

О компании

- Подробнее...
- Контакты

Наши разработки

- Преобразователи частоты
- Силовые сборки
- Источники питания
- Рекуперативные выпрямители
- Фильтры
- Стенды
- Программное обеспечение

Применение
Карьерные самосвалы

- Модернизация самосвалов
- Ходовые испытания
- Бездатчиковая СУ

Транспорт
Производство
Управление насосными станциями
ЖКХ
Публикации
Поддержка

- Карьерные самосвалы

Обратная связь
Главная
АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

УДК:621.3.072.6

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ
А.Б. Виноградов, В.Л. Чистосердов, А.Н. Сибирцев

Представлена новая разработка НИЛ "Вектор" Ивановского государственного энергетического университета в области высококачественного асинхронного электропривода с адаптивно-векторным управлением. Рассмотрены алгоритмы компенсации динамических неидеальностей инвертора напряжения, автонастройки параметров системы управления на параметры силового канала привода, адаптации характеристик привода к изменениям постоянной времени роторной цепи и параметров механической части привода. Приведены результаты экспериментальных исследований.

Введение

В научно-исследовательской лаборатории "Вектор" кафедры электропривода Ивановского государственного энергетического университета разработана новая серия цифровых асинхронных электроприводов мощностью 2-55 кВт с адаптивно-векторными принципами управления. В отличие от представленной ранее [1] серии бездатчиковых асинхронных электроприводов общепромышленного назначения, ориентированной на механизмы и технологические процессы, не предъявляющие повышенных требований к статическим и динамическим характеристикам привода, данная серия предназначена для высококачественного управления объектами, предъявляющими повышенные требования к динамическим свойствам и диапазону регулирования скорости (полоса пропускания контура скорости – не менее 100 Гц, диапазон регулирования скорости – не менее 20000). В частности, к таким объектам относятся механизмы главного движения и подач металлорежущих станков, высокоточные системы слежения и наведения. Одним из важнейших требований таких систем является низкая чувствительность характеристик привода к изменению параметров объекта управления. Как правило, наиболее существенным изменениям подвержены активные сопротивления обмоток, зависящие от температуры, и параметры механической части привода. При разработке высококачественного электропривода необходимо также учитывать изменения индуктивностей в зависимости от степени насыщения магнитной системы двигателя. Другой проблемой электропривода с жестким законом коммутации ключей инвертора, формируемым одним из способов модуляции выходного напряжения, является влияние на характеристики привода неидеальностей ключей инвертора (запаздывания во включении и выключении, "мертвой зоны" в коммутации верхнего и нижнего ключей фазы инвертора). Особенно сильно это влияние проявляется на повышенных частотах модуляции при работе привода в области малых напряжений, то есть на малых скоростях. Решение указанных задач осуществляется в рамках векторных принципов управления и формирования переменных электропривода.

Базовые уравнения и структурная схема привода

В основу синтеза системы векторного управления приводом положены уравнения Парка-Горева, записанные для асинхронного двигателя (АД) с коротко замкнутым ротором относительно тока статора и потокоцепления ротора в синхронной ортогональной системе координат (d, q), ориентированной по вектору потокоцепления ротора [2]:

$$\begin{aligned}\sigma L_s \frac{dI_d}{dt} &= -R_s I_d + U_d + \sigma L_s \omega_\psi I_q - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt}; \\ \sigma L_s \frac{dI_q}{dt} &= -R_s I_q + U_q - \sigma L_s \omega_\psi I_d - \frac{L_m}{L_r} \omega_\psi \Psi_r; \\ T_r \frac{d\Psi_r}{dt} &= -\Psi_r + L_m I_d;\end{aligned}\quad (1)$$

$$\omega_\psi = \omega + \omega_s = \omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_q}{\Psi_r};$$

$$M = \frac{3}{2} Z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_q,$$

где R_s, R_r - активные сопротивления фаз статора и ротора; L_s, L_r, L_m - индуктивности фаз статора, ротора,

взаимная; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ - коэффициент рассеяния; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ - постоянная времени роторной цепи;

U_d, U_q, I_d, I_q - проекции векторов напряжения и тока статора на оси d и q; ω_ψ - частота вращения вектора

потокоцепления ротора; $\omega = Z_p \omega_r$ - электрическая частота вращения ротора; ω_s - частота скольжения; Z_p - число

пар полюсов; Ψ_r - потокоцепление ротора.

В соответствии с системой уравнений (1) в электроприводе осуществляется ориентация переменных по вектору потокоцепления ротора, что позволяет раздельно управлять потокоцеплением и электромагнитным моментом двигателя в

каналах регулирования реактивной (I_d) и активной (I_q) составляющих тока статора. Структурная схема системы управления электроприводом изображена на рис. 1.

Информация о векторе потокоцепления ротора, его модуль (Ψ_r), угловое положение относительно фазы А статора (γ_Ψ)

и мгновенная частота вращения (ω_Ψ), вычисляется в модели роторной цепи, построенной в синхронной системе координат по третьему и четвертому уравнениям системы (1), на основе информации о скорости, положении ротора и проекций вектора тока статора на оси d и q.

Преобразователь координат $ABC \rightarrow dq$ выполняет преобразование фазных токов статора АД из естественной трехфазной системы координат (A,B,C) в ортогональную синхронную систему координат (d,q) по уравнениям:

$$I_d = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin(\gamma_\Psi + \frac{5}{3}\pi) + I_C \sin(\gamma_\Psi + \frac{4}{3}\pi) \right];$$

$$I_q = \frac{2}{\sqrt{3}} \left[I_B \sin(\gamma_\Psi + \frac{7}{6}\pi) + I_C \sin(\gamma_\Psi + \frac{5}{6}\pi) \right].$$

Преобразователь напряжений реализует функции ограничения максимального значения заданного напряжения, обратного преобразования координат и компенсации запаздывания, вносимого системой управления.

