

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ УРАВНЕНИЯ ПОДОБИЯ* И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СИНТЕЗЕ СИСТЕМЫ «ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ТЯГОВЫЙ АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ»

Хворост М.В., к.т.н.
ДП "Харківський метрополітен"
Україна, 61012, Харків, вул. Енгельса, 29
тел. (0572) 23-74-01

При использовании волновой модели асинхронного двигателя в $i\psi$ -координатах могут быть получены простые и наглядные уравнения подобия, связывающие системные параметры с массоэнергетическими и другими характеристиками тягового двигателя. Рассмотрены механизмы влияния основной частоты и передаточного отношения механического редуктора при отсутствии и наличии ограничений по периметру воздушного зазора как базисного линейного размера.

При використанні хвильової моделі асинхронного двигуна у $i\psi$ -координатах можна одержати прості і наглядні рівняння подібності, зв'язуючі системні параметри з масоенергетичними та іншими характеристиками тягового двигуна. Розглянуті механізми впливу основної частоти і передаточного відношення механічного редуктора при відсутності та наявності обмежень по периметру повітряної щілини як базисного лінійного розміру.

Анализ состояния вопроса и постановка задачи. При синтезе тяговых электромеханических систем, содержащих полупроводниковый преобразователь, асинхронный двигатель и другие объекты возникает ряд задач системотехнического характера: выбор основной частоты и частоты широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в преобразователе, передаточного отношения редуктора, выбор постоянных времени, определяющих динамические свойства электрической части системы, характеристик, определяющих влияние системы на питающую сеть и т.д. Принципиально эти задачи можно решить с помощью численной модели системы. Однако количество факторов, которые при этом целесообразно учесть, будет иметь порядок нескольких десятков, и среди них много сильно влияющих, не допускающих применения принципа наложения. Применение же методов типа «перебор вариантов» при этих условиях громоздко и ненаглядно.

По мнению автора, более эффективное решение задач синтеза состоит в сочетании «черновой» аналитической модели с «чистой» численной. Выбрав значения основных параметров по «черновой» модели, можно затем на «чистой» проверить полученные результаты и учесть второстепенные факторы. Последнее существенно облегчается благодаря тому, что для второстепенных факторов систему можно считать линейной и применить принцип наложения, делающий возможным поочередный учет каждого из факторов в отдельности.

Роль «черновой» аналитической модели могут исполнить электромеханические уравнения подобия, которые связывают геометрические размеры двигателя с механическими характеристиками системы (вращающий момент, передаточное отношение редуктора) и ее электрическими характеристиками (индуктивность рассеяния, намагничивающий ток и др.).

Удобно один из линейных размеров двигателя принять в качестве базисного, а другие размеры представлять в относительных единицах. Название «урав-

нения подобия» оправдано в связи с тем, что относительные размеры более устойчивы, чем абсолютные, и задаются либо постоянными, либо ограниченной зоной значений. Когда относительные размеры заданы, то при определении базисного размера выбирается конкретный двигатель из совокупности геометрических подобных образцов.

Задача данной работы состоит в получении уравнений подобия и в анализе, с их помощью, наиболее принципиальных связей между характеристиками рассматриваемой электромеханической системы. При этом совокупность электрических характеристик целесообразно описывать с помощью $i\psi$ -координат, которые отличаются от традиционных iu -координат тем, что напряжения на элементах замещаются интегралами от напряжений – потокосцеплениями [1]. Целесообразность перехода к $i\psi$ -координатам обусловлена, главным образом тем, что в их функции непосредственно выражается величина вращающего момента как выходного параметра тяговой электромеханической системы.

Получение уравнений подобия упрощается, а сами уравнения симметрируются относительно электрической и магнитной цепей, если используется волновая (непрерывная) модель двигателя, согласно которой процессы в машине трактуются как взаимодействие двух бегущих электромагнитных волн, создаваемых в статоре и роторе. Во внутреннем пространстве машины при этом можно выделить волновую зону (зубцово-пазовую) в которой перемещаются электромагнитные волны, электрическая и магнитная цепи «перемешаны». Кроме нее, имеются также лобовые части замыкающие электрическую и магнитную цепи (каждую в отдельности). С некоторой степенью приближения поле в лобовых частях однородное: либо только электрическое, либо только магнитное. Лобовыми частями магнитной цепи являются стенки сердечников статора и ротора.

