

СИНТЕЗ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ С ПОМОЩЬЮ ПРИНЦИПА СИММЕТРИИ

Введение. В большинстве сфер применения электромеханических систем высокоточного воспроизведения сложных движений надежность и высокие технико-экономические показатели, возможность длительного функционирования без профилактического обслуживания не могут быть достигнуты при использовании машин постоянного тока из-за значительных динамических перегрузок и тяжелых режимов эксплуатации, часто в агрессивных средах. Наиболее эффективным для указанных условий является построение электропривода (ЭП) на основе короткозамкнутых асинхронных двигателей (КЗАД), которые наряду с бесконтактностью обладают сравнительно меньшими моментом инерции, весом и габаритами, большей перегрузочной способностью и минимальной стоимостью по сравнению с машинами постоянного тока.

Постановка задачи исследования. Основой для разработки прецизионных асинхронных электроприводов является принцип векторного полеориентированного управления [1], согласно которому в системе координат, ориентированной по вектору потокосцепления, возможно независимое регулирование потока и скорости машины. Однако в классической постановке задача синтеза систем с непрерывными законами управления сопряжена с необходимостью устранения взаимного влияния контуров регулирования скорости и потока, обусловленного наличием внутренних перекрестных связей асинхронного двигателя. Упрощение математической модели КЗАД на основе допущений, учитывающих структурные свойства релейных систем, функционирующих в скользящем режиме, позволяет выполнить синтез релейно-векторной системы с использованием принципа симметрии [2].

Материалы исследования. Исходная форма записи дифференциальных уравнений динамики КЗАД, полученная из математического описания обобщенной электрической машины в координатных осях x, y , вращающихся с произвольной угловой скоростью ω_k , имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{sx} &= I_{sx}R_s + p\Psi_{sx} - \omega_k \Psi_{sy} \\ U_{sy} &= I_{sy}R_s + p\Psi_{sy} + \omega_k \Psi_{sx} \\ 0 &= I_{rx}R_r + p\Psi_{rx} - (\omega_k - \omega)\Psi_{ry} \\ 0 &= I_{ry}R_r + p\Psi_{ry} + (\omega_k - \omega)\Psi_{rx} \\ M &= z_p \frac{m}{2} L_m (I_{sy}I_{rx} - I_{sx}I_{ry}) \end{aligned} \right\}, \text{ где } \left. \begin{aligned} \Psi_{sx} &= L_s I_{sx} + L_m I_{rx} \\ \Psi_{sy} &= L_s I_{sy} + L_m I_{ry} \\ \Psi_{rx} &= L_r I_{rx} + L_m I_{sx} \\ \Psi_{ry} &= L_r I_{ry} + L_m I_{sy} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где p - оператор дифференцирования по времени, ω - угловая скорость вращения ротора, U_s - вектор напряжения статора, I_s, I_r - векторы тока статора и ротора, R_s, R_r - активные сопротивления обмоток статора и ротора, z_p - число пар полюсов машины, m - число фаз, L_m - взаимная индуктивность обмоток ротора и статора, L_s, L_r - индуктивности обмоток статора и ротора.

Для синтеза системы релейно-векторного управления (СРВУ) необходимо:

- осуществить ориентацию системы координат u, v по базовому вектору потокосцепления, что обеспечивается при выполнении условий $\Psi_{ru} = \Psi_o, p\Psi_{rv} = 0, \Psi_{rv} = 0$, которые также позволяют понизить порядок системы дифференциальных уравнений (1) на единицу;
- разрешить систему дифференциальных уравнений (1) относительно производных регулируемых координат: скорости вращения ω и модуля ориентирующего вектора потокосцепления Ψ_o , а также моментобразующей I_{sv} и потокообразующей I_{su} составляющих тока статора.

