

УДК 621.3.07

А. С. Анучин, Е. О. Столяров, Д. К. Сурнин Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Г. Л. Демидова, А. Н. Богданов Университет ИТМО

Ю. Вагапов Университет Глиндор

Идентификация карты намагничивания вентильно-индукторного электропривода в режиме реального времени

Предложен метод идентификации карты намагничивания вентильно-индукторного двигателя, работающий одновременно с системой управления с прогнозированием. Для точного управления вентильноиндукторным двигателем требуется информация о его карте намагничивания, являющаяся функцией от положения ротора и тока фазы. Так как эта функция может измениться при работе двигателя из-за изменения температур ротора и статора, которые влияют на их геометрические размеры, а также на воздушный зазор, предпочтительным способом учета данных изменений является идентификация карты намагничивания в режиме реального времени. В предложенном методе любое несоответствие между заданным и измеренным токами используется для корректировки опорных точек двумерного массива, представляющего собой карту намагничивания. Сам метод исследовался посредством имитационного моделирования при одновременной работе с основной системой управления электродвигателем.

Вентильно-индукторный электродвигатель, карта намагничивания, идентификация, управление с прогнозированием

За последние три десятилетия вентильноиндукторные двигатели (ВИД) привлекли к себе внимание благодаря интенсивному развитию силовой электроники, и IGBT в частности. С точки зрения 3D-печати, ВИД считается одним из лучших кандидатов в качестве первого массового электродвигателя, который можно полностью распечатать [1], и удобен для реализации в качестве модульных машин [2]-[5]. Однако ВИД демонстрируют высокий уровень шумов, вибраций и пульсацию крутящего момента. Проблема пульсации момента, влияющая как на уровень шума, так и на вибрации, была успешно устранена при использовании способов управления, описанных в [6]-[8]. Наилучшие результаты были получены при применении следующих двух методов: прямого управления мгновенным значением момента [9] и управления с прогнозированием (МРС) [10],

[11]. Оба метода используют карту намагничивания как функцию от положения ротора и тока двигателя или его момента. Карта моментов ВИД может быть получена из карты намагничивания и используется для точного управления двигателем.

Методы получения карты намагничивания ВИД, использующие специальные испытательные стенды, называются оффлайн-методами [12], [13]. Подходы, при которых параметры двигателя определяются во время обычного режима работы ВИД, называются онлайн-методами [14]. Оффлайн-методы применяются для определения карты намагничивания на полном обороте ротора во всем диапазоне изменения тока, в то время как онлайн-методы предоставляют данные только о рабочих диапазонах токов фаз и положении ротора. Метод, предложенный в [14], запоминает задание напряжения и обратную связь от датчиков

тока для получения карты намагничивания. Однако данные от датчиков всегда содержат шумы, которые необходимо отфильтровывать.

Системы непрерывного управления с прогнозированием (СНУсП) для ВИД используют карты намагничивания [15] и требуют решения двух задач. Первая - подходящий способ представления карты намагничивания. Вообще, карта намагничивания ВИД обладает существенной нелинейностью; она не может быть выражена через ряды Фурье или Тейлора с адекватным количеством коэффициентов для предоставления необходимой точности [16]. Следовательно, лучшим вариантом будет использование таблицы в виде двумерного массива с фиксированным шагом и применением интерполяции для определения потокосцепления между опорными точками таблицы. Таблицу можно легко подстраивать, используя экспериментальные данные, тогда как онлайн-корректировка коэффициентов рядов Фурье и Тейлора более сложна.

Вторая проблема состоит в том, что точность стабилизации тока напрямую зависит от точности представления карты намагничивания. Эта особенность СНУсП была выбрана для использования в онлайн-методе коррекции карты намагничивания, представленном в данной статье.

Представленный метод работает параллельно со СНУсП, используя карту намагничивания. Любое несоответствие между заданным и измеренным значениями тока используется для корректировки опорных точек двумерного массива, представляющего собой карту намагничивания как функцию от положения ротора в зависимости от тока фазы.

Система непрерывного контроля с прогнозированием для ВИД. Каждая фаза ВИД описывается следующим уравнением баланса напряжений [17]:

$$\frac{d\psi}{dt} = V - iR,\tag{1}$$

где ψ – потокосцепление обмотки; V – приложенное напряжение; i – текущий ток; R – активное сопротивление фазы.

