

УДК 621.313.13

МОДЕЛИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАССЕЯНИЯ В ТОРЦЕВОЙ ЗОНЕ СИНХРОННЫХ МАШИН

В.И. Полищук

Томский политехнический университет

E-mail: polischukvi@tpu.ru

Предложено при расчетах магнитных полей рассеяния в торцевой зоне синхронных машин использовать метод зеркальных отражений, введя в него коэффициенты коррекции. Разработана методика моделирования магнитного поля рассеяния в торцевой зоне синхронных машин, которая позволяет с высокой точностью рассчитывать параметры встроенных индукционных преобразователей.

Ключевые слова:

Магнитное поле, синхронная машина, математическая модель, метод зеркальных отражений.

Key words:

Magnet flux, synchronous machine, math simulation, mirror image method.

Построение новых видов защит синхронных машин (СМ) от внутренних электрических повреждений наиболее перспективно на первичных преобразователях, измеряющих магнитную несимметрию машины [1, 2]. Защиты на преобразователях магнитного поля обладают высокой чувствительностью и ввиду конструктивных особенностей СМ не реагируют на несимметрию питающей сети [3]. Проектирование значительной части таких преобразователей, например, индукционных (ИП), основано на моделировании магнитных полей в торцевой зоне машин.

Величина и форма ЭДС на выходе ИП защиты определена распределением магнитного поля в торцевой зоне СМ. Поэтому для определения параметров этой ЭДС по известным токам в статоре и роторе, в эксплуатационных и аварийных режимах работы, требуется простой и надежный метод моделирования магнитных полей в торцевой зоне СМ.

На рис. 1, а, приведена конструкция торцевой зоны синхронного генератора, а на рис. 1, б, схематично показаны основные элементы конструкции торцевой зоны СМ и их взаимное расположение [4].

Если не учитывать вентиляционные каналы — 3, воздушный зазор — 5, выступы газового канала — 11 и вентиляторный узел — 12, рис. 1, а, машину развернуть в тангенциальном направлении, то моделирование магнитных полей в такой зоне сводится к решению классической задачи о нахождении распределения магнитного поля проводника с током в бесконечном призматическом ферромагнитном канале [5].

Для моделирования магнитных полей предлагается использовать метод зеркальных отражений. Однако результаты расчета индукции магнитного поля по этому методу не удовлетворяют граничным условиям из-за несимметричности токов, в связи с этим необходима коррекция величин то-

