

СРАВНЕНИЕ ПЕРСПЕКТИВНЫХ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ВЕКТОРА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Введение. Векторное управление асинхронными двигателями (АД) базируется на знании векторов потокосцеплений ротора и (или) статора и их скоростей вращения. К настоящему времени предложено большое количество методов оценки указанных переменных. Большинство из них неработоспособны в окрестности нулевой скорости ротора. Исключение составляют методы Hu-Wu [1], Ohtani [2], Holtz [3, 4], Kubota-Matsuse [5], наблюдатель [6–8]. При вычислении вектора потокосцепления существуют две проблемы: чистое интегрирование, с которым связаны неопределенность начальных условий и накопление ошибки за счет постоянных смещений, и изменение параметров двигателя в процессе его работы, в особенности, сопротивления статора под влиянием изменения температуры. Разброс параметров дает ошибки в вычислении потокосцепления, что затрудняет управление на низких скоростях. Оценка потокосцепления важна также для on-line идентификации сопротивления ротора. Как решение данной проблемы применяют исключение чистого интегрирования и метода on-line идентификации параметров.

Постановка задач исследования. Для on-line оценки сопротивления ротора R_r необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора $|\psi|$, так как $R_r = -\frac{1}{2} \frac{d}{dt} \frac{|\psi|^2}{i_r^T \psi}$. С этой целью в намагничивающую со-

ставляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. При этом в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки ψ , а именно достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей $|\psi|$ в оценке $|\psi|$. В особенности это касается методов, предложенных авторами [2], [3, 4], в которых оценка потокосцепления сравнивается с заданным (как правило постоянным) значением. Как известно авторам данной статьи, исследований и сравнений методов [1–8] с учетом влияния инжекции не проводилось.

Целью данной статьи является сравнение вышеуказанных методов оценки потокосцепления по критериям воспроизведения инжектированной составляющей и работоспособности во всем диапазоне скоростей ротора, включая нулевую.

Материалы исследования. Рассмотрим предлагаемые перспективные методы оценки потокосцепления, работоспособные в окрестности нулевой скорости ротора.

Метод 1. Авторами **Hu, Wu** [1] предложено 3 метода оценки, наиболее перспективным из которых представляется модифицированный интегратор с адаптивной компенсацией. Схема базируется на перпендикулярности фактического значения потока ψ и противоЭДС e . ПИ-регулятор используется для генерирования подходящего уровня компенсации

$$\psi_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) \frac{\psi_\alpha e_\alpha + \psi_\beta e_\beta}{|\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2|}, \quad \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{p + \omega_c} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \psi_{cmp} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}, \quad \gamma = \arctg \left(\frac{\psi_\beta}{\psi_\alpha} \right),$$

где ψ_{cmp} - необходимая величина модуля потокосцепления, k_p, k_i - коэффициенты ПИ-регулятора, ω_c - частота среза фильтров.

Метод 2. Метод вычисления потокосцепления статора, предлагаемый **Ohtani, Tacada, Tanaka** [2], представлен выражением

$$\psi_s = \frac{T_L}{1 + T_L p} e_s + \frac{1}{1 + T_L p} \psi_s^*,$$

где ψ_s^* - заданное значение модуля потокосцепления, T_L - постоянная времени фильтров. Похожая схема предложена авторами **Akatsu, Kawamura** [9]. Отличие составляет то, что метод работы [2] предназначен для вычисления потокосцепления статора, а [9] – потокосцепления ротора.

Метод 3. Метод вычисления потокосцепления статора по **Holtz** [3, 4] описывается выражениями

$$\psi_s = \bar{\psi}_s e^{-j\gamma}, \quad \bar{\psi}_s = \int (u - R_s i + u_{off}) dt, \quad u_{off} = k_1 (\psi_s^* - \psi_s) e^{j\gamma}, \quad \gamma = \arctg \left(\frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \right),$$

где $k_1 = 0.4 \div 0.8$ – коэффициент, исключающий недостатки чистого интегрирования. Аналогичная схема для вычисления потокосцепления ротора предложена **Casadei, Serra, Tani, Zarri, Profumo** [10]. По заявлению авторов, метод работоспособен в генераторном режиме. Диапазон регулирования 1:300.

