

сов при значениях момента инерции ОУ 1)  $0,67I_{c0}$ , 2)  $I_{c0}$ , 3)  $1,5I_{c0}$ , подтверждающие работоспособность системы при неизвестных отклонениях момента инерции от его номинального значения в указанном пределе.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрено управление упругой электромеханической системой со следующим составом управляющей системы: ДПТ, датчик тока его якорной цепи, тахогенератор, измеряющий скорость ротора двигателя, и датчики положения и скорости ОУ. Таким образом, в системе пятого порядка измеряются 4 координаты. Для такого соотношения размерностей векторов состояния и измерения предложен метод синтеза оптимальных по быстродействию комбинированных алгоритмов управления с наблюдателем неопределенностей и их компенсацией. Особенностью данной ЭМС является наличие значительного нелинейного трения как на объекте управления, так и на двигателе. Примененное комбинированное управление практически устраняет влияние нелинейного трения. Как показали результаты моделирования, синтезированный алгоритм управления обеспечивает входжение в зону  $\pm 30$  угл. с за  $0,31$  с. Система является астатической по отношению к нагрузке. Она работоспособна при отклонениях момента инерции ОУ в пределах  $0,67 \dots 1,5$  от его номинального значения.

УДК 681.527

Е. В. Душинова, В. И. Левыкина, Е. В. Васильева

## ПРОСТОЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

*Разработан новый алгоритм для оценки потокосцеплений, соответствующих им синхронных скоростей и модулей, работоспособный при всех частотах. Предложенный интегратор двухфазных сигналов прост в вычислительном отношении и обеспечивает высокую точность оценки указанных переменных.*

### ВВЕДЕНИЕ

В современных системах управления асинхронными двигателями (АД) (векторное управление и прямое управление моментом и потокосцеплением) ключевыми координатами их вектора состояния являются проекции векторов потокосцеплений ротора или статора на

### ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Потапенко Е. М. Сравнительная оценка робастных систем управления с различными типами наблюдателей // Изв. РАН. Теория и системы управления. – 1995. – № 1. – С. 109–116.
2. Потапенко Е. М. Робастные комбинированные системы управления с наблюдателями // Проблемы управления и информатики (Киев, НАНУ). – 1995. – № 2. – С. 36–44.
3. Потапенко Е. М. Исследование робастности систем управления с наблюдателями // Изв. РАН. Теория и системы управления. (Москва) – 1996. – № 2. – С. 104–108.

Надійшла 8.04.2008

*Розглядається керування пружною електромеханічною системою, особливістю якої є наявність пружності та значного нелінійного трення як на об'єкті керування, так і на двигуні. В якості вимірювань виступають струм якорного кола двигуна, швидкість ротора двигуна й кут повороту та швидкість об'єкта керування. Для цієї системи синтезовано оптимальний за швидкодією робастний комбінований регулятор зі спостережником невизначеностей та їх компенсацією. Комп'ютерне моделювання підтвердило динамічні характеристики синтезованої системи керування.*

*The flexible electromechanical system control, the specificity of which is the presence of elasticity and significant nonlinear friction on both control object and motor, is considered. Motor armature current, motor rotor speed and control object rotation angle and speed are measured. For this system the optimal in quick-action robust combined regulator with the observer of uncertainty and its compensation is synthesized. Computer simulation confirms the dynamic characteristics of the synthesized control system.*

оси различных базисов и скорости вращения этих векторов. Известно, что потокосцепление можно найти интегрированием ЭДС. Будем различать приближенное и формальное с математической точки зрения («чистое») интегрирование. При «чистом» интегрировании возникают ошибки из-за неизвестных начальных условий и интегралов от постоянных погрешностей датчиков тока и напряжения, формирующих ЭДС. Для устранения ошибок от начальных условий и ограничения ошибок от смещения нулей датчиков предложено вместо звеньев «чистого» интегрирования устанавливать инерционные звенья первого порядка [1, 2]. Однако при низких частотах такая замена приводит

к недопустимо большим погрешностям амплитуды и фазы потокосцепления. К настоящему времени предложено большое количество методов оценки указанных переменных. Большинство из них неработоспособны в окрестности нулевой скорости ротора. Исключение составляют методы  $Hu - Wu$  [3], Ohtany [4], Holtz [5, 6]. Алгоритмы методов [3–6] хорошо работают только при малых начальных отклонениях  $\hat{\psi}$  от истинного вектора потокосцепления  $\psi$  и имеют слабую сходимость при больших начальных отклонениях. Поэтому алгоритмы [3–6] не годятся при включении в режиме подхвата (включение двигателя с разогнанным ротором). Этим методам свойственны длительные переходные процессы.

