

УДК 681.518.2

**СИНТЕЗ АДАПТИВНЫХ НАБЛЮДАТЕЛЕЙ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ РОТОРА И СТАТОРА ПРЯМЫМ МЕТОДОМ ЛЯПУНОВА**

*Потапенко Е.М., д.т.н., проф., Соломаха А.В., аспирант  
Запорожский национальный технический университет  
69063, г. Запорожье, ул. Жуковского, 64  
E-mail: potapen@zntu.edu.ua, a.solomaha@gmail.com*

Синтезовані адаптивні спостерігачі потোকосцеплень ротору й статору та швидкостей їх обертання з відтворенням інжективної складової в оцінці потোকосцеплень для подальшого розрахунку опору ротора. Розроблений спостерігач працездатний в широкому діапазоні швидкостей ротору, включаючи околиці нульової швидкості. Чисельне моделювання підтвердило добрі динамічні характеристики спостерігача.

**Ключові слова:** векторне керування, адаптивний спостерігач, потোকосцеплення.

The adaptive observers of rotor and stator flux linkages and its rotation speeds with reproduction injected component in an estimation flux linkage for the subsequent estimation of rotor resistance are synthesized. The developed observers are efficient in a wide speed range including a zero speed area of a rotor. By the digital modelling good dynamic characteristics of observers are confirmed.

**Key words:** vector control, adaptive observer, flux linkage.

**Введение.** Векторное управление асинхронными двигателями (АД) базируется на знании векторов потোকосцеплений ротора и (или) статора и их скоростей вращения. Для оценки сопротивления ротора  $R_r$  необходимо изменение модуля вектора потোকосцепления ротора  $|\psi|$ . С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки  $\psi$ , а именно, достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей  $|\psi|$  в оценке  $|\psi|$ .

**Анализ предыдущих исследований.** Большинство методов оценки потোকосцепления, предложенных к настоящему времени, неработоспособны в окрестности нулевой скорости ротора. Исключение составляют методы Nu-Wu [1], Ohtany [2], Holtz [3], Kubota-Matsuse [4]. Алгоритмы методов [1-3] хорошо работают только при малых начальных рассогласованиях  $\hat{\psi}$  и  $\psi$ . Коррекция алгоритмов работ [2, 3] осуществляется путем минимизации разности  $(\psi - \psi_p)$ , где  $\psi_p$  - программное значение потোকосцепления в статорной системе координат, которое получается по текущим оценкам  $\hat{\psi}$ . При достаточно больших коэффициентах передачи алгоритма, необходимых для требуемого быстродействия,  $\hat{\psi} \rightarrow \psi_p$ , причем  $\psi$  может существенно отличаться от  $\psi_p$ . Кроме того,  $\psi_p$  не содержит инжектированного сигнала. Алгоритм [4] отличается вычислительной сложностью.

**Цель работы.** Синтез адаптивного наблюдателя потোকосцепления с воспроизведением инжектированной составляющей  $|\psi|$  в оценке  $|\hat{\psi}|$ , работоспособного в том числе и в окрестности нулевой скорости ротора.

**Материал и результаты исследования.** Вектор потোকосцепления (ротора или статора) описывается векторно-матричными уравнениями [5]:

$$\dot{\hat{\psi}} = \omega_0 J \psi, \quad \hat{\psi} = a e, \quad (1), (2)$$

где  $\omega_0$  - скорость вращения вектора потোকосцепления,  $e$  - противоЭДС двигателя,  $J$  - кососимметрическая матрица. При  $e = e_s$ ,  $a = 1$ , при  $e = e_r$ ,  $a = L_{rm}$ .

На основании (1), (2), с учетом того, что  $J \cdot J = -E$ , где  $E$  - единичная матрица, можно записать

$$\omega_0 \psi = -a J e. \quad (3)$$

Введем обозначения

$$y = \omega_0 \psi, \quad (4)$$

$$y := -a J e. \quad (5)$$

Для системы (1), (4) построим наблюдатель

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J \hat{\psi} + L (\hat{\omega}_0 \hat{\psi} - y), \quad (6)$$

где  $L$  - матрица коэффициентов передачи наблюдателя. Подстановка  $y$  из (4) в (6) дает

$$\dot{\hat{\psi}} = \hat{\omega}_0 J \hat{\psi} + L \hat{\omega}_0 (\hat{\psi} - \psi). \quad (7)$$

Пусть

$$\hat{\psi} - \psi = \hat{\psi}_e, \quad \hat{\omega}_0 - \omega_0 = \hat{\omega}_e \quad (8)$$

- ошибки наблюдателя. Тогда уравнение (1) можно переписать в виде:

$$(\dot{\psi} - \dot{\psi}_0) = (\omega_0 - \omega_0)J(\psi - \psi_0). \quad (9)$$

Вычитание из уравнения (7) уравнения (9) дает

$$\dot{\psi} = \omega_0 J \psi + (\omega_0 - \omega_0)J\psi + L\omega_0 \dot{\psi}_0. \quad (10)$$

