

К ВОПРОСУ О МАТЕМАТИЧЕСКОМ ОПИСАНИИ ПОТЕРЬ В СТАЛИ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Семыкина И. Ю.

ФГБОУ ВПО «Кузбасский государственный технический университет имени Т. Ф. Горбачева». Адрес: 650000, г. Кемерово, ул. Весенняя, д. 28. E-mail: siyu.eav@kuzstu.ru

В статье рассматривается вопрос моделирования потерь в стали двигателя переменного тока с учетом динамических процессов при работе регулируемого электропривода. Предложен подход к описанию данных потерь, основанный на определении частоты перемагничивания магнитопровода, исходя из изменения угловой скорости вектора потокоцепления относительно угловой скорости движения магнитопровода. Получено математическое описание мощности потерь в стали, учитывающее мгновенные значения составляющих вектора напряжения, подводимого к двигателю, а также текущее значение переменных состояния двигателя. Приведены результаты вычислительных экспериментов, подтверждающих качественное соответствие результатов моделирования известным результатам физических экспериментов. Полученное математическое описание может быть полезно как в системах энергооптимального управления электроприводом, так и при настройке параметров управляющих преобразователей, в частности, при выборе частоты коммутации полупроводниковых ключей.

Ключевые слова: потери в стали, регулируемый электропривод, энергоэффективность.

ON THE MATHEMATICAL DESCRIPTION OF THE MAGNETIC LOSSES IN VARIABLE SPEED ELECTRIC MOTOR

Semykina I. Y.

Federal State Budget Educational Institution of Higher Professional Education Kuzbass State Technical University named after T. F. Gorbachev. Address: 650000, Kemerovo, Vesennyyaya st., 28, E-mail: siyu.eav @ kuzstu.ru

The article discusses the modeling of the magnetic losses of the AC motor with the dynamic processes during operation of controlled electric drive. An approach to the description of these losses, based on determining the frequency of magnetization reversal from the angular velocity of flux vector relative the angular velocity of magnetic core. Received the mathematical description of the magnetic losses, takes into account instantaneous values of motor supplied voltages, as well as state variables of the motor. Shows the results of computational experiments, confirming the quality match of simulation results to the known results of physical experiments. The resulting mathematical description may be useful both in energy efficient motor control systems and for adjusting the parameters of the electric transducer, in particular, the choice of switching frequency.

Keywords: magnetic losses, controlled electric drive, energy efficiency.

Постановка задачи

При оценке энергоэффективности работы любого электропривода целесообразно использовать оценки количества потребляемой энергии W_{nom} , количества энергии $W_{пол}$, затраченной на совершение полезной работы, и количества энергии ΔW , израсходованной на различного рода потери. При этом непосредственному измерению в процессе работы доступны только W_{nom} и $W_{пол}$, причем измерение последней в свою очередь в ряде случаев представляет собой сложную техническую задачу. Энергию ΔW непосредственно измерить невозможно, а доступным способом ее приборной оценки является тепловизионное исследование, дающее представление об интенсивности источников теплоты в электроприводе, которыми выступают потери различного рода.

В то же время для задач энергосбережения зачастую необходимо иметь количественную оценку энергии или мощности потерь, для чего, как правило, используется

их математическое описание, в рамках которого выделяют потери в механических передачах, в электродвигателе, управляющем преобразователе, а также в силовых кабельных линиях. В свою очередь среди потерь энергии в электродвигателе выделяют магнитные потери (потери в стали), электрические, механические и добавочные.

Значение потерь двигателя существенно зависит от преодолеваемой им нагрузки, при этом величина электрических потерь определяется значением токов, протекающих по его обмоткам, а потери в стали для двигателей общепромышленного исполнения традиционной конструкции могут составлять более 20 % полных потерь номинального режима и более 50 % полных потерь холостого хода [1, 2]. Питание таких двигателей от полупроводниковых преобразователей увеличивает магнитные потери еще на 5–10 % [3, 4, 6].

