

3. Ptitsin S.D. Mezhozernovoi vlagobmen / S.D. Ptitsin, N.I. Filinkov // Mekhanizatsiia i elektrifikatsiia sotsialisticheskogo selskogo khoziaistva. – 1963. – No. 6. – S. 52-53.

4. Sharshunov V.A. Fiziologicheskie, mikrobiologicheskie i khimicheskie protsessy v zerne pri khraneni. – Minsk: Belaruskaia navuka, 2002. – 440 s.

5. Ulrikh N. Izmenenie vlazhnosti khlebov na korni v techenie sutok i uborka kombainom /

N. Ulrikh // Seleksiia i semenovodstvo. – 1956. – No. 3. – S. 25-28.

6. Dlin A.M. Matematicheskaiia statistika v tekhnike. – Moskva: Sovetskaia nauka, 1958. – 465 s.

7. Akivis S.I. Osobennosti sornykh primesei svezheubrannogo zerna // Soobshcheniia i referaty VNIIZ. – 1955. – Vyp. 2. – S. 1823.



УДК 621.3.011.7

А.Ю. Кузнецов, И.Ю. Александров, М.В. Кокшарова

DOI: 10.53083/1996-4277-2024-231-1-106-111 A.Yu. Kuznetsov, I.Yu. Aleksandrov, M.V. Koksharova

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ВНУТРЕННИХ ПАРАМЕТРОВ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

IDENTIFICATION OF INTERNAL PARAMETERS OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC MOTOR

Ключевые слова: асинхронный электродвигатель, частотно-регулируемый электропривод переменного тока с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ).

Важной практической задачей, решение которой необходимо при эксплуатации частотно-регулируемых асинхронных электроприводов с векторным управлением в установках, применяемых в промышленности и сельском хозяйстве, является постоянная идентификация мгновенного значения обобщенного вектора потокосцепления ротора, его модуля, фазового угла, гармонических функций или проекций этого вектора на неподвижные, относительно статора машины, координатные ортогональные оси. Значения параметров асинхронного электропривода используются для определения энергетических режимов работы и расчета механических и электромеханических характеристик электропривода, в том числе по эквивалентным схемам. Современный подход к регулированию асинхронного электропривода через решение задачи косвенной идентификации внутренних параметров асинхронной машины в основном заключается в осуществлении данной идентификации без установки на валу машины вращающихся механических датчиков положения и скорости вращения ротора. Такой подход упрощает технологическое изготовление асинхронной машины и не требует её выполнения с двумя выходными концами вала. Проведен анализ используемых методов идентификации параметров режима работы частотно-регулируемого асинхронного электропривода переменного тока, применяемого в промышленных установках и сельскохозяйственном оборудовании. Разработаны универсальные алгоритмы идентификации проекции обобщенного вектора потокосцепления ротора, скорости и других параметров режима частотно-регулируемой машины при питании от преобразователей частоты с широтно-импульсной модуляцией. Точность регулирования разработанных алгоритмов для частотно-регулируемого асинхронного электропривода определяется точностью измерений статорных напряже-

ний и токов асинхронного двигателя и является особенно высокой при использовании двигателя на механических характеристиках до критического скольжения в диапазоне хорошо описываемых уточнённой формулой Клосса. Разработанные и предложенные алгоритмы идентификации внутренних параметров асинхронного электродвигателя обладают рядом важных особенностей, в том числе позволяющими определять с их помощью необходимых параметров энергетических режимов частотно-регулируемого электропривода переменного тока.

Keywords: asynchronous electric motor, variable frequency AC electric drive with pulse width modulation.