Для получения оценки скорости и выбора матрицы  $L$  воспользуемся прямым методом исследования устойчивости Ляпунова. Для этого зададим функцию Ляпунова для уравнения (10) в виде:

$$V = \psi^T \psi + \frac{(\omega_0 - \omega_0)^2}{\lambda}, \quad \lambda > 0. \quad (11)$$

Предположим, что  $\omega_0$  изменяется настолько медленно, что можно предположить  $\dot{\omega}_0 = 0$ . Тогда из (11)

$$\dot{V} = 2\psi^T \dot{\psi} + \frac{2}{\lambda} \omega_0 \dot{\omega}_0. \quad (12)$$

Подстановка  $\dot{\psi}$  из (10) в (12) дает

$$\dot{V} = 2 \left( \omega_0 \psi^T J \psi + \omega_0 \psi^T L \psi + \frac{1}{\lambda} \omega_0 \dot{\omega}_0 \right). \quad (13)$$

При получении (13) было использовано тождество  $\psi^T J \psi \equiv 0$ . В (13) для первого и третьего слагаемого положим

$$\dot{\omega}_0 = -\lambda \psi^T J \psi. \quad (14)$$

Тогда можно записать

$$\dot{\omega}_0 = -\lambda \psi^T J \psi = -\lambda (\psi - \psi)^T J \psi = -\lambda \psi^T J \psi.$$

С учетом (3) получим

$$\dot{\omega}_0 = \lambda a \psi^T J e \omega_0^{-1}.$$

Полагая, что  $\omega_0 \approx \omega_0$ , окончательно запишем

$$\frac{d}{dt} \omega_0^2 = 2\lambda a \psi^T J e. \quad (15)$$

С учетом (14) выражение (13) принимает вид:

$$\dot{V} = 2\omega_0 \psi^T L \psi. \quad (16)$$

В соответствии с теоремой Ляпунова, для асимптотической устойчивости нулевого решения уравнения (10) достаточно выполнение условия  $\omega_0 L < 0$ .

Остановимся на варианте

$$L = \bar{L} \text{sign} \omega_0, \quad \bar{L} < 0. \quad (17)$$

В этом случае выражение (16) принимает вид:

$$\dot{V} = 2|\omega_0| \psi^T L \psi, \quad \bar{L} < 0 \quad (18)$$

Для улучшения динамических свойств наблюдателя вместо (15) будем полагать

$$\dot{\omega}_0^2 = a \left( k_p \psi^T J e + k_i \int_0^t \psi^T J e dt \right), \quad (19)$$

где коэффициенты  $k_p, k_i > 0$ . Выражения (5), (6), (17) позволяют представить уравнение наблюдателя в виде:

$$\dot{\psi} = \omega_0 J \psi + \bar{L} \left( |\omega_0| \psi + a J e \text{sign} \omega_0 \right). \quad (20)$$

Уравнение (19) позволяет определить только  $|\omega_0|$ .

Определим  $\text{sign} \omega_0$ , а следовательно и  $\omega_0$ , предположив, что  $\omega_0 \approx \omega_0$ ,  $\psi \approx \psi$ . Тогда на основании (1), (2) можно записать

$$a e = \omega_0 J \psi. \quad (21)$$

Умножим уравнение (20) слева на  $-\psi^T J$ , откуда получим

$$\dot{\omega}_0 = \frac{-a \psi^T J e}{|\psi|^2},$$

откуда

$$\text{sign} \omega_0 = -\text{sign}(\psi^T J e) = \text{sign}(e^T J \psi). \quad (22)$$

Уравнения (19), (20), (22) в случае потокосцепления статора имеют вид:

$$\dot{\omega}_{0s}^2 = k_p \psi_s^T J e_s + k_i \int_0^t \psi_s^T J e_s dt, \quad (23)$$

$$\dot{\psi}_s = \omega_{0s} J \psi_s + \bar{L} \left( |\omega_{0s}| \psi_s + J e_s \text{sign} \omega_{0s} \right), \quad (24)$$

$$\text{sign} \omega_{0s} = \text{sign}(e_s^T J \psi_s). \quad (25)$$

В случае потокосцепления ротора

$$\dot{\omega}_{0r}^2 = L_{rm} \left( k_p \psi_r^T J e_r + k_i \int_0^t \psi_r^T J e_r dt \right), \quad (26)$$

$$\dot{\psi}_r = \omega_{0r} J \psi_r + \bar{L} \left( |\omega_{0r}| \psi_r + L_{rm} J e_r \text{sign} \omega_{0r} \right), \quad (27)$$

$$\text{sign} \omega_{0r} = \text{sign}(e_r^T J \psi_r). \quad (28)$$

Обычно для векторного управления необходима информация о потокосцеплении ротора, поэтому для моделирования выберем систему (26)–(28).

