

В.Г. ФИСЕНКО, А.Н. ПОПОВ

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ВЕНТИЛЬНЫХ ИНДУКТОРНЫХ
ДВИГАТЕЛЕЙ**

Методическое пособие
по курсу
“Специальные электрические машины”
для студентов, обучающихся по направлению “Электротехника,
электромеханика и электротехнологии”

Рассмотрены устройство, принцип действия и вопросы учебного проектирования вентильных индукторных двигателей. Изложена упрощенная методика проектирования, легко реализуемая с помощью современных универсальных компьютерных математических пакетов и языков высокого уровня. Приведен пример расчета вентильного индукторного двигателя. Даны варианты заданий для выполнения типового расчета.

Для студентов специальности 1801 «Электромеханика», изучающих курс "Специальные электрические машины".

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы вентильные индукторные двигатели (ВИД) находят все большее и большее применение в различных отраслях техники и промышленности. Однако плохо отработанные методики и небольшой опыт проектирования приводят к разрозненным, а иногда и противоречивым рекомендациям по проектированию ВИД, что является сдерживающими факторами их распространения.

Процесс проектирования любой электрической машины (ЭМ) является, как правило, многоуровневым. Первым этапом – первым уровнем – проектирования является приближенное, эскизное проектирование, не требующее больших затрат усилий и времени, но дающее возможность с определенной точностью оценить энергетические, массогабаритные и функциональные возможности проектируемого двигателя. Эскизное проектирование позволяет оценить возможный диапазон изменения габаритов и наиболее выгодных размерных соотношений, а также других показателей, являющихся отправной точкой для более детального этапа проектирования.

Второй уровень проектирования основан, как правило, на более точных соотношениях, часто включает в себя поверочный расчет ЭМ по исходным данным, полученным на первом этапе проектирования, с последующим их уточнением. Обычно этот этап основан на значительно меньшем количестве допущений и дает более достоверные результаты, но требует больших ресурсов и вычислительных затрат.

Многоуровневая система проектирования может состоять из двух и более уровней. Важно отметить, что более низкий уровень проектирования, позволяющий приближенно определить исходные данные для следующего уровня, существенно уменьшает затраты проектирования на более высоком уровне выполнения проекта.

Кроме того, многоуровневая система позволяет построить методику проектирования, основанную на простом алгоритме поиска наилучшего варианта и с наименьшим количеством рекомендаций, построенных на имеющемся опыте проектирования. Это является очень важным фактором в том случае, когда такой опыт еще не накоплен или выполняется нестандартный проект, для которого имеющиеся рекомендации непригодны.

В данном пособии предлагается разработанная авторами простая методика учебного проектирования, которую можно считать первым этапом многоуровневой системы проектирования ВИД и которая дает возможность лучше понять принцип действия и особенности проектирования двигателей рассматриваемого типа.

Последующими этапами проектирования, а также, в частности, и заключительным, могут стать, например, уточненные расчеты, основанные на моделировании электромагнитных полей ВИД с помощью конечно-элементных пакетов.

1. УСТРОЙСТВО И ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

1.1. Общие сведения

Вентильный индукторный двигатель (в англоязычной литературе *switched reluctance motor* – двигатель с переключаемым магнитным сопротивлением) – это индукторная синхронная машина, в которой преобразование энергии осуществляется за счет изменения индуктивностей обмоток, расположенных на явно выраженных зубцах статора, при перемещении относительно них зубчатого магнитопровода ротора. Питание ВИД осуществляется от электронного преобразователя (коммутатора), который поочередно переключает обмотки двигателя в строгом соответствии с перемещением ротора. Для управления электронным преобразователем ВИД используется микропроцессор.

ВИД представляет собой сложную комплексную систему, в которой совместно работают различные по своей физической природе элементы. Для успешного проектирования таких систем необходимы глубокие знания в области механики и конструирования машин, электромеханики, электроники и микропроцессорной техники.

Несмотря на то, что интенсивные работы по изучению и исследованию систем электропривода с ВИД ведутся на протяжении уже двух десятилетий, устоявшейся терминологии для обозначения самого объекта исследования до сих пор нет. В данном учебном пособии используется термин “вентильный индукторный двигатель”.

Перспективность ВИД проявилась в 80-х годах XX века благодаря бурному развитию технологий электронной промышленности и, в первую очередь, силовой электроники. Большой качественный скачок в этом направлении позволил промышленности приступить к серийному выпуску новой элементной базы, обладающей высокими показателями по быстродействию и предельным параметрам. Дальнейший прогресс в области информационных технологий и компьютерной техники, наблюдающийся с 90-х годов XX века, окончательно определил место ВИД в ряду современных и перспективных ЭМ для систем электропривода нового поколения, позволил реализовать сложные алгоритмы управления, применить для их создания компьютерные системы автоматизированного проектирования.

Современный ВИД представляет собой электродвигатель, работающий совместно с электронным преобразователем, выполненным по интегральной технологии, и микропроцессором, позволяющим осуществить оптимальное управление двигателем с максимальными показателями качества преобразования энергии.

Однако как и любое техническое устройство, ВИД имеет и достоинства, и недостатки.

К достоинствам ВИД следует отнести надежность и простоту конструкции, возможность получения как сверхвысоких, так и сверхнизких частот вращения, что, с одной стороны, во многом определяется механической прочностью ротора и отсутствием скользящих контактов, с другой, – электромагнитной редуцией частоты вращения в ВИД и гибкостью системы управления. Как правило, ротор ВИД обладает малым моментом инерции, что позитивно отражается на динамике его работы. Эти двигатели способны функционировать в тяжелых и изменяющихся условиях окружающей среды в диапазоне нагрузок от холостого хода до короткого замыкания. Простая конфигурация магнитной системы и сосредоточенные обмотки, позволяющие упростить обмоточный процесс, делают конструкцию ВИД технологичной и относительно дешевой, а интегральное исполнение элементов системы управления улучшает массогабаритные показатели машины.

ВИД обладают широким диапазоном плавного и экономичного регулирования частоты вращения, хорошими регулировочными и динамическими характеристиками, высокими энергетическими показателями. Наличие системы микропроцессорного управления позволяет применять оптимальные алгоритмы управления двигателем в зависимости от заданного режима, а также осуществлять диагностику состояния всей системы электропривода.

К недостаткам ВИД относят повышенный уровень шумов и вибраций, которые возникают из-за пульсаций вращающего момента и действия радиальных сил магнитного тяжения. Необходимость в датчике положения ротора также считается одним из недостатков ВИД. Можно отметить и повышенные отходы электротехнической стали при штамповке магнитопровода, которые являются следствием явно выраженной двухсторонней зубчатости сердечников. При работе ВИД токи и напряжения в нем изменяются по резко несинусоидальным законам, поэтому для соблюдения требований, предъявляемых к потребителям электроэнергии по излучению в сеть высших гармоник, необходима установка фильтрующих устройств.

Однако следует заметить, что в настоящее время многие из указанных недостатков успешно устраняются: применяются методы косвенного определения положения ротора (бездатчиковое управление), благодаря чему из состава ВИД исключается механический датчик положения, а шумы и вибрации могут быть минимизированы выбором оптимального алгоритма управления и детальным профилированием зубцовой зоны.

В последние годы на базе конструкции ВИД часто проектируют *приводы прямого действия (direct drive)*, т. е. приводы, в которых ЭМ непосредственно встроена в рабочий орган исполнительного механизма с целью максимального сокращения промежуточных кинематических передач, исключения многоступенчатого преобразования энергии и получения высокой компактности устройства. Это позволяет повысить точность режима движения и значительно улучшить энергетические, динамические и массогабаритные показатели механизма.

Простота конструкции, а также особенности принципа действия ВИД создают благоприятную основу для выработки удачных и оригинальных технических решений. Бытовая техника, медицина, добыча и переработка нефти и газа, электроэнергетика, робототехника, станкостроение, электрический транспорт, автомобилестроение, металлургия, аэрокосмическая промышленность – вот далеко не полный список областей, в которых ВИД успешно конкурируют с другими типами электрических машин.

1.2. Устройство ВИД

Как было отмечено ранее, ВИД представляет собой электрическую машину, функционально объединенную с системой автоматического управления. Рассмотрим основные элементы, входящие в состав ВИД. На рис. 1.1 изображена функциональная схема трехфазного ВИД, однако принцип ее построения остается неизменным для двигателей с любым числом фаз.

Основной элемент ВИД – собственно сам электромеханический преобразователь – *индукторный двигатель* (ИД). Магнитная система ИД состоит из сердечников статора и ротора, имеющих явно выраженные зубцы. Для уменьшения потерь от вихревых токов сердечники шихтуют. На роторе отсутствуют обмотки, постоянные магниты и какие бы то ни было системы возбуждения. Такой ротор называют пассивным. На зубцах статора размещены сосредоточенные катушки обмотки. В двухполюсном двигателе пара катушек, расположенная на диаметрально противоположных зубцах статора, образует фазу. В магнитном отношении катушки фазы могут быть соединены встречно или согласно, а в электрическом – параллельно или последовательно.

В качестве электронного преобразователя, осуществляющего коммутацию катушек ВИД, обычно используется автономный инвертор напряжения, выполненный по несимметричной мостовой схеме (см. рис. 1.1). Такой инвертор отличается универсальностью и надежностью, он позволяет реализовать в двигателе практически любой режим коммутации фаз. В настоящее время в России на импортной элементной базе налажено серийное производство электронных преобразователей, предназначенных специально для управления ВИД. Такой преобразователь представляет собой готовый *коммутатор фаз*, состоящий из набора компактных интегральных модулей, число которых равно числу фаз двигателя. Отдельный модуль, выполненный по схеме несимметричного моста, помимо силовой части содержит встроенные схемы управления (драйверы) и схемы защиты, а также датчики, позволяющие контролировать значения тока и напряжения в плечах моста.

Питание ВИД может осуществляться от источника постоянного тока или от выпрямителя. На входе инвертора устанавливается емкость C , выполняющая функции фильтра и одновременно источника реактивной мощности.

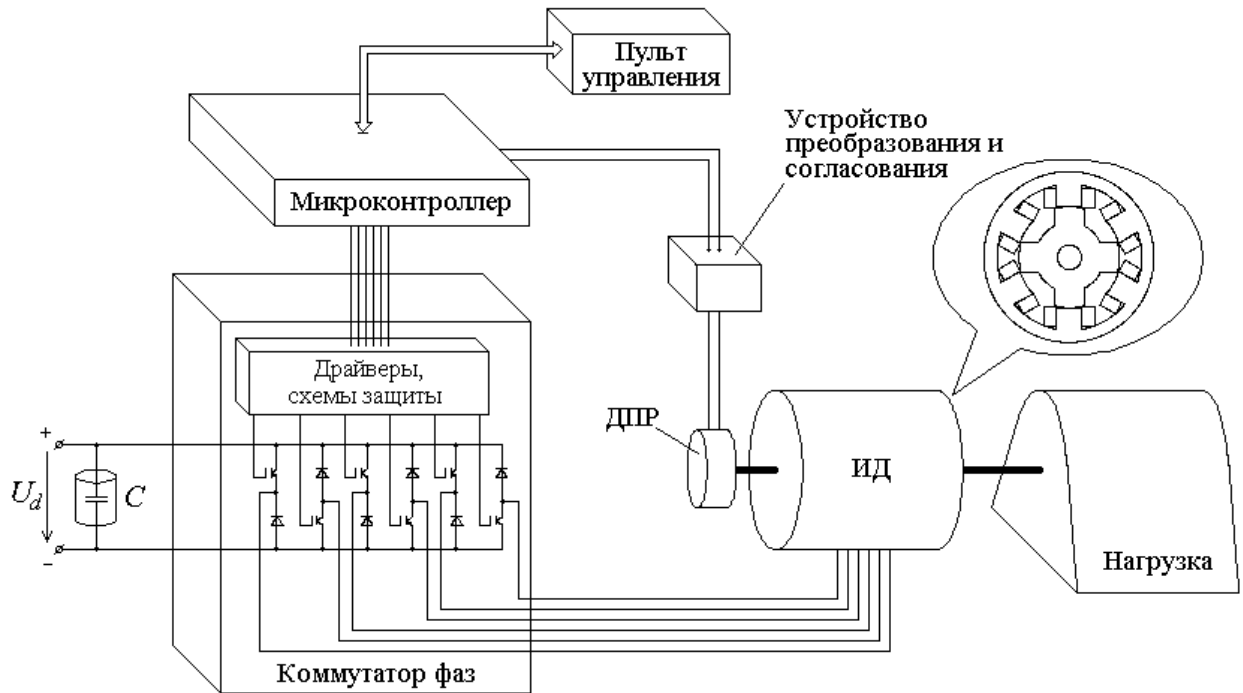


Рис. 1.1. Функциональная схема ВИД

Система автоматического управления ВИД имеет обратную связь по положению ротора, которая реализована с помощью *датчика положения ротора* (ДПР). ДПР должен точно и четко отслеживать перемещение ротора для того, чтобы коммутатор своевременно переключал фазы двигателя. Поэтому правильный выбор числа импульсов, генерируемых датчиком за один оборот ротора, имеет важное значение. Это число зависит от числа фаз и числа полюсов ВИД. Минимальное число импульсов ограничено тем, что оно должно быть достаточным для правильного определения положения ротора и моментов коммутации фаз. Максимальное число импульсов ограничено производительностью микропроцессорной системы управления, которая должна обработать сигналы от ДПР при максимальной частоте вращения ротора в реальном масштабе времени.

Общее управление функционированием ВИД осуществляет *микропроцессор* – устройство, выполненное по микроэлектронной технологии в виде сверхбольшой интегральной схемы, в состав которой входит арифметико-логическое устройство, осуществляющее вычислительные и вспомогательные операции, и устройство управления. Микропроцессор, предназначенный специально для использования в управляющих устройствах, системах передачи данных, а также для управления технологическими процессами, называется *микроконтроллером* (МК). Микропроцессор отличается от МК большей универсальностью.

В соответствии с функциональной схемой, приведенной на рис. 1.1, сигналы от ДПР передаются в МК через устройство преобразования и согласования, которое служит для приведения сигналов к виду и уровню, необходимому для нормальной работы МК.

В МК стекаются данные от ДПР и датчиков тока и напряжения коммутатора. Основная задача МК – собрать все данные и в зависимости от них выработать оптимальный алгоритм коммутации обмоток ВИД согласно программе, заложенной в МК разработчиком системы микропроцессорного управления.

Следует отметить, что работа ВИД возможна и с механическим коммутатором (например коллекторного типа или на герконах) без полупроводникового преобразователя и МК. Но именно применение МК позволяет осуществить оптимальное управление двигателем и значительно повысить его технико-энергетические показатели.

1.3. О принципе действия ВИД

В основе принципа действия ВИД лежит физическое явление, проявляющееся в том, что на ферромагнитное тело в магнитном поле действует механическая сила притяжения, которая стремится переместить это тело в область с наибольшей интенсивностью поля. Эта сила называется *электромагнитной силой*.

ВИД с числом фаз $m \geq 3$ имеет магнитную систему, выполненную таким образом, что при любом положении ротора найдется группа катушек, при возбуждении которых ротор придет в движение. Это подразумевает отсутствие так называемых “мертвых зон”, в которых ни одна из катушек не имеет возможности создания вращающего момента, что наиболее нежелательно при пуске двигателя. Поэтому необходимо, чтобы число зубцов статора Z_S было не равно числу зубцов ротора Z_R . Подробнее о том, как выбираются Z_S и Z_R , будет сказано в п. 2.3.

Общепринятое обозначение конфигурации ВИД состоит из дроби, в числителе которой указывается число зубцов статора, а в знаменателе – число зубцов ротора. На рис. 1.2 показана картина магнитного поля в поперечном сечении ВИД конфигурации 6/4 при включении (возбуждении) фазы А-х. При этом ротор под действием электромагнитных сил будет вращаться в направлении против часовой стрелки. При последовательной периодической коммутации фаз вращение ротора будет осуществляться со средней угловой скоростью, пропорциональной частоте коммутации.

