## УТОЧНЕНИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

# В.Е. Высоцкий<sup>1</sup>, Р.Г. Горшков<sup>2</sup>, Д.О. Чуянов,<sup>2</sup> Е.А. Шумилов<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Самарский государственный технический университет 443100, Самара, ул. Молодогвардейская, 244

<sup>2</sup> Сызранский филиал Самарского государственного технического университета 446001, Сызрань, ул. Советская, 45

Рассматриваются вопросы моделирования магнитного поля вентильного двигателя. На основании полевых расчетов определяются интегральные параметры в установившихся и переходных режимах. Предлагается способ уточнения индуктивности и зубцового момента. В основе модели лежит метод конечных элементов для численного решения дифференциальных уравнений Максвелла на ЭВМ. С ее помощью получено распределение электромагнитного поля двигателя, рассчитаны основные характеристики.

**Ключевые слова:** вентильный двигатель, постоянные магниты, моделирование, магнитное поле, уравнения Максвелла, метод конечных элементов, электромагнитные и электромеханические процессы.

Современный вентильный двигатель с полупроводниковым коммутатором состоит из полупроводникового выпрямителя, сглаживающего фильтра, инвертора тока (напряжения), электромеханического преобразователя с постоянными магнитами и системы управления с датчиками поворота ротора и фазного тока.

Электромеханическое преобразование энергии в индуктивных индукционных электрических машинах происходит в воздушном зазоре — пространстве, где сосредоточена энергия магнитного поля [1].

Основой для расчетов электромагнитного поля являются уравнения Максвелла, которые обычно приводятся в дифференциальной форме, причем, как правило, пространственными зарядами и токами смещения пренебрегают [2]:

rot 
$$\vec{H} = \vec{J}$$
; div  $\vec{B} = 0$ ; rot  $\vec{E} = -\partial B / \partial t$ ;  
 $\vec{J} = \gamma (\vec{E} + \vec{\upsilon} \times \vec{B}); \vec{B} = \mu (H) \vec{H}$ , (1)

где  $\vec{B}$  и  $\vec{H}$  - векторы индукции и напряженности магнитного поля;  $\vec{E}$  – вектор напряженности электрического поля;  $\vec{J}$  – вектор плотности тока;  $\gamma$  – электропроводность;  $\mu(H)$  – магнитная проницаемость.

При расчете магнитных полей с учетом изменения магнитного поля во времени уравнения магнитного поля для квазиустановившихся процессов дополняются выражением

Виталий Евгеньевич Высоцкий – д.т.н., профессор. Роман Геннадьевич Горшков – аспирант. Дмитрий Олегович Чуянов– аспирант. Егор Алексеевич Шумилов– аспирант.

rot rot 
$$\vec{H} = -\gamma \mu_a \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}$$
 (2)

Уравнения магнитного поля для электрических машин с высококоэрцитивными магнитами целесообразно рассчитывать при помощи векторного магнитного потенциала  $\vec{A}$ :

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \,. \tag{3}$$

Отдельно следует рассмотреть особенности расчета постоянных магнитов, для которых связь между векторами индукции и напряженности целесообразно записать через вектор намагниченности:

$$\vec{B} = \mu_0 (\vec{M} + \vec{H}). \tag{4}$$

Вектор намагниченности  $\vec{M}$  является, в общем случае, функцией не только напряженности магнитного поля, но и пространственных координат. Составляющие вектора намагниченности по каждой из координат зависят не только от напряженности магнитного поля по соответствующей координате, но и от составляющих напряженности магнитного поля по другим координатам.

При такой постановке задачи поиск решения уравнения (1) практически не представляется возможным ввиду чрезмерной сложности. Поэтому при дальнейшем анализе магнитных систем с постоянными магнитами приняты следующие допущения [1]:

- намагниченность постоянного магнита отличается от нуля только по главной оси намагничивания;
- намагниченность зависит только от напряженности магнитного поля по главной оси намагничивания;
- применительно к высококоэрцитивным постоянным магнитам намагниченность принимается постоянной и равной  $M_s = B_r/\mu_0$  в пределах изменения напряженности магнитного поля от нуля до значения, равного коэрцитивной силе по индукции;

- магнитная проницаемость постоянного магнита по всем координатам одинакова и равна магнитной проницаемости по главной оси намагничивания (для высококоэрцитивных постоянных магнитов проницаемость при изменении H от 0 до  $H_{cB}$ принимается равной  $\mu_0$ ).

