

УДК 681.511.4

С.М.Пересада, докт.техн.наук, **С.Н.Ковбаса**, канд.техн.наук, **В.С.Бовкунович** (Нац. техн. ун-т України «КПІ», Київ)

СРАВНИТЕЛЬНОЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ КОСВЕННОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Разработана методика и представлены результаты сравнительного экспериментального тестирования алгоритмов векторного управления моментом и потокосцеплением асинхронного двигателя, которые позволяют косвенно оценить показатели качества отработки момента асинхронного двигателя, а также свойства грубости к вариациям активного сопротивления ротора. Показано, что использование алгоритма грубого векторного управления по сравнению со стандартным позволяет в условиях вариаций активного сопротивления ротора стабилизировать показатели качества регулирования моментом и модуля вектора потокосцепления, а также энергетической эффективности на номинальном уровне.

Розроблено методику та представлено результати порівняльного експериментального тестування алгоритмів векторного керування моментом і потокозчепленням асинхронного двигуна, які дають змогу оцінити показники якості відпрацювання моменту асинхронного двигуна, а також властивості грубості до варіацій активного опору ротора за непрямыми ознаками. Показано, що застосування алгоритму грубого векторного керування у порівнянні зі стандартним дозволяє в умовах варіацій активного опору ротора стабілізувати показники якості керування моментом та енергетичної ефективності на номінальному рівні.

Введение. Полномасштабные сравнительные экспериментальные исследования являются завершающим этапом проектирования сложных нелинейных систем управления, к которым относятся электроприводы с векторно-управляемыми асинхронными двигателями. Принципиальность этого этапа состоит в том, что на уровне исследования методом математического моделирования трудно учесть все возмущающие факторы, которыми пренебрегают при аналитическом синтезе. К ним относятся неидеальности инвертора, эффекты квантования, параметрическая неопределенность, неидеальность датчиков, измерительные шумы.

Современная технология проведения экспериментальных исследований обычно включает два этапа: первый на основе концепции быстрого прототипного тестирования (Rapid prototyping [5], см. также изделия фирмы d-Space [10]), в то время как на втором предполагается использование управляющего контроллера, который применяется в конечном изделии. Технические средства станций быстрого прототипного тестирования [3] позволяют приблизить время, необходимое для проведения экспериментов, до существующего при математическом моделировании за счет возможностей высокопроизводительного счетного ядра на основе быстродействующих цифровых сигнальных процессоров и специализированного программного обеспечения для реализации алгоритмов, автоматизации экспериментов, сохранения данных и их визуализации. На этом этапе проверяются показатели качества управления в условиях, максимально приближенных к реальным, однако такие исследования не требуют значительных временных затрат. Если исследуемый алгоритм обеспечивает требуемое качество процессов управления, то его реализация и дальнейшее тестирование осуществляется на используемом в серийном изделии управляющем контроллере, который, как правило, имеет меньшие счетные возможности, может использовать целочисленную арифметику и, соответственно, более сложен в программировании.

Методические аспекты проведения сравнительных исследований сложных нелинейных систем предполагают выбор базового объекта для сравнения и разработку методики тестирования так, чтобы исследования осуществлялись в идентичных для сравниваемых вариантов условиях. При ис-

следовании систем векторного управления АД общепринятой для сравнения является стандартная система косвенного векторного управления (IFOC – Indirect Field Oriented Control), практически реализованная во многих коммерческих изделиях, де-факто являющаяся промышленным стандартом и обладающая известными для специалистов характеристиками (см. анализ свойств в [7]). Один из возможных вариантов методики проведения сравнительных исследований систем векторного управления АД дан в [7]. В этой же работе представлены результаты полномасштабного сравнительного тестирования IFOC и улучшенного косвенного векторного управления (I-IFOC – Improved Indirect Field Oriented Control), которое впервые предложено авторами в [1,4,8]. Дальнейшее развитие общетеоретического результата [1,4,8] дано в [2]. Алгоритм грубого (робастного) косвенного векторного управления (R-IFOC – Robust Indirect Field Oriented Control) [2] эффективен не только при управлении механическими координатами (угловой скоростью и положением), но и моментом АД при отсутствии коррекции его заданного значения регуляторами внешних контуров управления.

В настоящей статье представлены результаты комплексного сравнительного исследования динамических показателей качества управления и свойств грубости в отношении вариаций активного сопротивления ротора систем косвенного векторного управления АД, построенных на основе алгоритмов IFOC [7] и R-IFOC [2].

Экспериментальные установки и методика тестирования. Тестирование алгоритмов векторного управления моментом АД, основанных на IFOC и R-IFOC, выполнено с использованием двух экспериментальных установок: 1) станции быстрого прототипного тестирования (с АД мощностью 0.75 кВт), построенной на базе 32-х разрядного цифрового сигнального процессора с плавающей запятой [3]; 2) экспериментального образца асинхронного электропривода мощностью 2.2 кВт, управляющий контроллер которого выполнен на основе 16-разрядного целочисленного сигнального процессора.