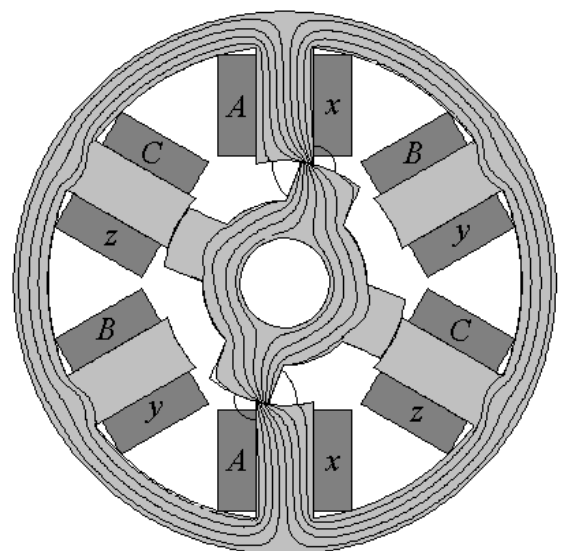


Рис. 1.2. Картина магнитного поля в ВИД 6/4

При возбуждении какой-либо фазы ротор двигателя стремится занять *согласованное положение*, при котором индуктивность возбужденной фазы будет максимальной. Соответственно положение ротора, при котором индуктивность возбужденной фазы минимальна, называется *рассогласованным*. В случае одиночной коммутации, когда в каждый момент времени к источнику постоянного напряжения подключена только одна фаза, согласованным будет положение, при котором ось *зубца* ротора совпадает с осью возбужденного зубца статора, и *рассогласованным* будет положение, при котором ось *паза* ротора совпадает с осью возбужденного зубца статора.

Согласованное положение ротора является положением устойчивого равновесия, а рассогласованное – положением неустойчивого равновесия.

Угловое положение ротора принято характеризовать *углом рассогласования* θ . За начало отсчета этого угла разными исследователями принимаются угловые положения, соответствующие или согласованному, или рассогласованному положению сердечников. Этот вопрос не является принципиальным, однако данную особенность необходимо учитывать. В данном пособии за начало отсчета угла θ принимается согласованное положение сердечников статора и ротора, при котором имеет место максимальная индуктивность фазы, и, таким образом, при отсутствии рассогласования $\theta=0^\circ$.

Взаимное положение сердечников ВИД характеризуется магнитной проводимостью воздушного зазора под возбужденным зубцом Λ_δ , которая в общем случае определяется как

$$\Lambda_\delta = \frac{\Phi_\delta}{F_\delta} \quad \Gamma, \quad (1.1)$$

где Φ_δ – магнитный поток, проходящий через зазор, Вб; F_δ – падение МДС в зазоре, А.

Величина Λ_δ зависит от конфигурации двигателя, степени насыщения его магнитной цепи, размеров зубцовой зоны сердечников и их взаимного положения.

Зависимость магнитной проводимости зазора от углового положения ротора приведена на рис. 1.3. Здесь пунктиром показана реальная зависимость, а сплошной линией – ее кусочно-линейная аппроксимация, которую мы будем использовать для упрощения последующего рассмотрения процессов, происходящих в двигателе.

Электромагнитный момент, действующий на ротор ВИД, равен частной производной от энергии магнитного поля W (или коэнергии W') по углу поворота ротора θ при

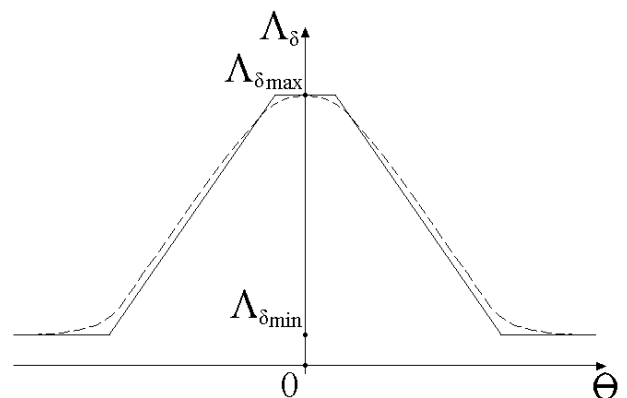


Рис. 1.3. Зависимость $\Lambda_\delta(\theta)$

фиксированных потоках Φ (или токах i) [1]:

$$M = - \frac{dW}{d\theta} \Big|_{\Phi=\text{const}} = \frac{dW'}{d\theta} \Big|_{i=\text{const}} \quad (1.2)$$

или

$$M = \frac{1}{2} \cdot F_{\delta}^2 \cdot \frac{\partial \Lambda_{\delta}}{\partial \theta} . \quad (1.3)$$

Из (1.3) видно, что момент определяется не только током, но и зависимостью $\Lambda_{\delta}(\theta)$, приведенной на рис. 1.3. Она, а именно крутизна изменения магнитной проводимости зазора при повороте ротора, определяет электромагнитный момент ВИД.

Проведем анализ работы ВИД исходя из упрощенного представления переходного процесса на цикле коммутации одной фазы.

Для получения положительного вращающего момента в двигательном режиме в соответствии с (1.3) напряжение питания на фазу должно быть подано на интервале нарастания магнитной проводимости Λ_{δ} .

После включения фазы по ней потечет ток, ограниченный активным сопротивлением и индуктивностью фазы, соответствующей текущему положению ротора. Под действием МДС обмоток в магнитопроводе возникнут магнитные потоки. Сцепляясь с витками катушек фазы, они будут определять потокосцепление фазы. В активном объеме двигателя возникнет магнитное поле, интенсивность которого будет максимальной в области возбужденных зубцов статора. Ферромагнитный ротор в магнитном поле, созданном возбужденными катушками фазы, под действием электромагнитных сил придет во вращение, стремясь занять положение, соответствующее максимальной индуктивности фазы.

Вращение ротора приведет к изменению суммарного магнитного потока, сцепленного с витками катушек (т.е. потокосцепления Ψ катушек), в которых в соответствии с законом электромагнитной индукции наведется ЭДС:

$$e = - \frac{d\Psi}{dt} . \quad (1.4)$$

При питании фазы от источника постоянного напряжения U_d уравнение электрического равновесия контура будет иметь следующий вид:

$$U_d = -e + i_{\Phi} R_{\Phi} \quad (1.5)$$

или, с учетом (1.4),

$$\frac{d\Psi}{dt} = U_d - i_{\Phi} R_{\Phi} , \quad (1.6)$$

где Ψ – потокосцепление фазы; i_{Φ} – ток в фазе; R_{Φ} – электрическое сопротивление фазы.

Ток в фазе определяется потокосцеплением и индуктивностью фазы:

$$i = \frac{\Psi}{L} . \quad (1.7)$$

Если пренебречь падением МДС в магнитопроводе, то индуктивность в простейшем случае будет определяться магнитной проводимостью зазора следующим соотношением:

$$L(\theta) = w^2 \Lambda_{\delta}(\theta) , \quad (1.8)$$

где w – число витков в фазе.

Рассмотрим процессы на цикле коммутации фазы при работе двигателя в режиме непрерывного вращения с постоянной скоростью. Время t [с] связано с углом поворота ротора γ [рад] и скоростью вращения ω [рад/с] соотношением

$$t = \frac{\gamma}{\omega} . \quad (1.9)$$

Ограничимся рассмотрением процессов в одной фазе, принимая допущение, что электромеханическое преобразование энергии в каждой фазе ВИД происходит независимо от других фаз.

Для упрощения будем пренебрегать активным сопротивлением фазы, полагая $R_{\phi} = 0$. В этом случае формула (1.6) принимает вид

$$\frac{d\Psi}{dt} = U_d . \quad (1.10)$$

Включение фазы осуществляют до начала сближения зубцов статора и ротора в момент времени, близкий к рассогласованному положению. Это дает возможность току нарасти до требуемой величины, пока индуктивное сопротивление фазы минимально.

Допустим, что включение фазы на напряжение U_d происходит в момент времени $t_{\text{вкл}}$ (рис. 1.4). Потокосцепление, определяемое по (1.10), будет нарастать по линейному закону. В соответствии с (1.7) и (1.8) для принятой аппроксимации кривой магнитной проводимости зазора (рис. 1.3) ток, ограниченный только активным сопротивлением фазы и минимальной индуктивностью, будет быстро нарастать по линейному закону до момента времени $t_{\text{нач}}$. В момент времени $t_{\text{нач}}$, соответствующий началу перекрытия зубцов, начнется нарастание индуктивности, что приведет к некоторому уменьшению скорости нарастания или даже спаданию тока в фазе в зависимости от величины полного электрического сопротивления фазы и частоты вращения ротора.

Подача на фазу управляющего напряжения прекращается в момент времени $t_{\text{откл}}$. Время работы фазы $t_{\text{раб}} = t_{\text{откл}} - t_{\text{вкл}}$ определяется углом работы фазы $\gamma_{\text{раб}}$:

$$t_{\text{раб}} = \frac{\gamma_{\text{раб}}}{\omega} . \quad (1.11)$$

В момент времени $t_{\text{откл}}$ силовые ключи коммутатора отключают фазу от источника питания, и потокосцепление фазы линейно уменьшается до нуля (рис. 1.4). В случае пренебрежения активным сопротивлением фазы интервал спада потокаосцепления ($t_{\text{откл}} - t_0$) будет равен интервалу его нарастания ($t_{\text{вкл}} - t_{\text{откл}}$).

С момента времени $t_{\text{откл}}$ ток в фазе, который не может в индуктивной цепи измениться скачком, начинает спадать, протекая через обратные диоды и заряжая конденсатор (см. рис. 1.1). Энергия магнитного поля катушек переходит в механическую энергию и в энергию электрического поля конденсатора. На следующем цикле коммутации эта энергия конденсатора будет использована для увеличения энергии магнитного поля катушек следующей фазы.

Основная роль обратных диодов состоит в защите силовых ключей коммутатора от опасных перенапряжений, возникающих при разрыве цепи с индуктивностью. Посредством этих диодов к фазе после ее отключения оказывается приложенное напряжение обратной полярности. Этот режим, когда спадание тока ускоряется благодаря обратному напряжению, приложенному к фазе, называется режимом расфорсировки.

На интервале от $t_{\text{откл}}$ до t_{Hmax} ток уменьшается на фоне увеличения индуктивности до тех пор, пока в момент времени t_{Hmax} зубцы статора и ротора полностью не перекроются.

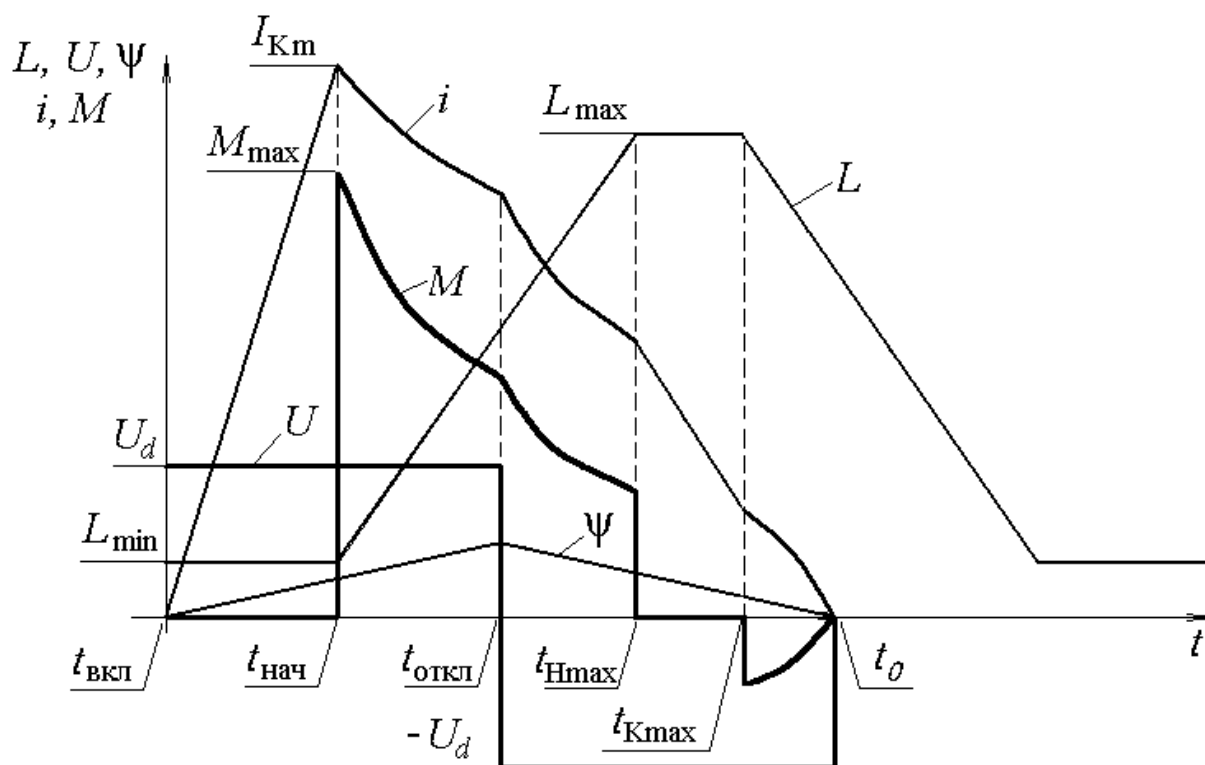


Рис. 1.4. Цикл коммутации ВИД

Если ширина зубца ротора больше ширины зубца статора, то в принятой выше аппроксимации кривой магнитной проводимости зазора будет явно выраженная горизонтальная площадка, соответствующая максимальной проводимости $\Lambda_{\delta\max}$ (см. рис. 1.3). Ширина этой площадки соответствует разности ширины зубцов ротора и статора.

На интервале ($t_{\text{нmax}} \div t_{\text{кmax}}$) ток, согласно формуле (1.7), будет изменяться по линейному закону.

Наконец, на интервале времени от $t_{\text{кmax}}$ до t_0 ток нелинейно уменьшается до нуля.

Характер изменения электромагнитного момента на цикле коммутации можно выявить аналогичными рассуждениями, используя для анализа формулу (1.3) с учетом того, что $F_{\delta} = iw$, и соответствующие зависимости тока и магнитной проводимости зазора, описанные выше.

На интервале ($t_{\text{вкл}} \div t_{\text{нач}}$) при постоянной проводимости зазора $\Lambda_{\delta\min}$ момент равен нулю. На интервале ($t_{\text{нач}} \div t_{\text{откл}}$) электромагнитный момент изменяется пропорционально квадрату тока с некоторого значения M_{max} . На временном интервале от $t_{\text{откл}}$ до $t_{\text{нmax}}$ момент уменьшается, а на интервале ($t_{\text{нmax}} \div t_{\text{кmax}}$), при постоянной проводимости зазора $\Lambda_{\delta\max}$, он вновь принимает нулевое значение. Если углы включения и отключения фазы выбраны таким образом, что ток в фазе имеет место и на участке уменьшения проводимости зазора, то электромагнитный момент, согласно формуле (1.3), будет иметь тормозной характер, уменьшаясь до нуля вместе с током в фазе (см. рис. 1.4).

Выше был рассмотрен *одноимпульсный режим* работы, когда скорость вращения ротора достаточно высока, и ток не успевает нарасти до предельно допустимого значения за время, проходящее от начала включения фазы до начала увеличения фазной индуктивности.

При относительно небольшой скорости вращения так же, как и при пуске двигателя, ток на интервале ($t_{\text{вкл}} \div t_{\text{нач}}$) успевает достигнуть предельного значения $I_{\text{п}}$, и тогда в действие вступает режим широтно-импульсной модуляции (ШИМ) фазного напряжения, устанавливающий *режим токоограничения*. Этот режим проиллюстрирован на рис. 1.5.

Одноимпульсный режим является наиболее оптимальным с точки зрения эффективного электромеханического преобразования энергии, и ВИД стараются спроектировать таким образом, чтобы его номинальный режим работы был одноимпульсным.

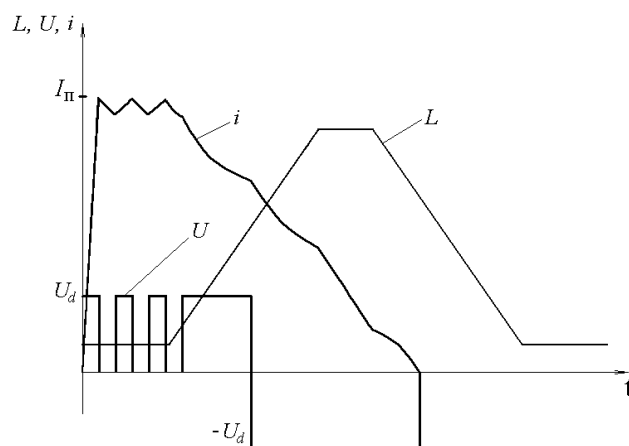


Рис. 1.5. Режим ШИМ

1.4. Основные параметры и характеристики

Параметры, характеризующие работу машины в номинальном режиме, называются номинальными. К номинальным параметрам ВИД относятся номинальная мощность $P_{\text{ном}}$, Вт, номинальная частота вращения $n_{\text{ном}}$, об/мин, номинальный момент $M_{\text{ном}}$, Н·м, номинальное напряжение $U_{\text{ном}}$, В, число фаз ВИД, номинальный КПД $\eta_{\text{ном}}$.