Уравнение магнитного поля и граничные условия однозначно определяют задачу. Для численного решения уравнения магнитного поля оказывается необходимым, чтобы некоторый энергетический функционал был минимизирован.

$$W = \iiint \left\{ 0.5\mu_0 \left[ \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial y} \right)^2 + \left( \frac{\partial \vec{A}}{\partial z} \right)^2 \right] - \left( \vec{J} + \operatorname{rot} \vec{M} \right) \vec{A} \right\} dx \, dy \, dz \tag{5}$$

векторы  $\vec{J}$  и  $\vec{M}$  являются, так же как и заданным оказывается вектор rot  $\vec{M}$ .

Моделирование магнитного поля проводилось в программном пакете Ansoft Maxwell методом конечных элементов. Для этого необходимо задать геометрические и обмоточные параметры двигателя, параметры материалов, функции тока и напряжения. Для сокращения машинного времени вычислений воспользуемся свойством симметрии двигателя. При этом задается граничное условие периодичности поля. Для достижения заданной точности вычисления (1%) в пределах геометрии двигателя за минимальное число итерационных циклов, необходимо задать сетку конечных

элементов с определенным числом элементарных треугольников (рис. 1), после этого проводится вычисление магнитного поля.



Рис.1. Трехмерная сетка конечных элементов (слева) и изограмма индукции магнитного поля (справа)

Пространственная изограмма магнитного поля показала, что численные значения индукции имеют незначительные пульсации (не более 5%). Поэтому для дальнейших вычислений будет использоваться усредненная двухмерная модель ВД с ПМ (рис. 2).

Расчитанные величины индукции и напряженности (изограмма не приведена) магнитного поля позволяют с помощью постпроцессора определить ряд статических характеристик (рис. 3).

Анализ графиков показал, что полученные кривые соответствуют кривым трехфазного двигателя при несинусоидальном питании фаз, представленным в технической литературе [3,4].



Рис.2. Двухмерная сетка конечных элементов (слева) и изограмма индукции магнитного поля (справа)



Рис. 3. *а* – распределение индукции по среднему диаметру воздушного зазора в функции угла поворота ротора; *б* – усредненная механическая характеристика

Индуктивность фазы и электромагнитный момент на валу содержат периодические составляющие, обусловленные сменой электромагнитных состояний, т.е. наличием полупроводникового коммутатора и особенностями конструкции двигателя:

$$L = \frac{L_d + L_q}{2} - \frac{L_d - L_q}{2} \cos(2p\vartheta)$$
$$M = p\Phi k_{o1} w_1 i_1 \sin\theta + \frac{1}{2} \frac{\mu_0 k_f b_n l_a}{2\sigma k_u k_\sigma} (1 - \lambda_q) (k_{o1} w_1 i_1)^2 \sin 2\theta$$
(6)

На основе расчетов полевой модели внесем уточнения при расчете индуктивности фазы и электромагнитного момента на валу двигателя. Т.к. поток магнитного поля через виток, заданный прямым и обратным проводом, вычисляется как  $\Psi_{2-1} = A_2 - A_1$ , то для проводников с неким сечением S вычисляется среднее значение векторного магнитного потенциала по сечению проводника

$$\langle A \rangle = \frac{1}{S} \oint_{S} A dS$$
 , (7)

Таким образом, для витка с током потокосцепление можно определить как:

$$\Psi_{2-1} = \langle A_2 \rangle - \langle A_1 \rangle, \tag{8}$$

тогда

$$L = \frac{\Psi_{2-1}}{i} = \frac{\frac{1}{S} \oint_{S} A_2 dS - \frac{1}{S} \oint_{S} A_1 dS}{i}.$$
 (9)

После полевых расчетов, с помощью постпроцессора была рассчитана величина индуктивности обмотки фазы двигателя при номинальном токе частотой 150 Гц. Расчетное значение составило 22,8 мГн, а значение для макетного образца 22 мГн. Таким образом, расхождение результатов составляет 3,6%, что является допустимым для инженерных расчетов.

Для совершенствования технических характеристик и эксплуатационных свойств вентильного двигателя с постоянными магнитами, было принято решение об определении наиболее рациональных размеров полюсной дуги статора, т.е. от величины шлица между зубцами статора (рис. 5).

Анализ графиков показал, что при размере шлица между зубцами статора 2мм, достигается максимум момента удержания при минимуме потерь на обратных диодах коммутатора. При этом величина зубцового момента не превышает 13% от электромагнитного момента на валу.