An important practical problem which solution is necessary in the operation of variable frequency asynchronous electric drives with vector control in installations used in industry and agriculture is the constant identification of the instantaneous value of the generalized rotor flux-coupling vector, its modulus, phase angle, harmonic functions or projections of this vector on the orthogonal coordinate axes which are stationary relative to the machine stator. The values of these parameters of the asynchronous electric drive are used to determine the energy modes of operation and to calculate the mechanical and electromechanical characteristics of the electric drive, including equivalent schemes. The modern approach to asynchronous electric drive regulation through solving the problem of indirect identification of internal parameters of the induction machine mainly consists in realization of this identification without installation of rotating mechanical sensors of position and rotor speed on the machine shaft. This approach simplifies the technological manufacturing of the induction machine and does not require its execution with two output ends of the shaft. The paper analyzes the methods used to identify the operating mode parameters of frequency-controlled asynchronous AC electric drive used in industrial plants and agricultural equipment. Universal algorithms of identification of projection of generalized vector of rotor flux-

coupling, speed and other parameters of frequency-controlled machine mode at supply from frequency converters with pulse-width modulation are developed. The accuracy of regulation of the developed algorithms for the frequency-controlled asynchronous electric drive is determined by the accuracy of measurements of stator voltages and currents of the induction motor and is especially high when the motor is used on me-

chanical characteristics up to the critical slip in the range well described by the refined Kloss equation. The developed and proposed algorithms of identification of internal parameters of induction motor have a number of important features including those that allow determining with their help all the necessary parameters of energy modes of frequency-controlled AC electric drive.

Кузнецов Андрей Юрьевич, к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО Новосибирский ГАУ, г. Новосибирск, Российская Федерация, e-mail: montesuma2016@yandex.ru.

Александров Игорь Юрьевич, к.т.н., доцент, ФГБОУ ВО Алтайский ГАУ, г. Барнаул, Российская Федерация, e-mail: ig.aleksandrov@mail.ru.

Кокшарова Марина Васильевна, к.п.н., доцент, ФГБОУ ВО Алтайский ГАУ, г. Барнаул, Российская Федерация, e-mail: koksharova70@mail.ru.

Kuznetsov Andrey Yurevich, Cand. Tech. Sci., Assoc. Prof., Novosibirsk State Agricultural University, Novosibirsk, Russian Federation, e-mail: montesuma2016@yandex.ru.

Aleksandrov Igor Yurevich, Cand. Tech. Sci., Assoc. Prof., Altai State Agricultural University, Barnaul, Russian Federation, e-mail: ig.aleksandrov@mail.ru.

Koksharova Marina Vasilevna, Cand. Pedagogic Sci., Assoc. Prof., Altai State Agricultural University, Barnaul, Russian Federation, e-mail: koksharova70@mail.ru.

Введение

С целью определения постоянных значений параметров асинхронного электродвигателя подробно разработана теория электропривода [1, 2] и предложены методики расчетов статических и динамических характеристик, которые позволяют анализировать энергетические режимы работы асинхронной машины и её электромеханические особенности. Тенденции развития современных новейших технологий применения регулируемых асинхронных электроприводов настойчиво обязывают повышение требований к динамическим показателям регулирования, достижение которых невозможно без постоянного прямого или косвенного измерения внутренних параметров асинхронного электропривода с векторным управлением.

При практической реализации идентификации в последние годы всё более широко применяются бездатчиковые способы распознавания модуля и угла поворота обобщённого вектора потокосцепления ротора. В этом случае вычисление $\bar{\Psi}_r$ проводится косвенным путём через измеряемые переменные угловой скорости, напряжения на выходе инвертора и тока статора [3]. Такой подход в построении системы управления, безусловно, усложняет электронные вычисления, но это не ведёт к существенному удорожанию привода по сравнению с установкой специальных датчиков магнитного потока на электродвигателе.

В свою очередь качественная при косвенном способе идентификация обобщённого вектора потокосцепления ротора в значительной степени определяется точностью измерений электромеханических переменных при работе асинхронного электродвигателя и заданным диапа-

зоном регулирования привода. Часть этих параметров в ходе работы электродвигателя при изменении теплового и нагрузочного режимов изменяются в 1,3-1,5 раза [3]. Кроме того, точная идентификация внутренних параметров асинхронного электродвигателя необходима для первоначальной настройки систем авторегулирования электропривода, обеспечивая высокую жесткость электромеханических и рабочих характеристик во всех энергетических режимах и диапазонах сброса и наброса нагрузки.

