

Моделирование тягового вентильно-индукторного привода для автономных транспортных средств

СЛЕПЦОВ М.А., КЛИМОВ В.И., МАМАТОВ А.И., МОСКАЛЕВ М.В.

Приведены результаты работы по моделированию вентильно-индукторного привода электромобиля. В основу положена математическая модель локально насыщенной электрической машины, в которой зоны линейного и локального насыщения аппроксимируются отрезками прямых. Модель была опробована на спроектированном приводе и показала свою работоспособность.

Ключевые слова: *электрический транспорт, вентильно-индукторный двигатель, математическое моделирование*

Как известно, наиболее перспективной для применения на транспорте можно назвать вентильно-индукторную машину (ВИМ) или по западной терминологии switched reluctance motor (SRM), которая обладает простой и надежной конструкцией, высоким КПД [1–3, 8]. Отметим, что под понятием «вентильно-индукторная машина» здесь и далее понимается ее тип с самовозбуждением.

Тяговый электропривод (ТЭП) на основе ВИМ имеет существенные преимущества перед традиционными приводами постоянного тока: простота конструкции и высокая надежность тяговой машины (ТМ), более высокий КПД и возможность электромагнитной редукции, гибкость конструкции и высокие значения удельной мощности. Однако не стоит забывать и о его главных недостатках, таких как сильные вибрации и высокий уровень акустических шумов, что является следствием непостоянства мгновенного значения момента. В качестве недостатков можно отметить также необходимость в датчике положения ротора, большие вентиляционные потери на высоких скоростях, более высокие требования к входному фильтру, повышенные значения мощности преобразователя. Однако не все из известных достоинств или недостатков ВИП носят бесспорный характер. Поэтому изучению и совершенствованию данного типа привода уделяется все большее внимание [4–7].

Следует помнить, что проведение испытаний без должной подготовки — далеко не самый эффективный метод апробации новых технических решений. В данном случае для уменьшения затрат на испытания измененной конструкции машины, преобразователя или системы управления и алгоритмов их работы предлагается использовать про-

Results of work on simulating the converter-fed inductor drive for an electric vehicle are presented. The drive is simulated by the mathematical model of a locally saturated electrical machine in which the zones of linear and local saturation are approximated by straight line segments. The model was checked on a designed electric drive and has shown its validity.

Key words: *electric transport, converter-fed inductor motor, mathematical simulation*

верочную модель, созданную в компьютерной среде. Она может отражать те или иные свойства исследуемого привода в зависимости от задач исследования, поможет выявить недостатки еще до принятия решения об испытаниях. Такая модель, даже несмотря на то, что все новшества тщательно проработаны, в любом случае застрахует исследователей от ошибок.

В качестве среды разработки модели был выбран продукт компании The MathWorks, inc., а именно, MatLab и ее приложение Simulink. Возможности данной программы позволяют исследовать вентильно-индукторный привод в полном объеме и адаптировать его к любому применению. Модель, являющаяся уникальной разработкой ее авторов, создавалась с нуля в стремлении сделать ее удобной и гибкой при внесении необходимых изменений.

Вентильно-индукторный привод является относительно новым типом электромеханического преобразователя энергии. Он представляет собой достаточно сложную систему, структурная схема которой приведена на рис. 1. Основными элементами являются: вентильно-индукторная машина (ВИМ); силовой преобразователь; датчик положения ротора (ДПР); система управления (СУ). Математическая модель привода складывается из математических моделей его составляющих.

Из имеющихся математических описаний ВИМ за основу была принята модель локально насыщенной машины (ЛНМ). Семейство кривых намагничивания для модели ЛНМ состоит из двух зон — линейной и локального насыщения, в каждой из которых кривая аппроксимируется отрезком прямой (рис. 2). Изменение наклона кривых ненасы-



Рис. 1. Структурная схема ВИП

шенного участка пропорционально площади перекрытия зубцов, т.е. определяется значением индуктивности фазы при данном угле поворота $L(\theta)$; насыщение наступает при одном и том же значении тока $I_{\text{нас}}$, но разных значениях $\psi_{\text{нас}}(\theta)$; наклон кривых на насыщенных участках совпадает с их наклоном на участке рассогласованного положения и определяется $L_{\text{min}}(\theta)$.