Метод 4. В методе **Kubota, Matsuse** [4] представлен наблюдатель пятого порядка, одновременно оценивающий потокосцепление ротора, ток статора и угловую скорость ротора

$$\dot{x} = Ax + Bu + G(i - i),$$

$$\text{где } x = \begin{bmatrix} i \\ \Psi_r \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \right\} E & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{E}{T_r} - \omega_r J \right\} \\ \frac{L_m}{T_r} E & -\frac{E}{T_r} + \omega_r J \end{bmatrix}, B = \frac{E}{\sigma L_s}, G - \text{коэффициент усиления наблюдателя.}$$

Скорость вращения ротора предлагается вычислять по формуле $\omega_r = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) (e_\alpha \Psi_\beta - e_\beta \Psi_\alpha)$. Авторами также

предложены методы on-line настройки активных сопротивлений статора и ротора. В результате получается сложная в вычислительном плане система 7-го порядка. Это является ее недостатком.

Метод 5. Метод **наблюдателя** был независимо разработан авторами Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. [6], Перельмутером [7], Hinkkanen, Luomi [8] и имеет вид:

$$\dot{\Psi}_\alpha = l(\Psi_\alpha - \omega_0^{-1} e_\beta L_{rm}) + e_\alpha L_{rm}, \quad \dot{\Psi}_\beta = l(\Psi_\beta + \omega_0^{-1} e_\alpha L_{rm}) + e_\beta L_{rm},$$

где l – коэффициент усиления наблюдателя, ω_0 – угловая скорость вращения вектора потокосцепления ротора.

Для сравнения описанных выше методов было проведено моделирование на ЭВМ с параметрами АД типа А2-81-4 (номинальной скоростью ротора 1460 об/мин (около 150 c^{-1}) мощностью 32 кВт и номинальным моментом нагрузки 262 Нм). В алгоритмы были введены ограничения тока и эффекты ШИМ. Алгоритмы оценки и управления моделировались в дискретном виде с тактом счета 200 мкс. На рис. 1-4 показаны результаты работы методов 1, 2, 4, 6.