Параметры асинхронных двигателей, входящих в состав первой и второй установок, приведены в таблице (I_n – номинальный ток статора; p_n – число пар полюсов; R_{1n}, R_{2n} и L_1, L_2 – сопротивления и индуктивности статора и ротора соответственно; L_m – индуктивность намагничивающего контура; J_n – момент инерции двигателя).

P_n , кВт	I_n , А	p_n	R_{1n} , Ом	R_{2n} , Ом	L_1 , Г	L_2 , Г	L_m , Г	J_n , кг/м ²
0,75	2,1	1	11	5,51	0,95	0,95	0,91	0,003
2,2	5	2	3,2	2,5	0,28	0,28	0,271	0,015

Исследование точности отработки момента и потока ротора АД на станции быстрого прототипного тестирования производилось косвенным путем по динамическому поведению угловой скорости. Для этого алгоритм регулирования момента АД (16), (17), (18), (21) [2] был интегрирован в алгоритм регулирования скорости, то есть выход регулятора скорости формировал задание на момент M^* АД в виде

$$M^* = J(-k_{\omega}\tilde{\omega} + \hat{M}_c + \dot{\omega}^*), \quad \dot{\hat{M}}_c = -k_{\omega i}\tilde{\omega}, \quad (1)$$

где: $k_{\omega}, k_{\omega i}$ – коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих ПИ регулятора скорости; J – суммарный момент инерции; $\dot{\omega}^*$ – заданная угловая скорость вращения вала АД; $\tilde{\omega} = \omega - \omega^*$ – ошибка отработки скорости; \hat{M}_c – оцененный момент нагрузки.

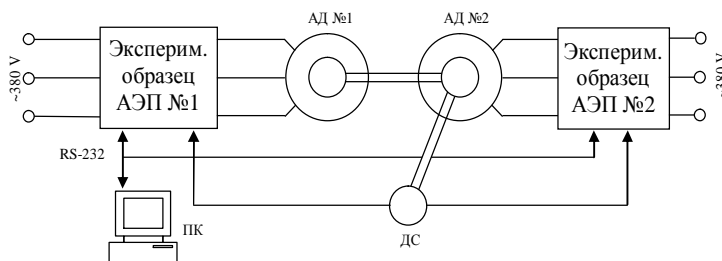


Рис. 1

При выполнении исследований использовался стандартный тест, включающий отработку заданной траектории изменения угловой скорости с последующим приложением ступенчатого момента нагрузки на участке движения с постоянной угловой скоростью.

Вторая серия тестов выполнена с использованием двух идентичных экспериментальных образцов векторно-управляемого асинхронного электропривода (АЭП). Управляющий контроллер АЭП реализован на целочисленном 16-разрядном цифровом сигнальном процессоре TMS320LF2406A [9]. Функциональная схема экспериментальной установки, на которой выполнялось тестирование, показанная на рис. 1, включает: два АД мощностью 2.2 кВт, валы которых связаны же-

стойкой муфтой; исследуемый АЭП №1, который работает в режиме регулирования момента и формирует момент нагрузки для АЭП №2; АЭП №2, работающий в режиме стабилизации угловой скорости с П-регулятором; фотоимпульсный датчик скорости (ДС) с разрешающей способностью 1024 имп/об; персональный компьютер (ПК) для визуализации протекающих процессов, а также для программирования контроллеров.

Для выполнения исследований были установлены: частота ШИМ инвертора 10 кГц, мертвое время – 3.2 мкс, которое компенсировалось с помощью алгоритма, рассмотренного в [6].

Для оценки точности обработки момента использовался косвенный метод, который заключается в следующем. Момент, создаваемый исследуемым АД №1, является моментом нагрузки для второй машины, работающей в режиме стабилизации скорости с П-регулятором (1), $k_{oi} = 0$. При этом ошибка обработки угловой скорости и моментный ток АЭП №2 в установившемся режиме являются величинами прямо пропорциональными развиваемому исследуемой машиной моменту и, поэтому, могут быть использованы для косвенной оценки показателей качества его обработки.

Результаты тестирования с использованием АД мощностью 0.75 кВт. При тестировании использовались следующие настройки алгоритмов IFOC [7] и R-IFOC [2]: коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регулятора скорости — $k_{\omega} = 150$, $k_{\omega i} = 11250$; коэффициенты пропорциональной и интегральной составляющих регуляторов тока — $k_i = 700$, $k_{ii} = 122000$. Корректирующие коэффициенты подсистемы потока для R-IFOC приняты равными $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$, коэффициент наблюдателя полевой компоненты тока статора — $k_1 = 700$.

Для сравнительного исследования использована стандартная последовательность операций управления [7]: – во время начального интервала времени $0 \div 0.25$ с машина возбуждается, траектория заданного потока начинается с $\psi^*(0) = 0.02$ Вб и достигает значения 0,92 Вб с первой производной, равной 3,52 Вб/с; – начиная с $t=0,6$ с двигатель без нагрузки разгоняется по заданной траектории скорости, которая имеет нулевое начальное значение и достигает 50 рад/с, с первой и второй производными, равными 714 рад/с² и 23810 рад/с³ соответственно; – в момент времени $t=0,8$ с к валу двигателя при-

кладывается постоянный момент нагрузки, равный номинальному значению.

