

А. В. Волков, Ю. С. Скалько

## Идентификация активных сопротивлений частотно-регулируемого асинхронного электродвигателя при их температурном дрейфе

*Выполнен обзор существующих и предложены новые способы идентификации активных сопротивлений частотно-регулируемого асинхронного двигателя. Произведена оценка точности предложенных способов идентификации применительно для высоковольтного двигателя большой мощности, питаемого от АИН-ШИМ.*

В последнее десятилетие, благодаря массовому производству частотно-регулируемого асинхронного электропривода (ЧРАЭП) и его широкому внедрению в различных отраслях хозяйства, во всем мире и в Украине уделяется большое внимание косвенному определению (идентификации) активных сопротивлений частотно-регулируемого асинхронного двигателя (АД). Идентификация указанных параметров стала актуальной задачей вследствие того, что ее успешное решение позволяет создать высококачественные ЧРАЭП без установки в них датчиков внутри и на валу двигателя, характеризующиеся повышенной эксплуатационной надежностью и относительно высокой точностью регулирования потокосцепления и частоты вращения ротора (скорости) АД в установившихся режимах [1]. Заметим, что без осуществления идентификации активных сопротивлений статора и ротора решение задачи точного регулирования указанных параметров двигателя невозможно, поскольку температурный дрейф значений активных сопротивлений АД (достигающий на практике полуторакратного от их номинального значения и вызванный изменением нагрузочного режима привода или варьированием температуры окружающей среды) вносит значительную погрешность при идентификации этих сопротивлений и приводит, в свою очередь, к ухудшению точности регулирования потокосцепления и скорости двигателя [2].

Рассмотрим существующее состояние вопроса идентификации активных сопротивлений частотно-регулируемого АД из основных работ, посвященных данному вопросу. В частности, в работе [3] определение активных сопротивлений статора и ротора АД осуществляется через предварительное вычисление реактивной мощности двигателя, характеризуясь высокой сложностью вычислений и относительно невысокой точностью идентификации. В статье [4] для идентификации активного сопротивления статора АД, питающегося близкими по форме к синусоидальной статорными токами, используется также предварительное вычисление реактивной мощности двигателя, осуществляемое на основе рассчитанного значения потокосцепления статора. В статье [5] идентификация активного сопротивления АД происходит путем предварительного вычисления произведения обобщенных векторов ЭДС намагничивания и статорного тока двигателя (с учетом того, что данное произведение не зависит от значения указанного сопро-

тивления).

В работе [6] идентификация активного сопротивления статора АД производится посредством общего (совместного) вычислительного алгоритма, задающего одновременно с отмеченной идентификацией также функционирование системы автоматического управления (САУ) электроприводом с ориентацией по обобщенному вектору потокосцепления статора двигателя и внутренним контуром регулирования скольжения. Такое совместное управление усложняет, в целом, техническую реализацию алгоритма идентификации и не позволяет его использовать для САУ, созданных с другими структурами регулирования. При этом значение активного сопротивления ротора выделяется прямо пропорционально изменению идентифицированного значения активного сопротивления статора двигателя, вследствие чего возникает необходимость предварительного экспериментального определения (для каждого типа применяемого двигателя) коэффициента пропорциональности между активными сопротивлениями статора и ротора. В статье [7] идентификация активного сопротивления статора осуществляется в результате градиентного метода решения системы уравнений, описывающих электромагнитные процессы в АД; недостатком данного способа является относительно повышенная сложность вычислений, а также – необходимость непосредственного измерения при этом фазных напряжений ротора (что на практике технически невозможно для короткозамкнутого АД).

В книге [8] предложен способ идентификации активных сопротивлений статора и ротора двигателя, основанный на их расчете через предварительно вычисленные постоянные составляющие модулей обобщенных векторов статорного напряжения и тока для остановленного двигателя. Недостатком данного способа является его ограниченная область применения – только для тех электроприводов, в рабочем цикле которых присутствует (или возможна) кратковременная их остановка, предназначенная для осуществления идентификации активных сопротивлений двигателя. В статье [2] определение активных сопротивлений статора и ротора двигателя выполняется с применением цифровой модели АД. Недостатками данного способа идентификации являются относительно высокая сложность вычислений и (как показали наши собственные исследования) заметное снижение точнос-

ти идентификации активных сопротивлений, потокосцепления и скорости двигателя, вызванное влиянием несинусоидальной формы его статорных токов и напряжений при средних и больших скоростях. Уменьшение точности идентификации активного сопротивления ротора от снижения частоты модуляции силовых ключей инвертора отмечается также в статье [9].

В работах [10–14] определяются только активные сопротивления ротора двигателя. В частности, в статье [10] для этого выводится нейтральная точка трехфазных статорных обмоток АД и создается вторая искусственная нейтральная точка с помощью соединенных в «звезду» трех дополнительных резисторов, подключенных к статорным обмоткам двигателя. При данном способе идентификации контролируется напряжение между двумя упомянутыми нейтральными точками и находится, исходя из формы указанного напряжения, частота зубцовых пульсаций ротора (через которую определяют скорость, а затем и активное сопротивление ротора). Недостатком способа является отмечаемая невысокая точность определения активного сопротивления ротора и скорости двигателя.

В работе [11] определяется активное сопротивление ротора путем использования адаптивной модели с эталонной моделью шестого порядка, что приводит к повышенной сложности вычислений. В статье [12] для определения активного сопротивления ротора применяется нечеткая логика, но при этом идентифицированное значение сопротивления характеризуется отмечаемой низкой точностью при большой вычислительной сложности способа.

