

\* \* \*

## Проектирование индукторных двигателей с самовозбуждением для частотного электропривода

СМИРНОВ А.Ю., УСНУНЦ-КРИГЕР Т.Н.

*Рассмотрен подход к проектированию индукторных двигателей с зубчатым (явнополюсным) статором для частотного электропривода, основанный на определении диаметра ротора через отношение момента инерции привода (нагрузки) к моменту инерции ротора, а также диаметра расточки статора к его длине. При этом пренебрегается магнитным потоком при минимальной магнитной проводимости зазора под полюсами одной фазы обмотки якоря.*

*Ключевые слова: индукторный двигатель, самовозбуждение, частотный привод, проектирование*

Развитие частотного привода обусловило широкое применение недорогих в производстве и надёжных двигателей с зубчатым ротором и одной многофазной обмоткой якоря на статоре. Электромагнитный момент этих двигателей создается за счет взаимодействия вращающегося магнитного поля, созданного обмоткой якоря, и неподвижного магнитного поля возбуждения, созданного этой же обмоткой при обтекании ее фаз неререверсивным (выпрямленным) током [1]. В отечественной лите-

*An approach for designing inductor motors with a toothed (salient-pole) stator for frequency-controlled electric drives is considered. The proposed approach is based on determining the rotor diameter through the ratio of the drive (load) inertia moment to the rotor inertia moment and through the ratio of stator bore diameter to its length. The magnetic flux at the minimal permeance of the gap under the poles of one phase of armature winding is neglected.*

*Key words: inductor motor, self-excitation, frequency-controlled drive, designing*

ратуре такие двигатели известны как индукторные с самовозбуждением [2].

Многие фирмы поставляют двигатели в комплекте с преобразователями, осуществляющими цифровое и аналоговое управление в широком диапазоне нагрузок и частот вращения. Вместе с тем проблема повышения качества движения при интеграции электрической и электромеханической частей привода в единое целое продолжает оставаться актуальной для быстродействующих высоконагру-

женных механизмов, в том числе с большим уровнем инерции подвижных частей.

Рассматривается разомкнутый, без обратной связи по положению ротора, синхронный привод, осуществляющий перемещение и позиционирование подвижной части в заданном положении в строгом соответствии с количеством и частотой следования импульсов, поданных на фазы обмотки якоря. Такие двигатели нашли применение в механизмах регулирования энергетических установок [3, 4], а также в ряде других ответственных механизмах.

Применение замкнутого привода с обратной связью по положению ротора на основе контактных и бесконтактных (вентильных) двигателей постоянного тока обеспечивает устойчивый пуск привода из любого начального положения ротора [5], но не позволяет строго позиционировать ротор в конкретном дискретном положении.

В статье изложен подход к проектированию индукторных двигателей с зубчатым (явнополюсным) статором и единственной многофазной обмоткой якоря, создающей одновременно и поле возбуждения, для частотного привода без обратной связи по положению ротора.

Традиционные методы проектирования электрических машин вообще и индукторных двигателей в частности базируются на определении основных геометрических соотношений: диаметра рашотки и осевой длины магнитопровода, исходя из электромагнитных нагрузок — линейной токовой и индукции в зазоре. Свойства привода не учитываются, а размеры двигателя зависят исключительно от момента нагрузки на валу. Однако такой подход уместен только в тех случаях, когда приведенный к валу момент инерции механизма составляет незначительную часть момента инерции ротора двигателя, например в случае передачи движения посредством винтовой пары или червячного редуктора.

В остальных применениях проектирование без учета инерционных свойств привода может привести к нарушению требований технического задания по частоте приемистости, т.е. той предельной частоте, на которой возможен запуск двигателя без нарушения соответствия между числом поданных импульсов и угловым положением ротора.

