

УДК 62-83:621.311

**УПРАВЛЕНИЕ КООРДИНАТАМИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА
МЕХАНИЗМОВ ТЕКСТИЛЬНЫХ ПРОИЗВОДСТВ**

Б.С. КУРНЫШЕВ, С.П. ДАНИЛОВ

(Ивановский государственный энергетический университет)

Вытеснение электроприводов постоянного тока регулируемыми приводами переменного тока на базе асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором (АД) в текстильной промышленности преследует цель повышения надежности системы в целом при работе на механизмах со значительными механическими нагрузками за счет отсутствия изнашивающегося щеточно-коллекторного узла. Вместе с тем к характеристикам регулируемых асинхронных электроприводов (АЭП), используемых в данной отрасли, предъявляются сравнительно высокие требования [1], выполнение которых можно достичь, используя цифровые системы векторного управления частотно-регулируемыми АЭП.

Традиционные алгоритмы функционирования векторных систем [2] подразумевают выполнение системой управления математических операций над синусоидально изменяющимися величинами при большом числе координатных преобразований. Необходимость снижения взаимного влияния друг на друга каналов регулирования момента и потока двигателя обуславливает использование в таких системах дополнительных блоков развязки по этим каналам. Эти обстоятельства приводят к трудностям при цифровой реализации подобных систем управления, связанным с ограниченным быстродействием микропроцессорных систем. Проблема еще более усугубляется необходимостью идентификации не доступных для прямого измерения координат электропривода, информация о которых нужна для реализа-

ции классических алгоритмов векторного управления, что осуществляется за счет использования динамических моделей АД, имеющих достаточно сложную структуру.

В связи с тем, что разработка систем векторного управления, просто реализуемых на доступных микроконтроллерах, является актуальной задачей, нами рассмотрены некоторые вопросы, связанные с этой проблемой. Предлагаемая система управления имеет в своем составе датчик скорости и основана на принципе ориентации управления по вектору тока ротора. При разработке использовалась математическая модель АД, представленная в форме, максимально удобной для этой цели. Электромагнитные процессы в статоре рассматривались в системе ортогональных координат, ориентированной по вектору тока ротора, а в роторе представлялись в полярных координатах.

Исходное описание процесса электро-механического преобразования энергии в АД основано на допущениях из [3, с. 453], но в отличие от [3] исходная система уравнений была принята тензорной:

$$L_1 \frac{D\bar{\ell}_s}{dt} + L_m \frac{D\bar{\ell}_R}{dt} + R_1 \bar{\ell}_s = \bar{U}_s, \quad (1)$$

$$L_2 \frac{D\bar{\ell}_R}{dt} + L_m \frac{D\bar{\ell}_s}{dt} + R_2 \bar{\ell}_R = 0, \quad (2)$$

$$\bar{M}_{эм} = p_n L_m \bar{\ell}_s \bar{\ell}_R, \quad (3)$$

где $\bar{l}_s, \bar{l}_R, \bar{U}_s$ – результирующие пространственные векторы токов статора, ротора и напряжения статора соответственно; D – оператор абсолютного дифференцирования; R_1 и R_2 – активные сопротивления обмоток статора и ротора; L_1 и L_2 – собственные индуктивности обмоток ста-

тора и ротора; L_m – индуктивность намагничивающего контура; $\bar{M}_{эм}$ – вектор электромагнитного момента; p_n – число пар полюсов.

Путем преобразования (1...3) получена следующая система уравнений:

$$\frac{d\ell_A}{dt} = \frac{1}{L_1^*} |\bar{U}_s| \cos(\theta + \gamma) - \frac{1}{L_m^*} \frac{|\bar{U}_s| \ell_B}{\ell_R} \sin(\theta + \gamma) + \left(\frac{L_1}{L_1^*} + \frac{L_m}{L_m^*} \right) p_n \Omega \ell_B + \frac{L_1}{L_m^*} p_n \Omega \frac{\ell_A \ell_B}{\ell_R} + \frac{R_2}{L_m^*} \ell_R + \frac{R_1}{L_m^*} \frac{\ell_B^2}{\ell_R} - \frac{R_1}{L_m^*} \ell_A, \quad (4)$$

$$\frac{d\ell_B}{dt} = \left(\frac{1}{L_1^*} + \frac{1}{L_m^*} \frac{\ell_A}{\ell_R} \right) |\bar{U}_s| \sin(\theta + \gamma) - \frac{L_m}{L_1^*} p_n \Omega \ell_R - \left(\frac{L_1}{L_1^*} + \frac{L_m}{L_m^*} \right) p_n \Omega \ell_A - \frac{L_1}{L_m^*} p_n \Omega \frac{\ell_A^2}{\ell_R} - \frac{R_1}{L_m^*} \frac{\ell_A \ell_B}{\ell_R} - \frac{R_1}{L_1^*} \ell_B, \quad (5)$$