В работе [13] идентификация активного сопротивления статора осуществляется через вычисленные значения активной и реактивной мощности, а для идентификации активного сопротивления ротора используется инжекция низкочастотной составляющей в сигнал потокосцепления ротора АД. Также инжекция низкочастотной составляющей потокосцепления применяется и в работе [14]. Из-за указанной инжектированной составляющей потокосцепления увеличиваются пульсации статорного тока АД и возникают дополнительные электрические потери в двигателе, а также технически усложняется автоматическое управление электроприводом (вследствие необходимости подавления при этом низкочастотных колебаний в электромагнитном моменте и скорости двигателя, а также по причине функционирования двигателя на нелинейном участке его кривой намагничивания). В статье [15] также применяется инжекция, но уже – в виде высокочастотной составляющей в опорный сигнал ШИМ. При этом возникает сложность обработки малых высокочастотных сигналов в статорном токе, вызванных инжектированной составляющей.

В работе [16] задача идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД решается без применения инжекции – посредством создания наблюдателя шестого порядка, который (наряду со своей относительной сложностью) требует для своего функционирования дополнительной информации о текущей скорости двигателя. Получение же информации о скорости в электроприводах, в которых отсутствуют

датчики скорости на валу двигателя, на практике представляет значительные технические трудности. В статье [17] для идентификации активных сопротивлений статора и ротора используется тепловая модель двигателя. При этом отмечается, что данный способ применим только в длительных установившихся режимах работы АД, что существенно ограничивает на практике его область применения.

Общим недостатком всех рассмотренных (и большинства других известных) способов идентификации активных сопротивлений статора и ротора частотно-регулируемого АД является значительное снижение точности определения активных сопротивлений статора и ротора двигателя при возрастании степени несинусоидальности формы статорных токов двигателя. Как показали наши собственные исследования, на практике большинство из известных способов оказываются невозможными к применению в ЧРАЭП с АИН-ШИМ при низкой частоте (равной или менее 1 кГц) модуляции силовых ключей инвертора, когда статорные токи (при указанной низкой частоте модуляции) оказываются существенно несинусоидальными. Однако, потребность в идентификации активных сопротивлений и параметров режима (потокосцепления, скорости) АД при таких частотах существует и касается, прежде всего, высоковольтных ЧРАЭП большой мощности, характеризующихся отмеченными низкими частотами модуляции силовых ключей инвертора. При этом, к сожалению, ведущие фирмы-производители высоковольтных ЧРАЭП (Siemens, ABB, Mitsubishi, Allen Bradley и др.) в технических описаниях к своим выпускаемым электроприводам, а также в открытой научно-технической и патентной литературе свои способы идентификации не раскрывают.

Целью статьи является разработка способов идентификации активных сопротивлений АД, функционирующих при низкой частоте модуляции силовых ключей АИН-ШИМ и предназначенных для высоковольтных ЧРАЭП, а также исследование точности определения этими способами активных сопротивлений статора и ротора, потокосцепления ротора и скорости асинхронного двигателя при температурном дрейфе указанных активных сопротивлений АД.

Условимся для идентификации активных сопротивлений АД и его параметров режима (потокосцеплений и скорости) использовать только информацию о текущих мгновенных значениях статорных токов и напряжений двигателя (что присуще ЧРАЭП без датчиков внутри и на валу двигателя). При дальнейших исследованиях представим АД идеализированной асинхронной машиной (в которой в процессе ее функционирования изменяются только активные сопротивления статора и ротора в ее схеме замещения) [8].

Для осуществления идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД разработаны новые способы идентификации, иллюстрируемые функциональной схемой, представленной на рис. 1 и содержащей в своем составе: датчик ЭДС ротора ДЭ, блок идентификации потокосцеплений БИП, вычислители активных сопротивлений статора ВСС и ротора ВСР.