Наиболее полно свойства привода учитываются в методике, где значения частоты приемистости и момента инерции нагрузки вводятся в техническое задание в качестве исходных данных. Эти параметры используются затем при определении электромагнитных нагрузок и внешнего диаметра двигателя [5]. Однако эта методика разработана в предположении равенства зубцовых делений статора и ро-

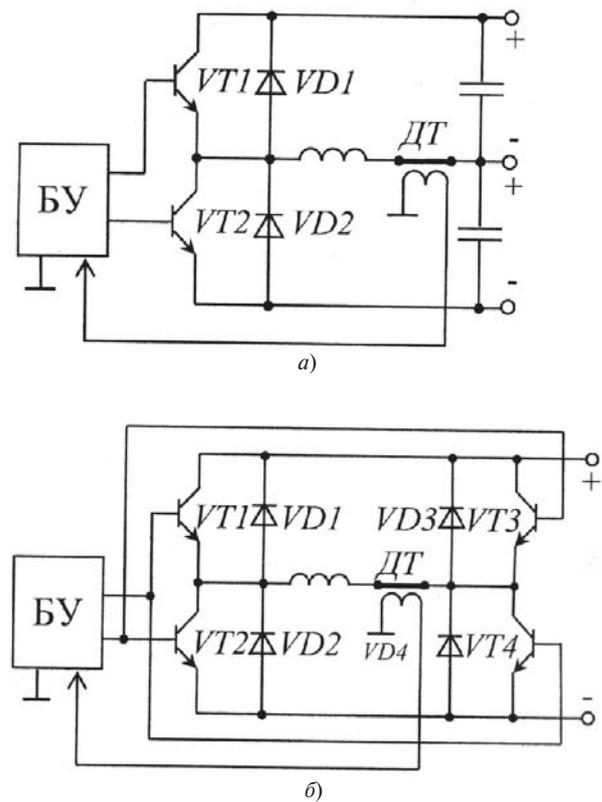


Рис. 1. Схемы неинвертируемых преобразователей частоты: а — полумостового; б — мостового

тора, что не соответствует реальному объекту проектирования. Кроме того, расчетные соотношения для двигателя и привода представлены в значительной степени идеализированными универсальными динамическими характеристиками, не отвечающими современному уровню преобразовательной и вычислительной техники.

Предлагаемая методика проектирования индукторных двигателей с самовозбуждением разработана исходя из следующих предпосылок. Во-первых, современные средства преобразовательной техники позволяют сформировать в фазах двигателя импульсы тока любой заданной формы независимо от характера взаимоиндуктивных связей между фазами двигателя и поддерживать их в достаточно широком диапазоне частот. Наиболее распространенная схема преобразователя напряжения, обеспечивающая поддержание и стабилизацию импульсов заданной формы по сигналам датчика тока (для одной фазы), показана на рис. 1. Блок управления БУ выполняет функции предусилителя сигналов датчика тока ДТ, компаратора этого сигнала с заданным и регулятора тока посредством широтно-импульсного модулятора.

Во вторых, применение сеточных моделей позволяет весьма точно, без каких-либо серьезных упрощающих допущений, воспроизводить электро-

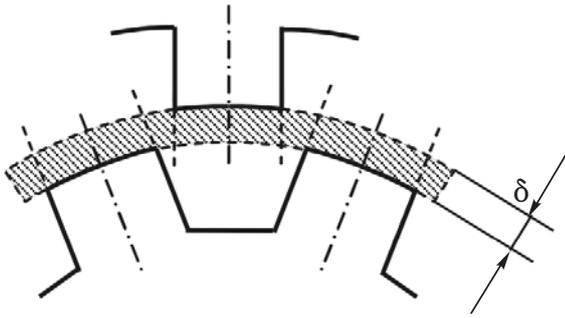


Рис. 2. К предположению об отсутствии перекрытия полюсных дуг магнитопроводов статора и ротора через зазор

магнитные процессы в двигателе при моделировании привода [5]. При этом с учетом первого предположения уравнение движения описывает работу привода во всех режимах.