Алгоритм работы ограничителя напряжения организован таким образом, чтобы во всех режимах работы привода величина заданного выходного напряжения инвертора не превышала его максимального значения с учетом фактического значения

входного напряжения инвертора (U_d) и ограничений, связанных с неидеальностью силовых ключей. При работе привода

в условиях ограничения напряжения, канал оси **d** имеет приоритет перед каналом оси **q**, то есть в первую очередь обеспечивается желаемый уровень потокоцепления, а уже затем формируется требуемый электромагнитный момент. Данная логика обеспечивает корректное функционирование привода во второй зоне регулирования скорости (вверх от номинальной).

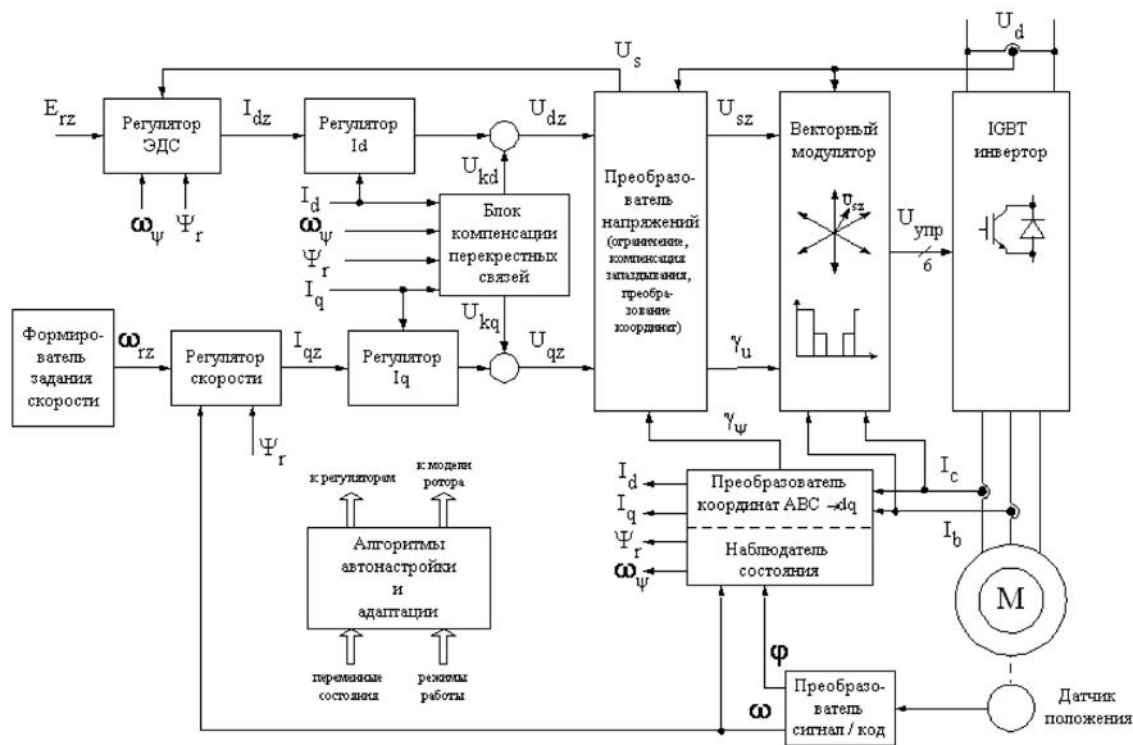


Рис.1. Структурная схема системы управления электроприводом

Преобразователь координат выполняет преобразование прошедших через алгоритм ограничения заданных напряжений по осям **d** и **q** (U'_{dz}, U'_{qz}) в полярную систему, неподвижную относительно статора в соответствии с уравнениями:

$$U_{sz} = \sqrt{U'^2_{dz} + U'^2_{qz}};$$

$$\gamma'_u = \gamma_\Psi + \arctg \left(\frac{U'_{qz}}{U'_{dz}} \right).$$

Алгоритм компенсации запаздывания формирует угловое положение вектора заданного напряжения γ_u с учетом углового запаздывания, вносимого системой управления.

Векторный модулятор преобразует вектор напряжения статора, заданный в полярной системе координат, в импульсы управления ключами IGBT- инвертора на основе метода пространственно-векторного формирования выходных напряжений [3,4] и реализует алгоритм компенсации ошибок в формировании напряжений, связанных с неидеальностью ключей инвертора.

Блок компенсации перекрестных связей формирует сигналы, компенсирующие влияние перекрестных связей (двух последних составляющих в первых двух уравнениях системы (1)) на процессы в контурах регулирования составляющих вектора тока статора, в соответствии с выражениями:

$$U_{kd} = \frac{1}{k_{пч}} (-\sigma L_s \omega_{\psi} I_q + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r}{dt});$$

$$U_{kq} = \frac{1}{k_{пч}} (\sigma L_s \omega_{\psi} I_d + \frac{L_m}{L_r} \omega_{\psi} \Psi_r),$$

где $k_{пч}$ - коэффициент передачи преобразователя частоты (ПЧ) по амплитуде напряжения.

Синтез базовой структуры, параметров и алгоритмов работы регуляторов составляющих тока статора, скорости и ЭДС выполнен на основе принципов подчиненного регулирования с учетом дискретного характера процессов, с использованием методов компенсации влияния перекрестных связей и структурной линеаризации контуров регулирования. Под базовыми будем понимать структуры, параметры и алгоритмы, которые получены в результате синтеза системы управления с некоторыми начальными значениями параметров силового канала привода, рассчитанными из каталожных данных, либо определенными в результате автонастройки или другим экспериментальным способом. Базовые алгоритмы дополняются элементами адаптации и автонастройки, входящими в состав системы управления в виде опций.

Регулятор ЭДС осуществляет формирование задания реактивной составляющей тока статора при работе привода в условиях ослабления поля на скоростях, превышающих номинальную. В первой зоне регулирования скорости (вниз от номинальной)

$$I_{dz} = I_{d nom} = const, \quad I_{d nom} = \Psi_{r nom} / L_m; \quad \Psi_{r nom} -$$

регулятор ЭДС находится в насыщении:

номинальное значение потокоцепления ротора. При отсутствии необходимого запаса по напряжению, создающего ресурс управления во второй зоне регулирования скорости, контур регулирования ЭДС заменяется контуром регулирования напряжения статора.