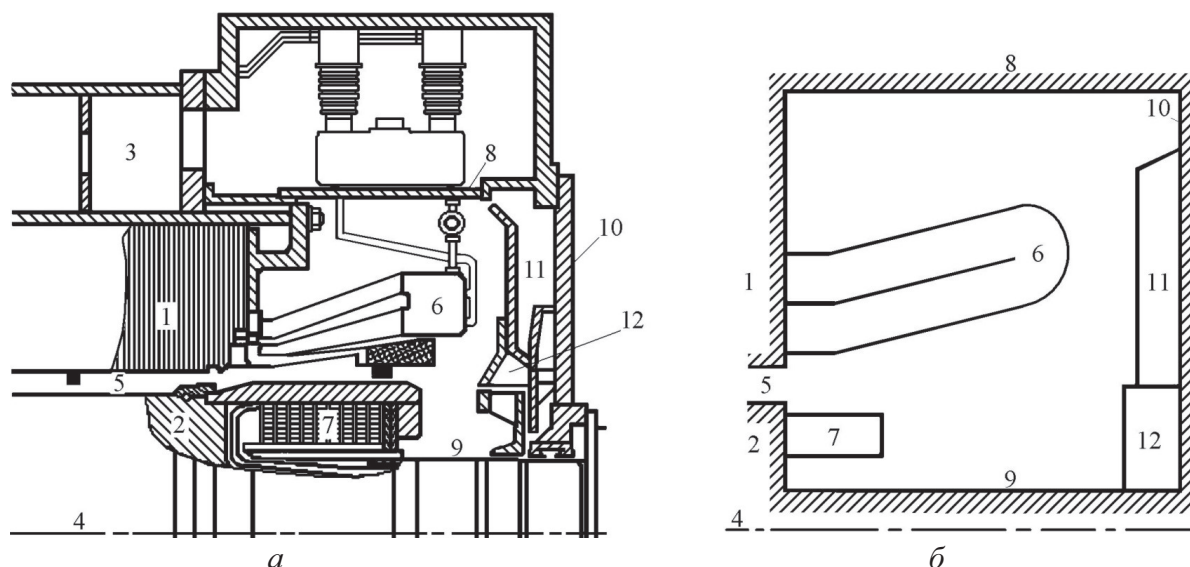


Рис. 1. Конструкция торцевой зоны турбогенератора ТБВ-500–2ЕУЗ: 1) сердечник статора; 2) сердечник ротора; 3) вентиляционные каналы; 4) ось вращения ротора; 5) воздушный зазор; 6) лобовая часть обмотки статора; 7) лобовая часть обмотки ротора; 8) кожух; 9) вал; 10) торцевой щит; 11) выступы газового канала; 12) вентиляторный узел

ков отражений как в зависимости от магнитной проницаемости стенок канала, так и от места положения расчетной точки между параллельными стенками призматического канала [6].

Расчетная схема призматического канала шириной T и высотой H приведена на рис. 2, где изображено по одному отражению в каждую сторону. Начало координат совмещено с левым нижним углом расчетной зоны.

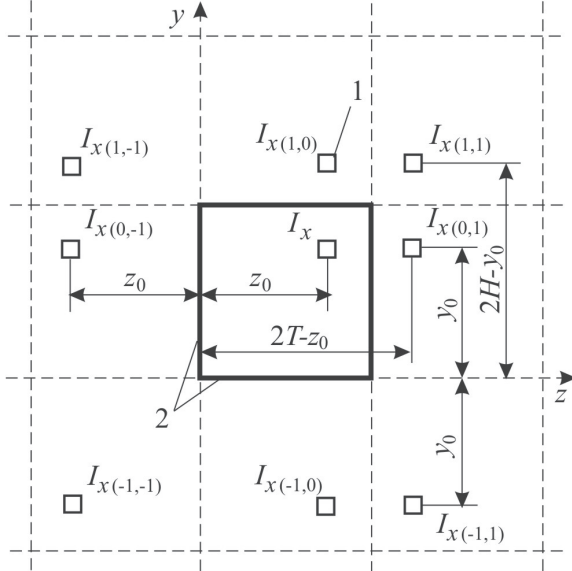


Рис. 2. Расчетная схема призматического ферромагнитного канала: 1) проводники с током; 2) ферромагнитные стенки призматического канала

Расчет поля проводника с током, расположенного между параллельными ферромагнитными поверхностями, учитывается бесконечным числом отражений [5, 6]. По закону Био–Савара–Лапласа для i,j -го отражения проводника с током $I_{x(i,j)}$ вдоль осей y и x соответственно индуция магнитного поля в плоскости, перпендикулярной проводнику, определяется выражением:

$$B_{y(i,j)} = \frac{I_{x(i,j)} \mu_0 |z - z_j|}{2\pi b_{x(i,j)}} \frac{l_x K_y}{2d_{x(i,j)}};$$

$$B_{z(i,k)} = \frac{I_{x(i,j)} \mu_0 |y - y_i|}{2\pi b_{x(i,j)}} \frac{l_x K_z}{2d_{x(i,j)}};$$

$$b_{x(i,j)} = \sqrt{(y_i - y)^2 + (z_j - z)^2}; \quad d_{x(i,k)} = \sqrt{l_x^2 + b_{x(i,j)}^2},$$

где y_i, z_j – координаты i,j -го отражения проводника; μ_0 – относительная магнитная проницаемость; y, z – координаты точки, в которой определяются аксиальная $B_{z(i,j)}$ и радиальная $B_{y(i,j)}$ составляющие индукции магнитного поля отражений; l_x – длина проводника, вдоль которого и разворачивается машина; K_y, K_z – коэффициенты коррекции; b_x – расстояние от точки расчета индукции до центра проводника; d_x – расстояние от точки расчета индукции до конца проводника.

