

Адаптивно-векторная система управления

бездатчикового асинхронного электропривода серии ЭПВ

Это первая статья из цикла материалов о современных электроприводах переменного тока. В следующем номере журнала «Силовая электроника» будет опубликована вторая, завершающая статья, посвященная вопросам использования электроприводов такого типа в подъемно-транспортных механизмах. В статье рассмотрены проблемы построения систем векторного управления для бездатчикового асинхронного электропривода. Предложены способы существенного улучшения его характеристик за счет использования специальных алгоритмов адаптации к параметрам, наиболее сильно изменяющимся в процессе работы. Приведены структуры системы управления, результаты анализа чувствительности и экспериментального исследования характеристик.

**Анатолий Виноградов,
к. т. н.
Андрей Сибирцев
Илья Колодин**

vector@drive.ispu.ru

Введение

Задача построения высококачественного асинхронного электропривода с векторным управлением без использования каких-либо датчиков, пристроенных к валу или встроенных в двигатель, постоянно привлекает внимание разработчиков с момента появления самого термина «векторное управление» применительно к асинхронному двигателю в начале 1970-х годов. Область применения таких электроприводов определяется следующими условиями:

- 1) Механизм предъявляет повышенные требования к быстродействию привода.
- 2) В приводе требуется регулирование электромагнитного момента на валу двигателя.
- 3) Не требуется высокая статическая точность и широкий диапазон регулирования скорости (диапазон не более 100).
- 4) Установка датчика скорости на вал двигателя невозможна по условиям эксплуатации, технологическим, стоимостным или прочим ограничениям.

Типичными объектами являются электроприводы подъемно-транспортных средств, механизмов намотки, экструдеров, дробилок, работающих в пожароопасных, взрывоопасных, химически и радиоактивных средах, в условиях повышенных вибраций и ударных механических нагрузок.

В настоящее время бездатчиковые асинхронные приводы с векторным управлением представлены практически всеми ведущими фирмами-производителями преобразователей частоты. При этом характеристики большинства этих приводов оказываются весьма скромными. В частности, полоса пропускания контура скорости, как правило, не превышает (5–7) Гц, а общий диапазон регулирования скорости (вверх и вниз от номинальной) не более (20–100), что вполне достижимо и в системе частотного управления с векторной ориентацией переменных в установившихся режимах работы [1]. Большинство же производителей преоб-

разователей частоты вообще не заявляют в технической документации полосу пропускания и диапазон регулирования скорости. В этом случае получить подобную информацию удастся только в результате проведения стендовых испытаний.

Таким образом, если рассматривать указанные характеристики регулирования скорости, то практически «стирается грань» между бездатчиковыми электроприводами с частотным и векторным управлением. Исследования, выполненные авторами, показали, что характеристики асинхронных векторных электроприводов без датчика скорости могут существенно превышать аналогичные характеристики систем частотного управления. В частности, полоса пропускания контура скорости может составлять более 30 Гц, а в диапазоне регулирования скорости не менее 100 обеспечиваются значительно меньшие статические и динамические ошибки. Однако для достижения таких результатов приходится решить ряд проблем.

Основные проблемы, связанные с построением бездатчикового векторного электропривода, заключаются в следующем:

- 1) Наблюдатель состояния асинхронного двигателя (АД), построенный на основе решения полной системы уравнений электрического равновесия для статора и ротора по доступной информации о напряжениях и токах статора, способен обеспечить приемлемую точность вычисления потокосцепления и скорости только в ограниченном диапазоне частот. Это связано с известной проблемой введения начальных условий при частотах, близких к нулевой. Практически все способы решения данной проблемы связаны с введением определенного отклонения математического описания наблюдателя состояния относительно реального объекта при работе в области малых частот. Эти отклонения проявляются в виде ошибки в вычислении потокосцепления, скорости, активной и реактивной составляющих тока.

2) Следующей проблемой является чувствительность электропривода к изменению его параметров в процессе работы. Прежде всего это относится к температурным изменениям активных сопротивлений статора и ротора, а также к изменению взаимной индуктивности в зависимости от тока цепи намагничивания. Одним из подходов к решению данной проблемы в построении векторного регулятора и наблюдателя состояния АД является применение регуляторов, грубых в отношении параметрических возмущений, в частности, релейных регуляторов, функционирующих в скользящих режимах [2]. Другим подходом является параметрическая адаптация, осуществляемая в реальном времени при работе привода.

3) Третьей проблемой является получение необходимой точности оценки эквивалентных (усредненных на интервале расчета процессов в наблюдателе состояния) значений токов и напряжений статора. На точность оценки эквивалентных напряжений в области малых частот основной гармоники и высоких частот модуляции существенно влияет «мертвое время» и задержки переключения ключей инвертора [3]. Заметим, что проблема точности измерения напряжения на малых частотах в гораздо меньшей степени проявляется в векторных электроприводах с датчиком скорости/положения, так как быстродействующий контур скорости, замкнутый по реально измеряемому сигналу, способен в значительной степени компенсировать ошибки, связанные с динамическими «неидеальностями» ключей инвертора. Известные подходы к построению наблюдателей состояния для бездатчикового асинхронного электропривода достаточно полно представлены в [2, 4–13]. Отличительной особенностью предлагаемого в статье подхода является его относительная простота программной реализации и настройки (большинство контуров наблюдателя и системы управления допускают независимую последовательную настройку). Высокие технические характеристики привода достигаются за счет его адаптируемости сразу к трем параметрам двигателя, подвергающимся наибольшему изменению в процессе работы, а именно к активным сопротивлениям статора и ротора и к взаимной индуктивно-

сти, а также за счет компенсации задержек переключения силовых ключей преобразователя.

