

УДК 621.313.82

ОБМОТОЧНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ И ПОТЕРИ В РОТОРЕ ВЕНТИЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ С ЗУБЦОВЫМИ ОБМОТКАМИ СТАТОРА

Сеньков А.П.^{1*}, Бормотов А.В.^{2**}, Седунов Д.Ю.^{3***}

¹ Санкт-Петербургский государственный морской технический университет «Корабелка»,
ул. Лоцманская, 3, Санкт-Петербург, 190008, Россия

² Диаконт-Инноватика,

ул. Учительская, 2, Санкт-Петербург, 195274, Россия

³ Санкт-Петербургский национальный

исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики,

ИТМО, Кронверкский просп., 49, Санкт-Петербург, 197101, Россия

* e-mail: senkov@smtu.ru

** e-mail: bormotov@diakont.com

*** e-mail: sedunov@diakont.com

Рассмотрены аналитические способы определения обмоточного коэффициента вентильных электродвигателей с постоянными магнитами на роторе, с зубцовыми обмотками статора. Приведены значения обмоточного коэффициента для некоторых вариантов исполнения подобных двигателей. Продемонстрировано наличие потерь от вихревых токов, возникающих в роторе, с помощью модели электродвигателя в пакете конечно-элементного анализа Ansys Maxwell v.16.

Ключевые слова: вентильный электродвигатель, зубцовый шаг, обмоточный коэффициент, потери, моделирование, электромеханический преобразователь, постоянный магнит.

Вентильные электродвигатели с постоянными магнитами на роторе (ВДПМ, PMSM и BLDC в зарубежной литературе) все чаще находят применение в различных конструкциях электромеханических преобразователей (актуаторов) линейного или поворотного типа с выходной мощностью от долей ватта до нескольких сотен киловатт. Основные достоинства ВДПМ: высокий КПД, минимальные масса и габаритные размеры, высокое быстродействие.

Наиболее распространенный вариант исполнения ВДПМ — трехфазная машина с радиальным

магнитным потоком, с двухслойной распределенной обмоткой статора и цилиндрическим ротором. В этом варианте исполнения ВДПМ имеют практически синусоидальное распределение индукции магнитного поля в зазоре, созданной обмоткой статора, низкие пульсации момента и близкие к нулю потери в роторе. Обмоточный коэффициент таких ВДПМ, от которого зависят характеристики электрической машины, определяется по известным формулам для синхронных машин [1, с. 81].

В последние годы распространение получил еще один вид ВДПМ с радиальным магнитным пото-

ком, который за рубежом называют различными терминами, например «PMSM (BLDC) with tooth concentrated windings» (ВДПМ с зубцовыми сосредоточенными обмотками), «PMSM (BLDC) with non-overlapping concentrated windings» (ВДПМ с неперекрывающимися сосредоточенными обмотками) [2]. В [3, с. 9] этот вид ВДПМ назван машинами с зубцовым шагом. Особенностью машин этого типа является то, что на каждом зубце магнитопровода статора размещается только одна катушка, и каждую фазу составляют ряд зубцовых катушек, соединенных по определенной схеме. Производство таких машин проще и дешевле в условиях массового выпуска.

Машины с зубцовым шагом работоспособны при определенных сочетаниях числа полюсов ротора и числа зубцов статора. Правила выбора сочетаний числа полюсов ротора и числа зубцов статора для ВДПМ с зубцовыми обмотками приведены в [2 и 4]. Число полюсов ротора $2p$ и число зубцов статора z связаны соотношением

$$2p = \Theta(mz_{\text{гp}} \pm 1), \tag{1}$$

где m — число фаз; $\Theta = 1, 2, 3, \dots$ — число повторяющихся частей статора, в каждой из которых содержится m катушечных групп; $z_{\text{гp}} = 1, 2, 3, \dots$ — число катушек в катушечной группе.

На рис. 1 приведена схема типичного ВДПМ с зубцовыми обмотками, у которого $z = 18$, $\Theta = 2$, $z_{\text{гp}} = 3$, $p = 10$, $m = 3$ и число пазов на полюс и фазу

$$q = z/2pm = 0,3. \tag{2}$$

Зубцы статора разделены на две диаметрально противоположные зоны по девять зубцов, схема соединения зубцовых катушек в фазы в зонах одинакова. В каждой зоне катушки одной и той же фазы размещены на трех расположенных подряд зубцах

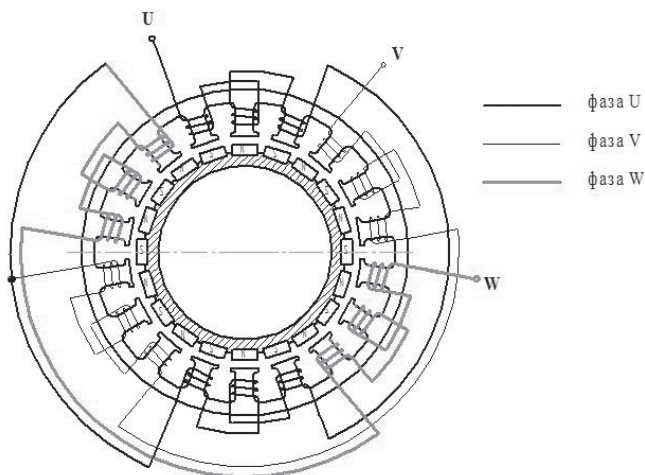


Рис. 1. Схема ВДПМ

магнитопровода статора и соединяются так, чтобы при постоянном токе в фазе полярность зубцов фазы чередовалась. В схеме на рис. 1 катушки в фазах соединены последовательно, а фазы соединены звездой.