Компенсация неидеальностей инвертора напряжения

Функция компенсации неидеальностей инвертора напряжения выполняется совместно с алгоритмом формирования выходных напряжений в векторном модуляторе. Векторный модулятор реализует "треугольный" алгоритм пространственно-векторного формирования выходного напряжения инвертора [3, 4]. Данный алгоритм характеризуется элементарной комбинацией векторов напряжения (рис. 2 б), составленной из двух значащих векторов, ограничивающих сектор векторной диаграммы напряжений (рис. 2 а), в котором находится вектор заданного напряжения статора, и двух нулевых векторов

\bar{U}_0, \bar{U}_7 . T_c - период полного цикла модуляции (период повторяемости элементарной комбинации векторов алгоритма формирования напряжения); $T_{sc} = T_c / 2$ - период полупериода модуляции (период основной гармонической составляющей пульсаций переменных, вызванных процессом модуляции).

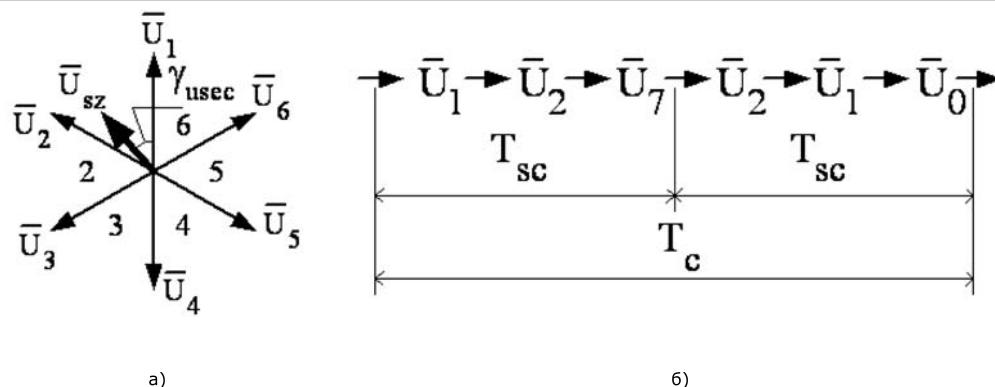


Рис. 2 а) векторная диаграмма напряжений; б) элементарная комбинация векторов напряжения в первом секторе векторной диаграммы

Синтез алгоритма компенсации неидеальностей инвертора выполнен при следующих допущениях: отсутствует разброс коммутационных параметров отдельных ключей инвертора; отсутствует временной дрейф коммутационных параметров ключей в зависимости от температуры и прочих внешних факторов; пренебрегаем зависимостью коммутационных параметров ключей от тока нагрузки. При этих условиях достаточно однократного определения коммутационных параметров ключей инвертора расчетным либо экспериментальным путем и их задания в виде неизменных уставок системы управления для каждого конкретного типа силовых ключей инвертора.

Векторный модулятор с компенсацией неидеальностей ключей инвертора работает в соответствии со следующим алгоритмом:

1. Определяется сектор векторной диаграммы напряжений, в котором находится вектор \bar{U}_{sz} и его угловое положение относительно базовой границы сектора γ_{usc} .
2. Рассчитываются времена включения векторов напряжения идеального инвертора на следующем полупериоде модуляции по уравнениям:

$$T_{vi1} = \sqrt{3} \frac{U_{sz}}{U_d} T_{sc} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{u \text{ sec}}\right);$$

$$T_{vi2} = \sqrt{3} \frac{U_{sz}}{U_d} T_{sc} \sin(\gamma_{u \text{ sec}});$$

$$T_{vi3} = T_{sc} - T_{vi1} - T_{vi2}.$$

3. Выполняется коррекция времен включения векторов напряжения идеального инвертора при выполнении условия

$T_{vi3} < T_{v \min}$, где $T_{v \min}$ - минимально допустимая ширина импульса управления для данного типа инвертора:

$$T_{vi1} = \frac{(T_{sc} - T_{v \min})T_{vi1}}{T_{vi1} + T_{vi2}};$$

$$T_{vi2} = T_{sc} - T_{vi1} - T_{v \min};$$

$$T_{vi3} = T_{v \min}.$$

4. Рассчитываются моменты коммутаций фаз идеального инвертора относительно середины нулевого вектора

предыдущего полуцикла модуляции, в зависимости от номера сектора, в котором находится \bar{U}_{sz} , и типа нулевого вектора на предыдущем полуцикле.

5. Вычисляются значения фазных токов с учетом прогноза их изменения в последующем цикле модуляции.

6. Производится расчет моментов коммутаций фаз неидеального инвертора с учетом компенсации неидеальностей. Компенсация неидеальностей осуществляется за счет сдвига момента коммутации каждой фазы на определенные временные интервалы, рассчитанные из паспортных либо экспериментально определенных коммутационных задержек силовых ключей и заданной величины "мертвого" времени, в зависимости от знака тока фазы.

При моделировании процессов с учетом неидеальностей инвертора дополнительно реализуются следующие пункты:

7. Определяются фактические векторы напряжения и интервалы их включения в порядке следования в полуцикле модуляции.

8. Определяется номер вектора напряжения в элементарной комбинации векторов, продолжительность его включения и соответствующие ему выходные фазные напряжения инвертора.

Если коммутационные задержки ключей инвертора точно неизвестны, то в первом приближении алгоритм компенсации реализуется относительно "мертвого" времени между коммутациями верхнего и нижнего ключей фазы, которое является известным параметром привода, недоступным пользователю для редактирования.

На рис. 3 представлены эквивалентные (усредненные на интервале дискретности управления) фазные токи статора, полученные в разомкнутом контуре формирования выходных напряжений инвертора при отсутствии (а) и наличии (б) алгоритма компенсации неидеальностей и следующих параметрах привода: частота модуляции – 8 кГц; частота заданного напряжения – 5 Гц; "мертвое" время – 2.5 мкс; тип IGBT модуля – MIG25Q906H (максимальное время задержки при включении – 0.3 мкс, максимальное время задержки при выключении – 0.9 мкс).