В статье рассматривается решение вышеуказанных проблем в электроприводах исполнения 4 (векторное, бездатчиковое) серии ЭПВ, которые разработаны НТЦ электропривода «Вектор» Ивановского государственного энергетического университета и выпускаются ООО «ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода [15, 16]. Более подробную информацию об электроприводах этой серии можно получить из технического описания и инструкции по эксплуатации, а также из других материалов, представленных на интернет-сайте разработчика www.vectorgroup.ru.

Структурная схема системы адаптивно-векторного управления

Структурная схема системы адаптивно-векторного управления асинхронным электроприводом приведена на рис. 1.

Назначение элементов, математическое описание, структурное построение и принцип действия векторного модулятора, преобразователя напряжений, базовых структур векторного регулятора токов I_d, I_q , регуляторов ЭДС и скорости аналогичны рассмотренным в [3] применительно к системе адаптивно-векторного управления с датчиком скорости/положения (исполнение 2 преобразователей частоты серии ЭПВ). Под базовыми здесь понимаются структуры без учета элементов адаптации.

Векторный регулятор токов включает в себя ПИ-регуляторы составляющих вектора тока статора по осям d и q , ориентированным по оценке углового положения вектора потокосцепления ротора, и блок компенсации перекрестных связей.

Преобразователь напряжений включает в себя ограничитель заданного напряжения статора по осям d и q и преобразователь координат: ортогональная система $(d, q) \rightarrow$ полярная система \rightarrow естественная трехфазная система (a, b, c) , неподвижная относительно статора, и блок компенсации запаздывания системы управления.

Векторный модулятор реализует «треугольный» алгоритм пространственно-векторного формирования выходного напряжения IGBT-инвертора с функцией компенсации «мертвого

времени» и задержек переключения силовых ключей.

Наблюдатель состояния реализует вычисление всех переменных и параметров двигателя, необходимых для реализации алгоритма адаптивно-векторного управления, по информации о двух фазных токах статора и двух заданных значениях фазных напряжений.

Блок адаптации выполняет перерасчет параметров регуляторов системы управления в зависимости от изменения параметров двигателя, проявляющихся в процессе работы привода.

Наблюдатель состояния

Структурная схема наблюдателя состояния приведена на рис. 2. Все вычисленные переменные (оценки) помечены верхним символом $\hat{\cdot}$. Для вычисления необходимых переменных вводится ортогональная система координат (x, y) , вращающаяся синхронно с частотой поля. Ее угловое положение не фиксируется относительно какой-либо переменной или оси двигателя и может быть произвольным, т. е. «плавающим». Принципиальными факторами являются не угловое положение, а синхронность системы (x, y) , которая обеспечивает в установившихся режимах работы двигателя постоянные значения вычисляемых переменных, а также ее относительно высокая инерционность (скорость изменения углового положения должна быть ограничена), что обеспечивает желаемую степень устойчивости цифровых вычислительных алгоритмов. В качестве частоты вращения системы координат (x, y) могут приниматься переменные, величина которых в установившихся режимах работы равна частоте вращения поля. Это могут быть частоты вращения векторов потокосцеплений, отфильтрованные значения частот вращения векторов напряжения или тока статора. В рассматриваемом случае частота вращения системы (x, y) принята равной оценке частоты вращения вектора потокосцепления ротора $\hat{\omega}_\psi$. Угловое положение и частота системы координат на k -интервале расчета переменных наблюдателя вычисляются по выражениям:

$$\begin{aligned} \omega_{x,k} &= \hat{\omega}_{\psi,k-1}; \\ \varphi_{x,k} &= \varphi_{x,k-1} + \omega_{x,k} T_0, \end{aligned} \quad (1)$$

где T_0 — интервал расчета переменных наблюдателя.

Преобразование 1 токов и преобразование 2 напряжений из системы координат (a, b, c) в систему координат (x, y) осуществляются по выражениям:

$$\begin{aligned} U_x &= \frac{2}{\sqrt{3}} [U_{az} \sin(\varphi_{x,k-1} + \frac{\pi}{3}) + \\ &+ U_{bz} \sin(\varphi_{x,k-1})]; \\ U_y &= \frac{2}{\sqrt{3}} [U_{az} \cos(\varphi_{x,k-1} + \frac{\pi}{3}) + \\ &+ U_{bz} \cos(\varphi_{x,k-1})]; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} I_x &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_a \sin(\varphi_{x,k} + \frac{\pi}{3}) + I_b \sin(\varphi_{x,k})]; \\ I_y &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_b \cos(\varphi_{x,k} + \frac{\pi}{3}) + I_b \cos(\varphi_{x,k})]. \end{aligned} \quad (3)$$

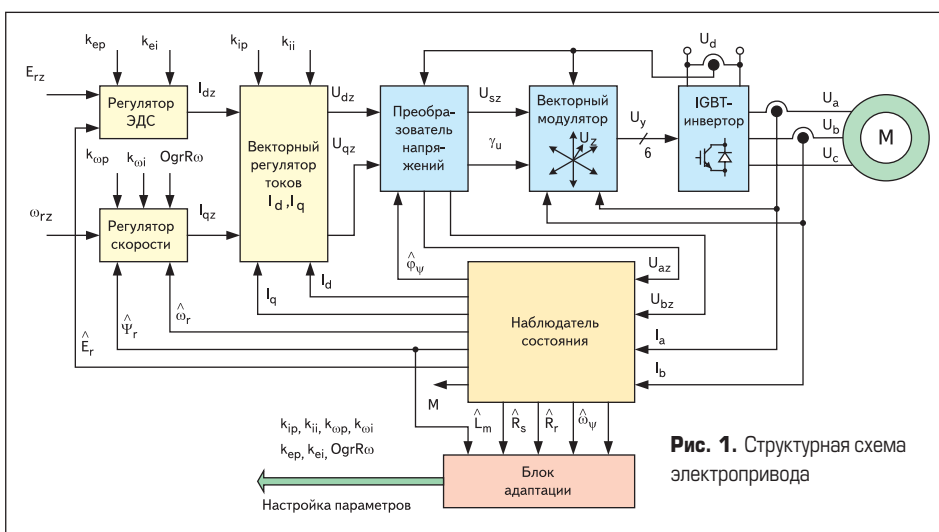


Рис. 1. Структурная схема электропривода

где I_a, I_b, U_{az}, U_{bz} — токи и заданные напряжения статора фаз a и b .