$$\frac{d\ell_R}{dt} = -\frac{1}{L_m^*} |\bar{U}_s| \cos(\theta + \gamma) - \frac{L_1}{L_m^*} p_n \Omega \ell_B + \frac{R_1}{L_m^*} \ell_A - \frac{R_2}{L_2^*} \ell_R, \quad (6)$$

$$\frac{d(\theta + \gamma)}{dt} = \frac{1}{L_m^* \ell_R} |\bar{U}_s| \sin(\theta + \gamma) + \Omega_0 - \frac{L_1}{L_1^*} p_n \Omega - \frac{L_1}{L_m^*} p_n \Omega \frac{\ell_A}{\ell_R} - \frac{R_1}{L_m^*} \frac{\ell_B}{\ell_R}, \quad (7)$$

$$M_{эм} = p_n L_m \ell_B \ell_R, \quad (8)$$

где ℓ_A и ℓ_B – компоненты вектора тока статора в системе координат А и В, ориентированной по вектору тока ротора; ℓ_R – компонента вектора тока ротора в системе координат А и В, по абсолютной величине равная его модулю; θ – угол между вектором тока статора и положительным направлением оси А; γ – угол между векторами тока и напряжения статора; Ω – угловая скорость вращения вала привода; Ω_0 – угловая скорость вращения вектора на-

пряжения статора; L_1^*, L_2^* и L_m^* – переходные индуктивности статора, ротора и контура намагничивания:

$$L_1^* = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_2},$$

$$L_2^* = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_1},$$

$$L_m^* = \frac{L_1 L_2 - L_m^2}{L_m}.$$

Геометрический смысл переменных в (4...8) поясняет рис.1.

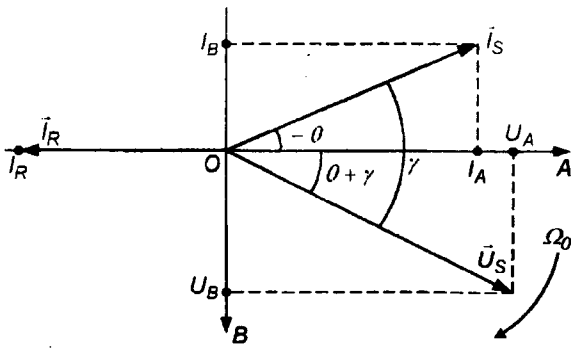


Рис. 1

Анализ (4...8) показывает, что, если формировать компоненты вектора напряжения статора как

$$U_A = |\bar{U}_s| \cos(\theta + \gamma) = R_1 l_A - L_1 p_{\Pi} \Omega l_B + U_y, \quad (9)$$

$$U_B = |\bar{U}_s| \sin(\theta + \gamma) = R_1 l_B + L_1 p_{\Pi} \Omega l_A + L_m p_{\Pi} \Omega l_R + R_2 \frac{l_R^2}{l_B} + R_2 \frac{L_1 l_A l_R}{L_m l_B}, \quad (10)$$

где U_y – управляющее воздействие, вырабатываемое системой управления, то будут справедливы следующие соотношения

$$l_A = -\frac{L_2}{L_m} l_R, \quad \frac{dl_B}{dt} \equiv 0, \quad (11)$$

$$\frac{dl_R}{dt} = -\frac{R_2}{L_2^*} - \frac{1}{L_m^*} U_y, \quad (12)$$

$$\omega_R = p_{\Pi} \Omega - \frac{R_2 l_R}{L_m^* l_B} - \frac{R_2 l_A}{L_2^* l_B}, \quad (13)$$

$$|\bar{l}_m| = \sqrt{|\bar{l}_s|^2 + |\bar{l}_R|^2 - 2(\bar{l}_s \bar{l}_R)} = \sqrt{l_B^2 + \left[\left(1 - \frac{L_2}{L_m} \right) l_R \right]^2}, \quad (14)$$

где ω_R – скольжение вектора тока ротора относительно неподвижного статора; \bar{l}_m – вектор тока намагничивания.

Уравнения (11) и (12) показывают, что закон формирования вектора напряжения (9), (10) обеспечивает автоматическое поддержание на постоянном уровне потоковой составляющей тока статора. Активная составляющая тока статора и модуль вектора тока ротора связаны прямо пропорциональной зависимостью. Структура эквивалентного объекта регулирования при этом аналогична структуре двигателя постоянного тока с независимым возбуждением с компенсированной связью по ЭДС вращения. Воздействуя на величину U_y , получаем автономный канал прямого регулирования электромагнитного момента. Синтез регуляторов устройства управления предельно упрощается.

Из (11) и (13) следует, что частота тока в обмотке ротора пропорциональна модулю вектора тока ротора, а следовательно, и моменту двигателя, то есть появляется возможность контролировать степень вытеснения тока в стержнях беличьей клетки вследствие поверхностного эффекта (изменение параметра R_2). В реальных АД $L_2 \approx L_m$, поэтому согласно (14) и (11) будет иметь место автоматическая стабилизация с достаточной степенью точности модуля вектора тока намагничивающего контура, так что насыщение магнитной системы АД не будет сказываться на характеристиках привода.