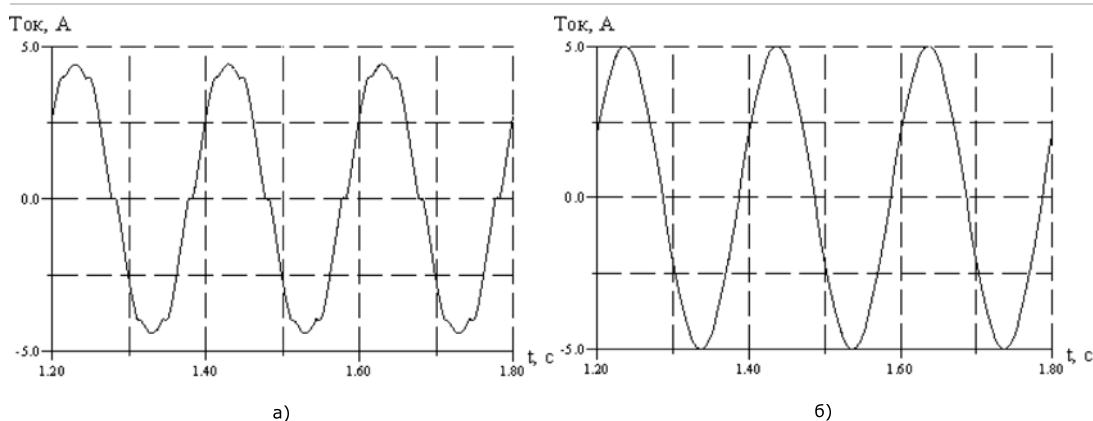


Рис. 3. Временные диаграммы тока фазы статора при отсутствии (а) и при наличии (б) алгоритма компенсации неидеальностей инвертора.

Алгоритм компенсации реализован относительно "мертвого" времени (без учета коммутационных задержек ключей) и, тем не менее, обеспечивает заметный эффект.

Автоматическая настройка параметров системы управления на параметры силового канала привода

Наличие функции автоматической настройки параметров системы управления, реализуемой в виде опции, выбираемой пользователем, является одной из характерных особенностей современного цифрового электропривода. Как правило, она реализуется с помощью набора тестовых режимов, при выполнении которых осуществляется начальная установка параметров привода. Для расчета системой векторного управления всех своих параметров и коэффициентов необходима

информация об активных сопротивлениях статора и ротора (R_s, R_r), индуктивности намагничивания (L_m),

эквивалентной индуктивности рассеяния на зажимах статорной цепи (σL_s) и параметрах механической части привода (рассматриваются в разделе "Адаптация к изменению параметров механической части привода").

Одним из показателей эффективности автоматической настройки параметров является простота и возможность реализации автонастроечных режимов исключительно внутренними ресурсами привода в реальных условиях его работы. Ряд известных методов экспериментального определения параметров двигателя предполагают привлечение дополнительных средств, связанных, например, с фиксацией вала в режиме короткого замыкания АД, измерением напряжения на зажимах АД в режиме его отключения от источника питания постоянным током. Наиболее удачными тестовыми режимами, в этом смысле, являются режимы, выполняемые при питании двигателя "неподвижным" вектором напряжения (частота вращения вектора напряжения равна нулю), а также режим реального холостого хода.

Определение R_s и L_m осуществляется в режимах "неподвижного" вектора напряжения и холостого хода, соответственно, согласно алгоритму, представленному в [5]. Определение σL_s осуществляется в режиме неподвижного вектора [6]. Производятся две выборки тока статора (I_{s1}, I_{s2}) на интервале включения нулевого вектора напряжения в пределах цикла модуляции. Расчет σL_s выполняется на основе линейной аппроксимации кривой изменения мгновенного значения тока по формуле:

$$\sigma L_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{R_s I_{scp} \Delta T_\theta}{(I_{s1})_i - (I_{s2})_i},$$

где ΔT_θ - интервал между выборками тока; I_{scp} - среднее значение тока статора; n - число опытов.

Параметры тестового режима (I_{scp} , период модуляции, ориентация вектора напряжения в пространстве, расположение моментов выборок, число опытов) задаются таким образом, чтобы минимизировать ошибки измерения и расчетные погрешности, связанные с линейной аппроксимацией кривой тока.

В части определения исходного значения R_r были исследованы три метода, реализация которых не требует привлечения каких-либо дополнительных средств, кроме программных. Во-первых, R_r рассчитывается по методике, представленной в [5], на основе информации об R_s , полученной ранее, и номинальных значений скольжения, $\cos \varphi$, тока и напряжения фазы статора, взятых из паспортных данных двигателя. Второй метод основан на тестовом режиме однофазного питания АД переменным напряжением пониженной частоты. В этом режиме вал двигателя оказывается неподвижным и необходимость в его механической фиксации отсутствует. Введение в напряжение питания небольшой постоянной составляющей обеспечивает дополнительную стабилизацию вала в неподвижном состоянии. Процессы в фазе относительно переменной составляющей оказываются эквивалентными процессам режима короткого замыкания АД на пониженной частоте питания, реализуемому с помощью механической фиксации вала ротора. Частота переменной составляющей напряжения питания выбирается из эмпирически полученного соотношения $\omega_{K3} \approx R_s / L_m$. Исследования показали, что в этом случае минимизируется расчетная погрешность, вызываемая ошибками измерения переменных и принимаемыми в расчетах допущениями, а также практически не сказывается эффект вытеснения тока в проводниках ротора. Оценка R_r выполняется на основе упрощенной схемы замещения фазы АД при пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора ($R_s, R_r, \omega_{K3} L_m \gg \omega_{K3} L_{\sigma s}, \omega_{K3} L_{\sigma r}$) по следующим уравнениям:

$$\hat{R}_r = \frac{E_m}{\sqrt{I_s^2 - I_m^2}};$$

$$I_m = \frac{E_m}{\omega_{K3} L_m};$$

$$E_m = \sqrt{U_s^2 - 2U_s I_s R_s \cos \varphi_{K3} + (R_s I_s)^2},$$

где I_m, E_m - расчетные значения тока и ЭДС цепи намагничивания; U_s, I_s - действующие значения основных гармоник переменных составляющих напряжения и тока фазы статора; φ_{K3} - угол между основными гармониками напряжения и тока фазы.