Фазы двигателя обычно считаются независимыми, поскольку магнитная связь между ними мала и ею можно пренебречь [18]. Следовательно, карта намагничивания каждой фазы зависит от протекающего в ней тока и текущего положения ротора.

Рассмотрим только одну фазу ВИД, которая питается от несимметричного мостового преобразователя, показанного на рис. 1, где приняты следующие обозначения: ДТ – датчик тока; ДН – датчик напряжения; А, А', В, В', С, С' – фазы двигателя; VT1, VT2 – транзисторы; VD1, VD2 – диоды; V_{DC} – текущее напряжения звена постоянного тока. Ток можно регулировать при помощи карт намагничивания фаз двигателя. При вращении двигателя и изменении задания тока система управления должна переходить от одной контрольной точки карты намагничивания к другой.

В конце периода широтно-импульсного модулирования (ШИМ) необходимо измерить ток, а система управления должна обработать полученное значение. Система получает информацию об измеренном токе i[k] и текущем электрическом угле ротора $\theta[k]$. Если известна электрическая скорость двигателя ω , тогда положение ротора в конце следующего периода ШИМ может быть вычислено по формуле

$$\hat{\theta}[k+1] = \theta[k] + \omega T_{\text{III}M},$$

где *Т*_{ШИМ} – длительность цикла ШИМ.

Если известно задание момента T_{ref}, то задание тока для следующего периода ШИМ можно получить из таблицы карты намагничивания, составленной для соотношения тока, момента и магнитного потока для каждой конкретной машины по формуле



Puc. 1

.....

$$i_{\text{ref}}[k+1] = f_{\text{cur. ref}}(\hat{\theta}[k+1], T_{\text{ref}})$$

где $f_{\text{cur. ref}}$ – функция заданного тока, или получить напрямую из регулятора скорости, если используется более простой подход к управлению.

Следовательно, система управления имеет в распоряжении значения текущего тока, текущего положения ротора, прогнозируемое положение ротора для следующего периода ШИМ и задание тока, которое должно быть достигнуто под конец следующего периода ШИМ. Система перемещается по карте намагничивания фазы двигателя от точки k к точке k + 1, как показано на рис. 2.

Для обеих точек потокосцепление может быть вычислено согласно формулам

$$\begin{cases} \hat{\psi}[k] = f_{\text{magn.surf}} \left(\theta[k], i[k] \right); \\ \hat{\psi}[k+1] = f_{\text{magn.surf}} \left(\hat{\theta}[k+1], i_{\text{ref}}[k+1] \right). \end{cases}$$

Все эти данные могут быть использованы в решении уравнения (1) для получения задания напряжения посредством формулы

$$V = \frac{\hat{\psi}[k+1] - \hat{\psi}[k] - \frac{i[k] + i_{\text{ref}}[k+1]}{2}RT_{\text{III}UM}}{T_{\text{III}UM}}$$

Задание напряжения зависит от разницы между текущей и следующей оценками потокосцепления с учетом падения напряжения на сопротивлении фазы от среднего тока, который будет течь через обмотку на следующем периоде ШИМ.



Скважность для управления асимметричным мостом может быть получена посредством следующего уравнения при использовании задания напряжения (V) и текущего напряжения звена постоянного тока V_{DC} :

$$\gamma = \frac{V}{V_{DC}},$$

и должна находиться в пределах [-1; +1].

Процедура онлайн-идентификации карты намагничивания. Во время работы предложенная СНУсП стабилизирует задание тока с некоторой ошибкой, которая зависит от точности построения карты намагничивания. На рис. 3 показана работа СНУсП при ошибке в задании карты намагничивания (a) и без такой ошибки (б). Если в таблице карты намагничивания поверхность намагничивания находится ниже реальной по-



верхности намагничивания двигателя, ток не достигнет задания (рис. 3, a). Если же карта построена точно, то ток следует за заданием (рис. 3, δ).

Корректировка опорных точек карты намагничивания может проводиться на основе несоответствия между заданным и измеренным значениями тока. Если измеренный ток ниже заданного, значит, реальное потокосцепление в этой опорной точке карты больше, чем значение в таблице.