* Идея электромеханических уравнений подобия электродвигателей принадлежит автору и к.т.н., доц. Замаруеву В.В.

Основной геометрической характеристикой волновой модели является длина волновой зоны – периметр L воздушного зазора δ между статором и ротором, который целесообразно применять в качестве базисного размера. Для вращающейся машины

$$L = p \cdot l = 2\pi \cdot R \quad (1)$$

где l – длина волны, равная двойному полюсному делению; p – число пар полюсов; R – средний радиус воздушного зазора, который при допущении $\delta \rightarrow 0$ совпадает с радиусом ротора.

Как уже говорилось, геометрические характеристики целесообразно представлять в относительных единицах, принимая в качестве базисного линейного размера периметр зазора L , в качестве базисной площади L^2 и в качестве базисного объема L^3 . Относительные размеры обозначаем с дополнительной звездочкой справа от основного символа трехмерного пространства.

Основное уравнение подобия. Оно связывает базисный размер L с величиной вращающего момента M на валу двигателя.

Примем следующие основные допущения. *Во-первых*, базисный размер L велик настолько, что сердечники статора и ротора можно рассматривать как полые цилиндры с малой толщиной стенок. Это допущение справедливо при достаточно большом числе пар полюсов ($p \geq 3$) и оправдывается имеющейся тенденцией повышения основной частоты. *Во-вторых*, потери в стали сердечника пренебрежимо малы в сравнении с потерями в обмотках. Это допущение оправдывается тенденцией повышения качества магнитных материалов. *В-третьих*, потоками рассеяния, активными сопротивлениями обмоток и намагничивающим током при получении основного уравнения подобия пренебрегаем. Эти факторы в дальнейшем будут рассмотрены отдельно.

Для перехода к непрерывно изменяющимся параметрам используем два коэффициента заполнения волновой зоны – магнитный (зубцовый) и электрический (пазовый), учитывающий относительную долю зубцов и пазов вдоль периметра зазора

$$K_z = \frac{\Delta_Z}{\Delta_{\Pi} + \Delta_Z}, \quad 1 - K_z = \frac{\Delta_{\Pi}}{\Delta_{\Pi} + \Delta_Z}, \quad (2)$$

где Δ_Z и Δ_{Π} – ширина зубца и эквивалентного по площади прямоугольного паза.

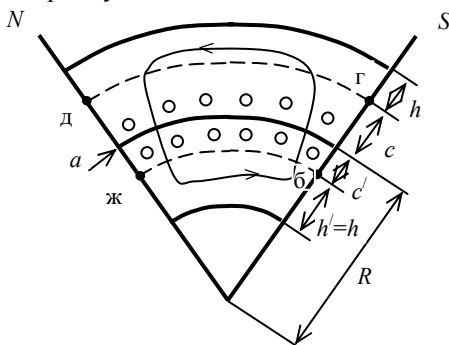


Рис. 1. Основные размеры электрической машины в радиальном направлении: R – радиус; c и c' – высота пазов статора и ротора соответственно; h и h' – толщина спинок статора и ротора соответственно; a – полюсная дуга

На рис. 1 показано поперечное сечение машины на полюсной дуге (половине длины волны)

$$a = \frac{l}{2} = \frac{L}{2p} \quad (3)$$

Длиной воздушного зазора при получении всех характеристик, кроме намагничивающего тока, пренебрегаем. Магнитную цепь характеризует поток одного полюса

$$\Phi = \frac{2}{\pi} \cdot B_m \cdot K_c \cdot K_z \cdot \left(\frac{F_c}{2p} \right), \quad F_c = L \cdot b, \quad (4)$$

где B_m – амплитуда индукции в зубце; K_c – коэффициент заполнения сердечника в осевом направлении; b – осевой размер активной части (длина ротора); F_c – поперечное сечение сердечника на периметре зазора; $2/\pi$ – коэффициент, равный отношению среднего значения индукции в зазоре к амплитудному при синусоидальном законе распределения индукции по периметру зазора.