Частота вращения n связана с угловой скоростью ω :

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \quad \text{1/с.} \quad (1.12)$$

Мощность P , момент M и угловая скорость ω связаны между собой известным соотношением

$$P = M\omega . \quad (1.13)$$

Пригодность двигателя для конкретного применения определяет механическая характеристика, которая отображает зависимость частоты вращения от момента при постоянном напряжении источника питания:

$$n = f(M) \quad \text{при} \quad U = \text{const} . \quad (1.14)$$

Примерный вид механической характеристики изображен на рис. 1.6. Заметим, что механическая характеристика ВИД похожа на аналогичную характеристику двигателя постоянного

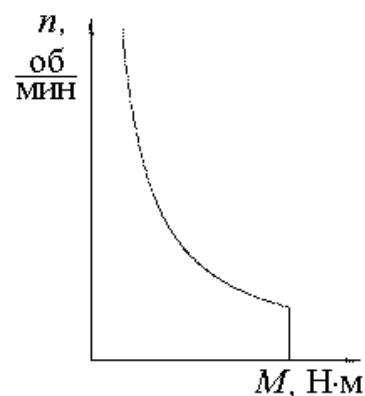


Рис. 1.6. Механическая характеристика ВИД

тока (ДПТ) последовательного возбуждения с той разницей, что характеристика ДПТ, имеющая гиперболический характер, в области малых частот вращения расположена в зоне больших моментов, – двигатель работает с перегрузкой. В отличие от этого в ВИД при малых частотах вращения срабатывает токоограничение (см. рис. 1.5), и характеристика принимает вертикальный характер. ВИД принципиально не боится режимов короткого замыкания.

Наряду с вышеперечисленными следует отметить и другие важные показатели и характеристики, которые имеют большое значение при проектировании ВИД.

Важной характеристикой магнитной несимметрии ВИД является коэффициент K_λ , равный отношению максимальной и минимальной магнитных проводимостей зазора:

$$K_\lambda = \frac{\Lambda_{\delta \max}}{\Lambda_{\delta \min}}. \quad (1.15)$$

Этот коэффициент в значительной степени характеризует энергетические возможности ВИД, он определяет электромагнитный момент и мощность машины. При проектировании ВИД стремятся получить возможно большие значения этого коэффициента. В реальных ВИД (с учетом насыщения стали) удается получить $K_\lambda = 7 \dots 10$ [2].

Вращающий момент, создаваемый фазой двигателя при питании ее постоянным током, называется *статическим моментом*. Изменение статического момента от углового положения ротора при постоянном токе в фазе характеризуется зависимостью, изображенной на рис. 1.7.

При проектировании ВИД весьма важным является выбор угла включения фазы. От этого зависит форма фазного тока и ее изменение в зависимости от нагрузки. В конечном итоге угол включения влияет на энергетические показатели ВИД. Заметим, что *угол отключения* фазы зависит от угла включения.

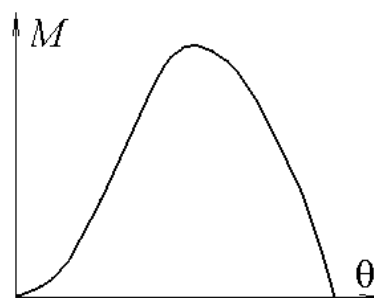


Рис. 1.7. Статический момент ВИД

1.5. Особенности проектирования

ВИД отличается простотой конструкции электромеханической части и схемы электронного преобразователя, однако, несмотря на эту простоту, в вопросах проектирования ВИД есть определенные сложности, связанные с особенностями электромеханического преобразования энергии. Даже при работе ВИД в номинальном режиме с установившейся скоростью вращения имеют место непрерывные переходные процессы, которые связаны с последовательной перекоммутацией фаз. Имеет место значительная несинусоидальность электрических и магнитных величин. Это не позволяет использо-

вать для расчета ВИД те классические методики, которые применяются при проектировании традиционных ЭМ [3], поэтому вопрос разработки новых расчетных методик для ВИД является актуальным.

Специфические особенности ВИД связаны с явно выраженной зубчатостью структуры сердечников статора и ротора и малым зазором между ними. Это приводит к *локальному насыщению* головок зубцов сердечников, которое проявляется при частичном перекрытии зубцов (рис. 1.8). Локальное насыщение вызывает увеличение эквивалентного воздушного зазора из-за того, что поверхность зубцов, примыкающая к зазору, сильно насыщается. Кроме того, распределение магнитной индукции в воздушном зазоре ВИД резко несинусоидально и существенно меняется в зависимости от углового положения ротора. Это значительно усложняет проектирование и расчет параметров и характеристик ВИД, а также определение законов управления этими машинами.

Специфические особенности устройства и работы ВИД специально учитываются не только на этапе электромагнитного расчета, но и на других этапах проектирования. Например, при тепловом расчете в учет принимаются такие особенности конструкции ВИД, как сосредоточенные обмотки, зубчатая структура сердечников, безобмоточный пассивный ротор. Расчет температур ведется либо по упрощенным аналитическим формулам, используемым при проектировании традиционных ЭМ, либо по тепловым схемам замещения, либо численным методом. При вентиляционном расчете для вычисления аэродинамических сопротивлений и вентиляционных потерь следует учитывать зубчатость сердечников и конструктивные особенности конкретного ВИД.

Особую важность при проектировании ВИД приобретают виброакустические расчеты. Шумы и вибрации, как следствие пульсаций вращающего момента и действия радиальных сил магнитного тяжения, являются существенным недостатком ВИД. Для обеспечения требований по показателям шума и вибраций необходимо внимательно подходить к вопросу синтеза ВИД на всех этапах проектирования. Уровень шума и вибраций можно минимизировать выбором оптимального алгоритма коммутации, угла включения фазы, тщательным проектированием зубцовой зоны сердечников. Виброакустические расчеты достаточно трудоемки и сложны, их можно выполнить численным методом или по инженерным методикам, изложенным в пособиях по расчету и проектированию машин.

Наконец, вспомним, что ВИД представляет собой электромеханический преобразователь, объединенный с системой управления, поэтому при уточнен-

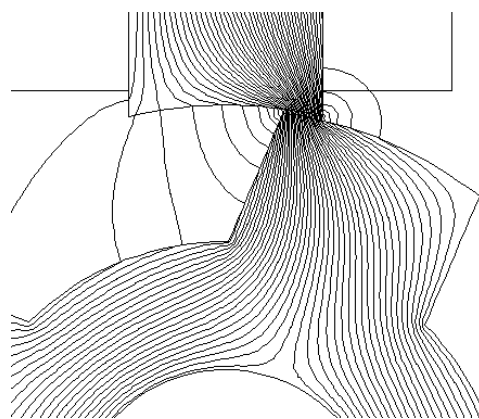


Рис. 1.8. Локальное насыщение

ных расчетах параметров и характеристик ВИД необходим взаимный учет влияния двигателя и электронного преобразователя, например, при помощи программных комплексов Matlab, KREAN [4] и др.

В связи с невозможностью применения классических методик расчета ЭМ и отсутствием достаточного опыта проектирования ВИД важным инструментом в этой ситуации становятся пакеты прикладных программ для численного моделирования магнитного поля, например Ansys, Maxwell, Flux, FEMME, ELCUT [5] и др. Квалифицированно используя эти программы, можно весьма точно рассчитать параметры и характеристики ВИД различных конструкций и конфигураций.

Наиболее точный расчет всех характеристик ВИД возможен путем непосредственного решения системы дифференциальных уравнений, описывающих процессы преобразования энергии в двигателе, при известном распределении магнитного поля в его активных частях. Такой подход можно реализовать с использованием компьютерной поддержки и современного программного обеспечения, но его недостатком является чрезвычайно высокая трудоемкость и повышенные требования к компьютерным ресурсам.

1.6. Краткий обзор методов проектирования ВИД

Проектный расчет ВИД может быть сведен к решению системы дифференциальных уравнений, записанных для электрических контуров, магнитной цепи и механического движения. Это нелинейные неоднородные дифференциальные уравнения, и их прямое решение представляет собой большие трудности. Поэтому все существующие методики проектирования ВИД исходят из определенного количества допущений, позволяющих упростить расчеты и значительно снизить их трудоемкость.

Можно выделить три основных подхода к проектированию ВИД: энергетический, полевой и подход на основе расчета переходного процесса. Вместе с тем большое количество расчетных методик основывается на комбинации этих подходов.

Ниже кратко рассмотрены некоторые методики проектирования ВИД исходя из той литературы, которая доступна студентам в фондах библиотеки и читальных залах МЭИ, а также на кафедре электромеханики МЭИ.

Основы энергетического подхода к проектированию ВИД изложены в [2, 6–9]. Этот подход исходит из рассмотрения баланса электрической, магнитной и механической энергии на цикле коммутации одной фазы ВИД.

На начальном этапе, например, с использованием выражения для машинной постоянной [10], определяются главные размеры машины – диаметр ротора статора D_i и длина сердечника l_δ :

$$l_\delta = \frac{1273 P_{\text{НОМ}}}{k_i^2 \eta_{\text{НОМ}} D_i^2 10^{-6} \omega_{\text{НОМ}} B_\delta A} \quad \text{мм}, \quad (1.16)$$

где $P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность, Вт; $k_i = 0,75 \dots 0,85$ – коэффициент использования фазного тока; $\eta_{\text{ном}}$ – номинальный КПД; $\omega_{\text{ном}}$ – номинальная угловая скорость вращения, рад/с; B_{δ} – амплитуда магнитной индукции в воздушном зазоре, Тл; A – линейная электрическая нагрузка, А/м.

По формуле (1.16) можно получить лишь весьма приблизительную оценку главных размеров ВИД. Ее точность зависит от выбора значения коэффициента k_i , от величин индукции B_{δ} и линейной нагрузки A . Все эти величины принимаются на основе имеющегося опыта проектирования и эксплуатации ВИД, который, к сожалению, незначителен.

На следующем этапе по имеющимся рекомендациям определяют размеры зубцово-пазовой зоны двигателя.

В соответствии с энергетическим подходом расчет ВИД производят с использованием диаграмм, построенных в координатах (Ψ, i) , которые представляют собой семейство зависимостей потокосцепления фазы от фазного тока при различных фиксированных положениях ротора. Они могут быть рассчитаны аналитически, с использованием упрощенных математических моделей ВИД [2, 6, 11, 12], либо могут быть получены экспериментальным или численным методами, на основе расчета и анализа картины магнитного поля в ВИД. С помощью семейства этих зависимостей анализируют траекторию движения рабочей точки на цикле коммутации фазы и определяют энергию, преобразованную из электрической в механическую. Эта энергия дает возможность рассчитать средний момент и мощность ВИД.

Одно из основных достоинств энергетического подхода состоит в простоте учета главных явлений электромеханического преобразования энергии, что позволяет получить аналитические соотношения, связывающие конструктивные параметры и технико-энергетические показатели двигателя. Однако значительные допущения, сделанные в процессе проектирования, могут привести к заметным погрешностям расчета. Поэтому основное применение энергетический подход находит на этапе предварительного проектирования ВИД.

Полевой подход к проектированию ВИД предполагает последовательные расчеты магнитного поля в активных частях двигателя, в ходе которых определяются интегральные величины поля – электромагнитные силы и вращающие моменты.

На начальном этапе определяются размеры расчетной области и составляются уравнения границ и поверхностей, описывающие поперечное сечение двигателя. Задаются физические свойства материалов, а также начальные и граничные условия, необходимые для решения уравнений поля. Следующий этап – решение задачи расчета магнитного поля с помощью одного из известных методов. Результатом этого решения является нахождение распределения основных величин магнитного поля в активном объеме двигателя и расчет электромагнитных сил и моментов.

В настоящее время существует достаточное количество программных пакетов, предназначенных специально для решения инженерных задач математической физики, в том числе задач расчета магнитного поля. Использование готовых программных продуктов, некоторые из которых уже были упомянуты в п.1.5 настоящего пособия, значительно облегчает решение проблем, стоящих перед специалистами-электромеханиками.

В [13] описан один из возможных алгоритмов проектирования ВИД, основывающийся на полевом подходе. Особенностью этого алгоритма является использование в интерактивном режиме программного пакета ELCUT, с помощью которого рассчитываются локальные и интегральные величины магнитных и температурных полей. В основе алгоритма лежит итерационная процедура подбора таких геометрических параметров зубцовой зоны ВИД и таких плотностей тока в его обмотках, при которых развиваемый двигателем вращающий момент будет соответствовать техническому заданию, а температурный режим будет находиться в допустимых пределах.

Полевой подход к проектированию ВИД позволяет учесть нелинейные свойства материалов, локальное насыщение, вращение и даже динамику переходного процесса, с достаточной степенью точности рассчитать электромагнитные силы и вращающий момент двигателя. Однако основной недостаток такого подхода состоит в сравнительно высокой его трудоемкости и требует высокой квалификации инженера-проектировщика.

Достаточно продуктивным оказывается подход на основе расчета переходного процесса на цикле коммутации одной фазы. В основе подхода лежит решение дифференциального уравнения электрического равновесия контура фазы совместно с уравнением для схемы замещения магнитной цепи. Сложности, связанные с реализацией этого подхода, заключаются в том, что параметры, входящие в уравнения, значительно изменяются при вращении ротора, так как материал стали сердечников имеет нелинейную кривую намагничивания. Для ВИД учет нелинейностей особенно актуален вследствие специфики конструкции, определяющей возникновение зон локального насыщения, что существенно влияет на токи в обмотках и на электромагнитный момент двигателя. Однако при попытке учета всех этих факторов проектировщик сталкивается с необходимостью решения сложных нелинейных неоднородных уравнений, что требует неоправданно больших затрат ресурсов особенно на стадии предварительного проектирования. Для устранения этих затруднений прибегают к введению упрощающих допущений, которые позволяют при незначительном понижении точности привести эти уравнения к удобному для экономичного решения виду.

Методики проектирования, основанные на комбинации рассмотренных выше подходов, используют преимущества тех или иных методов в зависимости от стадии проектирования. Методики с наименьшей трудоемкостью используют на стадии эскизного проектирования, когда важно рассмотреть большое количество различных вариантов с целью проведения, например,

оптимизации по интересующим параметрам. После принятия оптимального варианта приступают к уточненным расчетам, используя более точные модели. Например, в [14] на начальном этапе проектирования ВИД с помощью энергетического подхода определяют главные размеры индукторного двигателя. Семейство вебер-амперных характеристик рассчитывают по упрощенной модели, основанной на схеме замещения магнитной цепи с использованием кусочно-линейной аппроксимации кривой намагничивания. На следующем этапе производится расчет переходных процессов на цикле коммутации одной фазы при заданной частоте вращения. При необходимости корректируются углы коммутации фазы, сравниваются различные способы управления силовыми ключами коммутатора. На заключительном этапе рассчитываются механические и электромеханические характеристики ВИД.

Методика, предлагаемая в данном пособии, основана на упрощенном моделировании переходного процесса на цикле коммутации одной фазы в линейном приближении. Она будет детально рассмотрена в следующей главе.

2. ЭСКИЗНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНОГО ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

2.1. Общие сведения

Эскизный проект является одним из основных этапов создания новой ЭМ. На этом этапе оценивается принципиальная возможность выполнения машины в заданных габаритах и с заданными техническими характеристиками, определяются ее главные размеры и ее компоновка, оцениваются технико-экономические показатели и другие факторы, необходимые для принятия решения о целесообразности изготовления ЭМ данного типа.

Эскизное проектирование предполагает проведение целого ряда оценочных расчетов с целью выявления наиболее подходящего варианта исполнения ЭМ. Поэтому методика, положенная в основу эскизного проектирования, должна удовлетворять требованиям быстроты расчетов и малой трудоемкости. В то же время она должна обладать приемлемой точностью и возможностью адекватно моделировать процессы, происходящие в ЭМ.

Алгоритм эскизного проектирования, описанный в данной главе, основан на упрощенном расчете переходного процесса на цикле коммутации фазы ВИД.

При составлении данного алгоритма были приняты следующие допущения:

- 1) взаимное влияние фаз не учитывается;
- 2) коммутация считается мгновенной, включение фазы происходит в момент ее полного рассогласования;
- 3) насыщение стали не учитывается, магнитная проницаемость стали бесконечно велика;
- 4) принимается приближенная кусочно-линейная аппроксимация кривой магнитной проводимости воздушного зазора;
- 5) потери в сердечниках магнитопровода учитываются приближенно.