Методика основана на определении диаметра ротора исходя из наиболее благоприятного для работы привода отношения момента инерции привода (нагрузки) к моменту инерции ротора  $a = J_{\text{нагр}} / J_p$  [6].

Принимаем предположение о полном размагничивании магнитной цепи в положении ротора, при котором проводимость зазора минимальна, т.е. при угле нагрузки  $\rho$  (рад). Условие выполнимо при отсутствии перекрытия в этом положении ротора дуг полюсных наконечников статора и зубцов ротора через зазор. Геометрически это означает, что боковые грани полюсных наконечников и зубцов, продлённые на плоском рисунке через зазор, не пересекают полюсных дуг противоположного магнитопровода, находятся в области пазового пространства (рис. 2).

В отсутствие перекрытия полюсных дуг сердечников через зазор можно пренебречь энергией магнитного поля в положении ротора с минимальной проводимостью зазора (при котором ось полюсов с катушками одной фазы обмотки статора совпадает с осями пазов ротора) по сравнению со случаем, когда проводимость зазора максимальна. Это имеет место при совпадении осей зубцов ротора с осями полюсов, на которых расположены катушки фазы. При явнополюсном (зубчатом) статоре, один полюс которого показан на рис. 2, максимум проводимости зазора и сосредоточенной в нём энергии магнитного поля будет в случае поворота ротора на половину его зубцового деления по отношению к изображённому.

Число полюсов неподвижного поля, созданного постоянной составляющей тока во всех фазах обмотки якоря при питании их нереверсивным током, равно общему числу его полюсных выступов (зубцов):

$$2p_1 = Z_1.$$

Кроме того, число полюсных выступов статора должно быть кратно удвоенному числу фаз  $m$  обмотки:

$$Z_1 = Km, \quad (1)$$

где  $K$  – чётное число, причём его наименьшее значение ( $K=2$ ) является наиболее часто применяемым.

Каждая фаза обмотки якоря такого двигателя состоит из двух катушек, расположенных на паре диаметрально противоположных полюсных выступов.

При встречном включении катушек в фазах они образуют по окружности статора полюса одинаковой полярности, встречно направленные потоки которых замыкаются через полюсные выступы с катушками остальных фаз. Число полюсов вращающегося поля обмотки якоря в этом варианте равно четырём ( $2p=4$ ), а число пазов на полюс и фазу  $q=0,5$ .

При согласном включении катушек в фазах они образуют полюса противоположной полярности и поэтому оказываются связанными общим магнитным потоком. Обмотка якоря образует в этом случае двухполюсное вращающееся поле ( $2p=2$ ,  $q=1$ ). Во избежание асимметрии потоков пазового рассеяния при чётном числе фаз предпочтение следует отдавать первому варианту соединения катушек (со встречным включением), а при нечётном числе фаз – второму варианту (с согласным включением катушек в фазах).

Приняв во внимание изложенные ограничения относительно перекрытия полюсных дуг, энергией магнитного поля при минимальной проводимости зазора можно пренебречь и выполнить расчёт магнитной цепи только для положения ротора, при котором проводимость воздушного зазора и энергия магнитного поля в нём максимальны. Тогда требуемое значение вращающегося электромагнитного момента машины можно связать непосредственно с его размерами через средний электромагнитный момент на одном полупериоде угловой характеристики.

Применяя энергетический метод к макроремещению ротора из положения наибольшей проводимости зазора в положение его наименьшей проводимости, для среднего значения электромагнитного момента можно записать

$$M_{\text{э.ср}} = - \frac{W_d - W_q}{j_d - j_q} = - \frac{W_d - 0}{j_d - j_q} = - \frac{W_d}{j_d - j_q}, \quad (2)$$

где  $W_d$  и  $W_q$  – энергия магнитного поля машины в положениях наибольшей и наименьшей проводимости воздушного зазора;  $j_d - j_q$  – разность углового положения пространственных осей  $d$  и  $q$  двигателя, равная половине зубцового деления ротора.