Заданные траектории для скорости и потока показаны на рис. 2 сплошными линиями, а пунктирной линией показан профиль момента нагрузки.

Динамические характеристики. Динамическое поведение системы векторного управления при использовании R-IFOC в условиях отсутствия вариаций активного сопротивления ротора показано на рис. 3 для $\hat{\alpha} = \alpha_H = 5,8c^{-1}$. На рисунках индексы d и q используются для обозначения компонент вектора тока статора в системе координат (d-q), асимптотически ориентированной по вектору потокосцепления ротора, $\hat{\alpha} = \hat{R}_2 / L_2$ – оцененное значение, используемое в контроллере, $\alpha_H = R_{2H} / L_2$ – номинальное значение величины, обратной

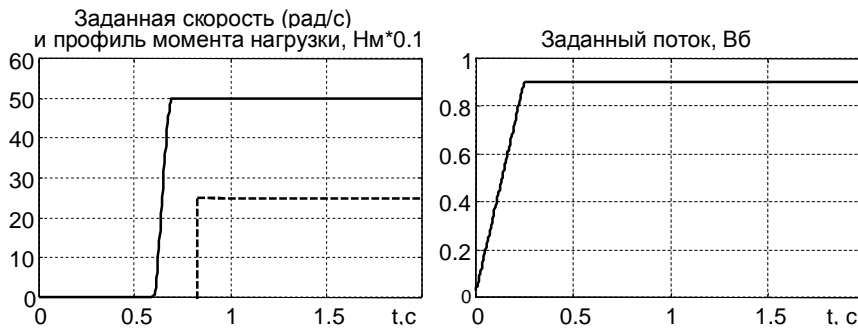


Рис. 2

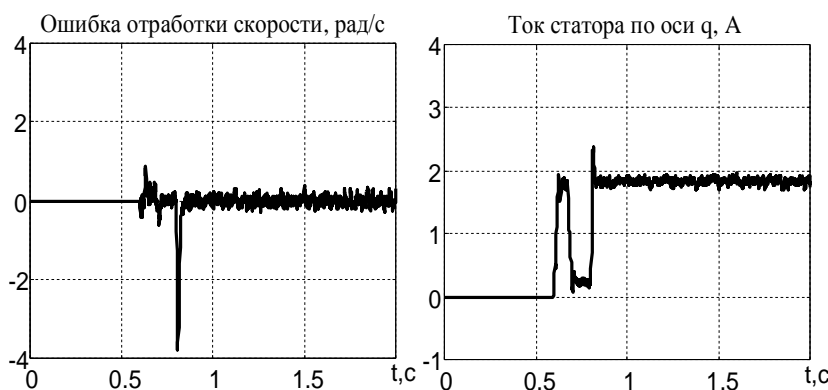


Рис. 3

постоянной времени роторной цепи.

Из рис. 3 видно, что при известных параметрах R-IFOC обеспечивает высокие показатели отработки заданных траекторий момента-потокосцепления, которые сопоставимы с полученными в работах [7], [4] для алгоритма I-IFOC, и являются более высокими по сравнению с достигаемыми при

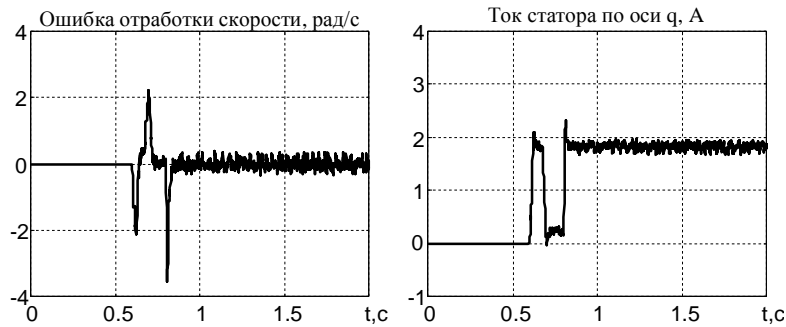


Рис. 4

с ошибкой, равной 2 рад/с, что, в основном, объясняется отсутствием заданного ускорения в регуляторе скорости (1). Динамическое поведение при компенсации постоянного номинального момента нагрузки одинаково для исследуемых вариантов.