Рассмотрим ориентацию системы управления по вектору потокосцепления ротора, когда $\Psi_o = \Psi_r$. Система дифференциальных уравнений динамики КЗАД в этом случае примет вид:

$$\left. \begin{aligned} p\Psi_o &= -\frac{R_r}{L_r} \Psi_o + \frac{R_r L_m}{L_r} I_{su} \\ pI_{su} &= \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} \Psi_o - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{su} + \frac{1}{L'_s} U_{su} + I_{sv} \omega_k \\ p\omega &= \frac{3z_p L_m}{2J L_r} I_{sv} \Psi_o - \frac{M_c}{J} \\ pI_{sv} &= -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_o \omega - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} I_{sv} + \frac{1}{L'_s} U_{sv} - I_{su} \omega_k \end{aligned} \right\} \begin{matrix} (R) \\ (A) \end{matrix}, \quad (2)$$

где $L'_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$ - переходная индуктивность статора, $\omega_k = \frac{R_r L_m}{L_r \Psi_0} I_{sv} + \omega$ - скорость вращения системы и, в.

Математическое описание объектов управления подсистем стабилизации потокосцепления и регулирования скорости получим путем разделения системы (2) на две подсистемы, относящиеся соответственно к контурам реактивной (R) и активной (A) мощности. Эти подсистемы содержат перекрестные связи, то есть координаты системы регулирования скорости (CPC) входят в систему дифференциальных уравнений объекта управления системы стабилизации потокосцепления (ССП) и наоборот. Влияние таких связей равносильно приложению координатных возмущений к объектам управления ССП и CPC. В линейных системах векторного управления устранение взаимного влияния каналов регулирования активной и реактивной мощности АД требует введения дополнительных компенсирующих цепей между системой стабилизации потокосцепления и системой регулирования скорости [1]. Однако зависимость величин перекрестных связей от подверженных возмущениям параметров двигателя обуславливает низкую эффективность подобных мер.

Построение ССП и CPC на основе релейных регуляторов, структурным свойством которых является полная компенсация приложенных к ОУ возмущений, обеспечивает взаимную независимость подсистем регулирования активной и реактивной мощности АД и позволяет, рассматривая перекрестные связи ССП и CPC как возмущающие воздействия, исключить их из уравнений подсистем (R), (A) системы (2) на этапе алгоритмического синтеза. Полученное в результате такого упрощения математическое описание динамики АД в составе релейной СВПУ при представлении в векторно-матричной форме имеет вид:

$$pX^R = B^R X^R + M^R U_{su} + F^R, \quad pX^A = B^A X^A + M^A U_{sv} + F^A,$$

где F^A, F^R - векторы возмущающих воздействий, $X^R = \begin{bmatrix} \Psi_0 \\ I_{su} \end{bmatrix}$, $X^A = \begin{bmatrix} \omega \\ I_{sv} \end{bmatrix}$; индексы R, A обозначают принадлежность величин к подсистемам регулирования соответственно реактивной и активной мощности.

При таком подходе одновременно с декомпозицией математического описания АД на два обособленных (с точки зрения процедуры синтеза) динамических объекта решается также задача линеаризации указанных систем дифференциальных уравнений, поскольку все их нелинейные члены относятся к слагаемым F^A, F^R , описывающим возмущения, то есть исключаются из рассмотрения при синтезе. Для линеаризации подсистем (R), (A) необходимо также принять допущение $\Psi_0 = \Psi_{0\text{ном}} = \text{const}$, справедливость которого по завершении намагничивания двигателя обеспечивается системой стабилизации потокосцепления. Матрицы параметров равны:

$$B^R = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r} \\ \frac{L_m R_r}{L_r^2 L'_s} & -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} \end{bmatrix}; M^R = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ L'_s \end{bmatrix}; B^A = \begin{bmatrix} 0 & \frac{3z_p L_m \Psi_{oiii}}{2J L_r} \\ -\frac{L_m}{L_r L'_s} \Psi_{oiii} & -\frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s} \end{bmatrix}; M^A = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ L'_s \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Представленное математическое описание переходных процессов в асинхронной машине, полученное с учетом допущений, справедливых при работе в релейно-векторных системах, является основанием для применения при синтезе релейных ССП и CPC методов, разработанных для приводов постоянного тока. Один из таких методов основан на применении модифицированного принципа симметрии [2], согласно которому задача синтеза релейно-векторной системы управления асинхронным электроприводом решается путем определения уравнений релейных регуляторов, минимизирующих заданные функционалам качества.