В машинах с распределенной обмоткой статора число полюсов ротора ограничивает минимально необходимые размеры зубцов статора и их число. Ширина зубцов магнитопровода статора должна быть достаточной, чтобы выдерживать действующие на зубцы механические силы, исключая его излом, а число зубцов статора на один полюс равно qm . С увеличением q форма электродвижущей силы в фазах статора приближается к синусоиде, возрастает КПД машины, а пульсации момента на валу уменьшаются, поэтому в машинах с распределенной обмоткой статора q может составлять несколько единиц. Вследствие этого в ВДПМ с распределенной обмоткой статора число пар полюсов ротора ограничено. Угловая ширина полюса должна быть равна углу

$$\tau = \alpha_z qm, \tag{3}$$

где $\alpha_z = 360^\circ / z$ — угловая ширина зубца статора.

При этом постоянные магниты позволяют выполнить ротор со значительно большим числом пар полюсов.

В машинах с зубцовым шагом обмотки число полюсов ротора и число зубцов магнитопровода статора имеют близкие значения, поэтому угловая ширина полюса ротора и зубца статора примерно равны. В этих машинах при одном и том же диаметре расточки статора можно выполнить ротор со значительно большим числом полюсов, чем в машинах с распределенной обмоткой. При увеличении числа полюсов в машине заданного диаметра расточки статора магнитный поток одного полюса ротора уменьшается, и необходимая для магнитного потока ширина ярма магнитопровода статора и ярма ротора, через которое замыкаются магнитные потоки полюсов ротора, также уменьшаются. В результате масса и габариты магнитопровода машин с зубцовым шагом существенно меньше, чем у машин с распределенной обмоткой статора. К тому же технологичность намотки зубцовых катушек выше, что снижает себестоимость машины.

Еще одно достоинство машин с зубцовым шагом обмотки статора — уменьшение длины проводников фаз. В машинах с распределенной обмоткой статора каждый виток обмотки статора охватывает не только ряд зубцов, но также и пазы магнитопровода статора. В машинах с зубцовым шагом витки

обмотки статора охватывают только один зубец магнитопровода статора, ширина которого в машинах с закрытыми и полузакрытыми пазами меньше ширины зубцового наконечника. Поэтому средняя индукция в площади контура, охватываемого витком в машинах с зубцовым шагом, может составлять до 1,5 Тл и значительно превышать среднюю индукцию в площади контура витка машины с распределенной обмоткой статора. Эта разность особенно проявляется при сложной форме катушек и большой длине лобовых частей витков распределенной обмотки статора. Вследствие этого для получения той же самой фазной ЭДС в машинах с зубцовым шагом обмотки требуется меньшее число витков фазы, чем в машинах с распределенной обмоткой, уменьшаются длина проводников фаз, сопротивление фаз и потери в обмотке статора.

Как известно, характеристики машины существенно зависят от состава гармоник в кривой электродвижущей силы обмотки статора. В машинах с распределенной обмоткой для получения формы электродвижущей силы, близкой к синусоиде, используют укороченный шаг обмотки, распределение обмотки по пазам под каждой парой полюсов

и скос пазов. Качество кривой электродвижущей силы характеризуется обмоточным коэффициентом k_o , который равен произведению коэффициентов укорочения шага k_y , распределения обмотки k_p , скоса полюсного наконечника k_c для гармонических составляющих ЭДС [1, с. 81]. Для ВДПМ с зубцовым шагом синусоидальная форма ЭДС обеспечивается с помощью тех же приемов, и качество ЭДС можно характеризовать аналогичными коэффициентами.

Рассмотрим, каким образом можно определить обмоточный коэффициент на примере машины, схема которой приведена на рис. 1. На рис. 2 показана развертка одной группы катушек фазы U , вторая группа катушек фазы U соединена точно так же, поэтому для определения k_o достаточно рассмотреть одну группу катушек фазы.

На рис. 2 пронумерованы пазы п1—п4, в которых располагаются катушки фазы U , и показано направление ЭДС в проводниках фазы при данном положении ротора. Ось пазы п1 совпадает с осью полюса ротора, оси следующих пазов п2—п4 смещены относительно оси полюсов ротора соответственно на угол γ , 2γ и 3γ . Угол γ в электрических градусах

$$\gamma = \left(\frac{360^\circ}{2p} - \frac{360^\circ}{z} \right) p. \quad (4)$$

На рис. 3,а показана звезда векторов первых гармоник пазовых ЭДС, а на рис. 3,б показаны векторы пазовых ЭДС с учетом схемы соединения катушек фазы в группе.

Из векторной диаграммы обмоточный коэффициент фазы для первой гармоники ЭДС будет равен

$$k_{o1} = \frac{2 \cos \frac{\gamma}{2} + \cos \frac{3\gamma}{2}}{3}, \quad (5)$$

где $\gamma = 20^\circ$ и $k_{o1} = 0,945$.