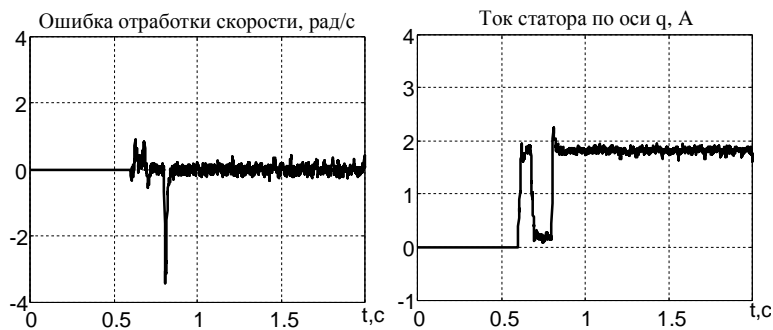


Рис. 5

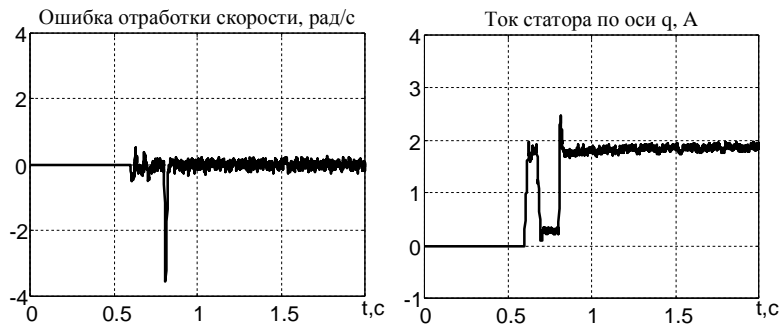


Рис. 6

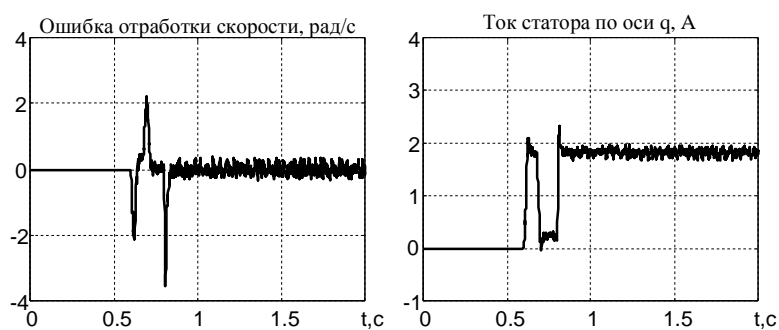


Рис. 7

IFOC в тех же условиях с $\hat{\alpha} = \alpha_H = 5,8c^{-1}$, (рис. 4). Ошибка отработки заданной траектории скорости при использовании R-IFOC находится примерно на нулевом уровне, максимальная динамическая ошибка отработки угловой скорости при набросе постоянного момента нагрузки составляет около 4 рад/с.

В условиях этого же теста при использовании IFOC отработка заданной траектории скорости происходит

Следующий набор тестов проводился для сравнения динамических характеристик исследуемых алгоритмов при вариации активного сопротивления ротора. Для этого изменялся параметр $\hat{\alpha}$ в управляющем контроллере. Результаты теста, полученные при $\hat{\alpha} = 2,5$ 1/с (43% от номинального значения, $\alpha_H = 5.8$) и $\hat{\alpha} = 10$ 1/с (172% от номинального значения) для R-IFOC показаны на рис. 5 и рис. 6, а для IFOC

– на рис. 7 и рис. 8 соответственно.

Из сравнения графиков переходных процессов при использовании R-IFOC, изображенных на рис. 3 и рис. 5, 6, видно, что как динамические показатели качества отработки угловой скорости, так и значения моментного тока АД практически не изменяются при указанных вариациях параметра $\hat{\alpha}$. В то же время для алгоритма IFOC при значении параметра $\hat{\alpha} = 10 c^{-1}$ наблюдается существенное ухудшение динамических показателей, а также увеличивается установившееся значение моментного тока статора примерно на 40% по сравнению со случаем номинальных параметров (рис. 4,7,8). При $\hat{\alpha} = 2,5$ 1/с существенных отличий по сравнению с переходными процессами при номинальном значении параметра $\hat{\alpha}$ не наблюдается за исключением некоторого

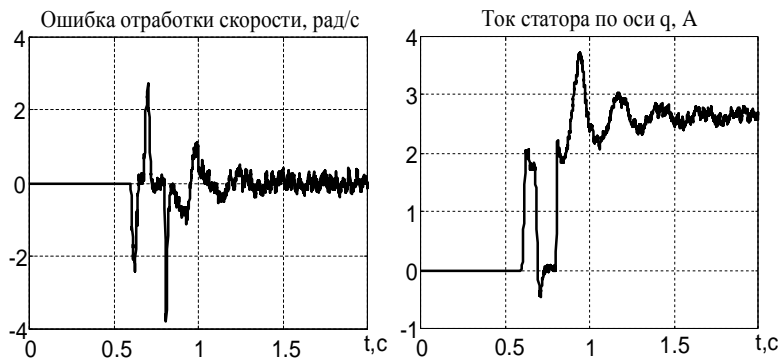


Рис. 8

ориентации по вектору потокосцепления ротора.

Следует также отметить, что показатели качества процессов, представленных на рис. 8 для ИФОС при $\hat{\alpha} = 10 \text{ 1/с}$, нельзя считать удовлетворительными для высокодинамических систем.