В качестве основной гармоники фазного напряжения статора допускается использование заданного значения выходного напряжения инвертора. С целью снижения вычислительной ошибки, связанной неточным соответствием выходного напряжения статора своему заданному значению, опыт выполняется на невысокой частоте модуляции (0.5-2 кГц). Измеряются фазные токи и входное напряжение инвертора.

Третий метод определения R_r реализуется на основе тестового режима включения "неподвижного" вектора напряжения при нулевых начальных условиях АД. В кривой тока статора фиксируется установившееся значение тока (I_y) и значение тока в точке излома (I_u), определяющего момент окончания быстрых процессов, характеризующихся постоянной времени статорной цепи, и переход к медленным процессам, характеризующимся постоянной времени ротора. Оценка сопротивления ротора выполняется по выражению:

$$\hat{R}_r = \frac{R_s(I_y - I_u)}{I_u}.$$

Точность данного метода в значительной степени определяется точностью фиксации точки излома кривой тока, которая выполняется системой управления в автоматическом режиме на основе математического анализа выборок измерения.

Сопоставление результатов, полученных от оценки R_r рассмотренными методами, друг с другом и с каталожным значением R_r для нескольких типов двигателей, позволило сделать заключение, что наибольшая погрешность вычисления R_r данными методами не превышает $\pm 20\%$.

Заметим, что в режиме включения "неподвижного" вектора напряжения при нулевых начальных условиях АД, помимо R_r могут быть вычислены оценки других интересующих нас параметров, а именно: L_m и σL_s , поскольку в кривую тока входят составляющие как быстрой (статорной), так и медленной (роторной) динамики. Однако, исследования показали, что выделить их в чистом виде (независимо от других неизвестных параметров) можно только на основе допущений, существенно влияющих на точность самих оценок L_m и σL_s .

Адаптация к изменению параметров механической части привода

В качестве базового элемента механической части привода рассмотрим жесткую механическую массу, характеризующую моментом инерции J , к которой приложено два воздействия: известное управляющее и неизвестное возмущающее. В зависимости от конфигурации механической части привода этими воздействиями могут быть электромагнитный момент АД (M), рассчитываемый согласно (1), упругие моменты (M_{y1}, M_{y2}, \dots), действующие на жесткие массы в многомассовых упругих механических системах, момент нагрузки (M_l). Для частного случая жесткой механической системы имеем следующее уравнение движения:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_l, \quad (2)$$

где частота вращения ω_r является известной (измеряемой либо вычисляемой) переменной.

Уравнение движения (2) дополним дифференциальным уравнением, определяющим характер изменения момента нагрузки.

Простейшие динамические модели нагрузки основываются на допущении об ограничении темпа изменения M_l таким образом, что на интервале вычислений можно с высокой степенью точности принять

$$\frac{dM_l}{dt} = 0. \quad (3)$$

или

$$\frac{dM_l}{dt} = \text{const} \left(\frac{d^2 M_l}{dt^2} = 0 \right).$$

Задача адаптации к изменению параметров механической части привода разбивается на три подзадачи:

1. Предварительная оценка J при выполнении процедуры автонастройки в специально заданном тестовом режиме работы привода.
2. Оценка J и M_l в процессе работы электропривода.
3. Коррекция параметров системы управления приводом по результатам оценки J и M_l .

Предлагаемый метод оценки J и M_l основан на совместном дискретном решении уравнений (2) и (3), выполненном на нескольких последовательных интервалах дискретности [7]. Оценка J и M_l выполняется по следующему алгоритму:

1. Если активизирован тестовый режим автонастройки J , то осуществляется расчет и задание параметров тестового режима. Предполагается, что контур момента привода настроен. Регулятор скорости принимает пропорциональным с оптимальной настройкой на минимально возможное значение момента инерции ($J_{\text{мин}}$), в качестве которого обычно принимается паспортное значение момента инерции ротора АД. В качестве тестового сигнала, который подается на вход задания скорости дополнительно к некоторому постоянному сигналу, устанавливающему средний уровень скорости, используется синусоида (могут применяться и другие сигналы, в частности, пила и меандр). Амплитуда и частота тестового сигнала устанавливаются таким образом, чтобы сформировать в приводе величины пульсаций электромагнитного момента и скорости, которая является оптимальной по критерию точности оценки J , с учетом погрешностей измерения и вычисления переменных.

2. Интервал оценки J разбивается на три равных подинтервала общей продолжительностью $(1/3...2/3)$ периода тестового сигнала. Формируются выборки средних за подинтервал значений электромагнитных моментов ($M_{j12}, M_{j23}, M_{j34}$) и мгновенных значений скорости на границах подинтервалов ($\omega_{j1}, \omega_{j2}, \omega_{j3}, \omega_{j4}$). Данные выборки обрабатываются следующим образом:

1) Проверяется выполнение условия идентифицируемости J на данном интервале измерения:

$$|\omega_{j3} - 2\omega_{j2} + \omega_{j1}| > \omega_{\min}, \quad (4)$$

где ω_{\min} - минимальное значение скорости, регистрируемое с заданной точностью (с относительной погрешностью измерения не более 3...5%).

Если условие (4) не выполняется, то оценка J на данном интервале прекращается, в противном случае обработка выборки продолжается.

2) Вычисляются оценки момента инерции \hat{J} , момента нагрузки \hat{M}_{lj} , скорости в конце третьего подинтервала $\hat{\omega}_{j4}$ и обобщенный показатель точности вычислений $\delta\omega_j$ по уравнениям:

$$a_1 = \omega_{j3} - \omega_{j2}; \quad a_2 = \omega_{j2} - \omega_{j1}; \quad a = a_1 - a_2;$$

$$b = M_{j23} - M_{j12}; \quad c = b/a;$$

$$\hat{J} = c \cdot T_j; \quad \hat{M}_{lj} = M_{j23} - c \cdot a_1; \quad \hat{\omega}_{j4} = \omega_{j3} + (M_{j34} - \hat{M}_{lj})/c;$$

$$\delta\omega_j = \begin{cases} \left| \frac{\hat{\omega}_{j4} - \omega_{j4}}{\omega_{j4} - \omega_{j3}} \right|, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} \neq 0; \\ \delta\omega_{j\max}, & \text{если } \omega_{j4} - \omega_{j3} = 0, \end{cases}$$

где T_j - продолжительность подинтервала оценки J .

