

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ ЧИСЛЕННО-ПОЛЕВОЙ АНАЛИЗ МОЩНОСТИ МАГНИТНЫХ ПОТЕРЬ В ДВИГАТЕЛЕ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В.И. Милых^{1*}, С.Е. Дзенис^{2}**

¹ - Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
ул. Кирпичева, 2, Харьков, 61002, Украина, e-mail: mvikemkpi@gmail.com

² - АО «Электромашина»,
ул. Озерянская, 106, Харьков, 61016, Украина, e-mail: sergii.dzenis@gmail.com

Представлены принципы и тестовые результаты численно-полевого расчета мощности магнитных потерь (ММП) в электрических машинах. Разработанный уточненный метод основан на поиске максимумов значений магнитной индукции во множестве миниэлементов в зубцах и ярме сердечника якоря, достигаемых в процессе его вращения. По распределению найденных максимумов магнитной индукции определяются их среднеквадратичные значения на указанных участках сердечника в целом, и по ним вычисляются ММП. Метод позволяет отображать расчетные модели сердечников любой формы и практически не требует упрощения их геометрической структуры. Тестовая реализация метода выполнена на примере двигателя постоянного тока и опирается на экспериментальные данные по ММП в нем. Проведен сравнительный анализ распределений магнитной индукции и ММП в режимах холостого хода и нагрузки для вариантов сердечника якоря с одним и двумя рядами аксиальных вентиляционных каналов и без них. Библ. 16, табл. 3, рис. 9.

Ключевые слова: двигатель постоянного тока, сердечник якоря, вентиляционные каналы, магнитная индукция, мощность магнитных потерь, численно-полевые расчеты, сравнительный анализ.

Введение. Работу электрических машин (ЭМ) сопровождают тепловыделения, и одной из существенных их составляющих являются магнитные потери. Они зависят от ряда факторов и не имеют четко детерминированных формул, как, например, мощность электрических потерь. При проектировании ЭМ вычисление мощности магнитных потерь (ММП) проводится по эмпирическим формулам, основанным на использовании экспериментально определенных величин [1, 2]. С давних пор и поныне для ММП в стальных ферромагнитных сердечниках распространенной является формула

$$P_{mag} = K_{mag} p_{1,0/50} \left(\frac{f_a}{50} \right)^\beta m_{Fe} B_m^2, \quad (1)$$

где f_a – частота перемагничивания, Гц; β – показатель степени; B_m – амплитуда магнитной индукции (МИ), Тл; $p_{1,0/50}$ – справочные удельные потери, Вт/кг, при МИ 1 Тл и частоте 50 Гц; m_{Fe} – масса сердечника, кг; K_{mag} – коэффициент для учета ряда технологических факторов.

Значения величин β и K_{mag} зависят от типа ЭМ и участка ее магнитопровода и определяются опытным путем в условиях конкретного производства. Как правило, в ЭМ ММП находится отдельно для зубцов и спинки (ярма) сердечников ротора и (или) статора. От расчетчика конкретной ЭМ при применении формулы (1) зависит то, насколько правильно определена величина МИ B_m .

В классической системе проектирования ЭМ [1, 2] распределение МИ по условно выделяемым однородным участкам магнитопровода находится методом, основанным на теории магнитных цепей, и на каждом из них в качестве B_m фигурирует лишь некоторое среднее значение МИ B_{mid} . Реально же в зубцах и, особенно, в ярмах МИ распределена весьма неравномерно. И для ярм ситуация еще усложняется наличием аксиальных вентиляционных каналов (АВК), т.к. учет их реальной структуры методами теории магнитных цепей не представляется возможным. Еще одной условностью применения этих методов является то, что расчеты магнитного поля (МП) и ММП проводятся только в режиме холостого хода (ХХ), тогда как интерес представляет режим нагрузки (РН), в котором и происходит основная работа ЭМ.

Уточнить ММП можно учетом неравномерного распределения МП и проведением его расчетов непосредственно в РН. И для этого уже есть условия – высокопроизводительные компьютеры и программное обеспечение для численных расчетов МП. Такие расчеты достаточно точно отображают реальную геометрию ЭМ и нелинейные магнитные свойства ферромагнитных сердечников.

Формула (1) пренебрегает сложной зависимостью изменения МИ во времени, которая в реальности не является гармонической ни в машинах постоянного [4], ни в машинах переменного [6]

тока. Новым же в данной статье является существенное уточнение: амплитуда берется не одна, да и то – весьма условная для целого участка магнитопровода, а используется реалистичное распределение амплитуд МИ по таким участкам.

Обзорный анализ источников, касающихся исследований ММП.

Несмотря, казалось бы, на устоявшиеся теорию и практику, предпринимаются новые исследования магнитных потерь в ферромагнитных материалах, а также в электротехнических устройствах с их использованием, что важно в современных условиях энергосберегающих технологий.

Так, например, в [8, 11] и других работах рассматривается общая методология анализа и расчетов ММП в электротехнических сталях, мягких и аморфных магнитных сплавах и соединениях. Исследования ММП часто посвящены конкретным ЭМ разных типов [7, 10, 12–16]. Актуальность изучения ММП в ЭМ связана с использованием постоянных магнитов (ПМ), новых магнитных материалов, повышенных частот, новых конструкций и др. Например, в [13] рассматривается синхронная машина с ПМ, в [16] – такая же, но еще и высокоскоростная, а в [7] – синхронный ветроэлектрический генератор, в [10] – высокочастотный двигатель с ПМ, а в [14] – еще и с аморфным сердечником статора, в [12] – ЭМ с весьма широким частотным диапазоном, в [15] рассматривается ММП в комплексе с тепловыми процессами в ЭМ с ПМ. И это далеко не полный перечень изученных публикаций. Но среди них не встретилось расчетных исследований магнитных потерь в таких сложных условиях, как, например, в сердечниках с АВК.

Спецификой представленных и многих других работ является то, что ММП определяются как аналитически, так и с использованием конечно-элементного анализа (FEA), что часто делается с экспериментальным подтверждением теоретического анализа. Численные расчеты МП выполняются преимущественно в двухмерной (2-d) [7, 10, 13–15], а иногда – и в трехмерной (3-d) [10] постановке.

Направлением исследований ММП является усовершенствование аналитических методов их расчета, детализация и подразделение эмпирических формул на гистерезисную, вихретоковую и добавочную составляющие. Расчеты ведутся как в статике – с получением координатных функций МИ, так и в динамике – с получением временных функций МИ и использованием либо только максимальных значений МИ, либо с выполнением гармонического анализа этих функций. Для исследования ММП в ЭМ применяются режимы ХХ, нагрузки и специальные.