Примем при синтезе регулятора потокосцепления функционал качества управления вида

$$I_1^R = \int_0^\infty \left[2 \sum_{i=1}^2 v_{0i}^1 x_i^R x_i^R + \left| m_2^R \sum_{i=1}^2 v_{i2}^1 x_i^R \right|^2 \right] dt, \quad (4)$$

где v_{ij}^k - коэффициенты функции Ляпунова для k-го контура; X^R - координаты состояния ССП.

В результате применения принципа симметрии получим следующее уравнение оптимального по точности регулятора:

$$u_{PI} = -U_{s\text{max}} \cdot \text{sign} \left(m_2^R \left(v_{12}^1 \cdot x_1^R - v_{22}^1 \cdot x_2^R \right) \right). \quad (5)$$

Для подсистемы (2.R) с параметрами (3) коэффициенты функции Ляпунова составят:

$$v_{12}^1 = -b_{22}^R = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L'_s}; \quad v_{22}^1 = b_{12}^R = \frac{R_r L_m}{L_r}; \quad m_2^R = \frac{1}{L'_s}. \quad (6)$$

Выполним подстановку коэффициентов (6) в (5) и приведем полученное уравнение к виду, соответствующему единичной главной обратной связи по потокосцеплению:

$$u_{PI} = U_{smax} \cdot \text{sign}(\psi^* - \psi - K_{\psi i} \cdot i_{su}), \quad \text{где} \quad K_{\psi i} = \frac{L_m R_r (L_s L_r - L_m^2)}{R_s L_s^2 + R_r L_m^2}. \quad (7)$$

Систему регулирования скорости построим по каскадно-подчиненному принципу, снабдив ее, помимо регулятора скорости, внутренним контуром стабилизации активного тока (или момента). В такой структуре сигнал регулятора скорости является задающим воздействием для внутреннего контура: $u_{PC} = i_{sv}^*$ (или $u_{PC} = M^*$). Регулятор промежуточной координаты вводится в СРС для реализации ограничения по нагреву в напряженных повторно-кратковременных режимах. Примем при синтезе регулятора скорости функционал качества имеет вид:

$$I_1^A = \int_0^\infty 2 \left[\sum_{i=1}^2 v_{0i}^1 x_i^A x_1^A + \left| m_2^A \sum_{i=1}^2 v_{i2}^1 x_i^A \right| \right] dt, \quad (8)$$

где v – коэффициенты функции Ляпунова, X^A – координаты состояния СРС.

В результате применения принципа симметрии получим уравнение оптимального по точности регулятора скорости, формирующего заданное значение активного тока:

$$u_{PC} = -I_{smax} \cdot \text{sign} \left(m_2^A (v_{12}^1 \cdot x_1^A - v_{22}^1 \cdot x_2^A) \right). \quad (9)$$

Для системы (2.A) с параметрами (3) коэффициенты функции Ляпунова составят:

$$v_{12}^1 = -b_{22}^A = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{L_r^2 L_s}; \quad v_{22}^1 = b_{12}^A = \frac{3z_p L_m}{2J L_r} \Psi_{o \text{ ном}}; \quad m_2^A = \frac{1}{L_s}. \quad (10)$$