Использование для преобразования напряжений углового положения системы координат на предыдущем интервале расчета ($\varphi_{x, k-1}$) связано с наличием запаздывания в измерении тока по отношению к формированию напряжения. Переход в полярную систему координат, неподвижную относительно статора, дает угловые положения векторов заданного напряжения и тока статора (φ_{uz}, φ_i).

Расчет ЭДС ротора осуществляется на основе цифрового решения уравнений статорной цепи АД, записанных в системе координат (x, y) :

$$\begin{aligned} U_x &= R_s I_x + \sigma L_s (dI_x/dt) - \sigma L_s \omega_x I_y + E_{rx}; \\ U_y &= R_s I_y + \sigma L_s (dI_y/dt) - \sigma L_s \omega_x I_x + E_{ry}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $E_{rx} = (L_m/L_r)(d\Psi_{rx}/dt) - \omega_x(L_m/L_r)\Psi_{ry}$; $E_{ry} = (L_m/L_r)(d\Psi_{ry}/dt) - \omega_x(L_m/L_r)\Psi_{rx}$ — проекции вектора ЭДС ротора в системе координат (x, y) ; Ψ_{rx}, Ψ_{ry} — проекции вектора потокосцепления ротора в системе координат (x, y) ; $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ — коэффициент рассеяния; L_s, L_r, L_m — индуктивности статора, ротора, взаимная; R_s — активное сопротивление статора.

Преобразование E_{rx}, E_{ry} в полярную систему координат, неподвижную относительно статора, дает оценки модуля и углового положения вектора ЭДС ротора (\hat{E}_r, φ_e).

Вычисление модуля первой оценки частоты вращения вектора потокосцепления ротора выполняется с учетом предположения, что трансформаторная составляющая ЭДС ротора $(L_m/L_r)(d\vec{\Psi}_r/dt)$ пренебрежимо мала в сравнении с ЭДС вращения $j\omega_\psi(L_m/L_r)\vec{\Psi}_r$, по выражению:

$$|\hat{\omega}_e| = \frac{L_r}{L_m} \frac{\hat{E}_r}{\hat{\Psi}_r}, \quad (5)$$

где $\hat{\Psi}_r$ — оценка потокосцепления ротора.

Знак частоты вращения вектора потокосцепления ротора вычисляется на основе оригинального алгоритма по информации об угловых положениях векторов заданного напряжения и тока статора, модуле частоты вращения на текущем и предыдущих интервалах расчета и знаке частоты вращения на предыдущем интервале расчета.

Коррекция оценки частоты вращения вектора потокосцепления ротора по фактической мгновенной частоте вращения вектора ЭДС ротора, вычисленной из его углового положения φ_e , выполняется с целью устранить в оценке частоты ошибку, вызванную структурной и параметрической неадекватностью модели статорной цепи, погрешностями измерительных каналов и приближенным характером вычислений. Коррекция выполняется на основе интегрального регулятора частоты, коэффициент которого устанавливается исходя из желаемого характера движения ошибки.

Оценка углового положения вектора потокосцепления ротора $\hat{\varphi}_\psi$ выполняется на основе информации об угловых положениях векторов ЭДС ротора, тока статора и оценок частоты вращения вектора потокосцепления ротора $\hat{\omega}_e, \hat{\omega}_\psi$. С учетом пренебрежения малой величиной трансформаторной ЭДС, угловые