С помощью датчика ЭДС ротора ДЭ косвенным

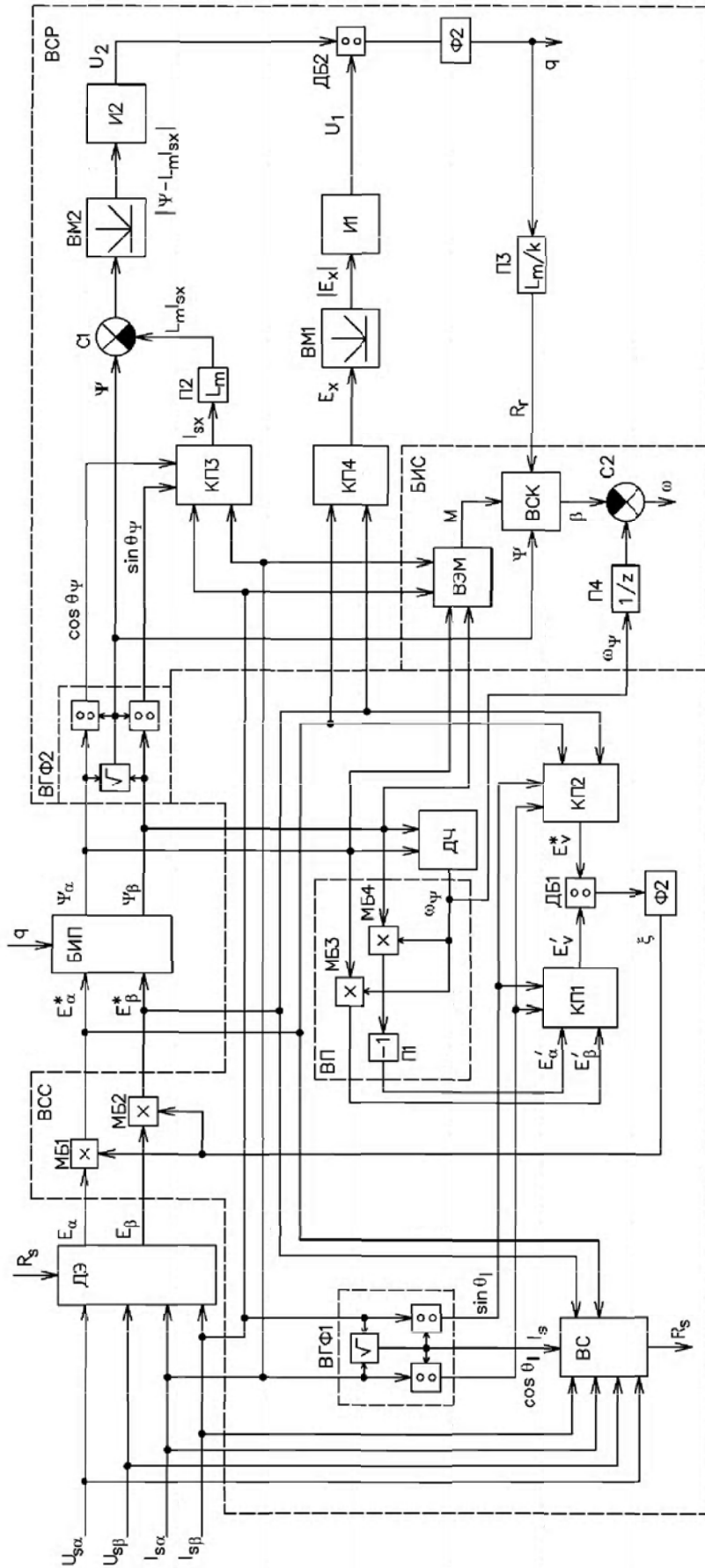


Рис. 1. Функциональная схема, иллюстрирующая идентификацию параметров режима (потокосцепления, скорости) и активных сопротивлений (статора и ротора) асинхронного двигателя

образом по текущим значениям проекций  $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$  и  $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$  обобщенных векторов статорного тока  $\bar{I}_s$  и напряжения  $\bar{U}_s$  на оси неподвижной ортогональной координатной системы « $\alpha - \beta$ » (связанной вещественной осью « $\alpha$ » с геометрической осью статорной обмотки фазы «А» двигателя) вычисляются значения проекций  $E_\alpha, E_\beta$  обобщенного вектора ЭДС ротора АД из соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} E_\alpha &= \frac{1}{k} \left[ U_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - L_\sigma \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right] \\ E_\beta &= \frac{1}{k} \left[ U_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - L_\sigma \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right] \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где  $R_s$  и  $L_\sigma$  – соответственно активное сопротивление статора и суммарная индуктивность рассеяния АД;  $k$  – коэффициент связи ротора.

Полученные значения  $E_\alpha, E_\beta$  проекций ЭДС поступают (через множительные блоки МБ1 и МБ2) на вход блока идентификации потокосцеплений БИП (в качестве которого может быть применено любое известное устройство идентификации потокосцеплений АД через значения его ЭДС – например, из [1, 8]). В упомянутом блоке идентификации определяются текущие значения ортогональных проекций  $\Psi_\alpha, \Psi_\beta$  обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя на оси упомянутой неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ ».

Вычислитель сопротивления статора ВСС состоит из: первого вычислителя гармонических функций ВГФ1, первого и второго координатных преобразователей КП1 и КП2, множительных блоков МБ1 и МБ2, делительного блока ДБ1, фильтра Ф1, датчика частоты ДЧ, вычислителя сопротивления ВС и вычислителя потокосцеплений ВП, содержащего множительные блоки МБ3 и МБ4, пропорциональное звено П1 (с коэффициентом, равным минус 1). Вычислитель сопротивления ротора ВСР содержит: второй вычислитель гармонических функций ВГФ2, координатные преобразователи КП3 и КП4, вычислители модуля ВМ1 и ВМ2, интеграторы И1 и И2, пропорциональные звенья П2 и П3, делительный блок ДБ2 и фильтр Ф2, сумматор С1 и блок идентификации скорости БИС, состоящий из вычислителя электромагнитного момента ВЭМ, вычислителя скольжения ВСК, пропорционального звена П4 и сумматора С2.

### 1. Идентификация активного сопротивления статора двигателя

Учет изменения (из-за влияния температурного дрейфа) активного сопротивления  $R_s$  статорной обмотки двигателя осуществляется через нахождение уточненных значений проекций  $E_\alpha, E_\beta$  обобщенного вектора ЭДС ротора (путем умножения проекций  $E_\alpha,$

$E_\beta,$  вычисленных датчиком ЭДС ротора ДЭ, на корректирующий коэффициент  $\xi$ , определенный на выходе фильтра Ф1):

$$\left. \begin{aligned} E_\alpha^* &= \xi E_\alpha \\ E_\beta^* &= \xi E_\beta \end{aligned} \right\}. \quad (2)$$

Посредством вычислителя гармонических функций ВГФ1 рассчитывают значения тригонометрических функций косинуса и синуса от аргумента  $\theta_I$  обобщенного вектора статорного тока двигателя из соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \sqrt{I_{s\alpha}^2 + I_{s\beta}^2} \\ \cos \theta_I &= I_{s\alpha} / I_s \\ \sin \theta_I &= I_{s\beta} / I_s \end{aligned} \right\}. \quad (3)$$

Определяют уточненное (не зависящее от активного сопротивления статора) значение проекции  $E_v^*$  обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя на ось « $v$ » вращающейся ортогональной координатной системы « $u-v$ », ориентированной осью « $u$ » по обобщенному вектору статорного тока, в виде:

$$E_v^* = E_\beta^* \cos \theta_I - E_\alpha^* \sin \theta_I. \quad (4)$$

Датчиком частоты ДЧ определяется угловая частота  $\omega_\Psi$  обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя из соотношений [8]:

$$\begin{aligned} \omega_\Psi &= \left( \Psi_\alpha \frac{d\Psi_\beta}{dt} - \Psi_\beta \frac{d\Psi_\alpha}{dt} \right) / (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2) = \\ &= (\Psi_\alpha E_\beta^* - \Psi_\beta E_\alpha^*) / (\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2). \end{aligned} \quad (5)$$