В последнее время ведутся исследования по разработке идентификаторов потокосцепления и скорости для асинхронного электропривода с частотным управлением с использованием наблюдающих устройств, в которых также контролируются статорные токи и напряжения. Сами же идентификаторы представляют собой самонастраивающиеся системы автоматического управления, которые строятся на основе интеграторов, где входные сигналы являются разностью между измеренными и оценочными значениями переменных состояния асинхронной машины. Такой способ идентификации, достаточно широко описанный в литературе [4], характеризуется определенной сложностью, вызванной непрерывным интегрированием в реальном времени, и выполнением громоздких математических вычислений при высоком порядке наблюдателя, а также повышенной чувствительностью к интервалу дискретности представления информации об измеряемых переменных состоянии электродвигателя. При этом значения используемого интервала дискретности в значительной степени влияют на точность, быстроту действия и устойчивость работы таких идентификаторов.

Еще один важный недостаток способов идентификации магнитного потокосцепления связан с влиянием системы управления электроприводом на точность идентификации потокосцеплений асинхронной машины [5]. Как известно, при эксплуатации частотно-регулируемого асинхронного электропривода возможны изменения настройки контуров регулирования потокосцепления и тока электропривода, обусловленные как некачественной первоначальной их настройкой, так и тепловыми изменениями внутренних параметров статора и ротора электродвигателя [6-8] или собственных параметров автоматических регуляторов [1].

Цель исследования представляет собой разработку эффективных алгоритмов идентификации обобщенного вектора потокосцепления ротора Ψ_r , для которых присущи техническая простота и доступность исходных измерений параметров режима работы частотно-регулируемого электродвигателя (частоты вращения, статорных токов и напряжений) и одновременно ис-

ключение недостатков влияния систем управления и тепловых уходов.

Для достижения поставленной цели необходимо решение ряда научно-технических **задач**:

- 1) провести математический анализ электромагнитных состояний короткозамкнутого асинхронного электродвигателя с частотным управлением;
- 2) выполнить математический анализ электромагнитных процессов асинхронного электродвигателя;
- 3) предложить алгоритмы идентификации параметров режима магнитно-ненасыщенный асинхронной машины.

Материалы и методы

Проанализируем электромагнитные процессы частотно-регулируемого короткозамкнутого асинхронного электродвигателя при питании от преобразователя частоты. Эти процессы в системе относительных единиц для машин переменного тока описываются следующей системой дифференциальных уровней:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + (L_{\sigma s} + kL_{\sigma r}) \frac{d\bar{I}_s}{dt} + k \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} = R_s \bar{I}_s + L_{\sigma} \frac{d\bar{I}_s}{dt} + k \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} \\ L_m \bar{I}_s &= \bar{\Psi}_r + T \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - j\omega T \bar{\Psi}_r \\ M &= k I_s \Psi_r \sin(\theta_{I_s} - \theta_{\Psi_r}) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где \bar{U}_s и \bar{I}_s – обобщенные векторы статорного напряжения и тока двигателя;

I_s и θ_{I_s} – модуль обобщенно вектора тока и его фазовый угол (аргумент);

M и ω – текущие значения электромагнитного момента и скорости машины;

$R_s, L_{\sigma s}, L_{\sigma r}, L_m$ – параметры схемы замещения асинхронной машины: активное сопротивление статора, индуктивности рассеяния статора и ротора, индуктивность намагничивания соответственно;

j – мнимая единица;

L_{σ}, T, k – суммарная индуктивность рассеяния, электромагнитная постоянная времени ротора и коэффициент приведения ротора, рассчитываемые через параметры схемы замещения.

