

АДАПТИВНОЕ ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕМ

Канд. техн. наук, доц. ОПЕЙКО О. Ф.

Белорусский национальный технический университет

Метод векторного управления [1] заключается в формировании канала управления потокоцеплением ротора и канала управления электромагнитным моментом, что позволяет получить высокие показатели качества динамики. Синтез системы управления выполняется во вращающейся системе координат, связанной с потокоцеплением ротора. Оценивание вектора потокоцепления требует точного знания параметров асинхронной машины, которые изменяются в широких пределах в процессе функционирования. Поэтому преимущества векторного управления реализуются лишь при условии робастности системы, т. е. ее низкой чувствительности к возмущениям, что может быть достигнуто методами адаптации [2]. Методы адаптации широко применяются в системах векторного управления [3–5], но в основном для оценивания переменных и параметров двигателя. В последнее время значительное внимание уделяется синтезу регуляторов в основных контурах системы векторного управления с учетом неопределенности параметров [6–8]. От качества регуляторов зависит робастность системы, а значит, и стабильность функционирования в условиях внешних и параметрических возмущений.

Цель проводимых автором исследований заключается в синтезе адаптивных регуляторов каналов потокоцепления и момента при наличии в системе датчика скорости, что способствует формированию структуры робастной системы.

Синтезируемая структура содержит пропорционально-интегрирующие (ПИ) регуляторы потокоцепления и скорости в основных контурах и ПИД-регуляторы в контурах адаптации. Объект управления в синхронно вращающейся системе координат описывается уравнениями:

$$\dot{x}_d = A_d x_d + A_{dq}(\omega) x_q + B_d u_d; \quad (1)$$

$$\dot{x}_q = A_{qd}(\omega) x_d + A_q(\Psi) x_q + B_q u_q, \quad (2)$$

где $x_d = (\Psi, i_d)^T$, $x_q = (\omega, i_q)^T$ – векторы переменных в каналах потокоцепления и момента соответственно; u_d , u_q – сигналы управления; A_d , A_{dq} , B_d , A_q , A_{qd} , B_q – матрицы, зависящие от параметров асинхронного электродвигателя, в частности:

$$A_d = \begin{bmatrix} -\alpha & \alpha L_{12} \\ -a_{21} & -\alpha_e \end{bmatrix}; \quad B_d = \begin{bmatrix} 0 \\ b_d \end{bmatrix}; \quad A_q = \begin{bmatrix} 0 & a_{q12} \\ -a_{21} \Psi & -\alpha_e \end{bmatrix}; \quad B_q = \begin{bmatrix} 0 \\ b_q \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Здесь приняты следующие обозначения: $\alpha = 1/T_2 = R_2/L_2$; $\alpha_e = 1/T_e = R_e/L_e$; $R_e = R_1 + k_2^2 R_2$; $a_{21} = k_2/L_e$; $k_2 = L_{12}/L_2$; $k_1 = L_{12}/L_1$; $\sigma = 1 - k_1 k_2$; $L_e = \sigma L_1$; $K = 1/L_e$; $a_{q12} = k_2 \Psi/J$, где ω , M , J – скорость, электромагнитный момент и момент инерции электропривода соответственно.

При условии робастности контуров регулирования влиянием перекрестных связей A_{qd} , A_{dq} можно пренебречь. Поэтому сигналы управления u_d , u_q каналов потокосцепления и момента могут быть определены без учета взаимного влияния каналов.

С учетом ошибки e_d , e_q регулирования в каждом канале и ее интеграла e_{0d} , e_{0q} сигналы управления необходимо определить в форме:

$$u_d = g_d^T e_d = g_{d0} e_{0d} + g_{d1} e_d + g_{d2} \dot{e}_d; \quad u_q = g_q^T e_q = g_{q0} e_{0q} + g_{q1} e_q + g_{q2} \dot{e}_q. \quad (4)$$

Модель двигателя (1), (2) линеаризуется в предположении постоянства скорости и потокосцепления. Выражения расчетных параметров регулятора можно получить методом минимизации интегральных квадратичных критериев или на основании заданного расположения корней характеристического полинома синтезируемой системы.

