максимальной частотой вращения при сохранении остаточного натяга между магнитом и центральной частью ротора. Напряжения в центральной части ротора при максимальной частоте вращения составляют 350 и 220 МПа при толщине центральной части 1 и 2 мм соответственно.

Применение газовых опор в двигателях помимо требования высоких частот вращения продиктовано еще и требованием высокой чистоты рабочего газа, часть которого может попадать в систему, проходя через полость двигателя турбокомпрессора. Применение подшипников с масляной смазкой в этом случае недопустимо.

Сравнительный анализ ВБД широкого назначения можно провести на основе данных табл. 6-4. Двигатели БД-400/60 и БД-1200/30 выполнены аналогично приведенному на рис. 6-15. Двигатели БД-500/150 и БД-3000/70 — встраиваемые, но имеют аналогичные активные части (конструктивно) и те же размеры магнитов. Конструкция роторов соответствует приведенной на рис. 6-16.

Данные о ВБД фирмы «Сименс» наиболее полно приведены в работах [39, 40]. В описаниях зарубежных разработок других

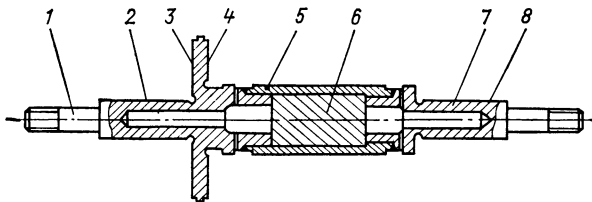


Рис. 6-16. Ротор высокоскоростного двигателя с газовыми опорами

Основные характеристики ВБД широкого назначения

Двигатель	Мощность, Вт	Частота вращения, тыс. об/мин	КПД, %		Тип обмотки	Материал магнита	Число чувствительных элементов	Число силовых ключей коммутатора	Масса без коммутатора, кг	Коэффициент использования меди
			без учета потерь в подшипниках	с учетом потерь в подшипниках						
С упрочненным ротором (СССР): БД-400/60 БД-500/150 БД-1200/30 БД-3000/70	400	60	84—86	80—82	Трехсекционная с реверсивным питанием секций	KC37	3	6	0,65	2/3
	500	150	—	67 * 76 **						
	1200	30	—	82						
	3000	70	—	78						
С неупрочненным ротором (фирма «Сименс», ФРГ)	300 120	60 50	70 60	—	Четырехсекционная с нереверсивным питанием секций	Alnico	2	4	—	1/4

* С шарикоподшипниками.

** С газовыми опорами.

фирм повторяются основные решения, принятые фирмой «Сименс» и, кроме того, отсутствуют многие важные показатели.

Двигатель БД-500/150 (рис. 6-17, кривые 1) работает в диапазоне частот от 15 до 150 тыс. об/мин. На рисунке приведены его характеристики для электрических углов опережения включения, равных нулю (штриховые линии) и 20° (сплошные линии), обеспечивающие наиболее высокие энергетические показатели соответственно для нижнего и верхнего предела частот вращения. При изменении частоты вращения двигателя в рабочем диапазоне обеспечивается также изменение угла опережения включения от 0 до 20°. Общим для сравниваемых двигателей является наличие в них статора беззубцовой конструкции, системы водяного охлаждения и применение элементов Холла в качестве чувствительных элементов ДПР.

Существенным отличием является тип статорной обмотки. Применение в двигателях фирмы «Сименс» четырехсекционной обмотки с нереверсивным питанием секций позволяет обойтись четырьмя силовыми ключами коммутатора и двумя чувствительными элементами ДПР. Недостатки этой схемы заключаются в низком коэффициенте использования меди статора и сравнительно высоком коэффициенте момента.

В двигателях типа БД используется трехсекционная обмотка с реверсивным питанием секций. Недостатками ее в сравнении с четырехсекционной являются большее число силовых ключей коммутатора и чувствительных элементов ДПР. Это увеличивает габариты коммутатора и несколько усложняет его схему. Достоин-

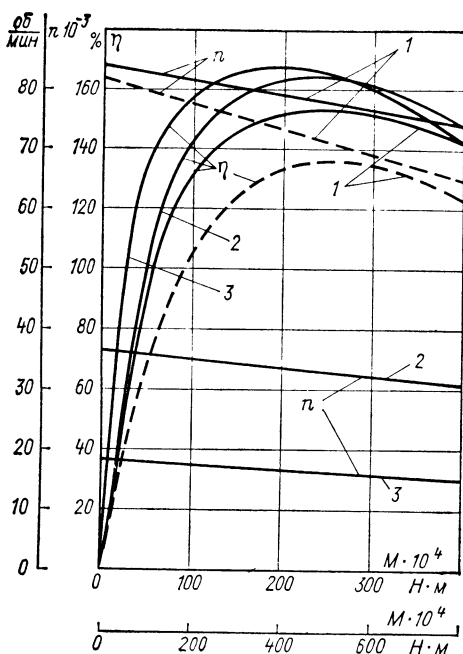
Рис. 6-17. Характеристики электро-
двигателей типа БД с упрочнен-
ными роторами

ствами трехсекционной схе-
мы являются уменьшение
коэффициента пульсаций мо-
мента и увеличение коэффи-
циента использования меди.

С переходом на беззубцо-
вую конструкцию статора
возросла роль коэффициен-
та использования меди. Действительно, если в зуб-
цовых конструкциях с умень-
шением коэффициента ис-
пользования меди увеличи-
вался только объем статора,
а объем магнита оставался
постоянным (в силу неиз-
менности проводимости пу-
тей рабочего потока), то в
двигателях с беззубцовым
статором уменьшение коэф-
фициента использования меди не только влечет за собой увеличе-
ние объема статора (увеличение толщины обмоточного слоя),
но также вызывает необходимость в увеличении объема маг-
нита, поскольку изменяется немагнитный зазор. Если учесть,
что увеличение объема магнита ВБД ограничено механической
прочностью ротора, необходимо стремиться к более рацио-
нальному использованию объема магнита. В этом отношении трех-
секционная обмотка с реверсивным питанием секций в сравнении
с четырехсекционной с нереверсивным питанием секций предостав-
ляет при прочих равных условиях большие возможности для уве-
личения частоты вращения двигателя, что является несомненным
достоинством.

В значительной мере разным типом обмотки объясняется и не-
которая разница в КПД, который выше при использовании трех-
секционной обмотки. Расхождение этого показателя для двигате-
лей типа БД объясняется увеличением потерь в подшипниках, в
стали и на вихревые токи в меди обмотки при увеличении частоты
вращения.

Сравнительный анализ ВБД и асинхронных двигателей. Среди
высокоскоростных двигателей малой мощности нормального испол-
нения (с внешним статором) наиболее распространенными явля-
ются асинхронные трехфазные двигатели. По конструкции ротора
они подразделяются на двигатели с шихтованным ротором и корот-
козамкнутой обмоткой и двигатели с массивным сплошным рото-
ром, существенно превосходящим по прочности шихтованный.



Недостаток массивных роторов — весьма значительные потери, снижающие КПД двигателя до 50 % [56].

Представляет интерес сравнение описанных ВБД с асинхронными машинами, близкими по мощности, частоте вращения и назначению (табл. 6-5). Особенностью конструкции высокоскоростного двигателя любого типа является малая доля активных частей (как по массе, так и по габаритам) по отношению к двигателю в целом. Это объясняется наличием системы охлаждения, системы смазки шарикоподшипников или достаточно громоздких и сложных газовых подшипников, массивностью корпуса. Кроме того, некоторые сравниваемые двигатели имеют различное назначение, в соответствии с которым в их конструкцию введены узлы и детали, не присущие данному типу двигателя и затрудняющие оценку массогабаритных показателей. Для объективного сравнения в таблице приводятся габариты только активных частей двигателя в предположении, что остальные узлы могут быть идентичными и одинаково эффективными для сравниваемых двигателей. Такое допущение возможно, поскольку конструкция ВБД не накладывает на этот счет никаких ограничений.

При определении показателей активных частей в асинхронных двигателях учитывались габариты статора и части ротора, ограниченной длиной пакета статора. К активным частям в ВБД отнесен также ДПР.