Для оценки сопротивления ротора  $R_r$  необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора  $|\psi|$ . С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. Это накладывает дополнительное требование на методы оценки  $\psi$ , а именно, достаточно точное воспроизведение инжектированной составляющей в  $|\psi|$  в оценке  $|\hat{\psi}|$ . Коррекция алгоритмов работ [4–6] осуществляется путем минимизации разности  $(\hat{\psi} - \psi_p)$ , где  $\psi_p$  – программное значение потокосцепления в статорной системе координат, не содержащее инжектируемой составляющей. Поэтому при достаточно больших коэффициентах передачи алгоритма, необходимых для требуемого быстродействия,  $\hat{\psi}$  стремится к  $\psi_p$ , вследствие чего оценка  $\hat{\psi}$  также не будет содержать инжектируемой составляющей. По этой причине коэффициент при невязке  $(\hat{\psi} - \psi_p)$  следует уменьшать, а это уменьшает быстродействие алгоритма. Предложенный в работе [2] метод интегрирования лишен этих недостатков. Однако вследствие того, что участвующая при оценке вектора потокосцепления его скорость вращения сама оценивается по проекциям искомого вектора потокосцепления, длительность переходных процессов велика.

Цель данной статьи – модификация и исследование модифицированного метода оценки потокосцепления, работоспособного при любых скоростях ротора, включая близкие к нулевой скорости, обладающего короткими переходными процессами.

**ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ**

Оценку вектора потокосцепления статора  $\psi_s$  можно получить путем интегрирования ЭДС статора  $e_s$  в соответствии с уравнением

$$\dot{\psi}_s = e_s. \tag{1}$$

В свою очередь,

$$e_s = u - R_s i. \tag{2}$$

Вектор потокосцепления ротора  $\psi_r$  связан с вектором  $\psi_s$  соотношением

$$\psi_r = L_{rm}(\psi_s - \sigma L_s i). \tag{3}$$

В (2) и (3)  $L_s, L_r, L_m$  – индуктивности статора, ротора и взаимная индуктивность статора и ротора,  $L_{rm} = L_r L_m^{-1}$ ,  $R_s$  – активное сопротивление статора,  $\sigma$  – коэффициент рассеивания,  $u, i$  – векторы напряжения и тока статора. Векторы  $\psi, u, i, e_s$  заданы в статорном базисе  $(\alpha, \beta)$  двумя проекциями.

Недостаток уравнения (1) заключается в том, что для получения  $\psi_s$  необходимо использовать чистое интегрирование. При чистом интегрировании возникают ошибки из-за неизвестности начальных условий, а также появляются ошибки из-за интегрирования возможных постоянных неизвестных смещений нулей, возникающих при измерении токов и напряжений. На рис. 1 дано сравнение истинной составляющей потокосцепления  $\psi_\alpha$  с ее оценкой  $\hat{\psi}_\alpha$ , полученной чистым интегрированием.

Одним из методов устранения ошибок чистого интегрирования является замена интегратора инерционным звеном первого порядка с постоянной времени  $T$  [1, 7]. В этом случае оценка потокосцепления осуществляется по зависимости

$$T \dot{\hat{\psi}}_s + \hat{\psi}_s = T e_s. \tag{4}$$

Уравнение (4) соответствует пропуску сигнала ЭДС через инерционное звено. При такой оценке возникают ошибки оценки амплитуды и фазы, особенно когда двигатель работает на частоте, ниже частоты сопряжения  $(T^{-1})$  инерционного звена. Привода, использующие инерционные звенья, обычно имеют ограниченный диапазон регулирования, обычно 1:10 при требовании, предъявляемом к современным электроприводам, 1:150...40000.

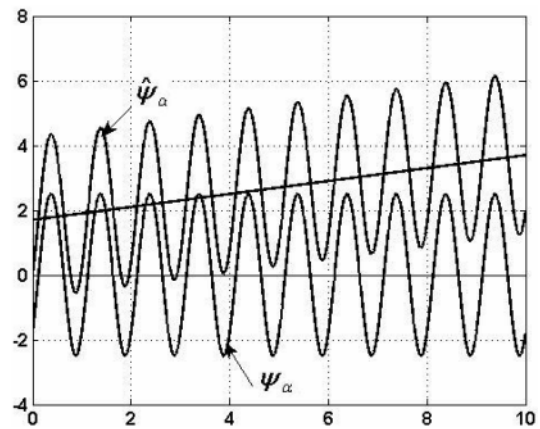


Рисунок 1 – Сравнение истинной составляющей потокосцепления  $\psi_\alpha$  и ее оценки  $\hat{\psi}_\alpha$ , полученной с помощью чистого интегрирования