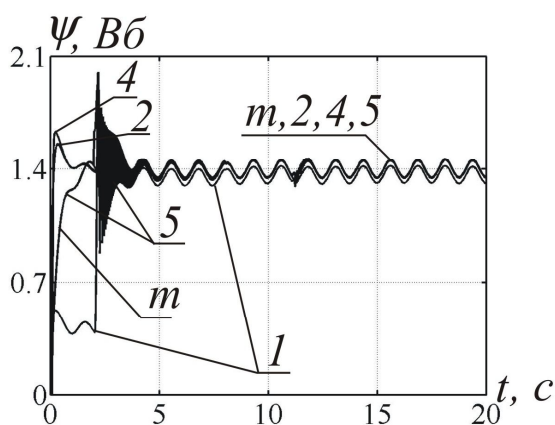


Рис. 1

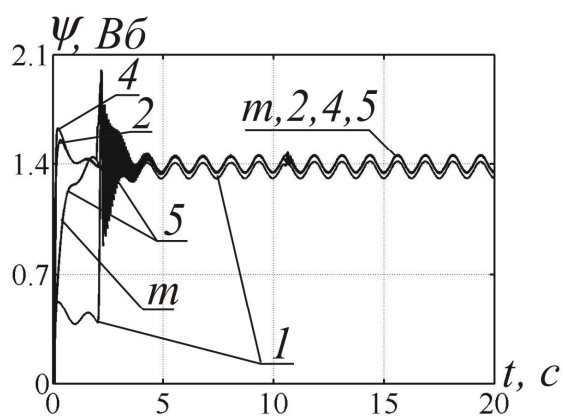


Рис. 2

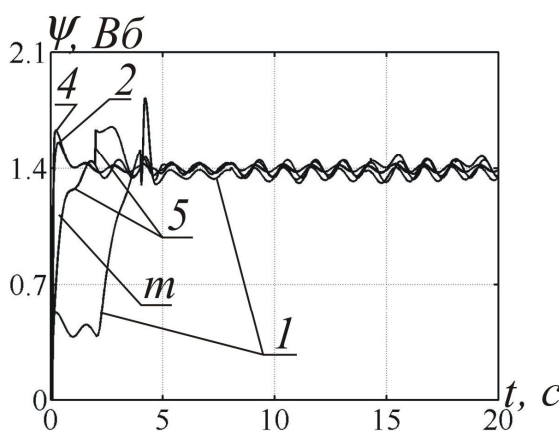


Рис. 3

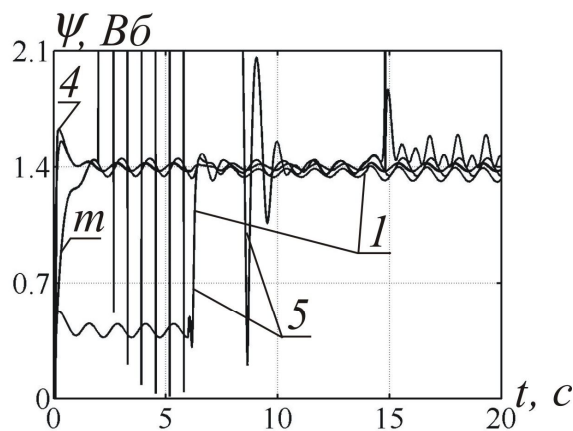


Рис. 4

Рис. 1–3 иллюстрируют работу в следующих режимах. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, после чего осуществлялся разгон до заданной скорости. С 4-й по 8-ю секунды к двигателю был приложен номинальный момент. На 10-й секунде подавалось задание скорости на реверс, равное по модулю пре-

дыдущему заданию. С 14-й по 18-ю секунды к двигателю был приложен момент, однонаправленный с моментом двигателя (генераторный режим), равный 100 Нм ($0,38 M_{ном}$). Задания на скорость составляли 150, 50, 1 рад/с (рис. 1-3 соответственно), которые соответствуют 100%, 33,3%, 0,67% от номинальной скорости и характеризуют высокие, средние и низкие частоты вращения ротора двигателя. Рис. 4 иллюстрирует работу методов при заданной нулевой скорости вращения ротора. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем с 6 по 14 секунды был приложен номинальный момент. Метод 3 не дал положительных результатов ни в одном из приведенных режимов, поэтому его работа на рисунках не приводится.

Буквой m маркированы кривые истинных значений потокосцепления ротора, полученные из модели двигателя, цифрами – оценки, полученные с помощью методов с соответствующими номерами. Метод 5 хорошо воспроизводит фактические значения потокосцепления в период намагничивания, что выделяет его среди остальных методов, но в переходных режимах дает колебательную ошибку оценки. В окрестности нулевой скорости оценка имеет особенность, связанную с ω_0^{-1} . Метод 1 имеет постоянное смещение относительно фактического значения в течение всех режимов работы (за исключением периода намагничивания). Моделирование показало, что результаты методов 2, 4 практически совпадают и в исследованном диапазоне скоростей ротора больше всех приближены к фактическому значению потокосцепления.

Промоделированные методы в диапазоне средних и высоких частот устойчиво работают и воспроизводят инжектированную составляющую. Работоспособностью и удовлетворительным воспроизведением инжектированной составляющей на нулевой скорости отличаются методы 1, 2, 4.

Выводы. Проведено сравнение методов оценки потокосцепления путем моделирования по критериям воспроизведения инжектированной составляющей и работоспособности во всем диапазоне скоростей ротора, включая нулевую. Это позволяет использовать рассмотренные методы для векторного управления с on-line настройкой в широком диапазоне скоростей ротора.

Литература

1. J. Hu and B. Wu. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, № 5. – P. 969–977.
2. T. Ohtani, N. Tacada and K. Tanaka. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – V. 28, № 1. – P. 157–164.
3. J. Holtz. Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives // IEEE PCC–Yokohama. – 1993. – P. 415–420.
4. J. Holtz, J. Quan. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification // IEEE Trans. Indust. Applic. – 2002. – V. 38, № 4. – P. 1087–1095.
5. H. Kubota and K. Matsuse. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer // Proc. IECON '94. – 1994. – V. 3. – P. 1611–1615.
6. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Оценка векторов потокосцеплений и их скоростей в двигателях переменного тока // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Збірник наукових праць. Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». – Харів: НТУ «ХПІ». – 2003. – №10, т.1.– С. 105–107.
7. В.М. Перельмутер. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. –Х.: Основа, 2004. – 210 с.
8. M. Hinkkanen, J. Luomi. Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors // IEEE Trans. Indust. Elect. – 2003. – V. 44, № 4. – P. 818–820.
9. K. Akatsu, A. Kawamura. Sensorless Very Low-Speed and Zero-Speed Estimation with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection // IEEE Trans. Indust. Applic. – 2000. – V. 36, № 3. – P. 764–771.
10. D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri, F. Profumo. Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme // IEEE Trans. Indust. Applic. – 2003. – V. 39, № 2. – P. 476–483.