Таблица 6-5

Характеристики ВБД и асинхронных двигателей

Двигатель	Частота вращения, тыс. об/мин	Мощность, Вт	Размеры активной части ротора			Конструкция ротора	Мощность на единицу объема активных частей, 10^{-6} Вт/м ³	КПД, %
			Длина, мм	Диаметр, мм	Объем активных частей двигателя, 10^{-6} м ³			
Асинхронный трехфазный (Япония)	150	200	28	22	75	Шихтованный	2,65	—
Асинхронный трехфазный (СССР)	140	800	100	30	825	Сплошной из стали ШХ-15	0,97	60
Асинхронный трехфазный (СССР)	60	100	22	30	62	Шихтованный	1,6	—
Асинхронный трехфазный (СССР)	48	1000—2000	52	50	480	То же	2,1—4,2	—
БД-500/150 (СССР)	150	500	25	19	45	Сборный, с постоянным магнитом	11	70—76
БД-3000/72 (СССР)	72	3000	30	38	264	То же	11	78
БД-400/60 (СССР)	60	400	25	16	45	» »	9	80—82
БД-1200/30 (СССР)	30	1200	30	38	264	» »	4,5	

Наиболее близкими к двигателю БД-500/150 по мощности и частоте вращения являются двигатель мощностью 800 Вт на 140 тыс. об/мин [57] и двигатель мощностью 200 Вт на 150 тыс. об/мин, изготавливаемый японской фирмой «Тосиба» [31]. Сравниваемые двигатели имеют различные конструкции роторов и существенно отличаются по мощности на единицу объема активных частей. Для асинхронных двигателей это различие отчасти объясняется различием конструкции ротора: массивный ротор хотя и более прочен, но менее эффективен при создании электромагнитного момента. Двигатель БД-500/150 по мощности на единицу объема и по КПД превосходит оба асинхронных двигателя.

При сравнении следующих двигателей наблюдаются те же различия, что и в предыдущем случае.

Таким образом, для ВБД по сравнению с асинхронными двигателями характерны малые диаметр и длина активной части ротора и существенно большая мощность на единицу объема активных частей. Следствием этого являются меньшие масса и габариты двигателя в целом. Основные причины, обуславливающие отмеченные преимущества ВБД, заключаются в использовании магнитотвердых материалов с весьма высокой магнитной энергией и в том, что потери в роторе ВБД значительно меньше потерь в роторе асинхронного двигателя. Это обеспечивает меньшие в сравнении с асинхронным двигателем габариты ротора и статора, в котором при одинаковой плотности тока в меди и одинаковом числе активных проводников выделяется меньшее количество тепла, что, в свою очередь, позволяет увеличить плотность тока и в еще большей степени уменьшить габариты активных частей.

Сравнение двигателей по КПД затруднено ввиду отсутствия этого показателя у большинства сравниваемых асинхронных двигателей. Однако, если учесть данные работ [56, 57], КПД асинхронных двигателей для сравниваемых мощностей и частот вращения лежит в пределах 50—60 %. По этому показателю ВБД превосходят асинхронные двигатели на 10—20 %.

Важным вопросом для сверхвысокоскоростных двигателей является эффективность охлаждения их узлов. В ВБД практически вся рассеиваемая мощность выделяется в статоре. Согласно существующим данным тепло от выделяемой в статоре мощности рассеивается по периферии, т. е. в корпусе двигателя [57]. Охлаждение же корпуса не представляет труда и успешно реализовано в рассмотренных образцах. Значительные потери в роторе асинхронного двигателя приводят к перегреву ротора, что неблагоприятно сказывается на работе подшипниковых узлов (может привести к их заклиниванию) и вызывает трудности при разработке эффективной системы охлаждения. Перегрев ротора асинхронного двигателя относительно температуры окружающей среды может достигать 300 °С и более [31, 57]. В то же время сохранение работоспособности асинхронного двигателя при сильном нагреве ротора в ряде случаев является его существенным преимуществом перед разработанными ВБД. Максимальная температура ротора ВБД

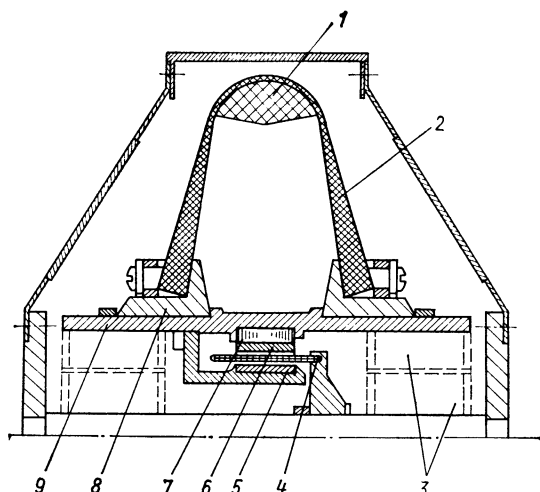


Рис. 6-18. Двигатель-маховик

ограничивается свойствами постоянного магнита и для соединения R—Со составляет 180—200 °С.

Приведенное сравнение показывает, что ВБД могут успешно конкурировать с асинхронными двигателями, а по ряду важнейших показателей превосходят их.

Основное применение ВБД с внешним ротором находят в гироскопических системах, маховиках-накопителях энергии, вентиляторах, пылесосах и других устройствах, где требуется создание большого кинетического момента или установка рабочего органа непосредственно на вращающемся роторе. Необходимость длительной эксплуатации гироскопов и маховиков с малым потреблением энергии в режиме холостого хода, работа их в вакууме или защитной среде обусловили использование в этих устройствах магнитных подшипников.

Двигатель-маховик. На рис. 6-18 показана конструкция двигателя с маховиком, являющимся основным элементом гироскопа и накопителем энергии в следящей системе космического объекта [45]. В качестве опор используются магнитные подшипники (на рисунке показаны условно).

Двигатель содержит диэлектрический статор 4, состоящий из четырех пар катушек, пропитанных эпоксидной смолой с высокой теплопроводностью. Для ограничения потерь на вихревые токи в меди каждая катушка намотана жгутом из 90 изолированных проводников диаметром 0,07 мм. Схема обмотки четырехсекционная с нереверсивным питанием секций. Ротор 9 двигателя включает в себя 12 пар радиально намагниченных магнитов 6 из материала SmCo_5 , закрепленных на шихтовом магнитопроводе 7, и внутреннее магнитопроводящее кольцо 5, расположенное концентрично с магнитом. Ротор установлен в магнитных подшипни-

ках 3. В зазоре между магнитами и внутренним кольцом помещена статорная обмотка. Чувствительными элементами служат два элемента Холла, укрепленные на статоре.

Транзисторный коммутатор состоит из силовой части, усилителя и системы управления.

Маховик установлен снаружи ротора двигателя. Он состоит из алюминиевых ступиц 8 и обода 1 с дисками 2, выполненных из волокнистого композиционного материала. В качестве упрочняющего материала используется стекловолокно, графитовое волокно и синтетический материал типа «Кевлар». Напряжения, возникающие в ободу и дисках, составляют четвертую часть максимальных допустимых. Наибольшую жесткость имеет маховик, изготовленный из графитовых волокон. Первая критическая частота для маховика из графитового волокна составляет 600, для маховика из стекловолокна и синтетического волокна — соответственно 450 и 500 Гц.

Основные технические данные двигателя-маховика:

Номинальный ток, А	6
Номинальное напряжение питания, В	28±10%
Номинальная частота вращения, об/мин	24 000
Номинальный момент вращения, Н·м	0,05
Мощность, потребляемая двигателем, Вт:	
при отсутствии момента на валу	25
при моменте на валу 0,05 Н·м	150
Мощность, потребляемая магнитным подвесом, Вт	8
Вероятность безотказной работы коммутатора:	
без гибридных схем и резервирования	0,72
с гибридными схемами:	
без резервирования	0,905
с резервированием	0,995
Давление в полости двигателя, Па	0,53
Аэродинамические потери, Вт	22
Масса, кг:	
статора	3,5
ротора	7,5
коммутатора без гибридных схем	2,5
Кинетический момент, Н·м·с	100
Срок службы, год	10

Заложенные в конструкцию технические решения относительно выполнения двигателя, маховика и магнитных опор, используются при разработке ряда моментных маховиков и накопителей энергии на частоты вращения от 8 до 30 тыс. об/мин [41].

