

Определение потерь в стали бесконтактного двигателя постоянного тока с использованием линейной аппроксимации импульсов напряжения

Ф. Ш. Аль Махтури, Д. В. Самохвалов✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ dmitry.samokhvalov@gmail.com

Аннотация. Определение потерь в стали бесконтактного двигателя постоянного тока представляет особый интерес на этапе проектирования или при исследовании методов повышения энергетической эффективности. Большинство существующих методов определения потерь в стали основаны на анализе потерь для отдельных гармонических составляющих индукции с последующим их суммированием. Однако применение частотных методов для различных форм напряжения, получаемых на выходе преобразователя, некорректно в силу нелинейности магнитных цепей. В данной статье рассмотрен метод определения потерь в стали бесконтактного двигателя постоянного тока с использованием линейной аппроксимации импульсов напряжения, позволяющий учесть влияние формы напряжения на значение магнитной индукции напрямую, без разложения в ряд Фурье. Для различных значений коэффициента заполнения получены зависимости потерь в стали от частоты коммутации и от времени нарастания импульсов напряжения. Сравнение результатов моделирования БДПТ мощностью 5 кВт с экспериментальными данными режима холостого хода, приведенными производителем, доказало адекватность рассмотренного метода.

Ключевые слова: бесконтактный двигатель постоянного тока, потери мощности, потери в стали, основные потери, добавочные потери, широтно-импульсная модуляция, время нарастания импульса напряжения, кусочно-линейная аппроксимация

Для цитирования: Аль Махтури Ф. Ш., Самохвалов Д. В. Определение потерь в стали бесконтактного двигателя постоянного тока с использованием линейной аппроксимации импульсов напряжения // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2022. Т. 15, № 5/6. С. 80–90. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-5/6-80-90.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Steel losses analysis in of a BLDC motor using linear approximation of voltage pulses

F. S. Al Mahturi, D. V. Samokhvalov✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ dmitry.samokhvalov@gmail.com

Abstract. Analysis of iron loss of a BLDC motor is of particular interest at the design stage or when researching methods to improve energy efficiency. Most of the existing methods for determining losses in steel are based on the analysis of losses for individual harmonic components of induction with their subsequent summation. However, the application of these methods for various forms of voltage obtained at the output of the converter is incorrect due to the non-linearity of magnetic circuits. This paper proposes a method for determining steel losses of

BLDC motor using a linear approximation of voltage pulses, which makes it possible to take into account the influence of the voltage shape on the magnitude of magnetic induction directly, without expansion into a Fourier series. The dependences of steel losses on the switching frequency for various values of the duty cycle, and on the rise time of voltage pulses are obtained. Comparison of the simulation results of the 5 kW BLDC Motor with the experimental data of the idling mode given by the manufacturer proved the adequacy of the considered method.

Keywords: BLDC motor, power losses, iron losses, classical losses, excess losses, pulse-width modulation, voltage pulse rise time, piecewise linear approximation

For citation: Al Mahturi F. S., Samokhvalov D. V. Steel losses analysis in of a BLDC motor using linear approximation of voltage pulses // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2022. Vol. 15, no. 5/6. P. 80–90. doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-5/6-80-90.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Введение. Потери в стали бесконтактного двигателя постоянного тока по сравнению с асинхронными электродвигателями составляют большую часть общих потерь из-за несинусоидальной формы магнитной индукции. Задача определения магнитных потерь становится сложнее в электроприводных применениях, где электрическая машина питается от силовых полупроводниковых преобразователей, работающих в импульсном режиме, поскольку при этом магнитные материалы сердечника оказываются под действием несинусоидального магнитного потока.

Для определения потерь в стали существуют множество методов, первая группа которых основана на уравнении Штейнмеца (Charles P. Steinmetz) [1]. Данное уравнение получено эмпирическим путем и описывает плотность потерь в стали как степенное выражение частоты и индукции с постоянными показателями α и β [2]:

$$P = kf^\alpha B^\beta,$$

где k – постоянная, которая зависит от типа материала сердечника; f – частота перемагничивания; B – пиковое значение магнитной индукции. Постоянные k , α и β иногда указываются как параметры потерь в стали для материала сердечника.

Производители магнитных материалов, используемых в электрических машинах, обычно приводят кривые, которые показывают потери в стали на единицу объема (или массы) при синусоидальном возбуждении в зависимости от пикового значения магнитной индукции для различных значений частоты перемагничивания. Классический метод оценки потерь в стали неточен, поскольку обмотки статора питаются от силовых преобразователей с импульсным напряжением, что может привести к определенной погрешности этого метода [3]. Также данный метод не учитывает изменение потерь в сердечнике, вызванное

варьированием коэффициента заполнения. Классический метод трудно применить к схемам с переменной частотой коммутации и переменным коэффициентом заполнения.

К первой группе также относится предложенный в [4], [5] метод определения потерь в стали с несинусоидальной формой магнитной индукции, где используется модифицированное уравнение Штейнмеца. В данном методе частота перемагничивания заменяется эквивалентной частотой, определяемой из средней скорости перемагничивания. Недостаток данного метода заключается в том, что он теряет точность в диапазоне малых частот перемагничивания.

В [6], [7] авторы предполагают, что увеличение потерь в стали связано с процессами релаксации в материале магнитопровода. В соответствии с этой гипотезой для определения потерь в стали предлагается новая модель, названная модифицированным обобщенным уравнением Штейнмеца. Преимущество данного метода по сравнению с модифицированным уравнением Штейнмеца состоит в том, что данный метод учитывает смещения по постоянному току без необходимости дополнительных корректирующих коэффициентов и измерений. Кроме того, его можно применять для определения эквивалентной частоты или эквивалентной амплитуды, которые используются в классическом уравнении Штейнмеца. Недостатком данного метода является большая погрешность, если третья и/или более высокая гармоническая составляющая магнитной индукции – значимые. Из-за частных петель гистерезиса, соответствующих определенным гармоникам, может оказаться необходимым учитывать аналитические модели потерь на гистерезис в определенной точке работы.