На первом этапе синтеза по заданным уравнениям (1), (2) и заданным корням характеристических полиномов каналов определяются параметры регуляторов каждого канала. Матрицы, определяющие динамику каждого канала при наличии ПИ-регуляторов, принимают вид:

$$\bar{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & A_d \end{bmatrix}; \quad \bar{B}_d = \begin{bmatrix} 0 \\ B_d \end{bmatrix}; \quad \bar{A}_q = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & A_q \end{bmatrix}; \quad \bar{B}_q = \begin{bmatrix} 0 \\ B_q \end{bmatrix}.$$

Замкнутая система, содержащая объект управления и регулятор, описана уравнением

$$\dot{x} = A_C x + B y^*, \quad (5)$$

где $x = (e_d, e_q)^T$ – переменные состояния системы; y^* – входная величина, задающая значения потокосцепления и скорости.

Матрицы A_C , B , g замкнутой синтезированной системы определяются выражениями:

$$A_C = \begin{bmatrix} \bar{A}_d - \bar{B}_d g_d^T & \bar{A}_{dq} \\ \bar{A}_{qd} & \bar{A}_q - \bar{B}_q g_q^T \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \bar{B}_d & 0 \\ 0 & \bar{B}_q \end{bmatrix}; \quad g = \begin{bmatrix} g_d^T & 0 \\ 0 & g_q^T \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Характеристический полином замкнутой системы определяется выражением $N_c(s) = \det(Is - A_C) = N_d(s)N_q(s) + \bar{\omega}^2 N_{dq}(s)$.

Характеристические полиномы $N_d(s)$, $N_q(s)$ канала потокосцепления и момента синтезируются заданием желаемых значений корней. Полином $N_{dq}(s)$ отображает влияние перекрестных связей между каналами, которое наиболее значительно при больших скоростях ω , $\bar{\omega} = z\omega$. Характеристические полиномы синтезируемых контуров потокосцепления и момента определяются выражениями:

$$N_d(s) = \det(Is - A_{dC}); \quad N_q(s) = \det(Is - A_{qC}).$$

Расчет параметров g_{di}, g_{qi} ($i = 0, 1, 2$) регуляторов выполняется так, чтобы характеристические полиномы имели оптимальное распределение корней на комплексной плоскости $s_{1,2} = -\delta \pm j\nu$; $s_3 = -\delta_1$. Тогда желаемый вид полинома $N_i^*(s) = s^3 + s^2(2\delta + \delta_1) + s(\delta^2 + \nu^2 + 2\delta\delta_1) + \delta_1(\delta^2 + \nu^2)$ ($i = d, q$).

Векторы g_d, g_q параметров регуляторов определяются по формуле Аккермана [9], где

$$R_d = \begin{bmatrix} B_d & \bar{A}_d B_d & \bar{A}_d^2 B_d \end{bmatrix}; \quad R_q = \begin{bmatrix} B_q & \bar{A}_q B_q & \bar{A}_q^2 B_q \end{bmatrix}; \quad (7)$$

$$g_d = K^{-1} B_d^T R_d^{-1} N_d^*(\bar{A}_d); \quad g_q = K^{-1} B_q^T R_q^{-1} N_q^*(\bar{A}_q).$$

Расчетные значения параметров регулятора могут быть исходными для автоматической настройки (адаптации) регулятора в процессе функционирования [2].