Двигатель для текстильных машин. На рис. 6-19 приведена разработанная в ФРГ конструкция двигателя для текстильных машин. Основная особенность его заключается в том, что ротор закреплен только с одного конца с помощью магнитного подшипника с диэлектрической неподвижной частью (см. рис. 6-12). Конструктивные решения определяются спецификой требований, таких, как возможность быстрой замены ротора, на который в процессе работы наматывается пряжа, способность к быстрому разгону и торможению, возможность работы на частотах вращения 30—60 тыс. об/мин при существенном дисбалансе ротора, равномерность хода.

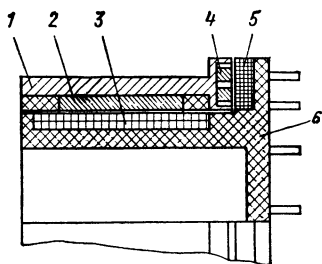


Рис. 6-19. Двигатель для текстильных машин

Сравнительно большой диаметр магнитного подшипника обеспечивает, с одной стороны, необходимую устойчивость консольно подвешенного ротора и, с другой стороны, весьма невысокую жесткость подвеса, благодаря которой резко снижаются критические частоты вращения и рабочая зона частот

тот смещается в закритическую область, что обеспечивает самоцентрирование ротора, а следовательно, отсутствие вибраций и плавность хода. Быстродействие увеличивается, радиальные нагрузки и момент сопротивления снижаются за счет использования магнитов из материала SmCo_5 и немагнитного диэлектрического статора.

Ротор состоит из магнитопровода 1, на внутренней поверхности которого расположены магниты 2 и кольцеобразные магниты 4 подшипника. На корпусе 6 статора размещены обмотка 3 и диэлектрическая часть 5 подшипника с осевой и радиальной катушками.

На роторе диаметром 35 мм установлено 20 магнитов размером $15 \times 4 \times 2$ мм. Толщина обмоточного слоя статора 2 мм. Вес ротора со статором 65 г. Мощность, потребляемая двигателем без нагрузки при частоте вращения 60 тыс. об/мин, — 75 Вт, из которых 50—60 Вт расходуется на преодоление аэродинамического сопротивления (аэродинамические потери). Остальная часть мощности потребляется коммутатором, рассеивается в меди и подшипнике. При прядении толстых нитей потребление мощности повышается до 100 Вт. В течение 6 с разгона двигатель потребляет 400 Вт [41]. Один текстильный станок для производства пряжи из хлопкового волокна снабжен 24 двигателями.

Двигатели подобной конструкции могут использоваться также в гироскопах, центрифугах, высоковакуумных турбонасосах и других устройствах.

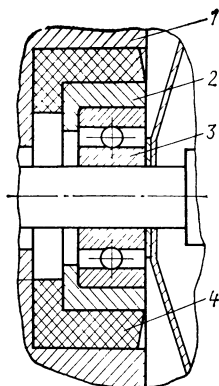
ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ МАССОВОГО ПРОИЗВОДСТВА БДП ДЛЯ КАССЕТНЫХ МАГНИТОФОНОВ

7-1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ ПОДШИПНИКОВЫХ УЗЛОВ

К числу важнейших эксплуатационных показателей двигателей для звукозаписывающей аппаратуры относятся уровень акустического шума и надежность. Оба этих показателя определяются в основном конструкцией и технологией изготовления подшипниковых узлов.

Рис. 7-1. Подшипниковый узел с опрессованным резиной подшипником



Как показывает опыт, даже при правильном выборе конструкции щитов, класса подшипника качения, режима работы, количества и типа смазки не удается в двигателях лентопротяжных механизмов снизить шум до значений ниже 45—48 дБ(А) на расстоянии 0,25 м. Такой уровень не удовлетворяет современным требованиям, и поэтому представляет интерес изыскание дополнительных мер по эффективному его снижению. Перспективными мероприятиями являются изоляция всего двигателя либо его подшипников, как источников звука, от окружающей среды, либо использование подшипников скольжения.

В двигателе БДС-0,2 использован первый способ уменьшения шума, когда подшипник качения 3 (рис. 7-1) помещен в латунную обойму 2, которая опрессована по наружному диаметру резиной средней твердости (4) и запрессована в щит 1. В двигателях БДС-1 [44] для демпфирования вибрации вместо резины был применен полиуретан. Опыт показал, что таким способом можно снизить уровень шума бесконтактных микродвигателей на подшипниках качения в среднем на 8 дБ(А) и довести его до 37—40 дБ(А) без ухудшения всех остальных параметров.

Применение подшипников скольжения является более эффективным методом снижения уровня шума. Наиболее часто используются железографитные или бронзографитные подшипниковые втулки скольжения, изготавливаемые методом спекания под давлением. Эти втулки имеют поры до 15—30 % общего объема, которые заполняются подшипниковым маслом.

На рис. 7-2 представлены экспериментальные усредненные временные зависимости тока, уровня шума L , зазора ϵ в паре трения и детонации D для двигателей БДС-0,2 с подшипниковыми втулками из бронзографита, пропитанных маслом МС-20. Исследование втулок после 2000 ч работы выявило их износ и увеличение радиального люфта в 1,5—2 раза, что и определило в основном повышение уровня шума до 40—43 дБ(А). Коксование масла, частичная закупорка пор втулки вызывают увеличение потребляемого двигателем тока.

Значительно лучшие результаты дает применение в подшипниковом узле пористой бронзы. Отличительной чертой этого материала является крупнозернистая пористая структура. Пористость такой бронзы значительно превышает пористость бронзографита и может достигать 30% общего объема материала. Втулка подшипника из пористой бронзы способна впитать значительно больше масла (до 3% массы втулки), чем втулки подшипников скольжения всех других типов.

По виду исполнения различают два варианта втулок подшипни-

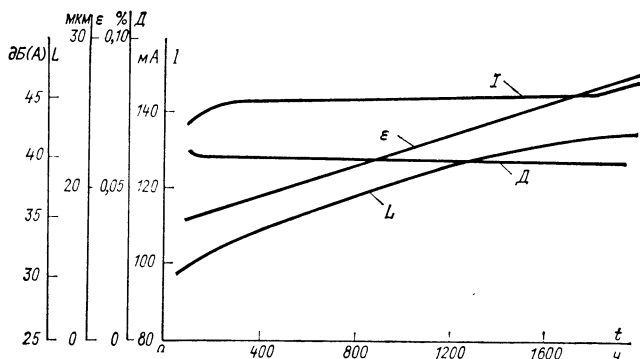


Рис. 7-2. Характеристики двигателя БДС-0,2 с подшипниковыми втулками из бронзографита

ков скольжения: цилиндрические и сферические. К достоинствам цилиндрических втулок следует отнести простоту пресс-формы для их изготовления, высокую точность получаемых размеров, простоту крепления втулки в щите. К недостаткам — высокие требования к соосности расточки корпуса, щита и посадочных мест под втулки. Сферическая втулка подшипника самоустанавливается в гнезде, и в этом его главное преимущество. Поворотом втулки компенсируются погрешности и соосности подшипниковых отверстий в щитах, что позволяет снизить требования к точности изготовления посадочных поверхностей щитов и корпуса. В то же время пресс-формы для изготовления втулок более сложны, крепление втулки в гнезде щита более сложно.

Изготавливают втулки из пористой бронзы любой конфигурации в пресс-форме. Это высокопроизводительная операция. Расточка посадочных мест для втулок в корпусе и щитах производится на станке. В условиях массового производства целесообразно максимально упростить операцию расточки. Учитывая сказанное выше, следует отдать предпочтение сферическим подшипникам.

Исходными материалами для изготовления подшипниковых втулок из пористой бронзы являются медь (90%) и олово (10%) в виде порошка с диаметром частиц от 63 до 160 мкм. Процесс изготовления втулок содержит следующие операции:

- смешивание порошков в течение 2 ч в барабане;
- спекание при 500 °С с доступом воздуха;
- размол массы в мельнице;
- прессование втулки с предварительным добавлением 1 %-ной спирто-глицериновой смеси;
- спекание втулки при 800 °С в среде водорода;
- калибрование внутреннего диаметра за счет уменьшения высоты втулки на 7—8 %;
- снятие фасок механическим путем;
- пропитку маслом ВНИИНП-50.