Следует заметить, что некоторые из принятых здесь допущений можно снять, усложнив алгоритм расчета.

2.2. Исходные данные для учебного проектирования

Техническое задание на проектирование двигателя содержит описание требуемых режимов работы, условий эксплуатации, необходимые энергетические и технико-экономические показатели двигателя. В зависимости от конкретного случая применения ВИД техзадание может содержать специальные требования и ограничения, например по КПД, массе двигателя и др.

В общем случае исходными данными для проектирования ВИД служат номинальные мощность на валу $P_{ном}$, частота вращения $n_{ном}$, напряжение ис-

точника постоянного тока U_d . В качестве дополнительных исходных данных могут быть заданы число фаз m , внешний диаметр статора D_a , числа зубцов статора и ротора Z_S и Z_R и др.

Выполнение проекта ВИД с целью нахождения его оптимальных параметров и характеристик требует расчета и анализа ряда различных вариантов, что предполагает достаточно большой объем работы. В связи с ограниченностью времени, выделенного на проектирование в рамках типового расчета, задание уже содержит дополнительные исходные данные.

2.3. Выбор конфигурации

Выбор конфигурации ВИД подразумевает выбор компоновки индукторного двигателя, алгоритма коммутации фаз, схемы электронного преобразователя и микроконтроллера. Основным этапом здесь является выбор числа фаз m и числа пар полюсов p_1 для первой гармоники поля. Это в конечном итоге сводится к выбору чисел зубцов Z_S и Z_R .

Число зубцов статора

$$Z_S = 2p_1 m q_1, \quad (2.1)$$

где q_1 – число пазов на полюс и фазу для первой гармоники поля (для ВИД с катушечной обмоткой всегда $q_1 = 1$).

Число зубцов ротора

$$Z_R = \left(\frac{Z_S}{p_1} - 2 \right) \cdot p_1. \quad (2.2)$$

От выбора числа фаз и числа полюсов зависят не только энергетические и технико-экономические показатели машины, но и сложность выполнения ВИД с выбранными m и p_1 .

При увеличении числа фаз уменьшаются пульсации вращающего момента, но в то же время увеличивается число модулей коммутатора, что может оказаться экономически неоправданным.

При увеличении числа полюсов уменьшаются деформации статора ВИД, что благоприятно отражается на виброакустических показателях машины. Но увеличение числа полюсов ВИД приведет к увеличению частоты фазного тока, что должно быть учтено с точки зрения высокочастотных свойств всех элементов, входящих в состав ВИД. Кроме того, увеличение частоты перемагничивания ротора приведет к увеличению потерь в стали ротора.

Частота тока в фазе

$$f_c = \frac{n}{60} Z_R \quad \text{Гц}, \quad (2.3)$$

где n – частота вращения ротора, об/мин.

Частота вращения поля

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_c}{p_1} \quad \text{об/мин.} \quad (2.4)$$

Частота перемагничивания ротора (при $Z_S > Z_R$)

$$f_R = \frac{n + n_1}{60} \cdot p_1 \quad \text{Гц.} \quad (2.5)$$

Выбор конфигурации ВИД – многокритериальная задача, решение которой зависит от конкретного технического задания, имеющейся в наличии элементной базы и области применения ВИД. Выбор Z_S и Z_R должен проводиться исходя из расчета мощности, КПД, потерь и других, важных для конкретных условий задачи, параметров.

После выбора конфигурации перейдем к проектированию зубцовой зоны сердечников.

2.4. Проектирование зубцовой зоны статора

На рис. 2.1 приведена магнитная система ВИД для конфигурации зубцовой зоны $Z_S/Z_R = 8/6$ с указанием ее основных геометрических параметров.

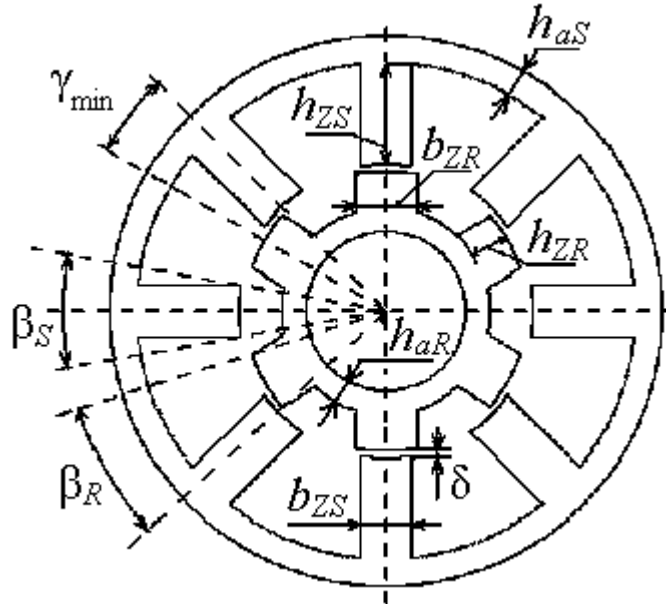


Рис. 2.1. Геометрические параметры магнитной системы ВИД

При проектировании двигателя удобно исходить из известного внешнего диаметра статора D_a , мм. Часто он задан в техническом задании на проектирование, так как определяет габариты машины.

Сначала по принятым или заданным значениям Z_S и Z_R определяют зубцовые деления статора и ротора в угловых единицах измерения:

$$t_{ZS} = \frac{2\pi}{Z_S} \quad \text{рад ;} \quad (2.6)$$

$$t_{ZR} = \frac{2\pi}{Z_R} \quad \text{рад .} \quad (2.7)$$

Угловые размеры, соответствующие ширине зубца статора и ротора на диаметре расточки, определяются из примерных соотношений

$$\beta_S = 0,45 t_{ZS} , \quad (2.8)$$

$$\beta_R = 0,5 t_{ZR} . \quad (2.9)$$

После этого можно определить размеры зубцов, ярма статора и диаметр расточки статора. Наряду с двумя строгими соотношениями

$$h_{ZS} + h_{aS} = 0,5(D_a - D_i) , \quad (2.10)$$

$$b_{ZS} = D_i \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right) , \quad (2.11)$$

где h_{ZS} , h_{aS} – высота зубцов и ярма статора соответственно, а D_i – диаметр расточки статора, введем следующие коэффициенты:

– отношение высоты ярма к ширине зубца статора

$$k_{haS} = 0,5 \dots 1,0 , \quad (2.12)$$

– отношение высоты к ширине зубца статора

$$k_{hZS} = 0,5 \dots 6,0 . \quad (2.13)$$

Из соотношений (2.10) – (2.13) получаем диаметр расточки статора,

$$D_i = \frac{D_a}{1 + 2(k_{haS} + k_{hZS}) \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)} \quad \text{мм .} \quad (2.14)$$

Определив по (2.14) диаметр расточки D_i , находим размеры зубцов и ярма статора, мм:

$$b_{ZS} = D_i \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right) , \quad (2.15)$$

$$h_{aS} = k_{haS} b_{ZS} , \quad (2.16)$$

$$h_{ZS} = k_{hZS} b_{ZS} \quad (2.17)$$

или

$$h_{ZS} = \frac{D_a - D_i}{2} - h_{aS} . \quad (2.18)$$

После расчета размеров зубцовой зоны статора перейдем к проектированию зубцовой зоны ротора, выбрав величину воздушного зазора δ .

2.5. Выбор воздушного зазора

Выбор воздушного зазора – сложная и ответственная задача. Воздушный зазор влияет на необходимую МДС катушек, а значит, и на количество меди, которое необходимо будет затратить на изготовление обмотки, а следовательно, и на габариты. Чем больше зазор, тем больше МДС катушек, и тем больше расход меди. Поэтому в машинах малой и средней мощности воздушный зазор, как правило, стремятся сделать минимальным.

В то же время в [6] указывается, что для того, чтобы обеспечить зазор менее 0,25 мм, потребуется применение специальной технологии обработки расточки статора или поверхности ротора заодно с отверстием под подшипник, после того как подшипниковый щит будет жестко прикреплен к станине. Это приведет к увеличению стоимости машины, поэтому выбор $\delta < 0,25$ мм должен быть обоснован.

Одно из основных требований, предъявляемых к воздушному зазору – это его равномерность и концентричность, что необходимо для поддержания сбалансированных фазных токов, радиальных электромагнитных сил и минимизации вибраций и шумов.

Для оценки величины воздушного зазора в [6] предлагается использовать приближенные соотношения, исходящие из известной длины магнитопровода l_δ и диаметра ротора D_R , которые с учетом равенства $D_R \approx D_i$ можно сформулировать следующим образом:

$$\delta = 0,005 k D_i, \quad (2.19)$$

где $k = l_\delta / D_i$ (если $l_\delta / D_i < 1$, то принимается $k = 1$), а l_δ можно оценить по формуле (1.16), приведенной в п. 1.6.

В любом случае выбранную величину воздушного зазора необходимо согласовать с технологическими возможностями оборудования, на котором планируется производить выпуск двигателя, и его конструкцией. Для облегчения учебного проектирования величина δ определена в задании.

2.6. Проектирование зубцовой зоны ротора

Внешний диаметр ротора

$$D_R = D_i - 2\delta \quad \text{мм.} \quad (2.20)$$

Зубцовое деление ротора

$$t_{ZR_мм} = \frac{\pi D_R}{Z_R} \quad \text{мм.} \quad (2.21)$$

Ширина зубца ротора

$$b_{ZR} = D_R \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right) \quad \text{рад,} \quad (2.22)$$

где β_R – угловой размер зубца ротора, найденный по формуле (2.9).

Высоту зубца и ярма ротора выбираем из следующих соотношений:

$$h_{ZR} = (20 \dots 30) \delta , \quad (2.23)$$

$$h_{aR} = (0,5 \dots 1,5) b_{ZR} . \quad (2.24)$$

Максимальная ширина паза ротора

$$b_{\Pi R_max} = D_R \sin\left(\frac{t_{ZR} - \beta_R}{2}\right) \text{ мм} . \quad (2.25)$$

Минимальная ширина паза статора

$$b_{\Pi S_min} = D_i \sin\left(\frac{t_{ZS} - \beta_S}{2}\right) \text{ мм} . \quad (2.26)$$

Для получения высокого значения коэффициента K_λ (см. п. 1.4), косвенно определяющего электромагнитный момент в ВИД, необходимо, чтобы выполнялись условия

$$b_{\Pi R_max} > b_{ZS} \quad \text{и} \quad b_{\Pi S_min} > b_{ZR} .$$

Значения, полученные по формулам (2.25) и (2.26), следует сравнить со значениями, рассчитанными по (2.15) и (2.22).

Зная диаметр ротора, высоту зубцов и ярма, вычисляем внутренний диаметр ротора:

$$D_{Ri} = D_R - 2h_{ZR} - 2h_{aR} . \quad (2.27)$$

В дальнейших расчетах нам потребуются еще некоторые геометрические параметры, которые имеет смысл рассчитать здесь же.

Площадь сечения паза статора

$$S_{\Pi S} = \frac{\pi(D_i + h_{ZS})h_{ZS}}{Z_S} - b_{ZS}h_{ZS} \quad \text{мм}^2 . \quad (2.28)$$

Максимальная площадь катушки

$$S_{K_max} = \frac{S_{\Pi S}}{2} \quad \text{мм}^2 . \quad (2.29)$$

2.7. Интервалы цикла коммутации

Характерные интервалы цикла коммутации определим в угловых единицах измерения. При необходимости их всегда можно будет перевести во временные интервалы, используя выражение (1.9) и формулу для вычисления угловой скорости вращения ротора:

$$\omega_R = \frac{2\pi n}{60} \quad \text{рад/с} . \quad (2.30)$$

Максимальный интервал нарастания тока при минимальной проводимости

$$\gamma_{\text{вкл_max}} = 0,5(t_{ZR} - \beta_S - \beta_R) \quad \text{рад} . \quad (2.31)$$

Минимальный угол, на который необходимо повернуть ротор до согласованного положения какой-либо фазы, если в данный момент полностью согласована соседняя с ней фаза, равен

$$\gamma_{\min} = t_{ZR} - t_{ZS} \quad \text{рад.} \quad (2.32)$$

Интервал работы фазы $\gamma_{\text{раб}}$, рад:
при $m = 3$ (одиначная коммутация)

$$\gamma_{\text{раб}} = \gamma_{\min} , \quad (2.33)$$

при $m > 3$ (несимметричная коммутация)

$$\gamma_{\text{раб}} = \beta_S . \quad (2.34)$$

Угол перекрытия зубцов при повороте ротора из полностью рассогласованного положения на угол $\gamma_{\text{раб}}$:

$$\beta_{SRm} = \gamma_{\text{раб}} - \gamma_{\text{вкл_max}} , \quad (2.35)$$

при этом ширина перекрытия зубцов статора и ротора

$$b_{SRm} = 0,5\beta_{SRm} (D_i - \delta) \quad \text{мм.} \quad (2.36)$$

2.8. Расчет коэффициентов магнитных проводимостей

В п. 1.4 было отмечено, что отношение максимальной и минимальной магнитных проводимостей зазора является одним из важных параметров, определяющих эффективность преобразования энергии проектируемого двигателя. Коэффициент K_λ важно знать еще на этапе предварительного проектирования для того, чтобы оценить энергетические возможности двигателя и оптимизировать геометрию зубцово-пазовой зоны.

Точное значение магнитных проводимостей можно определить путем численного расчета магнитного поля в поперечном сечении ВИД, но на практике достаточную точность можно получить с помощью аналитических формул. Это позволяет значительно снизить вычислительные затраты.

Для расчета коэффициентов магнитных проводимостей зазора воспользуемся формулами, полученными в [12] на основе конформного преобразования Шварца-Кристоффеля для области поля взаимодействующих зубцов.

Коэффициент магнитной проводимости зоны перекрытия зубцов при повороте ротора из полностью рассогласованного положения на угол работы фазы $\gamma_{\text{раб}}$

$$\lambda_{SRm} = \frac{b_{SRm}}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZS} - b_{SRm}}{\delta} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZR} - b_{SRm}}{\delta} \right) + 0,964 . \quad (2.37)$$

Коэффициент максимальной магнитной проводимости воздушного зазора

$$\lambda_{\max} = \frac{b_{ZS}}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZR} - b_{ZS}}{2\delta} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{2h_{ZR}}{b_{ZR} - b_{ZS}} \right) + 0,964 . \quad (2.38)$$

Коэффициент минимальной магнитной проводимости воздушного зазора (эмпирическая формула)

$$\lambda_{\min} = \frac{b_{ZS}}{h_{ZR}} + \frac{4}{3} \left(\frac{h_{ZR} + b_{ZR}}{t_{ZR_MM} - b_{ZR} - b_{ZS}} \right) . \quad (2.39)$$

Коэффициент отношения проводимостей

$$K_{\lambda} = \frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} . \quad (2.40)$$

2.9. Определение некоторых параметров обмотки и токов ВИД

Принимаем число элементарных проводников в эффективном $a_{\text{эл}} = 1$. После вычисления диаметра обмоточного провода оно может быть уточнено.

Число катушек в фазе

$$n_{\text{к}} = \frac{Z_S}{m} . \quad (2.41)$$

Выбрав число параллельных ветвей a , определяем число последовательно соединенных катушек в ветви:

$$n_{\text{кв}} = \frac{n_{\text{к}}}{a} . \quad (2.42)$$

Действующее значение тока на входе инвертора

$$I_d = \frac{P_{\text{ном}}}{\eta(U_d - 2U_B)} \quad \text{А} , \quad (2.43)$$

где U_d – напряжение питания ВИД, В; U_B – падение напряжения в вентиле инвертора (принимается $U_B = 1$ В); η – ориентировочное значение КПД ВИД; $P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность ВИД, Вт.

Можно получить формулы, связывающие ток I_d и амплитудное значение тока катушки $I_{\text{км}}$, которые будут различаться в зависимости от вида коммутации и формы тока на цикле коммутации.

При одиночной коммутации и прямоугольной форме тока

$$I_{\text{км}} = \frac{I_d}{a} . \quad (2.44)$$

Действующее значение тока катушки для прямоугольной формы тока

$$I_{\text{к}} = \frac{I_{\text{км}}}{\sqrt{m}} . \quad (2.45)$$

При одиночной коммутации и треугольной форме тока

$$I_{\text{км}} = 2,4 I_{\text{к}} \sqrt{m} . \quad (2.46)$$

Формулы (2.44) и (2.46) определяют два крайних случая – наименьшее и наибольшее возможные значения амплитуды тока. Реальное значение тока $I_{\text{км}}$ должно лежать в этом диапазоне.