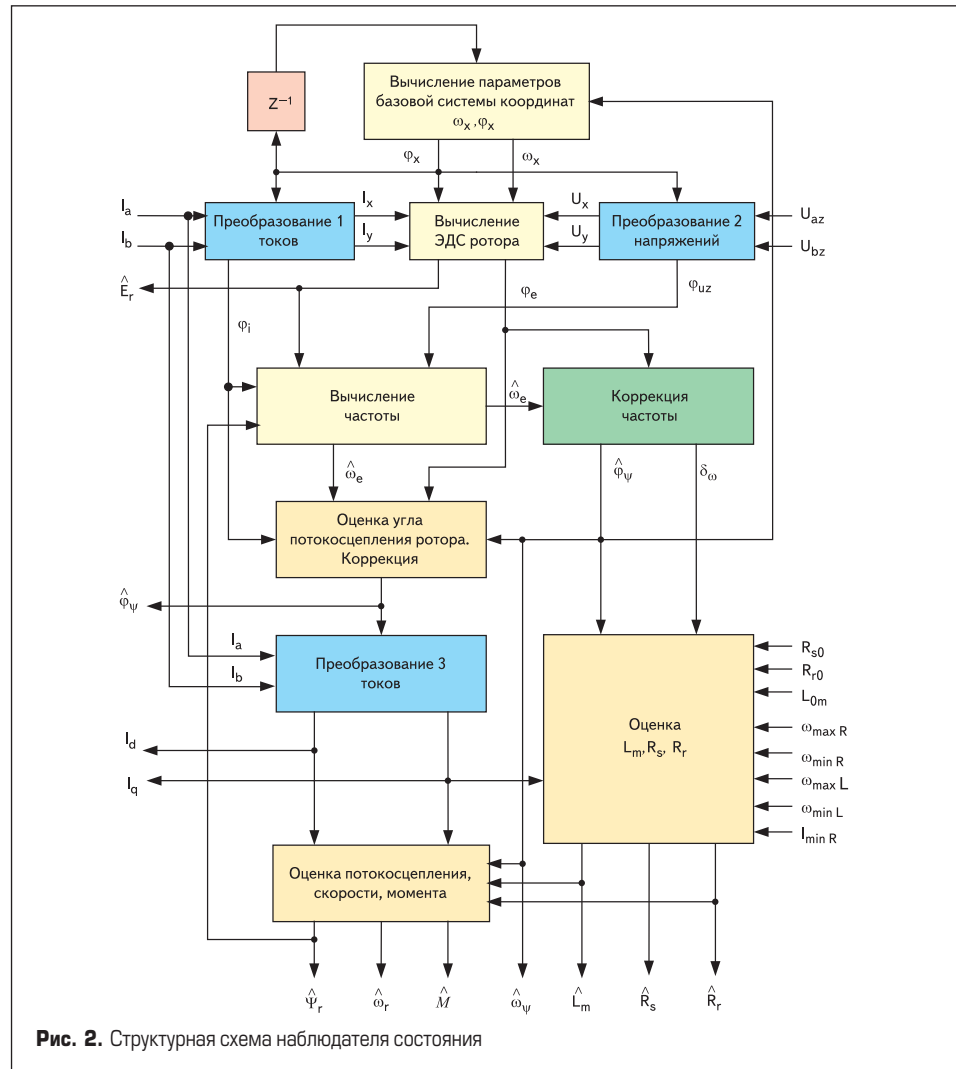


Рис. 2. Структурная схема наблюдателя состояния

положения векторов ЭДС и потокосцепления ротора отстоят друг от друга на угол $\pm\pi/2$. Знак определяется направлением вращения векторов (знаком частоты). На малых частотах величина ЭДС ротора стремится к нулю, и, следовательно, диапазон вычисления положения вектора ЭДС с заданной точностью ограничен некоторым минимальным значением частоты $\omega_{\psi \min}$. Чтобы обеспечить работоспособность наблюдателя состояния на частотах, меньших $\omega_{\psi \min}$, осуществляется переход от ориентации по вектору ЭДС к ориентации по вектору тока статора. Алгоритм вычислений организован таким образом, что этот переход осуществляется только в режимах малых скольжений, то есть близких к холостому ходу двигателя. В этом случае положение вектора тока статора оказывается близким к положению вектора потокосцепления ротора и переход на ориентацию по току не приводит к большим ошибкам в точности вычисления переменных.

Дополнительная коррекция оценки углового положения вектора потокосцепления ротора выполняется с целью минимизации влияния на точность вычисления переменных двигателя ошибок, вызываемых следующими факторами:

- 1) Малыми динамическими отклонениями разности угловых положений векторов ЭДС и потокосцепления ротора от величины $\pm\pi/2$.
- 2) Динамическими ошибками вычисления вектора ЭДС ротора.

3) Наличием скачков в оценке положения вектора потокосцепления, вызванных изменением структуры наблюдателя состояния в области малых частот при переходе с ориентации по вектору ЭДС к ориентации по вектору тока.

Коррекция выполняется на основе П-регулятора положения. Параметры регулятора выбираются исходя из желаемого характера движения ошибки между нескорректированным и скорректированным значениями углового положения вектора потокосцепления ротора. Коррекция угла выполняется с использованием алгоритма безынерционного устранения ошибок, превышающих определенное пороговое значение. Это делается для устранения возможности накопления больших погрешностей в вычислении угла потокосцепления при переходных процессах «в большом» (когда регулятор скорости переходит из линейной области в ограничение, в частности, при пусках, торможениях и реверсе с номинальной частоты вращения).

Преобразование трех токов статора из системы координат (a, b, c) в ортогональную систему координат (d, q) , ориентированную по оценке углового положения вектора потокосцепления ротора, осуществляется по выражениям:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_a \sin(\hat{\varphi}_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_b \sin(\hat{\varphi}_\psi)]; \\ I_q &= \frac{2}{\sqrt{3}} [I_a \cos(\hat{\varphi}_\psi + \frac{\pi}{3}) + I_b \cos(\hat{\varphi}_\psi)]. \end{aligned} \quad (6)$$

Для выделения параметров двигателя, к изменению которых привод оказывается наиболее чувствительным, а именно взаимной индуктивности, активных сопротивлений статора и ротора, используется сигнал невязки δ_ω . Этот сигнал определяет разницу между скорректированным значением частоты вращения вектора потокосцепления ротора $\hat{\omega}_\psi$ и ее первой оценкой $\hat{\omega}_e$. В качестве исходных значений вычисляемых параметров (L_{m0} , R_{s0} , R_{r0}) используются значения, определенные в результате выполнения процедуры автонастройки привода [3] или введенные пользователем на основе паспортных данных двигателя. Так как невязка одна, а оцениваемых параметров три, то для обеспечения сходимости оценок к истинным значениям параметров алгоритмы вычисления оценок разнесены во времени и в зависимости от режима работы привода (уровня частоты и нагрузки). С этой целью в блок оценки параметров вводится дополнительная информация о пределах функционирования алгоритмов оценки ($\omega_{\max R}$, $\omega_{\min R}$, $\omega_{\max L}$, $\omega_{\min L}$, $I_{\min R}$) и переменные, характеризующие величину частоты и нагрузки. Для оценки R_s использован интегральный регулятор, для оценки L_m — пропорционально-интегральный. Настройки регуляторов произведены таким образом, чтобы обеспечить желаемый характер движения ошибок оценки параметров. Оценка температурного изменения R_r выполняется косвенным образом по оценке температурного изменения активного сопротивления статора.