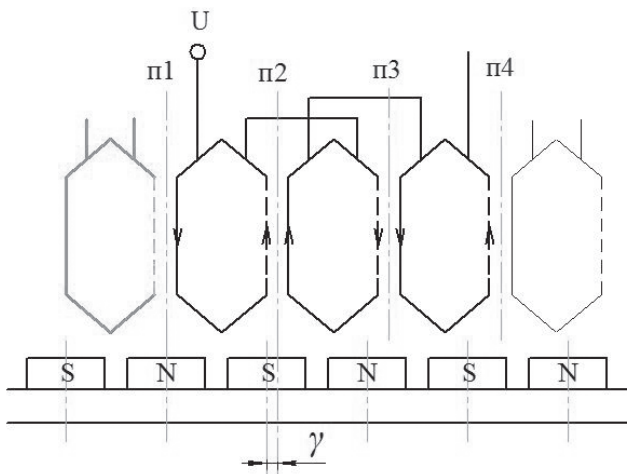


Рис. 2. Фаза U

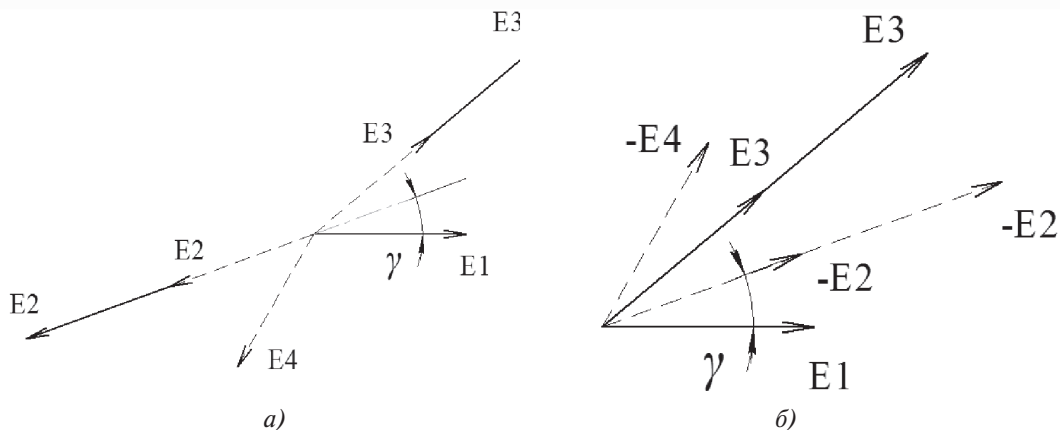


Рис. 3. Векторы пазовых ЭДС

Обмоточные коэффициенты машин с зубцовым шагом можно определить также и аналитическим способом [5], не прибегая к построению векторных диаграмм. В выбранной для примера схеме электродвигателя (см. рис. 1) обмотка статора имеет шаг, больший полюсного деления, т. е. выполнена с удлиненным шагом:

$$y = \frac{360^\circ \cdot p}{z} = 200^\circ e. \tag{6}$$

В машинах с распределенной обмоткой статора удлиненный шаг, как правило, не применяется, так как длина провода фазы существенно увеличивается. В машинах с зубцовым шагом применяется и укороченный, и удлиненный шаг. Относительный шаг обмотки

$$\beta = \frac{y}{\tau} = 1,11. \tag{7}$$

Отсюда k_y для первой гармоники ЭДС в соответствии с [5, с. 40—44] равен

$$k_{y1} = \sin \frac{\beta \cdot \pi}{2} = 0,9848. \tag{8}$$

Соответственно, для гармоник более высокого порядка

$$k_{yv} = \sin \frac{v \cdot \beta \cdot \pi}{2}, \tag{9}$$

где v — порядок гармоники.

При определении k_p при распределенной обмотке суммируются векторы ЭДС, возникающие в

проводниках фазы, расположенных под одним полюсом ротора. В ВДПМ с зубцовым шагом при определении k_p необходимо суммировать векторы ЭДС, возникающих в аналогичных сторонах катушек (например, в левых сторонах катушек на рис. 2) одной катушечной группы фазы.

Число суммируемых векторов ЭДС равно числу катушек в группе $z_{гp}$, угол между соседними векторами $\pi(1 - \beta)$. Тогда по аналогии с выражением (2-14) [5, с. 42], для первой гармоники ЭДС получим:

$$k_{p1} = \frac{\sin \left[z_{гp} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot (1 - \beta) \right]}{z_{гp} \cdot \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot (1 - \beta) \right]} = 0,96. \tag{10}$$

Для гармоник v -порядка коэффициент распределения будет равен

$$k_{pv} = \frac{\sin v \cdot \left[z_{гp} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot \pi \cdot (1 - \beta) \right]}{z_{гp} \cdot \sin v \cdot \left[\frac{\pi}{2} \cdot (1 - \beta) \right]}. \tag{11}$$

Из (8) и (10) для первой гармоники ЭДС получим $k_{o1} = k_{y1} k_{p1} = 0,945$, такое же значение k_{o1} , как и из векторной диаграммы.

В табл. 1 приведены значения обмоточных коэффициентов, полученные аналитическим способом, для первой гармоники ЭДС машин с зубцовым шагом при некоторых сочетаниях числа пар полюсов и числа зубцов статора.

Таблица 1

$z_{гp} \setminus \Theta$	2		3		4		5	
1	$z=6$ $2p=4$ $k_{o1}=0,867$	$z=6$ $2p=8$ $k_{o1}=0,867$			$z=12$ $2p=8$ $k_{o1}=0,867$	$z=12$ $2p=16$ $k_{o1}=0,867$		
2	$z=12$ $2p=10$ $k_{o1}=0,933$	$z=12$ $2p=14$ $k_{o1}=0,933$			$z=24$ $2p=20$ $k_{o1}=0,933$	$z=24$ $2p=28$ $k_{o1}=0,933$		
3	$z=18$ $2p=16$ $k_{o1}=0,945$	$z=18$ $2p=20$ $k_{o1}=0,945$	$z=27$ $2p=24$ $k_{o1}=0,945$	$z=27$ $2p=30$ $k_{o1}=0,945$	$z=36$ $2p=32$ $k_{o1}=0,945$	$z=36$ $2p=40$ $k_{o1}=0,945$	$z=45$ $2p=40$ $k_{o1}=0,945$	$z=45$ $2p=50$ $k_{o1}=0,945$
4	$z=24$ $2p=22$ $k_{o1}=0,95$	$z=24$ $2p=26$ $k_{o1}=0,95$			$z=48$ $2p=44$ $k_{o1}=0,95$	$z=48$ $2p=52$ $k_{o1}=0,95$		
5	$z=30$ $2p=28$ $k_{o1}=0,951$	$z=30$ $2p=32$ $k_{o1}=0,951$	$z=45$ $2p=42$ $k_{o1}=0,951$	$z=45$ $2p=48$ $k_{o1}=0,951$	$z=60$ $2p=56$ $k_{o1}=0,951$	$z=60$ $2p=64$ $k_{o1}=0,951$	$z=75$ $2p=70$ $k_{o1}=0,951$	$z=75$ $2p=80$ $k_{o1}=0,951$

Как видно из таблицы, k_{o1} зависит прежде всего от z_{rp} — числа катушек в катушечной группе фазы, с увеличением z_{rp} возрастает и k_{o1} . Если выбрать оптимальное соотношение между числом пар полюсов ротора и числом зубцов статора, проще проектировать электромеханические преобразователи с более высокими удельными характеристиками.