В точке с координатами y и z радиальная и аксиальная индукция определяется как

$$B_y = \sum_i \sum_k B_{y(i,j)}; \quad B_z = \sum_i \sum_k B_{z(i,j)}.$$

Если принять, что магнитная проницаемость ферромагнитных элементов равна бесконечности, то величина тока для любого отражения

$$I_{x(i,j)} = I_x.$$

Если магнитная проницаемость не равна бесконечности, то величина тока для i,j -го отражения равна

$$I_{x(i,j)} = I_x \left(\frac{\mu_c - 1}{\mu_c + 1} \right)^{i+j}.$$

где μ_c – магнитная проницаемость ферромагнитных элементов.

При расчете B_z в областях $0 < y < y_0$ и $y_0 < y < H$ (рис. 2) коэффициент коррекции определяется как

$$K_z = \frac{y}{0,5H} \quad \text{и} \quad K_z = \frac{H - y}{0,5H}.$$

Если в системе координат ферромагнитные поверхности параллельны оси z , то для расчета составляющей индукции магнитного поля B_y в областях $0 < z < z_0$ и $z_0 < z < T$ коэффициент коррекции

$$K_y = \frac{z}{0,5T} \quad \text{и} \quad K_z = \frac{H - y}{0,5H}.$$

В реальных условиях [7] магнитная проницаемость ферромагнитных стенок в электрических машинах имеет конечную величину в пределах 40...1400, поэтому при расчете B_z в областях $0 < y < y_0$ и $y_0 < y < H$ следует применять коэффициенты коррекции:

$$K_z = \frac{y}{0,5H} (1 + K_c) - K_c \quad \text{и} \quad K_z = \frac{H - y}{0,5H} (1 + K_c) - K_c,$$

где $K_c = e^{ap}$, а $p \approx -0,00264$.

Расчет составляющей индукции магнитного поля B_y в областях $0 < z < z_0$ и $z_0 < z < T$ осуществляется с коэффициентами коррекции

$$K_y = \frac{z}{0,5T} (1 + K_c) - K_c \quad \text{и} \quad K_y = \frac{T - z}{0,5T} (1 + K_c) - K_c.$$

Теоретически число отражений может быть бесконечным. В реальном моделировании магнитных полей их число следует ограничить десятью. Дальнейшее увеличение их числа не вызывает заметного изменения величины индукции магнитного поля в расчетной точке, и следовательно, мало влияет на точность расчета.

Вышеизложенный метод разработан для проводника в бесконечном ферромагнитном канале. Для моделирования магнитного поля секции статора и катушки ротора необходима другая система расположения проводников с током. Поскольку лобовые части обмоток различны по конфигурации, то основой моделирования поля может служить пара симметричных элементов проводника с согласованным направлением токов. При моделировании

основными частями обмоток приняты виток (секция) обмотки статора и катушка обмотки ротора.

Наиболее характерна для СМ секционированная обмотка статора. Лобовую часть ее секции можно считать симметричной в плоскости xu , если допустить, что координаты y верхней и нижней ветвей равны. Тогда в расчетах ее лобовую часть представляют в виде нескольких пар элементов [8], тангенциальная составляющая токов в которых совпадает по направлению. На рис. 3, а, показана секция статора, представленная в виде четырех пар элементов.

При моделировании полей лобового рассеяния неявнополюсного ротора лобовую часть каждой из катушек представляют также в виде пары проводников с током. На рис. 3, б, показан полюс, состоящий из четырех катушек. В явнополюсных СМ полюс выполнен в виде одной катушки и заменяется одной парой проводников.

Для моделирования магнитного поля пары симметричных элементов с током I_x используется расчетная схема, рис. 4.

Если тангенциальная составляющая токов пары симметричных проводников совпадает по направлению, то радиальная и аксиальная составляю-

щие индукции магнитного поля i,j -го отражения с учетом [6] вычисляются по формулам:

$$B_{y(i,j)} = \frac{I_{x(i,j)} \mu_0}{4\pi b_{1(i,j)}} \times \left(\frac{r_1}{d_{1(i,j)}} - \frac{r_2}{d_{2(i,j)}} + \frac{r_3}{d_{3(i,j)}} - \frac{r_4}{d_{4(i,j)}} \right) \frac{z_j K_y}{b_{1(i,j)}};$$

$$B_{z(i,j)} = \frac{I_{x(i,j)} \mu_0}{4\pi b_{1(i,j)}} \times \left(\frac{r_1}{d_{1(i,j)}} - \frac{r_2}{d_{2(i,j)}} + \frac{r_3}{d_{3(i,j)}} - \frac{r_4}{d_{4(i,j)}} \right) \frac{y_j K_z}{b_{1(i,j)}},$$