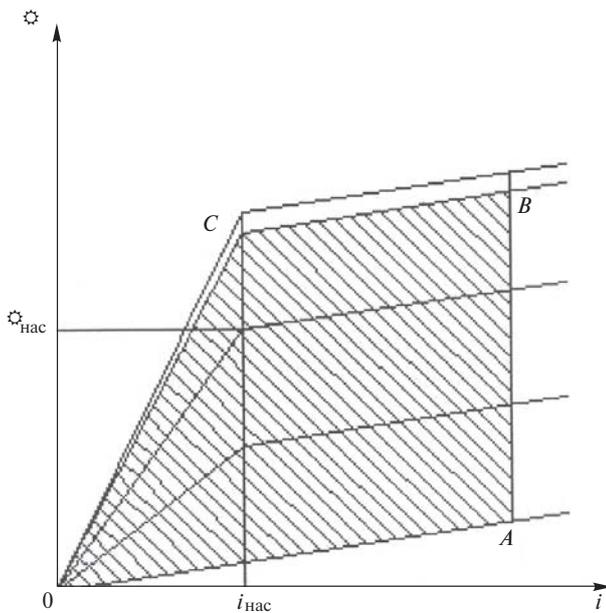


Рис. 2. Кривые намагничивания для модели ЛНМ

Первое допущение основано на равномерности поля в зоне перекрытия зубцов и примерном постоянстве потоков рассеяния. На этом же базируется и второе допущение. Насыщение наступает при достижении индукцией в воздушном зазоре значения индукции насыщения $B_{\text{нас}}$. Если при увеличении степени перекрытия зубцов добавляется только зона равномерного поля, а в остальном картина поля остается неизменной, то значение МДС также не меняется. Третье допущение не так очевидно и, строго говоря, не совсем верно, так как увеличение МДС свыше значения насыщения вызывает постепенное, а не скачкообразное развитие зоны ло-

кального насыщения в глубь тела зубца. Однако при большой степени насыщения дифференциальная магнитная проницаемость стали $\mu_{\text{нас}}$ стремится к проницаемости воздуха $\mu_{\delta}=1$, что и обуславливает приближенное совпадение потокосцепления в зоне локального насыщения в согласованном положении с его значением в рассогласованном положении.

Границы линейной зоны определяет ток насыщения

$$i_{\text{нас}} = \frac{2\delta B_{\text{нас}}}{w\mu_0}, \quad (1)$$

где δ – воздушный зазор в согласованном положении; $B_{\text{нас}}$ – магнитная индукция насыщения материала; w – общее число витков фазы; μ_0 – магнитная постоянная.

Потокасцепление фазы в любой момент времени

$$\psi(\theta) = \int [U(\theta) - i(\theta)R] dt. \quad (2)$$

В линейной зоне работы ВИМ фазный ток определяется по формуле

$$i(\theta) = \frac{\psi(\theta)}{L(\theta)}. \quad (3)$$

Уравнение фазного момента

$$M(\theta) = \frac{1}{2} i(\theta)^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (4)$$

В зоне локального насыщения фазный ток

$$i(\theta) = i_{\text{нас}} + \frac{\psi(\theta) - i_{\text{нас}} L(\theta)}{L_{\text{рас}}(\theta)}. \quad (5)$$

Момент, соответственно,

$$M(\theta) = (i_{\text{нас}} i(\theta) - \frac{1}{2} i_{\text{нас}}^2) \frac{dL(\theta)}{d\theta}. \quad (6)$$

На рис. 3 приведена зависимость индуктивности фазы от угла поворота ротора.