Для облегчения проведения математического анализа электромагнитных процессов рассмотрим новую переменную величину – обобщенный вектор напряжения ротора \bar{U}_r , которая математически описывается следующей формулой:

$$\bar{U}_r = \frac{d\bar{\Psi}_r}{dt} - kR_r \bar{I}_s = \bar{E}_r - kR_r \bar{I}_s, \quad (2)$$

и определив производную обобщенного вектора потокосцепления ротора, подставим ее значение в первые два уравнения системы (1), что позволит преобразовать эти уравнения к виду:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_s &= \left[\bar{U}_s - (R_s + k^2 R_r) \bar{I}_s - \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right] / k \\ \bar{U}_r &= j\omega \bar{\Psi}_r - \frac{\bar{\Psi}_r}{T} \end{aligned} \right\}, \quad (3)$$

где $\bar{E}_r = j\omega \bar{\Psi}_r$ – обобщенный вектор ЭДС вращения асинхронной машины.

С учетом выражения (2) определим зависимости для проекций $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s и проекций $U_{r\alpha}, U_{r\beta}$ обобщенного вектора напряжения ротора \bar{U}_r на оси неподвижной ортогональной координатной системы « α - β », связанной вещественной осью « α » с магнитной осью фазы « a » статорной обмотки машины:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_r &= U_{r\alpha} + jU_{r\beta} \\ U_{r\alpha} &= E_{r\alpha} - kR_r I_{s\alpha} = \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} - kR_r I_{s\alpha} \\ U_{r\beta} &= E_{r\beta} - kR_r I_{s\beta} = \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - kR_r I_{s\beta} \\ I_{s\alpha} &= I_{sa} \\ I_{s\beta} &= (I_{sa} + 2I_{sb})/\sqrt{3} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Если подставить во второе уравнение из (3) значения обобщенных векторов в форме их записи через ортогональные проекции, а именно $\bar{U}_r = U_{r\alpha} + jU_{r\beta}$ и $\bar{\Psi}_r = \Psi_{r\alpha} + j\Psi_{r\beta}$, и выделить из полученного выражения действительную и мнимую части, то последнее уравнение из (3) приводится к виду системы из двух скалярных алгебраических уравнений:

$$\left. \begin{aligned} U_{r\alpha} &= -\left[\frac{\Psi_{r\alpha}}{T} + \omega\Psi_{r\beta} \right] \\ U_{r\beta} &= \omega\Psi_{r\alpha} - \frac{\Psi_{r\beta}}{T} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Решение этой системы выглядит в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{r\alpha} &= \left(\omega U_{r\beta} + \frac{U_{r\alpha}}{T} \right) / \left(\omega^2 + \frac{1}{T^2} \right) \\ \Psi_{r\beta} &= -\left(\omega U_{r\alpha} + \frac{U_{r\beta}}{T} \right) / \left(\omega^2 + \frac{1}{T^2} \right) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

которое представляет собой описание идентификатора проекций $\Psi_{r\alpha}$ и $\Psi_{r\beta}$ обобщенного вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ на неподвижные ортогональные оси « α - β ».

Идентификатор использует в качестве исходных измеряемых параметров режима и частотно-регулируемого асинхронного электродвигателя частоту вращения ротора ω и проекции $U_{r\alpha}$ и $U_{r\beta}$ обобщенного вектора напряжения ротора машины. Эти проекции вычисляются на каждом временном интервале дискретности цифрового управления из (4) через фазные статорные напряжения U_{sa}, U_{sb} , фазные статорные токи I_{sa}, I_{sb} и внутренние параметры машины.