Коррекция должна проводиться для ближайшей точки двумерного массива, если расстояние меньше половины расстояния между двумя контрольными точками. Это гарантирует, что затронута будет только одна точка. Для стабильности расстояние можно уменьшить дополнительно. Квадрат расстояния до контрольной точки можно вычислить с помощью формулы

$$\begin{cases} d_{00}^{2} = \left(\left\lfloor\frac{N}{2\pi}\theta\right\rfloor - \frac{N}{2\pi}\theta\right)^{2} + \left(\left\lfloor\frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right\rfloor - \frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right)^{2}; \\ d_{01}^{2} = \left(\left\lfloor\frac{N}{2\pi}\theta\right\rfloor - \frac{N}{2\pi}\theta\right)^{2} + \left(\left\lceil\frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right\rceil - \frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right)^{2}; \\ d_{10}^{2} = \left(\left\lceil\frac{N}{2\pi}\theta\right\rceil - \frac{N}{2\pi}\theta\right)^{2} + \left(\left\lfloor\frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right\rfloor - \frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right)^{2}; \\ d_{11}^{2} = \left(\left\lceil\frac{N}{2\pi}\theta\right\rceil - \frac{N}{2\pi}\theta\right)^{2} + \left(\left\lceil\frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right\rceil - \frac{N}{I_{\max}}i_{\text{ref}}\right)^{2}, \end{cases}$$

где θ – угловое положение ротора; N – число точек в массиве; I_{max} – максимальный ток двигателя; i_{ref} – заданный ток.

Пояснение к вычислению расстояния до опорных точек показано на рис. 4. Квадраты расстояния используются, чтобы не вычислять операцию квадратного корня, которая обычно занимает много процессорного времени.

Если квадрат расстояния меньше определенного значения, к примеру 0.25, тогда соответствующая опорная точка в таблице должна быть скорректирована в соответствии с ошибкой в токе посредством формулы

$$\begin{cases} \text{if } \left(d_{00}^{2} < 0.25\right) \text{ then} \\ \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor = \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor + k_{f} \left(i_{\text{ref}} - i\right); \\ \text{if } \left(d_{10}^{2} < 0.25\right) \text{ then} \\ \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor = \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor + k_{f} \left(i_{\text{ref}} - i\right); \\ \text{if } \left(d_{01}^{2} < 0.25\right) \text{ then} \\ \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor = \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor + k_{f} \left(i_{\text{ref}} - i\right); \\ \text{if } \left(d_{11}^{2} < 0.25\right) \text{ then} \\ \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor = \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor + k_{f} \left(i_{\text{ref}} - i\right); \\ \text{if } \left(d_{11}^{2} < 0.25\right) \text{ then} \\ \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor = \Psi \left\lfloor \frac{N}{2\pi} \theta \right\rfloor \left\lfloor \frac{N}{I_{\text{max}}} i_{\text{ref}} \right\rfloor + k_{f} \left(i_{\text{ref}} - i\right), \end{cases}$$

где k_f – коэффициент постоянной времени фильтра.

Результаты моделирования. Конфигурация модели. Есть множество вариантов построения модели ВИД, и один из самых удобных – исполь-



Puc. 4

зование линеаризованной модели [19], профиль кривых намагничивания которых показан на рис. 5. В такой модели можно проводить быстрое моделирование с простыми уравнениями для получения момента. Предполагается, что индуктивность фаз меняется согласно выражению

$$L = L_{\rm cp} - \Delta L \cos \theta, \qquad (2)$$

где L_{cp} – средняя индуктивность; ΔL – половина разницы между максимальной и минимальной индуктивностями; θ – электрический угол положения ротора.



Потокосцепление каждой фазы может быть получено из (1) по методу интегрирования Эйлера согласно формуле

$$\psi_k = \psi_{k-1} + (V - iR)h,$$

где ψ_k и ψ_{k-1} – новое и предыдущее потокосцепления модели двигателя соответственно; h – шаг интегрирования. Преобразователь, показанный на рис. 1, может обеспечивать протекание тока лишь в положительном направлении в любой из фаз. Это необходимо проверять в модели в случае нулевого или отрицательного прикладываемого напряжения: если величина потокосцепления в модели становится отрицательной, то вычисления следует проводить по формуле

$$\Psi_k = \begin{cases} \Psi_k, \ \Psi_k \ge 0\\ 0, \ \Psi_k < 0. \end{cases}$$

Ожидаемое потокосцепление применяется для вычисления значения тока, протекающего в обмотке фазы, по следующей формуле с использованием значения ненасыщенной индуктивности для конкретного положения ротора согласно (2):