где

$$b_{1(i,j)} = \sqrt{(y_i - y)^2 + (z_i - z)^2}; \quad d_{1(i,j)} = \sqrt{r_1^2 + b_{1(i,j)}^2};$$

$$d_{2(i,j)} = \sqrt{r_2^2 + b_{1(i,j)}^2}; \quad r_1 = x_0 + \frac{l_x}{2} + x;$$

$$d_{3(i,j)} = \sqrt{r_3^2 + b_{1(i,j)}^2}; \quad d_{4(i,j)} = \sqrt{r_4^2 + b_{1(i,j)}^2};$$

$$r_2 = x_0 - \frac{l_x}{2} + x; \quad r_3 = x_0 + \frac{l_x}{2} - x; \quad r_4 = x_0 - \frac{l_x}{2} - x.$$

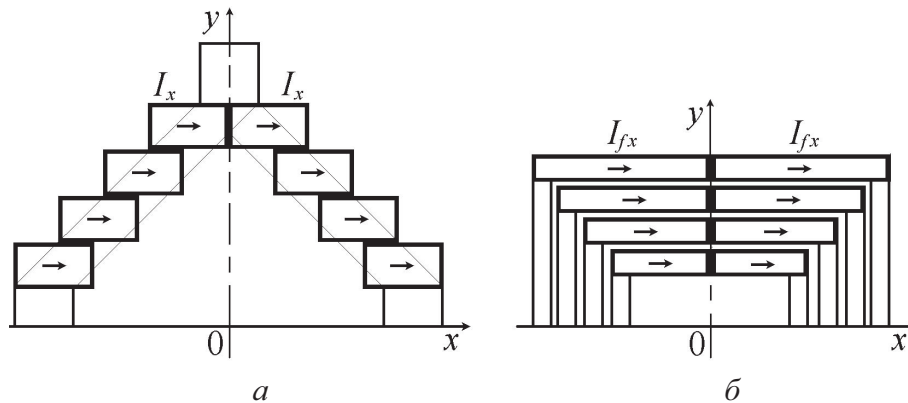


Рис. 3. Представление лобовой части секции статора и неявнополюсного ротора парами элементов (выделены утолщенной линией), а также направление аксиальной составляющей токов в них

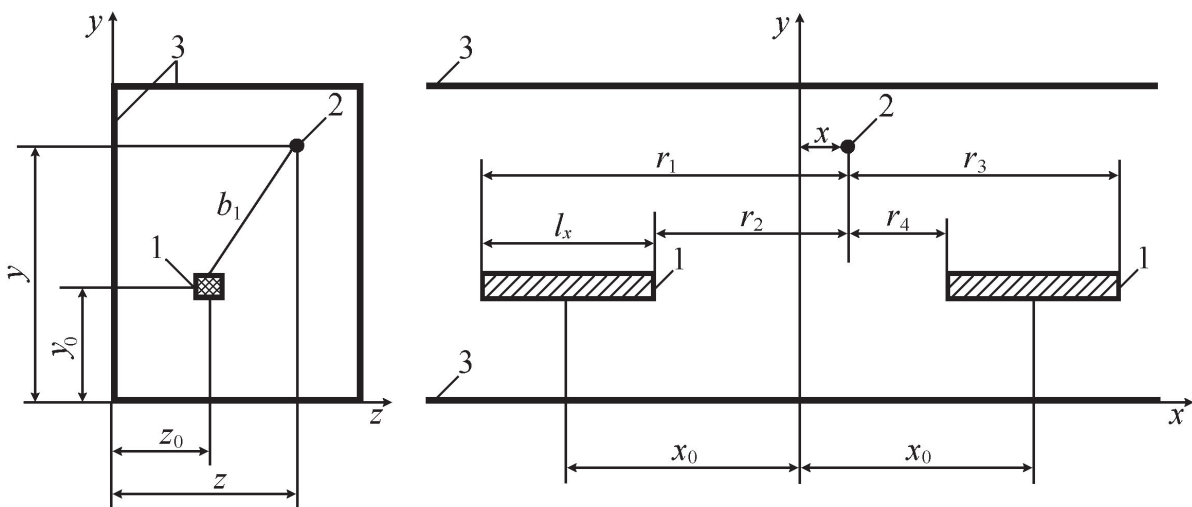


Рис. 4. Расчетная схема призматического канала с парой симметричных проводников: 1) проводники; 2) точка расчета; 3) ферромагнитные стенки