Новизной исследований является рассмотрение двойственного характера процесса намагничивания стальных сердечников: как одноосевого гармонического, так и с вращением МП, использование петли ортогональных составляющих МИ, применение для анализа ММП теории Бертоцци (Bertotti) [12], оперирующей с временной моделью при синусоидальных и несинусоидальных изменениях МИ. Рассматривается еще изменение в широком диапазоне МИ и частоты намагничивания, учитываются анизотропия свойств стальных листов и направление их намагничивания [8].

Целью данной работы является усовершенствование метода и представление сопутствующих ему приемов и результатов численно-полевого анализа мощности магнитных потерь в ЭМ со сложной конфигурацией сечений их сердечников, в том числе – при наличии в них АВК.

Это усовершенствование достаточно универсально, но для конкретизации расчетного сопровождения оно представляется на примере двигателя постоянного тока (ДПТ). Такие двигатели производятся серийно в Харькове и имеют устойчивый спрос у потребителей для ряда специализированных электроприводов. Конкретный ДПТ выбран ввиду наличия подробных его проектно-конструкторских и экспериментальных данных. Расчетная модель ДПТ представлена на рис. 1 поперечным сечением его электромагнитной системы.

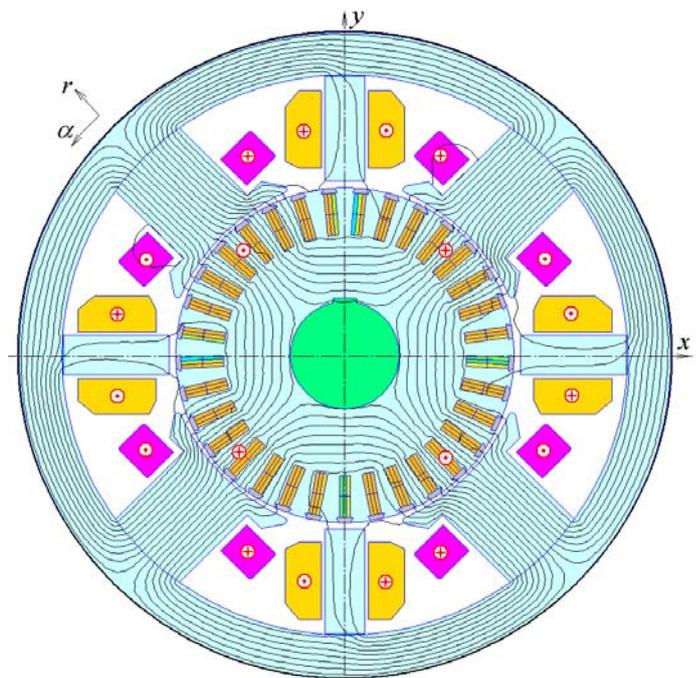


Рис. 1

Объект исследования. Выбранный ДПТ имеет мощность 60 кВт и рассчитан на номинальное напряжение $U_N = 340$ В и ток $I_N = 197$ А. Он является четырехполюсным и имеет последовательное возбуждение. Наружные радиусы его сердечника якоря (ротора) и станины составляют 0,101 и 0,195 м, активная длина $l_a = 0,23$ м. Воздушный зазор под сердечником главного полюса сделан эксцентричным [4] с минимумом 1,9 мм под его серединой. Волновая двухслойная обмотка якоря состоит из 198 активных проводников, обмотки возбуждения и добавочных полюсов, имеющих по 15 витков на полюс. Сердечник якоря выполнен из электротехнической стали марки 2212, толщина листов 0,5 мм, коэффициент заполнения $K_{Fe} = 0,97$, остальные сердечники – из стали Ст3, вал – Ст45.

Основы расчета магнитных полей и электромагнитных параметров ДПТ. Основой представляемого исследования являются численные расчеты МП методом конечных элементов (МКЭ) по программе FEMM [9] с управлением ею созданным скриптом Lua [3]. При этом применено обязательное для ДПТ усовершенствование – учет разных аксиальных длин сердечников [4, 5]. Кроме того, токи в секциях обмотки якоря в зоне коммутации распределяются посредством задания ее прямолинейного характера. А возможные дополнительные пульсации токов вследствие коммутационных процессов не учитываются. В остальном расчету магнитных полей сопутствуют традиционные допущения, принимаемые при их численных расчетах МКЭ в условиях ЭМ.

В поперечном сечении электромагнитной системы ДПТ (рис. 1) двухмерное МП описывается общеизвестным дифференциальным уравнением

$$\operatorname{rot} \left[\frac{1}{\mu} \operatorname{rot} (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (2)$$

где A_z, J_z – аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока; \vec{k} – орт по аксиальной оси z ; μ – абсолютная магнитная проницаемость, которая для ферромагнитных сердечников в процессе расчета МП определяется по их кривым намагничивания.

На внешней поверхности станины для ВМП принимается условие Дирихле: $A_z = 0$.

Одна из базовых величин МП – МИ вычисляется по распределению ВМП на основе выражения $\vec{B} = \operatorname{rot}(\vec{k} A_z)$. Тогда в прямоугольных координатах составляющие и модуль МИ

$$B_x = \frac{\partial A_z}{\partial y}; \quad B_y = -\frac{\partial A_z}{\partial x}; \quad B = \sqrt{B_x^2 + B_y^2}. \quad (3)$$

Чтобы в шихтованных сердечниках получить МИ непосредственно для стальных листов, учитывается коэффициент заполнения сердечника сталью K_{Fe} , а на разнородных по аксиальной длине участках магнитопровода – коэффициент приведения их длин к активной длине [4, 5].

Магнитный поток, пронизывающий какой-либо контур, например, на поверхности якоря ДПТ, при двухмерной структуре МП определяется достаточно просто, как и в [4], по формуле

$$\Phi_a = (A_{z,1} - A_{z,2}) l_a, \quad (4)$$

где $A_{z,1}, A_{z,2}$ – значения ВМП в двух точках поперечного сечения ДПТ, через которые проходят аксиальные боковые стороны контура; l_a – упоминавшаяся уже активная длина якоря.

После численного расчета МП через тензор магнитного натяжения Максвелла находится электромагнитный момент, действующий на якорь,

$$M_{em} = \frac{l_a}{\mu_0 (r_s - r_r) S_\delta} \int B_r B_\alpha r dS, \quad (5)$$

где B_r и B_α – радиальная и угловая составляющие МИ; r_r и r_s – радиусы окружностей, ограничивающих поперечную площадь зазора S_δ со сторон ротора и полюсов; $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная (в скрипте Lua [9] есть программная процедура, которая обеспечивает вычисление M_{em}).

Расчетные модели ДПТ и распределения магнитных полей в нем.

Чтобы прояснить проблематичность ситуации с расчетами ММП, сначала проанализируем распределение МП в сердечнике якоря ДПТ, так как это является основой таких расчетов.

Для сердечников статора ДПТ магнитные потери не рассматриваются, ведь в стационарных режимах работы магнитный поток в них является постоянным, а для минимизации пульсационных магнитных потерь в наконечниках полюсов их сердечники делаются шихтованными [1, 2].