Аргумент θ_{Ψ_r} , угловая частота ω_{Ψ_r} и модуль Ψ_r обобщенного вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ определяются из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} \theta_{\Psi_r} &= \arctg \left(\frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \right) + [1 - \text{sing}(\Psi_{r\alpha})] \frac{\pi}{2} \\ \omega_{\Psi_r} &= \frac{d\theta_{\Psi_r}}{dt} = \left(\Psi_{r\alpha} \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - \Psi_{r\beta} \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} \right) / (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2) = \\ &= (\Psi_{r\alpha} E_{r\beta} - \Psi_{r\beta} E_{r\alpha}) / (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2) \\ \Psi_r &= (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Значение скорости ω двигателя определяется из зависимости для абсолютного скольжения β двигателя:

$$\omega = \omega_1 - \beta = \omega_{\Psi_r} - \beta = \frac{(\Psi_{r\alpha} U_{r\beta} - \Psi_{r\beta} U_{r\alpha})}{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \quad (8)$$

Подставив значение скорости в систему (6), получим зависимости для вычисления проекций $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ обобщенного вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ через проекции $U_{r\alpha}$, $U_{r\beta}$ обобщенного вектора напряжения ротора, но без использования информации о текущей скорости ω машины:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{r\alpha} &= \frac{(\Psi_{r\alpha} U_{r\beta} - \Psi_{r\beta} U_{r\alpha}) U_{r\beta} - \frac{U_{r\alpha} (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)}{T}}{(\Psi_{r\alpha} U_{r\beta} - \Psi_{r\beta} U_{r\alpha})^2 + \frac{(\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^2}{T^2}} (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2) \\ \Psi_{r\beta} &= \left[\frac{(\Psi_{r\alpha} U_{r\beta} - \Psi_{r\beta} U_{r\alpha}) U_{r\alpha} + \frac{U_{r\beta} (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)}{T}}{(\Psi_{r\alpha} U_{r\beta} - \Psi_{r\beta} U_{r\alpha})^2 + \frac{(\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^2}{T^2}} \right] (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Результаты и обсуждения

Система уравнений (9) и уравнение (8) описывают алгоритмы идентификации проекций

обобщенного вектора потокосцепления ротора $\Psi_{r\alpha}$, $\Psi_{r\beta}$ и скорости ω частотно-регулируемой машины. Данные алгоритмы обладают такой

важной особенностью, как использование минимальной исходной информации только о текущих значениях проекций $U_{r\alpha}, U_{r\beta}$ обобщенного вектора напряжения ротора, рассчитываемых через статорные фазные напряжения U_{ra}, U_{rb} и токи I_{sa}, I_{sb} на каждом временном интервале дискретности цифрового управления. Разработанные алгоритмы идентификаторов необходимы для создания частотно-регулируемых асинхронных электроприводов, не использующих при эксплуатации датчики на валу двигателя.

Точность регулирования предложенных алгоритмов будет определяться точностью измерения статорных напряжений и токов двигателя, а также зависит от точности вычисления производных статорных фазных токов $\frac{dI_{sa}}{dt}, \frac{dI_{sb}}{dt}$. Существующие современные быстродействующие и высокоточные датчики напряжения и тока, характеризующиеся временем запаздывания менее 1 мкс и точностью измерения 0,1-0,5%, вполне применимы в устройствах идентификации с предложенными алгоритмами.

В электроприводах с автономными инверторами напряжения с широтно-импульсной модуляцией (АИН-ШИМ) фазные статорные напряжения U_{sa}, U_{sb} машины могут находиться не только в результате их прямого измерения двумя датчиками напряжения, установленными на выходе преобразователя частоты, но и косвенным образом с использованием одного датчика напряжения, устанавливаемого на входе инвертора. Статорные напряжения U_{sa}, U_{sb} машины определяются в функции текущих значений входного напряжения инвертора напряжения U_d и текущей комбинации состояний в последнем открытых и закрытых силовых ключей посредством следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} U_{sa} &= \frac{2}{3} U_d \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right] \cos \left[(m-1) \frac{\pi}{3} \right] \right\} \\ U_{sb} &= \frac{2}{3} U_d \left\{ 1 - \left[\frac{m}{7} \right] \cos \left[(m-1) \frac{\pi}{3} - \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где m – номер состояния силовых ключей и соответствующие этому состоянию значения обобщенного вектора выходного напряжения трехфазного АИН-ШИМ.