2.10. Токи в фазах

Напряжение на индуктивности фазы обмотки

$$U_{dL} = U_d - \Delta U_R, \quad (2.47)$$

где ΔU_R – падение напряжения на активном сопротивлении обмотки (в начале расчета принимается равным нулю и уточняется после определения активного сопротивления обмотки).

Максимальное значение тока в катушке

$$I_{Km} = \frac{U_{dL} t_{\text{вкл_max}}}{n_{\text{кв}} \mu_0 l_\delta W_K^2 \lambda_{\text{min}}} \quad \text{А}, \quad (2.48)$$

оно должно лежать в диапазоне от (2.44) до (2.46).

Максимальное значение потока в ВИД имеет место в момент отключения фазы:

$$\Phi_{\text{max}} = \frac{U_{dL} t_{\text{раб}}}{n_{\text{кв}} W_K} \quad \text{Вб}, \quad (2.49)$$

поэтому амплитудное значение индукции в зубце статора

$$B_{ZS} = \frac{\Phi_{\text{max}}}{b_{ZS} l_\delta k_c} \quad \text{Тл}, \quad (2.50)$$

где k_c – коэффициент заполнения сердечников сталью (можно принять $k_c = 0,95$). Величина B_{ZS} должна лежать в пределах от 1,6 до 1,7 Тл.

Ток в катушке при перекрытии зубцов в момент $t_{\text{раб}}$ при ее отключении

$$I_{K_откл} = \frac{\Phi_{\text{max}}}{\mu_0 l_\delta W_K \lambda_{SRM}} \quad \text{А}. \quad (2.51)$$

Для определения действующего значения тока катушки представим зависимость тока в виде аппроксимации на нескольких участках цикла коммутации.

На интервале от начала включения фазы при $\gamma = 0$ до начала перекрытия зубцов при $\gamma_1 = \gamma_{\text{вкл_max}}$ ток нарастает по линейному закону до величины I_{Km} (см. рис. 2.2). На интервале от γ_1 до $\gamma_{\text{раб}}$ ток изменяется по (1.7) в соответствии с изменением потокосцепления и индуктивности от I_{Km} до $I_{K_откл}$. Индуктивность фазы на этом участке может быть описана выражением

$$L(\theta) = (L_1 + L_2 \theta) \quad \Gamma, \quad (2.52)$$

где

$$L_1 = L_{K_min} \left(1 - \frac{K_\lambda - 1}{\beta_s} \gamma_{\text{вкл_max}} \right) \quad \Gamma; \quad (2.53)$$

$$L_2 = L_{K_min} \frac{K_\lambda - 1}{\beta_s} \quad \frac{\Gamma}{\text{рад}}; \quad (2.54)$$

$$L_{K_min} = \mu_0 l_\delta W_K^2 \lambda_{min} 10^{-3} \quad \Gamma . \quad (2.55)$$

Здесь $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Г/м – магнитная проницаемость воздуха.

И, наконец, на интервале действия отрицательного напряжения ток уменьшается от $I_{K_откл}$ до нуля. Характер его изменения зависит от частоты вращения и соотношения Ψ и L (см. рис. 1.4). Здесь для упрощения предположим, что ток на интервале действия отрицательного напряжения уменьшается линейно.

С учетом принятой аппроксимации окончательно определяем действующее значение тока катушки, A :

$$I_K = \sqrt{\frac{1}{m\gamma_{min}} \left[\int_0^{\gamma_1} \left(\frac{I_{Km} \theta}{\gamma_1} \right)^2 d\theta + \int_{\gamma_1}^{\gamma_{раб}} \left(\frac{U_{dL} \theta}{\omega_R n_{кв} L(\theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{\gamma_{раб}} \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{раб}} \theta \right)^2 d\theta \right]} . \quad (2.56)$$

Номинальный ток фазы

$$I_\phi = I_K a . \quad (2.57)$$

2.11. Момент и мощность ВИД

Для вычисления величины вращающего момента воспользуемся формулой (1.3) и аппроксимацией кривой тока на цикле коммутации, принятой в п. 2.10 для определения действующего значения тока катушки.

На интервале от $\gamma = 0$ до $\gamma_1 = \gamma_{вкл_max}$ момент имеет нулевое значение, так как индуктивность постоянна и производная от индуктивности по углу поворота ротора равна нулю. На интервале от γ_1 до $\gamma_{раб}$ момент будет уменьшаться до величины

$$M_{откл} = p_1 L_2 (I_{K_откл})^2 \quad \text{Н}\cdot\text{м} , \quad (2.58)$$

начиная с максимального значения

$$M_{max} = p_1 L_2 (I_{Km})^2 \quad \text{Н}\cdot\text{м} . \quad (2.59)$$

На интервале γ_2 момент уменьшается до значения

$$M_{H\ max} = p_1 L_2 \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{раб}} \gamma_2 \right)^2 \quad \text{Н}\cdot\text{м} , \quad (2.60)$$

и на интервале постоянной максимальной индуктивности он вновь принимает нулевое значение. Наконец, на интервале падающей индуктивности момент принимает отрицательное значение, приобретая тормозной характер:

$$M_{T\ max} = p_1 L_2 \left(I_{K_откл} - \frac{I_{K_откл}}{\gamma_{раб}} \gamma_3 \right)^2 \quad \text{Н}\cdot\text{м} . \quad (2.61)$$

С учетом этого запишем выражение для определения среднего момента ВИД:

$$M_{\text{ср}} = \frac{p_1 L_2}{\gamma_{\text{min}}} \left(\int_{\gamma_1}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(\frac{U_{dL} \theta}{\omega_r n_{\text{кв}} (L_1 + L_2 \theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{\gamma_2} \left(I_{\text{К_откл}} - \frac{I_{\text{К_откл}}}{\gamma_{\text{раб}}} \theta \right)^2 d\theta - \int_{\gamma_3}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(I_{\text{К_откл}} - \frac{I_{\text{К_откл}}}{\gamma_{\text{раб}}} \theta \right)^2 d\theta \right) \quad \text{Н}\cdot\text{м} , \quad (2.62)$$

где $\gamma_2 = \gamma_{\text{вкл_max}} + \beta_S - \gamma_{\text{раб}}$; L_2 – производная индуктивности, определяемая выражением (2.54); $\gamma_3 = \gamma_2 + \beta_R - \beta_S$.

Номинальный момент

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\omega_R} \quad \text{Н}\cdot\text{м} . \quad (2.63)$$

Мощность ВИД

$$P = \omega_R M_{\text{ср}} \quad [\text{Вт}] \quad (2.64)$$

должна совпадать с требуемой в задании на проектирование.

2.12. Коэффициент заполнения паза

Для определения действующего значения плотности тока можно воспользоваться рекомендациями, приведенными в [3]. Выбор плотности тока представляет собой весьма сложную задачу. О правильности этого выбора судят по результатам теплового расчета. В рамках учебного проектирования действующее значение плотности тока в катушке можно принять

$$j_{\text{к}} = 3 \div 9 \text{ А/мм}^2 . \quad (2.65)$$

Определяем сечение меди катушки:

$$S_{\text{МК}} = \frac{I_{\text{к}} W_{\text{к}}}{j_{\text{к}}} . \quad (2.66)$$

Сечение провода

$$S_{\text{пр}} = \frac{S_{\text{МК}}}{W_{\text{к}} a_{\text{эл}}} . \quad (2.67)$$

Диаметр провода

$$d_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{4S_{\text{пр}}}{\pi}} . \quad (2.68)$$

Следует помнить, что при большом диаметре провода усложняется процесс намотки катушек. Данные о диаметрах обмоточных проводов приведены в [3].

Коэффициент заполнения паза медью

$$k_{3M} = \frac{S_{MK}}{S_{K_max}} \quad (2.69)$$

должен лежать в диапазоне $0,35 \div 0,45$.

Величина k_{3M} зависит от выбранной плотности тока и от размеров пазового окна, определяемых принятыми коэффициентами (2.12) и (2.13).

2.13. О выборе числа витков и длины сердечников

Выбор числа витков и длины сердечников осуществляем итерационным способом исходя из обеспечения требуемой мощности.

Необходимо подобрать такое число витков W_K и такую длину сердечников l_δ , при которых амплитудное значение тока катушки (см. (2.48)) лежало бы в диапазоне, определяемом выражениями (2.44) и (2.46), индукция в возбужденном зубце статора B_{ZS} (см. (2.50)) была бы в пределах $1,6 \dots 1,7$ Тл, мощность ВИД P (см. (2.64)) была бы равна требуемой в техническом задании, а коэффициент заполнения катушки медью k_{3M} (см. (2.69)) лежал бы в диапазоне от $0,35$ до $0,45$.

Из анализа соответствующих выражений можно установить, что при увеличении l_δ , так же, как и при увеличении W_K , значения I_{Km} , B_{ZS} , P и k_{3M} уменьшаются.

2.14. Учет активного сопротивления фазы

Активное сопротивление катушки обмотки статора R_K можно рассчитать по формуле

$$R_K = \rho_\theta \frac{L}{S_{пр}} 10^{-3} \quad \text{Ом} , \quad (2.70)$$

где ρ_θ – удельное сопротивление материала обмоточного провода при расчетной температуре θ °С, Ом·мм²/м; L – длина обмоточного провода катушки, мм; $S_{пр}$ – сечение обмоточного провода катушки, мм².

Активное сопротивление катушки при 20 °С

$$R_{K20} = \rho_{20} \frac{L_{вит_cp} W_K^2}{S_{K_max} k_{3M}} 10^{-3} \quad \text{Ом} , \quad (2.71)$$

где S_{K_max} – максимальная площадь катушки, рассчитанная по (2.29), мм²; $L_{вит_cp}$ – средняя длина витка катушки, мм:

$$L_{вит_cp} = 2(l_\delta + L_{л_cp}) ; \quad (2.72)$$

$L_{л_cp}$ – средняя длина лобовой части катушки, мм:

$$L_{л_ср} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\pi(D_i + h_{zS})}{Z_S} - \frac{S_{K_max}}{h_{zS}} \right); \quad (2.73)$$

ρ_{20} – удельное сопротивление провода при 20 °С (для меди $\rho_{20} = 0,0175$ Ом·мм²/м).

Активное сопротивление катушки при температуре обмотки $t_{обм} = 75$ °С

$$R_K = R_{K20} [1 + 0,0039 \cdot (t_{обм} - 20)] \quad \text{Ом} . \quad (2.74)$$

Падение напряжения на активном сопротивлении фазы

$$\Delta U_R = n_{кв} R_K I_K \quad \text{В} . \quad (2.75)$$

Уточняем напряжение питания:

$$U_d = U_{dL} + \Delta U_R \quad \text{В} . \quad (2.76)$$

Теперь необходимо повторить расчет, начиная с п.2.10, при уточненном значении ΔU_R . Окончательное значение U_d по (2.76) должно быть равно требуемому в соответствии с техническим заданием.

2.15. Выбор стали сердечников

Как правило, в ВИД частота пульсации магнитного потока статора и частота перемагничивания ротора выше, чем в традиционных электрических машинах общепромышленного применения. Например, для трехфазного четырехполюсного ВИД конфигурации 12/8, имеющего частоту вращения 3000 об/мин, частота тока в фазе $f_S = 600$ Гц, а частота перемагничивания ротора $f_R = 700$ Гц. Очевидно, для изготовления магнитной системы такого ВИД необходимо использовать специальную высокочастотную сталь, иначе в сердечниках будут выделяться значительные потери. Выбор стали можно осуществлять по данным [3], принимая во внимание толщину листов стали и удельные потери $p_{уд}$, Вт/кг.

2.16. Расчет массы активных материалов

Масса меди

$$m_{Cu} = \gamma_{Cu} S_{K_max} k_{зм} L_{вит_ср} Z_S 10^{-9} \quad \text{кг}, \quad (2.77)$$

где $\gamma_{Cu} = 8900$ кг/м³ – плотность меди.

Масса стали:

зубцов статора

$$m_{zS} = \gamma_{Fe} h_{zS} b_{zS} Z_S l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} \quad \text{кг}; \quad (2.78)$$

ярма статора

$$m_{aS} = \gamma_{Fe} \pi (D_a - h_{aS}) h_{aS} l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} \quad \text{кг}; \quad (2.79)$$

зубцов ротора

$$m_{zR} = \gamma_{Fe} h_{zR} b_{zR} Z_R l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} \quad \text{кг}; \quad (2.80)$$

ярма ротора

$$m_{aR} = \gamma_{Fe} \pi (D_{Ri} + h_{aR}) h_{aR} l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} \quad \text{кг} , \quad (2.81)$$

здесь γ_{Fe} [кг/м³] – плотность выбранной стали сердечников.

Масса стали статора

$$m_S = m_{ZS} + m_{aS} . \quad (2.82)$$

Масса стали ротора

$$m_R = m_{ZR} + m_{aR} . \quad (2.83)$$

Масса стали

$$m_{Fe} = m_S + m_R . \quad (2.84)$$

Суммарная масса активных частей

$$m_{\text{акт}} = m_{Cu} + m_{Fe} . \quad (2.85)$$

2.17. Расчет потерь и КПД

В ВИД можно выделить потери в электронном преобразователе и потери в индукторном двигателе. На этапе эскизного проектирования потерями в электронном преобразователе можно пренебречь, уделив внимание детальному рассмотрению потерь в ИД.

Разделим все потери, имеющие место в ВИД, на электрические, магнитные и механические.

Пренебрегая потерями в соединительных проводах, электрические потери в обмотках ВИД

$$P_{\text{эл}} = I_K^2 R_K Z_S \quad \text{Вт} , \quad (2.86)$$

где R_K – активное сопротивление катушки обмотки, Ом; Z_S – число зубцов статора (фактически число катушек обмотки).

Магнитные потери состоят из потерь на гистерезис (из-за перемагничивания стали) и потерь на вихревые токи. Определение магнитных потерь в ВИД встречает большие сложности из-за несинусоидальности изменения магнитной индукции. Вместе с тем для приближенной оценки магнитных потерь в ВИД можно воспользоваться формулами, применяемыми при расчете потерь в традиционных ЭМ [3], с уточнением входящих в эти формулы коэффициентов исходя из имеющегося опыта проектирования ВИД.

Определяем индукцию в стальных участках магнитопровода:

- в ярме статора

$$B_{aS} = B_{ZS} \frac{b_{ZS}}{2h_{ZS}} \quad \text{Тл} ; \quad (2.87)$$

- в зубцах ротора

$$B_{ZR} = B_{ZS} \frac{b_{ZS}}{b_{ZR}} \quad \text{Тл} ; \quad (2.88)$$

- в ярме ротора

$$B_{aR} = B_{zS} \frac{b_{zS}}{2h_{aR}} \quad \text{Тл} . \quad (2.89)$$

Потери в стали статора

$$P_{CS} = \frac{P_{уд}}{B_{и}^2} \left(\frac{f_C}{f_{и}} \right)^{1,3} (k_{da} B_{aS}^2 m_{aS} + k_{dZ} B_{zS}^2 m_{zS}) \quad \text{Вт} , \quad (2.90)$$

где $k_{da} = 1,8$ и $k_{dZ} = 2,0$ – коэффициенты, учитывающие увеличение потерь в стали ярма и зубцов ВИД вследствие влияния технологических факторов; $p_{уд}$ – удельные потери для выбранной марки стали, Вт/кг; $B_{и}$, $f_{и}$ – индукция и частота при определении потерь.

Потери в стали ротора

$$P_{CR} = \frac{P_{уд}}{B_{и}^2} \left(\frac{f_C}{f_{и}} \right)^{1,3} (k_{da} B_{aR}^2 m_{aR} + k_{dZ} B_{zR}^2 m_{zR}) \quad \text{Вт} . \quad (2.91)$$

Потери в стали

$$P_C = P_{CS} + P_{CR} . \quad (2.92)$$

Механические потери представляют собой потери на трение в подшипниках, на трение вращающихся частей о воздух, на преодоление аэродинамического сопротивления в системе охлаждения двигателя. Они могут быть рассчитаны по рекомендациям, приведенным в [3]. В рамках учебного проектирования механические потери $P_{мех}$ можно принять равными нулю.

Суммарные потери в ВИД

$$P_{сумм} = P_{эл} + P_C + P_{мех} . \quad (2.93)$$

Коэффициент полезного действия ВИД рассчитываем по формуле

$$\eta = \frac{P}{P + P_{сумм}} . \quad (2.94)$$

Ток на входе инвертора (окончательно)

$$I_d = \frac{P}{\eta(U_d - 2U_B)} \quad \text{А} . \quad (2.95)$$

2.18. Построение характеристик

Зависимости основных переменных на цикле коммутации ВИД можно построить, используя рассуждения, приведенные в предыдущих пунктах, а также принятые аппроксимации для кривой магнитной проводимости воздушного зазора, для кривой фазного тока при расчете его действующего значения и для кривой момента при вычислении его среднего значения. Примерный вид переменных на цикле коммутации фазы приведен на рис. 2.2.