Рассматриваемые далее расчетные модели ДПТ соответствуют рис. 1 и сохраняют его электромагнитную структуру, за исключением ярма якоря. В базовой модели реального ДПТ ярмо сердечника якоря имеет один ряд с девятью АВК круглого сечения, как это показано на рис. 1.

Для сравнительного анализа рассматриваются еще модели без АВК (рис. 2) и с двумя разными рядами каналов, а расчетный анализ проводится в РН (*load*) и ХХ (*on load*). С учетом этого приняты следующие расчетные варианты ДПТ и их обозначения: W1 (*o0*) и W2 (*l0*) – ХХ и режим номинальной нагрузки (РНН) без каналов; W3 (*o1*) и W4 (*l1*) – ХХ и РНН с одним рядом каналов; W5 (*l2*) – РНН с двумя рядами.

При ХХ рассчитывается МП от действия только обмотки возбуждения при номинальном токе. В РНН такой же ток проходит последовательно по обмотке возбуждения главных полюсов, обмотке добавочных полюсов и распределяется по двум параллельным ветвям обмотки якоря.

Картина МП для базового варианта W4 (*l1*) в РНН дана на рис. 1, и она в целом аналогична для других вариантов в этом режиме, а для режима ХХ картину поля можно посмотреть в [4]. Явные отличия в распределении МП были только в ярме якоря при разных вариантах АВК.

Исходным для представления распределения МИ является ДПТ с якорем без АВК в расчетных вариантах W1 (*o0*) и W2 (*l0*). Для них распределение МИ является наиболее простым.

На рис. 2 показано векторное поле МИ в якорю в режиме ХХ. Это поле практически неподвижно, а при вращении якоря в его локальных точках МИ, естественно, становится переменным, причем в зубцах поле пульсирует по их осям, и в ярме якоря – тоже изменяется, да еще и вращается.

На рис. 3 показано распределение модуля МИ (здесь и далее, соответственно (3), он обозначен через B) по двум радиальным линиям, начинающимся в центре якоря. Графики 1 соответствуют линии, проходящей по зубцу якоря и оси верхнего на рис. 1 сердечника добавочного полюса, 2 – через зубец якоря, ближайший к оси верхнего левого главного полюса. Видно, что отличия МИ в ярме и зубцах для случаев ХХ (*o*) и РНН (*l*) являются не принципиальными, это же касается и наибольших значений МИ, которые важны для расчета ММП.

А вот по высоте зубца в обоих режимах модуль МИ изменяется значительно, поэтому использование при определении ММП по (1) одного значения МИ B_m , определенного методами теории магнитной цепи лишь на его середине, является весьма серьезным допущением, и расчет на этой основе может дать адекватные результаты лишь случайно.

В ярме якоря на линии 1 распределение модуля МИ довольно равномерное и в среднем соответствует тому значению, которое входит в формулу (1) согласно [1, 2]. Однако при повороте якоря на половину полюсного деления на той же линии ярма получится распределение модуля МИ, отмеченное цифрой 2. Но на участках ярма для расчета ММП важны максимальные значения модуля МИ, которые надо выбрать из распределений 1 и 2 и других промежуточных позиций в ярме. Поэтому использование в ярме только распределений МИ, показанных кривыми линиями 1, что соответствует [1, 2], является слишком серьезным допущением.

На рис. 4 показано распределение модуля МИ по полюсным делениям τ_p на линиях окружности: 1 – на среднем уровне зубцово-пазового слоя и 2 – на среднем уровне ярма якоря. При вращении якоря все зубцы и участки ярма последовательно

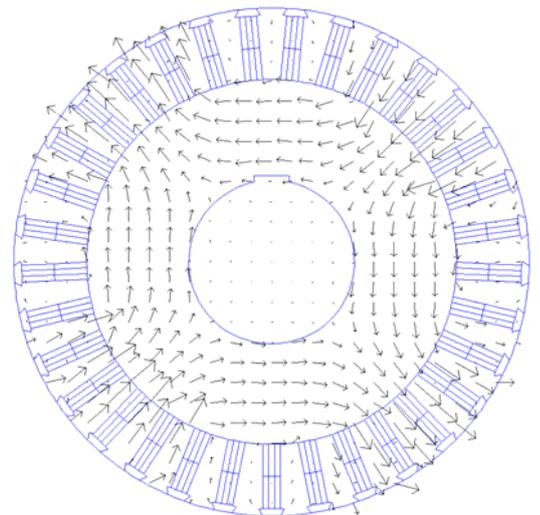


Рис. 2

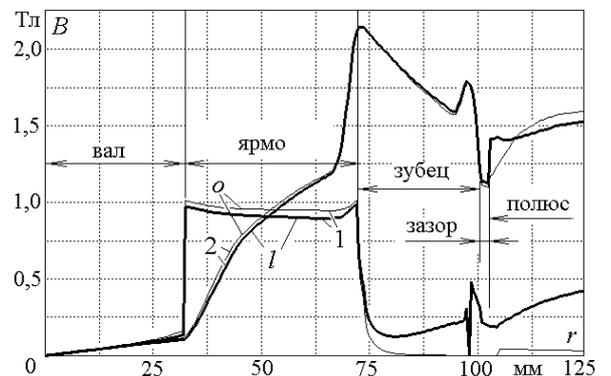


Рис. 3

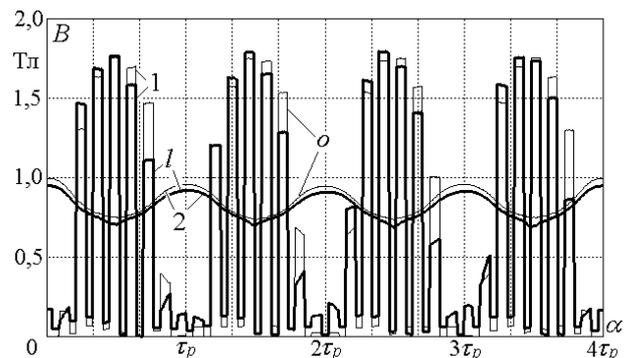


Рис. 4

проходят по этим распределениям на указанных уровнях (на других уровнях характер распределений является аналогичным, но значения отличаются, что показано на рис. 5 для трех равномерно расположенных уровней в ярме: 2 – 4 – с увеличением радиуса). В зубцах для расчета ММП следует принимать наибольшее из всех значений МИ, а не среднее под наконечником главного полюса, как в [1, 2]. В ярме якоря по традиционной методике на кривых 2 на рис. 4 фактически принимают нижние экстремумы, соответствующие кривой 1 на рис. 3, тогда как надо принимать верхние экстремумы на кривой 2.