Формула (2) справедлива для определения момента любой машины (ненасыщенной и насыщенной), поскольку, как известно, единственно правильный расчет электромагнитного момента насыщенной машины энергетическим методом может быть выполнен только после линеаризации ее магнитной цепи по характеристике намагничивания [7].

Вращающий электромагнитный момент двигателя с достаточной для стадии проектирования точностью может быть принят равным среднему значению электромагнитного момента в соответствии с (2). При этом максимальный момент двигателя по угловой характеристике, форма которой при дискретном перемещении поля в частотном приводе близка к треугольной, будет приблизительно в два раза превышать номинальный момент  $M_{ном}$ . Этим обеспечивается необходимый запас статической и динамической устойчивости на случаи кратковременных перегрузок.

Проектировочная схема индукторной машины с нанесёнными на неё обозначениями размеров, составленная с учетом изложенных ограничений, показана на рис. 3. Полюсные наконечники являются частью дополнительных конструктивных элементов на статоре в двигателях специального исполнения или продолжениями полюсов магнитопровода статора в двигателе обычного исполнения. В последнем случае они позволяют увеличить амплитуду модуляции магнитного потока, обусловленную переменной магнитной проводимостью воздушного зазора, по сравнению с той, которая имела бы место при ограничении зазора полюсами шириной  $b_c$  (рис. 3).

Если учесть, что высота зубцов ротора составляет 10–15% его диаметра, а их ширина – около 50% полюсного деления, то момент инерции зубцов ротора  $J_{p1}$  можно выразить через его диаметр. Пренебрегая воздушным зазором  $d$  по сравнению с диаметром ротора  $D_p$ , получаем

$$\begin{aligned}
 J_{p1} &= 0,5m_1 \frac{\dot{e}}{\ddot{e}} \frac{D_p^2}{8} - \frac{(0,8, 0,7)^2 D_p^2 \dot{u}}{8 \ddot{u}} \\
 &= 0,5m_1 D_p^2 [0,125 - (0,8, 0,061)] = \\
 &= (0,0225, 0,032) D_p^2 \frac{\rho}{4} [D_p^2 - \\
 &- (0,8, 0,7)^2 D_p^2] \parallel D_p r_{ж} = (50, 100) \parallel D_p^5,
 \end{aligned}$$

где  $m_1$  – масса зубцов;  $r_{ж} = 7800 \text{ кг/м}^2$  – плотность железа.

Аналогично для момента инерции центральной части ротора, ярма и вала можно записать

$$\begin{aligned}
 J_{p2} &= m_2 \frac{[(0,8, 0,7)D_p]^2}{8} = \\
 &= \frac{\rho [(0,8, 0,7)D_p]^2}{4} \parallel D_p r_{ж} (0,08, 0,061) D_p^2 = \\
 &= (314, 183) \parallel D_p^5.
 \end{aligned}$$

Сложив обе составляющие момента инерции, искомый диаметр ротора можно выразить равенством

$$J_p = J_{p1} + J_{p2} = (364, 283) \parallel D_p^5 = \frac{J_{нагр}}{a},$$

откуда

$$D_p = (0,316, 0,323) \sqrt[5]{\frac{J_{нагр}}{1a}}. \tag{3}$$

Таким образом, при определении высоты зубцов в рекомендуемых пределах диаметр ротора практически полностью определяется выбором параметров  $l$  и  $a$ . Значение первого из них влияет на расход активных материалов и производственные затраты при изготовлении и сборке. Рекомендации по выбору этого параметра в виде справочных таблиц и графиков широко представлены в литературе по проектированию электрических машин.

Из опыта проектирования и эксплуатации синхронного привода с частотным управлением, прежде всего шагового, известно, что значение второго параметра  $a$  следует выбирать в пределах  $a = 1, 2$  [6].

