

## ОЦЕНКА ВЕКТОРОВ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ И ИХ СКОРОСТЕЙ В ДВИГАТЕЛЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

### ВВЕДЕНИЕ

В современных системах управления двигателями переменного тока (векторное управление и прямое управление моментом и потокосцеплением) ключевыми координатами их вектора состояния являются проекции векторов потокосцепления ротора и (или) статора на оси различных базисов и скорости вращения этих векторов. Известно, что потокосцепление можно найти интегрированием ЭДС. Однако, при “чистом” интегрировании возникают ошибки из-за неизвестности начальных условий и интегралов от погрешностей датчиков тока и напряжения. Для устранения этих ошибок в работе [1] предложено звено “чистого” интегрирования заменить на инерционное звено первого порядка. Однако, при низких частотах такая замена приводит к недопустимо большим ошибкам. В работах [2, 3] предложены другие методы достижения “чистого” интегрирования, для которых характерна вычислительная сложность.

Целью данной статьи является разработка простых и точных фильтров для оценки векторов потокосцеплений и их скоростей по ЭДС электродвигателя.

### 1. СИНТЕЗ ФИЛЬТРОВ

В статорном базисе  $(\alpha, \beta)$  проекции вектора потокосцепления ротора  $(\psi)$  и ЭДС  $(e)$  описываются уравнениями

$$\dot{\psi}_\alpha = -\omega_0 \psi_\beta, \dot{\psi}_\beta = \omega_0 \psi_\alpha, \dot{\psi}_\alpha = L_{rm} e_\alpha, \dot{\psi}_\beta = L_{rm} e_\beta. \quad (1)$$

На основании (1) можно записать

$$y_1 := \psi_\alpha = \omega_0^{-1} L_{rm} e_\beta, y_2 := \psi_\beta = -\omega_0^{-1} L_{rm} e_\alpha, \quad (2)$$

где  $L_{rm} = L_r L_m^{-1}$ . Рассматривая (1) как уравнения объекта, а (2) в качестве измерений, запишем уравнения наблюдателя Луэнбергера в виде

$$\dot{\hat{\psi}}_\alpha = -\omega_0 \hat{\psi}_\beta + \ell_{11} (\hat{\psi}_\alpha - y_1) + \ell_{12} (\hat{\psi}_\beta - y_2), \quad \dot{\hat{\psi}}_\beta = \omega_0 \hat{\psi}_\alpha + \ell_{21} (\hat{\psi}_\alpha - y_1) + \ell_{22} (\hat{\psi}_\beta - y_2), \quad (3)$$

где  $\ell_{11}, \ell_{12}, \ell_{21}, \ell_{22}$  - коэффициенты усиления наблюдателя.

Пусть ошибки наблюдателя определены зависимостями

$$\tilde{\psi}_\alpha = \hat{\psi}_\alpha - \psi_\alpha, \tilde{\psi}_\beta = \hat{\psi}_\beta - \psi_\beta.$$

Вычитая из уравнений системы (3) соответствующие уравнения системы (1) и принимая во внимание обозначения (2), будем иметь

$$\dot{\tilde{\psi}}_\alpha = -\omega_0 \tilde{\psi}_\beta + \ell_{11} \tilde{\psi}_\alpha + \ell_{12} \tilde{\psi}_\beta, \quad \dot{\tilde{\psi}}_\beta = \omega_0 \tilde{\psi}_\alpha + \ell_{21} \tilde{\psi}_\alpha + \ell_{22} \tilde{\psi}_\beta. \quad (4)$$

Система (4) имеет характеристическое уравнение

$$p^2 - (\ell_{11} + \ell_{22})p + [\ell_{11}\ell_{22} - (\ell_{21} + \omega_0)(\ell_{12} - \omega_0)] = 0.$$

Из соображений независимости характеристического уравнения от скорости  $\omega_0$  и симметрии положим

$$\ell_{12} = \omega_0 = -\ell_{21}, \ell_{11} = \ell_{22} = \ell. \quad (5)$$

Тогда система (3) с учетом (2) примет вид

$$\dot{\hat{\psi}}_\alpha = \ell (\hat{\psi}_\alpha - \omega_0^{-1} e_\beta L_{rm}) + e_\alpha L_{rm}, \quad \dot{\hat{\psi}}_\beta = \ell (\hat{\psi}_\beta + \omega_0^{-1} e_\alpha L_{rm}) + e_\beta L_{rm}. \quad (6)$$

Таким образом, в (6) оба фильтра связаны между собой только через входы  $e_\alpha, e_\beta$ .