Для замкнутой системы (5) может быть построена функция Ляпунова $V(x) = x^T P x + g^T \Lambda g$. Здесь матрица P удовлетворяет уравнению Ляпунова $A_C^T P + P A_C + Q = 0$. Матрица Q , а значит, и матрица P определяют качество замкнутой системы и имеют блочно-диагональную структуру:

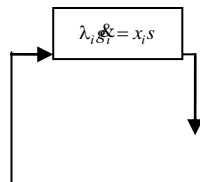
$$P = \begin{bmatrix} P_d & 0 \\ 0 & P_q \end{bmatrix}; \quad Q = \begin{bmatrix} P_d B_d B_d^T P_d + Q_d & 0 \\ 0 & P_q B_q B_q^T P_q + Q_q \end{bmatrix}.$$

Положительная диагональная матрица $\Lambda = \text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2)$ содержит постоянные, влияющие на интенсивность адаптации. Обозначим $S = P x$. Тогда производная по времени от функции Ляпунова с учетом (1) и (2) принимает вид $\dot{V}(x) = \dot{x}^T S + x^T \dot{S} + \dot{g}^T \Lambda g + g^T \Lambda \dot{g} \leq 0$. Отрицательность этой величины достаточна для устойчивости системы. После известных преобразований [2] с учетом системы (5) и, принимая во внимание, что $\dot{x}^T S + x^T \dot{S} \leq 0$, уравнения для настройки параметров регулятора g приводятся к виду

$$\Lambda \dot{g} = x^T B B^T S. \quad (8)$$

Выражения (4), (7) позволяют определить структуру и параметры основных контуров системы, а (8) определяет алгоритм адаптации.

Структура системы представлена на рис. 1. Система синтезирована и исследована методом имитационного моделирования на ЭВМ для управления скоростью асинхронного электродвигателя с номинальными данными: 11 кВт, 380 В, 1450 об/мин. Модель содержит адаптивный регулятор, преобразователи координат и числа фаз, модель автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией и модель асинхронного электродвигателя.



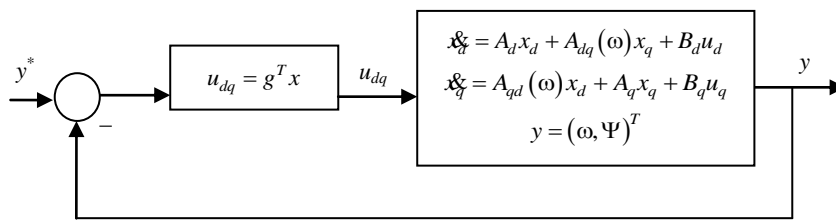


Рис. 1. Расчетная структура системы управления

Моделирование системы при различных настройках регуляторов показывает, что качество динамики в имитационной модели системы зависит от задаваемого при синтезе расположения корней в большей степени, чем для расчетной модели (1), (2) в синхронно вращающихся осях координат. Корни характеристического полинома для канала регулирования потокосцепления должны в 3–4 раза превосходить по модулю корни для канала момента, что способствует качественной стабилизации потокосцепления ротора.

Корни характеристического полинома для канала потокосцепления при синтезе приняты равными: $s_{1,2} = -300 \pm 519i$; $s_3 = -600$. Для канала момента корни равны: $s_{1,2,3} = -100$.

Результаты моделирования процесса пуска и торможения (изменение скорости и момента электродвигателя) представлены на рис. 2. Для системы с неадаптивным ПИД-регулятором – на рис. 2а, б. На рис. 2в, г показан процесс в системе при наличии адаптации. На рис. 2а, в показаны значения потокосцепления ротора, фактические Ψ и оцениваемые $\hat{\Psi}$.