После выбора параметров зубцовой зоны (ширины паза, числа зубцов  $Z$  и полюсов  $N$ ) можно определить магнитный поток в зазоре, который

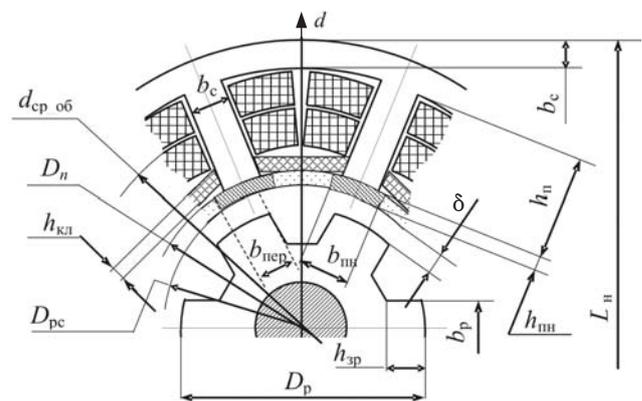


Рис. 3. Проектировочная схема индукторной машины (один период дискретной структуры)

требуется создать, чтобы обеспечить приращение магнитной энергии и равенства среднего значения электромагнитного момента и момента нагрузки  $M_{\text{нагр}}$ . При одновременном возбуждении двух смежных фаз (при парной коммутации)

$$F_d = \frac{m}{N} \sqrt{\frac{p M_{\text{нагр}} L_d}{Z}}, \text{ Вб}, \quad (4)$$

где  $L_d$  — проводимость зазора, вычисленная на длине дуги  $b_{\text{пер}}$  перекрытия через зазор границ полюса статора и зубца ротора в положении наибольшей проводимости зазора (рис. 3).

Для упрощения укладки катушек при сборке, а также для возможности манипулирования схемами соединения катушек в некоторых конструктивных модификациях [8] на каждом полюсе размещаются по две катушки с одинаковым числом витков.

С учетом потока в зазоре нетрудно определить индукцию, а затем и падение магнитного напряжения на зубце ротора и полюсном наконечнике статора. При этом на последнем участке расчёт выполняется с учётом потока рассеяния в межполюсном пространстве:

$$F_{\text{сп.н}} = \frac{\oint}{\oint} 0,1 H_{\text{п.н}} h_{\text{п.н}} + \frac{F_d}{L_d} \frac{\ddot{\circ}}{\ddot{\circ}}_{\text{сп.н}}, \quad (5)$$

где  $H_{\text{п.н}}$  — магнитная напряжённость материала полюсного наконечника, А/см;  $h_{\text{п.н}}$  — его радиальный размер (рис. 3);  $L_{\text{сп.н}}$  — проводимость рассеяния через полюсные наконечники статора:

$$L_{\text{сп.н}} = \mu_0 \frac{h_{\text{п.н}} L_c}{t_c - b_{\text{п.н}}} 10^{-3}; \quad (6)$$

$L_c = l D_{\text{р.с}}$  — осевая длина пакета статора.

Таким образом, известна вся внутренняя геометрия проектируемой машины, вплоть до полюсных наконечников. Ширина полюсов статора  $b_c$  выбирается в пределах 0,45, 0,65 его полюсного деления и является параметром оптимизации с целью получения минимального внешнего диаметра магнитопровода.

Поток пазового рассеяния в пазу между двумя возбуждёнными полюсами предварительно может быть принят равным части потока рассеяния через полюсные наконечники  $F_{\text{сп.н}}$  с последующим сравнением его с окончательным значением, полученным после определения размеров статора и его обмоточных данных. В случае их большого расхождения предварительное значение корректируется, после чего размеры статора и число витков обмотки вычисляются повторно.