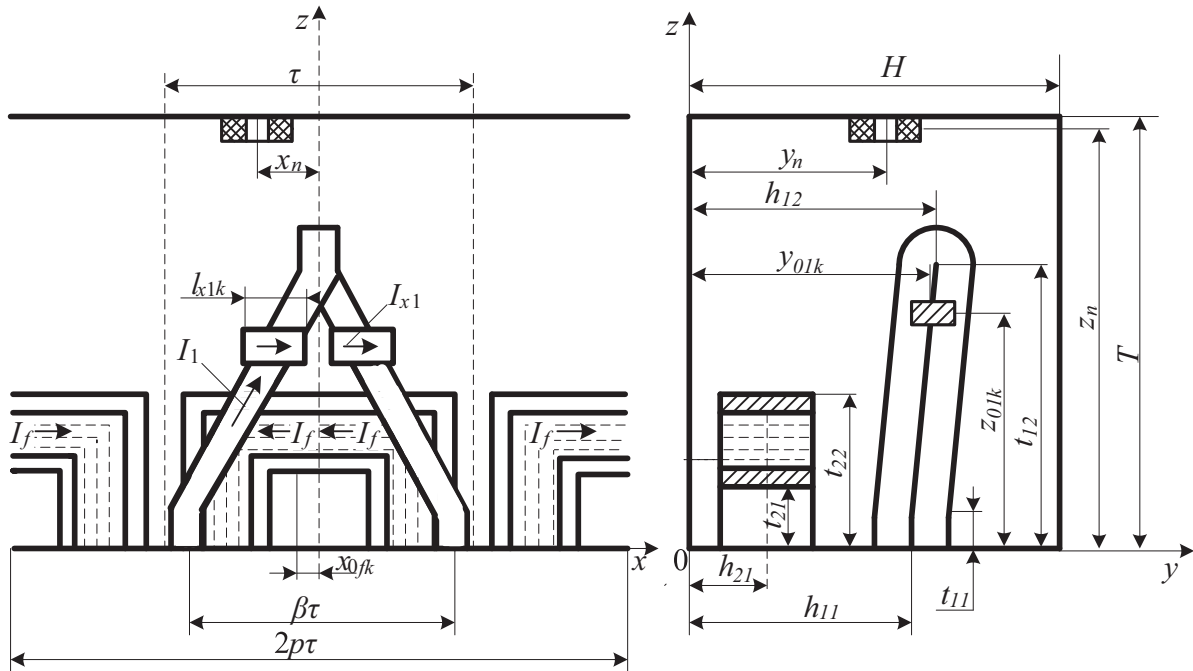


Рис. 5. Схема для расчета полей секции статора и полюса ротора

Моделирование магнитного поля лобового рассеяния обмоток СМ в эксплуатационных режимах работы осуществляется [9] разделением процесса на два этапа. Первоначально моделируется магнитное поле одного витка секции статора и катушки обмотки ротора с током $I_{st}=1$ А. Размеры проводника должны соответствовать размерам секции статора (катушки обмотки ротора) СМ в изоляции.

В расчетах считают секцию статора симметричной в плоскости xy . В ней выделяют только отогнутую часть, так как именно она несет тангенциальную составляющую тока. При расчете магнитного поля ось симметрии лобовой части витка секции совмещается с началом координат, как показано на рис. 5. Отогнутая часть разбивается на K пар симметричных относительно оси элементов длиной l_{x1k} вдоль оси x . Одна такая пара элементов на рис. 5 выделена. В расчетах следует принимать $K=4-8$ [9]. Если $K<4$, то недопустимо снижается точность расчета. При $K>8$ из-за принятых допущений точность не повышается.