Приведенные количественные данные получены, как правило, статистически в ходе различных лабораторных экспериментов или проведения энергоаудитов и могут использоваться только как исходные данные для постановки задачи создания энергосберегающих систем управления для электроприводов. А при непосредственном синтезе таких систем управления необходимо использовать математическое описание каждой из перечисленных выше составляющих потерь электропривода.

Следует отметить, что получение полного математического описания потерь электропривода, применимого для оптимизации системы управления электроприводом по критерию их минимума, является сложной задачей ввиду многоаспектности энергетических процессов, протекающих в рамках электромеханического преобразования энергии. Частично задача описания таких энергетических процессов может быть решена применением метода конечных элементов, однако полученные результаты, даже при достижении высокой степени адекватности, затруднительно применить для оптимизации, поскольку они представлены в форме, отличной от аналитических выражений с сосредоточенными параметрами, использующихся при управлении. В силу данных обстоятельств математическое описание потерь электропривода приводится с определенными допущениями, ограничивающими сферу их использования конкретными режимами работы. При этом одной из важных составляющих такого математического описания являются потери в стали двигателя.

Математическое описание

Потери в стали складываются из потерь на гистерезис, обусловленных расходом энергии на преодоление остаточной намагниченности материала магнитопровода, и потерь на вихревые токи. Как правило, при расчетах мощности потерь в стали ΔP_c рекомендуется использовать приближенные формулы, например, в [7] предложено следующее выражение:

$$\Delta P_c = k_o \Delta P_y \left(\frac{f}{50} \right)^\beta B^2 G, \quad (1)$$

где k_o – коэффициент обработки, учитывающий технологические факторы изготовления двигателя; f – частота перемагничивания магнитопровода; ΔP_y – удельные потери в стали при частоте перемагничивания, равной 50 Гц; β – показатель степени, зависящий от марки стали, как правило, лежащий в пределах между 1 и 2; B – амплитуда индукция переменного поля в магнитопроводе; G – масса магнитопровода.

При их применении для регулируемого электропривода предполагают, что частота перемагничивания магнитопровода определяется угловой скоростью двигателя ω и может быть введена в расчет взамен f при условии соответствующего пересчета ΔP_y .

Данный подход справедлив при длительной работе электропривода в установившемся режиме, однако в условиях работы ряда технологических установок, характеризующихся повышенной динамичностью переходных процессов, учитывая также, что для управления их электроприводами применяются полупроводниковые управляющие преобразователи, данный подход не позволит в полной мере учесть мощность магнитных потерь при решении задач энергосбережения.

Для приведения зависимости мощности потерь в стали к виду, удобному для последующего использования в таких задачах, выделим отдельно потери в стали, возникающие в статоре, и потери в стали, возникающие в роторе, мощностью ΔP_{c1} и ΔP_{c2} соответственно. Далее учтем, что индукция магнитного поля однозначно связана с потокоцеплением через площадь сечения магнитопровода и число витков обмотки, а частота перемагничивания магнитопровода пропорциональна угловой скорости вектора потокоцепления ω_ψ относительно угловой скорости магнитопровода. Таким образом, на основе (1) для потерь в стали ротора получим:

$$\Delta P_{c2} = k_{c2} (\omega_\psi - p\omega)^\beta \psi_2^2,$$

где ψ_2 – амплитуда вектора потокоцепления ротора; p – число пар полюсов двигателя; k_{c2} – коэффициент потерь в стали ротора, учитывающий коэффициент обработки, удельные потери в стали, массу магнитопровода, площадь сечения магнитопровода и число витков обмотки ротора.

Данный подход предусматривает следующие допущения:

- при работе двигателя его магнитопровод находится в ненасыщенном состоянии;
- потери на гистерезис и вихревые токи рассматриваются совместно, предполагая равноценное влияние изменения потокоцепления как на одну, так и на другую составляющие потерь в стали;
- процессы перемагничивания в магнитопроводе при изменениях индукции в пределах, отличающихся от каталожных интервалов построения петли гистерезиса,

происходят по малым петлям гистерезиса, площадь которых уменьшается пропорционально снижению интервалов изменения индукции.