Вторая группа методов определения потерь в стали основана на уравнении Г. Джордана, где

магнитные потери разделяются на статические (гистерезисные) и динамические (потери на вихревые токи) [8]. Предполагается, что гистерезисные потери пропорциональны петле гистерезиса материала на низких частотах, а потери на вихревые токи можно определить с помощью уравнений Максвелла.

Третья группа методов определения потерь в стали, на основе уравнения Г. Бертогги, разделяет магнитные потери на три составляющие, добавляя избыточные потери на вихревые токи. Поскольку эти избыточные потери по-прежнему имеют эмпирическую основу, Бертогги разработал теорию, основанную на статистической обработке процессов намагничивания, которая применима к микрокристаллическим материалам. В данном подходе вводится понятие магнитных объектов, которые ведут себя статистически независимо друг от друга [9], [10].

Потери в стали в синхронной машине с постоянными магнитами в [11]–[14] определяются с помощью эквивалентного сопротивления. Данный метод имеет практические ограничения из-за гармонических составляющих магнитной индукции, особенно в диапазоне больших частот.

Перечисленные методы применимы не для всех частот, магнитных индукций и всех отличающихся по форме от синусоидальной напряжений, поскольку показатели степени в уравнении Штейнмеца значительно зависят от частоты, магнитной индукции и формы напряжения. Данная зависимость отражает изменения трех основных механизмов потерь в стали в зависимости от частоты, плотности магнитного потока и его фор-

мы. В [15] предложен метод определения потерь в стали на основе описания сигналов напряжения с помощью кусочно-линейной модели. Данный подход позволяет определять потери для любой формы напряжения, если правильно подобрать временные интервалы. Использование линейной аппроксимации импульсов напряжения для определения потерь в стали позволяет учитывать форму напряжения без разложения магнитной индукции в ряд Фурье и упрощает исследования зависимости потерь в стали от параметров полупроводникового преобразователя.

Постановка задачи. Разложение в ряд Фурье импульсных напряжений с последующим использованием предоставленных производителем параметров потерь для каждой гармоники некорректно, поскольку магнитные цепи нелинейны, а потери в сердечнике состоят из трех различных компонентов, относительный вклад которых в общие потери изменяется с изменением гармонических составляющих. Исходя из этого, возникает необходимость анализа потерь в стали с учетом формы импульсного напряжения, получающегося на выходе полупроводникового преобразователя.

Для отхода от частотного метода учета потерь и повышения точности оценки потерь целесообразно использовать подход, описанный в [15]. Метод определения потерь в стали бесконтактного двигателя постоянного тока, основанный на линейной аппроксимации импульсов напряжения, может применяться для определения зависимости потерь в стали от частоты коммутации, коэффициента заполнения, времени нарастания напряжения, размеров и типа материала сердечника.

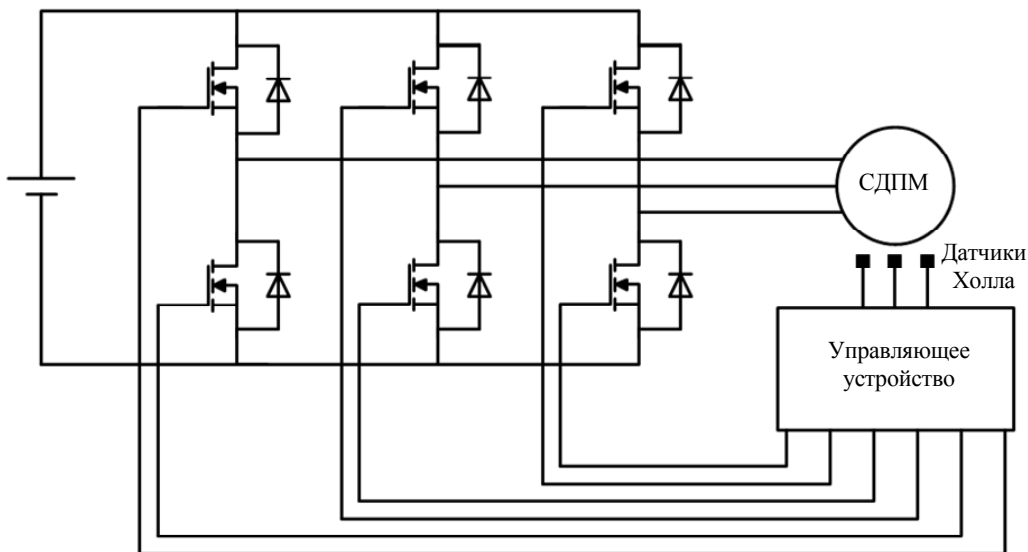


Рис. 1. Структурная схема БДПТ
Fig. 1. The block diagram of the BLDC

Математическая модель. Бесконтактный двигатель постоянного тока (БДПТ) предоставляет собой синхронный двигатель с постоянными магнитами, питающийся от автономного инвертора напряжения (АИН). БДПТ имеет сосредоточенную обмотку статора и, следовательно, трапецеидальную форму ЭДС. На рис. 1 показана структурная схема БДПТ, питаемого от аккумуляторной батареи.