Размеры и место расположения k -й пары элементов согласно схеме расчета, рис. 5, определяются по формулам:

$$l_{x1k} = \beta\tau / 2K; \quad x_{01k} = \frac{\beta\tau}{2K}(k-0,5);$$

$$y_{01k} = h_{11} + \frac{(h_{12} - h_{11})}{K}; \quad z_{01k} = t_{11} + \frac{(t_{21} - t_{11})}{K}(k-0,5),$$

где τ – полюсное деление; β – коэффициент укорочения обмотки статора.

В результате, радиальная и аксиальная составляющие индукции магнитного поля отогнутой части от K пар элементов лобовой части витка секции:

$$B_{y1,k}(x) = \sum B_{y1,k}(x); \quad B_{z1,k}(x) = \sum B_{z1,k}(x),$$

где $B_{y1,k}(x)$ и $B_{z1,k}(x)$ – распределение радиальной и аксиальной составляющих индукции магнитного поля от k -й пары элементов лобовой части витка секции.

Распределение аксиальной составляющей индукции лобового рассеяния от секции обмотки статора генератора ТВВ-500-2ЕУ3 вдоль его развертки длиной $2p\tau$ и координатах измерения $y=0,6$ м и $z=1,005$ м приведено на рис. 6. Центр развертки совмещен с геометрическим центром первого витка фазы А. Для удобства восприятия секция статора разбита на 4 пары элементов.

Затем по известному распределению магнитного поля одного витка, месту расположения секций в сердечнике статора методом суперпозиции моделируется магнитное поле от лобовой части фазы.

Магнитное поле лобового рассеяния обмотки полюса представляется в виде суммы магнитных полей катушек.

Радиальная и аксиальная составляющие индукции магнитного поля полюса ротора

$$B_{yf,p} = \sum_k B_{yfk}; \quad B_{zf,p} = \sum_k B_{zfk},$$

где B_{yfk} и B_{zfk} – радиальная и аксиальная составляющие индукции магнитного поля от k -й катушки обмотки полюса ротора. Число витков в катушке принимается равным w_j . Каждая катушка полюса заменялась парой симметричных проводников. Размеры и место расположения k -й пары проводников с учетом рис. 5 определяются по формулам:

$$t_{zf} = \frac{\gamma\tau}{2K}; \quad l_{yfk} = \frac{\tau}{2} - t_{zf}(k-0,5); \quad x_{0fk} = \frac{l_{yfk}}{2};$$

$$y_{0fk} = h_{21}; \quad z_{0fk} = t_{21} + \frac{(t_{12} - t_{11})}{K}(k-0,5).$$