С учетом приведенных допущений, полученная зависимость может быть выражена через переменные состояния двигателя в системе координат $d-q$, ориентированной по вектору потокосцепления ротора. Модель двигателя, построенная на базе уравнений обобщенной электрической машины [7], в данной системе координат описывается зависимостью:

$$\frac{d\psi_2}{dt} = u_{2d} - \sigma R_2 L_1 \psi_2 + \sigma R_2 L_{12} \psi_{1d};$$

$$0 = u_{2q} + \sigma R_2 L_{12} \psi_{1q} - \omega_\psi \psi_2 + p \omega \psi_2,$$

где u_{2d} , u_{2q} – составляющие вектора напряжения, подводимого к ротору; ψ_{1d} , ψ_{1q} – составляющие вектора потокосцепления статора; R_1 , R_2 – активные сопротивления статора и ротора соответственно; L_1 , L_2 – индуктивности обмоток статора и ротора; L_{12} – взаимная индуктивность обмоток статора и ротора; σ – коэффициент рассеяния, определяющийся как:

$$\sigma = \frac{1}{L_1 L_2 - L_{12}^2},$$

откуда получим:

$$(\omega_\psi - p\omega) = \frac{u_{2q} + \sigma R_2 L_{12} \psi_{1q}}{\psi_2}.$$

Таким образом, с учетом взаимного расположения векторов, получим окончательное представление мощности потерь в стали ротора, которое с учетом координатных преобразований [7] можно выразить в неподвижной системе координат α - β как:

$$\Delta P_{c2} = k_{c2} \left((u_{2\beta} \psi_{2\alpha} - u_{2\alpha} \psi_{2\beta}) + \sigma R_2 L_{12} (\psi_{1\beta} \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \psi_{2\beta}) \right)^\beta (\psi_2)^{2(1-\beta)}, \quad (2)$$

где $\psi_{2\alpha}$, $\psi_{2\beta}$ – составляющие вектора потокосцепления ротора.

Аналогично (2), из общего уравнения:

$$\Delta P_{c1} = k_{c1} (\omega_\psi - 0)^\beta \psi_1^2, \quad (3)$$

где k_{c1} – коэффициент потерь в стали статора, идентичный по смыслу k_{c2} ; ψ_1 – амплитуда вектора потокосцепления статора, с использованием системы координат, ориентированной вдоль вектора потокосцепления статора, выводится уравнение мощности потерь в стали статора в неподвижной системе координат:

$$\Delta P_c = k_{c1} \left((u_{1\beta} \psi_{1\alpha} - u_{1\alpha} \psi_{1\beta}) + \sigma R_1 L_{12} (\psi_{2\beta} \psi_{1\alpha} - \psi_{2\alpha} \psi_{1\beta}) \right)^\beta (\psi_1)^{2(1-\beta)}. \quad (4)$$

Таким образом, уравнения (2) и (4) дают полную количественную оценку мощности потерь в стали двигателя.

Анализируя эти выражения, с учетом зависимости, описывающей формирование электромагнитного момента:

$$M = \sigma L_{12} p (\psi_{1\beta} \psi_{2\alpha} - \psi_{1\alpha} \psi_{2\beta}),$$

можно прийти к выводу, что в динамических режимах между нагрузкой двигателя и мощностью потерь в стали существует зависимость. Тем не менее для векторных систем управления электроприводом в режиме работы, когда обеспечено приближение текущего состояния электропривода к заданным значениям M^* , ψ_1^* или ψ_2^* , влияние электромагнитного момента компенсируется за счет относительного расположения векторов потокосцепления статора и ротора, а также векторов подводимого к двигателю напряжения, формирующих установившуюся частоту вращения поля статора и ротора двигателя относительно магнитопровода.