Калибрование обеспечивает второй класс точности выполнения внутреннего диаметра без механической доработки. Для уменьшения испаряемости масла через внешнюю поверхность обычно ее покрывают слоем лака [46]. Однако при этом необходимо защищать внутреннюю поверхность трения от попадания на нее лака, а это довольно трудоемкая операция.

Для втулок двигателей БДС-0,2М и БДС-014 используется следующий способ закрытия пор на внешней поверхности подшипника. Партия втулок помещается во вращающийся галтовочный барабан, где в результате соударений между собой и со стенками барабана втулки сминаются, благодаря чему закрываются поры в поверхностном слое. Внутренние поверхности втулок не испытывают механических воздействий и не претерпевают изменений. Таким образом предотвращается окисление и испарение масла на внешней поверхности подшипника и сохраняется необходимая пористость внутренней поверхности втулок и, следовательно, требуемая интенсивность смазки в рабочей зоне трения.

Однако, как показал опыт, не меньшее значение, чем пористость втулок, имеет физико-механическое состояние поверхностного слоя вала, работающего в паре со втулкой, его твердость и чистота обработки. Твердость вала является одним из решающих факторов, обеспечивающих малый его износ и коэффициент трения.

Валы с одинаковой чистотой поверхности $R_a = 0,1$ мкм из наиболее часто применяемых для этих целей сталей были испытаны в паре со втулками из пористой бронзы, пропитанными маслом МС-20, в режиме, соответствующем условиям работы двигателя в магнитофоне: скорость скольжения 0,8 м/с, давление на вал $7,5 \cdot 10^5$ Па. Результаты длительных (до 2000 ч) испытаний показали, что подшипники с валами твердостью 55—60 HRC из сталей ХВГ, 95Х18, У7 имели коэффициент трения 0,027—0,030, а с валами твердостью 38—45 HRC из сталей ХВГ, 4Х13 и 12Х18Н9Т — 0,05—0,06. Износ всех валов был незначителен; износ же втулок слабо зависел от твердости валов, но в гораздо большей степени — от чистоты их поверхности. Усредненная зависимость износа втулки в период приработки от чистоты поверхности вала приведена на рис. 7-3. Из графика видно, что при повышении чистоты поверхности от $R_a = 0,1$ до $R_a = 0,05$ мкм изменение износа втулки выражено слабо.

Период приработки пары трения, т. е. время, в течение которого стабилизируется коэффициент трения, увеличивается с улучшением чистоты поверхности вала. При $R_a = 0,2—0,1$ мкм время приработки не превышает 2—3 ч. Отсюда следует два вывода:

нецелесообразно добиваться чистоты поверхности вала выше $R_a = 0,1$ мкм; период обкатки двигателей в процессе производства можно ограничить тремя часами.

Физико-механическое состояние поверхностного слоя вала формируется в основном на заключительных операциях его изготовления. Такими операциями являются шлифовка и доводка. Под воздействием этих операций верхний слой претерпевает значительные

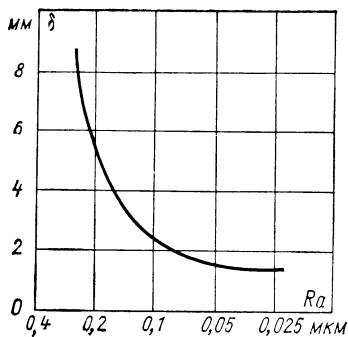


Рис. 7-3. Износ втулки из пористой бронзы при различной чистоте поверхности валов

пластические деформации, в результате чего его свойства существенно отличаются от свойств исходного материала.

В режимах шлифовки и, частично, доводки, не связанных с сильным тепловыделением, под воздействием возникающих в месте шлифовки давлений металл уплотняется, происходит наклеп. Глубина наклепанного слоя

достигает 0,006 мм. Этот слой имеет повышенную твердость, которая постепенно увеличивается к поверхности. Жесткий режим шлифования или доводки может полностью или частично устранить наклеп, ухудшить состояние поверхностного слоя.

Наиболее работоспособны в паре трения валы, поверхностный слой которых имеет наклеп, не содержит ожогов и отличается равномерной структурой. Этот вывод поясним следующим примером.

Были изготовлены три партии валов из одного прутка стали ХВГ с одинаковой чистотой поверхности и твердостью, измеренной обычным способом. Но режимы обработки валов этих партий резко различались между собой. Валы испытывались в паре с втулками из пористой бронзы. Характер изменения коэффициента трения со временем для всех трех партий валов виден из рис. 7-4. Кривая 1 относится к валам, которые шлифовались крупнозернистым кругом с большой подачей. Кривая 2 характеризует валы, шлифованные кругом средней зернистости и с большой подачей, а кривая 3 — валы, шлифованные мелкозернистым кругом с малой подачей.

Валы первой и второй партий с отпущенным поверхностным слоем, структурной неоднородностью, ожогами и другими дефектами, а также без наклепа у поверхности практически неработоспособны. Шлифование же мелкозернистым кругом с малой подачей создает однородный по структуре поверхностный слой и обеспечивает длительную работу пары трения.

Для получения структурно-однородного поверхностного слоя при шлифовании необходимы следующие условия: достаточная жесткость системы изделие — абразивный круг; хорошая балансировка абразивного круга, однородность его структуры, своевременная правка, не допускающая затупления (засаливания) круга; правильный выбор марки абразивного круга; небольшие подачи (особенно поперечные)

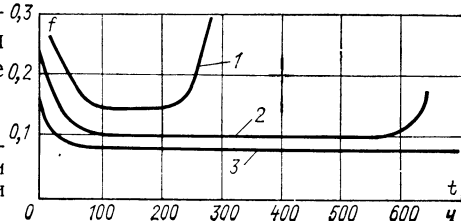


Рис. 7-4. Коэффициент трения подшипников в зависимости от наработки для валов с различными режимами обработки поверхности

при чистовой обработке; интенсивное охлаждение.

Ниже приведен один из возможных вариантов режима и оснащения доводочно-шлифовальной операции вала диаметром 2 мм из стали 9Х18 ГОСТ 14955—69 (твердость HRC 52—55) с шероховатостью поверхности $Ra = 0,1$ мкм:

Станок	бесцентрово-шлифовальный ЗМ182А
Частота вращения двигателя, об/мин	1970
Подача, мм/мин	700
Частота вращения ведущего круга, об/мин	42
Круг шлифовальный	ПП350×100×203 ЭБ6СТ1К7
Круг ведущий	ПП250×100×127 ЭБ6СТ1В7
Охлаждающая смесь	раствор, содержащий 0,7% соды и 1% мыла хозяйственного

Обработанные по приведенной технологии валы в паре с втулками из пористой бронзы обеспечивают надежную работу подшипника без обслуживания в течение нескольких тысяч часов.

7-2. ИЗГОТОВЛЕНИЕ СТАТОРА

Производство статоров бесконтактных микродвигателей известных конструкций слабо поддается автоматизации, поэтому трудоемкость их изготовления достаточно велика и составляет 30—50% трудоемкости изготовления всего двигателя.

С учетом требований массового производства двигателей типа БДС-0,2 для кассетных магнитофонов конструирование и изготовление их статоров решается нетрадиционным путем.

Прежде всего остановимся на вопросах изготовления сердечника статора. В последние годы ведутся интенсивные работы по изготовлению сердечника статора методом порошковой металлургии. Этот способ позволяет снизить трудоемкость изготовления статора и автоматизировать его производство. Однако магнитные свойства таких сердечников все еще значительно хуже свойств сердечников из электротехнической стали. Поэтому основным технологическим процессом изготовления сердечника статора по-прежнему остается штамповка пластин из электротехнической стали. Штамповка пластин ведется на воздушных или электромеханических прессах с применением штампов последовательного или совмещенного действия. Усилие прессы при этом должно в 1,5—2 раза превышать усилие вырубки.

Применение твердых сплавов для изготовления штампов позволяет значительно снизить трудозатраты на штамповочные работы. Штампы, изготовленные из этих сплавов, имеют износостойкость, в десятки раз превышающую износостойкость штампов из обычной инструментальной стали. Если средний по сложности штамп из инструментальной стали выдерживает 300—400 тысяч ударов, то твердосплавный штамп — пять и более миллионов ударов. Такая износостойкость штампа позволяет широко использовать для штамповки статорных пластин двигателей пресс-автомат, в то время как применение обычных штампов, требующих

частой переточки, установки на пресс и наладки пресса, привело бы к значительному простоя автомата и снизило бы его эффективность.