Амплитуда магнитного потока в стенках статора и ротора равна половине потока полюса, с учетом чего получаем для относительной толщины стенки

$$h^* = \frac{K_z}{2\pi K_B \cdot p}, \quad (5)$$

где $K_B = B_{mc}/B_m$ – относительная индукция в стенке.

Электрическую цепь характеризует полный действующий ток всех проводников обмотки статора (ротора), либо, что одно и тоже действующее значение намагничивающей силы (н.с.) статора (ротора)

$$I = K_k \cdot F_{ок} \cdot j = F_{ок}' \cdot j, \quad F_{ок} = L \cdot c \cdot (1 - K_z), \quad F_{ок}' = L \cdot c' \cdot (1 - K_z), \quad (6)$$

где K_k – коэффициент заполнения паза статора (катушка); $F_{ок}$ и $F_{ок}'$ – поперечные сечения окна статора и ротора, равные сумме поперечных сечений пазов. Из соотношений (6) вытекает связь между высотой пазов в статоре и роторе

$$c' = K_k \cdot c \quad (7)$$

Вращающий момент на валу машины [2]

$$M = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot (p \cdot \Phi) \cdot I, \quad (8)$$

где $p \cdot \Phi$ – полный магнитный поток всех пар полюсов.

Подставляя в (8) величины Φ и I из (4), (6), а затем переходя к относительным размерам, получаем искомое уравнение

$$L^4 = 2\sqrt{2}\pi \cdot \frac{M}{K_k \cdot K_c \cdot K_z \cdot (1 - K_z) b^* \cdot c^* \cdot B_m \cdot j} \quad (9)$$

На рис. 2 представлен график функции коэффициентов заполнения волновой зоны. Минимум периметра зазора, а, следовательно, двух габаритных размеров машины, достигается при $K_{z\text{опт}} = 0,5$.

Однако коэффициент K_z можно менять в достаточно широких пределах, изменяя при этом пропорцию между массой меди и стали, величину потерь, индуктивность рассеяния и намагничивающий ток.

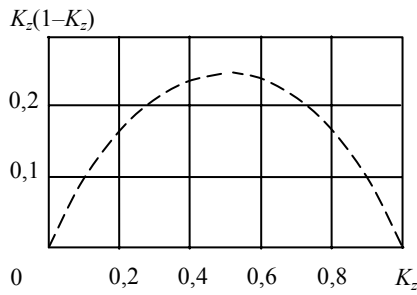


Рис. 2. Функция коэффициентов заполнения зубцово-пазовой зоны

Массоэнергетические характеристики двигателя. Массу активных материалов и потери энергии можно представить в функции базисного размера

$$m = c^* \cdot b^* [2(1 - K_z) \cdot \gamma_k \cdot K_k \cdot K_{лз} + \gamma_c \cdot K_c \cdot K_z \cdot (1 + K_k) \cdot K_{лм}] L^3; \quad (10)$$

$$P_k = 2c^* \cdot b^* (1 - K_z) \cdot \rho \cdot j^2 \cdot K_k \cdot K_{лз} \cdot L^3,$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление проводникового материала; γ_k и γ_c – плотности проводникового и магнитного материалов соответственно; $K_{лз}$, $K_{лм}$ – лобовые коэффициенты, учитывающие относительное удлинение электрической и магнитной цепей за счет лобовых частей.

$$K_{лз} = 1 + \frac{1}{2b^* \cdot p}, \quad K_{лм} = 1 + \frac{1}{\pi \cdot K_B (1 + K_k) \cdot c^* \cdot p} \quad (11)$$

Величина $K_{лз}$ определена как среднеарифметическое значение лобовых коэффициентов распределенной обмотки статора и беличьей клетки ротора.