Наряду с большим количеством достоинств, ВДПМ с зубцовыми обмотками не лишены и недостатков. Наиболее существенным недостатком машины является нагрев ротора двигателя из-за вихревых токов в элементах ротора вследствие наличия пульсирующего электромагнитного потока статора. Важно отметить, что нагрев ротора происходит из-за вихревых токов, возникающих не только в металлической втулке ротора, но и в постоянных магнитах, так как магнитный материал является также электропроводным. Повышение температуры магнитов снижает энергетические параметры магнита и, как следствие, снижает силовые качества двигателя.

Влияние вихревых токов изучено на модели ВДПМ (рис. 4), схема которого показана на рис. 1, с помощью пакета Ansys Maxwell v.16 [6].

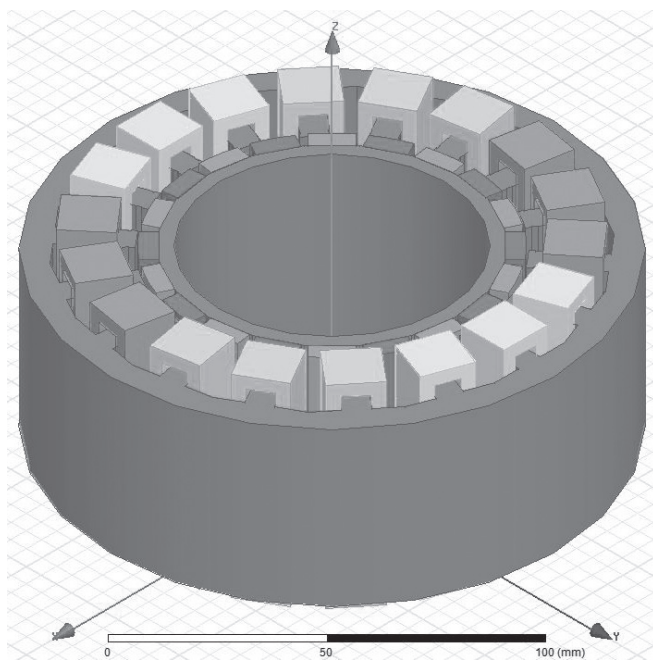


Рис. 4. Модель ВДПМ

Моделирование проводилось при следующих допущениях [7]:

- токи в фазах двигателя изменяются по синусоидальному закону в зависимости от углового положения ротора;
- магнитодвижущая сила катушек фаз задается как произведение числа витков катушки на проходящий по катушке ток.

Выражение для расчета мощности потерь [6, с. 4.1-9] имеет вид

$$P = \int_V \frac{\vec{J} \cdot \vec{J}}{\sigma} dV, \tag{12}$$

где \vec{J} — векторное поле плотности токов, индуцируемых в объеме V , А/м²; σ — удельная электрическая проводимость материала, См/м.

Векторное поле \vec{J} плотности токов вычисляется посредством конечно-элементного анализа пакета Maxwell в объемах втулки и магнитов при различных пространственных положениях ротора, имитирующих вращение, через фиксированные интервалы времени, и сохраняется для дальнейшего анализа. Удельные электрические проводимости материала ротора (Сталь 30) и постоянных магнитов (неодим-железо-бор N45SH) являются табличными данными и равны $7,69 \cdot 10^5$ См/м и $5,55 \cdot 10^5$ См/м соответственно.

Моделирование проводилось при трех различных частотах вращения ротора двигателя (200, 1000 и 1800 мин⁻¹) и действующем значении тока в фазе 10 А.

Результаты моделирования, т.е. мощность потерь во втулке ротора и потерь в постоянных магнитах в зависимости от их пространственного положения, изменяющегося с течением времени, показаны на рис. 5—8, а также сведены в табл. 2.

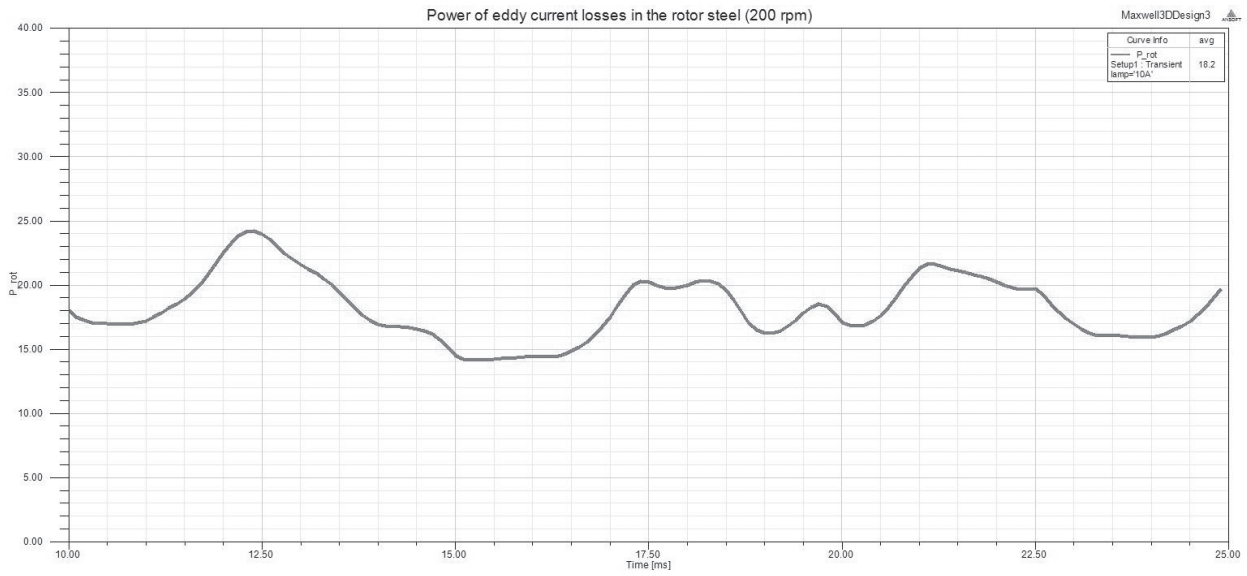
Общая картина вихревых токов, возникающих во втулке ротора и магнитах, показана на рис. 7, а,б.