Пусть  $\ell = -T_{ob}$ , где  $T_{ob}$  - постоянная времени фильтра наблюдателя. Тогда уравнения (6) в операторной форме примут вид

$$\hat{\psi}_\alpha = \frac{L_{rm}}{T_{ob}p+1} (T_{ob}e_\alpha + \hat{\omega}_0^{-1}e_\beta), \quad \hat{\psi}_\beta = \frac{L_{rm}}{T_{ob}p+1} (T_{ob}e_\beta - \hat{\omega}_0^{-1}e_\alpha). \quad (7)$$

В (7) истинная скорость  $\omega_0$  заменена на ее оценку

$$\hat{\omega}_0 = \frac{\hat{\psi}_\alpha \dot{\hat{\psi}}_\beta - \hat{\psi}_\beta \dot{\hat{\psi}}_\alpha}{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2} = \frac{L_{rm} (\hat{\psi}_\alpha e_\beta - \hat{\psi}_\beta e_\alpha)}{\hat{\psi}_\alpha^2 + \hat{\psi}_\beta^2}. \quad (8)$$

Алгоритму (7), (8) можно придать другой вид предположив, что  $\hat{\omega}_0$  - квазистационарно. Тогда

$$\hat{\psi}_\alpha = L_{rm} (e_\alpha^* + (T_{ob}\hat{\omega}_0)^{-1}e_\beta^*), \quad \hat{\psi}_\beta = L_{rm} (e_\beta^* - (T_{ob}\hat{\omega}_0)^{-1}e_\alpha^*); \quad (9)$$

$$e_{\alpha}^* = \frac{T_{ob}}{T_{ob}p+1} e_{\alpha}, \quad e_{\beta}^* = \frac{T_{ob}}{T_{ob}p+1} e_{\beta}; \quad \hat{\omega}_0 = \frac{e_{\alpha}^* \dot{e}_{\beta}^* - e_{\beta}^* \dot{e}_{\alpha}^*}{e_{\alpha}^{*2} + e_{\beta}^{*2}}. \quad (10, 11)$$

От классического алгоритма (10) работы [1] алгоритмы (7), (9) отличает наличие вторых слагаемых в скобках. При больших  $\hat{\omega}_0$  эти слагаемые становятся малыми и алгоритмы (7), (9) совпадают с классическим алгоритмом. При малых  $\hat{\omega}_0$  вторые слагаемые компенсируют отличие частотных характеристик инерционных звеньев от частотных характеристик интегрирующего звена.

Выражения ЭДС содержат производные по времени от проекций токов. Для их устранения поступим следующим образом. Поскольку вектор потокосцепления ротора определяется выражениями

$$\psi = L_{rm}(\psi_s - \sigma L_s i), \quad \psi_s = \frac{1}{p}(u - R_s i),$$

где  $\psi_s$  - вектор потокосцепления статора, заданный проекциями  $\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$  на оси статорной системы координат, то потокосцепление ротора по аналогии с предыдущим можно оценить по алгоритму

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{\alpha} &= L_{rm}(\psi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{\alpha}) = L_{rm} \left[ \frac{1}{T_{ob}p+1} (T_{ob} e_{s\alpha} + \hat{\omega}_{s0}^{-1} e_{s\beta}) - \sigma L_s i_{\alpha} \right], \\ \hat{\psi}_{\beta} &= L_{rm}(\psi_{s\beta} - \sigma L_s i_{\beta}) = L_{rm} \left[ \frac{1}{T_{ob}p+1} (T_{ob} e_{s\beta} - \hat{\omega}_{s0}^{-1} e_{s\alpha}) - \sigma L_s i_{\beta} \right], \end{aligned} \quad (12)$$

$$e_{s\alpha} = u_{\alpha} - R_s i_{\alpha}, \quad e_{s\beta} = u_{\beta} - R_s i_{\beta},$$

или

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{\alpha} &= L_{rm} (T_{ob} e_{s\alpha}^* + \hat{\omega}_{s0}^{-1} e_{s\beta}^* - \sigma L_s i_{\alpha}), \quad \hat{\psi}_{\beta} = L_{rm} (T_{ob} e_{s\beta}^* - \hat{\omega}_{s0}^{-1} e_{s\alpha}^* - \sigma L_s i_{\beta}), \\ e_{s\alpha}^* &= \frac{1}{T_{ob}p+1} e_{s\alpha}, \quad e_{s\beta}^* = \frac{1}{T_{ob}p+1} e_{s\beta}, \end{aligned} \quad (13)$$