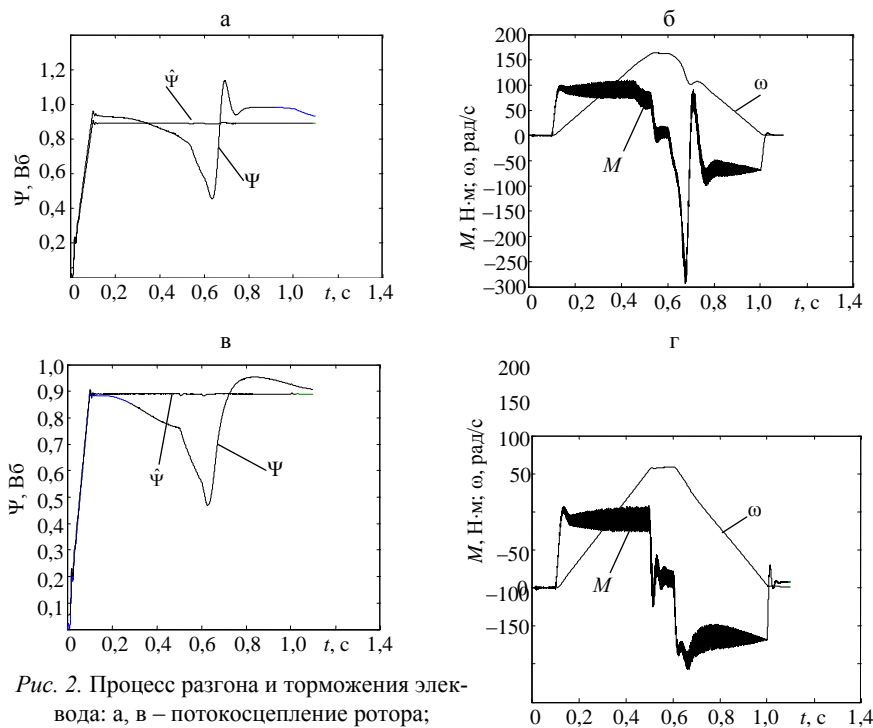


Рис. 2. Процесс разгона и торможения электродвигателя: а, в – потокосцепление ротора; б) и адаптивном (в, г) управлении

тропри-
б, г –
ном (а,

Сравнение процессов показывает, что при наличии адаптации большая погрешность в оценивании потокосцепления не влияет на качество регулирования скорости и момента.

ВЫВОДЫ

Адаптация путем настройки параметров регулятора позволяет улучшить качество динамики при возмущениях в системе векторного управления электроприводом.

Удаленность корней от мнимой оси определяет быстродействие и запас устойчивости, поэтому для канала управления потокосцеплением следует назначать корни в 3–4 раза большие по модулю, чем для канала управления моментом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф и р а г о, Б. И. Теория электропривода: учеб. пособие / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: Техноперспектива, 2004. – 527 с.
2. Ф р а д к о в, А. Л. Адаптивное управление в сложных системах / А. Л. Фрадков. – М., 1990. – 296 с.
3. D y b k o w s k i, M. Influence of the rotor speed adaptation method in the MRAS estimator on the sensorless induction motor drive performance / M. Dybkowski, T. Orłowska-Kowalska // Scientific Papers of the Institute of Electrical Machines, Drives and Metrology of the Wrocław University of Technology. No. 58, Studies and Research, No 25. – P. 328–340.
4. П е р е с а д а, С. А. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя / С. А. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович // Техн. электродинамика. – 2010. – № 1. – С. 60–66.
5. Б о н д а р к о, В. А. Адаптивное векторное управление асинхронным электродвигателем на основе метода рекуррентных целевых неравенств / В. А. Бондарко / Автоматика и телемеханика. – 2010. – № 9. – С. 120–135.
6. К у з н е ц о в, А. П. Анализ настроек канала регулирования потокосцепления ротора в системе векторного управления / А. П. Кузнецов, А. В. Марков, А. С. Шмарлевский // Доклады БГУИР. – 2008. – № 4. – С. 84–91.
7. П а х о м о в, А. Н. Астатическая система асинхронного электропривода с модальным управлением / А. Н. Пахомов, М. Ф. Коротков, А. А. Федоренко // Изв. вузов. Электромеханика. – 2011. – № 5. – С. 50–54.
8. О п е й к о, О. Ф. Динамика электропривода с векторным адаптивным управлением // Информационные технологии и системы ИТС 2011: материалы Междунар. науч. конф. / БГУИР. – Минск, 2012. – С. 81–82.
9. A c k e r m a n n, J. Parameter Space Design of Robust Control Systems / J. Ackermann // IEEE Trans. On AC. – 1980. – Vol. 25, No 6. – P. 1058–1072.

Представлена кафедрой электропривода
и автоматизации промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 27.01.2012