Таблица 2

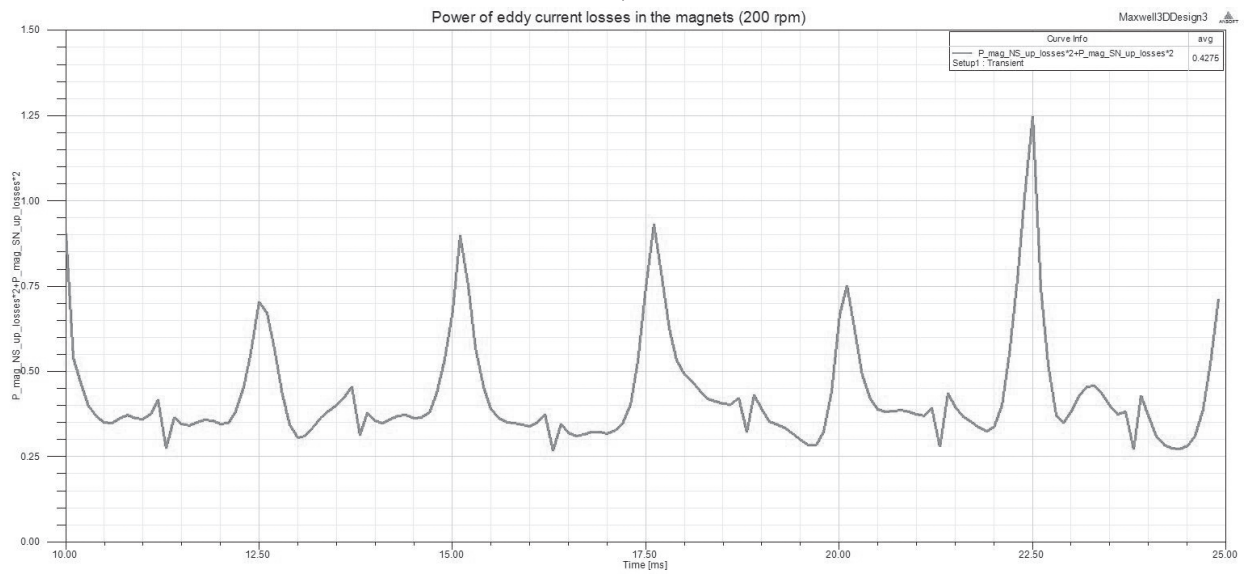
Частота вращения ротора, мин ⁻¹	Мощность потерь от вихревых токов, Вт	
	Втулка	Магниты
200	18,2	0,4
1000	93,2	9,5
1800	141,1	27,1

Выводы

1. Обмоточный коэффициент вентильных электродвигателей с зубцовым шагом обмотки статора можно определять с помощью известных выражений, полученных для традиционных синхронных машин с распределенной двухслойной обмоткой статора. В традиционных синхронных машинах при определении обмоточного коэффициента суммируются ЭДС в проводниках фазы, расположенных под одним полюсом ротора. В машинах с зубцовым шагом при определении обмоточного коэффициен-

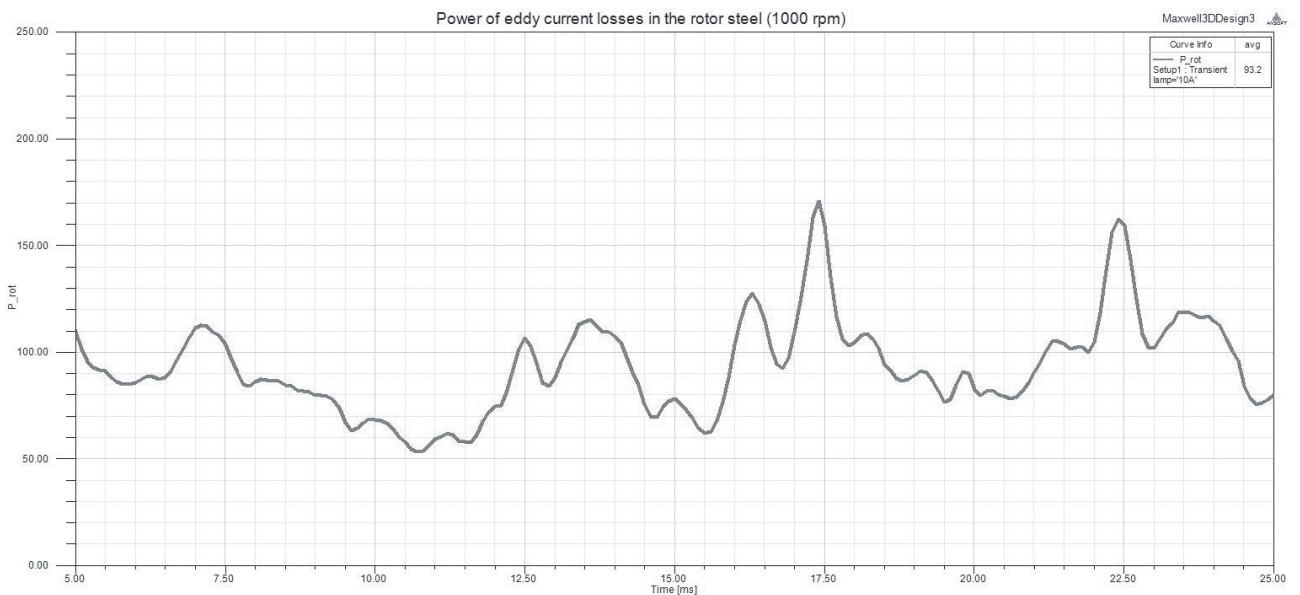


a)