Для варианта W4 (11) с одним рядом АВК распределение модуля МИ по зубцам примерно соответствует тому, что показано на рис. 4. А вот в ярме распределение существенно усложняется. Это видно из картины МП в РНН на рис. 1, и, особенно, по распределению модуля МИ в ярме якоря, показанному на рис. 6 на трех радиальных уровнях: 2 – между валом и каналами; 3 – на среднем уровне каналов; 4 – между каналами и основанием зубцов.

Тут классическое допущение о каком-то равномерно-усредненном значении МИ выглядит неправомерным. Еще в большей степени это касается ярма якоря с двумя и более рядами АВК.

Все рассмотренное и сделало **актуальным** создание метода расчета ММП на основе реалистичных распределений МИ в зубцах и, особенно, в ярме сердечника якоря.

Заметим, что на рисунках представляются модули МИ, и они, по определению, не имеют знака. Но, как видно на примере рис. 2, в процессе вращения якоря на участках магнитопровода при его повороте на полюсное деление направления векторов МИ меняются на противоположные. Поэтому можно считать, что выявленному максимуму модуля МИ соответствует как положительный максимум МИ, так и отрицательный максимум, что естественно для изменения МИ по петлям гистерезиса.

Принятые варианты расчета магнитной индукции для последующего сравнения ММП.

После численного расчета МП максимум МИ, необходимый для расчета ММП (1), определялся в двух вариантах для последующего их сравнения.

1. Подобно классическому подходу в системе проектирования [1, 2], но с численно-полевым уточнением. А именно, берется среднее значение модуля МИ B_{mid} : в зубцах – по их ширине на середине их высоты, в ярме – в его продольном сечении (отметим, что при наличии АВК площадь продольного сечения ярма определялась с вычетом из его высоты трети диаметра каналов каждого ряда, как рекомендуется в [1]). Априори предполагается, что МКЭ обеспечивает более точные значения МИ по сравнению с методами, основанными на теории магнитной цепи: в первом случае поперечное сечение ДПТ разбивается на десятки тысяч треугольных конечных элементов, во втором – лишь на несколько прямоугольных однородных участков. И в дополнение к этому проводится выбор максимумов обусловленных значений модуля МИ B_{mid} из всех зубцов и из множества продольных сечений ярма.

2. Усовершенствованным уточняющим методом – в соответствии с разработанной и представляемой далее методикой, а именно, по среднеквадратичному значению максимумов модуля МИ из множества миниэлементов, распределенных по поперечному сечению зубца или выделяемого сектора ярма.

Обосновывая новизну этого метода расчета, отметим следующее. Известно, что в программных средствах, в том числе и в программе FEMM, есть опция вычисления интеграла от найденного распределения, например, МИ по площади выделяемой области. Но для расчета ММП это не подходит. Оригинальный и необходимый подход заключается в том, что сначала для всех выделенных миниэлементов площади и в ярме сердечника, и в зубцовой зоне якоря находят максимальные значения модуля магнитной индукции, которые в этих элементах будут достигаться в процессе вращения якоря, затем – среднеквадратичные значения максимумов модуля МИ в пределах этих площадей, а не просто распределения значений модуля МИ, которые находятся выборкой значений модуля МИ из множества однопозиционных – родственных «миниэлементов».

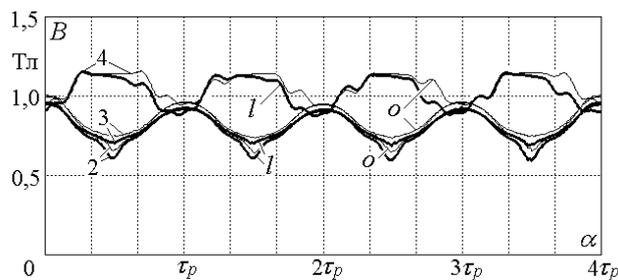


Рис. 5

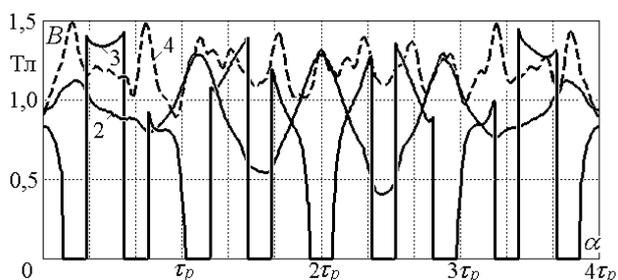


Рис. 6

Метод уточненного расчета ММП в сердечнике якоря на основе распределения максимумов значений модуля магнитной индукции.

Этот метод представим сначала для **ярма якоря**, используя его вариант с двумя рядами АВК, структура которых изображена на рис. 7. А более простые варианты – с одним рядом каналов или без них – оказываются упрощенными случаями этого.

В угловом направлении в ярме сердечника якоря период повторения структуры $\alpha_v = 360/n_{va}$ (в градусах) определяется по ряду каналов с меньшим их числом n_{va} . В силу симметрии в ярме между окружностями с радиусами r_{ri} и r_{rn} выделяется сектор с угловым размером $\alpha_c = \alpha_v/2$, который расположен между двумя радиальными линиями. Первая определяется заданным углом первого канала $\alpha_{vn} = \alpha_{v1}$, тогда определена и вторая: $\alpha_{vk} = \alpha_{v1} + \alpha_c$.

Выделенный сектор разбивается на миниэлементы в виде миниатюрных кольцевых секторов с радиальным и угловым размерами $dr = (r_{rn} - r_{ri})/k_r$; $d\alpha = \alpha_c/k_a$, где k_r, k_a – задаваемые числа этих элементов по соответствующим направлениям. Один из полученных миниэлементов с номером l в зоне сектора ярма показан на рис. 7, а также на рис. 8 с более детализированными обозначениями. Центр миниэлемента имеет полярные координаты r, α и связанные с ними прямоугольные координаты $x = -r \cdot \sin \alpha$; $y = r \cdot \cos \alpha$, используемые в программе Lua.

Ввиду симметрии и периодичности, исходному миниэлементу соответствует структура из $2n_{va}$ его «родственников», которые в полном наборе показаны на рис. 7. При циклическом сплошном переборе всех прочих миниэлементов в поперечном сечении ярма якоря они могут попадать и на стальные, и на немагнитные участки. Для идентификации этого после расчета МП определяется специальной функцией Lua относительная магнитная проницаемость μ_r в рассматриваемой точке. Если $\mu_r > 1$, то миниэлемент принадлежит сердечнику, если нет, то немагнитному участку в АВК.

Для ферромагнитного участка в том же миниэлементе посредством функции Lua «извлекаются» значения координатных составляющих МИ B_x, B_y , и по (3) вычисляется модуль МИ B , а также – соответственно рис. 8 – площадь текущего миниэлемента $dS = \pi r dr da / 180$.