Выполним подстановку коэффициентов (10) в (9) и приведем полученное уравнение к виду, соответствующему единичной главной обратной связи по скорости:

$$u_{PC} = I_{smax} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega i} \cdot i_{sv}), \quad \text{где} \quad K_{\omega i} = \frac{(L_s L_r - L_m^2)}{J(R_s L_s^2 + R_r L_m^2)} \cdot \frac{3z_p L_m}{2} \Psi_{o \text{ ном}}. \quad (11)$$

При замыкании СРС обратной связью по моменту (11) примет вид

$$u_{PC} = M_{max} \cdot \text{sign}(\omega^* - \omega - K_{\omega M} \cdot M), \quad \text{где} \quad K_{\omega M} = \frac{L_r (L_s L_r - L_m^2)}{J(R_s L_s^2 + R_r L_m^2)}. \quad (12)$$

Приняв при синтезе регулятора активного тока функционал качества управления вида

$$I_2^A = \int_0^\infty 2 \left[\sum_{i=1}^2 v_{0i}^2 x_i^A x_2^A + \left| m_2^A \sum_{i=1}^2 v_{i2}^2 x_i^A \right| \right] dt, \quad (13)$$

получим $u_{PI} = -U_{smax} \cdot \text{sign} \left(m_2^A (v_{12}^2 \cdot x_1^A - v_{22}^2 \cdot x_2^A) \right)$,

где $v_{12}^2 = 0$; $v_{22}^2 = b_{21}^A$, откуда найдем

$$u_{PI} = -U_{smax} \cdot \text{sign}(I_{sv}^* - I_{sv}). \quad (14)$$

Аналогично найдем уравнение регулятора момента:

$$u_{PM} = -U_{smax} \cdot \text{sign}(M^* - M). \quad (15)$$

На рисунке 1 представлены результаты моделирования синтезированной системы в режимах намагничивания, пуска, нагружения и реверса, перемежающиеся с режимами холостого хода. Временные диаграммы подтверждают эффективность изложенного метода синтеза.

Вывод. Применение модифицированного принципа

симметрии для синтеза систем релейно-векторного управления КЗАД позволяет в полной мере реализовать преимущества скользящих режимов, обеспечив предельные статические и динамические характеристики асинхронного электропривода.

Литература.

1. О.В. Слежановский и др. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями - М., Энергоатомиздат, 1983г.
2. Садовой А.В., Сухинин Б.В., Сохина Ю.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами - Киев; ИСИМО, 1996.

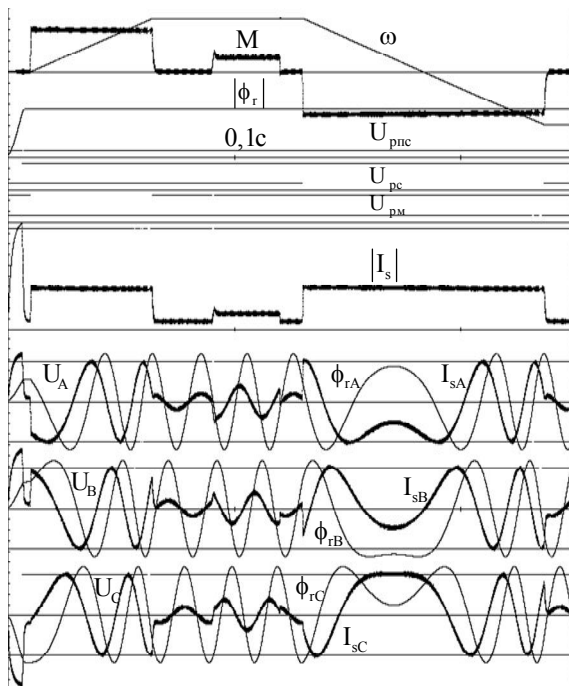


Рисунок 1- Результаты моделирования

Sadovoy A.V., Sokhina J.V.

Optimization of sliding mode vector control asynchronous drive with “principle of symmetry” method

In this paper obtained optimal control algorithms for sliding mode vector control asynchronous drive and feedback coefficients evaluated with “principle of symmetry” synthesis method.