Известное соотношение для расчета обобщенного вектора ЭДС ротора  $\bar{E}$  через обобщенный вектор потокосцепления ротора в неподвижной ортогональной системе координат « $\alpha - \beta$ » [8]:

$$\bar{E} = \frac{d\bar{\Psi}}{dt}, \quad (6)$$

преобразуем к неподвижной полярной системе координат:

$$\bar{E} = \frac{d}{dt} \Psi(e^{j\theta_\Psi}) = e^{j\theta_\Psi} \left( \frac{d\Psi}{dt} + j\omega_\Psi \Psi \right), \quad (7)$$

где  $\Psi$  и  $\theta_\Psi$  – модуль и аргумент обобщенного вектора  $\bar{\Psi}$ .

Используя формулу Эйлера, преобразуем выражение (7) к виду:

$$\begin{aligned} \bar{E} &= (\cos \theta_\Psi + j \sin \theta_\Psi) \cdot \left( \frac{d\Psi}{dt} + j\omega_\Psi \Psi \right) = \\ &= \left( \frac{d\Psi}{dt} \cos \theta_\Psi - \omega_\Psi \Psi \sin \theta_\Psi \right) + \\ &+ j \left( \frac{d\Psi}{dt} \sin \theta_\Psi + \omega_\Psi \Psi \cos \theta_\Psi \right). \end{aligned} \quad (8)$$

Из последнего выражения найдем соотношения для расчета проекций вектора ЭДС на оси неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ »:

$$\left. \begin{aligned} E_\alpha &= \frac{d\Psi}{dt} \cos \theta_\Psi - \omega_\Psi \Psi \sin \theta_\Psi, \\ E_\beta &= \frac{d\Psi}{dt} \sin \theta_\Psi + \omega_\Psi \Psi \cos \theta_\Psi \end{aligned} \right\}. \quad (9)$$

Учитывая, что в установившихся режимах работы ЧРАЭП (с любым законом частотного управления), а также для динамических режимов работы при законе с постоянством потокоцепления ротора ( $\Psi \approx const$ ) справедливо условие:  $d\Psi/dt \approx 0$ , – рассчитаем из (9) оценочные значения  $E'_\alpha, E'_\beta$  проекций обобщенного вектора ЭДС ротора в указанных режимах работы двигателя:

$$\left. \begin{aligned} E'_\alpha &= -\omega_\Psi \Psi \sin \theta_\Psi, \\ E'_\beta &= \omega_\Psi \Psi \cos \theta_\Psi \end{aligned} \right\}. \quad (10)$$

Используя значения этих проекций, вычислим с учетом (4) посредством координатного преобразователя (КП1) оценочное значение  $E'_v$  проекции обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя на ось « $v$ » вращающейся ортогональной координатной системы « $u-v$ » из соотношения:

$$E'_v = E'_\beta \cos \theta_I - E'_\alpha \sin \theta_I. \quad (11)$$

Согласно векторной диаграмме обобщенных векторов  $\bar{U}_s, \bar{E}$  и  $\bar{I}_s$ , представленной на рис. 2, значение данной проекции  $E'_v$  вектора ЭДС ротора  $\bar{E}$  не зависит от сопротивления статора (т. к. ось « $v$ » перпендикулярна вектору  $R_s \bar{I}_s$ ).

Значение корректирующего коэффициента  $\xi$  определяют на выходе делительного блока ДБ1 (после сглаживания и выделения постоянной составляющей фильтром Ф1) в виде частного от деления упомянутых уточненной и оценочной проекций обобщенного вектора ЭДС ротора на ось « $v$ » вращающейся ортогональной координатной системы « $u-v$ »:

$$\xi = E_v^* / E'_v. \quad (12)$$

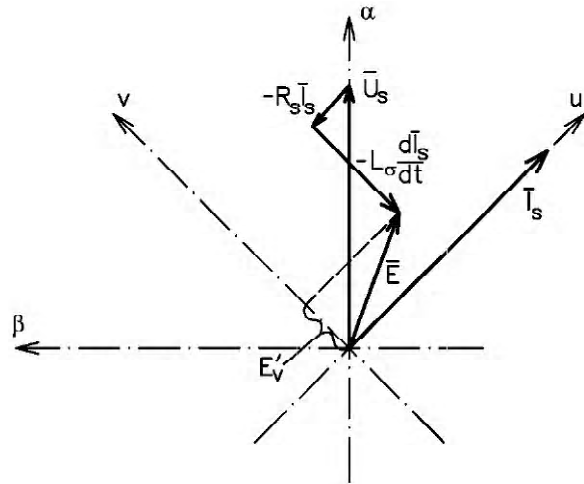


Рис. 2. Векторная диаграмма АД

Искомое активное сопротивление статора  $R_s$  находится из соотношения:

$$R_s = \frac{1}{I_s} \left[ \left( kE'_\alpha - U_{s\alpha} - L_\sigma \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right)^2 + \left( kE'_\beta - U_{s\beta} - L_\sigma \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right)^2 \right]^{1/2}, \quad (13)$$

(где  $I_s$  – модуль обобщенного вектора статорного тока  $\bar{I}_s$ ) и используется в датчике ДЭ для уточненного вычисления из соотношений (1) проекций  $E_\alpha, E_\beta$  ЭДС ротора АД.