Значение B пересчитывается, как уже было отмечено, непосредственно для стальных листов с учетом коэффициента заполнения сердечника якоря K_{Fer} , а именно $B = B / K_{Fer}$.

Для семейства из $2n_{va}$ родственных миниэлементов, представленного на рис. 7, их перебором в соответствующем цикле ищется максимальное значение модуля МИ B_m . Угловые координаты таких миниэлементов соответствуют формуле $\alpha_k = \alpha + \alpha_c(k-1)$, причем от $k = 2$ до n_{va} угол α берется по базовому миниэлементу, находящемуся в главном секторе (эта часть миниэлементов на рис. 7 затемнена), а для их двойников (незатемненных) при k от $n_{va}+1$ до $2n_{va}$ проводится переход на новое значение α по условию: если $k = n_{va}$, то $\alpha = 2\alpha_{vn} - \alpha$.

Для выделенного в ярме на рис. 7 сектора с угловой шириной α_c аналогичные действия проводятся для всего множества миниэлементов, перебираемых двойным циклом: j от 1 до k_r и i от 1 до k_a . Полярные координаты таких миниэлементов вычисляются по формулам

$$r = r_{ri} + (j-0,5)dr \text{ и } \alpha = \alpha_{vn} + (i-0,5)d\alpha. \quad (6)$$

При этом для миниэлементов стальных участков последовательно суммируются квадратичные максимальные значения модуля МИ с учетом площадей миниэлементов (это, по сути, численное интегрирование по площади), начиная с $B_{m2s} = 0$, а именно:

$$B_{m2s} = B_{m2s} + B_m^2 dS. \quad (7)$$

Это же делается для последующих контроля и сравнений и для максимумов модуля МИ, начиная с $B_{ms} = 0$ с накоплением суммы $B_{ms} = B_{ms} + B_m dS$.

Накапливается и суммарная площадь миниэлементов $S_{Fe} = S_{Fe} + dS$, начиная с $S_{Fe} = 0$.

После завершения перебора миниэлементов в выделенном главном секторе ярма вычисляется среднеквадратичное значение максимумов модуля МИ $B_{mav2} = B_{m2s} / S_{Fe}$, а также среднее значение просто максимумов модуля МИ $B_{mav} = B_{ms} / S_{Fe}$.

Именно значение B_{mav2} и используется в формуле (1) вместо B_m для вычисления ММП.

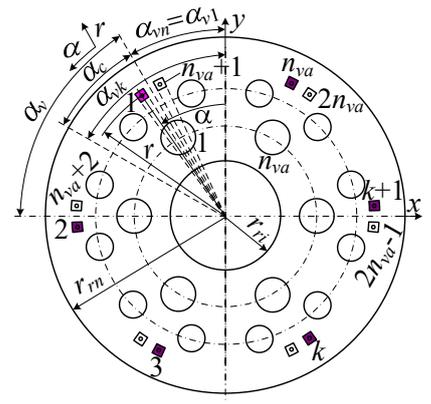


Рис. 7

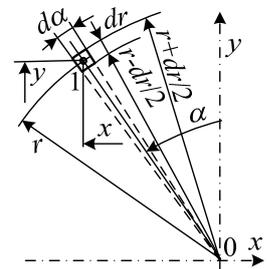


Рис. 8

Вычисляется также необходимая для (1) масса ярма сердечника якоря

$$m_{Fey} = K_{Fer} S_{Fey} l_r \gamma_{Fe}, \quad (8)$$

где $S_{Fey} = 2 n_{va} S_{Fe}$ – суммарная площадь в поперечном сечении ярма якоря по стали; l_r – длина сердечника якоря; γ_{Fe} – удельная масса его стали.

Отметим, что чем больше количество миниэлементов, тем более точно будет выделена ферромагнитная часть сердечника якоря на его поперечном сечении. Эти миниэлементы фактически как «мозаика» отображают форму стальной части ярма.

Формирование расчетных физико-геометрических моделей ДПТ для программы FEMM, организация расчета его магнитного поля, а также вся последующая вычислительная работа по «извлечению» целого ряда электромагнитных параметров и ММП выполняется созданным скриптом Lua.

Для зубцов сердечника якоря в уточненном расчете ММП используется в целом тот же подход на основе среднеквадратичных значений максимумов модуля МИ, который уже рассмотрен для их расчета в ярме якоря. Соответствующая расчетная модель зубцово-пазовой структуры якоря показана на рис. 9.

Учитывая схожесть методов определения МИ для ярма и зубцов, для последних суть представим без подробных пояснений.

По условиям периодичности в зубцово-пазовой зоне сердечника между окружностями с радиусами r_{rn} и r_{re} выделяется сектор, охватывающий зубцовое деление с угловым размером $\tau_r = 360/Q_a$, где Q_a – число зубцов якоря. Этот сектор ограничен двумя радиальными линиями с начальной α_n и конечной α_k угловыми координатами. Первая задается посередине любого паза, тогда определена и вторая $\alpha_k = \alpha_n + \tau_r$.

Выделенный сектор разбивается на миниэлементы того же типа, что и на рис. 8. Пример одного миниэлемента показан и на рис. 9 в пределах базового зубцового деления τ_r . А также далее на других полюсных делениях даны еще несколько родственных ему миниэлементов.

По координатам миниэлементов, формулы которых подобны (6), определяется их магнитная проницаемость, и далее обрабатываются только миниэлементы на стальных участках зубцовой зоны. А именно, определяются координатные составляющие и модуль МИ B , входящие в (3), площадь текущего миниэлемента dS , значение B пересчитывается непосредственно для стальных листов с учетом коэффициента заполнения сердечника якоря.

Такие же вычисления МИ проводятся для всего семейства родственных миниэлементов, пример которых уже частично представлялся на рис. 9. Их число соответствует числу зубцов Q_a , и перебором этих миниэлементов выбирается для них максимальное значение модуля МИ B_m .

Для сектора на зубцовом делении аналогичные действия проводятся для всего множества миниэлементов, перебираемых двойным циклом по радиусу r и углу α – аналогично (6). И все квадратичные максимальные значения модуля МИ B_m^2 для ферромагнитных участков суммируются с учетом площадей миниэлементов с получением интегрального значения B_{m2s} (7). Находится и среднеквадратичное значение максимумов МИ B_{mav2} , которое и используется для вычисления ММП по формуле (1) вместо B_m . Определяются также среднее значение максимумов МИ B_{mav} , суммарная площадь всех зубцов S_{Fer} и, аналогично (8), масса их стали m_{Fer} .

Основание для сравнительного расчетного анализа мощности магнитных потерь. Отправным пунктом расчетного анализа ММП стали экспериментальные данные по ДПТ с базовой структурой АВК в якоря, показанной на рис. 1. Из данных, полученных в РН при разных токах и во вспомогательных режимах, стандартным методом разделения мощности потерь выделена ММП $P_{mag} = 1000$ Вт. Она соответствует фактическим данным испытаний ДПТ при номинальных напряжении и токе, а частота вращения якоря составляет $n_r = 2900$ об/мин.