Электротехнические стали выпускаются в виде листов и в рулонах. Возможна автоматизация подачи на пресс обоих видов. Однако автоматизировать подачу отдельных листов значительно труднее, так как механизм подачи должен иметь возвратно-поступательное движение, к тому же, необходимо отделять от пачки изготовленных листов строго по одному листу. Поэтому при массовом производстве статоров предпочтение следует отдать рулонным электротехническим сталям. Вначале при конструировании статора электродвигателя БДС-0,2 с целью уменьшения магнитных потерь была применена высокочастотная сталь 1521 ГОСТ 21427.3—75. Однако эта сталь выпускается только в листах. Из рулонных наиболее близкой по свойствам к стали 1521 является сталь 3413 ГОСТ 21427.1—75. Расчет магнитных потерь для стали 1521 и 3413 в объеме пакета статора двигателя БДС-0,2 дает незначительную разницу. КПД двигателей со статорами из стали 1521 с толщиной листа 0,2 мм в стабилизированном режиме при номинальном моменте составляет 25,7 %. Двигатели со статором из стали 3412 толщиной 0,35 мм имели КПД в среднем 24,8 %. Вызванное заменой стали понижение КПД незначительно и с учетом преимуществ штамповки из рулонного материала вполне приемлемо.

Электротехнические стали весьма чувствительны к деформациям. Механическая обработка (резка, штамповка) ухудшает магнитные свойства в местах наклепа. Штамповка стальных листов в результате пластической деформации вдоль кромок резания ведет к увеличению магнитных потерь, которые пропорциональны суммарной длине кромок резания. Добавочные потери составляют независимо от качества электротехнической стали приблизительно 0,1 Вт/кг при длине кромок по периметру вырубki до 15 м. При механической зачистке (для удаления заусенцев) листы подвергаются в большей или меньшей мере пластическим деформациям и возникающее вследствие этого увеличение потерь будет также около 0,1 Вт/кг. Поэтому для восстановления магнитных свойств пластины должны отжигаться без доступа воздуха по режиму: отжиг (2 ч) при температуре 750—800 °С с последующим медленным (50—60 °С/ч) охлаждением до 400 °С.

Влияние отжига было проверено экспериментально. Результаты испытаний опытных образцов двигателей БДС-0,2 показали, что при частоте вращения 3000 об/мин исключение отжига пластин статора приводит к снижению КПД в среднем на 2,6 %. При КПД, равном 25 %, это весьма существенное снижение.

Скрепление пластин набранного из пластин пакета производится различными способами. Наиболее распространенными являются: склеивание листов, сварка или заливка пакета, стягивание его шпильками, заклепками или специальными скрепками. Все эти способы в силу определенных недостатков не подходят для мас-

сового производства магнитофонных двигателей. Был разработан и внедрен следующий метод скрепления пакета. Пакет статора с заданной длиной набора пластин сжимается в специальной оправке с удельным усилием, не превышающим $(7-10) \cdot 10^5$ Па. В сжатый пакет укладывается обмотка с помощью специального станка. При этом провод обматывает каждый зубец пакета и дополнительно сжимает его усилием натяжения. Усилие сжатия пакета проводом больше, чем усилие сжатия оправкой, поэтому при снятии оправки пакет не меняет своих размеров. После намотки статор подвергается пропитке. Помимо улучшения изоляции обмотки пропиточный состав заполняет поры, фиксируя положение витков и пластин и предотвращая их возможное перемещение.

При массовом производстве механизация операции намотки статора приобретает важнейшее значение. Станок для намотки статора при скреплении его пластин методом сжатия обмоткой должен удовлетворять следующим требованиям: 1) обмотки должны укладываться методом прошивки и одновременно на все зубцы пакета; 2) в процессе укладки провод должен наматываться на зубцы с заданным усилием натяжения, которое составляет 20—40 % предела прочности медного провода на разрыв.

Для намотки статора двигателя БДС-0,2 создан и используется в производстве станок типа СНС-90, который удовлетворяет предъявляемым требованиям. Он прост по устройству и имеет высокую производительность. Наиболее важным и сложным элементом станка является шпуля. К ней предъявляются весьма высокие требования по плавности форм, чистоте поверхности и износостойкости. Намотка статора на станке СНС-90 позволяет резко повысить производительность труда, улучшить качество намотки, уменьшить вылет лобовых частей, исключить установку клиньев. Правда, коэффициент заполнения паза в этом случае оказывается несколько заниженным.

В качестве пазовой изоляции используется электрокартон, который формуется по заданному профилю и укладывается в паз. Это процесс наиболее просто поддается механизации. Для изоляции и крепления лобовых частей обмотки статора, а также для придания им необходимой формы предложен метод, заключающийся в использовании специальной изоляционной шайбы, которая устанавливается на торцы статора с двух сторон [17]. Одна сторона шайбы плоская и по конфигурации полностью повторяет статорный лист. Этой стороной шайба прикладывается к пакету. С другой стороны зубцы шайбы имеют седловидную впадину, в которой и размещаются лобовые части катушек обмотки. Таким образом, с помощью шайбы изолируется от пакета, защищается от механических повреждений провод катушки, исключаются резкие перегибы провода и спадание витков с зубца в процессе и после намотки. Шайбу изготавливают прессованием из термопластических материалов. Как уже отмечалось, в целях повышения электрической прочности, а также для фиксации проводников и скрепления пластин пакета обмотанный статор подвергается пропитке. Наи-

большая механическая и удовлетворительная электрическая прочность обеспечивается при пропитке статора клеем БФ-4. Следует отметить, однако, проникновение клея между пластинами не на всю глубину пакета. Отрицательным следствием этого является несколько более высокий (на 2—3 дБ) уровень шума двигателей в сравнении с двигателями, пакет статора которых сначала склеен, а потом обмотан и пропитан. Поэтому для двигателей, используемых в магнитофонах высоких классов, технология пакета должна несколько отличаться от описанной.

7-3. МЕТОДЫ И АППАРАТУРА КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ МАССОВОМ ПРОИЗВОДСТВЕ

Совершенствование технологического процесса производства требует создания высокоэффективного оборудования для контроля на всех его этапах, начиная от проверки качества исходных материалов и комплектующих изделий и заканчивая проверкой готовых двигателей.

При массовом производстве контроль и контрольная аппаратура должны удовлетворять определенным требованиям:

продолжительность операций проверки должна быть равна или кратна общему ритму процесса производства;

аппаратура контроля должна встраиваться в общий конвейер; методы контроля, как правило, должны обеспечивать контроль предельных отклонений по типу «годен — брак»;

аппаратура должна иметь выход на приборы регистрации и хранения информации.

Контрольные операции в производственном цикле можно разбить на три этапа: входной контроль материалов и комплектующих изделий; пооперационный контроль в процессе производства; контроль готовых двигателей.

Входной контроль материалов и комплектующих изделий на соответствие техническим условиям и стандартам производится в объеме, необходимом для обеспечения высокого качества двигателей. Проверка производится стандартными методами и средствами.

Пооперационный контроль и контроль готовых двигателей включают в себя три группы измерений: 1) измерение геометрических размеров деталей и узлов, биения вала, люфтов, зазоров и др.; 2) измерение механических параметров микромашины — вращающего момента, частоты вращения и ее стабильности; 3) измерение электрических параметров — сопротивления изоляции, потребляемых токов, чувствительности датчиков и др. Первая и третья группа измерений производится обычно стандартными приборами и инструментами, вторая — нестандартными (из-за отсутствия необходимых стандартных приборов).

При массовом производстве изготовление деталей и узлов ведется параллельно. Технологический процесс изготовления непосредственно двигателя включает в себя технологические про-

цессы изготовления ротора, статора, ДПР. Изготовленные узлы поступают на конвейер, где производится сборка и регулировка двигателя совместно с коммутатором. Каждый процесс заканчивается проверкой электрических параметров собранного узла.