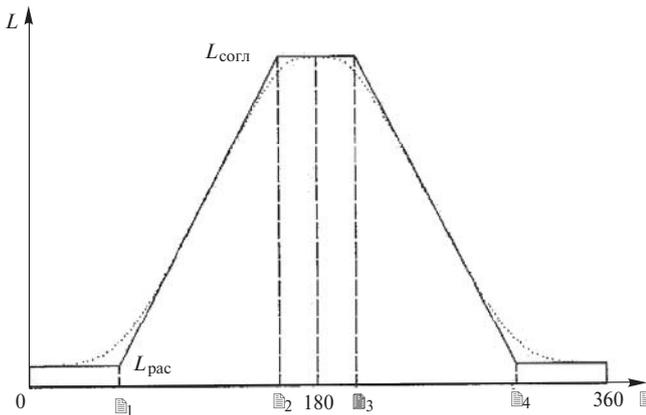


Рис. 3. Кусочно-линейная аппроксимация зависимости $L(\theta)$

Так как ширина зубца ротора выбирается, как правило, несколько меньшей половины дуги зубцового деления, а ширина зубца статора, в свою очередь, меньшей ширины зубца ротора, зависимость $L(\theta)$ будет иметь горизонтальные участки. Углы, при которых эта зависимость имеет изломы, приблизительно соответствуют углу начала перекрытия зубцов:

$$\theta_1 = 360 - \theta_4 = \frac{\tau_R - \beta_S - \beta_R}{2}; \quad (7)$$

$$\theta_2 = 360 - \theta_3 = \theta_1 + \beta_S. \quad (8)$$

На участке линейного возрастания проводимости ($\theta_1 < \theta < \theta_2$), соответствующем двигательному режиму, можно записать выражение для расчета индуктивности

$$L(\theta) = L_{рас} + k_L (\theta - \theta_1), \quad (9)$$

где

$$k_L = \frac{dL(\theta)}{d\theta} = \frac{L_{согл} - L_{рас}}{(\theta_2 - \theta_1)} = \text{const} \quad (10)$$

– коэффициент наклона линейного участка кривой $L(\theta)$.

Индуктивность катушки (не фазы) в согласованном и рассогласованном положениях может быть определена приближенно:

$$L_{согл} = \mu_0 I_{\delta} w^2 \lambda_{\max}; \quad (11)$$

$$L_{рас} = \mu_0 I_{\delta} w^2 \lambda_{\min}, \quad (12)$$

где минимальная и максимальная магнитные проводимости воздушного зазора равны:

$$\lambda_{\min} = \frac{b_{ст}}{h_p} + \frac{4}{3} \left(\frac{h_p + b_p}{\tau_p - b_p - b_{ст}} \right); \quad (13)$$

$$\lambda_{\max} = \frac{b_{ст}}{\delta} + \frac{4}{\pi} \ln \left(\frac{b_p - b_{ст}}{2\delta} \right) + \frac{2}{\pi} \ln \left(\frac{2h_p}{b_p - b_{ст}} \right) + 0,964. \quad (14)$$

Следует отметить, что реальная кривая $L(\theta)$ не имеет резких изломов, а значения граничных углов могут несколько отличаться от рассчитанных из-за наличия краевых эффектов магнитного поля. К тому же такое представление кривой индуктивности существенным образом искажает реальный вид кривой момента фазы (при постоянстве тока она имеет форму прямоугольника, что, в свою очередь, ограничивает исследования систем управления ВИП).

Для устранения этого недостатка предлагается использовать сплайновую аппроксимацию кривой индуктивности, причем располагаться она должна внутри самой модели ВИМ. Для реализации этого предложения не нужно делать дополнительных расчетов, достаточно занести в программу кусочно-линейную аппроксимацию кривой индуктивности с некоторой избыточностью точек. Соответствующий подбор коэффициентов сглаживания дает достаточно достоверную картину кривой индуктивности и позволяет точно оценивать значения момента двигателя и его реакцию на внешние воздействия.