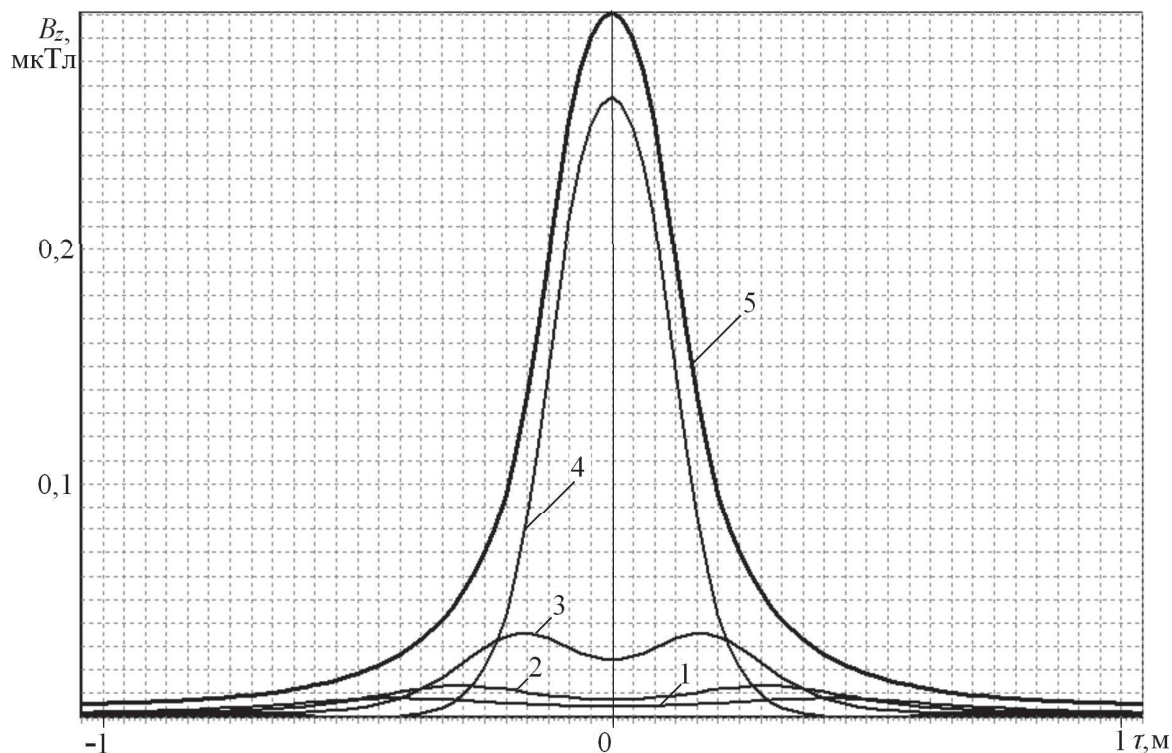


Рис. 6. Распределение аксиальной составляющей индукции лобового рассеяния от элементов витка статора ТВВ-500-2ЕУЗ: 1-4) от четырех пар элементов секции статора; 5) от витка

На втором этапе по известным зависимостям $B_{y1,v}(x)$ и $B_{z1,v}(x)$, месту расположения i -й секции статора, числу витков w_i и тока I_i в них радиальная и аксиальная составляющая магнитного поля лобового рассеяния обмотке статора для произвольного значения времени в месте установки ИП определяется как

$$B_{y1} = \sum_{i=1}^{z1} I_i w_i B_{y1,v}(x) \text{ и } B_{z1} = \sum_{i=1}^{z1} I_i w_i B_{z1,v}(x).$$

где $B_{y1,v}$ и $B_{z1,v}$ — радиальная и аксиальная составляющие индукции магнитного поля от i -й секции обмотки статора; w_i — число витков в секции; $z1$ — число секций обмотки статора.

Очевидно, что по известным зависимостям $B_{yf,p}=f(x)$ и $B_{zf,p}=f(x)$, при фиксированных значениях y и z , числу витков w_f и тока в роторе, а также по известному расположению осей симметрии каждого из полюсов для произвольного значения времени легко рассчитать значение радиальной и аксиальной составляющих индукции магнитного поля ротора в месте установки ИП:

$$B_{yf} = \sum_{j=1}^{N_p} I_{xf} w_{f,j} B_{yf,p}(x) \text{ и } B_{zf} = \sum_{j=1}^{N_p} I_{xf} w_{f,j} B_{zf,p}(x),$$

где N_p — число полюсов.

Результаты моделирования сравнивались с результатами, полученными по методу Г.А. Гринберга, различия не превысили 2...5 %. В качестве эталонного метод Г.А. Гринберга выбран потому, что он основан на последовательном применении

строгих методов теории электромагнитного поля и является одним из точных и часто применяемых численных методов моделирования магнитного поля. Методика расчета, хотя не является численной, тем не менее, способна моделировать магнитное поле от обмоток различной конфигурации с учетом особенностей конструкции торцевой зоны СМ. Особенности конструкции моделируются на первом этапе расчета, в дальнейшем значение индукции в месте установки ИП зависит только от величины токов в основных частях обмоток, что позволяет значительно сократить время расчета и моделировать показания ИП в режиме реального времени (шаг моделирования $<10^{-4}$ с).

Методика была также проверена по показаниям ИП, установленным на генератор ТВВ-500-2ЕУЗ Экибастузской ГРЭС-2 на время послеремонтных испытаний. При снятии характеристик холостого хода и короткого замыкания различия расчетных значений и показаний ЭДС с ИП составили 12...15 %.

Выводы

Предложена методика расчета магнитного поля рассеяния в торцевой зоне синхронных машин от двух симметричных элементов, которая позволяет с погрешностью порядка 5 % рассчитать поля рассеяния от обмоток различной конфигурации.