## 2. Идентификация активного сопротивления ротора двигателя

Перейдем к записи обобщенного вектора ЭДС ротора из неподвижной системы координат (7) во вращающуюся, умножив все члены выражения из (7) на поворотный множитель  $e^{-j\theta_\Psi}$ :

$$\begin{aligned} \bar{E} &= E_x + jE_y = e^{j\theta_\Psi} \left( \frac{d\Psi}{dt} + j\omega_\Psi \Psi \right) \times \\ &\times e^{-j\theta_\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} + j\omega_\Psi \Psi \end{aligned} \quad (14)$$

Из (14) получим соотношения для расчета проекций обобщенного вектора ЭДС:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= \frac{d\Psi}{dt}, \\ E_y &= \omega_\Psi \Psi \end{aligned} \right\}. \quad (15)$$

Для математической модели АД, составленной во вращающейся ортогональной координатной системе «х-у», ориентированной осью «х» по обобщенному вектору потокосцепления  $\bar{\Psi}$  ротора, справедливы соотношения [8]:

$$\left. \begin{aligned} L_m I_{sx} &= \Psi + T \frac{d\Psi}{dt}, \\ L_m I_{sy} &= \beta z T \Psi \end{aligned} \right\}, \quad (16)$$

где  $I_{sx}$  и  $I_{sy}$  – намагничивающая и активная проекции статорного тока АД соответственно;  $\beta$  и  $z$  – частота скольжения и число пар полюсов двигателя;  $L_m$  и  $T$  – индуктивность намагничивания и электромагнитная постоянная времени ротора двигателя соответственно.

С учетом первого соотношения в (15) определим из (16) обратное значение  $q$  постоянной времени ротора  $T$  двигателя в виде:

$$q = \frac{1}{T} = \frac{E_x}{L_m I_{sx} - \Psi}. \quad (17)$$

При этом посредством вычислителя ВГФ2 рассчитывают гармонические функции от аргумента  $\theta_\Psi$  обобщенного вектора потокосцепления ротора в виде:

$$\left. \begin{aligned} \Psi &= \sqrt{\Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2}, \\ \cos \theta_\Psi &= \Psi_\alpha / \Psi, \\ \sin \theta_\Psi &= \Psi_\beta / \Psi \end{aligned} \right\}, \quad (18)$$

а с помощью координатных преобразователей КПЗ и КП4 определяют проекции обобщенного вектора ЭДС ротора и статорного тока двигателя на ось «х» вращающейся ортогональной координатной системы «х-у» из соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} E_x &= E_\alpha \cos \theta_\Psi + E_\beta \sin \theta_\Psi, \\ I_{sx} &= I_{s\alpha} \cos \theta_\Psi + I_{s\beta} \sin \theta_\Psi \end{aligned} \right\}. \quad (19)$$

Для исключения в (17) возможного деления на ноль, а также для получения сглаженной формы выходного сигнала  $q$  предварительно рассчитывают на выходе интеграторов И1, И2 интегралы  $U_1$ ,  $U_2$  по времени (за одинаковый временной интервал  $\tau$ ) от абсолютных значений числителя и знаменателя в виде:

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= \int_0^\tau |E_x| dt, \\ U_2 &= \int_0^\tau |\Psi - L_m I_{sx}| dt \end{aligned} \right\}, \quad (20)$$

а значение  $q$  (обратное электромагнитной постоянной времени ротора двигателя) определяют (после сглаживания фильтром Ф2) в виде частного от деления указанных интегралов:

$$q = 1/T = U_1/U_2. \quad (21)$$

Через вычисленное значение  $q$  пропорциональным звеном ПЗ определяется активное сопротивление ротора:

$$R_r = qL_m/k, \quad (22)$$

которое далее используется для уточненного определения скорости АД.

### 3. Идентификация скорости двигателя

Идентификация электромагнитного момента  $M$  осуществляется посредством вычислителя ВЭМ из соотношения [8]:

$$M = \frac{3}{2} z k (\Psi_\alpha I_{s\beta} - \Psi_\beta I_{s\alpha}), \quad (23)$$

а частоты скольжения  $\beta$  – с помощью вычислителя скольжения ВСК из выражения:

$$\beta = 2R_r M / 3z^2 \Psi^2. \quad (24)$$

Причем, выражение (24) получено из второго соотношения в (16) после умножения левой и правой частей этого соотношения на одинаковый множитель, равный:  $(3zk\Psi/2)$ .

Исходя из полученных значений частоты скольжения  $\beta$  и угловой частоты  $\omega_\Psi$  обобщенного вектора потокосцепления ротора, блоком БИС определяется скорость  $\omega$  двигателя из зависимости [8]:

$$\omega = (\omega_\Psi/z) - \beta. \quad (25)$$

### 4. Исследование точности идентификации активных сопротивлений статора и ротора, потокосцеплений и скорости двигателя

Для проведения указанных исследований была создана имитационная модель высоковольтного ЧРА-ЭП с АИН-ШИМ с векторной системой автоматического управления, в которой применяются разработанные авторами способы идентификации активных сопротивлений статора и ротора АД и основанные на них вычисления потокосцеплений ротора и скорости двигателя. Модель учитывает дискретные свойства силовых ключей выпрямителя и инвертора (с частотой модуляции силовых ключей последнего, равной 500 Гц), а также временную дискретность (равную 10 мкс) цифровой реализации автоматического управления электроприводом и идентификации параметров двигателя. Расчеты на модели проводились для пара-

метров электродвигателя 4АРМП (мощностью 1600 кВт, напряжением 6 кВ) и высоковольтного преобразователя частоты (с АИН-ШИМ) типа ПЧ-ТТП-200-6к-50, разработанного и изготовленного в ОАО НИИ «Преобразователь», г. Запорожье.