Исследование энергетических характеристик. Для сравнения энергетической эффективности процессов электромеханического преобразования энергии в установившемся режиме работы АД была проведена третья серия тестов. При изменении значения $\hat{\alpha}$ от 2.5 с^{-1} ($0.35 \alpha_H$) до 10 с^{-1} ($1.7 \alpha_H$) для каждого значения $\hat{\alpha}$ фиксировались установившиеся значения моментного тока i_q и выходной активной мощности инвертора при компенсации номинального момента нагрузки, что при скорости $\omega = 50 \text{ рад/с}$ соответствует механической мощности 125 Вт. Результаты экспериментов показаны на рис. 9, где ток i_q и активная мощность P_a , полученные при ИФОС, представлены пунктирной линией,

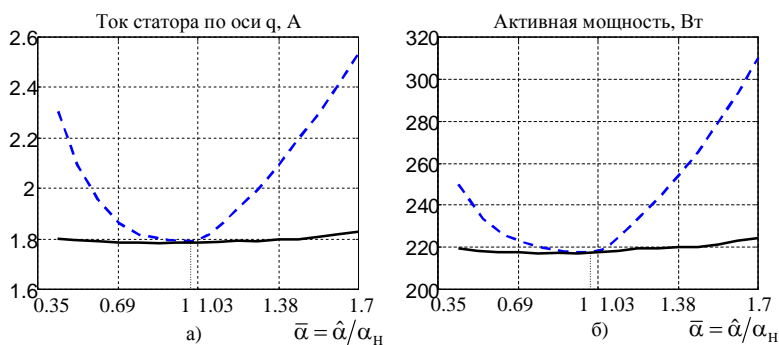


Рис. 9

а при R-ИФОС – непрерывной. Из приведенных графиков следует, что использование R-ИФОС даже при больших отклонениях параметра $\hat{\alpha}$ от номинального значения позволяет поддерживать моментную составляющую тока статора i_q на постоянном уровне, в то время как при ИФОС эта компонента значительно возрастает. Следовательно по сравнению со стандартным алгоритмом R-ИФОС гарантирует робастность регулирования вектора потокосцепления ротора (как по модулю так и по угловому положению). В результате этого в большинстве режимов работы для компенсации момента нагрузки необходим меньший ток. Как следует из рис. 9, б потери активной мощности в АД увеличиваются примерно в два раза для ИФОС при $\bar{\alpha} = 1.7$, в то время как при использовании R-ИФОС энергетическая эффективность практически сохраняется на номинальном уровне.

Результаты тестирования на экспериментальном образце АЭП мощностью 2.2 кВт.

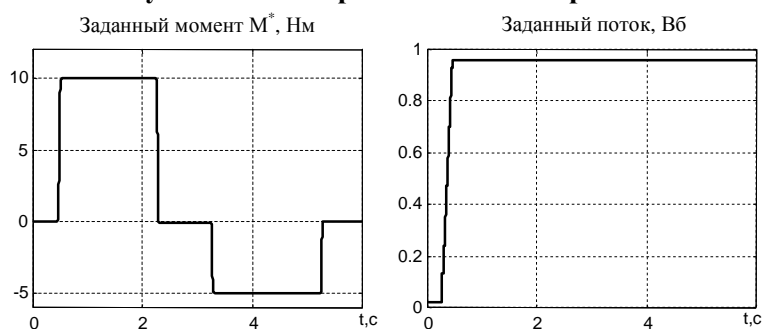


Рис.10

увеличения моментной составляющей тока для получения того же момента.

Как показано в [7], некорректное значение сопротивления ротора $\hat{\alpha} > \alpha_H$ приводит к уменьшению модуля вектора потокосцепления, в то время как при использовании $\hat{\alpha} < \alpha_H$ модуль вектора потокосцепления увеличивается, что приводит к насыщению магнитной системы АД, из-за чего АД работает почти с постоянным модулем магнитного потока, но с нарушением условий асимптотической

а при R-ИФОС – непрерывной.

Для тестирования применялась следующая последовательность управления АД: – угловая скорость стабилизируется системой векторного управления АД №2 на уровне 50 рад/с при отсутствии момента нагрузки; – в начальный момент времени происходит возбуждение АД №1 с использованием заданной траектории потокосцепления, начиная со значения

0,02 Вб и заканчивая 0,96 Вб, при этом задание на момент равно нулю;

– через 0,5 с после начала возбуждения от двигателя требуется отработать заданную траекторию момента АД с ограниченной первой производной.

Заданные траектории момента и потока показаны на рис. 10. Коэффициенты регуляторов для IFOC [7] и R-IFOC [2] установлены такими:

$k_i = 500$, $k_{ii} = 125000$; $\gamma_1 = \gamma_2 = 0.1$, $k_1 = 500$. Коэффициент пропорциональной составляющей регулятора скорости (1) АЭП №2 принят равным $k_{\omega} = 50$, ($k_{\omega i} = 0$).