Коммутатор содержит в себе датчики Холла и управляющее устройство, которое, в свою очередь, состоит из декодера сигналов датчиков и блока формирования импульсов. Для регулирования скорости вращения ротора БДПТ применяется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) посредством изменения коэффициента заполнения при определенной частоте коммутации. Частота

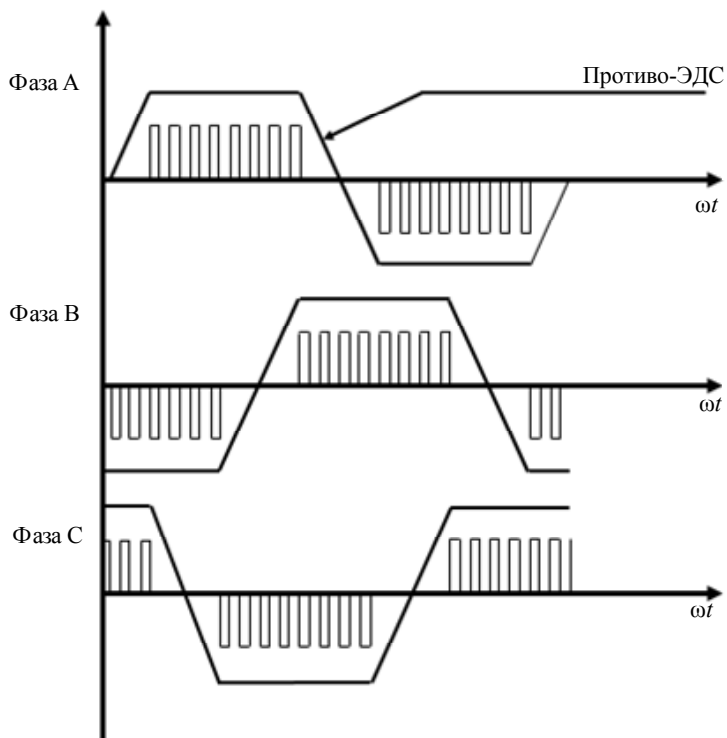


Рис. 2. ЭДС и импульсные напряжения фаз
Fig. 2. EMF and impulse phase voltages

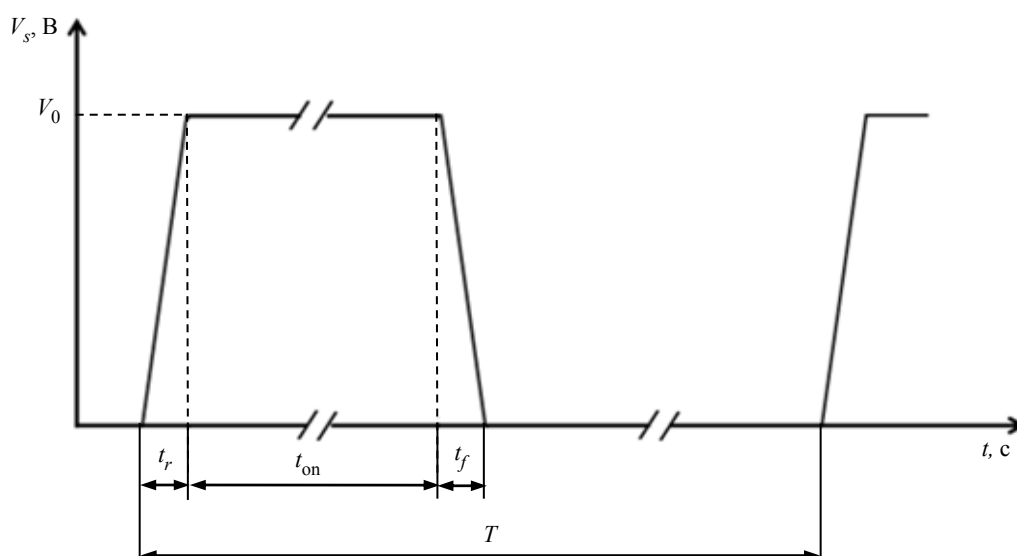


Рис. 3. Импульс фазного напряжения на периоде ШИМ
Fig. 3. Phase voltage pulse during the PWM period

импульсного напряжения в обмотках статора соответствует несущей частоте ШИМ. На рис. 2 показаны фазные ЭДС и фазные импульсные напряжения.

Импульсное напряжение создает пульсирующий ток, имеющий гармонические составляющие высшего порядка. Поэтому потери в сердечнике, а именно основные и добавочные потери на вихревые токи, заметно увеличиваются. Это объясняется явлением флуктуации магнитной индукции в сердечнике статора [16], [17].

При допущении, что противоЭДС холостого хода равна напряжению на зажимах обмотки статора, и исходя из закона Фарадея, зависимость мгновенного значения магнитной индукции в сердечнике от мгновенного значения напряжения для определенного временного интервала можно описать следующим уравнением [18]:

$$B(t) = \frac{1}{NA} \int V(t) dt, \quad (1)$$

где N – число витков обмотки статора; A – площадь поперечного сечения сердечника; $V(t)$ – мгновенное значение напряжения. Из уравнения (1) можно определить скорость изменения магнитной индукции dB/dt для любой формы напряжения.

Импульс фазного напряжения V_s с амплитудой V_0 , питающего обмотки БДПТ, за период ШИМ представлен на рис. 3. Учитывается время нарастания напряжения, поскольку напряжение в силовых ключах инвертора изменяется не мгновенно, а за определенное время, которое зависит от таких параметров, как сопротивление затвора и паразитные емкости транзистора.