На созданной имитационной модели при изменении активных сопротивлений обмоток статора и ротора АД (в диапазоне от номинального до 1,5-кратного их значения за интервал времени от 0,1 до 0,2 с) рассчитаны графики (показанные на рис. 3 и рис. 4) реальных и идентифицированных значений проекций  $\Psi_\alpha, \Psi_\beta$  потокосцепления ротора, скорости щ двигателя и активных сопротивлений  $R_s$  и  $R_r$  для различных режимов работы электропривода (разгона, торможения и установившегося режима при разных значениях скорости). На рис. 5 приведены графики, иллюстрирующие функционирование предложенных способов идентификации активных сопротивлений АД в стационарных режимах (при скорости, равной половине от номинальной, на холостом ходу и с номинальной нагрузкой) при значениях активных сопротивлений статора и ротора, увеличенных в 1,2 раза от их номинальных значений. При этом постоянные времени фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  принимались равными 0,05 с, а значения интервалов интегрирования  $\tau$  интеграторов  $I_1$  и  $I_2$  – равными 0,01 с.

Численные результаты исследований точности идентификации: активных сопротивлений статора  $R_s$  и ротора  $R_r$ , потокосцеплений  $\Psi_\alpha, \Psi_\beta$ , скорости  $\omega$ ,

гармонических функций  $\cos \theta_\psi, \sin \theta_\psi$  (от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора), – для рассматриваемого высоковольтного ЧРАЭП (мощностью 1600 кВт) в установившихся и динамических режимах (разгона, торможения, наброса и сброса нагрузки) приведены в табл. 1.

**Выводы**

1. Результаты проведенных исследований свидетельствуют о высокой точности предложенных способов идентификации, которая не хуже точности лучших известных устройств идентификации [6, 9].

2. В отличие от известных способов [13–15], в предложенном способе идентификации активного сопротивления ротора не требуется введение инжектированных составляющих в статорные токи и потокосцепления АД, так как вместо этого для определения указанного активного сопротивления используются естественные пульсации намагничивающей составляющей статорного тока и одной из проекций обобщенного вектора ЭДС ротора двигателя.

3. Разработанные способы идентификации отличаются от известных относительной простотой вычисления и предназначены, в первую очередь, для применения в высоковольтных ЧРАЭП (характеризующихся низкой частотой модуляции силовых ключей инвертора и из-за этого существенно несинусоидальной формой статорных токов двигателя).

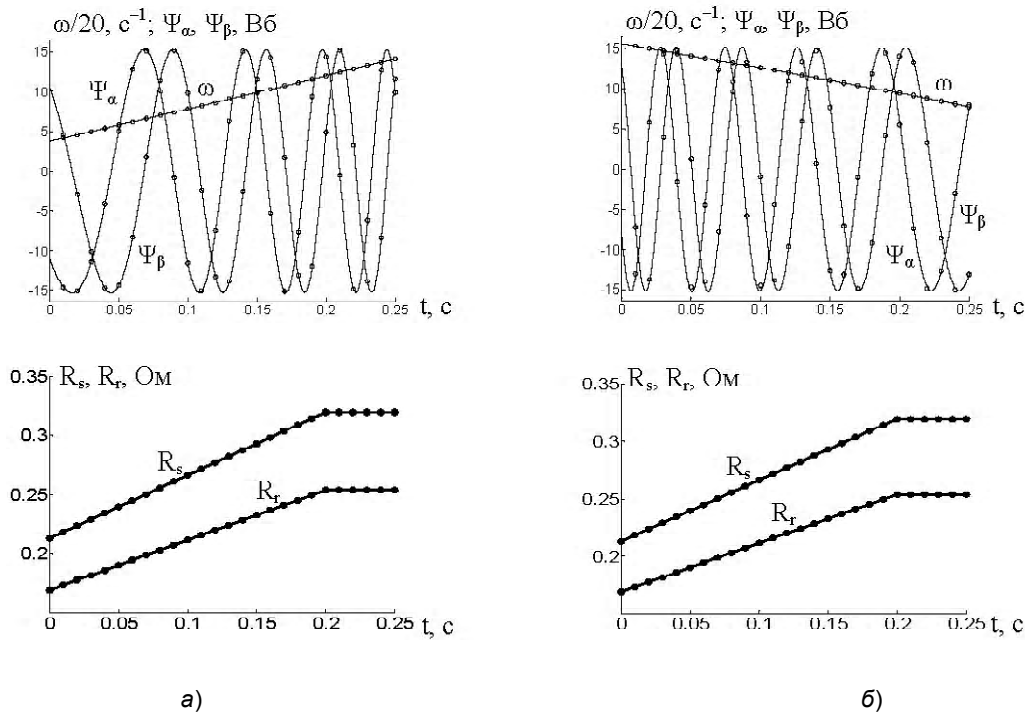


Рис. 3. Графики, иллюстрирующие изменение проекций потокосцепления ротора, скорости и активных сопротивлений статора и ротора АД в динамических режимах (при двукратном токоограничении): а – при разгоне, б – при торможении (сплошной линией показаны идентифицируемые значения, точками – реальные значения)

Таблица 1. Результаты исследования точности идентификации активных сопротивлений и параметров режима частотно-регулируемого АД

Наименование идентифицируемых параметров	Относительная погрешность, %					
	для динамических режимов		для установившихся режимов при скорости			
	разгона	торможения	0	$0,1 \omega_n$	$0,5 \omega_n$	$\omega_n$
Сопротивление статора	1,4	1,4	1,5	1,5	1,2	0,7
Сопротивление ротора	2,4	2,4	2	2	1,7	1,2
Проекции потокосцеплений ротора	0,6	0,6	1,5	1,5	0,85	0,55
Скорость	0,6	0,6	0,15	0,1	0,01	0,01
Гармонические функции от аргумента обобщенного вектора потокосцепления ротора	0,2	0,2	0,1	0,12	0,025	0,02