Разделение процесса расчета позволяет сократить время моделирования. Значение индукции в месте установки преобразователя моделируются в режиме реального времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Способ защиты синхронной электрической машины от виткового замыкания: пат. 5381 Респ. Казахстан. № 950943.1; заявл. 18.12.95; опубл. 15.10.97, Бюл. № 4.
2. Способ защиты синхронной электрической машины от витковых и двойных на землю замыканий в обмотке ротора: пат. Респ. Казахстан. № 2008/0456.1; заявл. 21.04.2008; опубл. 15.05.2009, Бюл. № 5.
3. Новожилов А.Н., Полищук В.И. Способ защиты от витковых замыканий в обмотке ротора синхронного генератора // Вестник Павлодарского государственного университета. Сер. Энергетическая. – 2007. – № 2. – С. 53–59.
4. Новожилов А.Н., Полищук В.И. Выбор метода расчета магнитного поля для определения параметров КИП // Известия вузов. Электромеханика. – 1993. – № 7. – С. 37–39.
5. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. – М.-Л.: Изд-во АН СССР, 1948. – 728 с.
6. Новожилов А.Н., Воликова М.П. Коррекция токов в методе зеркальных отражений при моделировании магнитных полей электрических машин // Электричество. – 2004. – № 9. – С. 41–44.
7. Данилевич Я.Б. Добавочные потери в турбо- и гидрогенераторах. – Л.: Наука, 1973. – 214 с.
8. Вольдек А.И., Данилевич Я.Б. Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 213 с.
9. Новожилов А.Н. Расчет точечных измерительных преобразователей для защиты синхронного двигателя // Электротехника. – 1995. – № 10. – С. 45–48.

Поступила 10.02.2011 г.

УДК 621.7–5+621.314.521+621.314.572

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ И ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ СИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Абд Эль Вхаб Амр Рефки, А.С. Каракулов, Ю.Н. Дементьев, С.Н. Кладиев*

Томский политехнический университет
*Северский технологический институт НИЯУ МИФИ
E-mail: amrrefky@sibmail.com

Представлен сравнительный анализ наиболее популярных систем частотного управления приводов с синхронным двигателем с постоянными магнитами – классической частотно-токовой «векторной» с ШИМ управлением и прямого управления моментом с помощью таблицы переключений на основе релейных регуляторов. Сравнение основано на показателях качества регулирования, таких, как точность регулирования координат и время реакции на изменение управляющих и возмущающих воздействий, затрат вычислительных ресурсов микропроцессорной системы управления, сложности реализации и частоты коммутации вентилей инвертора.

Ключевые слова:

Векторное управление, прямое управление моментом, частотно-регулируемый электропривод, синхронный двигатель с постоянными магнитами, сравнительный анализ.

Key words:

Vector control, direct torque control, frequency control of electric drive, permanent magnets synchronous motor, comparison analysis.

Введение

В последнее время синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ) привлекают повышенный интерес в связи с их активным использованием в промышленных электроприводах. Высокая эффективность, малые массогабаритные показатели при больших значениях крутящих моментов в сравнении с приводами с асинхронными двигателями делают такие приводы хорошей альтернативой системе «преобразователь частоты – асинхронный электродвигатель». Кроме того, доступность недорогих электронных компонентов и высокие технические характеристики СДПМ позволяют использовать их в прецизионных устройствах электропривода [1, 2]. Общеизвестно, что две наиболее подходящие для таких приводов системы управления – это векторное управление (ВУ) и прямое управление моментом (ПУМ). Эти системы были разработаны в 70–80-х гг. XX в. Обе системы кон-

тролируют момент и магнитный поток для точной отработки заданной траектории движения, несмотря на изменение параметров двигателя и нагрузки при различных возмущающих воздействиях. Такие системы управления регулируемого электропривода находят применение в промышленных установках, хотя до настоящего времени нет единого мнения, какая из них лучше [2–5].

Цель данной статьи – на основе всестороннего анализа статических, динамических, эксплуатационных свойств указанных выше систем управления выявить их преимущества и оптимальные области применения.

Постановка задачи

Для сравнительного анализа работы систем управления частотно-регулируемого электропривода на базе СДПМ, а именно ВУ и ПУМ, необходимо разработать имитационные модели систем