Исследование динамических характеристик. Графики переходных процессов при R-IFOC с известными параметрами АД показаны на рис. 11. Отметим, что регулятор момента (17) [2], который входит в структуру как грубого R-IFOC, так и стандартного IFOC алгоритмов векторного управления, не зависит от активного сопротивления ротора. Следовательно, заданный моментный ток статора при вариациях активного сопротивления ротора остается неизменным, а поскольку он обрабатывается с помощью ПИ-регулятора тока, то динамика реального тока также остается примерно неизменной для каждого из алгоритмов управления. Поэтому оценить точность отработки момента по внутренним переменным (токам статора) при неизмеряемом магнитном потоке не представляется возможным.

Для косвенной оценки точности отработки момента АД на рис. 12,13 показаны зависимости ошибки отработки угловой скорости и моментного тока АД №2 (рис. 1), которые снимались при отработке положительного участка заданной траектории момента исследуемой машиной для трех случаев:

- а) $\hat{\alpha} = \alpha_H = 8,93c^{-1}$,
- б) $\hat{\alpha} = 0,5\alpha_H = 4,47c^{-1}$,
- с) $\hat{\alpha} = 2\alpha_H = 17,86c^{-1}$.

Как следует из рис. 12,а и рис. 13,а, при известных параметрах АД №1 $\hat{\alpha} = \alpha_H = 8,93c^{-1}$ установившиеся значения ошибок отработки скорости и моментных компонент тока статора АД №2 равны 16 рад/с и 3.2 А соответственно, а динамическое поведение переменных АД №2 мало отличаются для каждого из исследуемых алгоритмов.