Основные потери на вихревые токи вызваны вихревыми токами, возникающими в результате изменения магнитного поля внутри сердечника. Используя кусочно-линейную модель, потери на классические вихревые токи, соответствующие форме напряжения ШИМ на рис. 3, можно определить, разделив импульс напряжения на периоде T (периоде ШИМ) на три части: время нарастания напряжения t_r , длительность включенного транзистора t_{on} и время падения напряжения t_f :

$$0 \leq t \leq t_r, \quad t_r < t \leq t_{on} + t_r, \quad t_{on} + t_r < t \leq t_{on} + t_r + t_f.$$

Для каждого временного интервала определяем соответствующую линейную функцию $V_1(t)$, $V_2(t)$, $V_3(t)$, соответственно:

$$V_1(t) = V_0 \frac{t}{t_r};$$

$$V_2(t) = V_0;$$

$$V_3(t) = V_0 \left(\frac{t_{on} - t}{t_r} \right).$$

Определяем квадраты действующих значений линейных функций:

$$V_1^2(t) = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} \left(V_0 \frac{t}{t_r} \right)^2 dt = V_0^2 \frac{1}{T t_r^2} \frac{t^3}{3} \Big|_0^{t_r} = \frac{t_r}{3T} V_0^2;$$

$$V_2^2(t) = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} (V_0^2) dt = V_0^2 \frac{1}{T} t \Big|_0^{t_{on}} = \frac{t_{on}}{T} V_0^2;$$

$$V_3^2(t) = \frac{1}{T} \int_{t_{on}-t_r}^{t_{on}} \left[V_0 \left(\frac{t_{on} - t}{t_r} \right) \right]^2 dt = \frac{t_r}{3T} V_0^2.$$

В соответствии с теорией Берготти, мгновенные основные удельные потери на вихревые токи можно определить следующим выражением:

$$P_e^V = \frac{A}{8\pi\rho} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \frac{1}{8\pi\rho N^2 A} \frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt, \quad (2)$$

где A – площадь поперечного сечения магнитопровода; ρ – удельное сопротивление материала сердечника. Подставив полученные среднеквадратичные значения напряжения для каждого временного интервала в (2), учитывая, что коэффициент заполнения $D = t_{on}/T$ и приняв $t_f = t_r$, получим:

$$\begin{aligned} p_e &= \frac{1}{8\pi\rho w} V_2^2(t) - \frac{1}{8\pi\rho w} (V_1^2(t) + V_3^2(t)) = \\ &= \frac{1}{8\pi\rho w} \frac{t_{on}}{T} V_0^2 + \frac{2}{8\pi\rho w} \frac{t_r}{3T} V_0^2 = \\ &= \frac{A}{\pi\rho} \frac{t_{on}}{T} \left(\frac{B_0}{TD} \right)^2 - \frac{A}{\pi\rho} \frac{4t_r}{3T} \left(\frac{B_0}{TD} \right)^2 = \\ &= \frac{A}{\pi\rho} \left(\frac{B_0}{T} \right)^2 \frac{D - \frac{4t_r}{3T}}{D^2}, \end{aligned} \quad (3)$$

где D – коэффициент заполнения; t_r – время нарастания напряжения; T – период коммутации.

Площадь поперечного сечения и объем сердечника определяются из паспортных данных двигателя. Удельное сопротивление приведено в паспортных данных материала магнитопровода.

Добавочные (аномальные) потери на вихревые токи (Excess Eddy Losses) объясняются наличием магнитных доменов внутри магнитного ма-

териала. Между магнитными доменами существует переходная область, называемая «доменными границами». Направление намагничивания одного домена отличается от направления намагничивания соседнего домена. Под действием приложенного поля доменная граница движется и создает дополнительные вихревые токи. Этот вид потерь объясняется теорией Бертогги [19]. На рис. 4 показано изменение структуры доменов внутри магнитного материала под действием внешнего магнитного поля.

Аналогично основным потерям на вихревые токи выводится формула для определения добавочных потерь на них:

$$p_{ex} = \sqrt{\frac{\alpha n_0}{\rho}} \frac{1}{N^{3/2} A} \frac{1}{T} \int_0^T u(t)^{3/2} dt = 4 \sqrt{\frac{A \alpha n_0}{\rho}} \left(\frac{B_0}{T} \right)^{3/2} \frac{D - \frac{6t_r}{5T}}{D^{3/2}}, \quad (4)$$

где γ , n_0 – постоянные величины, характеризующие статистическое распределение локальных коэрцитивных сил.

Сравнивая основные потери на вихревые токи с добавочными (3) и (4), можно сделать вывод о том, что при больших частотах коммутации, при больших значениях плотностей потока или когда их произведение велико основные потери на вихревые токи являются доминирующей составляющей. С другой стороны, если частота коммутации мала, магнитная индукция низка или их произве-

дение невелико, то доминирующей составляющей становятся добавочные потери на вихревые токи.

В первом случае показатели плотности потока и частоты будут близки к 2, в то время как во втором они будут близки к 1.5. Стоит отметить, что в сердечниках с большой площадью поперечного сечения доминируют основные потери на вихревые токи, в то время как для малых сердечников, если они изготовлены из того же магнитного материала, доминируют добавочные потери на вихревые токи.

Для определения потерь на гистерезис необходимо вычислить максимальное значение магнитной индукции B_0 . Для полного электрического периода среднее значение магнитной индукции можно определить на основе (1):

$$B_0 = \frac{1}{NA} \int_0^{1/\omega_e} V(t) dt, \quad (5)$$

$$\int_0^{1/\omega_e} V(t) dt = \frac{V^{pwm}}{\omega_e},$$

где ω_e – электрическая частота.