Другим важным выводом из анализа (2) и (4) является зависимость мощности потерь в стали от составляющих векторов напряжения, подводимого к двигателю, величина которых, а также интенсивность их изменения существенно зависят от особенностей системы управления конкретного электропривода. При этом для режима работы, когда текущее состояние электродвигателя приближается к заданному, на основании (1) и (3) можно утверждать, что в случае идентичного движения механической подсистемы электропривода при использовании различных векторных систем управления угловая скорость двигателя ω будет отличаться на пренебрежимо малые значения, а угловая скорость вектора потокосцепления ω_ψ будет определяться индивидуальными особенностями совместной работы алгоритма управления и управляющего преобразователя и при допущении идеальности последнего может быть принятой независимой от магнитного состояния двигателя, т.е. на величину магнитных потерь электропривода независимо от используемой векторной системы управления можно повлиять, изменяя ψ_1^* , или ψ_2^* , минимизируя их значение, исходя из текущего режима работы.

Вычислительные эксперименты

Для анализа применимости выражений (2) и (4) было выполнено компьютерное моделирование с использованием специально разработанного программного средства. В качестве объекта для моделирования выступала обобщенная электрическая машина с параметрами, соответствующими электродвигателю мощностью 200 кВт с учетом насыщения магнитопровода двигателя аппроксимацией кривой намагничивания полиномом четвертого порядка. В качестве системы управления электроприводом было выбрано градиентное управление [5], обеспечивающее для полностью управляемой машины переменного тока регулируемое одновременно M^* , ψ_1^* и ψ_2^* . Отдельно следует отметить, что эксперименты проводились как для идеализированного управляющего преобразователя,

так и при учете коммутации силовых полупроводниковых ключей и ограничении максимального значения подводимого к двигателю напряжения.

В ходе экспериментов методом моделирования определялась мощность потерь в стали как сумма величин по (2) и (4), а также мощность электрических потерь в соответствии с выражением:

$$\Delta P_s = R_1 i_1^2 + R_2 i_2^2,$$

где i_1, i_2 – амплитуда векторов тока статора и ротора соответственно.

Значение использовавшихся при моделировании коэффициентов потерь в стали статора k_{c1} и ротора k_{c2} определялось аналогично номинальным потерям в стали статора в соответствии с методикой, изложенной в [1] таким образом, чтобы при номинальном режиме работы двигателя расчетное значение потерь в стали по (2) и (4) суммарно составило 20 % от значения общих потерь двигателя ΔP_n , рассчитанных на основании каталожного КПД при номинальной нагрузке.

Результаты вычислительных экспериментов приведены на рис. 1 – рис. 3, где показано изменение ΔP_c для одного и того же заданного состояния двигателя при идентичных настройках регулятора, используемого в градиентном управлении, в случае идеализированного управляющего преобразователя и с учетом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) напряжения, подводимого к двигателю.