а скорость вращения вектора потокосцепления статора  $\omega_{s0}$  можно оценить по любому из выражений

$$\hat{\omega}_{so} = \frac{e_{s\alpha} \dot{e}_{s\beta} - e_{s\beta} \dot{e}_{s\alpha}}{e_{s\alpha}^2 + e_{s\beta}^2}, \quad \hat{\omega}_{so} = \frac{\hat{\psi}_{s\alpha} \dot{\hat{\psi}}_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} \dot{\hat{\psi}}_{s\alpha}}{\hat{\psi}_{s\alpha}^2 + \hat{\psi}_{s\beta}^2} = \frac{L_{rm} (\hat{\psi}_{s\alpha} e_{s\beta} - \hat{\psi}_{s\beta} e_{s\alpha})}{\hat{\psi}_{s\alpha}^2 + \hat{\psi}_{s\beta}^2}, \quad \hat{\omega}_{so} = \frac{e_{s\alpha}^* \dot{e}_{s\beta}^* - e_{s\beta}^* \dot{e}_{s\alpha}^*}{e_{s\alpha}^{*2} + e_{s\beta}^{*2}}. \quad (14, 15, 16)$$

Алгоритмы (12) и (13) не содержат производных от проекций токов статора. Поскольку скорости вращения  $\omega_0, \omega_{s0}, \omega_i$  и  $\omega_u$  векторов  $\psi, \psi_s, i$  и  $u$  достаточно близки, а в стационарных режимах тождественно равны, то для вычисления потокосцеплений в алгоритмах (6), (7), (9) достаточно вместо  $\omega_0$  или  $\hat{\omega}_0$  подставить любую из перечисленных скоростей. Следует отметить, что оценки скоростей  $\omega_i$  и  $\omega_u$  получаются во входных фильтрах тока и напряжения [4-6].

## 2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рисунке 1, 2 представлены результаты моделирования адаптивного наблюдателя (9)-(11) при  $T_{ob}=0.01$  с. Рис. 1 соответствует реверсу двигателя со скорости  $\omega_0 = -100$  с<sup>-1</sup> до скорости  $100$  с<sup>-1</sup> за 2с. При этом  $|e|$  менялся от 636 В при  $t=0$ с. до 6 В при  $t=1$ с. и затем до 636 В при  $t=2$ с. На рис. 1 также показаны скорость  $\omega_0$  и ее оценка  $\hat{\omega}_0$ . Рис. 2 дает сравнение результатов моделирования алгоритмов (9)-(11) и (10) при  $|e|=636$  В и  $\omega_0=1$  с<sup>-1</sup>. Рис. 1, 2 свидетельствуют о высокой точности оценки по алгоритму (9)-(11) вектора потокосцепления ротора и скорости его вращения. Алгоритм (10) при скоростях  $10$  с<sup>-1</sup> и ниже не работоспособен. Следует отметить, что, в отличие от алгоритма (10), предложенные алгоритмы наряду с оценкой вектора потокосцепления оценивают и скорость его вращения. Объем вычислений алгоритма (9), (10) (без учета алгоритма определения скорости) больше объема вычислений алгоритма (10) на 3 операции умножения (деления) и две операции сложения (вычитания). Очень важным является то, что в предложенных алгоритмах не участвует существенно меняющееся и неизвестное сопротивление ротора  $R_r$ . Сопротивление же статора  $R_s$ , входящее в  $e_{\alpha}, e_{\beta}$ , можно вычислить с помощью измерения температуры статора, что технически возможно. В алгоритме (10) на выбор постоянной времени  $T$  влияют 3 фактора. С одной стороны, для обеспечения работоспособности алгоритма при малых скоростях надо увеличивать  $T$ . С другой стороны, увеличение  $T$  снижает быстродействие фильтра, существенное при переходных процессах. С третьей стороны, увеличение  $T$  увеличивает фильтрующие свойства алгоритма. Предлагаемый алгоритм работоспособен при любых скоростях. Поэтому при его разработке следует искать компромисс только между быстродействием и фильтрующими свойствами. С учетом же возможности в предлагаемых алгоритмах повышения порядка фильтров вопрос о быстродействии и фильтрации можно решать независимо.