Определив с помощью кусочно-линейной аппроксимации действующее значение напряжения V^{pwm} за период ШИМ и поставив его в (5), можно получить максимальное значение магнитной индукции:

$$V_r^{pwm} = \sqrt{D - \frac{2t_r}{3T}} V_0;$$

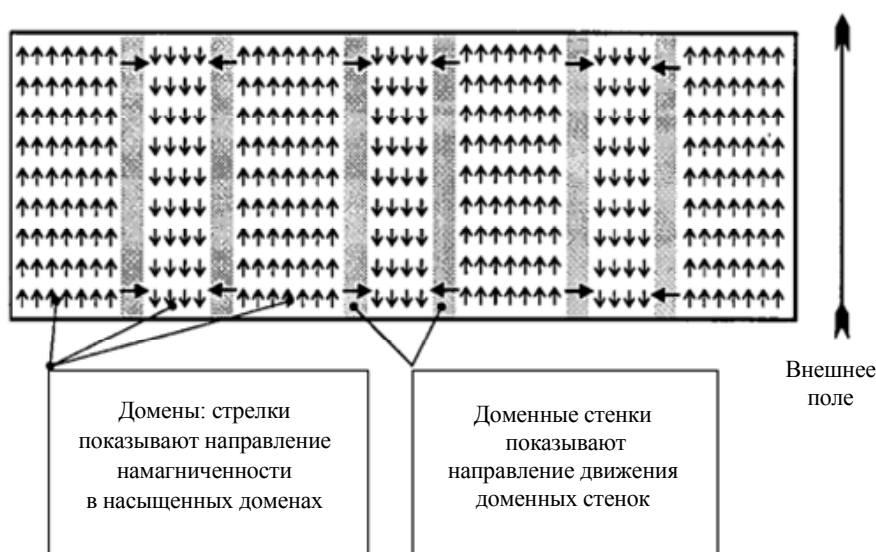


Рис. 4. Изменение структуры доменов внутри магнитного материала под действием внешнего магнитного поля

Fig. 4. Change in the structure of domains inside a magnetic material under the action of an external magnetic field

$$B_0 = \sqrt{D - \frac{2t_r}{3T}} \cdot \frac{V_0}{\omega_e N A} \quad (6)$$

Потери на гистерезис определяются путем вычисления площади петли гистерезиса, которая умножается на частоту, для получения гистерезисных потерь на определенной частоте ШИМ f_s . Общие удельные потери в стали можно определить следующим образом:

$$p_{Fe} = k_e (B_0 f_s)^2 \frac{D - (4t_r f_s / 3)}{D^2} + k_{ex} (B_0 f_s)^{3/2} \frac{D - (6t_r f_s / 5)}{D^{3/2}} + p_h, \quad (7)$$

где $k_e = A/\pi\rho$, $k_{ex} = 4\sqrt{A\alpha n_0/\rho}$ – коэффициенты, зависящие от типа и свойств материала сердечника и определяемые с помощью паспортных данных, приведенных производителем сердечника; p_h – потери на гистерезис.

Магнитные потери в сердечнике статора P_{core} представляют собой сумму потерь в зубцах P_{teeth} и потерь в спинке статора P_{yoke} :

$$P_{core} = P_{teeth} V_{teeth} + P_{yoke} V_{yoke}, \quad (8)$$

где P_{teeth} , P_{yoke} – удельные потери в зубцовой зоне и в спинке статора соответственно; V_{teeth} , V_{yoke} – объемы зубцовой зоны и спинки статора.

Стоит отметить, что при определении магнитных потерь в зубцовой зоне учитываются только аксиальная составляющая магнитной индукции, а для спинки статора – радиальная составляющая магнитной индукции.

Приведенные в третьем разделе уравнения были использованы для определения потерь в сердечнике с помощью среды визуального моделирования Simulink. Потери в стали определяются для БДПТ HRM5000В мощностью 5 кВт, основные параметры которого приведены в таблице.

На рис. 5 показана зависимость потерь в сердечнике от частоты коммутации для различных значений коэффициента заполнения. Потери вычислялись по (6)–(8). При этом значения V_{teeth} , V_{yoke} оценивались грубо, по чертежам, приведенным на сайте производителя машин. Каждая фаза содержит 4 катушки. Каждая катушка намотана вокруг полюса, который для БМПТ и служит зубцом. Ширина полюса примерно равна ширине паза. Исходя из диаметра статора, вычислена ширина полюса. Высота зубца равна длине пакета стали статора, так как машина HRM-5000 – это машина осевого потока. Число витков фазной обмотки БМПТ $N = 133$.

При коэффициенте заполнения $D = 0.9$ при увеличении частоты коммутации от $2e^4$ до $10e^4$ потери в сердечнике уменьшаются от 255 до 105 Вт. А при коэффициенте заполнения $D = 0.6$ при увеличении

Параметры БДПТ HRM5000В
Parameters of the BLDC Motor HRM5000B

Параметр	Значение
Номинальное напряжение статора U , В	48
Номинальная мощность P_n , кВт	5
Угловая скорость n , об/мин	2400...4390
Номинальный момент T_n , Н · м	10
Максимальный момент T_{max} , Н · м	24
Активное сопротивление обмотки фазы R , Ом	$6.2e^{-3}$
Индуктивность обмоток статора L , мГн	$68e^{-3}$
Число пар полюсов p	4
Ток статора в режиме холостого хода I_s , А	8.177
Входная мощность в режиме холостого хода $P_{вх.х.х}$, Вт	392.41
Выходная мощность в режиме холостого хода $P_{вых.х.х}$, Вт	165.45
Момент нагрузки в режиме холостого хода T_0 , Н · м	360.0
Угловая скорость в режиме холостого хода n_0 , об/мин	4389
Удельное сопротивление электротехнической стали ρ , Ом·м	$14e^{-6}$
Внутренний диаметр R_{in} , мм	165
Внешний диаметр R_{out} , мм	206

частоты коммутации от $3e^4$ до $12e^4$ потери в сердечнике уменьшаются от 370 до 145 Вт.