Приведенные зависимости не учитывают фронты переключения силовых ключей в инверторах преобразователей на основе АИН-ШИМ и фактические значения сопротивлений ключей в открытом состоянии вследствие их незначительности.

Для снижения уровня пульсаций идентифицируемых сигналов, возникающих от влияния электромагнитных помех при измерении токов и

напряжений, целесообразно осуществлять последующую векторную фильтрацию выходных сигналов идентификаторов [2], в соответствии с формулами:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{r\alpha}(n) &= \frac{[\Psi_{r\alpha}(n) + \Psi_{r\alpha}(n-1)]}{2} \\ \Psi_{r\beta}(n) &= \frac{[\Psi_{r\beta}(n) + \Psi_{r\beta}(n-1)]}{2} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

где $\Psi_{r\alpha}(n), \Psi_{r\beta}(n)$ и $\Psi_{r\alpha}(n-1), \Psi_{r\beta}(n-1)$ – вычисленные сигналы из (6) или (9) соответствующие n и $(n-1)$ временным интервалам дискретности цифрового управления;

$\Psi_{r\alpha}(n)$ и $\Psi_{r\beta}(n)$ – сглаженные выходные сигналы идентификаторов, используемые на n дискретном временном интервале для дальнейших расчетов аргумента θ_{Ψ_r} , модуля Ψ_r и угловой частоты ω_{Ψ_r} обобщенного вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ и скорости ω машины из зависимостей (7) и (8).

Степень векторной фильтрации может быть усилена, если значения $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ вычислять усреднением за два и более последних интервала дискретности управления.

Для функционирования современных асинхронных электроприводов с векторным управлением необходима информация об угловом положении обобщенного вектора потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$, которая на практике используется не непосредственно в качестве идентифицированного аргумента θ_{Ψ_r} этого вектора, а в виде тригонометрических функций: $\cos \theta_{\Psi_r}, \sin \theta_{\Psi_r}$. Эти тригонометрические функции определяются через ранее идентифицированные ортогональные проекции $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ на неподвижные оси координатной системы « α - β » обобщенного вектора потокосцепления $\bar{\Psi}_r$ ротора машины из следующих зависимостей:

$$\left. \begin{aligned} \cos \theta_{\Psi_r} &= \frac{\Psi_{r\alpha}}{(\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^{\frac{1}{2}}} \\ \sin \theta_{\Psi_r} &= \frac{\Psi_{r\beta}}{(\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^{\frac{1}{2}}} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Выводы

Важная особенность предложенных алгоритмов идентификаторов состоит в определении с их помощью всех необходимых параметров режима работы асинхронного электропривода с частотным управлением – ортогональных проекций $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$, аргумента θ_{Ψ_r} , угловой частоты вращения ω_{Ψ_r} обобщенного вектора пото-

косцепления ротора $\bar{\Psi}_r$, ортогональных проекций $E_{r\alpha}, E_{r\beta}$, обобщенного вектора ЭДС ротора \bar{E}_r в неподвижной относительно статора координатной системе « α - β ». При необходимости нахождения перечисленных параметров режима во вращающейся ортогональной координатной системе « x - y », связанной осью « x » с обобщенным вектором потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$, это удаётся осуществлять исходя из предварительно идентифицированных значений проекций $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ данных векторов при использовании выражения (12).

Кроме того, на основе предложенных алгоритмов идентификаторов ортогональных проекций $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ обобщенного вектора потокосцепления ротора и системы уравнений (4) для вычисления ортогональных проекций $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ обобщенного вектора статорного тока через его фазные значения I_{sa}, I_{sb} реализуется по формуле:

$$M = k(\Psi_{r\alpha}I_{s\beta} - \Psi_{r\beta}I_{s\alpha}) \quad (13)$$

идентификатора электромагнитного момента асинхронного электропривода.