Оценка потокосцепления ротора, скорости ротора и электромагнитного момента осуществляется в соответствии с уравнениями:

$$\begin{aligned} \hat{T}_r \frac{d\hat{\Psi}_r}{dt} &= -\hat{\Psi}_r + \hat{L}_m I_d; \\ \hat{\omega}_r &= \frac{1}{Z_p} \left(\hat{\omega}_\psi - \frac{\hat{L}_m}{\hat{T}_r} I_q \right); \\ \hat{M} &= \frac{3}{2} Z_p \frac{\hat{L}_m}{\hat{L}_r} \hat{\Psi}_r I_q, \end{aligned} \quad (7)$$

где Z_p — число пар полюсов двигателя; $\hat{L}_r = L_{r0}(\hat{L}_m/L_{m0})$; $\hat{T}_r = L_{r0}(\hat{L}_r/\hat{R}_r)$ — оценки индуктивности и постоянной времени ротора.

Анализ чувствительности электропривода к изменению параметров двигателя и задержкам переключения инвертора

Анализ чувствительности выполнялся в отношении электромагнитных параметров двигателя, наиболее подверженных изменению в процессе работы привода. К таким параметрам относятся активные сопротивления фаз статора и ротора, подверженные температурным изменениям, и взаимная индуктивность, изменяющаяся в связи с эффектом насыщения магнитной системы двигателя потоком взаимной индукции. Для анализа использовалась математическая модель электропривода с базовой структурой системы бездатчикового векторного управления.

На рис. 3 показано влияние отклонений R_s , L_m , R_r на погрешность вычисления скорости

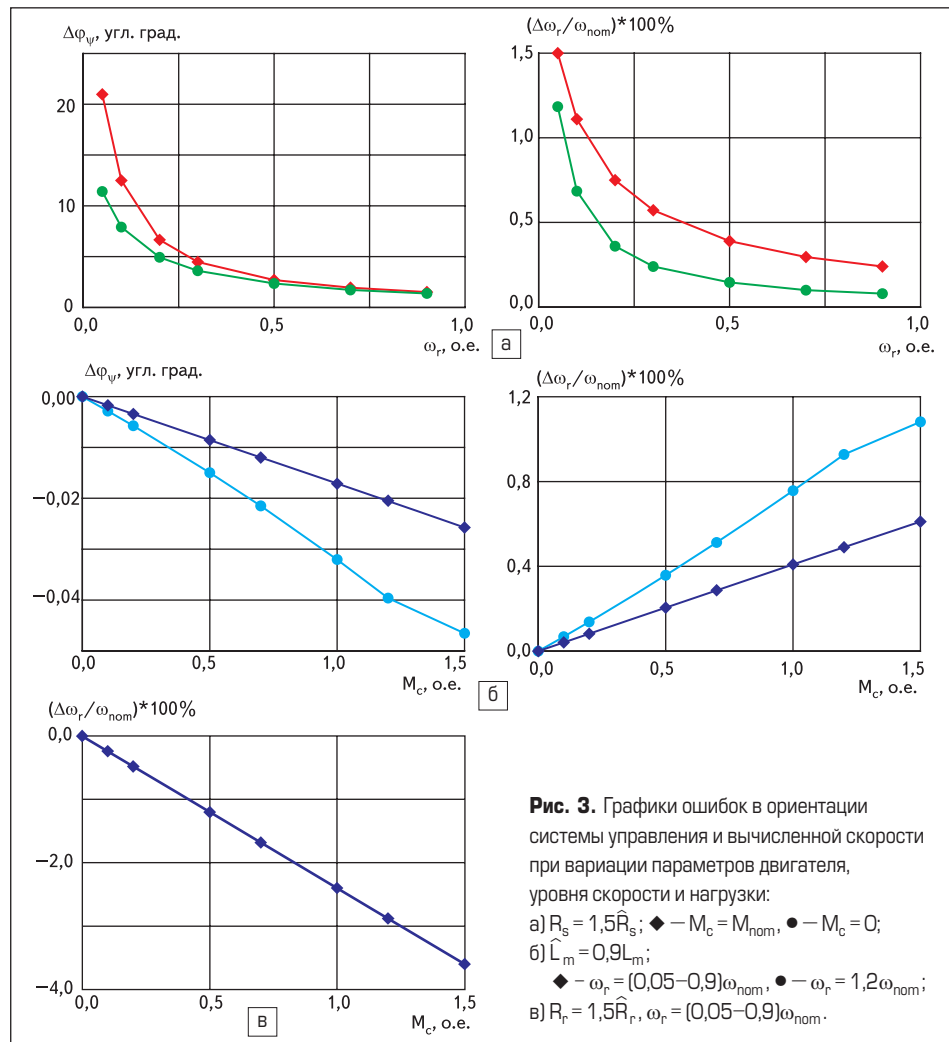


Рис. 3. Графики ошибок в ориентации системы управления и вычисленной скорости при вариации параметров двигателя, уровня скорости и нагрузки:

а) $R_s = 1,5\hat{R}_s$; $\blacklozenge - M_c = M_{nom}$, $\bullet - M_c = 0$;
 б) $\hat{L}_m = 0,9L_m$;
 в) $R_r = 1,5\hat{R}_r$, $\omega_r = (0,05-0,9)\omega_{nom}$, $\bullet - \omega_r = 1,2\omega_{nom}$;

$\Delta\omega_r = \omega_r - \hat{\omega}_r$ и углового положения вектора потокосцепления ротора $\Delta\phi_\psi = \phi_\psi - \hat{\phi}_\psi$ для электропривода с двигателем 4A112MA6Y3. Значения отклонений параметров выбраны такими, что вполне могут встречаться в рабочих режимах привода, а именно 50%-ное увеличение активных сопротивлений двигателя относительно их значений, полученных в холодном состоянии, и 10%-ное увеличение взаимной индуктивности, вызванное ослаблением поля относительно его состояния в номинальном режиме. На рис. 4 для того же двигателя показано влияние отклонений в активном сопротивлении статора на динамические процессы отработки ступенчатого изменения сигнала задания по скорости.

