

УДК 621.318.562.5

Модальные регуляторы асинхронных электроприводов

**А.Н. Пахомов,
М.Ф. Коротков*, А.А. Федоренко**
*Сибирский федеральный университет,
Россия 660041, Красноярск, пр. Свободный, 79*

Received 19.03.2013, received in revised form 29.08.2013, accepted 11.10.2013

Приведена методика синтеза модальных регуляторов координат векторной системы преобразователь частоты – асинхронный двигатель методом стандартных уравнений. Дана оценка качества процессов регулирования координат путем анализа результатов имитационного моделирования системы в среде MatLab.

Ключевые слова: модальный регулятор, электропривод переменного тока, векторная система.

1. Введение

Теория систем векторного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода разработана достаточно полно [1, 2]. Контур регулирования в системе векторного управления выполняются, как правило, в соответствии с принципами подчиненного регулирования координат, что ограничивает их быстродействие и, как следствие, точность в динамических режимах. Обеспечить предельное быстродействие и точность в динамических режимах возможно, снабдив систему так называемым модальным регулятором, построенным на основе суммирования обратных связей по вектору состояния. Вопросы построения таких регуляторов применительно к векторным системам асинхронного электропривода в литературе отражены недостаточно. В этой связи в настоящей статье поставлена задача разработки методики проектирования модальных регуляторов векторных систем частотно-управляемого асинхронного электропривода и проверки ее эффективности с помощью имитационного моделирования в среде *MatLab*.

В качестве объекта управления принята получившая наибольшее распространение система преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель. Поскольку у таких преобразователей автономный инвертор формирует не только частоту, но и амплитуду выходного напряжения, влияние звена постоянного тока на динамические свойства системы при синтезе можно не учитывать. Кроме того, частота модуляции современных преобразователей весьма высока, что позволяет пре-

небрежь также его дискретными свойствами. Изложенное позволяет представить в первом приближении преобразователь частоты безынерционным линейным звеном с коэффициентом передачи k_p .

2. Построение математической модели объекта управления

Математическая модель асинхронного двигателя (АД) в форме Коши с учетом общепринятых допущении в декартовой системе координат u - v , вращающейся с произвольной скоростью ω_k , имеет вид [2, 3]

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1u}}{dt} &= \frac{1}{R_e T_e} u_{1u} - \frac{1}{T_e} i_{1u} + \frac{k_2}{T_2 R_e T_e} \Psi_{2u} + \frac{k_2 p p}{R_e T_e} \omega \Psi_{2v} + \omega_k i_{1v}; \\ \frac{di_{1v}}{dt} &= \frac{1}{R_e T_e} u_{1v} - \frac{1}{T_e} i_{1v} + \frac{k_2}{T_2 R_e T_e} \Psi_{2v} - \frac{k_2 p p}{R_e T_e} \omega \Psi_{2u} - \omega_k i_{1u}; \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1u} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2u} + (\omega_k - p p \omega) \Psi_{2v}; \\ \frac{d\Psi_{2v}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1v} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2v} - (\omega_k - p p \omega) \Psi_{2u}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3 p p k_2}{2 J} i_{1v} \Psi_{2u} - \frac{3 p p k_2}{2 J} i_{1u} \Psi_{2v} - \frac{1}{J} M_s. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $u_{1u}, u_{1v}, i_{1u}, i_{1v}, \Psi_{2u}, \Psi_{2v}$ – проекции на оси u и v декартовой системы координат результирующих векторов напряжения статора \mathbf{u}_1 , тока статора \mathbf{i}_1 , потокосцепления ротора Ψ_2 соответственно; $\omega = \omega_{el} / p_p$ – угловая скорость вращения ротора; ω_{el} – угловая скорость вращения электромагнитного поля; M_s – момент статического сопротивления на валу двигателя. Расшифровку обозначений параметров двигателя можно найти в [1, 2, 3].