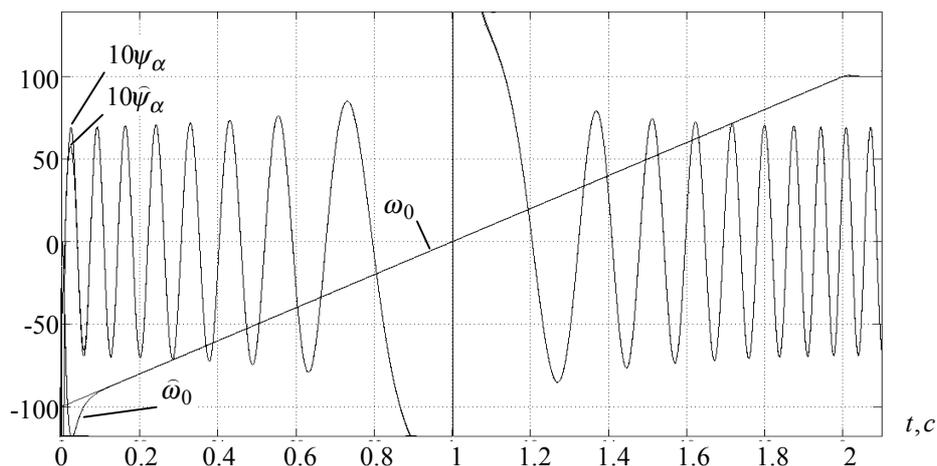


Рис. 1

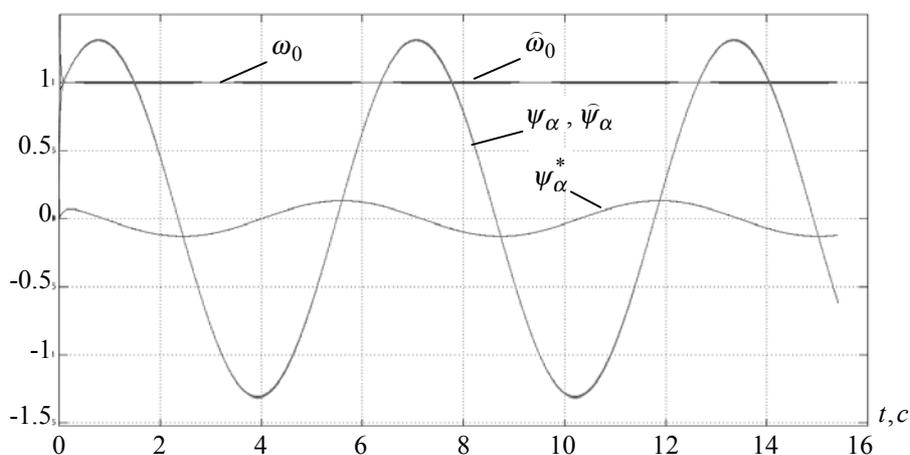


Рис. 2

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Синтезированы алгоритмы оценки составляющих в статорном базисе векторов потокосцепления статора и ротора, а также скоростей их (векторов) вращения. Алгоритмы работоспособны при всех скоростях. Результаты оценки не зависят от сопротивления ротора. При лучших динамических характеристиках синтезированные алгоритмы требуют меньшего объема вычислений по сравнению с известными аналогами.

## СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ

1. X.Xu, R. De Doncker and D.W. Novotny. Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weakening Region // IEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec. —1988. — Pp. 437-443.
2. T. Ohtani, N. Tacada and K. Tanaka. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. Indust. Applic. — 1992. — Vol. 28, №1. — Pp. 157-164.
3. J.O.P. Pinto, B.K. Bose and L.E. Borges da Silva. A Stator –Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drives with Space-Vector PWM and Flux-Vector Synthesis by Neural Networks // IEEE Trans. Industry Applications.-2001. — Vol. 37, №5. — Pp. 1308-1317.
4. Потапенко Е.Е. Синтез и анализ аналого-цифровых адаптивных наблюдателей многофазных неопределенных сигналов // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. — 2003. - №1.
5. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Фильтрация многофазных нестационарных неопределенных гармонических сигналов // Электротехника. 2003. - №3. — С. 55-57.
6. Потапенко Е.Е., Потапенко Е.М. Синтез и анализ компенсационных фильтров многофазных неопределенных сигналов // В настоящем сборнике.