В основе расчета переходных характеристик положены следующие дифференциальные зависимости: уравнение равновесия напряжений на фазах (10), потокосцепления фаз (11) и электромагнитного момента (12):

$$\frac{d\Psi_{1}}{dt} + I_{1}R = U\sin(\theta + \beta_{0}^{*});$$

$$\frac{d\Psi_{2}}{dt} + I_{2}R = U\sin(\theta + \beta_{0}^{*} - 2\pi/3);$$

$$\frac{d\Psi_{3}}{dt} + I_{3}R = U\sin(\theta + \beta_{0}^{*} + 2\pi/3);$$
(10)

$$\Psi_{1} = L_{1}I_{1} + m_{12}I_{3} + m_{13}I_{3} - \Phi w_{1e}\cos\theta;$$
  

$$\Psi_{2} = L_{2}I_{2} + m_{21}I_{3} + m_{23}I_{3} - \Phi w_{1e}\cos(\theta - 2\pi/3);$$
  

$$\Psi_{3} = L_{3}I_{3} + m_{31}I_{3} + m_{32}I_{3} - \Phi w_{1e}\cos(\theta + 2\pi/3);$$
(11)

$$M_{ji} = p \Phi k_{i1} w_1 i_1 \sin \theta + \frac{1}{2} \frac{\mu_0 k_f b_n l_a}{2\sigma k_\mu k_\sigma} (1 - \lambda_q) (k_{i1} w_1 i_1)^2 \sin 2\theta$$
(12)



Рис.5. Зависимость индуктивности фазы (а), момента удержания (б), зубцового момента (в), потерь на обратных диодах коммутатора (г) от величины шлица между зубцами статора



Данные машинного расчета приведены на рисунках 8, 9, 10.

Рис. 8. График фазных токов двигателя с учетом пуска. времени



Рис. 9. Графики электромагнитного (М<sub>эм</sub>) и нагрузочного (М<sub>с</sub>)моментов с учетом пуска



Рис. 10. График скорости с учетом пуска

Анализ полученных переходных характеристик тока, момента и скорости показал, что предложенная математическая модель является адекватной, а полученные кривые соответствуют аналогичным кривым, представленным в технической литературе.

### Основные выводы по работе

1. Разработана математическая модель вентильного двигателя с постоянными магнитами для расчета магнитных полей.

2. С использованием полевого подхода определена наиболее рациональная геометрия ВД, внесены уточнения в расчет индуктивности (порядка 3,6%) и определены пульсации электромагнитного момента, обусловленные особенностями конструкции и наличием зубцовых составляющих.

3. На основе разработанной математической модели проведено исследование влияния ширины шлица между зубцами статора на характеристики и свойства вентильного двигателя.

4. Введенные уточнения в геометрические параметры зубцово-пазовой зоны и индуктивности обмотки, не только не ухудшают параметры ВД, но и позволяют наиболее рационально использовать электромеханическую часть вентильного двигателя с постоянными магнитами.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1. *Копылов И.П.* Математическое моделирование электрических машин: Учеб. для вузов. 3-е изд. перераб. и доп.- М.: Высш. шк., 2001. -327с.:ил.
- Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. М.: Энергоатомиздат, 1985. – 168 с.
- 3. Высоцкий В.Е., Зубков Ю.В., Тулупов П.В. Математическое моделирование и оптимальное проектирование вентильных электрических машин. – М.: Энергоатомиздат, 2007, - 340с.
- 4. *Овчинников И.Е.* Вентильные электрические двигатели и привод на их основе: Курс лекций.-СПб.: КОРОНА-Век, 2006.-336с.:ил.

Статья поступила в редакцию 12 июля 2011 г.

## CLARIFICATION OF INTEGRATED ARGUMENTS OF THE BRUSHLESS MOTOR WITH PERMANENT MAGNETS ON THE BASIS OF SIMULATION OF A MAGNETIC FIELD BY A FINITE ELEMENT METHOD

V.E. Vysotskij<sup>1</sup>, R.G. Gorshkov<sup>2</sup>, D.O. Chujanov<sup>2</sup>, E.A. Shumilov<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Samara state technical university244, Molodogvardejskaja st., Samara, 44310

<sup>2</sup> Samara State Technical University (branch of the Syzran) 45, Sovietskaja st., Syzran, 446001

In article are esteemed the problems of simulation of a magnetic field of the gate motor engine . On a foundation of field accounts the integrated arguments in steadied and transient regimes are instituted. The method of clarification of coefficient of self-induction and *3y6u08000* of the moment is offered. In a ground(basis) of the pattern the finite element method for a numerical solution of differential Maxwell equations on a computer lays. With its(her) help the allocation of an electromagnetic field of the motor engine is obtained, the basic performances are counted.

**Keywords:** brushless motor, constant magnets, modeling, a two-dimensional magnetic field, the equations of Maxwell, a method of final elements, electromagnetic and electromechanical processes.

Vitaliy E. Vysotskiy – Doctor of Technical Sciences, Professor. Roman G. Gorshkov – Postgraduate student. Dmitriy O. Chujanov – Postgraduate student. Egor A. Shumilov – Postgraduate student.