Обобщенный показатель точности вычислений, выполняемых по результатам замеров на первых двух подинтервалах оценки J , представляет собой отношение разности вычисленной и измеренной скорости в конце третьего подинтервала к приращению скорости на этом подинтервале.

3) Выполняется ограничение оценки J в пределах уставок его минимального и максимального значений (J_{\min}, J_{\max})

$$\hat{J} = \begin{cases} J_{\min}, & \text{если } \hat{J} < J_{\min}; \\ J_{\max}, & \text{если } \hat{J} > J_{\max}. \end{cases}$$

4) Выполняется алгоритм автономной фильтрации оценки момента инерции с помощью дискретного фильтра Калмана 1-го порядка:

$$\hat{J}_f = (1 - k_f) \hat{J}_{f0} + k_f \hat{J},$$

где \hat{J}_f, \hat{J}_{f0} - выходные сигналы фильтра на текущем и предыдущем циклах вычисления; $k_f \in [0..1]$ - весовой коэффициент фильтра, в общем случае являющийся функцией обобщенного показателя точности вычислений $\delta\omega_j$ (чем больше $\delta\omega_j$, тем меньше k_f). Рациональные функции $k_f(\delta\omega_j)$ были подобраны эмпирически в процессе модельного эксперимента по критерию, учитывающему противоречащие друг другу показатели быстродействия и помехоустойчивости алгоритма оценки J .

3. Автономная оценка момента нагрузки \hat{M}_l выполняется асинхронно с алгоритмом оценки J по уравнению:

$$\hat{M}_l = (M_e + M_{e0})/2 - \hat{J}_f(\omega_e - \omega_{e0})/T_m, \quad (5)$$

где $M_e, \omega_e, M_{e0}, \omega_{e0}$ - эквивалентные (усредненные на интервале оценки M_l) значения электромагнитного момента и скорости на текущем и предыдущем интервалах оценки M_l ; T_m -

продолжительность интервала оценки M_l .

Уравнение (5) дает точную оценку усредненного на интервале измерения значения M_l в случае, если M и M_l изменяются равноускоренно или постоянны. Для прочих условий изменения M и M_l (5) дает приближенную оценку. Точная оценка может быть получена с помощью уравнения, записанного относительно мгновенных значений скорости (ω, ω_0), на границах интервала оценки M_l :

$$\hat{M}_l' = M_e - \hat{J}_f(\omega_e - \omega_{e0})/T_m. \quad (6)$$

Однако, исследования показали, что использование (6) дает более точные результаты в сравнении с (5) только в идеальном случае отсутствия шума в канале измерения скорости и вычисления электромагнитного момента. В реальных условиях зашумленности сигналов с датчика скорости и вычислителя момента вычисления по (5) оказываются более помехоустойчивыми.

Заметим, что алгоритм оценки J предполагает наличие информации о мгновенных значениях скорости на границах подинтервалов оценки. Импульсные устройства обработки сигналов датчиков положения позволяют получить точную информацию о мгновенном положении вала двигателя φ в дискретные моменты времени, в общем случае асинхронные по отношению к тактовому периоду системы управления приводом, и скорость вала, как правило, усредненную на определенном интервале времени, который не может быть меньше интервала дискретности измерения положения. Оценки мгновенных значений скорости на границах интервалов измерения положения могут быть получены на основе решения дискретных уравнений механической части привода [7], записанных для двух последовательных интервалов измерения, относительно скорости и момента нагрузки в конце последнего интервала:

$$\begin{aligned} \omega_k &= \frac{1}{2T}(3\varphi_k - 4\varphi_{k-1} + \varphi_{k-2}) + \frac{T}{4J}(M_{k-1} - M_{k-2}); \\ M_{ik} &= \frac{J}{T^2}(-\varphi_k + 2\varphi_{k-1} - \varphi_{k-2}) + \frac{1}{2}(M_{k-1} + M_{k-2}), \end{aligned} \quad (7)$$

где $M_{k-2}, M_{k-1}, \varphi_{k-2}, \varphi_{k-1}, \varphi_k$ - значения электромагнитного момента и положения вала в дискретные моменты времени t_{k-2}, t_{k-1}, t_k ; T - период дискретности измерения положения вала.

Непосредственное применение (7) для расчета мгновенных значений скорости в определенные моменты времени затрудняется тем, что для некоторых типов датчиков положения (в частности, инкрементальных) тактовые импульсы датчика приходят асинхронно тактовым импульсам системы управления и требуются дополнительные меры, чтобы рассчитать точное угловое положение вала в момент прихода тактового импульса системы управления. Это существенно усложняет расчетный алгоритм.

Более эффективным, в этом случае, может оказаться метод приближенного расчета мгновенного значения скорости, основанный на разнесении интервалов измерения скорости (T_ω) и подинтервала оценки J таким образом, чтобы во всех

режимах работы выполнялось условие: $T_\omega \ll T_j$. Очевидно, что этот метод предъявляет повышенные требования к числу меток датчика положения, при этом он намного проще расчетного метода и абсолютно независим от параметров механической части привода.

Соответствующий выбор параметров автономного фильтра обеспечивает работоспособность и монотонный характер процессов в контуре оценки J даже в условиях высокого уровня зашумленности каналов измерения (вычисления) скорости и электромагнитного момента.

Особенностью предложенного алгоритма оценки J является то, что вычисление J может выполняться в обычных режимах работы привода, то есть без внедрения в привод специального тестового сигнала, применяемого, в частности, в режиме предварительной автонастройки с целью максимально ускорить выполнение этой процедуры. В данном случае в процессе обработки выборок переменных алгоритма оценки J автоматически выделяются такие интервалы оценки, на которых J идентифицируема. Как правило, это динамические режимы работы привода, вызываемые изменением задания по скорости. Остальные интервалы просто игнорируются.

Другой особенностью предложенного алгоритма является то, что расчет параметров базового элемента механики, который может представлять собой только часть сложной механической системы, производится абсолютно автономно. Тем самым обеспечивается простота поэтапной настройки привода, управляющего сложной механической системой.