Уравнения динамики АД в векторно-матричной форме имеют вид

$$\mathbf{X} = F(\mathbf{X}, G), \quad (2)$$

где \mathbf{X} и G – векторы переменных состояния и входных воздействий:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_{1u} \\ i_{1v} \\ \Psi_{2u} \\ \Psi_{2v} \\ \omega \end{pmatrix} \text{ и } G = \begin{pmatrix} u_{1u} \\ u_{1v} \\ \omega_k \\ M_s \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Линеаризованную модель АД будем искать в виде стандартной векторно-матричной формы уравнений состояния

$$\Delta \mathbf{X} = A \Delta \mathbf{X} + B \Delta G, \quad (4)$$

где A и B – матрицы динамики и входа соответственно, которые необходимо определить; $\Delta \mathbf{X}$ и ΔG – приращения векторов переменных состояния и входных воздействий соответственно.

Применим метод линеаризации на основе разложения уравнений (1) в ряд Тейлора. Тогда матрицы A и B определяются в виде

$$A = \left. \frac{\partial F}{\partial X} \right|_{\substack{G=G_0 \\ X=X_0}} \quad \text{и} \quad B = \left. \frac{\partial F}{\partial G} \right|_{\substack{G=G_0 \\ X=X_0}}, \quad (5)$$

где X_0 и G_0 – переменные состояния и входные воздействия в точке установившегося режима (центра разложения), значения которых определяются по уравнениям статики.

Взяв производные от уравнений (1) по соответствующим переменным, видим, что матрицы A и B имеют высокий порядок. Для их упрощения необходимо выбрать скорость вращения ω_k системы координат u - v и сориентировать ось u по определенной векторной переменной АД.

Целесообразно использовать систему координат u - v со скоростью вращения магнитного поля $\omega_k = \omega_{0el}$, ориентированной по вектору потокосцепления ротора $\Psi_2 = \Psi_{2u}$, $\Psi_{2v} = 0$. Переменная $\omega_k = \omega_{0el}$ в этом случае определяется зависимостью $\omega_{0el} = f(i_{1v}, \Psi_{2u}, \omega)$, т.е. она уже не является входным воздействием.

Синтез модального регулятора проведем для управляющего воздействия, т.е. положим $M_s = 0$. Наличие на входе двигателя преобразователя частоты учтем в матрице входа коэффициентом k_p . Если скомпенсировать влияние перекрестных обратных связей по току статора, получим матрицы

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_e} & 0 & \frac{k_2}{T_2 R_e T_e} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_e} & -\frac{k_2 p_p}{R_e T_e} \omega_0 & -\frac{k_2 p_p}{R_e T_e} \Psi_{2u0} \\ R_2 k_2 & 0 & -\frac{1}{T_2} & 0 \\ 0 & \frac{3 p_p k_2}{2J} \Psi_{2u0} & \frac{3 p_p k_2}{2J} i_{1v0} & 0 \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad B = \begin{pmatrix} \frac{k_p}{R_e T_e} & 0 \\ 0 & \frac{k_p}{R_e T_e} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Расчет модальных регуляторов производится отдельно для двух каналов управления: канал регулирования потокосцепления ротора АД и канал регулирования скорости АД. Таким образом, строится два контура регулирования аналогично построению систем двухзонного регулирования скорости электропривода постоянного тока [1].

Разобьем матрицы динамики и входа (6) на две пары для синтеза модальных регуляторов по каждому из каналов регулирования.

Матрицы канала регулирования потокосцепления ротора

$$A_1 = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_e} & \frac{k_2}{T_2 R_e T_e} \\ R_2 k_2 & -\frac{1}{T_2} \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad B_1 = \begin{pmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{k_p}{R_e T_e} \\ 0 \end{pmatrix},$$

и матрицы канала регулирования скорости вращения ротора АД

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_e} & -\frac{k_2 p_p}{R_e T_e} \Psi_{2u0} \\ \frac{3p_p k_2}{2J} \Psi_{2u0} & 0 \end{pmatrix} \text{ и } B_2 = \begin{pmatrix} \frac{k_p}{R_e T_e} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

Характеристический полином замкнутого по вектору состояния объекта управления можно записать в виде

$$G(p) = |p \cdot E - (A_i - B_i \cdot K)| = D(p), \quad (7)$$

где K – коэффициент модального регулятора; E – единичная матрица; $D(p)$ – желаемый характеристический полином.