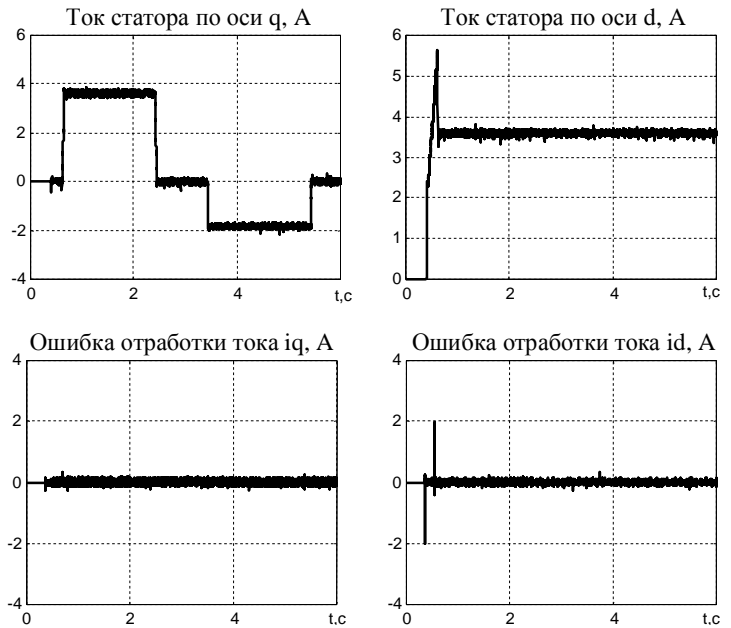


Рис. 11

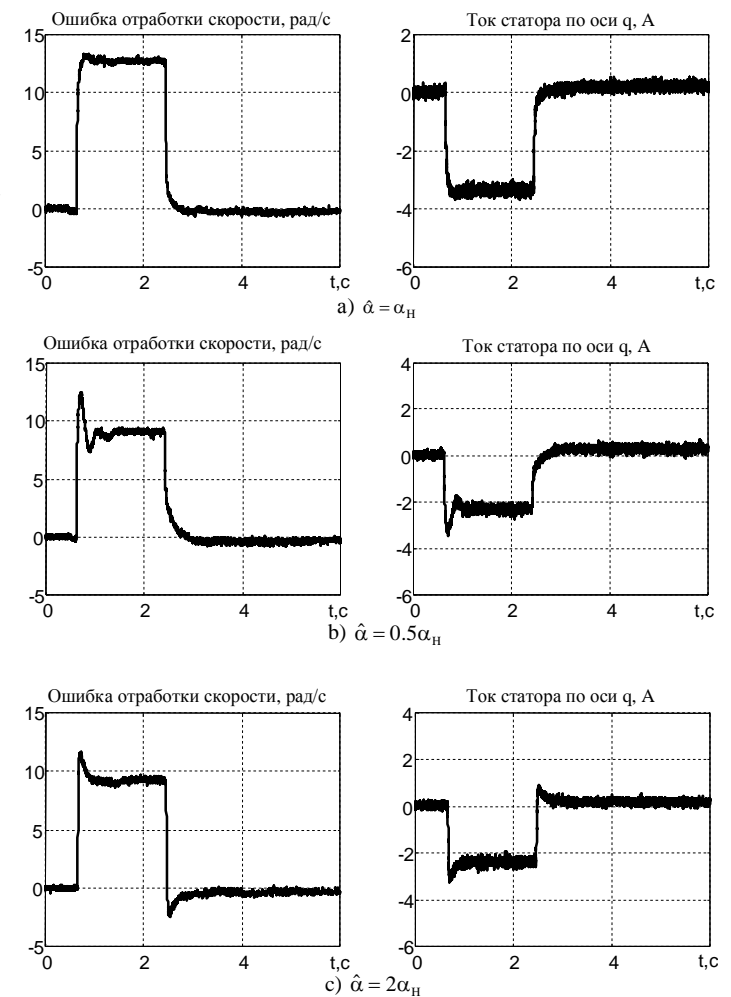


Рис. 12

Из сравнения графиков рис. 12, а, б, с видно, что при значениях параметра $\hat{\alpha} \neq \alpha_H$ показатели качества отработки момента существенно деградируют, в моменте АД появляются колебания, ошибка отработки момента составляет до 35% от заданного значения 10 Нм. В этих же условиях R-IFOC (рис. 13) гарантирует стабилизацию показателей качества регулирования момента и вектора потокосцепления ротора.

Статические характеристики. Для сравнения статической точности отработки момента при вариациях активного сопротивления ротора грубым и стандартным алгоритмами управления выполнена серия тестов по следующей методике:

– задавалась вариация активного сопротивления ротора в управляющем контроллере АЭП №1 в диапазоне $\bar{\alpha} = \hat{\alpha} / \alpha_H \in [0,5; 2]$; при $\bar{\alpha} = 1$ – в алгоритме управления АЭП №2;

– выполнялась серия тестов, описанных в предыдущем пункте;

– при отработке постоянного заданного момента, равного 10 Нм, фиксировались значения ошибок отработки скорости и значения моментной компоненты тока статора АД №2.

Зависимости моментной составляющей тока статора и ошибки отработки скорости АД №2 от вариации активного сопротивления ротора (параметра $\bar{\alpha}$) в контроллере исследуемой машины представлены на рис. 14, где зависимость для

IFOC представлена пунктирной линией, а для R-IFOC – сплошной.

Из анализа графиков, показанных на рис. 14, устанавливаем, что при известных параметрах АД №1 ($\bar{\alpha} = 1$), исследуемая машина развивает момент, соответствующий значению моментного тока АД №2, равного 3.2 А, как при использовании IFOC, так и R-IFOC.

В этом режиме момент АД отрабатывается без ошибки, поэтому коэффициент момента АД №2 равен $k_m = M^* / i_q = 10 / 3.2 = 3.125$ Нм/А. С

использованием этого коэффициента на рис. 15 показаны графики зависимости ошибки отработки момента исследуемого АД от вариации $\bar{\alpha}$ (IFOC – пунктирной линией, R-IFOC – сплошной). Как видно, в условиях вариаций активного сопротивления ротора на уровне +100% –50% от номинального значения ошибка отработки момента АД при использовании R-IFOC примерно в 6–7 раз меньше, чем в случае IFOC.

Выводы. Разработана методика тестирования алгоритмов векторного управления моментом и потокосцеплением АД, которая позволяет выполнять косвенную оценку точности отработки момента в статических и динамических режимах, а также исследовать свойства грубости к вариациям параметров роторной цепи АД.