Модель силового преобразователя проста. Сигналы от СУ преобразуются в напряжение, подаваемое на фазы двигателя. Потери в силовых ключах учитываются средним значением потерь на включение, выключение и в режиме проводимости:

$$u = U_{ист} - 2U_{пот}, \quad (15)$$

где $U_{пот}$ – среднее падение напряжения на силовом элементе преобразователя; $U_{ист}$ – напряжение питания силового преобразователя.

Модель системы управления находится внутри блока силового преобразователя. Стоит отметить, что структура управления (рис. 4) рассматривается только для двигательного режима работы ВИП.



Рис. 4. Структура системы управления тяговым ВИП

Управление моментом в ВИМ принципиально можно разделить на два случая: регулирование среднего и мгновенного значений момента. На рис. 5 приведена предлагаемая авторами структура регулирования момента. Для ее реализации было создано несколько версий программы прямого управления моментом на встроенном в Matlab языке программирования.

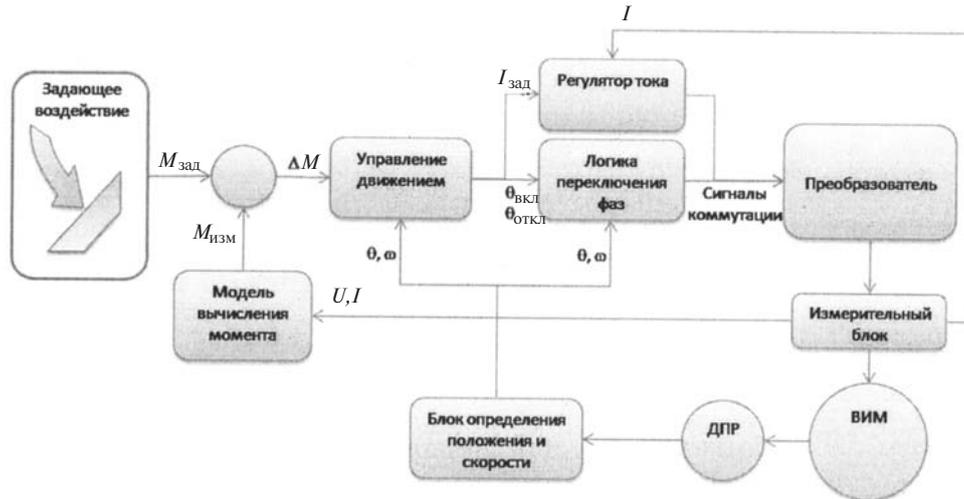


Рис. 5. Структура замкнутого контура управления моментом

Схема обладает следующими преимуществами: оценка мгновенного значения момента происходит только по измеренным значениям напряжения и тока;

оценивается только суммарный момент, что облегчает способ его измерения;

не требуется закладывать в программу кривую распределения индуктивности фаз и ее производную.

Неотъемлемой частью тягового привода является и механическая нагрузка, включающая всю механическую часть ЭПС и условия движения.

Редуктор имеет передаточное число μ и КПД η ; колесо радиусом R_k выполняет роль движителя. Сила тяги рассчитывается по формуле

$$F = \frac{M_{\text{сум}} \mu \eta}{R_k}, \quad (16)$$

где $M_{\text{сум}}$ – суммарный момент, развиваемый ВИМ, с учетом нагрузки.

Инерцию всех вращающихся частей привода учитывает коэффициент вращающихся масс γ . Это позволяет воспользоваться формулой движения для определения скорости (км/ч):

$$V = \int \frac{3,6F}{m(1+\gamma)} dt. \quad (17)$$

Сопrotивление движению учитывается несколькими составляющими: трением качения, аэродинамическим сопротивлением и профилем пути:

$$W = mgf + \frac{1}{2} C_x \rho_0 S \left(\frac{V}{3,6} \right)^2 + \frac{i}{1000} mg, \quad (18)$$

где g – ускорение свободного падения; f – коэффициент трения качения; C_x – коэффициент аэроди-

намического сопротивления; ρ_0 – плотность воздушной среды; S – лобовая площадь ЭПС; i – уклон.