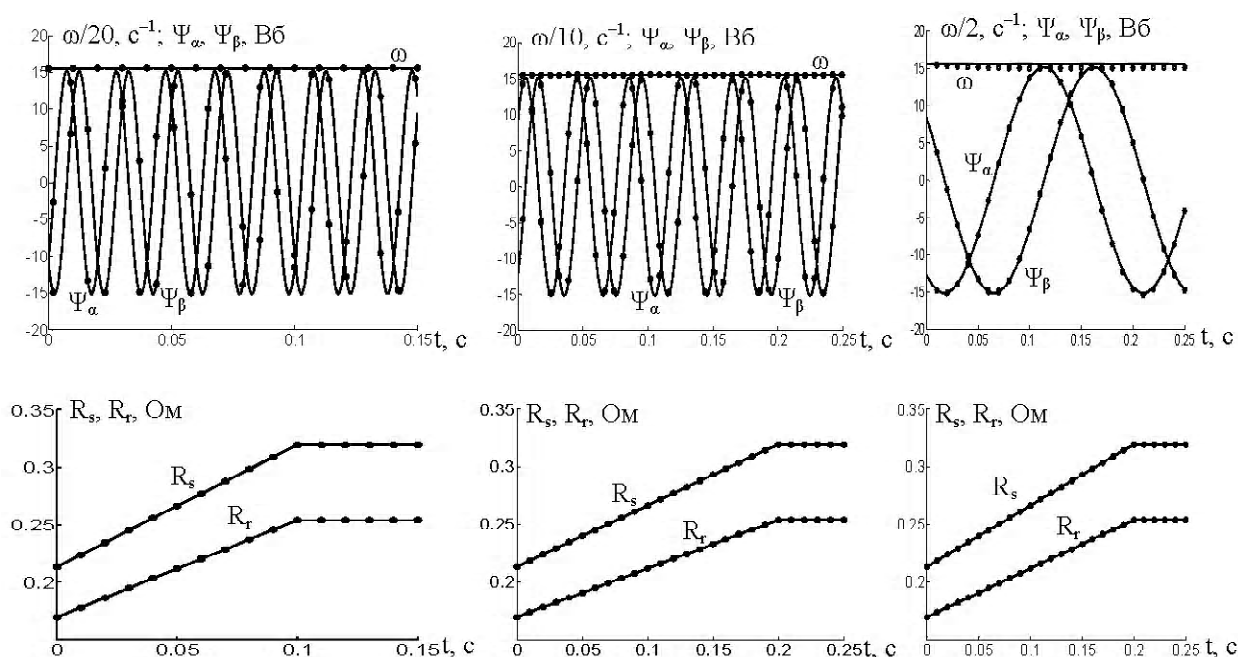


Рис. 4. Графики, иллюстрирующие изменение проекций потокосцепления ротора, скорости и активных сопротивлений статора и ротора АД в установившихся режимах электропривода для разных скоростей при номинальной нагрузке: а – при номинальной; б – при половине от номинальной; в – при 0,1 от номинальной скорости (сплошной линией показаны идентифицируемые значения, точками – реальные значения)

**Перечень ссылок**

1. Дацковский Л. Х. Современное состояние и тенденции в асинхронном частотно-регулируемом электроприводе (краткий аналитический обзор) / Л. Х. Дацковский, В. И. Роговой, В. И. Абрамов [и др.] // Электротехника. – 1996. – №10. – С. 18–28.
2. Бешта А. С. Идентификация координат асинхронного двигателя в условиях дрейфа активных сопротивлений / А. С. Бешта, А. В. Балахонцев, Е. Г. Худой // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 52–64.
3. Urnanand L. Online estimation of stator resistance of an induction motor for speed control applications / L. Urnanand, S. R. Bhat // IEEE Proceedings on Electrical Power Applications. – 1995. – Vol. 142. – №2. – P. 97–103.
4. Holtz J. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification / J. Holtz, J. Quan // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 2002. – Vol. 38. – №4. – P. 1087–1095.
5. Peng F.-Z. Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors / F.-Z. Peng,