Магнитная индукция в полюсе статора (Тл)

$$F_{\text{п.с}} = \frac{F_d + F_{\text{сп.н}} + F_{\text{сп}}}{10^{-6} L_c b_c k_{\text{ст}}}, \quad (7)$$

где  $k_{\text{ст}}$  — коэффициент заполнения сталью пакета статора. Этому значению индукции соответствует напряжённость магнитного поля в полюсе статора  $H_{\text{п.с}}$ , определяемая по кривой намагничивания электротехнической стали магнитопровода (А/см). Падение напряжения на полюсах является функцией их высоты  $h_{\text{п.с}}$ :

$$F_{\text{п.с}} = 2 \frac{H_{\text{п.с}}}{10} h_{\text{п.с}}, \text{ А}. \quad (8)$$

Падение магнитного напряжения на внешней по отношению к полюсам статора магнитной цепи (А) без учета потока рассеяния лобовых частей

$$F_{\text{вн}} = \frac{\oint}{\oint} \frac{H_{\text{п.н}}}{10} h_{\text{п.н}} + \frac{H_p}{10} h_{3,p} + \frac{F_d}{L_d + L_{\text{сп.н}}} \frac{\ddot{\circ}}{\ddot{\circ}} \quad (9)$$

Выбираем обмоточный провод диаметром проволоки  $d_{\text{пр}}$  (мм), площадью поперечного сечения  $s_{\text{пр}}$  (мм<sup>2</sup>) и диаметром изолированного провода  $d_{\text{из}}$  (мм).

Выбором диаметра проволоки и её сечения вместе с плотностью тока  $j$  задаётся номинальный ток двигателя и усилителей мощности электронного преобразователя. Можно рекомендовать предварительный выбор в пределах  $j = 5, 6$  А/мм<sup>2</sup> при условии 50%-й продолжительности включения каждой фазы за один цикл коммутации. Такое значение соответствует действующему значению тока, создающего основную (первую) гармонику магнитного потока при равномерном вращении ротора, когда его вынужденные колебания поглощаются приводом. При несинусоидальном питании (прямоугольных, треугольных, трапецидальных импульсах тока) и равномерном движении ротора высшие временные гармоники тока и создаваемые ими знакопеременные моменты в электромеханическом преобразовании энергии не участвуют. Они выделяются в виде электрических потерь, что находит отражение в увеличении плотности  $j$  по сравнению с предварительно выбранным значением. Эти потери учитываются при тепловом расчёте с учетом гармонического состава конкретной формы импульсов тока.

Выбрав плотность тока  $j$ , можно определить площадь паза, на которой необходимо разместить провод обмотки:

$$s_M = \frac{(F_{\text{п.с}} + F_{\text{вн}}) d_{\text{из}}^2}{k_3 s_{\text{пр}} j}, \quad (10)$$

где  $k_3$  — коэффициент заполнения паза.

Место, занимаемое изоляционными материалами в пазу статора при двух катушках на каждом полюсе (двухслойная обмотка), распределится следующим образом.

1. Площадь, занимаемая изоляцией, вне зависимости от высоты паза с учётом припуска на сборку пакета магнитопровода составит:

пазовый клин

$$s_{\text{кл}} = \frac{\rho D_{\text{п}}}{\epsilon N_c} - b_c \frac{\delta}{\delta} h_{\text{кл}}; \quad (11)$$

площадь уменьшения паза «в свету»

$$s_y = \frac{\rho D_{\text{п}}}{\epsilon N_c} - b_c \frac{\delta}{\delta} z; \quad (12)$$

пазовая изоляция

$$s_{\text{п}} = \frac{\rho D_{\text{р.с}}}{\epsilon N_c} - b_c \frac{\delta}{\delta} q_{\text{п}}; \quad (13)$$

катушечная изоляция

$$s_{\text{кат}} = \frac{\rho D_{\text{р.с}}}{\epsilon N_c} - b_c \frac{\delta}{\delta} q_{\text{кат}}, \quad (14)$$

где  $h_{\text{кл}}$  – толщина пазового клина;  $z$  – уменьшение паза «в свету» по сравнению с размером паза в штампе, обусловленное погрешностью сборки магнитопровода из листов стали (из литературы по проектированию электрических машин известно, что в зависимости от диаметра магнитопровода это значение составляет 0,1, 0,3 мм);  $q_{\text{п}}$ ,  $q_{\text{кат}}$  – толщина пазовой и катушечной изоляции, вычисленная согласно спецификации паза.