Эти потери увеличиваются с уменьшением коэффициента заполнения D , поэтому для управления скоростью ротора БДПТ желательно выбрать диапазон регулирования коэффициента заполнения больше 0.5. Как видно из рис. 5, потери в сердечнике уменьшаются при увеличении частоты коммутации f_s , однако при этом потери в инверторе увеличиваются, исходя из чего определяется оптимальная частота коммутации, при которой сумма магнитных потерь и потерь в инверторе минимальна.

Основные и добавочные потери на вихревые токи зависят от времени нарастания импульса напряжения в соответствии с (3) и (4). Зависимость в сердечнике статора от времени нарастания напряжения для различных частот коммутации показана на рис. 6.

Скорость изменения потерь в сердечнике с изменением времени нарастания напряжения зависит от периода ШИМ ($1/f_s$), поскольку основные и добавочные потери на вихревые токи зависят от соотношения t_r/T . Чем больше данное соотношение, тем значительнее влияние времени нарастания напряжения на потери в сердечнике.

Обсуждение результатов. Из экспериментальных данных БДПТ (а именно из режима холостого хода), представленных производителем, потери в стали можно определить, вычтя потери в меди и механические потери из общих потерь. Общие (суммарные) потери P_{tot} определяются вычитанием выходной механической мощности $P_{вых}$ из входной электрической мощности $P_{вх}$. Потери в стали P_{Fe} можно оценить как остаток от вычитания потерь в меди P_{Cu} и механических потерь P_{mech} из общих потерь.

Для режима холостого хода для NPM5000B имеем (табл. 1):

$$P_{tot} = P_{вх} - P_{вых} = 226.96 \text{ Вт};$$

$$P_{Fe} = P_{tot} - P_{Cu} - P_{mech} =$$

$$= 226.96 - 1.25 - 10.8 = 214.91 \text{ Вт}.$$

Соответствующее режиму холостого хода, значение потерь в стали, полученное по данным двигателя, отмечено на рис. 6 звездочкой, лежащей на оси ординат (215 Вт). Сравнение экспериментальных данных, представленных производителем для режима холостого хода, с построенной на рисунке аналитической зависимостью потерь в сердечнике от времени нарастания напря-

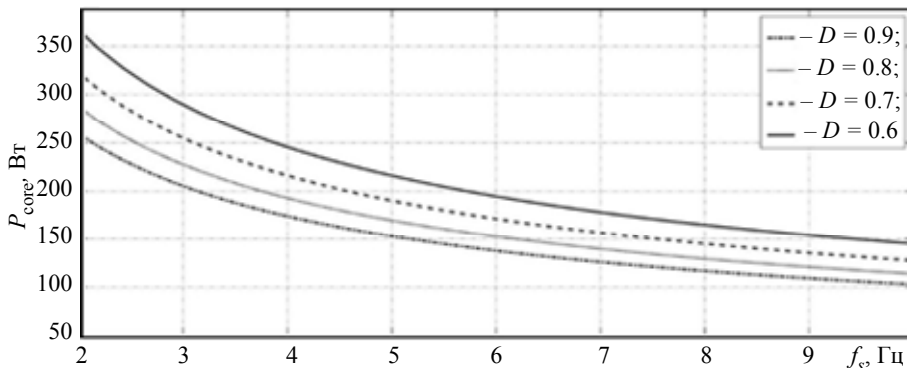


Рис. 5. Зависимость потерь в сердечнике от частоты коммутации МОП-транзисторов
Fig. 5. Dependence of losses in the core on the switching frequency of FET transistors

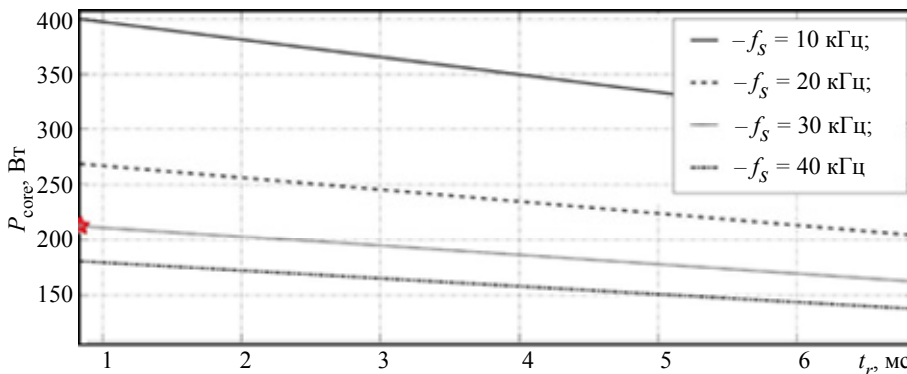


Рис. 6. Зависимость потерь в сердечнике от времени нарастания напряжения
Fig. 6. Dependence of iron losses on the voltage rise time

жения при частоте коммутации 30 кГц и $D = 0.9$ доказывает адекватность метода определения потерь в сердечнике с использованием метода линейной аппроксимации импульсов напряжения.

Выводы и заключение. Рассмотрен метод определения потерь в сердечнике статора бесконтактного двигателя постоянного тока с использованием линейной аппроксимации импульсов напряжения. Данный метод основан на теории статистической обработки процессов намагничивания, предложенной Г. Бертоцци. Использование данного метода позволяет учесть влияние формы напряжения на значение магнитной индукции напрямую, без разложения в ряд Фурье. Описание сигналов напряжения осуществляется с помощью кусочно-линейной модели. Получена зависимость потерь в сердечнике от частоты коммутации для различных значений коэффициента заполнения. Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными режима хо-

лостного хода, приведенными производителем, показывает адекватность рассмотренного метода. Получена зависимость потерь в сердечнике от времени нарастания напряжения для различных значений частоты коммутации. Время нарастания напряжения влияет не только на магнитные потери в сердечнике, но и на коммутационные потери в полупроводниковом преобразователе, что станет задачей следующих исследований.