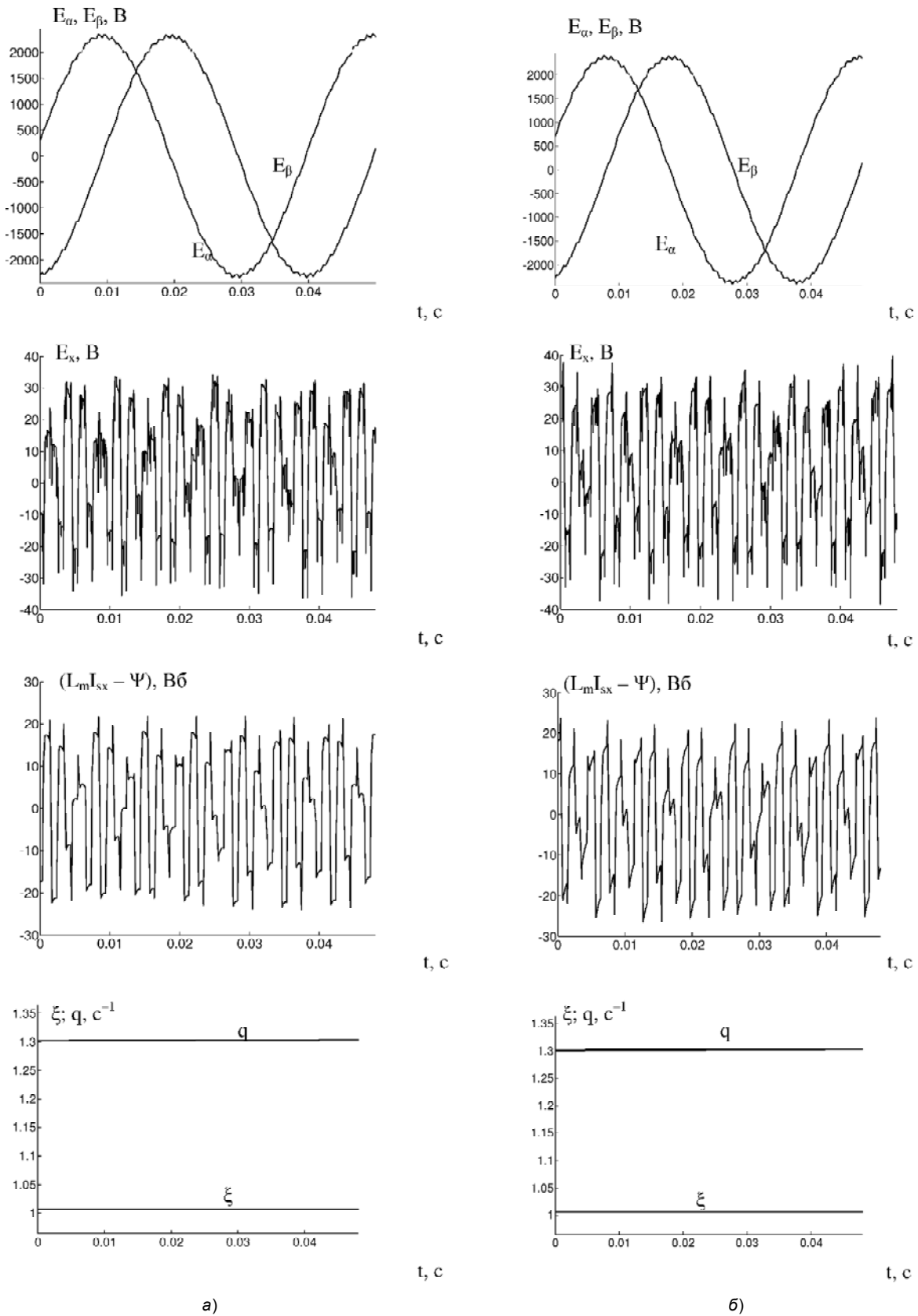


Рис. 5. Временные диаграммы, иллюстрирующие функционирование предложенных способов идентификации активных сопротивлений АД в установившемся режиме работы электропривода (при скорости, равной половине от номинальной): а – на холостом ходу, б – при номинальной нагрузке

- T. Fukao // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1994. – Vol. 30. – № 5. – P. 1234–1240.
6. A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems / R. J. Kerkman, B. J. Seibel, T. M. Rowan, D. Schlegel // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1996. – Vol. 32. – № 3. – P. 585–593.
  7. Ключев О. В. Идентификация координат и параметров асинхронной машины при векторном управлении по цепи ротора / О. В. Ключев, А. В. Садовой, Ю. В. Сохина // Збірник наукових праць Дніпродзержинського Transactions on Industry Applications. – 1990. – Vol. 37. – № 6. – P. 477–482.
  8. Пивняк Г. Г. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией / Г. Г. Пивняк, А. В. Волков. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
  9. Chan C. An Effective Method for Rotor Resistance Identification for High-Performance Induction Motor Vector Control / C. Chan, H. Wang // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1990. – Vol. 37. – № 6. – P. 477–482.
  10. Vaclavek P. AC Induction Machine Speed Observer with Rotor Resistance Adaptation / P. Vaclavek, P. Blaha // 16th IFAC World Congress, Prague. – Vol. 16. – № 1. – 2005.
  11. Beguenane R. MRAC-IFO Induction Motor Control with Simultaneous Velocity and Rotor-Inverse Time Constant Estimation / R. Beguenane, M. Ouhrouche // Proceeding of IASTED International Conference PES'2003. – 2003. – 8 p.
  12. Ta-Cao M. Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives / M. Ta-Cao, H. Le-Huy // Proc. IECON '98. – Germany, 1998. – P. 303–308.
  13. Ha I.-J. An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motor without Rotational Transducers / I.-J. Ha, S.-H. Lee // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47. – № 4. – P. 842–852.
  14. Потапенко Е. М. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя / Е. М. Потапенко, Е. Е. Потапенко, А. В. Соломаха // Матеріали 12-ої міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика-2005». – Харків: НТУ «ХПІ», 2005. – Т.2. – С. 123–124.
  15. Holtz J. Sensorless Control of Induction Machines – With or Without Signal Injection? / J. Holtz // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – № 1. – P. 7–30.
  16. Пересада С. М. Адаптивное оценивание вектора потокосцепления асинхронного двигателя при неизвестных сопротивлениях статора и ротора / С. М. Пересада, С. Н. Ковбаса, В. С. Бовкунович // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – Харків: НТУ «ХПІ», 2008. – № 30. – С. 64–68.
  17. Induction-Motor Sensorless Vector Control with Online Parameter Estimation and Overcurrent Protection / M. J. Duran, J. L. Duran, F. Perez, J. Fernandez // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2006. – Vol. 53. – № 1. – P. 154–161.

Поступила в редакцію 30.12.08 г.

*Виконано огляд існуючих та запропоновано нові способи ідентифікації активних опорів частотно-регульованого асинхронного двигуна. Виконано оцінювання точності запропонованих способів ідентифікації стосовно до високовольтного двигуна великої потужності, що живиться від АІН-ШІМ.*

*Review of known methods is performed and the new identification methods of active resistances of frequency-controlled induction motor are provided. The accuracy estimation of the proposed identification methods with regard to high-voltage motor powered by VSI-PWM is made.*