В заключение хочется отметить универсальность рассмотренных алгоритмов идентификации параметров работы (потокосцепления ротора, скорости) идеализированной асинхронной машины при питании от любого типа преобразователя, в т.ч. от преобразователей частоты с ШИМ.

Библиографический список

1. Ковчин, С. А. Теория электропривода / С. А. Ковчин, Ю. А. Сабинин. – Санкт-Петербург: Энергоатомиздат, 2000. – 496 с. – Текст: непосредственный.
2. Фираго, Б. И. Теория электропривода / Б. И. Фираго, Л. Б. Павлячик. – Минск: Техноперспектива, 2004. – 527 с. – Текст: непосредственный.
3. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, В. И. Абрамов [и др.]. – Текст: непосредственный // Электротехника. – 1996 – № 10. – С. 18-28.
4. Данилевич, Я. Б. Параметры электрических машин переменного тока / Я. Б. Данилевич, В. В. Домбровский, Е. А. Казовский. – Москва: Наука, 1965. – 339 с. – Текст: непосредственный.
5. Браславский, И. Я. Асинхронный энергосберегающий электропривод / И. Я. Браславский,

3. Ш. Ишматов, В. Н. Поляков. – Москва: Академия, 2004. – 256 с. – Текст: непосредственный.

6. Кузовков, Н. Т. Модальное управление и наблюдающие устройства / Н. Т. Кузовков. – Москва: Машиностроение, 1976. – 184 с. – Текст: непосредственный.

7. Соколовский Г. Г. Электроприводы переменного тока с частотным управлением / Г. Г. Соколовский – Москва: ИЦ «Академия», 2006. – 272 с. – Текст: непосредственный.

8. Шнейнер, Р. Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления / Р. Т. Шрейнер, А. В. Костылев, В. К. Кривовяз, С. И. Шилин. – Екатеринбург: ГОУ ВПО «Рос. Гос. проф.-пед. ун-т», 2008. – 361 с. – Текст: непосредственный.

References

1. Kovchin S.A. Teoriia elektroprivoda / S.A. Kovchin, Iu.A. Sabinin. – Sankt-Peterburg: Energoatomizdat, 2000. – 496 s.
2. Firago B.I. Teoriia elektroprivoda / B.I. Firago, L.B. Pavliachik. – Minsk: Tekhnoperspektiva, 2004. – 527 s.
3. Datskovskii L.Kh. Sovremennoe sostoianie i tendentsii v asinkhronnom chastotno-reguliruемом elektroprivode / L.Kh. Datskovskii, V.I. Rogovoi, V.I. Abramov i dr. // Elektrotehnika. – 1996. – No. 10. – S. 18-28.
4. Danilevich Ia.B. Parametry elektricheskikh mashin peremennogo toka / Ia.B. Danilevich, V.V. Dombrovskii, E.A. Kazovskii. – Moskva: Nauka, 1965. – 339 s.
5. Braslavskii I.Ia. Asinkhronnyi energosberegaiushchii elektroprivod / I.Ia. Braslavskii, Z.Sh. Ishmatov, V.N. Poliakov. – Moskva: Akademiia, 2004. – 256 s.
6. Kuzovkov N.T. Modalnoe upravlenie i nabliudaiushchie ustroistva / N.T. Kuzovkov. – Moskva: Mashinostroenie, 1976. – 184 s.
7. Sokolovskii G.G. Elektroprivody peremennogo toka s chastotnym upravleniem / G.G. Sokolovskii. – Moskva: ITs «Akademiia», 2006. – 272 s.
8. Shneider R.T. Elektromekhanicheskie i teplovye rezhimy asinkhronnykh dvigatelei v sistemakh chastotnogo upravleniia / R.T. Shreiner, A.V. Kostylev, V.K. Krivoviaz, S.I. Shilin. – Ekaterinburg: GOU VPO «Ros. gos. prof.-ped. un-t», 2008. – 361 s.