Финансирование. Результаты исследований, представленные в статье, получены при выполнении инициативной НИОКР «Управление движением и повышение энергоэффективности транспортных средств (НП/ПОПР-14)» (регистрационный номер: 122022200139-6), которая реализуется в рамках программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина).

Список литературы

1. Reinert J., Brockmeyer A., De Doncker R. W. Calculations of losses in ferro- and ferromagnetic materials based on modified Steinmetz equation // IEEE Trans. on Industry Appl. 2001. Vol. 37 (4). P. 1055–1061. doi: 10.1109/28.936396.
2. Steinmetz C. P. On the law of hysteresis // Proc. IEEE. 1984. Vol. 72, no. 2. P. 197–221. doi: 10.1109/PROC.1984.12842.
3. Chen D. Y. Comparisons of high frequency magnetic core losses under two different driving conditions: A sinusoidal voltage and a square-wave voltage // IEEE Power Electronics Specialists Conf. 1978. P. 237–241. doi: 10.1109/PESC.1978.7072358.
4. Li J., Abdallah T., Sullivan C. Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms // IEEE Industry Appl. Society. 2001. Vol. 4. P. 2203–2210. doi: 10.1109/IAS.2001.955931.
5. A method for inductor core loss estimation in power factor correction applications / J. Liu, T. G. Wilson, R. C. Wong, R. Wunderlich, F. C. Lee // APEC. Seventeenth Annual. IEEE Applied Power Electronics Conf. and Exposition. Dallas, TX, USA. 2002. Vol. 1. P. 439–445. doi: 10.1109/APEC.2002.989282.
6. A general model to predict the iron losses in inverter fed induction motors / A. Boglietti, A. Cavagnino, D. M. Ionel, M. Popescu, D. A. Staton, S. Vaschetto // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA. 2009. P. 1067–1074. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316538.
7. Iron losses in magnetic materials with six-step and PWM inverter supply (induction motors) / A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, F. Profumo // IEEE Trans. on Magnetics. 1991. Vol. 27, no. 6. P. 5334–5336. doi: 10.1109/20.278830.
8. Jordan H. Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder // Elektr. Nach. Techn. 1924. Vol. 1. S. 8.
9. Bertotti G. Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic materials. I. Theoretical considerations // J. of Appl. Physics. 1985. Vol. 57, no. 6. P. 2110–2117. doi: /10.1063/1.334404.
10. On the effect of grain size on magnetic losses of 3 % non-oriented SiFe / G. Bertotti, G. D. Schino, A. F. Milone, F. Fiorillo // J. de Physique Colloques. 1985. Vol. 46, no. 6. P. 385. doi:10.1051/jphyscol:1985671.
11. Джабер А. И., Аль-Махтури Ф. Ш., Самохвалов Д. В. Потери мощности в ветроустановке в режиме поддержания максимума мощности при векторном управлении синхронным генератором // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2021. № 2. С. 77–82.
12. Power losses calculation in wind power plant based on a vector-controlled permanent magnet synchronous generator / A. I. Jaber, D. V. Samokhvalov, F. S. Al-Mahturi, D. M. Filippov, A. N. Kazak // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg, Moscow, Russia. 2021. P. 917–921. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396514.
13. Samokhvalov D. V., Jaber A. I., Almahturi F. S. Maximum power point tracking of a wind-energy conversion system by vector control of a permanent magnet synchronous generator // Russ. Electr. Engin. 2021. Vol. 92. P. 163–168. doi: 10.3103/S106837122103010X.
14. Самохвалов Д. В., Джабер А. И., Аль Махтури Ф. Ш. Режим поддержания максимума мощности ветроустановки при векторном управлении синхронным генератором // Электротехника. 2021. № 3. С. 47–53.

15. Roshen W. A. A practical, accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms // IEEE Trans. on Power Electronics. 2007. Vol. 22, no. 1. P. 30–40. doi: 10.1109/TPEL.2006.886608.

16. Atallah K., Zhu Z. Q., Howe D. An improved method for predicting iron losses in brushless permanent magnet motor // IEEE Trans. Magn. 1992. Vol. 28, no. 5. P. 2997–2999. doi: 10.1109/20.179696.

17. Shi Jian, Li Tie-Cai. New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with

minimum commutation time // IEEE Trans. on Indus. Electron., 2013. Vol. 60, no. 6. P. 2139–2146. doi: 10.1109/TIE.2012.2191756.

18. Sakaki Y., Matsuoka T. Hysteresis losses in Mn-Zn ferrite cores // IEEE Trans. on Magnetics, 1986. Vol. 22, no. 5, P. 623–625. doi: 10.1109/TMAG.1986.1064503.

19. Bertotti G. General properties of power loss in soft magnetic materials // IEEE Trans. Magnetics, 1998. Vol. 24, no. 1. P. 621–630. doi: 10.1109/20.43994.

Информация об авторах

Аль Махтури Фуад Шараф – аспирант кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: m-ph-2011@hotmail.com

Самохвалов Дмитрий Вадимович – канд. техн. наук, доцент кафедры робототехники и автоматизации производственных систем СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: dmitry.samokhvalov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5127-2511>

References

1. Reinert J., Brockmeyer A., De Doncker R. W. Calculations of Losses in Ferro- and Ferromagnetic Materials Based on Modified Steinmetz Equation // IEEE Trans. on Industry Appl. 2001. Vol. 37 (4). P. 1055–1061. doi: 10.1109/28.936396.