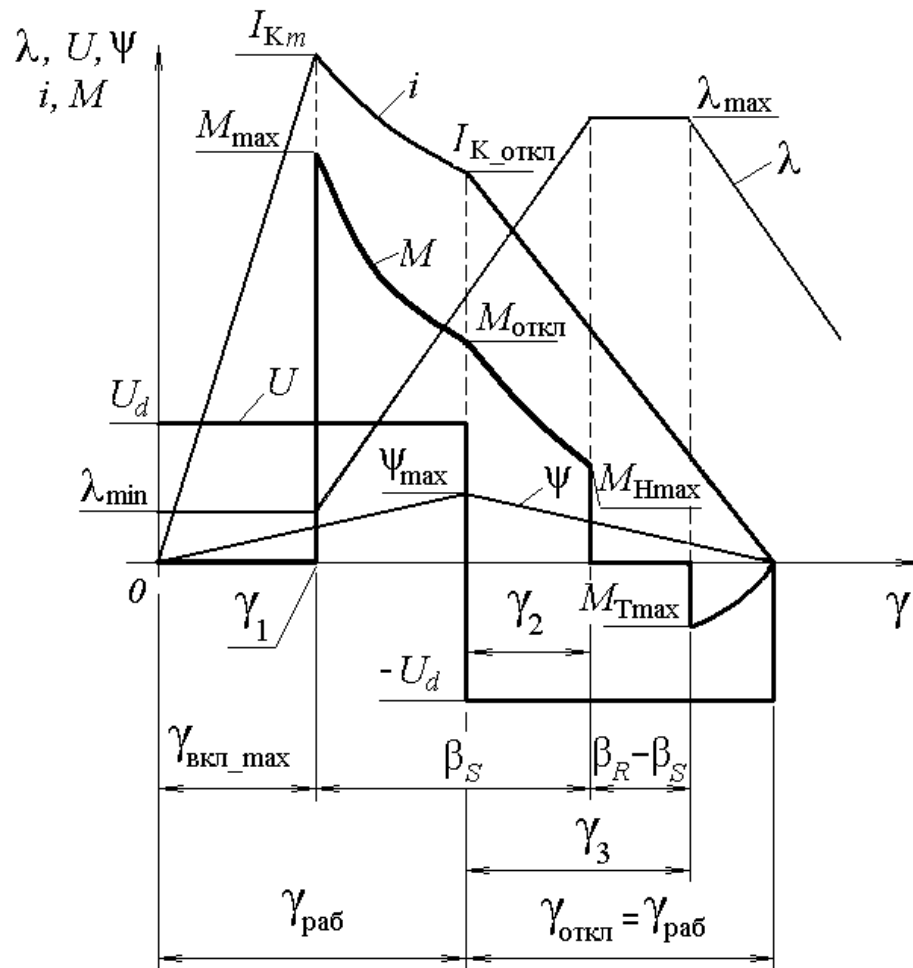


Рис. 2.2. Зависимости основных величин на цикле коммутации

На интервале времени включения фазы напряжение постоянно и равно U_d , после отключения фазы напряжение равно $-U_d$ и действует на интервале, равном времени работы фазы.

Потокосцепление фазы на интервале ее включения возрастает по линейному закону, а при $-U_d$ линейно спадает до нуля.

Изменение проводимости принимается по кусочно-линейной зависимости.

Узловые значения зависимости изменения тока и момента берутся из результатов расчета (см. выше).

2.19. Алгоритм эскизного проектирования ВИД

Алгоритм проектирования состоит в следующем.

1. Для принятых числа пар полюсов, внешнего диаметра и соотношений зубцовой зоны рассчитываем диаметр расточки статора.

2. По рассчитанному диаметру расточки и принятым соотношениям определяем размеры зубцовой зоны статора.

3. Задаемся величиной воздушного зазора (если он предварительно не задан) исходя из соображений, изложенных в п. 2.5.

4. Определяем размеры зубцовой зоны ротора.

5. По найденным размерам зубцовой зоны вычисляем углы нарастания тока, работы фазы и выключения, а также проводимости воздушного зазора при различных угловых положениях ротора. Вычисляем отношение максимальной проводимости воздушного зазора к минимальной.

6. По номинальным данным оцениваем величину тока в звене постоянного тока и определяем возможный диапазон амплитудных значений тока в катушке исходя из возможных законов его изменения (от прямоугольной формы до треугольной).

7. Выбираем число витков катушки W_k так, чтобы амплитудное значение тока в ней для заданного напряжения попадало в ранее определенный диапазон. Одновременно уточняем длину машины и размеры зубцовой зоны так, чтобы индукция в зубце статора не превышала допустимую, мощность на валу соответствовала (с определенной точностью) заданной номинальной, а коэффициент заполнения паза статора медью не выходил за допустимые пределы. Для этого, как правило, требуется несколько интерактивных итераций.

8. Рассчитываем активное сопротивление фазы обмотки и падение напряжения ΔU_R . Вычисляем напряжение источника постоянного тока U_d . Повторяем расчет, скорректировав значение ΔU_R , входящее в формулу (2.47). Получаемое по (2.76) значение напряжения U_d должно соответствовать заданному.

9. Окончательно определяем активные сопротивления и индуктивности обмотки, индукции во всех частях магнитопровода, массы активных материалов, электрические потери и потери в стали и, наконец, КПД вентильного индукторного двигателя.

10. Выполняем построение зависимостей основных электрических величин и момента на цикле коммутации фазы.

Основные данные спроектированного ВИД целесообразно оформить в виде сводной таблицы или формуляра, где будут отражены его номинальные параметры, размеры, обмоточные данные, значения магнитных индукций в различных частях сердечников, массы активных материалов и данные о потерях.

3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНОГО ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Проектное задание

Выполнить эскизный проект вентильного индукторного двигателя со следующими данными:

номинальная мощность $P_{\text{ном}} = 3$ кВт;

номинальное напряжение звена постоянного тока $U_d = 530$ В;

номинальная частота вращения $n_{\text{ном}} = 3000$ об/мин;

число фаз $m = 3$;

число пар полюсов по первой гармонике поля $p_1 = 1$;

внешний диаметр статора $D_a = 140$ мм (предполагается размещение магнитопровода ВИД в корпусе асинхронного двигателя RA100M2У3).

Расчет ВИД

1. Число зубцов статора

$$Z_S = 2p_1 m q_1 = 2 \cdot 3 \cdot 1 = 6 .$$

2. Число зубцов ротора

$$Z_R = \left(\frac{Z_S}{p_1} - 2 \right) p_1 = \left(\frac{6}{1} - 2 \right) 1 = 4 .$$

3. Зубцовые деления статора и ротора:

$$t_{ZS} = \frac{2\pi}{Z_S} = \frac{2 \cdot 3,14}{6} = 1,047 \text{ рад} \quad \text{или} \quad t_{ZS} = \frac{360}{Z_S} = \frac{360}{6} = 60^\circ ;$$

$$t_{ZR} = \frac{2\pi}{Z_R} = \frac{2 \cdot 3,14}{4} = 1,571 \text{ рад} \quad \text{или} \quad t_{ZR} = \frac{360}{Z_R} = \frac{360}{4} = 90^\circ .$$

4. Угловые значения ширины зубцов статора и ротора:

$$\beta_S = 0,45 t_{ZS} = 0,45 \cdot 1,047 = 0,471 \text{ рад} = 27^\circ ,$$

$$\beta_R = 0,5 t_{ZS} = 0,5 \cdot 1,571 = 0,524 \text{ рад} = 30^\circ .$$

5. При одиночной коммутации с учетом того, что поток при переходе из зубца в ярмо разветвляется на две части, минимальную высоту ярма статора можно выбрать равной половине ширины зубца ротора. Принимаем отношение высоты ярма к ширине зубца статора $k_{haS} = 0,6$, а отношение высоты зубца статора к его ширине – $k_{hZS} = 2,0$.

В дальнейшем, при окончательном выборе длины сердечников и числа витков в катушке обмотки, эти коэффициенты при необходимости могут быть уточнены.

6. Диаметр расточки статора

$$D_i = \frac{D_a}{1 + 2(k_{haS} + k_{hZS}) \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right)} = \frac{140}{1 + 2(0,6 + 2,0) \sin\left(\frac{27^0}{2}\right)} = 63,24 \text{ мм} .$$

7. Определяем размеры зубцов и ярма статора:

ширина зубца статора

$$b_{ZS} = D_i \sin\left(\frac{\beta_S}{2}\right) = 63,24 \sin\left(\frac{27^0}{2}\right) = 14,76 \text{ мм} ;$$

высота ярма статора

$$h_{aS} = k_{haS} b_{ZS} = 0,6 \cdot 14,76 = 8,86 \text{ мм} ;$$

высота зубца статора

$$h_{ZS} = k_{hZS} b_{ZS} = 2,0 \cdot 14,76 = 29,52 \text{ мм} .$$

8. Принимаем величину воздушного зазора такой же, как и у АД, в корпусе которого необходимо выполнить ВИД (описание АД серии РА приведено в табл. 9.7 [3]): $\delta = 0,3$ мм.

9. Размеры зубцов и ярма ротора:

внешний диаметр ротора

$$D_R = D_i - 2\delta = 63,24 - 2 \cdot 0,3 = 62,64 \text{ мм} ;$$

зубцовое деление ротора

$$t_{ZR_мм} = \frac{\pi D_R}{Z_R} = \frac{3,14 \cdot 62,64}{4} = 49,19 \text{ мм} ;$$

ширина зубца ротора

$$b_{ZR} = D_R \sin\left(\frac{\beta_R}{2}\right) = 62,64 \sin\left(\frac{30^0}{2}\right) = 16,21 \text{ мм} .$$

Высоту зубца ротора и высоту ярма ротора выбираем из следующих соотношений (2.23) и (2.24):

$$h_{ZR} = (20 \dots 30) \delta = (20 \dots 30) 0,3 = 6 \dots 9 \text{ мм} ,$$

$$h_{aR} = (0,5 \dots 1,5) b_{ZR} = (0,5 \dots 1,5) 16,21 = 8,1 \dots 24,3 \text{ мм} .$$

Принимаем $h_{ZR} = 9$ мм и $h_{aR} = 10$ мм.

10. Максимальная ширина паза ротора, мм

$$b_{IR_max} = D_R \sin\left(\frac{t_{ZR} - \beta_R}{2}\right) = 62,64 \sin\left(\frac{90^0 - 30^0}{2}\right) = 31,32 \text{ мм} .$$

Минимальная ширина паза статора

$$b_{\text{ПС}_{\min}} = D_i \sin\left(\frac{t_{\text{ZS}} - \beta_s}{2}\right) = 63,24 \sin\left(\frac{60^\circ - 27^\circ}{2}\right) = 17,96 \text{ мм}.$$

Проверяем выполнение условий:

$$b_{\text{ПР}_{\max}} > b_{\text{ZS}},$$

$$b_{\text{ПС}_{\min}} > b_{\text{ZR}}.$$

Убеждаемся, что ширина зубцов статора и ротора меньше ширины противоположных пазов. Это необходимо для получения высокого значения коэффициента K_λ .

11. Вычисляем внутренний диаметр ротора:

$$D_{\text{Ri}} = D_{\text{R}} - 2h_{\text{ZR}} - 2h_{\text{aR}} = 62,64 - 2 \cdot 9 - 2 \cdot 10 = 24,64 \text{ мм}.$$

Это, фактически, диаметр вала в месте посадки на него ротора. Видим, что диаметр вала является приемлемой величиной.

12. Площадь сечения паза статора

$$\begin{aligned} S_{\text{ПС}} &= \frac{\pi(D_i + h_{\text{ZS}})h_{\text{ZS}}}{Z_s} - b_{\text{ZS}}h_{\text{ZS}} = \\ &= \frac{3,1416 (63,24 + 29,52) 29,52}{6} - 14,76 \cdot 29,52 = 998,1 \text{ мм}^2. \end{aligned}$$

Площадь катушки максимальная

$$S_{\text{К}_{\max}} = \frac{S_{\text{ПС}}}{2} = \frac{998,1}{2} = 499,1 \text{ мм}^2.$$

13. Максимальный интервал нарастания тока при минимальной проводимости

$$\gamma_{\text{вкл}_{\max}} = 0,5 (t_{\text{ZR}} - \beta_s - \beta_{\text{R}}) = 0,5 (1,571 - 0,471 - 0,524) = 0,288 \text{ рад}.$$

Угловая скорость вращения ротора

$$\omega_{\text{R}} = \frac{2\pi n_{\text{ном}}}{60} = \frac{2 \cdot 3,1416 \cdot 3000}{60} = 314,159 \text{ рад/с}.$$

Время нарастания тока при минимальной проводимости

$$t_{\text{вкл}_{\max}} = \frac{\gamma_{\text{вкл}_{\max}}}{\omega_{\text{R}}} 10^3 = \frac{0,288}{314,159} 10^3 = 0,917 \text{ мс}.$$

Минимальный угол поворота

$$\gamma_{\min} = t_{\text{ZR}} - t_{\text{ZS}} = 1,571 - 1,047 = 0,524 \text{ рад}.$$

Интервал работы фазы по (2.33) $\gamma_{\text{раб}} = \gamma_{\min} = 0,524 \text{ рад}.$

Время работы фазы

$$t_{\text{раб}} = \frac{\gamma_{\text{раб}}}{\omega_R} 10^3 = \frac{0,524}{314,159} 10^3 = 1,667 \text{ мс} .$$

Угол перекрытия зубцов при повороте ротора из полностью рассогла-
сованного положения на угол $\gamma_{\text{раб}}$

$$\beta_{SRm} = \gamma_{\text{раб}} - \gamma_{\text{вкл_max}} = 0,524 - 0,288 = 0,236 \text{ рад} .$$

Ширина перекрытия зубцов статора и ротора

$$b_{SRm} = 0,5 \beta_{SRm} (D_i - \delta) = 0,5 \cdot 0,236 (63,24 - 0,3) = 7,427 \text{ мм} .$$

14. Коэффициент магнитной проводимости зоны перекрытия зубцов

$$\begin{aligned} \lambda_{SRm} &= \frac{b_{SRm}}{\delta} + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZS} - b_{SRm}}{\delta} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZR} - b_{SRm}}{\delta} \right) + 0,964 = \\ &= \frac{7,427}{0,3} + \frac{2}{3,1416} \ln \left(\frac{14,76 - 7,427}{0,3} \right) + \frac{2}{3,1416} \ln \left(\frac{16,21 - 7,427}{0,3} \right) + 0,964 = 29,866 . \end{aligned}$$

Коэффициент максимальной магнитной проводимости воздушного за-
зора

$$\begin{aligned} \lambda_{\text{max}} &= \frac{b_{ZS}}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(\frac{b_{ZR} - b_{ZS}}{2\delta} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{2h_{ZR}}{b_{ZR} - b_{ZS}} \right) + 0,964 = \\ &= \frac{14,76}{0,3} + \frac{4}{3,1416} \ln \left(\frac{16,21 - 14,76}{2 \cdot 0,3} \right) + \frac{2}{3,1416} \ln \left(\frac{2 \cdot 9}{16,21 - 14,76} \right) + 0,964 = 52,968 . \end{aligned}$$

Коэффициент минимальной магнитной проводимости воздушного за-
зора

$$\lambda_{\text{min}} = \frac{b_{ZS}}{h_{ZR}} + \frac{4}{3} \left(\frac{h_{ZR} + b_{ZR}}{t_{ZR_мм} - b_{ZR} - b_{ZS}} \right) = \frac{14,76}{9} + \frac{4}{3} \left(\frac{9 + 16,21}{49,19 - 16,21 - 14,76} \right) = 3,391 .$$

Коэффициент отношения проводимостей

$$K_{\lambda} = \frac{\lambda_{\text{max}}}{\lambda_{\text{min}}} = \frac{52,968}{3,391} = 15,623 .$$

Полученное значение коэффициента K_{λ} является весьма высоким (см.
п. 1.4); можно перейти к следующему шагу проектирования ВИД.

15. Принимаем число параллельных ветвей $a = 1$. Принимаем число
элементарных проводников в эффективном $a_{\text{эл}} = 1$.

Число катушек в фазе

$$n_{\text{к}} = \frac{Z_S}{m} = \frac{6}{3} = 2 .$$

Число последовательно соединенных катушек в ветви

$$n_{\text{кв}} = \frac{n_{\text{к}}}{a} = \frac{2}{1} = 2 .$$

16. Принимаем приблизительное значение КПД двигателя $\eta = 0,7$. Падение напряжения в вентиле коммутатора принимаем равным $U_B = 1$ В.