Механическая часть ЭПС включает также тормозную систему, образованную четырьмя дисковыми тормозами по одному на каждом колесе ЭПС.

Коэффициент трения тормозов

$$f_i = \frac{0,25}{1+0,02V}. \quad (19)$$

Коэффициент нажатия тормозов задается водителем ЭПС, соответственно, тормозная сила

$$B = f_i \Delta mg. \quad (20)$$

Из (16) определяется момент нагрузки ВИМ, составляющими нагрузки являются W и B .

Угловая скорость вращения ротора ВИМ

$$\omega = \frac{V\mu}{3,6R_k}. \quad (21)$$

На пульте управления – набор заранее программируемых сигналов.

В модели реализованы следующие управляющие воздействия:

режимы работы – движение обратным ходом в маневровом режиме; движение в прямом направлении в маневровом режиме; движение в прямом направлении в нормальном режиме;

степень нажатия на педаль акселератора в процентах;

степень нажатия на педаль тормоза в процентах.

Заключение. Предлагаемая модель была опробована на спроектированном для электромобиля вентильно-индукторном приводе и показала работоспособность как всей системы, так и отдельных

ее элементов. При испытаниях модель была опробована на путях различного профиля (ровная дорога, уклоны) и в различных режимах движения (вперед, назад) и их комбинациях. Все испытания были приведены успешно, в том числе подхват едущего назад с горки электромотоцикла и режим реверса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Анучин А.С.** Разработка системы управления многофазного вентиляно-индукторного привода с промежуточным регулируемым звеном постоянного тока: Автореф. дис. ... канд. техн. наук, Москва, 2004.
2. **Амелькин А.В.** Оптимизация способов управления вентиляно-индукторным двигателем на электрическом транспорте в тормозном режиме: Автореф. дис. ... канд. техн. наук, Москва, 2004.
3. **Вентиляно-индукторный** электропривод. – Доклады научно-практического семинара. – М.: Изд-во МЭИ, 2006.
4. **Быйрыева Л.С., Прокопович А.В.** Теория электрической тяги. Методическое пос. – М.: Изд-во МЭИ, 2004.
5. **Фисенко В.Г., Попов А.Н.** Проектирование вентиляно-индукторных двигателей: Методическое пос. – М.: Изд-во МЭИ, 2005.
6. **Розенфельд В.Е., Исаев И.П., Сидоров Н.Н.** Теория электрической тяги: Учебник для вузов ж.-д. трансп., 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1983.
7. **Основы** электрического транспорта: Учебник для студентов О-75 высш. учеб. заведений/Под общ. ред. М.А. Слепцова. – М.: Изд. центр «Академия», 2006.
8. **Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А.** Вентиляно-индукторные двигатели. – М.: Изд-во МЭИ, 2003.

Авторы: Слепцов Михаил Александрович окончил факультет электрооборудования и автоматизации промышленности и транспорта Московского энергетического института (МЭИ) в 1963 г. Защитил кандидатскую диссертацию «Исследование характеристик тиристорных, применяемых на электрическом транспорте». Профессор кафедры электрического транспорта МЭИ.

Климов Владимир Иванович окончил физический факультет МГУ в 1979 г. Защитил кандидатскую диссертацию «Резонанс в квантово-механической системе трех тел». Заместитель генерального директора ФГУП ВЭИ по спецтехнике.

Маматов Александр Игоревич окончил институт электротехники МЭИ в 2010 г. Аспирант кафедры электрического транспорта МЭИ.

Москалев Максим Викторович окончил институт электротехники МЭИ в 2010 г. Ведущий инженер отделения специальных систем электроснабжения ФГУП ВЭИ. Аспирант кафедры электрического транспорта МЭИ.