Адаптация к изменению постоянной времени ротора

В основу алгоритма адаптации привода к температурному изменению активного сопротивления ротора R_r и связанному с ним изменению T_r положен энергетический подход [8], в котором используется взаимосвязь между потокоцеплением и реактивной мощностью АД, вычисляемой по информации о напряжениях и токах статора. В сравнении с методами оценки T_r , основанными на построении расширенных и билинейных наблюдателей состояния АД, он существенно проще, инвариантен к R_s , автономен относительно других элементов системы управления. В сравнении с другим чувствительным к R_s методом адаптации, основанным на вычислении ЭДС ротора по уравнению статорной цепи, энергетический подход

может применяться в приводах без датчика скорости/положения и обеспечивает работоспособность алгоритма адаптации вплоть до нулевой скорости вала.

Связь между потокоцеплением ротора и мгновенной реактивной мощностью АД может быть получена с помощью совместного решения уравнения реактивной мощности и уравнений Парка-Горева в следующем виде:

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_r}{dt} \Psi_r, \quad (8)$$

$$q = \frac{3}{2} \bar{U}_s \times \bar{I}_s; \quad (9)$$

где q - мгновенная реактивная мощность АД; ω_i - мгновенная частота вращения вектора тока статора.

При условии соблюдения закона $\Psi_r = \text{const}$, который, как правило, реализуется в первой зоне регулирования скорости векторных систем управления приводом, будем иметь:

$$\frac{2}{3}q = \sigma L_s I_s^2 \omega_i + \frac{1}{L_r} \Psi_r^2 \omega_\psi. \quad (10)$$

Заметим, что (9) и (10) не зависит от R_s, R_r, ω_r .

Оценка ω_i может выполняться по известной информации об угловом положении вектора тока статора. Однако, на основании того, что процессы формирования управляющих воздействий разнесены по времени с относительно медленными

процессами теплового изменения T_r и, соответственно, с требуемой динамикой контура адаптации, допустимо принять

$\omega_i = \omega_\psi$, что, строго говоря, выполняется только в установившихся режимах работы привода.

При пренебрежении индуктивностями рассеяния статора и ротора уравнение (8) вырождается в уравнение вида:

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi + \frac{\omega_r}{R_r} \frac{d\Psi_m}{dt} \Psi_m,$$

или при условии $\Psi_m = \text{const}$:

$$\frac{2}{3}q = \frac{1}{L_m} \Psi_m^2 \omega_\psi,$$

где Ψ_m - потокоцепление цепи намагничивания.

Оценка $T_r(R_r)$ формируется на выходе регулятора по отклонению либо в разомкнутом контуре вычислений на основании обработки информации о потокоцеплении ротора (реактивной мощности), рассчитываемых двумя различными способами по уравнениям (9), (10) и уравнениям роторной цепи системы (1).

Согласно уравнениям роторной цепи системы уравнений (1) необходимым условием идентифицируемости T_r является наличие хотя бы небольшой активной составляющей тока статора. В связи с этим, при $I_q < I_{q \text{ пор}}$, где $I_{q \text{ пор}}$ - некоторое пороговое значение активной составляющей тока статора, действие алгоритма адаптации прекращается и T_r сохраняет свое значение неизменным.

Техническая реализация и результаты экспериментальных исследований

Реализованный на основе рассмотренных принципов управления преобразователь частоты включает трехфазный неуправляемый выпрямитель с управляемым безконтактным предзарядом емкости звена постоянного напряжения, IGBT-инвертор с модулем торможения, систему векторного управления приводом, выполненную на базе двух 16-ти разрядных микроконтроллеров ADMC401 и FujitsuMB90F598.

Экспериментальные исследования проводились на математической модели привода и на лабораторной установке, включающей преобразователь частоты (380 В, 11/18 А) с векторной системой управления, ряд асинхронных двигателей мощностью 3 и 4 кВт, оснащенных импульсными датчиками положения с числом меток от 1000 до 50000, нагрузочный агрегат мощностью 4 кВт, комплект контрольно-измерительной аппаратуры, KITADMC401, персональный компьютер для обработки информации.

На рис. 4 представлены временные диаграммы процессов в скорости и токе фазы статора, полученных на экспериментальной установке в режимах реверса привода, сброса и наброса небольшого задания по скорости.