Действующее значение тока на выходе инвертора

$$I_d = \frac{P_{\text{ном}}}{\eta(U_d - 2U_B)} = \frac{3000}{0,7(530 - 2 \cdot 1)} = 8,12 \text{ А}.$$

где U_d – напряжение питания, приведенное в задании на проектирование. В дальнейшем, в пункте 40 данного примера расчета, оно будет уточнено.

17. При одиночной коммутации и прямоугольной форме тока

$$I_{Km} = \frac{I_d}{a} = \frac{8,12}{1} = 8,12 \text{ А}.$$

Действующее значение тока катушки предварительно

$$I_K = \frac{I_{Km}}{\sqrt{m}} = \frac{8,12}{\sqrt{3}} = 4,688 \text{ А}.$$

При одиночной коммутации и треугольной форме тока

$$I_{Km} = I_K 2,4 \sqrt{m} = 4,688 \cdot 2,4 \cdot \sqrt{3} = 19,49 \text{ А}.$$

Нахождение амплитудных значений тока для двух крайних случаев, минимального при предположении прямоугольной формы тока и максимального при треугольной форме тока, дает нам границы токового диапазона, в котором должно оказаться расчетное значение тока I_{Km} , вычисляемое в пункте 19 настоящего примера расчета.

18. Переходим к выбору длины сердечников l_δ и числа витков в катушке W_K ВИД. Это итерационный процесс: необходимо будет провести несколько последовательных расчетов для того, чтобы найти оптимальное сочетание значений l_δ и W_K . Эти значения будем подбирать исходя из обеспечения требуемой мощности и приемлемого коэффициента заполнения медью.

Для уменьшения затрат времени на проведение вычислений целесообразно запрограммировать эту часть расчета, а лучше весь расчет, в одном из математических пакетов, например в *Mathcad*.

В качестве первого приближения для l_δ можно взять любое числовое значение. Первоначально принимаем расчетную длину сердечников l_δ равной, например величине внешнего диаметра статора D_a :

$$l_\delta = D_a = 140 \text{ мм}.$$

Необходимо подобрать число витков W_K таким, чтобы мощность ВИД стала равной требуемой по заданию. Для первого приближения W_K можно взять любое числовое значение. Примем первоначально $W_K = 100$. Кроме того, предварительно примем $\Delta U_R = 0$ и определим U_{dL}

$$U_{dL} = U_d - \Delta U_R = 530 - 0 = 530 \text{ В}.$$

19. Максимальное значение тока в катушке

$$I_{Km} = \frac{U_{dl} t_{вкл_max}}{n_{кв} \mu_0 l_{\delta} W_K^2 \lambda_{min}} = \frac{530 \cdot 0,917}{2 \cdot 4 \cdot 3,1416 \cdot 10^{-7} \cdot 140 \cdot 100^2 \cdot 3,391} = 40,73 \text{ А} .$$

Это значение является неудовлетворительным, оно должно лежать в диапазоне от 8,12 до 19,49 А, определяемом в пункте 17 расчета. Продолжаем расчет до получения значения мощности ВИД и коэффициента заполнения паза медью.

20. Максимальное значение потока

$$\Phi_{max} = \frac{U_{dl} t_{раб}}{n_{кв} W_K} = \frac{530 \cdot 1,667}{2 \cdot 100} = 4,417 \text{ мВб} .$$

Амплитудное значение индукции в зубце статора

$$B_{ZS} = \frac{\Phi_{max} 10^3}{b_{ZS} l_{\delta} 0,95} = \frac{2,12 \cdot 10^3}{14,76 \cdot 140 \cdot 0,95} = 2,25 \text{ Тл} .$$

Это значение также является неудовлетворительным. Оно должно лежать в диапазоне от 1,6 до 1,7 Тл, что важно с точки зрения использования стали и величины потерь в ней.

21. Ток катушки при ее отключении в момент перекрытия зубцов

$$I_{K_откл} = \frac{\Phi_{max}}{\mu_0 l_{\delta} W_K \lambda_{SRM}} = \frac{4,417}{4 \cdot 3,1416 \cdot 10^{-7} \cdot 140 \cdot 100 \cdot 29,866} = 8,41 \text{ А} .$$

22. По (2.55) окончательно определим действующее значение тока катушки.

Характерные углы:

$$\gamma_1 = \gamma_{вкл_max} = 0,288 \text{ рад} ;$$

$$\gamma_{раб} = 0,524 \text{ рад} ;$$

$$\gamma_{min} = 0,524 \text{ рад} .$$

Параметры аппроксимации кривой проводимости:

$$L_{K_min} = \mu_0 l_{\delta} W_K^2 \lambda_{min} 10^{-3} = 4 \cdot 3,1416 \cdot 10^{-7} \cdot 140 \cdot 100^2 \cdot 3,391 \cdot 10^{-3} = 5,966 \cdot 10^{-3} \text{ Г} ;$$

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{K_min} \left(1 - \frac{K_{\lambda} - 1}{\beta_s} \gamma_{вкл_max} \right) = \\ &= 5,966 \cdot 10^{-3} \left(1 - \frac{15,623 - 1}{0,471} 0,288 \right) = -0,04738 \text{ Г} ; \end{aligned}$$

$$L_2 = L_{K_min} \frac{K_{\lambda} - 1}{\beta_s} = 5,966 \cdot 10^{-3} \frac{15,623 - 1}{0,471} = 0,18522 \frac{\text{Г}}{\text{рад}} .$$

Индуктивность катушки на интервале от γ_1 до $\gamma_{\text{раб}}$

$$L(\theta) = L_1 + L_2 \theta = -0,04738 + 0,18522 \theta \quad \text{Г.}$$

Действующее значение тока катушки по (2.55)

$$I_K = \sqrt{\frac{1}{m\gamma_{\min}} \left[\int_0^{\gamma_1} \left(\frac{I_{Km} \theta}{\gamma_1} \right)^2 d\theta + \int_{\gamma_1}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(\frac{U_{dL} \theta}{\omega_R n_{\text{кв}} L(\theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{\gamma_{\text{раб}}} \left(I_{K_{\text{откл}}} - \frac{I_{K_{\text{откл}}}}{\gamma_{\text{раб}}} \theta \right)^2 d\theta \right]} =$$

$$= \sqrt{\frac{1}{3 \cdot 0,524} \left(\int_0^{0,288} \left(\frac{40,73 \theta}{0,288} \right)^2 d\theta + \int_{0,288}^{0,524} \left(\frac{530 \theta}{314,159 \cdot 2 \cdot (0,18522 \theta - 0,04738)} \right)^2 d\theta + \right.}$$

$$\left. + \int_0^{0,524} \left(8,41 - \frac{8,41}{0,524} \theta \right)^2 d\theta \right) = 12,257 \text{ А.}$$

Номинальный ток фазы

$$I_\phi = I_K a = 12,257 \cdot 1 = 12,257 \text{ А.}$$

23. Средний момент ВИД вычислим по (2.61).

Характерные углы:

$$\gamma_2 = \gamma_{\text{вкл_max}} + \beta_S - \gamma_{\text{раб}} = 0,288 + 0,471 - 0,524 = 0,235 \text{ рад.};$$

$$\gamma_3 = \gamma_2 + \beta_R - \beta_S = 0,235 + 0,524 - 0,471 = 0,288 \text{ рад.}$$

Средний момент

$$M_{\text{ср}} = \frac{P_1 L_2}{\gamma_{\min}} \left(\int_{\gamma_1}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(\frac{U_{dL} \theta}{\omega_r n_{\text{кв}} (L_1 + L_2 \theta)} \right)^2 d\theta + \int_0^{\gamma_2} \left(I_{K_{\text{откл}}} - \frac{I_{K_{\text{откл}}}}{\gamma_{\text{раб}}} \theta \right)^2 d\theta - \right.$$

$$\left. - \int_{\gamma_3}^{\gamma_{\text{раб}}} \left(I_{K_{\text{откл}}} - \frac{I_{K_{\text{откл}}}}{\gamma_{\text{раб}}} \theta \right)^2 d\theta \right) =$$

$$= \frac{1 \cdot 0,18522}{0,524} \left(\int_{0,288}^{0,524} \left(\frac{530 \theta}{314,159 \cdot 2 \cdot (0,18522 \theta - 0,04738)} \right)^2 d\theta + \int_0^{0,235} \left(8,41 - \frac{8,41}{0,524} \theta \right)^2 d\theta - \right.$$

$$\left. - \int_{0,288}^{0,524} \left(8,41 - \frac{8,41}{0,524} \theta \right)^2 d\theta \right) = 26,028 \text{ Н.м.}$$

24. Максимальный ток в катушке

$$I_{K_{\max}} = I_{K_{\text{м}}} = 40,73 \text{ А} .$$

25. Номинальный момент

$$M_{\text{ном}} = \frac{P_{\text{ном}}}{\omega_R} = \frac{3000}{314,159} = 9,549 \text{ Н}\cdot\text{м} .$$

26. Мощность ВИД, кВт

$$P = \omega_R M_{\text{ср}} 10^{-3} = 314,159 \cdot 26,028 \cdot 10^{-3} = 8,177 \text{ кВт} .$$

Полученное значение мощности ВИД не удовлетворяет требуемой по проектному заданию. Продолжаем расчет до получения значения коэффициента заполнения паза медью.

27. Принимаем действующее значение плотности тока в катушке

$$j_K = 7,2 \text{ А/мм}^2$$

(в данном случае равной плотности тока АД типа RA100M2У3).

28. Определяем сечение меди катушки:

$$S_{\text{МК}} = \frac{I_K W_K}{j_K} = \frac{12,257 \cdot 100}{7,2} = 170,24 \text{ мм}^2 .$$

Сечение провода

$$S_{\text{пр}} = \frac{S_{\text{МК}}}{W_K a_{\text{эл}}} = \frac{272,38}{100 \cdot 1} = 1,702 \text{ мм}^2 .$$

Диаметр провода

$$d_{\text{пр}} = \sqrt{\frac{4 S_{\text{пр}}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,702}{3,14}} = 1,47 \text{ мм} .$$

Полученный диаметр провода пригоден для намотки.

29. Коэффициент заполнения паза медью

$$k_{\text{зМ}} = \frac{S_{\text{МК}}}{S_{K_{\text{max}}}} = \frac{272,38}{499,1} = 0,546 .$$

Коэффициент $k_{\text{зМ}}$ должен лежать в диапазоне $0,35 \div 0,45$. Полученное значение $k_{\text{зМ}} = 0,546$ слишком велико. Мы не сможем разместить обмотку в пазу статора для создания необходимой МДС.

30. В результате расчетов получили завышенное значение максимального тока катушки $I_{K_{\text{м}}}$, индукции B_{ZS} , мощности P и коэффициента заполнения паза медью $k_{\text{зМ}}$. Будем подбирать такое число витков W_K , при котором мощность двигателя станет соответствовать требуемой. Для этого согласно соображениям, изложенным в п. 2.10, необходимо увеличивать W_K .

Повторим расчет, начиная с пункта 18, приняв, например, $W_K = 200$.

Контролируемые величины, получаемые в результате расчета, целесообразно записывать в виде таблицы.

При принятых соотношениях зубцовой зоны и выбранных значениях l_δ и W_K получаем требуемое значение мощности ВИД, но этот вариант не устраивает нас из-за низкого значения индукции $B_{ZS} = 1,363$ Тл, величина которой является признаком недоиспользования двигателя по стали. Для увеличения индукции принимаем решение об уменьшении длины сердечников. Уменьшив длину, вновь подбираем число витков исходя из обеспечения требуемой мощности.

При необходимости будем корректировать отношения k_{haS} и k_{hZS} , добиваясь приемлемых значений контролируемых величин.

После нескольких итераций получаем вариант двигателя, устраивающий нас по всем контролируемым величинам:

l_δ , мм	W_K	k_{haS}	k_{hZS}	$I_{Kмв}$ А	B_{ZS} , Тл	P , кВт	k_{3M}
74	216	0,6	1,35	15,3	1,70	3	0,36

Для оптимального варианта зафиксируем также действующее значение тока катушки $I_K = 4,56$ А.

31. Средняя длина витка лобовой части катушки

$$L_{л_ср} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{\pi(D_i + h_{ZS})}{Z_S} - \frac{S_{K_max}}{h_{ZS}} \right) =$$

$$= \frac{3,14}{2} \left(\frac{3,14(73,28 + 23,10)}{6} - \frac{385,17}{23,10} \right) = 53,07 \text{ мм} .$$

32. Средняя длина витка катушки

$$L_{вит_ср} = 2(l_\delta + L_{л_ср}) = 2(74 + 53,07) = 254,14 \text{ мм} .$$

33. Активное сопротивление катушки обмотки статора при 20 °С

$$R_{K20} = \frac{L_{вит_ср} W_K^2}{57 S_{K_max} k_{3M}} 10^{-3} = \frac{254,14 \cdot 216^2}{57 \cdot 385,17 \cdot 0,36} 10^{-3} = 1,521 \text{ Ом} .$$

34. Активное сопротивление катушки при температуре $t_{обм} = 75$ °С

$$R_K = R_{K20} [1 + 0,0039(t_{обм} - 20)] = 1,521 [1 + 0,0039(75 - 20)] = 1,848 \text{ Ом} .$$

35. Падение напряжения на активном сопротивлении фазы

$$\Delta U_R = n_{кв} R_K I_K = 2 \cdot 1,848 \cdot 4,56 = 16,84 \text{ В} .$$

36. Уточняем напряжение питания

$$U_d = U_{dL} + \Delta U_R = 530 + 16,84 = 546,84 \text{ В} .$$

37. Произведем учет падения напряжения на активном сопротивлении фазы, уменьшив первоначально принятое напряжение U_{dL} на величину $\Delta U_R \approx 16,8$ В.

38. Повторим расчет ВИД, начиная с пункта 18, при уточненном значении напряжения U_{dL} .

После нескольких итераций получаем оптимальный вариант, удовлетворяющий заданным требованиям:

l_{δ} , мм	W_K	k_{haS}	k_{hZS}	I_{Km} , А	B_{ZS} , Тл	P , Вт	k_{3M}
72,5	213	0,6	1,35	15,58	1,70	3	0,356

Для оптимального варианта фиксируем действующее значение тока катушки $I_K = 4,633$ А.

39. Аналогично расчетам, проведенным в пунктах 31 – 36, получим

$$L_{\text{вит_ср}} = 254,14 \text{ мм};$$

$$R_{K20} = 1,459 \text{ Ом};$$

$$R_K = 1,772 \text{ Ом};$$

$$\Delta U_R = 16,41 \text{ В}.$$

40. Напряжение питания

$$U_d = U_{dL} + \Delta U_R = 517,2 + 16,41 = 529,61 \text{ В} \approx 530 \text{ В}.$$

Таким образом, получили напряжение питания, указанное в проектном задании.

На следующих шагах расчета определим энергетические характеристики спроектированного двигателя.

41. Выберем электротехническую сталь для сердечников ВИД, оценив частоту тока в обмотке статора и частоту перемагничивания ротора.

Частота тока в фазе

$$f_C = \frac{n}{60} Z_R = \frac{3000}{60} 4 = 200 \text{ Гц}.$$

Частота вращения поля

$$n_1 = \frac{60 f_C}{p_1} = \frac{60 \cdot 200}{1} = 12000 \text{ об/мин}.$$

Частота перемагничивания ротора

$$f_R = \frac{n + n_1}{60} p_1 = \frac{3000 + 12000}{60} 1 = 250 \text{ Гц}.$$

Как видим, частота тока в фазе высока, поэтому к подбору материала магнитопровода следует подойти тщательно, выбирая сталь с наименьшими удельными потерями. Для уменьшения потерь на вихревые токи желательно иметь возможно меньшую толщину листов стали.

Выберем высоколегированную горячекатаную изотропную сталь 1513 толщиной листов 0,35 мм [3]. Эта сталь имеет плотность $\gamma_{Fe} = 7550 \text{ кг/м}^3$ и удельные потери $p_{уд} = 1,05 \text{ Вт/кг}$.

42. Масса меди

$m_{Cu} = \gamma_{Cu} S_{K_max} k_{зм} L_{ВИТ_ср} Z_S 10^{-9} = 8900 \cdot 385,17 \cdot 0,356 \cdot 254,14 \cdot 6 \cdot 10^{-9} = 1,838 \text{ кг}$,
где $\gamma_{Cu} = 8900 \text{ кг/м}^3$ – плотность меди.