Режим испытаний соответствовал обусловленному выше расчетному варианту W4 (I1). Для него был проведен расчет МП в ДПТ (картина поля есть на рис. 1, а некоторые распределения МИ приведены выше на рисунках). По предложенному и уже рассмотренному уточненному методу в зубцах и ярме якоря были определены среднеквадратичные значения модуля МИ, и по формуле (1) на

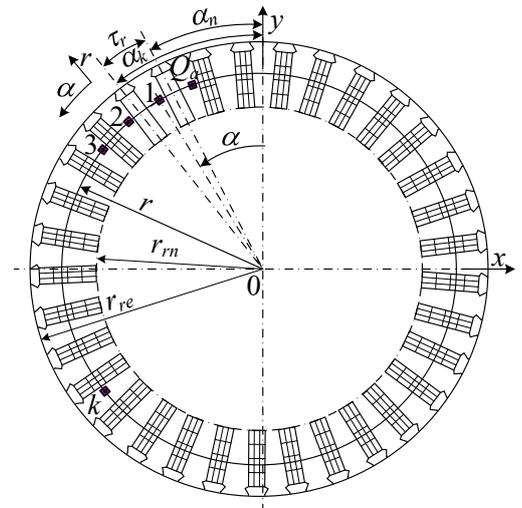


Рис. 9

этой основе рассчитаны ММП. Для этого были приняты рекомендованные в [1] значения коэффициента $K_{mag} = 2,3$ и показателя степени $\beta = 1,3$, что дало в итоге суммарные ММП в якоре $P_{mag} = 1144$ Вт. Заметим, что есть рекомендации по значениям K_{mag} и β , значительно отличающимся от указанных.

Учитывая, что среднеквадратичное значение МИ по разработанной методике определено без сколько-нибудь существенных упрощений расчетной модели ДПТ, предположили, что различие экспериментальных и расчетных значений ММП связано с неадекватностью коэффициента K_{mag} , который базировался на весьма давних испытаниях МПТ – еще до того, когда выходили только первые издания [1, 2]. За прошедшие десятилетия технология изготовления ЭМ совершенствовалась, и уже рекомендованное значение K_{mag} следует пересмотреть. Поэтому было найдено значение коэффициента K_{mag} , которое составило 2,03 и точно выводило расчетные ММП на экспериментальные данные.

Из этого, конечно же, не следует делать далеко идущие выводы и рекомендации. Важным является то, что последующий расчетный анализ здесь опирается на вполне адекватные значения K_{mag} и β , которые далее сохраняются. Использовались также одни и те же указанные ранее значения частоты вращения и номинальных напряжения и тока обмоток. При этом частота перемагничивания якоря в соответствии с формулой $f_a = p n_r / 60$ составляет 96,7 Гц, где $p = 2$ – число пар полюсов. Все перечисленное дает основание для сравнения результатов разных вариантов расчетов.

Сравнительный анализ мощности магнитных потерь в разных расчетных вариантах сердечника якоря ДПТ. Были рассмотрены расчетные варианты ярма якоря и режимов ДПТ W1 (o0), W2 (l0), W3 (o1), W4 (l1) и W5 (l2), а также методы расчета ММП в якоре: классический и уточненный, которые уже приведены выше по тексту. Далее в таблицах, где сравниваются результаты расчетов электромагнитных параметров и ММП, обозначения и названия вариантов будут фигурировать именно такие.

Сначала было проверено, насколько конечно-элементная структура влияет на результаты расчетов, и выявлено, что в зубцах и ярме ограничение максимального размера стороны треугольников в 1 мм оказывается вполне достаточным. При этом общее число конечных элементов – треугольников во всей расчетной модели ДПТ составило около 86 тысяч.

Еще до проведения анализа ММП было интересно, как изменение режима возбуждения ДПТ и структуры ярма якоря влияет на магнитные и силовые параметры ДПТ в целом. Для оценки взяли магнитный поток (4), входящий в сердечник якоря на полюсном делении τ_p , а также электромагнитный момент (5). Результаты сравнения даны в табл. 1 (здесь и далее точность подачи результатов может быть завышенной, что делается для «чистоты» вычислительных экспериментов). Происходящие изменения видны по данным этой таблицы, и они не являются критическими.

Проверено также, насколько «мозаичная» структура мини-элементов адекватно отображает зубец сердечника и сектор с АВК в ярме якоря. Данные расчетов ДПТ при разном числе миниэлементов дробления $k_r \times k_a$ зубцов и сектора ярма якоря представлены в табл. 2 для варианта W4 (l1). Заметим, что «чистая» площадь зубцов S_{Fet} составляет 89,8 см², площадь стальной части ярма $S_{Fey} = 118,2$ см².

Анализ результатов табл. 2 показывает, что параметры дробления 40×40 дают достаточно точную аппроксимацию и зубцов, и сектора ярма якоря. Это и было принято далее для всех расчетов.

В табл. 3 проводится сравнение значений разных величин МИ, а также ММП в зубцах P_{magr} ,

ярме P_{magy} и на весь сердечник якоря P_{mag} для режимов ХХ и номинальной нагрузки (РНН), при отсутствии либо наличии одного или двух рядов АВК. Отметим, что при введении этих каналов масса ярма изменялась, что соответственно (1) частично сдерживало рост ММП в противовес увеличению МИ (масса ярма без каналов составляла 22,98 кг, с одним рядом каналов – 20,63 кг, с двумя – 18,28 кг).

Таблица 1

Вариант расчета	Φ_a , мВб	M_{em} , Н·м
W1 (o0)	18,17	0,0
W2 (l0)	17,34	212,3
W3 (o1)	18,15	0,0
W4 (l1)	17,32	212,2
W5 (l2)	17,14	209,7

Таблица 2

Вариант $k_r \times k_a$	Данные для зубцов				Данные для ярма			
	S_{Fets} , см ²	m_{Fets} , кг	B_{mav} , Тл	B_{mav2} , Тл ²	S_{Fey} , см ²	m_{Fey} , кг	B_{mav} , Тл	B_{mav2} , Тл ²
10×10	82,7	14,38	1,83	3,39	120,3	20,94	1,40	2,00
20×20	95,1	16,54	1,84	3,43	118,9	20,69	1,42	2,05
40×40	89,7	15,60	1,84	3,41	118,5	20,63	1,42	2,04
80×80	90,7	15,79	1,84	3,41	118,7	20,65	1,42	2,04

Среди прочих результатов в табл. 3 выделим то, что при классическом методе расчета значения МИ и, как следствие – ММП в зубцах и, особенно, в ярме оказались заниженными по сравнению с уточненным расчетом. Так, в базовом расчетном варианте W4 (I1) это в сумме дало занижение, составляющее 12,5%, что произошло в основном из-за ярма, где занижение составило 30%.