Предположим, что относительные геометрические характеристики b^* , c^* , p , K_z , K_c , K_k сохраняются неизменными, то есть рассматриваем серию геометрически подобных двигателей. Разделим обе части равенства (9) на L и подставим правую часть получающегося равенства в (10) вместо L^3 . тогда найдем

$$m^* = \frac{m}{M} \sim \frac{1}{L} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{M}}, \quad P_k^* = \frac{P_k}{M} \sim \frac{1}{L} \sim \frac{1}{\sqrt[4]{M}}, \quad (12)$$

где \sim – знак пропорциональности.

Последние пропорции (12) получены подстановкой L из (9). Условия (12) могут быть названы основными условиями подобия. Они говорят о том, что удельные затраты активных материалов и энергии на единицу вращающегося момента для геометрически подобных образцов двигателей снижаются с увеличением самого момента, а также с увеличением периметра воздушного зазора. Особая роль размера L физически объясняется тем, что при его увеличении одновременно растут обе составляющих вращающегося момента: поток Φ и ток I , в то время как два других размера b и c влияют только на одну из составляющих. Поэтому момент при увеличении L растет быстрее, чем масса и потери. Однако условия подобия лишь обозначают общую тенденцию и не учитывают возможных ограничений. В частности, для конкретного применения задана обычная конкретная величина M . Но тогда из (9) следует, что при увеличении L при-

дется для обеспечения заданного момента отступить от условий подобия, уменьшая произведение $b^* c^*$. Но тогда согласно (11) возрастут значения лобовых коэффициентов, что в конце концов сделает нецелесообразным дальнейшее увеличение L . При заданном моменте величины лобовых коэффициентов оптимизируются: при оптимальном $K_{лз}$ будут минимальны масса меди и потери в ней, а при оптимальном $K_{лм}$ – масса стали. Механизм влияния лобовых коэффициентов, как следует из (10) и (11) одинаков, поэтому достаточно оптимизировать один из них. Сделаем это для электрического лобового коэффициента $K_{лз}$. Из (10) – (11) имеем

$$P_k \sim b^* \cdot K_{лз} \cdot L^3 \sim b^{*1/4} K_{лз} \sim \frac{K_{лз}}{[2p \cdot (K_{лз} - 1)]^{1/4}} \quad (13)$$

где во второе равенство подставляем L из (9), а в третье b^* из (11).

Из (13) следует, что необходимо минимизировать функцию

$$\varphi = \frac{K_{лз}}{(K_{лз} - 1)^{1/4}} \quad (14)$$

На рис. 3 представлен график функции $\varphi^* = F(K_{лз})$. Оптимальное значение $\varphi_{\text{опт}} = 1,754$ достигается при $K_{лз\text{опт}} = 4/3$, что соответствует минимуму массы и потерь. Задаваясь этим или близким к нему значением $K_{лз}$ или $K_{лм}$, можно, далее, из (11) найти соответствующее значение осевого и радиального размеров зубцово-пазовой зоны.

$$b^* = \frac{1}{2(K_{лз} - 1) \cdot p}, \quad c^* = \frac{1}{\pi \cdot K_B \cdot (1 + K_k) \cdot (K_{лм} - 1) \cdot p} \quad (15)$$

$$\varphi^* = \frac{\varphi}{\varphi_{\text{опт}}}$$

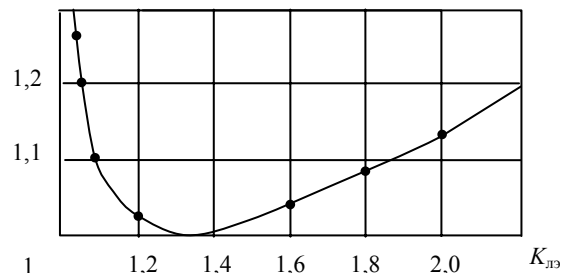


Рис. 3. Относительная масса и относительные потери в функции лобового коэффициента при отсутствии ограничения по базисному размеру L

Как видно из рис.3 масса и потери изменяются не более чем на 10% от оптимальных при изменении $K_{лз}$ в пределах 1,1 – 1,85. Это означает, что допускается вариация значений b^* и c^* в 8,5 раза, что существенно расширяет возможности получения требуемых значений индуктивности рассеяния и намагничивающего тока, а также пропорций между осевым и радиальными размерами.