Поскольку корни характеристического уравнения $D(p)=0$ определяют динамические свойства системы, замкнутой через модальный регулятор, то для получения желаемых динамических показателей требуется, чтобы замкнутая обратная связь по вектору состояния обеспечивала желаемые корни характеристического полинома. Таким образом, необходимо подобрать матрицу K модального регулятора так, чтобы получить в комплексной плоскости желаемое распределение корней характеристического полинома.

3. Расчет модальных регуляторов

Синтез модального регулятора выполняется методом стандартных уравнений в нормированной форме [1]. Для получения нормированной формы исходное уравнение n -го порядка делится на коэффициент при старшей степени D_0 и приобретает корневую форму

$$p^n + C_1 \cdot \omega_b \cdot p^{n-1} + \dots + C_i \cdot \omega_b^i \cdot p^{n-i} + \dots + C_{n-1} \cdot \omega_b^n = 0, \quad (8)$$

где ω_b – базовая частота (среднегеометрический корень)

$$\omega_b = \sqrt[n]{\frac{D_n}{D_0}}; \quad C_i = \sqrt[n]{\frac{D_i}{D_0 \cdot \omega_b^i}}.$$

Делением уравнения (8) на ω_b^n осуществляется переход к нормированному уравнению

$$C_0 \cdot S^n + C_1 \cdot S^{n-1} + \dots + C_i \cdot S^{n-i} + \dots + C_{n-1} \cdot S + 1 = 0 \quad (9)$$

с относительным оператором $S = \frac{p}{\omega_b} = \frac{d}{d\tau}$ и относительным временем $\tau = \omega_b \cdot t$.

Рассчитаем коэффициенты ОС при настройке системы на модульный оптимум: перерегулирование $\sigma = 4,5\%$, а относительное время переходного процесса $\tau_{pp} = 2,8 \omega_b^{-1}$. Нормированное желаемое уравнение имеет вид [1]

$$S^2 + \sqrt{2} \cdot S + 1. \quad (10)$$

После перехода к абсолютным единицам подставим желаемый характеристический полином в выражение (7) и приравняем значения коэффициентов при одинаковых степенях p ,

получим вектор коэффициентов модального регулятора для канала регулирования потокосцепления ротора

$$\begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{a_{11} + a_{22} + C_0}{b_{11}} \\ \frac{a_{22}^2 + C_1 \cdot a_{22} + C_0 + a_{12} \cdot a_{21}}{a_{21} \cdot b_{11}} \end{pmatrix}. \quad (11)$$

Аналогично производится расчет второго канала регулирования скорости вращения ротора АД. В качестве примера принята настройка по биномиальному разложению $(S + 1)^n$: перерегулирование $\sigma = 0\%$, а время переходного процесса $\tau_{pp} = 4,8 \omega_b^{-1}$.

Так же рассмотрена система векторного управления трехфазным асинхронным двигателем с моделью роторной цепи. Развитие векторных систем пошло по пути перехода от непосредственного измерения потока к определению его значения с помощью математической модели электромагнитных процессов в асинхронном двигателе (модели потока). Данное направление развития векторных систем стало возможным в результате успехов в области силовой электроники и микропроцессорной техники.

Функциональная схема системы регулирования скорости электропривода при векторном управлении асинхронным двигателем и определении потокосцепления ротора по модели потока приведена на рис. 1. Питание двигателя осуществляется от преобразователя частоты.

В показанном на рис. 1 варианте схемы быстродействующие токовые контуры выполнены во вращающейся системе координат. Поэтому контуры регулирования токов по прямой i_x и квадратурной i_y , осям включают в себя преобразователи координат прямого и обратного каналов (ПКП и ПКО). Выходные сигналы $U_{y/x}$ и $U_{y/y}$ являются сигналами задания напряжения преобразователя. Во вращающейся системе координат напряжения на выходе инвертора U_A , U_B и U_C создают токи в статорных обмотках двигателя i_A , i_B и i_C , которые после преобразования их в ПКО во вращающуюся систему координат служат сигналами обратных связей по току [4].