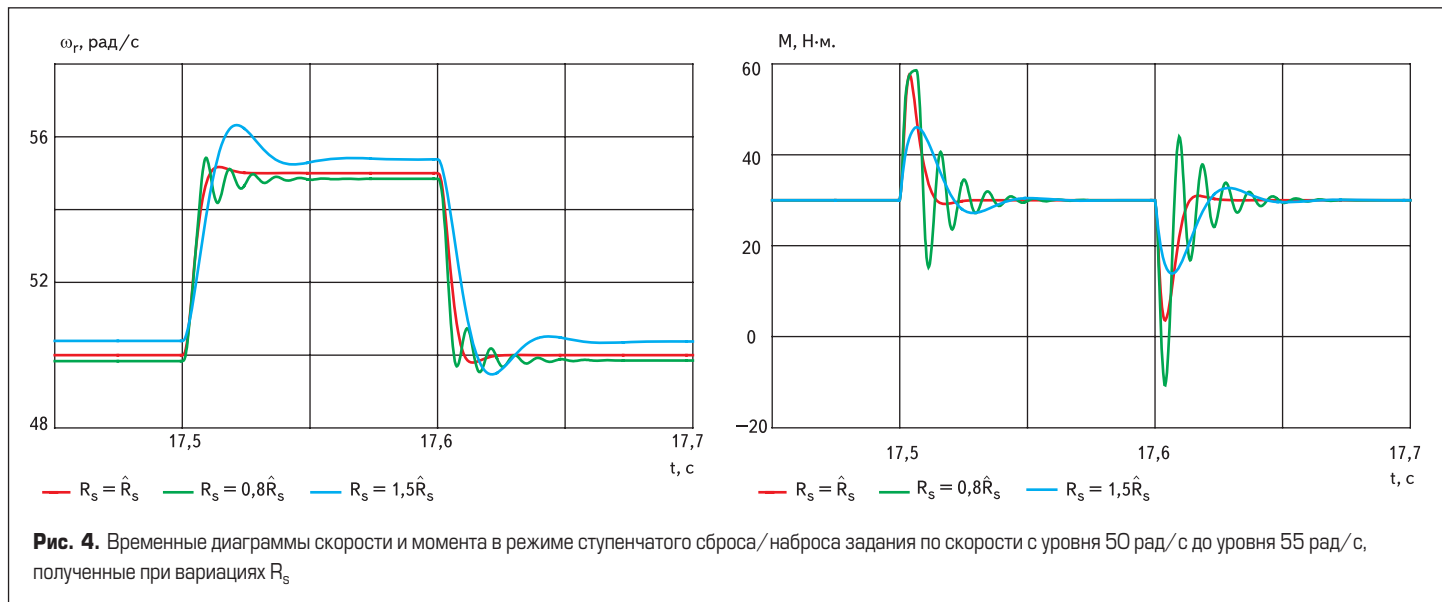
Анализ представленных диаграмм и других результатов исследования чувствительности позволяет сделать следующие выводы:

1) Наиболее чувствителен электропривод к изменению активного сопротивления статора, которое ощутимо воздействует как на статические, так и динамические характеристики. Чувствительность к изменению R_s является функцией скорости и нагрузки. Наиболее сильному влиянию подвержены характеристики привода в области малых частот (менее $0,2\omega_{nom}$), вплоть до потери работоспособности, проявляющейся в возникновении автоколебательного режима работы с большими пульсациями переменных. В частности, при $\hat{R}_s = 1,2R_s$ электропривод с двигателем 4A112MA6Y3 утрачивает работоспособность на скоростях, меньших $0,05\omega_{nom}$.

2) Изменение активного сопротивления ротора влияет на статическую ошибку в скорости и не влияет на точность ориентации системы по вектору потокосцепления ротора и на динамические характеристики привода. Статическая ошибка в скорости является функцией нагрузки и не зависит от уровня скорости.

3) Изменение взаимной индуктивности незначительно сказывается на ориентации и динамических характеристиках привода при работе на скоростях, меньших номинальной. Статическая ошибка в скорости возрастает с ростом нагрузки и при работе с постоянным потокосцеплением ротора не зависит от уровня скорости. Чувствительность привода к изменению L_m существенно возрастает на скорости, превышающей номинальную, вплоть до отказа воспринимать задание по скорости выше определенного уровня. В частности, при $\hat{L}_m = 0,9L_m$ электропривод с двигателем 4A112MA6Y3 не разгоняется выше $1,3\omega_{nom}$.

4) Изменение индуктивностей рассеяния в связи с насыщением зубцовой зоны двигателя потоками рассеяния заметным образом проявляется при кратностях тока статора, превышающих (2–3) от номинального значения и, как правило, не превышает 30%-ного снижения относительно своего ненасыщенного значения, даже при токах прямого пуска двигателей на номинальное напряжение [14]. Результаты моделирования и эксперимента показали, что 50%-ные



изменения σL_s не оказывают существенно влияния на характеристики привода.

5) Исследования чувствительности электропривода к величине «мертвой зоны» переключения транзисторов инвертора показали, что в случае корректной параметрической настройки привода именно наличие «мертвой зоны» является фактором, ограничивающим диапазон регулирования привода вниз от номинальной скорости. Это проявляется в возрастании на малых скоростях низкочастотных (шестикратных по отношению к периоду основной гармоники) пульсаций в скорости и в электромагнитных переменных привода. Величина этих пульсаций возрастает с увеличением частоты модуляции и величины «мертвой зоны». Причина пульсаций заключается в отклонении реального напряжения статора от его заданного значения, сформированного без учета временных задержек переключения ключей инвертора. Так как расчет переменных привода выполняется на основе заданного напряжения статора, то эта ошибка проявляется во всех вычисленных переменных.