Минимум габаритных размеров получаем при $K_{лз} = K_{лм} = 1,85$. Примем значения лобовых коэффициентов равными оптимальным, для чего изменяем

значения b^* и c^* согласно (15).

Рассмотрим изменение массоэнергетических показателей при изменении двух основных характеристик тяговой электромеханической системы: номинальной частоты f основной гармоники в преобразователе и передаточного отношения n механического редуктора. Под номинальной частотой понимается ее максимальное значение, при котором реализуется максимальный момент M . При неучете скольжения в двигателе действуют связи

$$\frac{f}{p} = n \cdot f_{и}, \quad M = \frac{M_{и}}{n}, \quad (16)$$

где $f_{и}$ и $M_{и}$ – частота вращения вала исполнительного механизма и момент на его валу.

Частота f не входит непосредственно в уравнения подобия (9) – (11), поэтому для геометрически подобных двигателей

$$P_{м} \sim M \cdot f \text{ и } m^* = \frac{m}{P_{м}} \sim \frac{1}{f} \text{ и } P_{к}^* = \frac{P_{к}}{P_{м}} \sim \frac{1}{f} \quad (17)$$

где $P_{м}$ – мощность на валу двигателя.

Соотношения (17) полностью идентичны тем, которые получаются в статических трансформаторах [3]. Трансформатор при более высокой частоте развивает пропорционально большую электрическую мощность при том же магнитном потоке за счет повышения скорости его изменения и, как следствие, повышения индуцированной ЭДС. Двигатель развивает большую механическую мощность при том же моменте на валу за счет повышения частоты его вращения. Однако высокая эффективность повышения частоты согласно (17) достигается только тогда, когда допускается пропорциональное изменение частоты исполнительного механизма.

Негативная особенность вращающихся машин состоит в том, что в них действует больше ограничений. Основное ограничение вносит изменение коэффициента подобия p (числа пар полюсов), который согласно (1), является относительной длиной движущейся волны. При заданных значениях $f_{и}$, $M_{и}$ и n из (16) имеем $p \sim f$ и тогда из (9), (10), (15) и (3) следует

$$L \sim \sqrt{f}, m \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \sim m^*, P_{к} \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \sim P_{к}^*, a \sim \frac{1}{\sqrt{f}} \quad (18)$$

Эффект от повышения частоты, как видно, снижается за счет того, что при постоянных оборотах исполнительного механизма двигатель уже не может развивать большую мощность. Эффект, тем не менее, остается существенным за счет того, что при повышении числа пар полюсов сокращается длина лобовых частей и поэтому появляется возможность увеличения периметра воздушного зазора L . С повышением частоты растут два габаритных размера при сокращении третьего и машина приобретает пропорции велосипедного колеса. При понижении частоты наоборот, возрастает осевой размер и машина приобретает пропорции трубки с утолщенными стенками. При повышении частоты снижается также длина полюсной дуги a . Чтобы сохранить тоже число зубцов на полюс и фазу, а от этого зависят величины зубцовых гармоник

и пульсаций магнитного потока необходимо уменьшить ширину паза, что приведет к увеличению доли корпусной изоляции и к снижению коэффициента заполнения $K_{к}$. Для преодоления этого недостатка необходим переход к технологиям, усиливающим интеграцию электрического и магнитного полей в зубцово-пазовой зоне, например, путем использования в статоре тонких зубцов, электрически изолированных от стенок магнитопровода.