Модель потока ($m4$) показана на рис. 2. Получаемые в модели значения потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС записываются в виде

$$F = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_x, \quad (12)$$

$$\omega = \frac{k_2 R_2 i_x}{|\Psi|} = \frac{L_m i_x}{T_2 |\Psi|}, \quad (13)$$

где $T_2 = \frac{L'_2}{R'_2}$; $k_2 = \frac{L_m}{L'_2}$.

Первое из этих выражений показывает, что при ориентации вещественной оси вращающейся системы координат по вектору потокосцепления ротора значение потокосцепления однозначно определяется составляющей тока статора по прямой оси x . Второе – дает возможность при известном значении потокосцепления рассчитать значение частоты роторной ЭДС по составляющей тока статора по квадратурной оси y . Расчет потокосцепления ротора и частоты роторной ЭДС по приведенным формулам обеспечивает ориентацию оси x по вектору Ψ_2 .

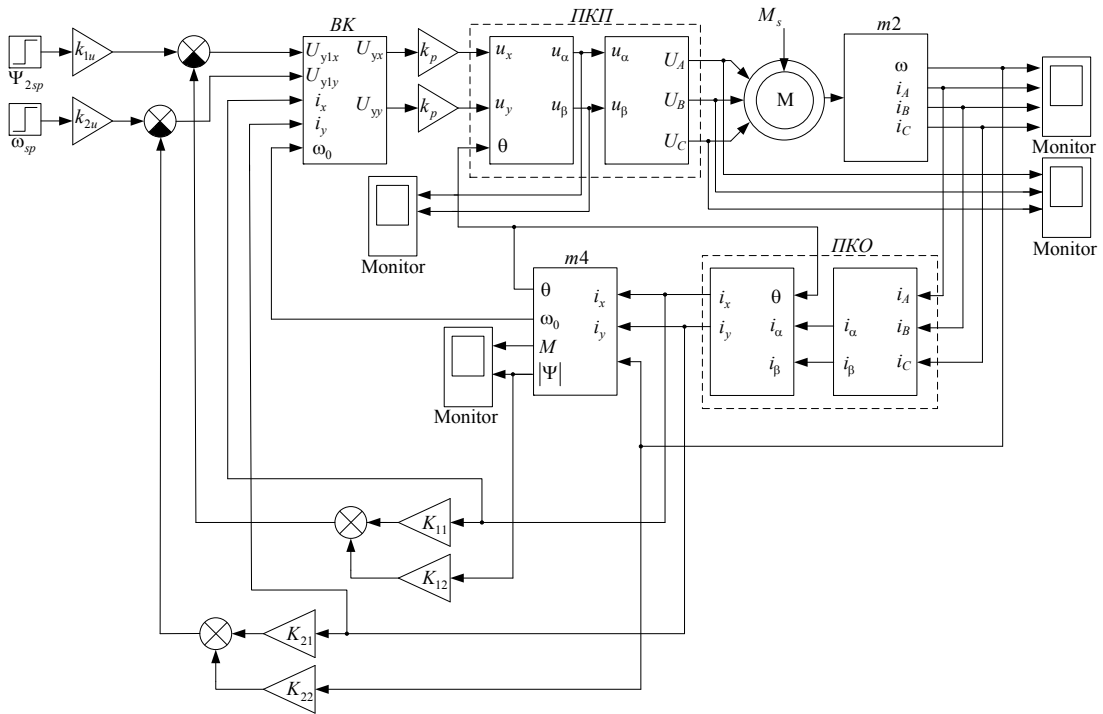


Рис. 1. Функциональная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем

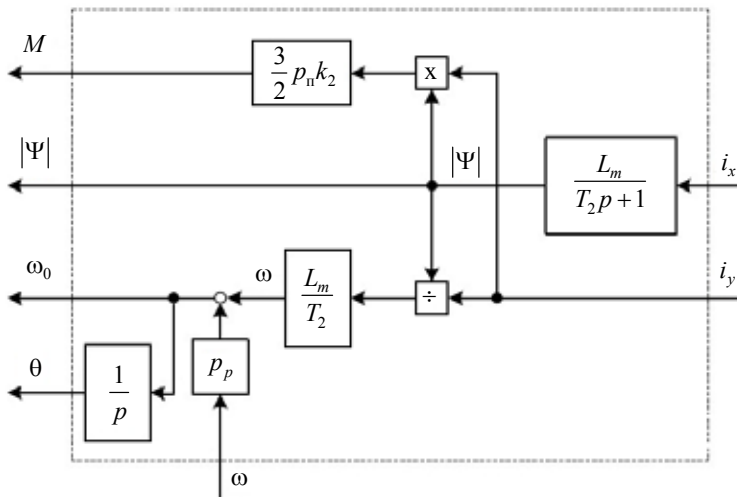


Рис. 2. Модель потока

Кроме модуля потокоцепления ротора и роторной частоты в модели потока рассчитывается текущее значение угловой скорости ω_{0el} , вращающейся системы координат (x, y) относительно связанной со статором неподвижной системы координат (α, β) , а также значение электромагнитного момента двигателя M . Сумма измеренного значения скорости, умноженного на

число пар полюсов и рассчитанного в модели значения роторной частоты, определяет текущее значение частоты напряжения на статоре. Значение угловой скорости используется в блоках преобразователей координат прямого канала и канала обратной связи для расчета необходимых значений $\sin\theta$ и $\cos\theta$.

Описание остальных элементов схемы, изображенной на рис. 2, приведено далее.

4. Имитационное моделирование замкнутой системы электропривода