43. Масса стали:

зубцов статора

$m_{ZS} = \gamma_{Fe} h_{ZS} b_{ZS} Z_S l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} = 7550 \cdot 23,10 \cdot 17,11 \cdot 6 \cdot 72,5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-9} = 1,274 \text{ кг}$;

ярма статора

$$m_{aS} = \gamma_{Fe} \pi (D_a - h_{aS}) h_{aS} l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} =$$

$$= 7550 \cdot 3,1416 (140 - 10,26) 10,26 \cdot 72,5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-9} = 2,247 \text{ кг};$$

зубцов ротора

$m_{ZR} = \gamma_{Fe} h_{ZR} b_{ZR} Z_R l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} = 7550 \cdot 9 \cdot 18,811 \cdot 4 \cdot 72,5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-9} = 0,364 \text{ кг}$;

ярма ротора

$$m_{aR} = \gamma_{Fe} \pi (D_{Ri} + h_{aR}) h_{aR} l_{\delta} 0,95 \cdot 10^{-9} =$$

$$= 7550 \cdot 3,1416 (34,682 + 10) 10 \cdot 72,5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-9} = 0,754 \text{ кг}.$$

Масса стали статора

$$m_S = m_{ZS} + m_{aS} = 1,274 + 2,247 = 3,521 \text{ кг}.$$

Масса стали ротора

$$m_R = m_{ZR} + m_{aR} = 0,364 + 0,754 = 1,118 \text{ кг}.$$

Масса стали

$$m_{Fe} = m_S + m_R = 3,521 + 1,118 = 4,639 \text{ кг}.$$

44. Суммарная масса активных частей

$$m_{акт} = m_{Cu} + m_{Fe} = 1,838 + 4,639 = 6,477 \text{ кг}.$$

45. Электрические потери в обмотках ВИД

$$P_{ЭЛ} = I_K^2 R_K Z_S = 4,633^2 \cdot 1,772 \cdot 6 = 228 \text{ Вт}.$$

46. Определяем индукцию в стальных участках магнитопровода:

в ярме статора

$$B_{aS} = B_{zS} \frac{b_{zS}}{2 h_{aS}} = 1,695 \frac{17,11}{2 \cdot 10,26} = 1,42 \text{ Тл};$$

в зубце ротора

$$B_{zR} = B_{zS} \frac{b_{zS}}{b_{zR}} = 1,695 \frac{17,11}{18,811} = 1,55 \text{ Тл};$$

в ярме ротора

$$B_{aR} = B_{zS} \frac{b_{zS}}{2 h_{aR}} = 1,695 \frac{17,11}{2 \cdot 10} = 1,458 \text{ Тл}.$$

47. Потери в стали статора

$$\begin{aligned} P_{CS} &= \frac{P_{\text{уд}}}{B_{\text{н}}^2} \left(\frac{f_C}{f_{\text{н}}} \right)^{1,3} (k_{da} B_{aS}^2 m_{aS} + k_{dz} B_{zS}^2 m_{zS}) = \\ &= \frac{1,05}{1,5^2} \left(\frac{200}{50} \right)^{1,3} (1,8 \cdot 1,42^2 \cdot 2,247 + 2,0 \cdot 1,70^2 \cdot 1,274) = 189 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Потери в стали ротора

$$\begin{aligned} P_{CR} &= \frac{P_{\text{уд}}}{B_{\text{н}}^2} \left(\frac{f_C}{f_{\text{н}}} \right)^{1,3} (k_{da} B_{aR}^2 m_{aR} + k_{dz} B_{zR}^2 m_{zR}) = \\ &= \frac{1,05}{1,5^2} \left(\frac{200}{50} \right)^{1,3} (1,8 \cdot 1,458^2 \cdot 0,754 + 2,0 \cdot 1,55^2 \cdot 0,364) = 75 \text{ Вт}. \end{aligned}$$

Потери в стали

$$P_C = P_{CS} + P_{CR} = 51,70 + 10,78 = 264 \text{ Вт}.$$

48. Суммарные потери в ВИД

$$P_{\text{сумм}} = P_{\text{ЭЛ}} + P_C = 228 + 264 = 492 \text{ Вт}.$$

49. Коэффициент полезного действия ВИД

$$\eta = \frac{P}{P + P_{\text{сумм}}} = \frac{3000}{3000 + 492} = 0,86.$$

50. Ток на входе инвертора (окончательно)

$$I_d = \frac{P}{\eta (U_d - 2 U_B)} = \frac{3000}{0,86 (530 - 2 \cdot 1)} = 6,61 \text{ А} .$$

51. Построим зависимости основных электрических величин на цикле коммутации ВИД в соответствии с соображениями, изложенными в п. 2.19.

Выделим значения, необходимые для построения зависимостей электрических величин и момента на цикле коммутации фазы.

Характерные угловые значения:

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{раб}} = 0,524 \text{ рад}; \quad \gamma_1 = 0,288 \text{ рад}; \quad \beta_S = 0,471 \text{ рад}; \\ \gamma_2 = 0,236 \text{ рад}; \quad \gamma_3 = 0,288 \text{ рад}. \end{aligned}$$

Другие значения:

$$U_d = 530 \text{ В};$$

$$\Psi_{\text{max}} = W_K \Phi_{\text{max}} = 213 \cdot 2,008 = 427,7 \text{ мВб};$$

$$I_{\text{К_max}} = 15,58 \text{ А};$$

$$I_{\text{К_откл}} = 3,043 \text{ А};$$

$$M_{\text{max}} = p_1 L_2 (I_{\text{К_max}})^2 = 1 \cdot 0,501 (15,58)^2 = 121,61 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$M_{\text{откл}} = p_1 L_2 (I_{\text{К_откл}})^2 = 1 \cdot 0,501 (3,043)^2 = 4,64 \text{ Н}\cdot\text{м};$$

$$\begin{aligned} M_{\text{H max}} &= p_1 L_2 \left(I_{\text{К_откл}} - \frac{I_{\text{К_откл}}}{\gamma_{\text{раб}}} \gamma_2 \right)^2 = \\ &= 1 \cdot 0,501 \left(3,043 - \frac{3,043}{0,524} 0,236 \right)^2 = 1,41 \text{ Н}\cdot\text{м}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} M_{\text{T max}} &= p_1 L_2 \left(I_{\text{К_откл}} - \frac{I_{\text{К_откл}}}{\gamma_{\text{раб}}} \gamma_3 \right)^2 = \\ &= 1 \cdot 0,501 \left(3,043 - \frac{3,043}{0,524} 0,288 \right)^2 = 0,94 \text{ Н}\cdot\text{м} . \end{aligned}$$

Примерный вид основных величин на цикле коммутации фазы соответствует приведенному на рис. 2.2.

Основные показатели спроектированного вентильного индукторного двигателя приведены в табл. 3.1. В этой же таблице приведены показатели асинхронного двигателя, в корпусе которого предполагается размещение ВИД. Оба эти двигателя при питании от электронных преобразователей могут быть использованы в составе систем регулируемого электропривода. Не останавливаясь на сравнении электронных преобразователей, предназначенных для работы с ВИД и АД, уделите внимание сопоставлению самих двигателей.

Таблица 3.1
Сравнение основных показателей
ИД и АД

	ИД	АД
D_a , мм	140	140
D_i , мм	73,28	63,24
l_δ , мм	72,5	95
δ , мм	0,3	0,3
P , кВт	3	3
$n_{ном}$, об/мин	3000	3000
j , А/мм ²	7,2	7,2
η	0,86	0,83

Спроектированный ВИД имеет меньшую длину магнитопровода, чем АД, и более высокое значение КПД. ВИД отличается от АД отсутствием электрических потерь в роторе, простотой и технологичностью конструкции, лучшими массогабаритными характеристиками. Все это дает основание предполагать, что спроектированный двигатель обладает высокими технико-энергетическими показателями и может составить серьезную конкуренцию АД при выборе электродвигателя для системы регулируемого электропривода.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Все возрастающий интерес, проявляемый к тематике ВИД со стороны специалистов, а также заинтересованность ведущих электротехнических компаний мира в промышленном освоении этого типа двигателей ставит задачу разработки расчетных методик ВИД в разряд актуальных.

Выполнение проекта ВИД является весьма непростой задачей даже для опытных специалистов. Проектирование, как правило, проходит в несколько этапов, на каждом из которых приходится искать компромисс между точностью применяемой методики и ее трудоемкостью. Поэтому желательно иметь на вооружении несколько расчетных методик, различающихся по точности и вычислительным затратам.

В настоящем пособии описана методика расчета ВИД, основывающаяся на достаточно простых соотношениях. К достоинствам этой методики можно отнести простоту алгоритмизации, быстрое действие и практическое отсутствие априорных рекомендаций по выбору каких-либо величин. Открытость методики позволяет легко модифицировать алгоритм расчета в зависимости от задач, решаемых на конкретном этапе проектирования ВИД.

Предлагаемое пособие предназначено, в первую очередь, для самостоятельной работы студентов в процессе учебного проектирования ВИД. При определенной незначительной модернизации эта методика может быть применена на этапе эскизного проектирования ВИД, для предварительного определения его размеров и обмоточных данных, а также для оценки параметров и характеристик двигателя с целью проведения их дальнейшей оптимизации. Данная методика устанавливает взаимосвязь между основными величинами ВИД, позволяет легко оценить их взаимное влияние и оптимизировать конструкцию и параметры двигателя на начальном этапе его проектирования.

ПРИЛОЖЕНИЕ

ЗАДАНИЕ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВИД

1. Выполнить эскизный проект вентильного индукторного двигателя в соответствии с исходными данными, приведенными в табл. П.1 для индивидуального варианта задания.

2.* Уточнить максимальный момент моделированием магнитного поля в поперечном сечении двигателя.

3.* Рассчитать полевым методом минимальную магнитную проводимость зазора и сравнить полученное значение со значением, вычисленным по приближенной формуле, приведенной в методических указаниях.

4. Построить временные зависимости изменения коэффициента магнитной проводимости зазора, напряжения, потокосцепления, тока и вращающего момента на цикле коммутации одной фазы ВИД.

Таблица П.1.

Варианты проектных заданий ВИД

№ варианта	$P_{\text{ном}}$, кВт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	U_d , В	Z_S/Z_R	D_a , мм	Дополнительные данные
1	1	750	36	16/12	100	$\delta = 0,3$ мм
2	3	3000	400	12/8	180	$\delta = 0,3$ мм
3	1	1500	510	8/6	144	$\delta = 0,3$ мм
4	0,8	1000	200	6/4	125	$\delta = 0,3$ мм
5	35	3000	530	16/12	300	$\delta = 0,7$ мм
6	1	1500	520	12/8	144	$\delta = 0,3$ мм
7	1	3000	510	8/6	144	$\delta = 0,3$ мм
8	5	1500	520	6/4	148	$\delta = 0,5$ мм
9	1	1500	510	16/12	144	$\delta = 0,3$ мм
10	8	750	310	12/8	105	$\delta = 0,3$ мм
11	3,6	3000	530	8/6	140	$\delta = 0,3$ мм
12	1	800	12	6/4	175	$\delta = 1$ мм
13	2,2	1000	200	16/12	140	$\delta = 0,3$ мм
14	1,5	1500	200	12/8	120	$\delta = 0,3$ мм
15	1,5	750	530	8/6	140	$\delta = 0,3$ мм
16	4,6	1500	530	6/4	150	$\delta = 0,3$ мм
17	3	3000	200	12/8	140	$\delta = 0,3$ мм
18	8	1500	530	8/6	250	$\delta = 0,5$ мм
19	0,5	6000	310	6/4	80	$\delta = 0,3$ мм
20	15	1500	530	12/8	273	$\delta = 0,8$ мм
21	1	1000	200	8/6	100	$\delta = 0,4$ мм

* Пункты задания, выполняемые по специальному указанию преподавателя

Продолжение табл.

№ варианта	$P_{\text{ном}}$, кВт	$n_{\text{ном}}$, об/мин	U_d , В	Z_S/Z_R	D_a , мм	Дополнительные данные
22	3,4	3000	530	6/4	125	$\delta = 0,3$ мм
23	5	1000	520	12/8	240	$\delta = 0,4$ мм
24	5	500	510	8/6	250	$\delta = 0,3$ мм
25	1	400	24	6/4	180	$\delta = 0,4$ мм
26	23	1500	530	12/8	392	$\delta = 0,7$ мм
27	2	1000	60	6/4	105	$\delta = 0,4$ мм
28	10	1000	200	12/8	120	$\delta = 0,3$ мм
29	20	3000	530	6/4	200	$\delta = 0,4$ мм
30	3	100	310	12/8	300	$\delta = 0,4$ мм

Примечания:

1) все двигатели должны быть рассчитаны на класс нагревостойкости изоляции F;

2) в табл. П.1:

$P_{\text{ном}}$ – номинальная мощность двигателя,

$n_{\text{ном}}$ – номинальная частота вращения,

U_d – напряжение источника постоянного тока,

Z_S – число зубцов статора,

Z_R – число зубцов ротора,

D_a – внешний диаметр статора,

δ – величина воздушного зазора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины. В 2-х т. 2-е изд. – М.: Издательство МЭИ, 2004. – 652 с.
2. **Бычков М.Г.** Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. 1997. №8. С.35–44.
3. **Проектирование** электрических машин: Учебник для вузов / И.П.Копылов, Б.К.Клоков, В.П.Морозкин, Б.Ф.Токарев; Под ред. И.П.Копылова. 3-е изд. – М.: Высшая школа, 2002. – 757 с.
4. **Ширинский С.В.** Анализ электрических цепей с электронными компонентами: Методическое пособие по курсу “Переходные процессы электромашинно-вентильных систем”. – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 32 с.
5. **Фисенко В.Г.** Численные расчеты электромагнитных полей в электрических машинах на основе метода конечных элементов. – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 44 с.
6. **Miller T.** Switched Reluctance Motors and Their Control. – Oxford University Press, 1993.
7. **Бут Д.А., Чернова Е.Н.** Линейные вентильно-индукторные двигатели. Часть 1 // Электричество. 1999. №12. С. 32-41.
8. **Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А.** Вентильно-индукторные двигатели. – М.: Издательство МЭИ, 2002.
9. **Проектирование** вентильно-индукторных машин общепромышленного назначения/ Н.Ф. Ильинский, Й. Штайнбрунн, Ю.И. Прудникова и др.// Вестник МЭИ. 2004. №1. С. 37–43.
10. **Особенности** расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода / В.А.Кузнецов, Л.А.Садовский, В.Л.Виноградов, В.В.Лопатин // Электротехника. 1998. №6. С. 35–42.
11. **Бычков М.Г.** Анализ вентильно-индукторного электропривода с учетом локального насыщения магнитной системы // Электричество. 1998. №6. С.50–53.
12. **Сусси Риах Самир.** Разработка инженерной методики проектирования вентильно-индукторных машин: Дис. ... канд.техн.наук. М., МЭИ, 1999. – 169 с.
13. **Голландцев Ю.А.** Вентильные индукторно-реактивные двигатели. – СПб.: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 2003. – 148 с.
14. **Бычков М.Г.** Алгоритм проектирования вентильно-индукторного привода и его компьютерная реализация // Электротехника. 1997. №2. С.11–12.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. УСТРОЙСТВО И ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВЕНТИЛЬНЫХ ИНДУКТОРНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ	4
1.1. Общие сведения	4
1.2. Устройство ВИД	6
1.3. О принципе действия ВИД	8
1.4. Основные параметры и характеристики	14
1.5. Особенности проектирования	15
1.6. Краткий обзор методов проектирования ВИД	17
2. ЭСКИЗНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВЕНТИЛЬНОГО ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ	20
2.1. Общие сведения	20
2.2. Исходные данные для учебного проектирования	20
2.3. Выбор конфигурации	21
2.4. Проектирование зубцовой зоны статора	22
2.5. Выбор воздушного зазора	24
2.6. Проектирование зубцовой зоны ротора	24
2.7. Интервалы цикла коммутации	25
2.8. Расчет коэффициентов магнитных проводимостей	26
2.9. Определение некоторых параметров обмотки и токов ВИД	27
2.10. Токи в фазах	28
2.11. Момент и мощность ВИД	29
2.12. Коэффициент заполнения паза	30
2.13. О выборе числа витков и длины сердечников	31
2.14. Учет активного сопротивления фазы	31
2.15. Выбор стали сердечников	32
2.16. Расчет массы активных материалов	32
2.17. Расчет потерь и КПД	33
2.18. Построение характеристик	34
2.19. Алгоритм эскизного проектирования ВИД	35
3. ПРИМЕР РАСЧЕТА ВЕНТИЛЬНОГО ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ	37
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	51
ПРИЛОЖЕНИЕ	52
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	54