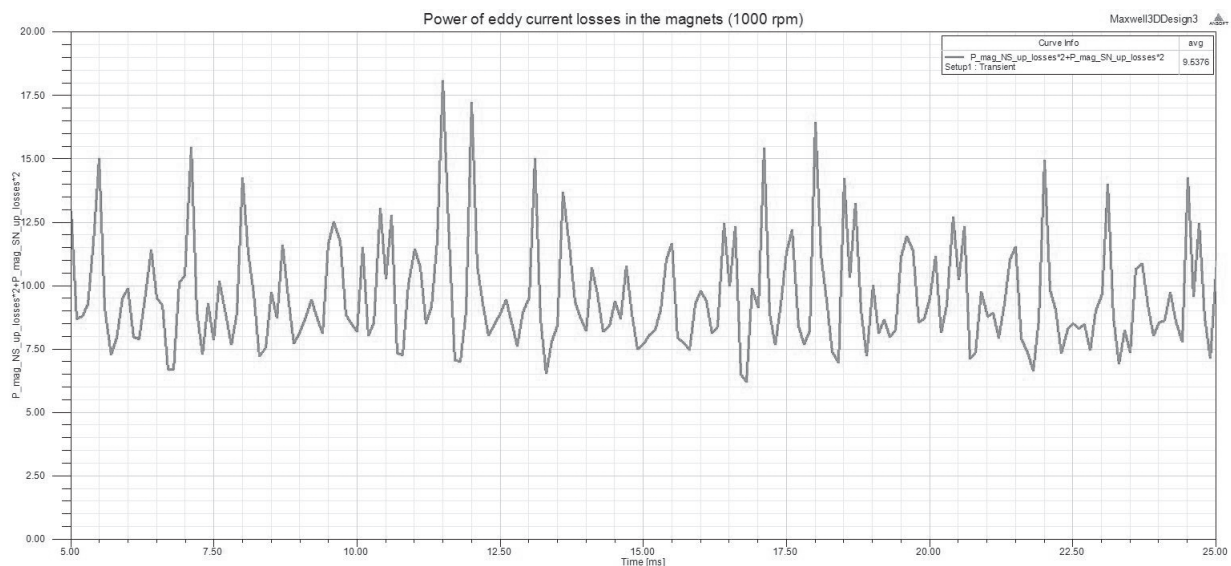


b)

Рис. 5. Мощности потерь во втулке (a) и постоянных магнитах (б) при частоте вращения ротора 200 мин⁻¹

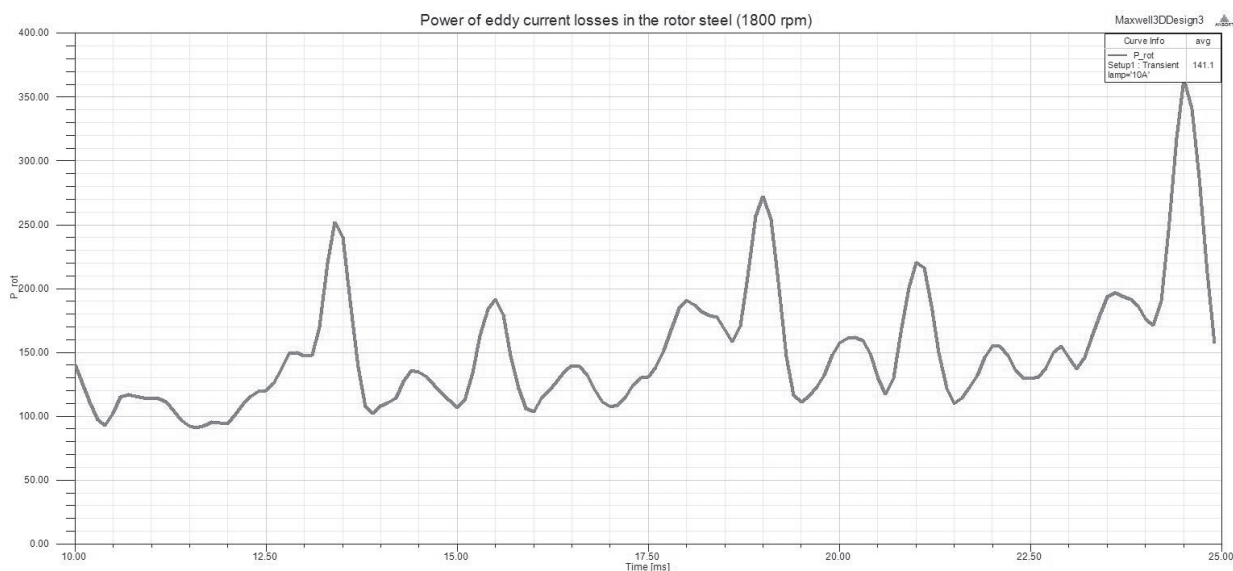


a)