2. Steinmetz C. P. On the Law of Hysteresis // Proc. IEEE, 1984. Vol. 72, no. 2. P. 197–221. doi: 10.1109/PROC.1984.12842.

3. Chen D. Y. Comparisons of High Frequency Magnetic Core Losses Under Two Different Driving Conditions: A Sinusoidal Voltage and a Square-Wave Voltage // IEEE Power Electronics Specialists Conf. 1978. P. 237–241. doi: 10.1109/PESC.1978.7072358.

4. Li J., Abdallah T., Sullivan C. Improved Calculation of Core Loss with Nonsinusoidal Waveforms // IEEE Industry Appl. Society. 2001. Vol. 4. P. 2203–2210. doi: 10.1109/IAS.2001.955931.

5. Liu J., Wilson T. G., Wong R. C., Wunderlich R., Lee F. C. A Method for Inductor Core Loss Estimation in Power Factor Correction Applications // APEC. Seventeenth Annual. IEEE Appl. Power Electronics Conf. and Exposition. Dallas, TX, USA, 2002. Vol. 1. P. 439–445. doi: 10.1109/APEC.2002.989282.

6. Boglietti A., Cavagnino A., Ionel D. M., Popescu M., Staton D. A. and Vaschetto S. A General Model to Predict the Iron Losses in Inverter Fed Induction Motors // IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. San Jose, CA, USA, 2009. P. 1067–1074. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316538.

7. Boglietti A., Ferraris P., Lazzari M., Profumo F. Iron Losses in Magnetic Materials with Six-Step and PWM Inverter Supply (Induction Motors) // IEEE Trans. on Magnetics. 1991. Vol. 27, no. 6. P. 5334–5336. doi: 10.1109/20.278830.

8. Jordan H. Die ferromagnetischen Konstanten für schwache Wechselfelder // Elektr. Nach. Techn. 1924. Vol. 1. S. 8.

9. Bertotti G. Physical Interpretation of Eddy Current Losses in Ferromagnetic Materials. I. Theoretical considerations // J. of Applied Physics. 1985. Vol. 57, no. 6. P. 2110–2117. doi: /10.1063/1.334404.

10. Bertotti G., Schino G. D., Milone A. F., Fiorillo F. On the Effect of Grain Size on Magnetic Losses of 3 % Non-Oriented SiFe // J. de Physique Colloques. 1985. Vol. 46, no. 6. P. 385. doi:10.1051/jphyscol:1985671.

11. Jaber A. I., Al Makhturi F. Sh., Samokhvalov D. V. Power Losses in a Wind Turbine in the Mode of Maintaining Maximum Power with Vector Control of a Synchronous Generator // Izv. SPbGETU «LETI». 2021. № 2. S. 77–82. (In Russ.).

12. Jaber A. I., Samokhvalov D. V., Al-Mahturi F. S., Filippov D. M., Kazak A. N. Power Losses Calculation in Wind Power Plant Based on a Vector-Controlled Permanent Magnet Synchronous Generator // IEEE Conf. of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). St. Petersburg, Moscow, Russia, 2021. P. 917–921. doi: 10.1109/ElConRus51938.2021.9396514.

13. Samokhvalov D. V., Jaber A. I. & Almahturi F. S. Maximum Power Point Tracking of a Wind-Energy Conversion System by Vector Control of a Permanent Magnet Synchronous Generator // Russ. Electr. Engin. 2021. Vol. 92. P. 163–168. doi: 10.3103/S106837122103010X.

14. Samokhvalov D. V., Jaber A. I., Al Makhturi F. Sh. Mode of maintaining the maximum power of a wind turbine with vector control of a synchronous generator // Elektrotehnika. 2021. № 3. S. 47–53. (In Russ.).

15. Roshen W. A. A Practical, Accurate and Very General Core Loss Model for Nonsinusoidal Waveforms

// IEEE Trans. on Power Electronics. 2007. Vol. 22, no. 1. P. 30–40. doi: 10.1109/TPEL.2006.886608.

16. Atallah K., Zhu Z. Q., Howe D. An Improved Method for Predicting Iron Losses in Brushless Permanent Magnet Motor // IEEE Trans. Magn. 1992. Vol. 28, no. 5. P. 2997–2999. doi:10.1109/20.179696.

17. Shi Jian and Li Tie-Cai New Method to Eliminate Commutation Torque Ripple of Brushless DC Motor With Minimum Commutation Time // IEEE Trans. on Indus.

Electron., 2013. Vol. 60, no. 6. P. 2139–2146. doi: 10.1109/TIE.2012.2191756.

18. Sakaki Yo and Matsuoka T. Hysteresis Losses in Mn-Zn Ferrite Cores // IEEE Trans. on Magnetics, 1986. Vol. 22, no. 5, P. 623–625. doi: 10.1109/TMAG.1986.1064503.

19. Bertotti G. General Properties of Power Loss in Soft Magnetic Materials // IEEE Trans. Magnetics, 1998. Vol. 24, no. 1. P. 621–630. doi: 10.1109/20.43994.

Information about the authors

Fuad S. Al Mahturi – postgraduate student of the Department of Robotics and Automation of production systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: m-ph-2011@hotmail.com

Dmitry V. Samokhvalov – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor of the Department of Robotics and Automation of Production Systems, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: dmitry.samokhvalov@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0002-5127-2511>

Статья поступила в редакцию 05.04.2022; принята к публикации после рецензирования 12.04.2022; опубликована онлайн 30.06.2022.

Submitted 05.04.2022; accepted 12.04.2022; published online 30.06.2022.