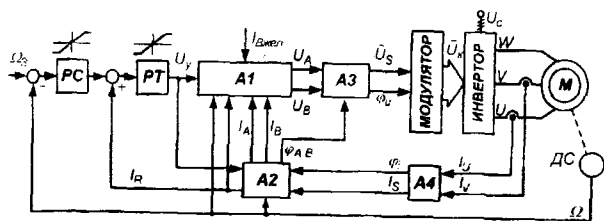


Рис. 2

На основе уравнений (9...13) разработана система векторного управления АД, функциональная схема которой представлена на рис.2. Система управления выполнена двухконтурной и содержит внешний контур регулирования скорости с регулятором РС, замкнутый по сигналу с датчика ДС, и внутренний, подчиненный контур регулирования тока ротора с регулятором РТ, замкнутый по сигналу с наблюдателя (блок А2). В наблюдателе по уравнению (12) вычисляется ток ротора. Угол поворота системы координат А, В $\varphi_{A,B}$ определяется путем интегрирования (13) и служит для вычисления текущих значений моментной и потоковой составляющих вектора тока статора, для чего дополнительно

используется информация о модуле этого вектора I_s и об угле его поворота φ_i . Полярные координаты вектора тока статора определяются в блоке А4 по сигналам с датчиков тока, установленных в двух фазах U и V инвертора.

Блок А1 представляет собой формирователь закона управления и функционирует по уравнениям (9) и (10). На вход А1 дополнительно подается величина желаемого уровня стабилизации потоковой составляющей тока статора $I_{Вжел}$, необходимая для первоначальной подачи возбуждения на двигатель при включении электропривода. В блоке А3 осуществляется переход к полярному представлению задаваемого вектора напряжения статора. Модулятор реализует алгоритм пространственно-векторной модуляции [4] и генерирует вектор дискретных сигналов \bar{U}_K для управления ключами силового инвертора.

Модель разработанной структуры АЭП реализована в среде MATHCAD. При моделировании учитывалась только гладкая составляющая напряжения на выходе инвертора.

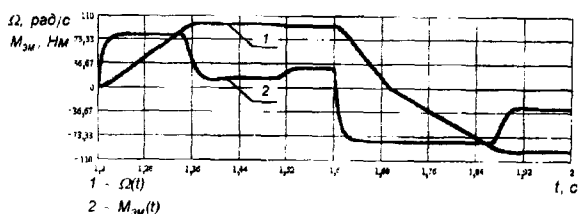


Рис. 3

Результаты расчета переходных процессов по скорости и моменту в приводе с пропорциональным регулятором скорости и пропорционально-интегральным регулятором тока ротора для двигателя 4А112МА6У3 мощностью 3 кВт при пуске, набросе момента статического сопротивления и реверсе приведены на рис.3. Максимальная величина сигнала задания по току ротора на выходе регулятора ско-

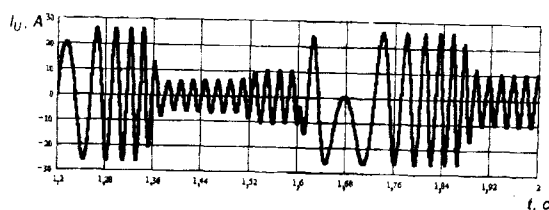


Рис. 4

рости ограничивается допустимым уровнем момента, уменьшая динамические нагрузки на валу машины. Для компенсации отклонения скорости от заданного значения при набросе (или сбросе) нагрузки в качестве регулятора скорости достаточно выбрать соответствующим образом настроенное пропорционально-интегральное звено. На рис. 4 изображена временная диаграмма тока U фазы инвертора.

ВЫВОДЫ

1. Разработан базовый вариант структуры системы векторного управления АЭП, оперирующей сигналами постоянного тока, с датчиком скорости, который позволяет косвенно оценивать не доступные для прямого измерения координаты (ток ротора) без значительных затрат машинного времени. Полученная структура может использоваться для построения цифровых АЭП, применяемых в установках текстильной промышленности.

2. На основе анализа результатов имитационных экспериментов можно сделать вывод, что разработанная система обеспечивает максимальное использование регу-

лировочных характеристик АД как объекта автоматического управления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Быстров А.М., Глазунов В.Ф. Многодвигательные автоматизированные электроприводы поточных линий текстильной промышленности. – М.: Легкая индустрия, 1977.
2. Рудаков В.В., Столяров И.М., Дартау В.А. Асинхронные электроприводы с векторным управлением. – Л.: Энергоатомиздат, 1987.
3. Основы автоматизированного электропривода / Чиликин М.Г., Соколов М.М., Терехов В.М., Шинянский А.В. – М.: Энергия, 1974.
4. Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. // Электротехника. – 1994, №2.

Рекомендована кафедрой электропривода и автоматизации промышленных установок. Поступила 12.09.00.