6) Введение в привод алгоритмов адаптации к R_s , L_m , R_r и компенсации задержек переключения ключей инвертора [3] позволяет существенно улучшить его характеристики, а именно: снизить чувствительность к изменению параметров в процессе работы, расширить диапазон регулирования скорости как вниз, так и вверх от номинальной, снизить уровень пульсаций переменных на малых скоростях.

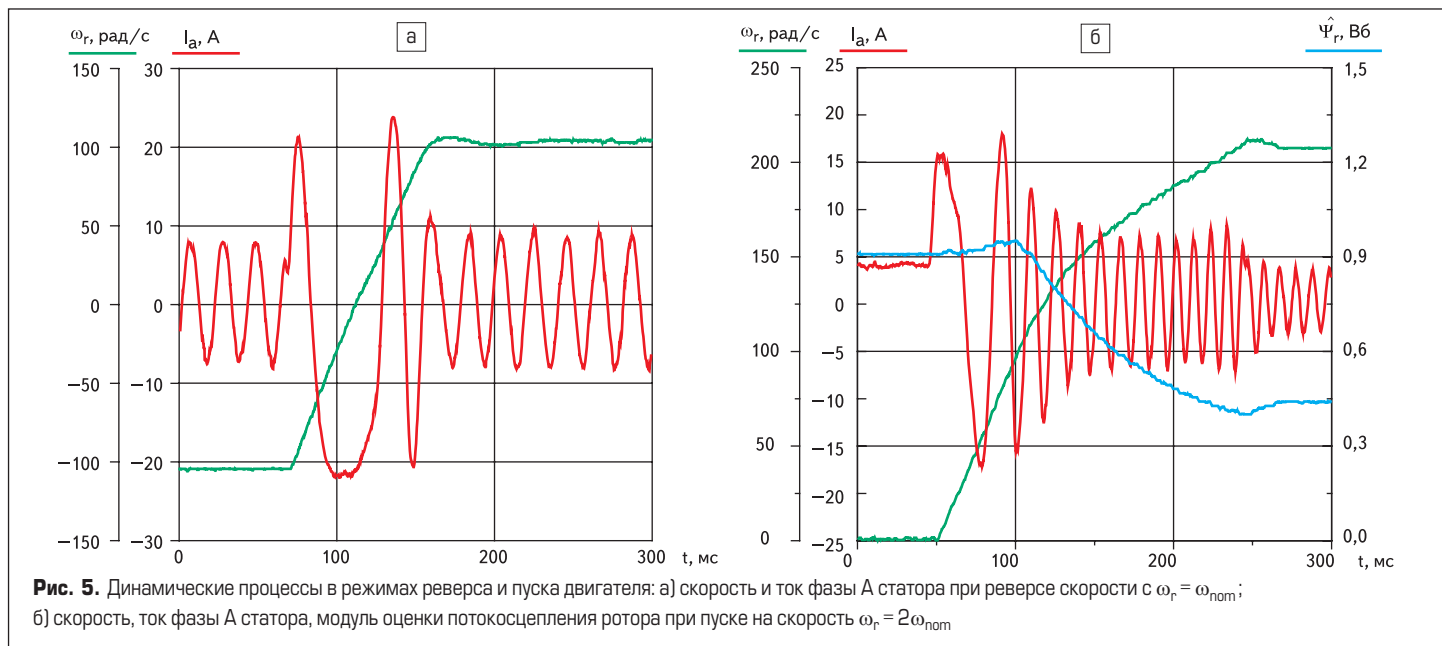
Результаты эксперимента и внедрения

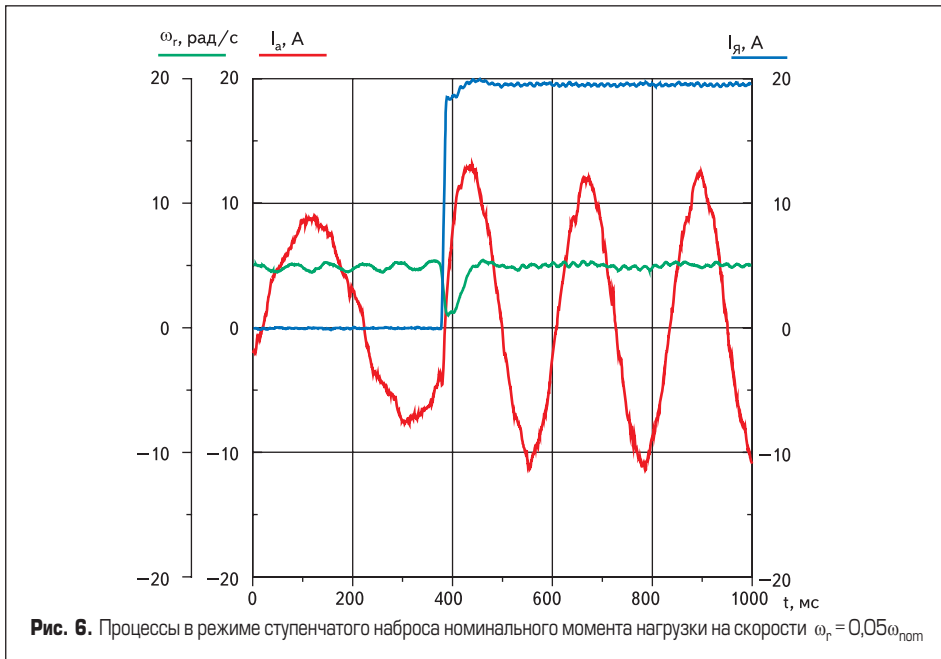
Экспериментальные исследования проводились на лабораторном стенде, включающем преобразователь частоты ЭПВ-ТТПТ-16-380-4АО, асинхронный двигатель АИР112МА6У3 ($P_{ном} = 3$ кВт, $N_{ном} = 950$ об/мин, $I_{ном} = 7,4$ А, $M_{ном} = 30$ Н·м), нагрузочный агрегат, выполненный на основе электропривода FANUC DC SERVOMOTOR SYSTEM с двигателем 30М ($N_{ном} = 1200$ об/мин, $M_{ном} = 37$ Н·м, $I_{ном} = 24$ А), компьютерный осциллограф PCS500А, персональный компьютер. Общий вид стенда показан на рис. 7.