Таблица 3

Вариант расчета	Методы расчета в зубцах					Методы расчета в ярме					Суммарно на ярме	
	Уточненный			Классический		Уточненный			Классический		Уточненный	Классический
	B_{mav} , Тл	B_{mav2} , Тл ²	P_{mag1} , Вт	B_{mav} , Тл	P_{mag1} , Вт	B_{mav} , Тл	B_{mav2} , Тл ²	P_{mag1} , Вт	B_{mav} , Тл	P_{mag1} , Вт	P_{mag} , Вт	P_{mag} , Вт
W1 (o0)	1,80	3,28	538	1,75	503	1,17	1,43	346	0,97	225	883	768
W2 (I0)	1,84	3,41	559	1,79	526	1,14	1,39	334	0,95	215	893	781
W3 (o1)	1,80	3,28	537	1,75	503	1,46	2,15	465	1,21	316	1002	859
W4 (I1)	1,84	3,41	559	1,79	525	1,42	2,04	442	1,19	308	1000	875
W5 (I2)	1,83	3,37	551	1,78	518	1,67	2,83	543	1,38	364	1094	922

Естественным является увеличение суммарного ММП с увеличением числа АВК в ярме сердечника якоря: введение одного ряда каналов повысило ММП на 11,7%, двух рядов – на 20,1%.

Различие по ММП для режимов ХХ и номинальной нагрузки хотя и есть, но они не принципиальные – здесь при переходе от ХХ к РНН действуют два противовеса: с одной стороны – усложняется структура магнитного поля, с другой – уменьшается магнитный поток (табл. 1).

Выводы.

1. Предложенный метод расчета ММП построен на численно-полевым расчете распределений магнитной индукции и содержит усовершенствование, заключающееся в последующем выделении среднеквадратичного значения максимумов ее модуля. Это дает основу для уточнения результатов расчета по сравнению с классическим методом определения этих же величин в сердечниках ЭМ со сложной структурой. Так, в тестовом варианте ДПТ различие ММП между классическим и уточненным методами составило 12,5%.

2. Сравнительный анализ для конкретного ДПТ, взятого в качестве объекта для демонстрации уточненного метода расчета ММП, показал, что при переходе от холостого хода к режиму номинальной нагрузки магнитный поток в ярме уменьшился на 4,6%, но при этом ММП в его зубцах увеличились на 4%, а в ярме наоборот – уменьшились на 5%; введение в ярмо одного ряда АВК повысило ММП на 11,7%, двух рядов – на 20,1%.

3. Предложенный метод расчета ММП является универсальным с точки зрения различных геометрических форм зубцово-пазовой структуры и ярма сердечника якоря, так как не требует упрощений геометрии расчетных моделей этих частей конструкции. Этот метод рассмотрен на примере ДПТ, но может в той же постановке использоваться и для расчета мощности магнитных потерь и в электрических машинах других типов, например, синхронных и асинхронных.

1. Гольдберг О.Д., Гуринов Я.С., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. М.: Высш. шк., 2001. 430 с.

2. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. Проектирование электрических машин. М.: Юрайт, 2011. 767 с.

3. Міліх В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 74-78.

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>

4. Милых В.И., Дзенис С.Е. Численно-полевым анализ эффективности эксцентриситета зазора под главными полюсами в двигателе постоянного тока с последовательным возбуждением. *Вісник НТУ ХПІ. Серія Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. 2018. № 5(1281). С. 4-13.

5. Милых В.И., Поляков И.В., Полякова Н.В., Штангеев Е.И. Расчетно-экспериментальное тестирование программы FEMM и преодоление проблем её использования для расчета магнитного поля электрических машин. *Електротехніка і електромеханіка*. 2004. № 3. С. 38-43.

6. Милых В.И., Шилкова Л.В. Численно-полевым анализ магнитного поля трехфазного асинхронного двигателя в статике и динамике. *Вісник НТУ ХПІ. Серія Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. 2016. № 11 (1183). С. 80-87.

7. Asef P., Bargallo R. and Laphorn A. Iron Loss Prediction Using Modified IEM-Formula during the Field Weakening for Permanent Magnet Synchronous Machines. *Machines* (Open Access Journal of Engineering). 2017. Vol. 5. No 4. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines5040030>
8. Banach A., Mazgaj W. Specific power loss of typical dynamo steel sheets. *Technical Transactions*. 2015. Vol. 1-E(8). Pp. 291-299. DOI: <https://doi.org/10.4467/2353737XCT.15.050.3850>
9. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. URL: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions/> (accessed 15.06.2017).
10. Gonzalez A., Millinger J., Soulard J. Magnet losses in inverter-fed two-pole PM machines. *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 4-7 Sept. 2016, Lausanne, Switzerland. Pp. 1854-1860. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732776>
11. Ismagilov F. R., Vavilov V. E., Bekuzin V. I. and Ayguzina V. V. Determination of Specific Losses in Stator Core of Electromechanical Energy Converter. *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*, Saint-Petersburg Mining University, Saint-Petersburg, Russian Federation. 23-24 March 2017. Vol. 87. Pp. 1-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/87/3/032011>
12. Kowal D., Sergeant P., Dupré L. and Vandenbossche L. Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines With Different Frequency Domain and Time Domain Methods for Excess Loss Prediction. *IEEE Transactions on Magnetics*. Jan. 2015. Vol. 51. No 1. Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2338836>
13. Leivsdottir V. Investigation of Loss Calculation Methods for PMSMs and Implementation of Loss Functionality on a Developed FEM Model. Master thesis. *NTNU*. 2016. Pp. 1-14. URL: <http://hdl.handle.net/11250/2433742>
14. Okamoto S., Denis N., Kato Y., Ieki M. and Fujisaki K. Core Loss Reduction of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Amorphous Stator Core. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 3. Pp. 2261-2268. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2532279>
15. Wrobel R., Mellor P. H., Popescu M. and Staton D. A. Power Loss Analysis in Thermal Design of Permanent Magnet Machines: A Review. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 2. Pp. 1359-1368. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2489599>
16. Zhang Y., Cao W., McLoone S. Loss Calculation and Demagnetization Analysis for a High Speed Permanent Magnet Electrical Machine. 21st International Conf. on the *Computation of Electromagnetic Fields*, Daejeon, South Korea. 18-22 June 2017, Pp. 351-352. URL: [http://www.compumag.org/CMAG2017/\[PB-A5-1\]_22.pdf](http://www.compumag.org/CMAG2017/[PB-A5-1]_22.pdf)

УДК 621.313

ПОРІВНЯЛЬНИЙ ЧИСЕЛЬНО-ПОЛЬОВИЙ АНАЛІЗ ПОТУЖНОСТІ МАГНІТНИХ ВТРАТ У ДВИГУНІ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