$$i = \psi/L. \tag{3}$$

Этот ток может быть меньше или больше значения тока насыщения. Если он ниже, то двигатель работает на линейном участке и коррекция не нужна. Если он больше, то двигатель в насыщении, и текущее значение фазного тока должно вычисляться по формуле

$$i = I_{\text{sat}} + (\psi - LI_{\text{sat}})/L_{\min}$$

вместо (3). Здесь I_{sat} – ток насыщения; L_{\min} – минимальная индуктивность обмотки. Если текущий ток меньше тока насыщения, тогда момент для одной фазы рассчитывается по формуле

$$T = \frac{i^2}{2} \frac{dL(\theta)}{d\theta} = \frac{i^2}{2} \frac{d(L_{\rm cp} - \Delta L \cos \theta)}{d\theta} = \frac{\Delta L}{2} i^2 \sin \theta.$$

Рассчитать момент для тока, превышающего ток насыщения, можно с помощью коэнергии, которая определяется согласно

Параметр	Значение	Единица измерения
Несогласованная индуктивность двигателя	10.0	мГн
Согласованная индуктивность двигателя	100.0	мГн
Ток насыщения	20	А
Сопротивление фазы	0.05	Ом
Число пар полюсов	4	_
Максимальный фазный ток	100	А
Напряжение ЗПТ	600	В
Частота ШИМ	2.0	кГц
Электрическая скорость вращения	598	рад/с
Угол включения	0.35	рад
Угол выключения	2.7	рад
Начальная несогласованная индуктивность в системе управления	10.0	мГн
Начальная согласованная индуктивность в системе управления	71.0	мГн



Puc. 6

$$W'(i,\theta) = \left(L_{cp} - \Delta L \cos\theta\right) \left(\frac{I_{sat}^2}{2} + I_{sat} \left(i - I_{sat}\right)\right) + L_{min} I_{sat} \left(i - I_{sat}\right).$$

Тогда момент вычисляется по формуле:

$$T = \frac{\partial W'(i,\theta)}{\partial \theta} \bigg|_{i} = \left(I_{\text{sat}} i - \frac{I_{\text{sat}}^{2}}{2} \right) \Delta L \sin \theta.$$

Параметры модели и результаты. Задание тока для каждой фазы было установлено на некотором регулируемом значении *i*_{ref}. Это задание было применено между углами включения и выключения 0.35 и 2.7 рад соответственно. Вначале согласованная индуктивность была взята меньше, чем таковая в управляемом двигателе, как показано в таблице. Двигатель вращался с постоянной скоростью.

При первом запуске двигателя разница между картами намагничивания модели двигателя и модели системы управления привела к ошибке в токе, что показано на рис. 3, *а*. Однако спустя некоторое время процедура онлайн-идентификации скорректировала контрольные точки массива потокосцепления, что привело к поведению тока, как на рис. 3, δ . Результат автоподстройки карты намагничивания в процессе работы предложенного алгоритма идентификации показан на рис. 6: *а* – после работы с постоянным заданием тока, δ – после более длительной работы с разными заданиями тока. Карта намагничивания для данного задания тока была частично изменена, как показано на рис. 6, *а*. При изменении задания тока было скорректировано больше точек карты (рис. 6, δ).

Для определения полной карты намагничивания ВИД необходимо использовать все возможные значения тока при всех угловых положениях, что не всегда возможно. Предлагаемое решение частично корректирует карту намагничивания в рамках рабочей области и использует фильтр для исключения случайных помех в измерениях.

Данный метод идентификации может работать параллельно с основной системой управления и подстраивать параметры, например при изменении воздушного зазора, вызванного изменением температур статора и ротора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Control challenges of 3d printed switched reluctance motor / A. Rassõlkin, A. Kallaste, T. Vaimann, H. Tiismus // 26th Intern. Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED). Moscow, Russia, 2019. P. 1–5.

2. Design of a novel modular axial-flux double rotor switched reluctance drive / P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J. I. Perat, J. A. Sánchez, M. Torrent // Energies. 2020. Vol. 13, № 5. P. 1161.

3. Ruba M., Benţia I., Szabó L. Modular fault tolerant switched reluctance machine – design and dynamic simulations // 12th Intern. Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. Basov, 2010. P. 441–446.

4. Ruba M., Bentia I., Szabó L. Novel modular switched reluctance machine for safety-critical applications // XIX Intern. Conf. on Electrical Machines – ICEM 2010. Rome, 2010. P. 1–6.