Приведем расчет переходных процессов в замкнутой системе асинхронного электропривода при помощи пакета имитационного моделирования *MatLab* фирмы *The MathWorks, Inc.* Первой приведена структурная схема замкнутой системы асинхронного электропривода в неподвижной системе координат (рис. 3), в которой переменные исследуемой системы отражают характер поведения реальных координат АД.

В структуре приняты следующие обозначения: *AD* – модель АД, реализованная по уравнениям состояния (1); k_{1u}, k_{2u} – коэффициенты усиления, обеспечивающие требуемые потокосцепление и скорость ротора АД при наличии ОС; m_1, m_3, m_5 – блоки преобразователя координат, реализованные по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} & \left. \begin{aligned} i_x &= i_\alpha \cdot \cos\theta + i_\beta \cdot \sin\theta; \\ i_y &= i_\alpha \cdot \sin\theta - i_\beta \cdot \cos\theta; \end{aligned} \right\} ; \left. \begin{aligned} u_\alpha &= u_x \cdot \cos\theta - u_y \cdot \sin\theta; \\ u_\beta &= u_x \cdot \sin\theta + u_y \cdot \cos\theta; \end{aligned} \right\} ; \left. \begin{aligned} \cos\theta &= \frac{F_{xr}}{\sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}}; \\ \cos\theta &= \frac{F_{yr}}{\sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}}; \\ F &= \sqrt{F_{xr}^2 + F_{yr}^2}. \end{aligned} \right\} . \end{aligned}$$

BK – блок компенсаций перекрестных связей, реализованный по уравнениям

$$\left. \begin{aligned} U_{cx} &= U_{c1x} - i_y \cdot \omega_0 \cdot \frac{R_e \cdot T_e}{k_p}; \\ U_{cy} &= U_{c1y} + i_x \cdot \omega_0 \cdot \frac{R_e \cdot T_e}{k_p}; \end{aligned} \right\} ,$$

где U_{cx}, U_{cy} – управляющие воздействия на входе системы.

Вторым приведен расчет переходных процессов трехфазного АД, в котором можно наблюдать за переходными процессами тока и напряжения статорных обмоток машины. На рис. 4, 5 изображены переходные процессы тока и напряжения по трем фазам статора.