Для проверки параметров магнитов ротора и ДПР до и после обработки при массовом производстве двигателей типа БДС-0,2 использован непрерывный индукционно-импульсный метод контроля. Образец магнита ротора намагничивается и автоматически выталкивается через измерительную рамку. В момент выталкивания по гальванометру, подключенному к измерительной рамке, определяются параметры магнитов. Годные образцы, свободно падая, пролетают через катушку размагничивающей установки и, размагниченные, попадают в бункер накопительного устройства. Магниты с параметрами, не соответствующими требуемым, направляются оператором в отдельный бункер. Объединение в едином комплексе намагничивающей установки, измерительного элемента и размагничивающего устройства обеспечивает минимальную продолжительность разбраковки.

Качество намотки определяется отсутствием короткозамкнутых витков, сопротивлением изоляции между секциями, а также между секциями и корпусом, активным сопротивлением секций и порядком их чередования. Проверка на отсутствие коротких замыканий между витками является одной из основных задач контроля намотанного и собранного статора. Наиболее распространенным и достаточно точным является индукционный метод проверки (рис. 7-5). Сигнал частотой 2—3 кГц с генератора поступает в катушку возбуждителя. Если в обмотке статора имеется хотя бы один короткозамкнутый виток, между катушкой возбуждителя и катушкой приемника возникает сильная индуктивная связь. Напряжение, появившееся на выводах катушки приемника, усиливается и в виде сигнала управления подается на индикатор. В составе испытательного стенда обе эти катушки размещены на общем приспособлении, имитирующем ротор, на которое при измерениях насаживается статор. Переключение испытываемых секций производится автоматически переключателем секций. При обнаружении короткозамкнутого витка дальнейшее переключение прекращается. На световом табло высвечивается номер соответствующей секции. Устройство позволяет осуществлять проверку как в автоматическом, так и в ручном режиме переключения обмоток. Общее время проверки в автоматическом режиме не превышает 4 с.

Испытание межвитковой изоляции и измерение сопротивления обмоток производится на специально разработанном автоматическом стенде (рис. 7-6). Схема включения обеспечивает подачу переменного напряжения 100 В от источника питания через релейную схему блокировки на контактное устройство, к которому подключены отдельные катушки обмотки и корпус статора. Если хотя бы в одной из катушек происходит пробой изоляции и короткое замыкание на корпус, то через нее и реле блокировки протекает ток. Схема блокировки включает световое табло с номером обмотки,

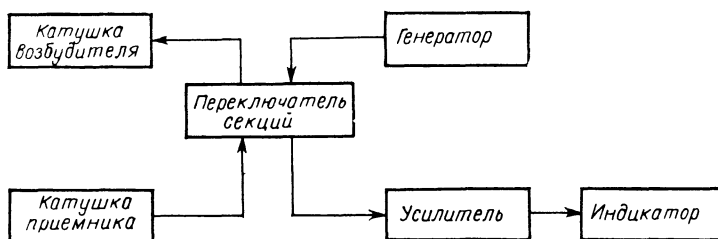


Рис. 7-5. Структурная схема устройства для определения короткозамкнутых витков в обмотке статора

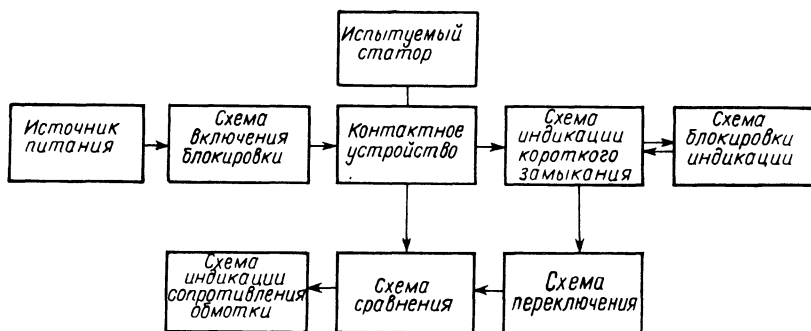


Рис. 7-6. Структурная схема устройства для измерения сопротивления обмоток и испытания изоляции

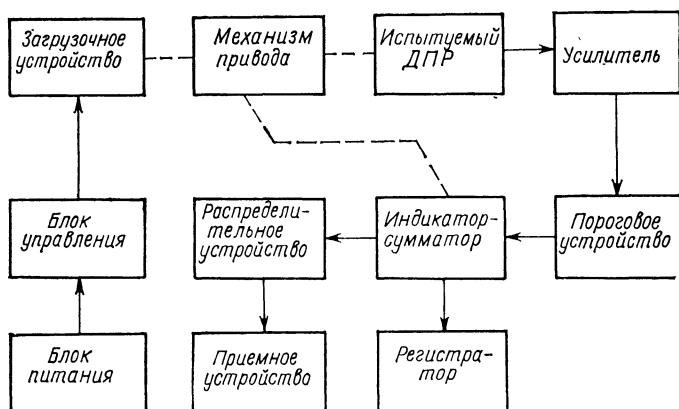


Рис. 7-7. Структурная схема устройства для контроля параметров ДПР

имеющей контакт с корпусом, и отключает испытательное напряжение. Если нет короткого замыкания, то схема включения обеспечивает подключение испытательного напряжения на 10 с, после чего все устройство переключается на измерение активного сопротивления катушек обмотки. При этом нет необходимости измерять значение сопротивления. Достаточно только установить, укладывается ли оно в пределы, ограниченные допуском. Поэтому контроль сопротивления обмотки производится по системе «годен — брак» методом сравнения с эталонным сопротивлением. Если сопротивление какой-либо из обмоток статора выше или ниже нормы, срабатывает соответствующая схема сравнения и на пульте появляется световая сигнализация «Выше» или «Ниже». Выдержка времени при измерении сопротивления обмотки осуществляется транзисторным реле и составляет 1—2 с. По окончании измерений срабатывает реле, включающее индикацию «Контроль окончен». При этом продолжают гореть все лампы, сигнализирующие о пробое или отклонении сопротивлений отдельных катушек от требуемых норм. Общее время проверки не превышает 12 с.

Проверка собранного ДПР осуществляется путем замера максимального и минимального значения выходного сигнала при повороте ротора на угол, соответствующий межкоммутационному периоду (рис. 7-7). Собранные ДПР через загрузочное устройство попадают в механизм привода, который по команде блока управления обеспечивает вращение якоря ДПР относительно чувствительных элементов. Выбатываемые датчиком сигналы через сравнивающие пороговые устройства производят засветку информационного табло на индикаторном устройстве. Индикатор выдает командный импульс, поступающий в распределительное устройство, которое производит разделение ДПР на годные и негодные с последующей транспортировкой в соответствующие накопители приемного устройства. Блок управления синхронизирует работу всех элементов устройства. Время контроля равно 5—7 с.

Для контроля параметров собранной электромеханической части двигателя ее подключают к эталонному коммутатору с отключаемым регулятором частоты вращения. Измерения проводятся специальным блоком, в комплект которого входят частотомер, стрелочные приборы измерения тока и напряжений и осциллограф для контроля их формы. Двигатель работает при постоянном моменте нагрузки. Вся установка питается от стабилизированного источника напряжения. Контролируются следующие основные параметры: стабильность средней и мгновенной частоты вращения при фиксированных значениях напряжения питания и момента нагрузки (максимальных и минимальных); ток, потребляемый двигателем при номинальном моменте нагрузки; минимальный пусковой момент; частота вращения на холостом ходу при отключенном регуляторе. Одновременно производится регулировка положения обоймы ДПР с чувствительными элементами и длительности выходных сигналов ДПР. Длительность выходных сигналов ДПР в двигателе БДС-0,2М должна быть равна 120° . При

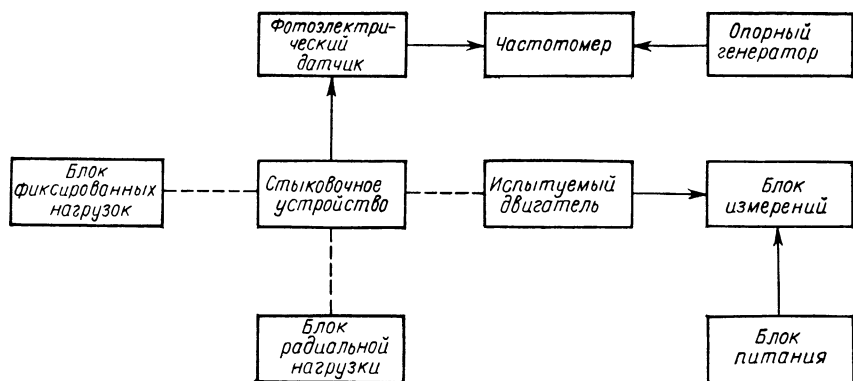


Рис. 7-8. Структурная схема устройства для контроля параметров собранных двигателей с коммутатором

меньшем угле в некоторых положениях вала электромагнитный момент равен нулю («мертвые положения»). Для того чтобы исключить «мертвые положения», этот угол преднамеренно делается бóльшим, примерно $125\text{--}135^\circ$, дальнейшее его увеличение неблагоприятно сказывается на энергетике двигателя и увеличивает пульсацию электромагнитного момента.