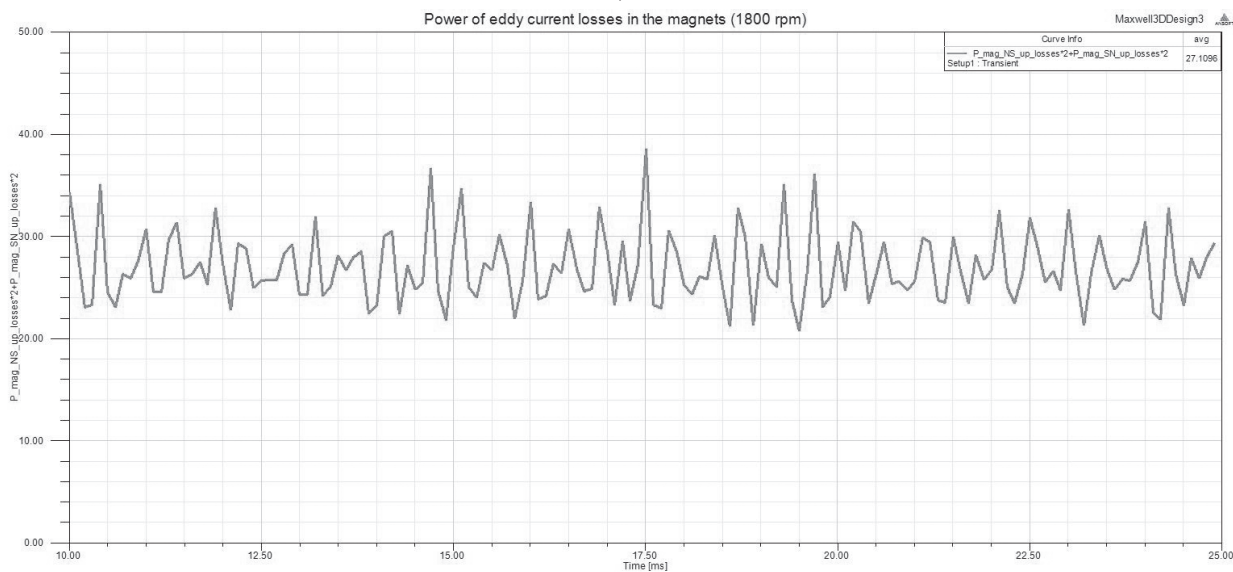


б)

Рис. 6. Мощности потерь во втулке и постоянных магнитах при частоте вращения ротора 1000 мин⁻¹

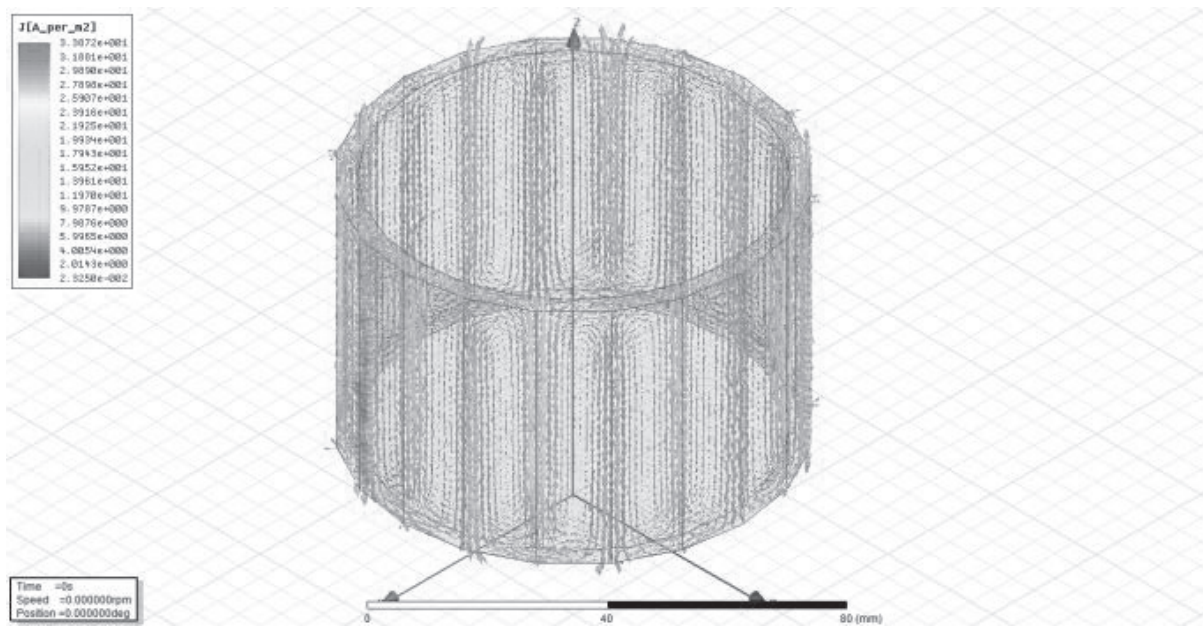


а)

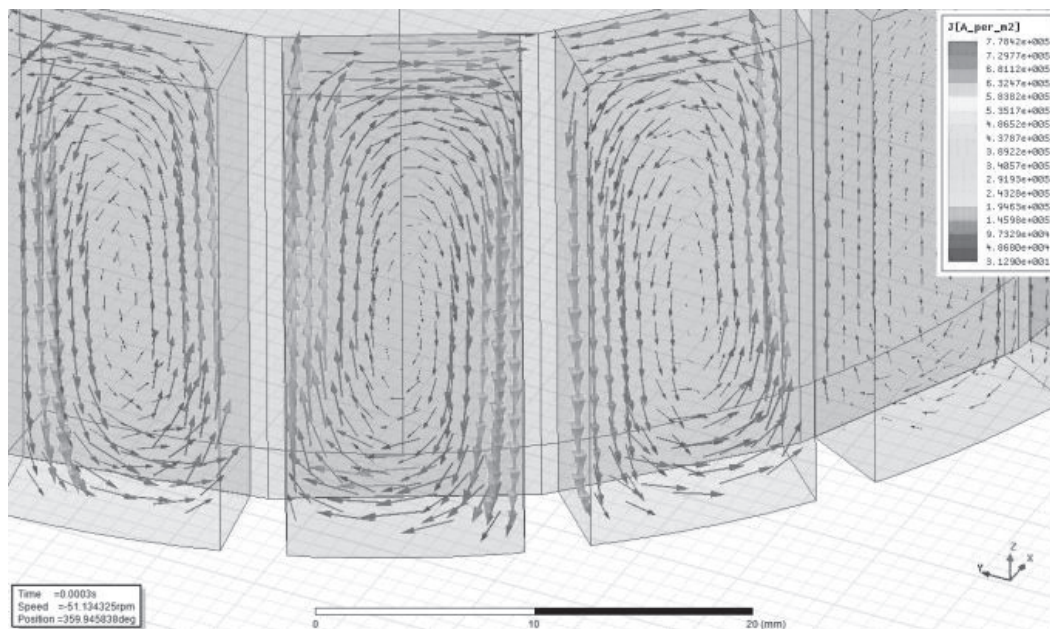


б)

Рис. 7. Мощности потерь во втулке и постоянных магнитах при частоте вращения ротора 1800 мин⁻¹



а)



б)

Рис. 8. Картина вихревых токов

та следует суммировать ЭДС в проводниках фазы одной катушечной группы, расположенных под разными полюсами ротора, либо только с правой стороны зубцов магнитопровода статора, либо только с левой.