При моделировании динамических процессов на ПЭВМ рассматривался АД типа А2-81-4 с номинальной скоростью ротора 1460 об/мин (около  $150 \text{ c}^{-1}$ ) мощностью 32 кВт и номинальным моментом нагрузки 262 Нм. Частота импульсов ШИМ ПЧ принималась равной 4 кГц. В алгоритмы были введены ограничения по току и напряжению, а также осуществлено моделирование эффектов ШИМ. Алгоритмы управления моделировались в дискретном виде с тактом счета 100 мкс.

В период до 0,1 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем моделировался разгон до скорости 10 рад/с. На 2-й и 5-й секундах производился наброс и сброс номинальной нагрузки. Затем на 6 с подавалось задание скорости на реверс, равное -10 рад/с.

На рис. 1–3 показаны процессы управления только по клеммным измерениям (без использования датчиков скорости и потокосцепления). Цифрой 1 маркированы кривые фактических значений, полученные с модели двигателя, цифрой 2 – их оценки.

Как видно из рис. 1, синтезированный наблюдатель воспроизводит инжектированную переменную составляющую, что является необходимым для последующей идентификации сопротивления ротора. При этом практически не возникают колебания скорости вращения вектора потокосцепления, а следовательно, и скорости вращения ротора двигателя, в чем можно убедиться, рассмотрев рис. 2 и 3 соответственно. На рис. 2 видно, что оценка  $\dot{\psi}_0$  точно воспроизводит скорость вращения вектора потокосцепления двигателя. Система обладает астатизмом по отношению к нагрузке АД. Таким образом, рис. 1–3 свидетельствуют о хорошем качестве управления.

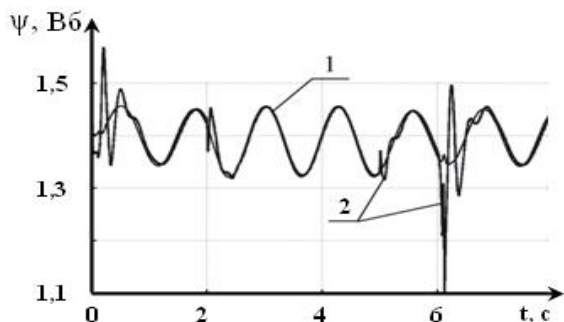


Рисунок 1 – Зависимость модуля потокосцепления ротора двигателя (1) и его оценки (2) от времени

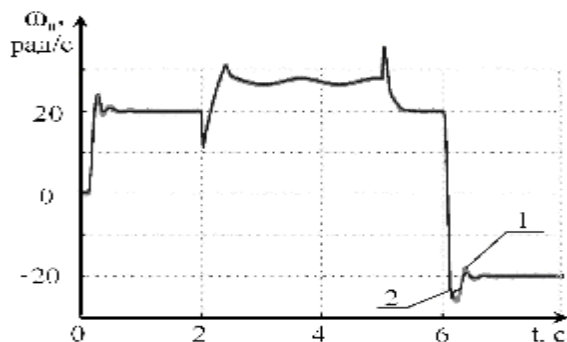


Рисунок 2 – Зависимость скорости вращения вектора потокосцепления ротора двигателя (1) и ее оценки (2) от времени

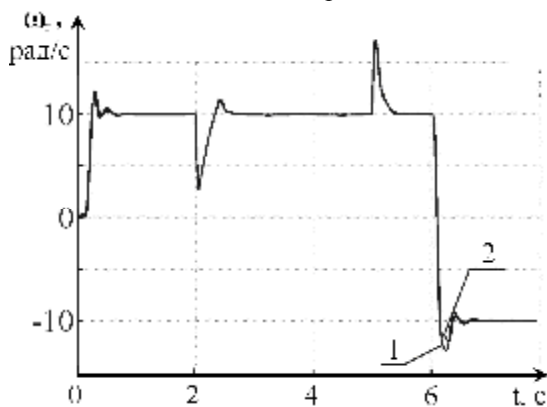


Рисунок 3 – Зависимость скорости вращения ротора двигателя (1) и ее оценки (2) от времени

**Выводы.** Синтезированы адаптивные наблюдатели потокосцеплений ротора и статора и скоростей их вращений. Численным моделированием подтверждено воспроизведение инжектированной составляющей в оценке потокосцепления, что является необходимым для последующей идентификации сопротивления ротора. При этом практически не возникают колебания скорости вращения вектора потокосцепления, а следовательно, и скорости вращения ротора двигателя. Система обладает астатизмом по отношению к нагрузке АД. Разработанный наблюдатель работоспособен в окрестности нулевой скорости ротора. Численное моделирование подтвердило хорошие динамические характеристики наблюдателя.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЕ ДАННЫЕ

1. Jun Hu and Bin 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. Hisao Kubota and Kouki Matsuse. Speed Sensorless Field Oriented Control of Induction Machines using Flux Observer // Proc. IECON '94. – 1994. – V. 3. – P. 1611–1615.
5. Потапенко Е.Е., Потапенко Е.М. Оценка двухфазных неопределенных сигналов при наличии погрешностей датчиков // Электротехника (Россия). – 2004. – №6. – С. 29-31.

Стаття надійшла 26.04.2007 р.