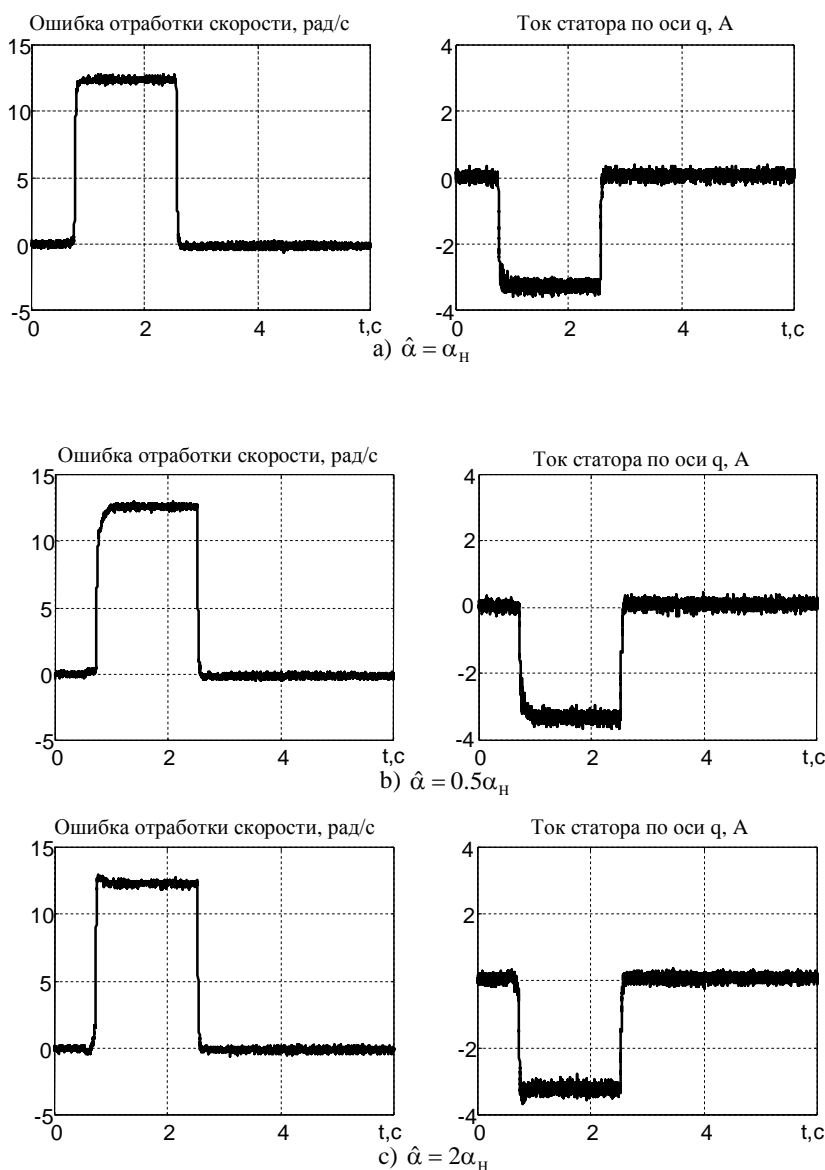


Рис. 13

ной цепи АД. На основании разработанной методики выполнено сравнительное экспериментальное тестирование двух алгоритмов векторного управления: стандартного [7] и грубого [2]. В результате

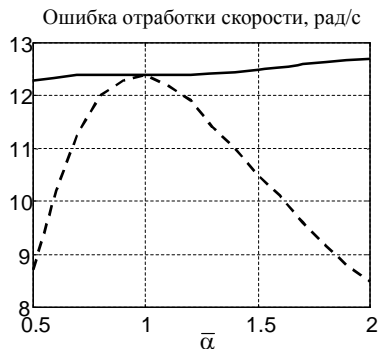


Рис. 14

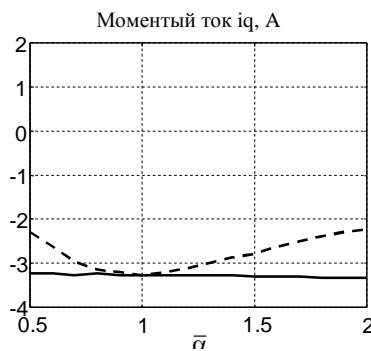
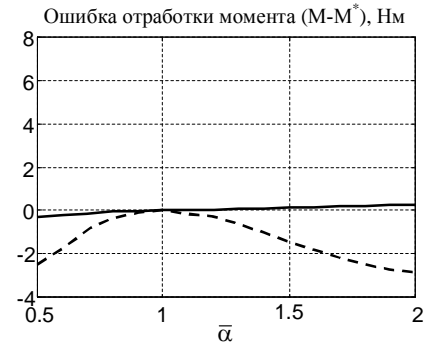


Рис. 15



тестирования установлено, что в условиях вариаций параметров роторной цепи АД грубый алгоритм векторного управления обеспечивает стабилизацию на номинальном уровне статических и динамических показателей качества регулирования момента-потокосцепления, в то время как использование стандартного алгоритма векторного управления приводит к возникновению существенных ошибок отработки регулируемых координат, которые могут быть недопустимыми для высокодинамических применений.

1. Пересада С.М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма отработки модуля потока и угловой скорости // Техн. електродинаміка. – 1999. – № 4. – С. 26–31.

2. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Грубое векторное управление моментом и потоком асинхронного двигателя // Техн. електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 60 – 66.

3. Пересада С., Ковбаса С., Тониелли А. Станция быстрого моделирования алгоритмов управления электроприводом // Вестник Харьковского государственного политехнического университета. – 1999. – С. 190–193.

4. Marino R., Peresada S., Tomei P. Adaptive observer-based control of induction motors with unknown rotor resistance // Int. Journal of Adaptive and Signal Processing. – 1996. – Vol.10. – Pp. 345–363.

5. Morici R, Rossi C, Tonielli A. Fast prototyping of nonlinear controllers for electric motors drives, IFAC 12th World Congress, Sydney, Australia, 1993.

6. Munoz A.R., Lipo T.A On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1999. – Vol.14. – №.4. – Pp. 683–689.

7. Peresada S., Tilli A. and Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors // IEEE Trans. on Power Electronics. – 2003. – Vol. 18. – №.1. – Pp. 151–163.

8. Peresada S., Tonielli A. and Tilli A. Indirect field-oriented control of induction motor: New design leads to improved performance and efficiency // Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'98. – Aachen, Germany. – Sept. 1998. – Pp. 1609–1614.

9. TMS320LF/LC240xA. DSP Controllers Reference Guide. System and Peripherals. Literature Number: SPRU357B. Revised December 2001. Texas Instruments.

10. <http://www.dspaceinc.com>

Надійшла 29.09.2009