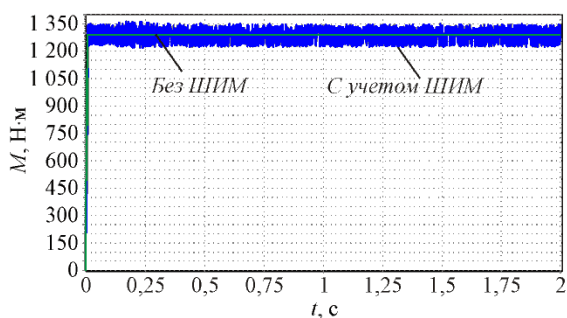


Рис. 1. Электромагнитный момент

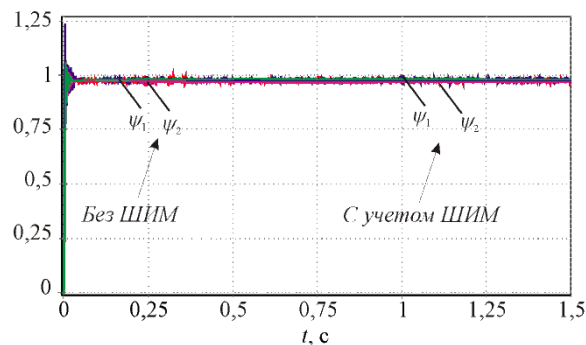


Рис. 2. Амплитуды векторов
потокосцеплений

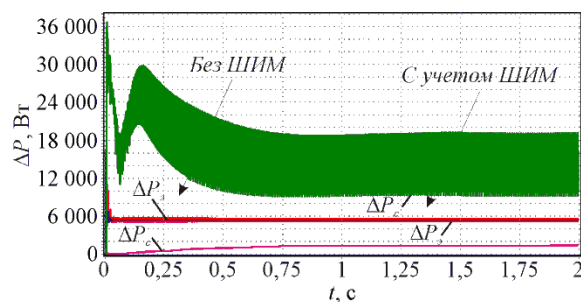


Рис. 3. Электрические потери и потери в стали

Следует отметить, что все переменные, полученные в ходе моделирования с учетом ШИМ, содержат высокочастотную составляющую, отсутствующую при идеализированном преобразователе. При этом среднее расхождение результатов моделирования, полученных с учетом и без учета ШИМ, за исключением величины ΔP_c не превышает 2 %. В то же время среднее расхождение результатов моделирования по величине ΔP_c составляет 830 % относительно моделирования без ШИМ. Фактически, в приведенном вычислительном эксперименте КПД двигателя, пренебрегая механическими и добавочными потерями, снизилось с 96,6 % до 90,3 %.

Данный результат подтверждает адекватность использованной математической модели вычисления потерь в стали по (2) и (4), поскольку увеличение в данных пределах магнитных потерь при использовании в качестве управляющего преобразователя полупроводниковых коммутационных устройств является общеизвестным фактом, подтвержденным многочисленными экспериментами [3, 4, 6].

Выводы

Предложенный вариант математического описания потерь в стали позволяет производить их количественную оценку методом компьютерного моделирования при использовании наиболее распространенного способа математического описания двигателя переменного тока на базе уравнений обобщенной электрической машины.

Полученный результат может быть полезен как в системах энергооптимального управления электроприводом, так и при настройке параметров управляющих преобразователей, в частности, при выборе частоты коммутации полупроводниковых ключей.

Список литературы

1. Браславский И. Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод: учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / И. Я. Браславский, З. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков. – М.: Академия, 2004. – 256 с.
2. Виноградов А. Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника. – 2005. – № 5. – С. 57-62.
3. Зайцев А. М. Новая серия частотно-регулируемых асинхронных двигателей общего применения разработки ОАО "НИПТИЭМ" / А. М. Зайцев, А. В. Захаров, А. С. Кобелев, О. В. Кругликов // Электротехника. – 2008. – № 9. – С. 2-10.
4. Копылов И. П. Электрические машины: учеб. для вузов. – М.: Высшая школа, 2000. – 607 с.
5. Попов В. И. Современные асинхронные электрические машины: Новая Российская серия РА / В. И. Попов, Т. А. Ахунов, Л. Н. Макаров. – М.: Знак, 1999. – 256 с.
6. Семькина И. Ю. Градиентное управление в решении основных задач электропривода // Вестн. КузГТУ, 2010. – № 1 – С. 99-103.
7. Энергосбережение на автоматизированном производстве. – SEW-EURODRIVE Russia, 2008. – 38 с.

Рецензенты:

Каширских В.Г., д.т.н., профессор кафедры электропривода и автоматизации, «Кузбасский государственный технический университет имени Т. Ф. Горбачева», г. Кемерово.

Завьялов В.М., д.т.н., профессор, проректор по учебной работе, «Кузбасский государственный технический университет имени Т. Ф. Горбачева», г. Кемерово.