

## МОДАЛЬНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ТРЕХФАЗНЫМ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Коротков М. Ф., Пахомов А. Н.

Научный руководитель д-р техн. наук, проф. А. А. Пантелеев В. И.

*Сибирский Федеральный университет*

Теория систем векторного управления частотно-регулируемого асинхронного электропривода разработана достаточно полно. Контуры 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. Таким образом, методический интерес представляет методика построения векторной системы частотно-управляемого асинхронного электропривода с модальным регулятором.

Приведем методику проектирования модального регулятора системы преобразователь частоты с автономным инвертором напряжения с широтно-импульсной модуляцией–асинхронный двигатель (АД). Синтез регуляторов и проверка работы системы производится в несколько этапов.

**1. Построение математической модели объекта управления.** За основу возьмем математическую модель АД с учетом общепринятых допущений в декартовой системе координат  $u$ - $v$ , вращающейся с произвольной скоростью  $\omega_k$ . Запишем уравнения АД форме Коши [3] и для удобства разобьем их на две пары уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_{1u}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1u} - \frac{1}{T_3} i_{1u} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2u} + \\ &+ \frac{k_2 p_{\Pi}}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2v} + \omega_k i_{1v}; \\ \frac{d\Psi_{2u}}{dt} &= R_2 k_2 i_{1u} - \frac{1}{T_2} \Psi_{2u} + (\omega_k - p_{\Pi} \omega) \Psi_{2v}; \\ \frac{di_{1v}}{dt} &= \frac{1}{R_3 T_3} u_{1v} - \frac{1}{T_3} i_{1v} + \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \Psi_{2v} - \\ &- \frac{k_2 p_{\Pi}}{R_3 T_3} \omega \Psi_{2u} - \omega_k i_{1u}; \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{3p_{\Pi} k_2}{2J} i_{1v} \Psi_{2u} - \frac{3p_{\Pi} k_2}{2J} i_{1u} \Psi_{2v} - \frac{1}{J} M_c. \end{aligned} \right\}; \quad (1)$$

где  $u_{1u}$ ,  $u_{1v}$ ,  $i_{1u}$ ,  $i_{1v}$ ,  $\Psi_{2u}$ ,  $\Psi_{2v}$  – проекции результирующих векторов напряжения статора  $\bar{u}_1$ , тока статора  $\bar{i}_1$ , потокосцепления ротора  $\bar{\Psi}_2$ , соответственно, на оси  $u$  и  $v$  декартовой системы координат;  $\omega$  – угловая скорость вращения ротора АД;  $p_{\Pi}$  – число пар полюсов АД;  $M_c$  – момент статического сопротивления на валу двигателя.

Разбивка уравнений АД на (1) и (2) связана с тем, что синтез модального регулятора производится для двух контуров регулирования: потокосцепления и скорости ротора АД.

Влияние звена постоянного тока на динамические свойства системы при синтезе можно не учитывать. Кроме того, частота модуляции современных преобразователей весьма высока, что позволяет пренебречь так же его дискретными свойствами. Поэтому представим преобразователь частоты безынерционным линейным звеном с коэффициентом передачи  $k_{\Pi}$ .

Используем систему координат  $u$ - $v$ , вращающуюся со скоростью  $\omega_k$  вращения магнитного поля, ориентированной по вектору потокосцепления ротора  $\Psi_2 = \Psi_{2u}$ ,  $\Psi_{2v} = 0$ . Из системы (1) составим матрицы динамики и входа канала регулирования потокосцепления ротора при условии компенсации влияния перекрестных обратных связей по току статора:

$$A_1 = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_3} & \frac{k_2}{T_2 R_3 T_3} \\ R_2 k_2 & -\frac{1}{T_2} \end{pmatrix}; B_1 = \begin{pmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{k_{\Pi}}{R_3 T_3} \\ 0 \end{pmatrix}.$$

В матрице входа появляется коэффициент  $k_{\Pi}$ , поскольку мы приняли питающий двигатель преобразователь безынерционным.

Аналогично для системы уравнений (2):

$$A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_3} & -\frac{k_2 p_{\Pi}}{R_3 T_3} \Psi_{2u0} \\ \frac{3p_{\Pi} k_2}{2J} \Psi_{2u0} & 0 \end{pmatrix}; B_2 = \begin{pmatrix} \frac{k_{\Pi}}{R_3 T_3} \\ 0 \end{pmatrix},$$

где  $\Psi_{2u0}$  – заданное значение потокосцепления в первом контуре.