На рис. 5 представлены динамические процессы, полученные в режимах пуска и реверса электропривода без нагрузки при следующих параметрах системы управления: постоянные времени контуров тока — 2 мс; постоянные времени контуров скорости и ЭДС — 4 мс; предельное значение электромагнитного момента: а) $2,9 M_{ном}$, б) $2 M_{ном}$. Настройка параметров системы управления на параметры двигателя произведена в автоматическом режиме [3].

На рис. 6 представлены временные диаграммы скорости, тока фазы статора I_a , тока якоря I_d нагрузочного двигателя в режиме ступенчатого набора нагрузки с холостого хода ($M = M_{хв}$) до номинального момента ($M = M_{ном}$). В скорости и фазном токе отчетливо видны 6-пульсные искажения, связанные с неполной компенсацией задержек инвертора напряжения. С ростом нагрузки величина этих искажений снижается, так как с увеличением амплитуды заданного напряжения статора повышается точность его отработки.

В процессе испытаний привода были получены следующие характеристики: предельное значение полосы пропускания, на которую





может быть настроен контур скорости, — не менее 30 Гц; диапазон регулирования скорости — не менее 50 вниз от номинальной и не менее 2 вверх от номинальной; коэффициент неравномерности на минимальной скорости — не более 0,25; статическая погрешность на минимальной скорости при изменении нагрузки в пределах $(0,2-0,6) M_{nom}$ и $(0,6-1) M_{nom}$ — не более $\pm 20\%$. Электропривод может работать как с замкнутым, так и с разомкнутым контуром скорости, то есть осуществлять регулирование момента.

Промышленное производство преобразователей частоты серии ЭПВ осуществляет ООО «ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода. Квалификационные испытания преобразователя, проведенные предприятием-изготовителем, подтвердили его высокие технические характеристики.

Заключение

1. Представлена структура системы адаптивно-векторного управления асинхронным электроприводом серии ЭПВ (исполнение 4 — бездатчиковое), который разработан НТЦ электропривода «Вектор» Ивановского государственного энергетического университета и выпускается ООО «ЭЛПРИ» Чебоксарского электроаппаратного завода.
2. Рассмотрена проблема чувствительности векторно-управляемого асинхронного электропривода без датчика скорости/положения к изменению параметров двигателя и задержкам переключения инвертора. Показано влияние электромагнитных параметров двигателя на статические и динамические характеристики привода.
3. Существенное расширение диапазона регулирования скорости и снижение параметрической чувствительности достигнуто за счет введения алгоритмов адаптации системы управления к изменениям активных сопротивлений статора, ротора, взаимной индуктивности и за счет алгоритма компенсации временных задержек переключения ключей инвертора.

Литература

1. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибирцев А. Н., Монов Д. А. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных // Электротехника. 2001. № 12.
2. Архангельский Н. Л., Курнышев Б. С., Виноградов А. Б., Лебедев С. К. Система векторного управления асинхронным электроприводом с идентификатором состояния // Электротехника. 1991. № 11.
3. Виноградов А. Б., Чистосердов В. Л., Сибирцев А. Н. Адаптивная система векторного управления асинхронным электроприводом // Электротехника. 2003. № 7.
4. Bellini A., Figalli G. A bilinear observer of the state of the induction machine. Control and Computers. 1985. Vol. 13, No. 2.
5. Verghese G. C., Sanders S. R. Observers for flux estimation in induction machines. IEEE Trans. Ind. Electron. 1988. 35, (1).
6. Orłowska-Kowalska T. Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drivers. IEE Proceedings. 1989. Vol. 136. Pt. D. No. 6.
7. Garces L. J. Parameter adaptation for the speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor. IEEE Trans. Ind. Appl. 1980. Vol. IA-16.
8. Harms K., Leonhard W. Parameter adaptive control of induction motor based on steady-state machine model. I Europ. Conf. on Power Electr. and Applic. Brussel. 1995.
9. Sugimoto H., Tamai S. Secondary resistance identification of an induction motor applied model reference adaptive system and its characteristics. IEEE Trans. Ind. Applic. 1987, IA-23, (2).
10. Виноградов А. Б. Оптимизация структуры идентификатора состояния в частотном электропривод // Тез. докл. междунар. научно-техн. конф. «Состояние и перспективы развития электротехнологии». Иваново: 1992.
11. Дацковский Л. Х., Роговой В. И., Абрамов В. И. и др. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) // Электротехника. 1996. № 10.
12. Браславский И. Я., Зюзев А. М., Ишматов З. Ш. и др. Синтез нейронного наблюдателя для асинхронного привода с прямым управлением моментом // Электротехника. 2001. № 12.
13. Волков А. В. Идентификация потокосцепления ротора частотно-регулируемого асинхронного двигателя // Электротехника. 2002. № 6.
14. Виноградов А. Б. Учет потерь в стали, насыщения и поверхностного эффекта при моделировании динамических процессов в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе // Электротехника. 2005. № 5.
15. Виноградов А., Сибирцев А., Матисон В., Степанов В., Михайлова Т. Новое поколение преобразователей частоты серии ЭПВ // Силовая электроника. 2006. № 2.
16. Виноградов А., Сибирцев А., Колодин И. Реализация защиты преобразователя частоты на основе динамической тепловой модели IGBT-модуля // Силовая электроника. 2006. № 2.