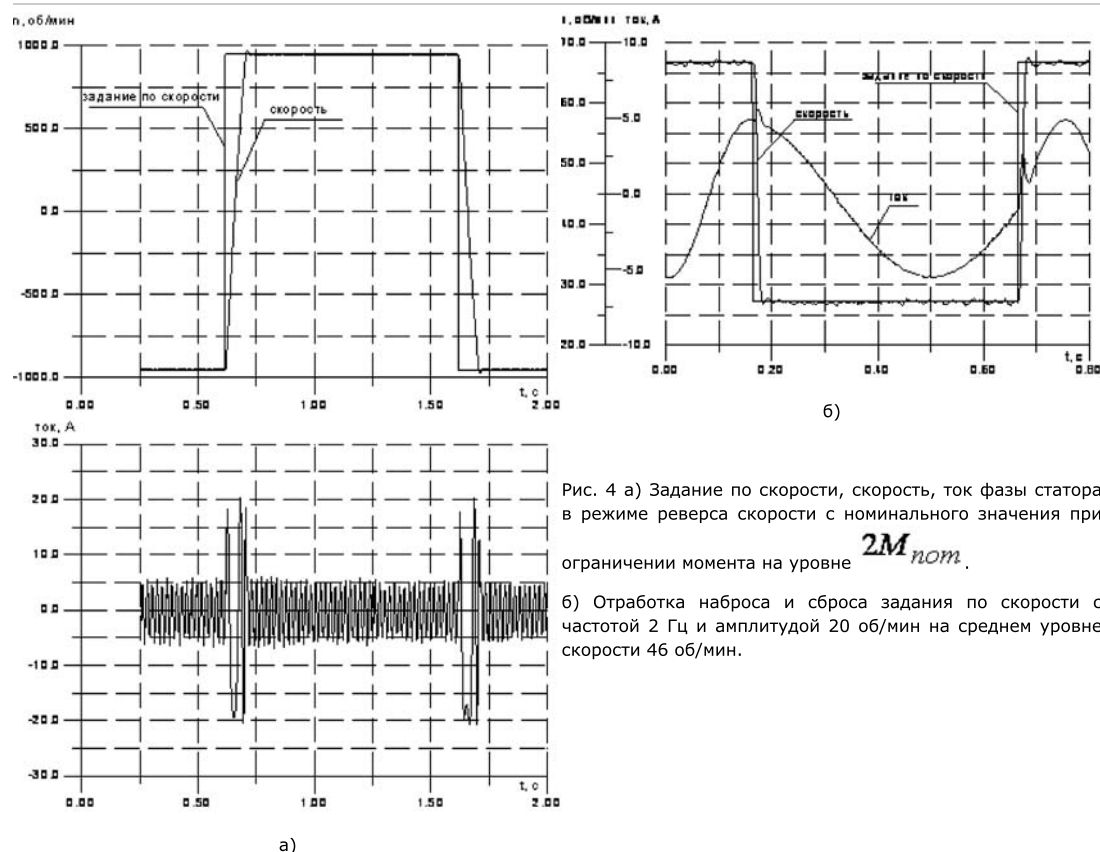


Рис. 4 а) Задание по скорости, скорость, ток фазы статора в режиме реверса скорости с номинального значения при ограничении момента на уровне $2M_{nom}$.

б) Отработка наброса и сброса задания по скорости с частотой 2 Гц и амплитудой 20 об/мин на среднем уровне скорости 46 об/мин.

Экспериментально снятая полоса пропускания контура скорости привода: 120 Гц. Диапазон регулирования скорости с датчиком положения 50000 меток: 20000 вниз и 4 вверх от номинальной. В процессе испытаний привод показал нечувствительность своих характеристик к изменению температурного режима работы. Начало серийного производства электропривода запланировано на ООО "Элпри" Чебоксарского электроаппаратного завода: мощности 2-15 кВт (без узла рекуперации энергии в сеть) – 4-й квартал 2002 года; мощности 15-55 кВт (с векторно-управляемым рекуператором энергии в сеть) – середина 2003 года. В заключительной стадии технической реализации находится система цифрового релейно-векторного управления асинхронным электроприводом с улучшенными динамическими свойствами.

Заключение

1. Разработана новая серия асинхронных электроприводов с векторными принципами управления, обладающая функциями адаптации к параметрам роторной цепи, механической части привода, динамическим неидеальностям инвертора и автонастройки параметров системы управления на параметры силового канала привода. Электропривод ориентирован на применение для управления механизмами и технологическими процессами, предъявляющими повышенные требования к динамическим характеристикам и диапазону регулирования скорости.

2. Представленный алгоритм компенсации неидеальностей инвертора напряжения позволил минимизировать влияние задержек переключения и "мертвой" зоны в коммутациях верхнего и нижнего ключей фазы на точность задания напряжения статора и, как следствие, снизить пульсации на малых уровнях скорости и расширить диапазон ее регулирования.

3. Алгоритм автонастройки параметров системы управления, реализованный в виде опции, позволяет на основе формирования в приводе специальных тестовых режимов, реализуемых исключительно внутренними средствами привода, автоматически определять активное сопротивление статора и ротора, индуктивность намагничивания, эквивалентную индуктивность рассеяния статора, момент инерции привода и на их основе рассчитывать все параметры и коэффициенты системы векторного управления.

4. Предложенный алгоритм адаптации к изменению параметров механической части привода, реализованный в виде опции, позволяет осуществлять первоначальную настройку системы управления на момент инерции привода в специальном тестовом режиме работы, а также вычислять момент инерции и момент нагрузки в обычном режиме работы привода, обеспечивая соответствующую настройку системы управления. Этот алгоритм может являться автономно-реализованной частью алгоритма идентификации и управления многомассовой нежесткой механической системой.

5. Алгоритм адаптации к температурному изменению постоянной времени ротора позволяет оценить величину T_r и R_r на основе взаимосвязи между потокоцеплением ротора и мгновенной реактивной мощностью АД, вычисляемой по напряжениям и токам статора, а также выполнить подстройку параметров системы управления по результатам этих оценок.

В результате обеспечивается инвариантность характеристик привода к изменению R_r . Алгоритм прост в реализации, нечувствителен к R_s , не требует информации о скорости ротора, работоспособен вплоть до нулевой скорости.

Литература

1. Новая серия цифровых асинхронных электроприводов на основе векторных принципов управления и формирования переменных / Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибицев А.Н., Монов Д.А. // Электротехника. - 2001. - №12. - с. 25-30.
2. К.П. Ковач, И. Рац. Переходные процессы в машинах переменного тока, М.-Л., Госэнергоиздат, 1963, 744 стр.
3. Архангельский Н.Л., Курнышев Б.С., Виноградов А.Б. Новые алгоритмы в управлении асинхронным электроприводом // Электротехника. - 1991.- №10.- с. 9-13.

4.Архангельский Н.Л., Чистосердов В.Л. Формирование алгоритмов управления в частотно-управляемом электроприводе // Электротехника. – 1994.- №3.- с. 48-52.

5.Асинхронный электропривод общепромышленного назначения с прямым цифровым управлением и развитыми интеллектуальными свойствами / Виноградов А.Б., Чистосердов В.Л., Сибирцев А.Н., Монов Д.А. // Известия вузов. Электромеханика. – 2001. - №3. – с. 60-67.

6.Виноградов А.Б., Монов Д.А., Колодин И.Ю. Автоматизация настройки параметров в асинхронном электроприводе с микропроцессорным управлением // Тез. докл. междунар. научно-техн. конф. Состояние и перспективы развития электротехнологии. – Иваново: 1999.- с. 197.

7.D.B. Izosimov, S.V. Shevtsov, Jae Ok Kim. Novel technique of optimal digital state observer construction for microprocessor-based electrical drive control. Proceedings of the IECON' 95, Orlando, Florida, Nov. 6-10.

8.L.J.Garces. Parameter adaptation for the speed-controlled static ac drive with a squirrel-cage induction motor, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-16, 1980, pp. 173-178.