**2. Расчет модальных регуляторов.** Синтез регуляторов произведем отдельно для двух каналов управления: канал регулирования потокосцепления ротора АД и канал регулирования скорости АД.

Определение коэффициентов модального регулятора выполняется методом стандартных уравнений в нормированной форме. Для получения нормированной формы исходное уравнение  $n$ -го порядка делим на коэффициент при старшей степени и получаем корневую форму. Рассчитаем коэффициенты ОС при настройке системы на модульный оптимум.

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:

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

где  $a_{ij}$ ,  $b_{ij}$  – коэффициенты матриц динамики и входа для соответствующего канала,  $C_i$  – коэффициенты желаемого характеристического полинома замкнутой системы.

Аналогично производится расчет второго модального регулятора с коэффициентами  $K_{21}$  и  $K_{22}$  для канала регулирования скорости вращения ротора АД при биномиальной настройке.

Так же рассмотрена система векторного управления трехфазным асинхронным двигателем с моделью роторной цепи. Она включает в себя преобразователи координат прямого и обратного каналов (ПКП и ПКО), модель потока (m4). Последняя описывается следующими уравнениями:

$$F = \frac{L_m}{T_2 p + 1} i_x,$$

$$\omega = \frac{k_2 R_2 i_x}{|\Psi|} = \frac{L_m i_x}{T_2 |\Psi|},$$

**3. Имитационное моделирование замкнутой системы электропривода.** Проверим эффективность приведенной методики при помощи пакета имитационного моделирования *Matlab* фирмы *The MathWorks, Inc*. На рис. 1 приведена структурная схема системы регулирования скорости при векторном управлении асинхронным двигателем.

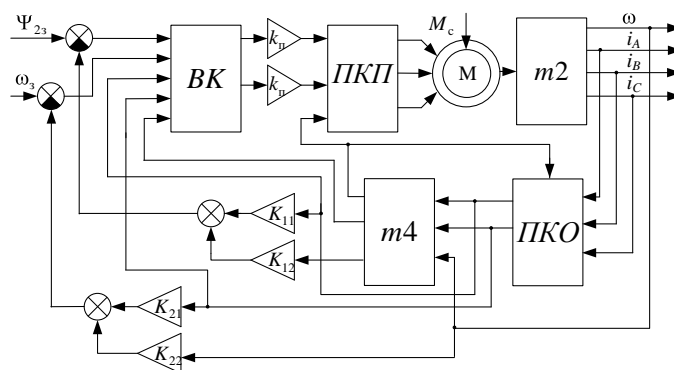


Рисунок 1 – Структурная схема

В структурной схеме приняты следующие обозначения: *M* – модель трехфазного АД; *BK* – блок компенсаций перекрестных связей;  $\Psi_{23}$  и  $\omega_3$  – заданные значения потокосцепления и скорости ротора АД;  $K_{ij}$  – коэффициенты модального регулятора;  $\omega$ ,  $\Psi_2$  – скорость, электромагнитный момент, потокосцепление ротора АД.

На рис. 4 изображены графики переходных процессов в исследуемой модели. Сначала подается задание на потокосцепление ротора АД, которое успешно обрабатывает канал регулирования потокосцепления, после чего производится скачек задания на скорость вращения ротора и включается в работу второй канал. И, наконец, на третьем участке осуществляется моделирование наброса нагрузки на валу АД.