При дополнительном ограничении базисного размера L , что имеет место, например, в тяговых приводах, где возможности увеличения L ограничены диаметром колеса [4], как следует из (9), уже нельзя свободно варьировать два других размера b^* и c^* . Они определяются условием получения заданного момента M , то есть $b^* \cdot c^* = \text{const}$. Но тогда из (10) и (11) следует, что с повышением частоты некоторый положительный эффект достигается за счет снижения лобовых коэффициентов, которые, однако, не могут стать меньше единицы. Этот небольшой эффект от снижения лобовых коэффициентов будет быстро скомпенсирован увеличением потерь в стали, которые вторым равенством (10) не принимаются во внимание.

Таким образом, ограничение базисного размера машины делает повышение частоты малоэффективным. Для тяговых двигателей существует другой способ улучшения массоэнергетических характеристик за счет повышения частоты, который состоит в расширении зоны действия ШИМ при изменении скорости движения, однако анализ этого способа выходит за рамки данной работы.

При изменении передаточного отношения n механического редуктора необходимо учитывать, что число пар полюсов двигателя $p \sim 1/n$ и вращающийся момент на его валу $M \sim 1/n$.

Из тех же равенств (9), (10), (15) и (3) имеем

$$L \sim 1/n^{3/4}, m \sim 1/n^{1/4}, P_{к} \sim 1/n^{1/4}, a \sim n^{1/4} \quad (19)$$

Как видно из (19), при увеличении n масса и потери в двигателе сокращаются довольно медленно, но быстро снижаются два его габаритных размера при увеличении третьего (осевого) размера b . Машина приобретает пропорции «трубки». Эти эффекты объясняются снижением числа пар полюсов, что ведет к увеличению относительной длины лобовых частей и вынуждает увеличивать размеры b и c при сокращении базисного размера L . Соотношения (9), (10), (11) и (3) позволяют решать также оптимизационную задачу, возникающую при одновременном варьировании величин f и n .

При ограничении базисного размера, подставляя $b^* \cdot c^*$ из (9) в (10) и пренебрегая зависимостью лобовых коэффициентов от n , найдем

$$m \sim 1/n, P_{к} \sim 1/n, a \sim n \quad (20)$$

Как видно из соотношения (20) и (19), влияние передаточного отношения редуктора при ограниченном базисном размере намного сильнее. Оно несколько сокращается за счет изменения лобовых коэффициентов, которые при ограниченном L уже не оптимизируются и определяются из (11) с учетом $P \sim 1/n$. Степень влияния лобовых коэффициентов зависит от

того, насколько они были далеки от единицы в базисном режиме.

Наличие эффекта от сокращения лобовых коэффициентов, от деформации характеристик управления и других факторов позволяет рассматривать возможность отказа от механического редуктора в тех тяговых приводах, где существующая величина n невелика.

Индуктивность рассеяния и намагничивающий ток. Волновая модель двигателя в $i\psi$ -координатах упрощает приближенное определение индуктивности рассеяния и намагничивающего тока, так как не требуется переходить к конкретным обмоточным данным, числу пазов и т.д.

Увеличение индуктивности рассеяния позволяет снизить частоту ШИМ в преобразователе и аварийные токи при пробое полупроводникового ключа, но повышает требуемое напряжение основной гармоники на выходе преобразователя за счет реактивного падения напряжения.

Относительное индуктивное сопротивление рассеяния (напряжение короткого замыкания) можно определить как отношение амплитуды потока рассеяния Φ_s при номинальном токе статора к основному потоку полюса Φ

$$x_s^* = \frac{\Phi_s}{\Phi} \quad (21)$$

Действительно величина x_s^* , по определению, равна отношению напряжения на индуктивности рассеяния при номинальном токе к напряжению питания, а это отношение равно отношению соответствующих потоков.