Длительность выходных сигналов ДПР конструктивно определяется сигнальным сектором якоря ДПР и зависит от степени намагниченности его магнита. При максимальной намагниченности длительность выходных сигналов ДПР равна $130\text{--}140^\circ$. Если магнит немного размагнитить, то длительность уменьшается. В процессе настройки двигателя регулировка длительности управляющих сигналов ДПР производится путем размагничивания якоря специальным дросселем без разборки двигателя. Контроль степени размагничивания производится по уровню скорости и току холостого хода двигателя с отключенным регулятором. Время всех измерений и регулировок в среднем составляет 40 с.

Собранный коммутатор проверяется на установке, описанной выше, но только с эталонной электромеханической частью двигателя.

Контроль параметров электромеханической части и коммутатора с дополняющими их эталонными узлами гарантирует взаимозаменяемость этих узлов при массовом производстве двигателей. Отличительной особенностью устройства для контроля полностью собранных двигателей (рис. 7-8) является использование блока фиксированных нагрузок и автоматизированного стыковочного устройства, которое может оперативно присоединять вал испытуемого двигателя к тормозу через двойную мембранную муфту с промежуточным валом, исключающую радиальные усилия на вал. Для измерения средней и мгновенной частоты вращения к двигателю через стыковочное устройство присоединяется фотозлектрический датчик с высокой разрешающей способностью, который

позволяет измерять частоту вращения путем сравнения частоты следования импульсов фотодатчика с частотой эталонного генератора. В устройстве имеется также механизм для создания радиальной нагрузки на вал. Время полной проверки параметров двигателя на установке не превышает одной минуты.

После сборки и контроля все двигатели поступают на специальный стенд для обкатки. Стенд представляет собой вертикальный замкнутый конвейер, составной частью которого являются нагрузочные модули, каждый из которых состоит из нагрузочного и контактного устройства. Через контактное устройство на двигатель подается напряжение питания; в качестве нагрузки используются технологические микромашины в режиме торможения, соединяемые с испытуемыми двигателями резиновыми пассиками. На стенде расположено 300 нагрузочных модулей, что позволяет производить одновременную обкатку такого же числа двигателей. Сигнальные диски, установленные на валах тормозных устройств модулей, обеспечивают хорошо заметную сигнализацию о вращении испытуемых двигателей. Каждый модуль снабжен переключателем, через который можно контролировать потребляемый ток любого двигателя по желанию оператора. Вертикальная компоновка стенда отличается малой занимаемой площадью.

Заключительной операцией проверки параметров двигателей является измерение уровня акустического шума. Проверка осуществляется в акустической камере с уровнем собственных шумов на 6—8 дБ ниже измеряемого. Замер производится стандартным шумомером.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адволоткин Н. П. Анализ прочностных свойств роторов с постоянными магнитами мощных высокоскоростных вентильных двигателей.— В кн.: Вентильные электродвигатели/Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения.— Л.: 1981, с. 55—71.
2. Адволоткин Н. П. К расчету высокоскоростных беззубцовых вентильных двигателей с упрочненным ротором.— В кн.: Электрические машины и системы управления/Всесоюзный научно-исследовательский институт электромашиностроения.— Л.: 1978, с. 44—56.
3. Адволоткин Н. П. Сравнительный анализ эффективности применения немагнитных и магнитопроводящих материалов высокоскоростных беззубцовых магнитоэлектрических двигателей.— Электротехническая промышленность, 1981, № 3, с. 17—20.
4. А. с. № 663034 (СССР). Вентильный электродвигатель/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, Р. К. Евсеев. Оpubл. в Б. И., 1979, № 18.
5. А. с. № 650170 (СССР). Вентильный электродвигатель/Авт. изобрет. В. Т. Гращенков, В. Г. Карпов; Оpubл. в Б. И., 1979, № 8.
6. А. с. № 663037 (СССР). Вентильный электродвигатель/Авт. изобрет. В. Т. Гращенков, Н. И. Лебедев, И. Е. Овчинников; Оpubл. в Б. И., 1979, № 18.
7. А. с. № 398001 (СССР). Высокоскоростной бесконтактный электродвигатель постоянного тока/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, Н. И. Лебедев, И. Е. Овчинников; Оpubл. в Б. И., 1973, № 37.
8. А. с. № 550732 (СССР). Высокоскоростной вентильный двигатель/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, Р. К. Евсеев; Оpubл. в Б. И., 1977, № 10.
9. А. с. № 955408 (СССР). Радиальная синхронная муфта/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, Н. И. Лебедев; Оpubл. в Б. И., 1982, № 32.

10. А. с. № 773835 (СССР). Ротор высокоскоростной электрической машины/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, А. П. Капустин, А. С. Минин; Оpubл. в Б. И., 1980, № 39.
11. А. с. № 873343 (СССР). Ротор высокоскоростной электрической машины/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, Н. И. Лебедев, И. Е. Овчинников; Оpubл. в Б. И., 1981, № 38.
12. А. с. № 631863 (СССР). Следящая система/Авт. изобрет. В. В. Русаков, В. Т. Гращенков; Оpubл. в Б. И., 1978, № 41.
13. А. с. № 577615 (СССР). Способ настройки коммутации вентильного электродвигателя/Авт. изобрет. А. К. Стыцына, В. И. Фурсевич, А. В. Лютий; Оpubл. в Б. И., 1977, № 39.
14. А. с. № 660159 (СССР). Способ управления высокоскоростным бесконтактным двигателем постоянного тока/Авт. изобрет. Н. П. Адволоткин, В. Т. Гращенков; Оpubл. в Б. И., 1979, № 16.
15. А. с. № 611275 (СССР). Устройство для соединения двигателя с тормозом при испытаниях/Авт. изобрет. В. И. Дромашка, В. И. Житник, В. Н. Локтев; Оpubл. в Б. И., 1978, № 22.
16. А. с. № 902200 (СССР). Устройство для управления статическим преобразователем/Авт. изобрет. В. Т. Гращенков; Оpubл. в Б. И., 1982, № 4.
17. А. с. № 587567 (СССР). Шайба для формирования, крепления и изоляции лобовых частей обмоток статора электродвигателя/Авт. изобрет. А. В. Лютий, В. М. Семененко, А. К. Стыцына, В. И. Фурсевич; Оpubл. в Б. И., 1978, № 1.
18. Балагуров В. А., Галтеев Ф. Ф., Ларионов А. Н. Электрические машины с постоянными магнитами.— М.: Энергия, 1964.— 480 с.
19. Балагуров В. А., Гридин В. М., Лозенко В. К. Бесконтактные двигатели постоянного тока с постоянными магнитами.— М.: Энергия, 1975.— 128 с.
20. Бесконтактный двигатель-модулятор для фотоэлектрических следящих систем/Гращенков В. Т., Гуревич В. А., Лебедев Н. И. и др.— Приборостроение, 1978, № 12, с. 18—22.
21. Вевюрко И. А. Некоторые вопросы теории бесконтактных двигателей с замкнутыми обмотками.— В кн.: Двигатели постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами.— Л.: Наука, 1972, с. 101—113.
22. Видеман Е., Колленбергер В. Конструкции электрических машин.— Л.: Энергия, 1972.— 520 с.
23. Гандшу В. М., Гращенков В. Т. Уменьшение неравномерности вращения вентильного двигателя с помощью коррекции момента.— Электротехника, 1981, № 9, с. 46—48.
24. Гечис С. Ю. Исследование неустойчивости мгновенной скорости вращения бесконтактных двигателей постоянного тока малой мощности/Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.— Каунас: 1976.— 22 с. (КПИ имени Антанаса Снечкуса.)
25. Гращенков В. Т. Исследование, расчет и проектирование управляемых бесконтактных двигателей постоянного тока для автоматических систем малой мощности/Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.— Л.: 1978.— 24 с. (ВНИИЭлектромаш.)
26. Гращенков В. Т., Лебедев Н. И., Овчинников И. Е. Исследование неравномерности вращения бесконтактного двигателя постоянного тока.— Электротехника, 1980, № 2, с. 17—20.
27. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем.— М.: Энергия, 1976.— 256 с.
28. Гулиа Н. В. Маховичные двигатели.— М.: Машиностроение, 1976.— 172 с.
29. Каасик П. Ю., Несговорова Е. Д., Борисов А. П. Расчет управляемых короткозамкнутых микродвигателей.— Л.: Энергия, 1972.— 170 с.
30. Клингман Э. Проектирование микропроцессорных систем: Пер. с англ. Под ред. С. Д. Пашкеева.— М.: Мир. 1980.— 576 с.
31. Кодзуки К. Настоящее и будущее скоростных электродвигателей.— М.: Информэлектро, 1971.
32. Композиционные материалы/Под ред. Л. Браутмана, Р. Крока: Пер. с англ.— М.: Машиностроение, 1978. Т. 3.— 511 с.

33. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике: Пер. с англ.— М.: Наука, 1970.— 832 с.
34. Коссов О. А. Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений.— М.: Энергия, 1971.— 432 с.
35. Красовский Б. Н. Вопросы прочности электрических машин.— М.: Изд-во АН СССР, 1951.— 254 с.
36. Кронеберг Ю. Н., Гейнц Э. Р., Литвинов В. П. Бесконтактный двигатель с якорем на немагнитной основе.— В кн.: Двигатели постоянного тока с полупроводниковыми коммутаторами.— Л.: Наука, 1972, с. 35—41.
37. Лебедев Н. И., Овчинников И. Е., Стыцына А. К. Бесконтактный двигатель БДС-0,2.— Радио, 1974, № 10, с. 56.
38. Лебедев Н. И., Стыцына А. К. Технологические особенности серийного производства электродвигателей БДС-0,2.— Электротехническая промышленность. Сер. технологии электротехн. производства, 1976, вып. 12, с. 4.
39. Liska M. A new brushless variable speed d.c. drive for 60.000 rev/min and torque output up to 50 nem.— Conf. Electr. Var. Speed Drives, London, 1972, p. 74—78.
40. Liska M. Elektronische kommutierte Gleichstrom-Kleinmotoren mit Permanentenerregung.— IEE, 1974, № 19, S. 405—410.
41. Магниты из сплавов редкоземельных металлов с кобальтом: Пер. с англ.— М.: Металлургия, 1978.— 207 с.
42. Маймистов Ю. Б., Стыцына А. К., Шкадов Б. Н. Электродвигатель БДС-0,2.— Радио, 1978, № 5, с. 44—45.
43. Метлин В. Б. Магнитные и магнитогидродинамические опоры.— М.: Энергия, 1968.— 183 с.
44. Овчинников И. Е., Лебедев Н. И. Бесконтактные двигатели постоянного тока.— Л.: Наука, 1979.— 270 с.
45. Паластин Л. М. Синхронные машины автономных источников питания.— М.: Энергия, 1980.— 384 с.
46. Пат. 1.308.302 МКИ-Н02К (Франция).
47. Постоянные магниты: Справочник/Альтман А. Б. и др.; Под ред. Ю. М. Пятина.— М.: Энергия, 1980.— 488 с.
48. Расчет и выбор подшипников качения: Справочник.— М.: Машиностроение, 1974.— 57 с.
49. Расчет и конструирование роторных машин/Кельзон А. С. и др.— Л.: Машиностроение, 1977.— 288 с.
50. Расчет на прочность в машиностроении/Пономарев С. Д. и др.— М.: Машгиз, 1959.— 389 с.
51. Сливинская А. Г. Электромагниты и постоянные магниты.— М.: Энергия, 1972.— 248 с.
52. Спицын Н. А. Опоры осей и валов машин и приборов.— М.: Машиностроение, 1970.— 520 с.
53. Структура и свойства композиционных материалов/К. И. Портной, С. Е. Салибеков, И. Л. Светлов, В. М. Чубаров.— М.: Машиностроение, 1979.— 255 с.
54. Стыцына А. К. Выбор схемы бесконтактного двигателя кассетных магнитофонов и конструкторско-технологическое обеспечение его массового производства/Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.— Л.: 1980.— 26 с. (ЛИАП.)
55. Фотолитография и оптика/Под ред. Я. А. Федорова и Г. Поля.— М.: Советское радио, 1974.— 392 с.
56. Шаров В. С. Высокочастотные и сверхвысокоскоростные электрические машины.— М.: Энергия, 1973.— 244 с.
57. Шашанов Л. Н. Механическая система высокоскоростных электродвигателей.— М.: Энергия, 1971.— 136 с.
58. Шенкар В. С. Исследование точности вырубки, пробивки статорных листов малых электрических машин/Автореф. дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук.— Л.: 1971.— 23 с. (ЛМИ.)
59. Электроизоляционные материалы высокой нагревостойкости/Аснович Э. З. и др.— М.: Энергия, 1979.— 240 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
В-1. Конструктивные особенности бесконтактных двигателей постоянного тока	—
В-2. Типовые схемы БДПТ	5
В-3. Особенности электромагнитных процессов в БДПТ	8
ГЛАВА ПЕРВАЯ. ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ	10
1-1. Механические и энергетические характеристики при амплитудном управлении	—
1-2. Влияние угла опережения включения на механические и энергетические характеристики	15
1-3. Способы импульсного управления	16
1-4. Импульсное управление с пассивной паузой	19
1-5. Импульсное управление с динамическим торможением в паузе	24
1-6. Плавность хода	27
1-7. Диапазон регулирования	30
1-8. Быстродействие	35
ГЛАВА ВТОРАЯ. РАСЧЕТ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ БДПТ	41
2-1. Расчет магнитной цепи	—
2-2. Особенности расчета управляемого двигателя с беспазовым статором	43
2-3. Схема расчета беспазового двигателя по минимуму постоянной времени	49
ГЛАВА ТРЕТЬЯ. РАСЧЕТ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ БДПТ	50
3-1. Особенности конструкции роторов	—
3-2. Напряжения, возникающие в элементах конструкции ротора	52
3-3. Особенности расчета параметров магнитной системы	55
3-4. Взаимосвязь прочностных и электромагнитных параметров	59
3-5. Жесткость ротора	67
3-6. Расчет двигателя по заданному коэффициенту запаса прочности	69
ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ. КОММУТИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ	71
4-1. Структура коммутлирующего устройства	—
4-2. Датчики положения ротора	72
4-3. Функциональные преобразователи	75
4-4. Введение угла опережения включения секций обмотки	81
4-5. Силовая часть коммутатора	87
4-6. Коммутаторы на специализированных интегральных микросхемах	92
ГЛАВА ПЯТАЯ. КОНСТРУКЦИИ НИЗКОСКОРОСТНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ БДПТ	95
5-1. Принципы конструирования быстродействующих двигателей	—
5-2. Быстродействующие двигатели для следящих систем	97
5-3. Двигатели для высококачественных электрофонов	100
5-4. Двигатели для кассетных магнитофонов	102
ГЛАВА ШЕСТАЯ. КОНСТРУКЦИИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ БДПТ	107
6-1. Особенности проектирования	—
6-2. Высокоскоростные подшипниковые опоры	118
6-3. Газовые опоры	125
6-4. Магнитные опоры	127
6-5. Особенности конструкции, характеристики и сравнительный анализ двигателей	131
ГЛАВА СЕДЬМАЯ. ОСОБЕННОСТИ ТЕХНОЛОГИИ МАССОВОГО ПРОИЗВОДСТВА БДПТ ДЛЯ КАССЕТНЫХ МАГНИТОФОНОВ	144
7-1. Проектирование и изготовление подшипниковых узлов	—
7-2. Изготовление статора	149
7-3. Методы и аппаратура контроля параметров двигателей при массовом производстве	152
Список литературы	157