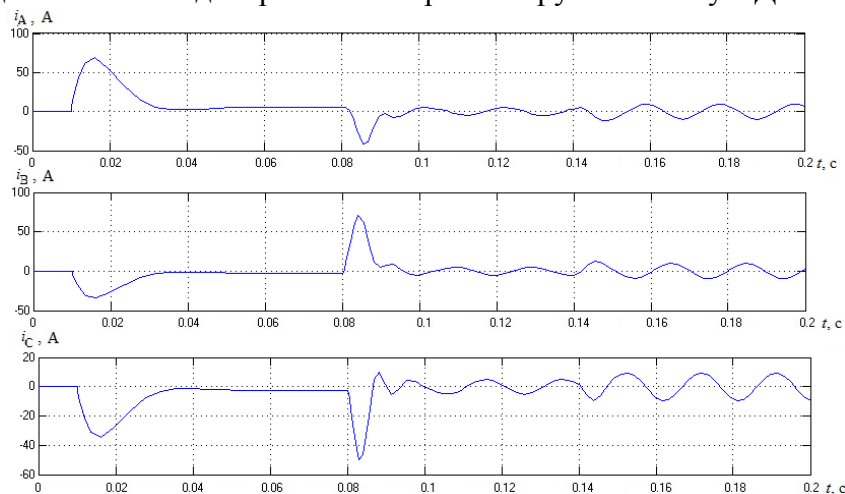


Рисунок 2 – Графики переходных процессов тока статора

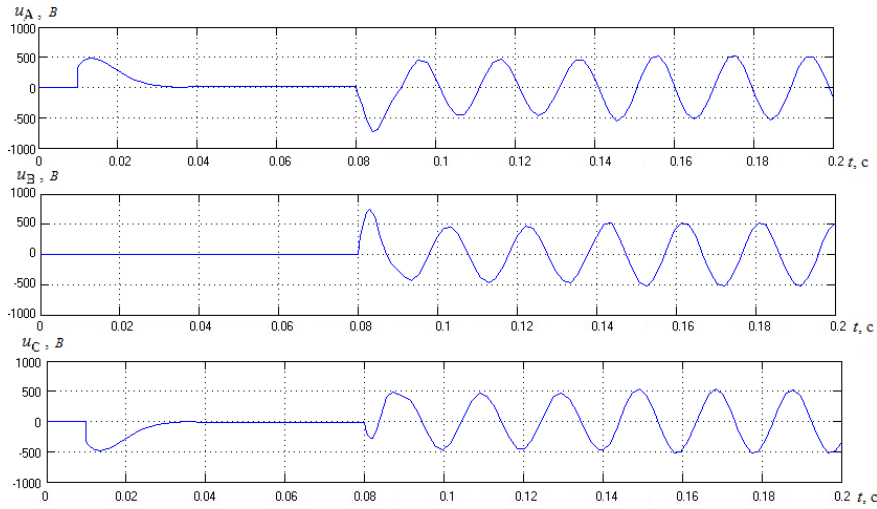


Рисунок 3 – Графики переходных процессов напряжения статора

На рисунках 2, 3 изображены переходные процессы тока и напряжения по трем фазам статора.

Характер переходных процессов соответствует заданным настройкам. Следовательно, регуляторы позволяют обеспечить требуемый уровень скорости и потокосцепления.

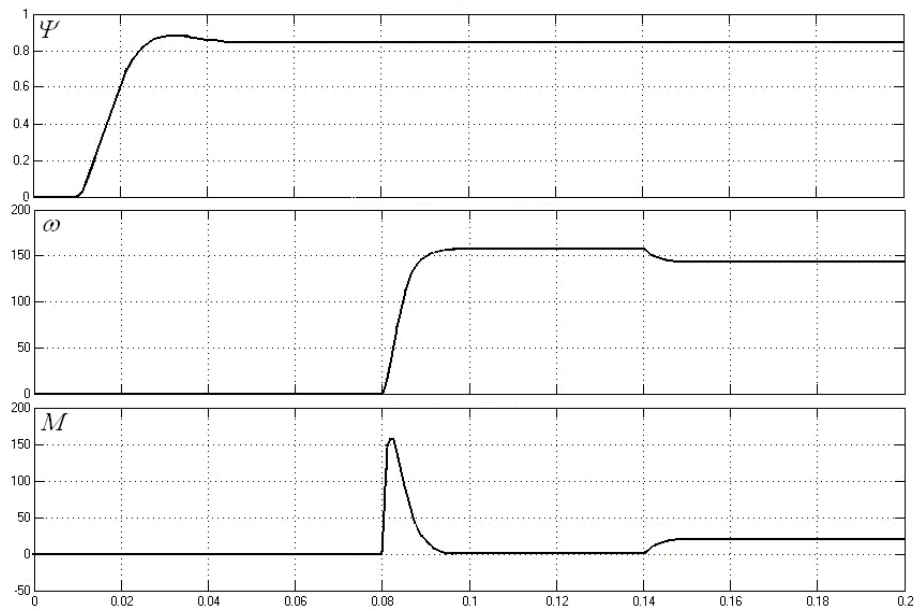


Рисунок 4 – Графики переходных процессов

Основными результатами работы является получение уравнений состояния для двух каналов управления (канал регулирования потокосцепления ротора АД и канал регулирования скорости АД) и синтез двух модальных регуляторов стабилизации потокосцепления и скорости.