На рис. 4 представлен малый элемент (отрезок) зубцовой зоны с длиной dy , отсчитываемой по периметру зазора. При волновой модели машины элемент включает в себя некоторое количество бесконечно узких пазов и зубцов. Согласно методике работы [5] можно заменить обмотки статора и ротора эквивалентными бесконечно тонкими обмотками, расположенными на расстоянии $1/3$ высоты паза от его наружного края (пунктирные линии на рис. 4)

Чтобы определить поток рассеяния Φ_{sy} в месте расположения элемента составим уравнение закона полного тока для замкнутого контура «бгдждб». Учтем, что распределенная магнитная проводимость зубцово-пазовой зоны в радиальном направлении во много раз превышает проводимость в осевом направлении в связи с наличием путей по зубцам, не содержащих воздушных зазоров. Отсюда вытекает, что напряженностью магнитного поля на трех участках zd , dj и jb можно пренебречь и тогда

$$H_{sy} \cdot (1 - K_z) \cdot dy = j_y \cdot c \cdot K_K \cdot (1 - K_z) \cdot dy;$$

$$\Phi_{sy} = \mu_0 \cdot H_{sy} \cdot F_s; F_s = \frac{c + c'}{3} \cdot 2b, \quad (22)$$

где Φ_{sy} , H_{sy} , j_y – продольная составляющая потока рассеяния соответствующая ей напряженность поля и мгновенная плотность тока в месте расположения элемента; F_s – сечение продольной составляющей потока рассеяния.

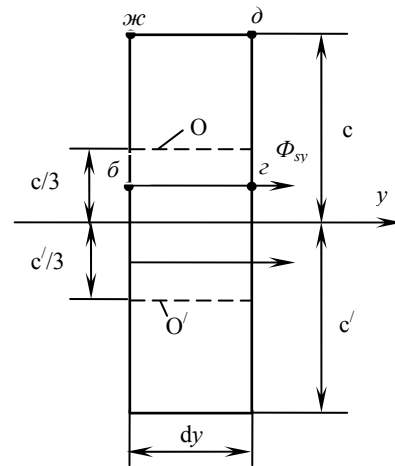


Рис. 4. К определению индуктивности рассеяния: y – текущая координата вдоль периметра зазора; dy – малый элемент волновой зоны; O и O' – эквивалентные бесконечно тонкие обмотки в пазах статора и ротора; Φ_{sy} – продольная составляющая потока рассеяния; $bгдждб$ – замкнутый контур при использовании закона полного тока

В последнем равенстве (22) учтено, что, как и основной поток Φ , поток рассеяния должен определяться относительно элементарного витка обмотки с двумя активными сторонами длиной « b » каждая, расположенная со сдвигом на полюсное деление. Поток рассеяния лобовых частей витка пренебрегаем.

Поскольку мгновенная плотность тока распределяется вдоль оси y по синусоидальному закону, то поэтому же закону распределяется и поток Φ_{sy} . Чтобы получить его амплитуду Φ_s необходимо подставить вместо j_y амплитудное значение тока $\sqrt{2}j$. Подставляя далее в (22) величину Φ_s из (21), величину Φ из (4), размер c' из (7) и переходя к относительным размерам, получим

$$x_s^* = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi} \cdot \mu_0 \cdot c^{*2} \cdot \frac{K_K \cdot (1 + K_K)}{K_c \cdot K_z} \cdot \frac{j}{B_m} \cdot p \cdot L \quad (23)$$

Откуда легко найти, что

$$x_s^* \sim \frac{1}{\sqrt{f}}; x_s^* \sim \sqrt[4]{n} \quad (24)$$

Снижение x_s^* при повышении частоты объясняется сокращением размеров обмоток и компенсируется увеличением относительной высоты паза c^* путем отклонения от оптимального значения лобового коэффициента $K_{лм}$.

Намагничивающий ток влияет на величину воздушного зазора δ между статором и ротором, который является демпфером для зубцовых пульсаций и перекосов в механической части, но создает добавочную реактивную нагрузку на преобразователь.

Для определения намагничивающего тока разомкнем обмотку ротора, а в обмотке статора пропустим намагничивающий ток такой величины, чтобы он создал заданный основной поток Φ . Чтобы получить

относительный намагничивающий ток I_n^* , необходимо разделить его на номинальный ток I . Удобнее отношение токов заменить отношением плотностей тока:

$$I_n^* = \frac{j_n}{j} \quad (25)$$

где j_n – действующее значение плотности намагничивающего тока.