5. Szabó L. Advancements in electrical machines design brought by the modular construction // X Intern. Conf. on Electrical Power Drive Systems (ICEPDS). Novocherkassk, 2018. P. 1–6.

6. A new control method for vibration and noise suppression in switched reluctance machines / M. Zhang, I. Bahr, X. Mininger, C. Vlad, H. Xie, E. Berthelot // Energies. 2019. Vol. 12, № 8. P. 1554.

7. Novel current profile of switched reluctance machines for torque density enhancement in low-speed applications / L. Huang, Z. Q. Zhu, J. Feng, S. Guo, Y. Li, J. X. Shi // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2020. Vol. 67, № 11. P. 9623–9634.

8. Ye J., Bilgin B., Emadi A. An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives // IEEE Transactions on Energy Conversion. 2015. Vol. 30, № 2. P. 726–735.

9. Inderka R. B., De Doncker R. W. DITC-direct instantaneous torque control of switched reluctance drives // IEEE Transactions on Industry Applications. 2003. Vol. 39, № 4. P. 1046–1051.

10. Peyrl H., Papafotiou G., Morari M. Model predictive torque control of a switched reluctance motor //

A. C. Anuchin, E. O. Stolyarov, D. K. Surnin *Moscow Power Engineering Institute*

G. L. Demidova, A. N. Bogdanov ITMO University

Yu. Vagapov Wrexham Glyndwr University

MAGNETIZATION SURFACE IDENTIFICATION SYNCHRONOUS RELUCTANCE MOTOR IN REAL-TIME MODE

Deal with a method for identifying the switched reluctance motor (SRM) magnetization surface which works together with a predictive control system. Precision control SRM is required information on its magnetization surface which is a function of the rotor position and phases current. Due to rotor and stator heating are affected their geometric dimensions and, in particular, the size of the air gap, resulting in this function is changed. The preferred way to account these changes is to identify the magnetization surface in real-time. The method proposed in this paper was used error between the specified and measured currents to correct main points in a two-dimensional array, which is a magnetization surface. This method was investigated using simulation results while the main control system SRM is working.

Synchronous reluctance motor, magnetization surface, identification, model predictive control

IEEE Intern. Conf. on Industrial Technology. Gippsland, VIC, 2009. P. 1–6.

11. Model predictive torque control of a switched reluctance drive with heat dissipation balancing in a power converter / A. Anuchin, V. Podzorova, V. Popova, I. Gulyaev, F. Briz, Y. Vagapov // IEEE 60th Intern. Scientific Conf. on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). Riga, Latvia, 2019. P. 1–6.

12. Chancharoensook P., Rahman M. F. Magnetization and static torque characterization of a four-phase switched reluctance motor: experimental investigations // 4th IEEE Intern. Conf. on Power Electronics and Drive Systems // IEEE PEDS. Indonesia. 2001. Vol. 2. P. 456-460

13. Cossar C., Miller T. J. E. Electromagnetic testing of switched reluctance motors // Proc. of Intern. Conf. on Electrical Machines. Manchester, 1992. P. 470–494.

14. On-line phase measurements in switched reluctance motor drives / C. Cossar, M. Popescu, T. Miller, M. McGilp // European Conf. on Power Electronics and Applications. Aalborg, 2007. P. 1–8.

15. Continuous control set model predictive control of a switch reluctance drive using lookup tables / A. Anuchin, G. L. Demidova, C. Hao, A. Zharkov, A. Bog-danov, V. Šmídl // Energies. 2020. Vol. 13, № 3317. P. 1–14.

16. Novel method for modeling the electromagnetic characteristics of switched reluctance motors / C. Li, G. Wang, J. Liu, Y. Li, Y. A. Fan // Appl. Sci. 2018. № 8. P. 537.

17. Krishnan R. Switched reluctance motor drives: modeling simulation analysis design and application. Boca Raton: Florida CRC Press, 2001.

18. Obtaining the magnetic characteristics of an 8/6 switched reluctance machine: from FEM analysis to the experimental tests / B. Parreira, S. Rafael, A. J. Pires, P. J. C. Branco // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 2005. Vol. 52, № 6. P. 1635–1643.

19. Real-time model of switched reluctance drive for educational purposes / A. Anuchin, D. Grishchuk, A. Zharkov, Y. Prudnikova, L. Gosteva // 57th Intern. Scientific Conf. on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). Riga, 2016. P. 1–5.