5. Заключение

На рис. 6 изображены переходные процессы в модели замкнутой системы асинхронного электропривода в неподвижной системе координат (рис. 3). Они совпадают с переходными процессами во вращающейся системе координат, что подтверждает правильность преобразования координат. Такой же вид имеют переходные процессы с трехфазным асинхронным двигателем

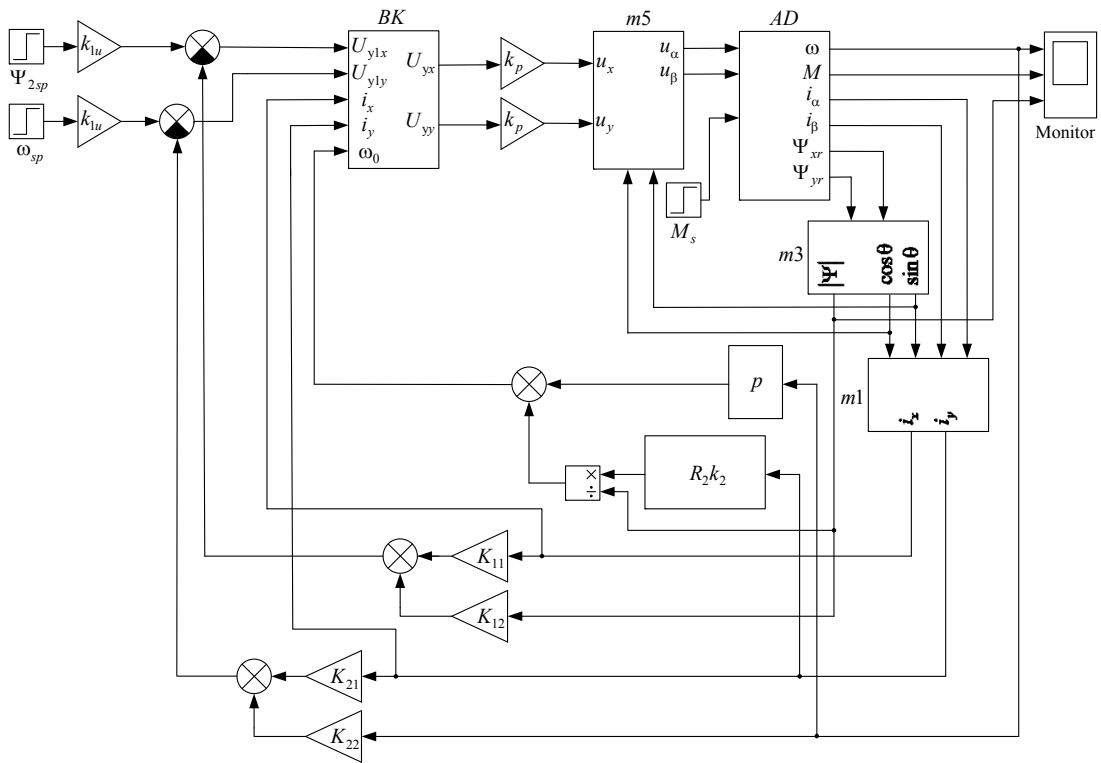


Рис. 3. Модель электропривода в неподвижной системе координат

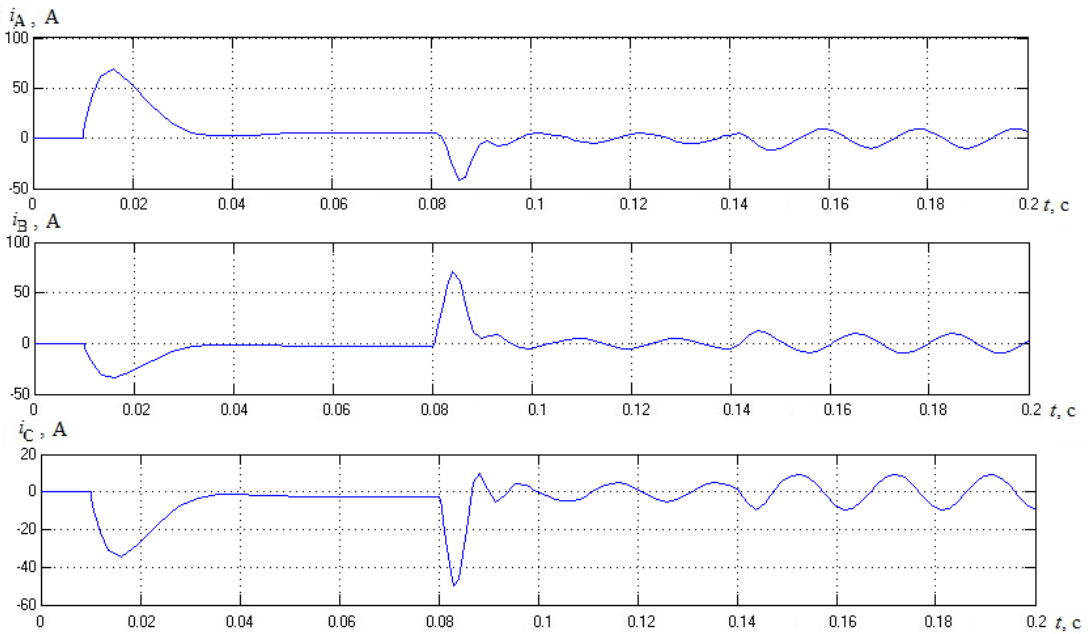


Рис. 4. Графики переходных процессов тока статора

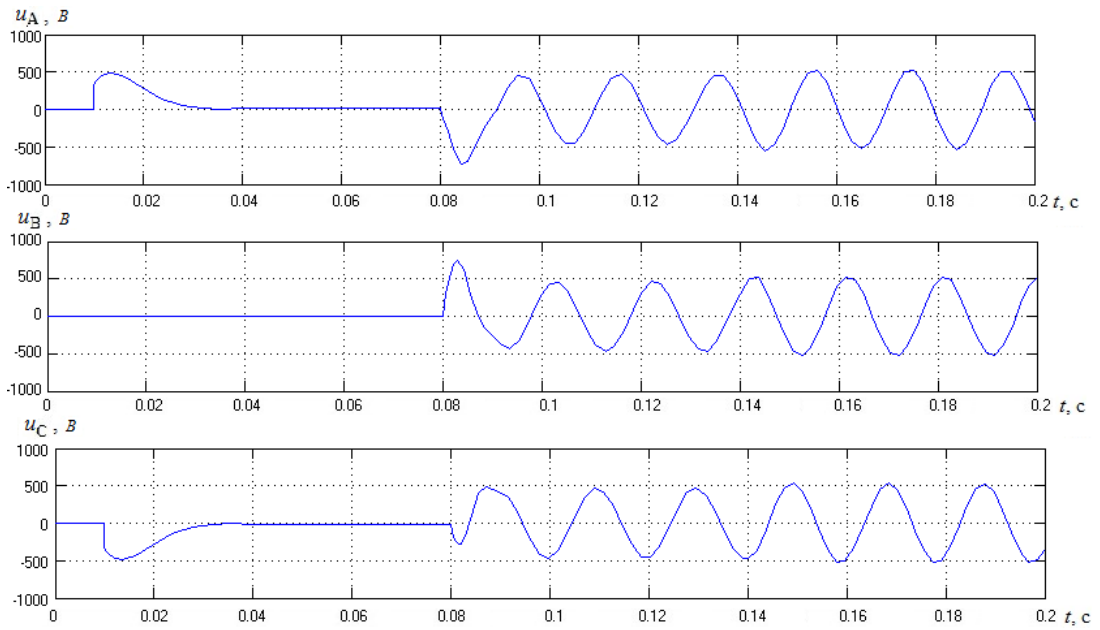


Рис. 5. Графики переходных процессов напряжения статора

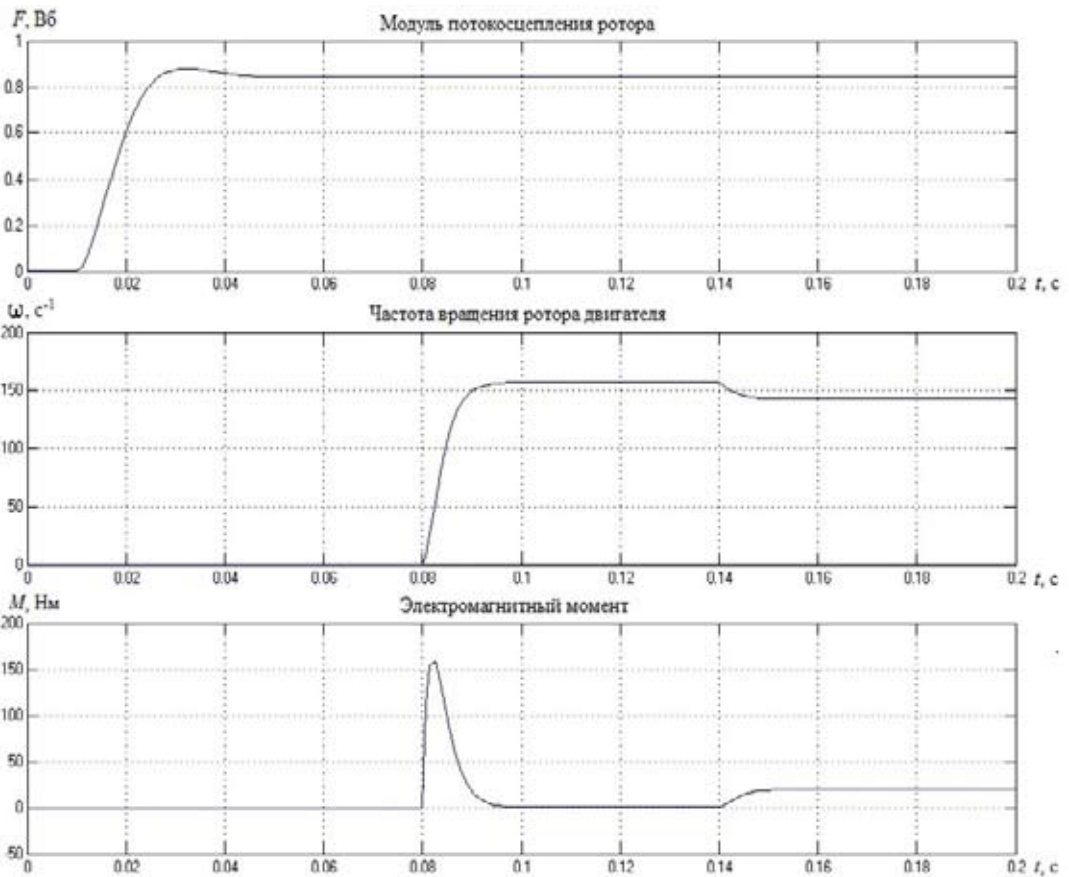


Рис. 6. Графики переходных процессов в неподвижной системе координат