Чтобы определить величину j_n , применим уравнение закона полного тока для замкнутого контура «бгдж» (рис. 1). В согласии со сказанным ранее, можно пренебречь напряженностью магнитного поля на всех участках этого контура, кроме двух отрезков длиной δ каждый, пересекающий воздушный зазор между статором и ротором. Усредненная индукция магнитного поля на этих отрезках равна $B_m \cdot K_z$, а усредненная плотность тока в охватываемых проводниках обмотки статора $\frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot j_n$. С учетом этих фактов имеем

$$2 \cdot \frac{B_m \cdot K_z}{\mu_0} \cdot \delta = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot j_n \cdot K_k \cdot (1 - K_z) \cdot a \cdot c \quad (26)$$

Подставляя величину полюсной дуги из (3), а затем j_n в (25), получаем относительный намагничивающий ток и его зависимость от параметров f и n .

$$I_n^* = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi^2 \cdot B_m \cdot \delta \cdot K_z}{\mu_0 \cdot K_k \cdot (1 - K_z) \cdot c^* \cdot j} \cdot \frac{p}{L^2}, \quad I_n^* \sim f, \quad I_n^* \sim \frac{1}{\sqrt{n}} \quad (27)$$

Существенной проблемой является увеличение намагничивающего тока при увеличении основной частоты, что объясняется увеличением доли зазора δ на фоне снижения размера c . Для преодоления этой трудности можно снижать относительную долю зубцов K_z , что, согласно рис. 2, мало сказывается на габаритных размерах машины, но ведет к увеличению потерь в обмотках и изменению пропорции между массой меди и стали.

ВЫВОДЫ

1. Электромеханические уравнения подобия, не претендуя на роль инструмента при рабочем проектировании двигателя, в то же время удобны для получения характеристик поведения двигателя в электромехатронной системе и поэтому могут быть полезны для специалистов-смежников, которых интересует эффект от использования их новаций.

2. Простая и наглядная форма уравнений подобия получается при использовании волновой модели двигателя в $i\psi$ -координатах; при этом в качестве базисной геометрической характеристики двигателя целесообразно использовать периметр воздушного зазора, а внешние относительно волновой (зубцово-пазовой) зоны элементы активной части учесть лобовыми коэффициентами.

3. При повышении частоты основной гармоники в преобразователе может быть достигнут эффект по улучшению массоэнергетических характеристик, примерно пропорциональный корню квадратному из частоты, но только при условии свободного варьиро-

вания периметром воздушного зазора.

4. При наличии ограничений по периметру воздушного зазора, существующих, например, в тяговых двигателях, эффект от прямого повышения частоты незначителен, но может быть существенно увеличен при деформации характеристик управления двигателем.

5. При изменении передаточного отношения n механического редуктора массо-энергетические характеристики меняются сильнее при наличии ограничений по периметру воздушного зазора. Тем не менее при частичном снятии этих ограничений и деформации характеристики управления существует возможность создания безредукторного привода при существующих величинах n , характерных для тяговых приводов.

6. Эффективное управление величинами индуктивности рассеяния и намагничивающего тока достигается при варьировании лобовых коэффициентов и коэффициентов заполнения волновой зоны в ближней окрестности оптимальных значений.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. и др. Переход к $i\psi$ -координатному базису при моделировании частотно-регулируемых электроприводов. // Технічна електродинаміка. Тем. випуск „Проблеми сучасної електротехніки”, ч.6, К., 2004. – с. 41–46.
- [2] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины, в 2-х частях. – Л.: „Энергия”, 1973, – 1191с.
- [3] Северс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 294с.
- [4] Безрученко В.М., Варченко В.К., Чумак В.В. Тягові електричні машини електрорухомого складу. – Дніпропетровськ, ДНУЗТ, 2003. – 248с.
- [5] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. – Л.: Энергия, 1970. – 432с.

Поступила 04.07.2005