Итого площадь, занятая изоляцией в пазу, вне зависимости от его высоты составляет  $s_{\text{из}} = s_{\text{кл}} + s_y + s_{\text{п}} + s_{\text{кат}}$  (мм<sup>2</sup>).

2. Площадь, занимаемая изоляцией, зависящая от высоты обмотанной части паза  $h_{\text{обм}}$  в первой степени:

уменьшение паза «в свету»

$$s_{\text{ф}} = \frac{\rho}{\epsilon} 2 + \frac{2\rho}{N_c} \frac{\delta}{\delta} z; \quad (15)$$

пазовая изоляция

$$s_{\text{п}} = \frac{\rho}{\epsilon} 2 + \frac{2\rho}{N_c} \frac{\delta}{\delta} q_{\text{п}}; \quad (16)$$

катушечная изоляция

$$s_{\text{кат}} = \frac{\rho}{\epsilon} 4 + \frac{2\rho}{N_c} \frac{\delta}{\delta} q_{\text{кат}}. \quad (17)$$

Итого площадь, занимаемая изоляцией, приходящаяся на единицу высоты паза,  $s_{\text{из}} = s_{\text{ф}} + s_{\text{п}} + s_{\text{кат}}$  (мм).

Площадь паза магнитопровода статора в функции высоты обмотанной части полюсов статора  $h_{\text{обм}} = h_{\text{п.с}} - h_{\text{кл}}$  выражается путём приравнивания всех значений, найденных по (8)–(17), площади кольцевого сектора, охватывающего обмотанную часть паза на протяжении одного зубцового деления статора, за вычетом площади, занятой сталью полюса статора:

$$s_{\text{м}} + s_{\text{из}} - s_{\text{кл}} + s_{\text{ф}} h_{\text{обм}} = \frac{\rho}{4N_c} [(D_{\text{р.с}} + 2h_{\text{кл}} + 2h_{\text{обм}})^2 - (D_{\text{р.с}} + 2h_{\text{кл}})^2] - h_{\text{обм}} b_c. \quad (18)$$

После преобразований получаем квадратное уравнение со следующими коэффициентами: квадратичным

$$a = \frac{\rho}{N_c}; \quad (19)$$

линейным

$$b = \rho \frac{D_{\text{р.с}} + 2h_{\text{кл}}}{N_c} - b_c - s_{\text{ф}} - 2 \frac{0,1 H_{\text{п.с}} d_{\text{из}}^2}{k_3 s_{\text{пр}} j}; \quad (20)$$

свободным членом

$$c = s_{\text{из}} - s_{\text{кл}} - \frac{F_{\text{вн}} d_{\text{из}}^2}{k_3 s_{\text{пр}} j} - \frac{0,2 H_{\text{п.с}} h_{\text{кл}} d_{\text{из}}^2}{k_3 s_{\text{пр}} j}. \quad (21)$$

Высота обмотанной части полюса магнитопровода статора равна положительному корню квадратного уравнения:

$$h_{\text{обм}} = \frac{\rho}{\epsilon} \frac{b}{2} + \sqrt{\frac{b^2}{4} - ac} \frac{\delta}{\delta} \quad (22)$$

Определив высоту полюсов, нетрудно рассчитать недостающие размеры магнитопровода статора и обмоточные данные.

Поток пазового рассеяния в пазу между двумя возбуждёнными полюсами (окончательно)

$$F_{\text{спаз}} = \frac{1}{2} L_{\text{сп}} F_{\text{паз}}, \quad (23)$$

где  $L_{\text{сп}}$  – проводимость рассеяния паза, подлежит сравнению с принятым ранее значением. В случае значительных, более чем на 15%, расхождений корректируется с повторным определением размеров статора и обмоточных данных.