2. В ВДПМ с зубцовыми обмотками потери от вихревых токов в элементах ротора могут существенно снизить КПД машины. Для снижения потерь в роторе на вихревые токи необходимо магнитопровод ротора выполнять из шихтованной электротехнической стали, а постоянные магниты разделить на несколько фрагментов. Подобные конструктивные изменения позволят повысить эффективность электромеханического преобразователя на базе ВДПМ.

Статья написана в соответствии с НИОКРТ «Создание высокотехнологичного производства прецизионных быстродействующих силовых электро-механических приводов нового поколения» в НИУ ИТМО, при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации согласно постановлению Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218 «О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений, государственных научных учреждений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства».

Библиографический список

1. Копылов И.П. Электрические машины. — М.: Высшая школа, 2006. — 607 с.
2. Florence Meier. Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications. — Stockholm, Royal Institute of Technology, 2008.
3. Баранов М.В., Бродовский В.Н., Зимин А.В., Каржавов Б.Н. Электрические следящие приводы с моментным управлением исполнительными двигателями. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2006. — 240 с.
4. Бродовский В.Н. и др. Синхронный электродвигатель. / Патент РФ №2047936, БИ 2000, №17.
5. Михайлов В.М., Сеньков А.П. Вентильные электродвигатели с электромагнитной редукцией большой мощности // Труды II Всероссийской научно-технической конференции с международным участием «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии». 16-18 мая 2007. Тольятти: ТГУ. Ч. I. С. 135-138.
6. Maxwell 3D User's Guide, REV6.0, 13 March 2013.
7. Ishak D., Zhu Z.Q., Howe D. Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number slots per pole. IEEE Transaction on Magnetics, 41(9). pp. 2462-2469. ISSN 0018-9464. 2005.

WINDING COEFFICIENT AND ROTOR LOSSES IN SERVO MOTORS WITH STATOR TOOTH CONCENTRATED WINDINGS

Sen'kov A.P.^{1*}, Bormotov A.V.^{2**}, Sedunov D.Yu.^{3***}

¹ State Marine Technical University of St. Petersburg,
MTU, 3, Lotsmanskaya str., St. Petersburg, 190008, Russia

² Diakont,

2, Uchitelskaja str., St. Petersburg, 195274, Russia

³ St. Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics,
49, Kronverkskiy av., St. Petersburg, 197101, Russia

* e-mail: senkov@smtu.ru

** e-mail: bormotov@diakont.com

*** e-mail: sedunov@diakont.com

Abstract

The article describes methods of winding ratio determining in AC electric motors with tooth stator coils and permanent magnets rotor, and presents the values for several design styles of such motors.

On the example of the three-phase two-piece electric motor with radial flux, 18 teeth of the stator and 10 rotor poles, an analytical expression of the winding ratio was obtained (from the slot e. m. f. first harmonics vector diagram and the instantaneous rotor position). Additionally, alternative analytical method for determining the winding ratio is shown (based on the known expressions for the motors with distributed two-layer stator winding with adaptation to the tooth winding motors).

As the result of this calculation it we concluded that the value of the winding factor increases with the number of coils in the coil phase group.

The paper presents a comparative analysis of the electric motors of distributed and tooth stator windings design, highlights a number of positive features of tooth windings motors. We made a hypothesis on eddy

currents origin in rotor elements due to the presence of pulsating electromagnetic stator flux. Distribution nature and eddy current losses value that occur in the rotor and its elements (for three different speeds) are shown with the motor model in Ansys Maxwell v.16. package finite element analysis.

As one of electric motor efficiency factors, the value of winding coefficient (obtained for a particular number combination of the rotor pole pairs and stator teeth) allowed choose the most efficient motor in electromechanical actuator design stage. Knowledge of eddy current value and distribution nature in the rotor design elements allowed take measures, leading to these losses reduction.

The article is prepared in accordance with R&D work “High-tech production creation of precision high-speed enforced electromechanical actuators of the new generation” at ITMO University, with financial support from Russian Federation Ministry of Education and Science.

Keywords: PMSM, tooth pitch, winding factor, losses, simulation, actuator.

References

1. Kopylov I.P. *Elektricheskie mashiny* (Electrical machines), Moscow, Vysshaja shkola, 2006, 607 p.
2. Meier Florence. *Permanent-magnet synchronous machines with non-overlapping concentrated windings for low-speed direct-drive applications*, Stockholm, Royal Institute of Technology, 2008.
3. Baranov M.V., Brody V.N., Zimin A.V., Karzanov B.N. *Elektricheskie sledyashchie privody s momentnym upravleniem ispolnitel'nymi dvigatelyami* (Electric servo actuators with torque control motors.), Moscow, MGTU im. N.E. Baumana, 2006, 240 p.
4. Brodovskii V.N. *Patent RU 2047936*, 2000.
5. Mikhailov V.M., Sen'kov A.P. *Materialy II Vserossiiskoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii s mezhdunarodnym uchastiem "Problemy elektrotekhniki, elektroenergetiki i elektrotekhnologii"*, 16-18 May 2007, Tol'yatti, TGU, part 1, pp. 135-138.
6. *Maxwell 3D User's Guide*, REV6.0, 13 March 2013.
7. Ishak D., Zhu Z.Q., Howe D. Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number slots per pole. *IEEE Transaction on Magnetics*, 2005, vol. 41(9), pp. 2462-2469.