с моделью роторной цепи. Сначала подается задание на потокосцепление ротора АД, которое успешно обрабатывает канал регулирования потокосцепления, после чего производится скачок задания на скорость вращения ротора и включается в работу второй канал. И, наконец, на третьем участке осуществляется моделирование наброса нагрузки на валу АД.

Характер переходных процессов соответствует заданным настройкам. Следовательно, регуляторы позволяют обеспечить требуемый уровень скорости и потокосцепления как в неподвижной, так и во вращающейся системах координат.

Список литературы

- [1] Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник. М.: Издательский центр «Академия», 2005. 304 с.
- [2] Соколовский Г.Г. Электроприводы переменного тока с частотным регулированием: учебник. М.: Издательский центр «Академия», 2006. 272 с.
- [3] Карагодин М.С., Федоренко А.А. Уравнения динамики частотно-управляемых электроприводов: учеб. пособие. КрПИ: Красноярск, 1985. 92 с.
- [4] Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока. Иваново: Ивановский гос. энерг. ун-т им. В.И. Ленина, 2008. 298 с.

Modal Control Asynchronous Electric Drive

**Alexander N. Pakhomov,
Maxim F. Korotkov and Alexander A. Fedorenko**
*Siberian Federal University,
79 Svobodny, Krasnoyarsk, 660041 Russia*

The technique of synthesis of modal regulators of co-ordinates of vector system the converter of frequency-induction motor is resulted by a method of the standard equations. Evaluation test of processes of regulation of co-ordinates by the analysis of results of imitation modeling of system in the environment of MatLab is given.

Keywords: modal controller, asynchronous electric drive, vector system.