Двигатель можно проектировать не для парной, а поочерёдной коммутации, рассчитывая на возможность увеличения тока благодаря меньшей продолжительности включения одной фазы при каждом цикле коммутации (ПВ=25% при  $m=4$ ). В таком случае в знаменателе подкоренного выраже-

ния расчётной формулы для потока в зазоре (4) появится множитель 2, а проводимость  $L_d$  следует определять для соосного положения фазы и зубца. При таком решении можно ожидать некоторого снижения стоимости двигателя за счёт экономии обмоточного провода, однако при этом потребуются усилители мощности с более высокими показателями по предельному току.

Качество проекта (при необходимости) можно оценить по постоянной Арнольда:

$$C_A = \frac{60}{2\rho} \frac{D_{p.c}^2 (L_c + 2d)}{M_{ном}} 10^6, \text{ м}^2/10^3 \text{ Н.}$$

В двигателях без дополнительных конструктивных элементов на статоре и роторе значение постоянной Арнольда должно находиться в пределах  $C_A = 0,1, 0,2$ .

Окончательно работоспособность двигателя и привода следует проверить на математических моделях электропривода в конкретных режимах работы.

Основное достоинство изложенного в статье подхода состоит в том, что проектирование ведётся в согласовании как с предполагаемой схемой коммутации фаз двигателя (электрическая часть частотного привода), так и с механическими параметрами привода, для которого этот двигатель предназначен, не только по статической нагрузке, но и по динамической.

Учёт влияния инерционности нагрузки на начальных этапах проектирования приводит к тому, что для механизма с большим передаточным отношением редуктора будет спроектирован двигатель с меньшим диаметром ротора и меньшим внешним диаметром, чем для механизма с малым передаточ-

ным отношением редуктора. Тем самым прослеживается процесс «переноса размеров» от редуктора к двигателю с уменьшением передаточного отношения, а следовательно, и габаритов редуктора.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ильинский Н.Ф.** Перспективы развития регулируемого электропривода. — Электричество, 2003, №2.
2. **Дискретный электропривод с шаговыми двигателями/**Под ред. М.Г. Чиликина. — М.: Энергия, 1971.
3. **Патент №2422971 (РФ).** Индукторная машина/А.Ю. Смирнов, Е.А. Логинов, В.Н. Лялин. — БИ, 2011, №16.
4. **Патент №2030798 (РФ).** Устройство для вертикального перемещения регулирующего органа/А.Ю. Смирнов. — БИ, 1995, №7.
5. **Смирнов А.Ю.** Применение сеточных моделей для исследования электропривода на базе индукторной машины. — Электротехника, 2009, №2.
6. **Справочник** по электрическим машинам/Под общ. ред. И.П. Копылова, Б.К. Клокова. — М.: Энергоатомиздат, 1989, т. 2.
7. **Иванов-Смоленский А.В.** Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах: Учебное пособие для вузов по спец. «Электромеханика». — М.: Высшая школа, 1989.
8. **Патент №2412519 (РФ).** Реактивная машина/А.Ю. Смирнов, В.М. Крюков, Р.П. Темнов. — БИ, 2011, №5.

[07.06.11]

*Авторы: Смирнов Александр Юрьевич окончил электротехнический факультет Горьковского политехнического института (ныне Нижегородский технический университет — НТУ им. Р.Е. Алексеева) в 1980 г. В 2001 г. защитил докторскую диссертацию «Силовые электрические машины систем автоматизации энергетических установок» в Московском энергетическом институте. Профессор кафедры ТОЭ НТУ им. Р.Е. Алексеева.*

*Уснунц-Кригер Татьяна Николаевна окончила НТУ им. Р.Е.Алексеева в 2012 г. Инженер филиала НТУ (г. Выкса Нижегородской обл.)*

\* \* \*

#### Уважаемые читатели!

**Номера журнала «ЭЛЕКТРИЧЕСТВО» за 2010–2011 гг.,  
а также ксерокопии статей с 1917 г. можно приобрести  
в редакции журнала**

(Москва. Красноказарменная ул., 14, комн. 3-111,  
тел. (495) 362-7485)