В.І. Мілих¹, докт.техн.наук, С.Є. Дзеніс²

¹ - Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна,

e-mail: mvikemkpi@gmail.com

² - АТ «Електромашина»,

вул. Озерянська, 106, Харків, 61016, Україна,

e-mail: sergii.dzenis@gmail.com

Представлено принципи і тестові результати чисельно-польового розрахунку потужності магнітних втрат (ПМВ) в електричних машинах. Розроблений уточнений метод засновано на пошуку максимумів значень магнітної індукції в безлічі мініелементів у зубцях і ярмі осердя якоря, що досягаються у процесі його обертання. За розподілом знайдених максимумів визначаються середньоквадратичні значення магнітної індукції на вказаних ділянках осердя в цілому, і за ними обчислюються ПМВ. Метод дає змогу відображати розрахункові моделі осердь будь-якої форми і практично не вимагає спрощення їхньої геометричної структури. Тестова реалізація методу виконана на прикладі двигуна постійного струму і спирається на експериментальні дані по ПМВ в ньому. Проведено порівняльний аналіз розподілів магнітної індукції та ПМВ у режимах неробочого ходу і навантаження для варіантів осердя якоря з одним і двома рядами аксіальних вентиляційних каналів і без них. Бібл. 16, табл. 3, рис. 9.

Ключові слова: двигун постійного струму, осердя якоря, зубці, ярмо, вентиляційні канали, магнітна індукція, потужність магнітних втрат, чисельно-польові розрахунки, порівняльний аналіз.

COMPARATIVE NUMERICAL-FIELD ANALYSIS OF POWER MAGNETIC LOSSES IN A DC MOTOR

V.I. Milykh¹, S.E. Dzenis²

¹ - National technical university Kharkov polytechnic institute ,

2, str. Kyrpychova, Kharkiv, Ukraine, 61002,

e-mail: mvikemkpi@gmail.com

² - JSC Electromashina,

106, str. Ozerynskaia, Kharkiv, Ukraine, 61016,

e-mail: sergii.dzenis@gmail.com

The principles and test results of the numerical-field calculation of the power magnetic losses (PML) in electric machines are presented. The elaborated refined method is based on the search for the maxima of the values of magnetic induction in a set of mini-elements in the teeth and the yoke of the armature core, achieved during its rotation. The root-mean-square

values of the magnetic induction at the indicated sections of the core as a whole are determined from the distribution of the found maxima and the PML are calculated from them. The method allows to display the calculated models of cores of any shape and practically doesn't require simplification of their geometric structure. The test implementation of the method is done on the DC motor example and relies on experimental data on the PML in it. A comparative analysis of the distributions of magnetic induction and PML is carried out in idling and load modes for armature core variants with one and two rows of axial ventilation ducts and without them. References 16, tables 3, figures 9.

Key words: DC motor, armature core, ventilation ducts, magnetic induction, magnetic power losses, numerical-field calculations, comparative analysis.

1. Goldberg O.D., Gurin Ja.S., Sviridenko I.S. Design of electrical machines. Moskva: Vysshaya shkola, 2001. 430 p. (Rus)
2. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. Design of electrical machines. Moskva: Yurait, 2011. 767 p. (Rus)
3. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 74-78. (Ukr)
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>
4. Milykh V.I., Dzenis S.E. A numerical-field analysis of the eccentricity efficiency of the gap under the main poles in a DC motor with series excitation. *Bulletin of NTU KhPI. Series Electric machines and electromechanical energy conversion*. 2018. No 5(1281). Pp. 4-13. (Rus)
5. Milykh V.I., Polyakov I.V., Polyakova N.V., Shtangeev Ye.I. Analytical-Experimental Testing of FEMM Program and Overcoming of Problems of its Application to Electrical Machine Magnetic Field Computations. *Electrical engineering & electromechanics*. 2004. No 3. Pp. 38-43. (Rus)
6. Milykh V.I., Shilkova L.V. Numerical-field analysis of the magnetic field of a three-phase induction motor in statics and dynamics. *Bulletin of NTU KhPI. Series Electric machines and electromechanical energy conversion*. 2016. No 11(1183). Pp. 80-87. (Rus)
7. Asef P., Bargallo R. and Laphorn A. Iron Loss Prediction Using Modified IEM-Formula during the Field Weakening for Permanent Magnet Synchronous Machines. *Machines* (Open Access Journal of Engineering). 2017. Vol. 5. No 4. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/machines5040030>
8. Banach A., Mazgaj W. Specific power loss of typical dynamo steel sheets. *Technical Transactions*. 2015. Vol. 1-E(8). Pp. 291-299. DOI: <https://doi.org/10.4467/2353737XCT.15.050.3850>
9. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. URL: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions/> (accessed 15.06.2017).
10. Gonzalez A., Millinger J., Soulard J. Magnet losses in inverter-fed two-pole PM machines. *XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, IEEE, 4-7 Sept. 2016, Lausanne, Switzerland. Pp. 1854-1860. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2016.7732776>
11. Ismagilov F.R., Vavilov V.E., Bekuzin V.I. and Ayguzina V.V. Determination of Specific Losses in Stator Core of Electromechanical Energy Converter. *IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science*, Saint-Petersburg Mining University, Saint-Petersburg, Russian Federation. 23-24 March 2017. Vol. 87. Pp. 1-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/87/3/032011>
12. Kowal D., Sergeant P., Dupré L. and Vandenbossche L. Comparison of Iron Loss Models for Electrical Machines With Different Frequency Domain and Time Domain Methods for Excess Loss Prediction. *IEEE Transactions on Magnetics*. Jan. 2015. Vol. 51. No 1. Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2338836>
13. Leivsdottir V. Investigation of Loss Calculation Methods for PMSMs and Implementation of Loss Functionality on a Developed FEM Model. Master thesis. *NTNU*. 2016. Pp. 1-14. URL: <http://hdl.handle.net/11250/2433742>
14. Okamoto S., Denis N., Kato Y., Ieki M. and Fujisaki K. Core Loss Reduction of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Using Amorphous Stator Core. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 3. Pp. 2261-2268. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2532279>
15. Wrobel R., Mellor P. H., Popescu M. and Staton D. A. Power Loss Analysis in Thermal Design of Permanent Magnet Machines: A Review. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 2. Pp. 1359-1368. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2489599>
16. Zhang Y., Cao W., McLoone S. Loss Calculation and Demagnetization Analysis for a High Speed Permanent Magnet Electrical Machine. 21st International Conf. on the Computation of Electromagnetic Fields, Daejeon, South Korea. 18-22 June 2017. Pp. 351-352. URL: [http://www.compumag.org/CMAG2017/\[PB-A5-1\]_22.pdf](http://www.compumag.org/CMAG2017/[PB-A5-1]_22.pdf)

Надійшла 02.08.2018
Остаточний варіант 08.01.2019