### ОСНОВНОЙ РЕЗУЛЬТАТ

Наиболее привлекательным методом оценки потокосцепления является метод, описанный в работе [2]. Этот метод так же, как и (4), базируется на инерционном звене, но с переменной постоянной времени. Для увеличения рабочего диапазона рабочих скоростей с уменьшением синхронной скорости должна возрастать постоянная времени. Поэтому принимается  $T = (\varepsilon|\omega_{0s}|)^{-1}$ , где  $\omega_{0s}$  – синхронная статорная скорость,  $\varepsilon$  – малый положительный скаляр. С учетом сказанного для оценки потокосцепления статора уравнение (4) примет вид

$$\dot{\hat{\psi}}_s + \varepsilon|\omega_{0s}|\hat{\psi}_s = e_s. \quad (5)$$

В работе [2] по проекциям вектора  $\hat{\psi}_s$  находится угол  $\vartheta$  между вектором  $\hat{\psi}_s$  и осью  $\alpha$  статорного базиса, а затем дифференцированием находится оценка  $\hat{\omega}_{0s}$  синхронной скорости  $\omega_{0s}$ . Для точного воспроизведения интегрирования необходимо  $\varepsilon$  делать как можно меньше. С другой стороны, для быстрого устранения начальных условий и уменьшения накопления ошибки за счет интегрирования возможного постоянного смещения в сигнале  $e_s$  надо увеличивать  $\varepsilon$ . Для смягчения этого противоречия в работе [2] предлагается приблизить динамические свойства звена (5) к динамическим свойствам интегратора за счет коррекции вектора  $e_s$ . Это достигается следующим образом.

Передаточные функции интегрирующего и инерционного звеньев соответственно равны

$$\frac{1}{s}, \quad \frac{1}{s + T^{-1}},$$

где постоянная времени  $T$  определяется уравнением

$$T^{-1} = \varepsilon|\omega_{0s}|. \quad (6)$$

Тогда АФЧХ указанных звеньев определяются выражениями

$$\frac{1}{j\omega_{0s}}, \quad \frac{1}{j\omega_{0s} + \varepsilon|\omega_{0s}|}.$$

АФЧХ инерционного звена представим в виде

$$W(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \varepsilon|\omega|} = \frac{1}{j\omega(1 - j\varepsilon\text{sign}\omega)}. \quad (7)$$

С учетом вида АФЧХ (7) будем подавать на вход инерционного звена сигнал

$$\begin{aligned} e_\alpha^* + je_\beta^* &= (e_\alpha + je_\beta)(1 - j\varepsilon\text{sign}\omega) = \\ &= (e_\alpha + e_\beta\varepsilon\text{sign}\omega) + j(e_\beta - e_\alpha\varepsilon\text{sign}\omega). \end{aligned} \quad (8)$$

Тогда с учетом (7) и (8) будем иметь

$$\begin{aligned} (e_\alpha^* + je_\beta^*) \frac{1}{j\omega + \varepsilon|\omega|} &= \\ = (e_\alpha + je_\beta)(1 - j\varepsilon\text{sign}\omega) \frac{1}{(1 - j\varepsilon\text{sign}\omega)} &= \\ = (e_\alpha + je_\beta) \frac{1}{j\omega}. \end{aligned}$$

Пусть сигналы  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  содержат постоянные составляющие  $e_\alpha^0$ ,  $e_\beta^0$ . Тогда при  $\text{sign}\omega = \text{const}$  постоянные сигналы будут пропускаться через инерционное звено.

$$\dot{\hat{\psi}} + \varepsilon|\omega|\hat{\psi} = e^0.$$

В этом случае оценка потокосцепления будет иметь постоянную ошибку

$$\hat{\psi}_0 = \frac{e^0}{\varepsilon|\omega|},$$

которая при  $\omega \neq 0$  будет ограниченной.

Для того чтобы выходной сигнал инерционного звена совпадал с выходным сигналом интегрирующего звена, скорректируем в соответствии с (8) входной сигнал инерционного звена  $e^* = (e_\alpha^*, e_\beta^*)^T$  следующим образом:

$$e^* = (E - J\varepsilon\text{sign}\omega_{0s})e = \begin{bmatrix} e_\alpha + e_\beta\varepsilon\text{sign}\omega_{0s} \\ e_\beta - e_\alpha\varepsilon\text{sign}\omega_{0s} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

где  $J$ ,  $E$  – кососимметрическая и симметрическая матрицы соответственно, определенные выражениями

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Уравнение фильтра (5) со скорректированным входным сигналом имеет вид

$$\dot{\hat{\psi}}_s + \varepsilon|\hat{\omega}_{0s}|\hat{\psi}_s = e_s^* = (E - J\varepsilon\text{sign}\hat{\omega}_{0s})e_s, \quad (10)$$

где скорость  $\omega_{0s}$  заменена ее оценкой  $\hat{\omega}_{0s}$ . Структурная схема фильтра (10), предложенного в работе [2], изображена на рис. 2.

Метод оценки скорости  $\omega_{0s}$ , изображенный на рис. 2, соответствует операции

$$\hat{\omega}_{0s} = -\frac{\hat{\psi}_s^T J \dot{\hat{\psi}}_s}{|\hat{\psi}_s|^2}. \quad (11)$$

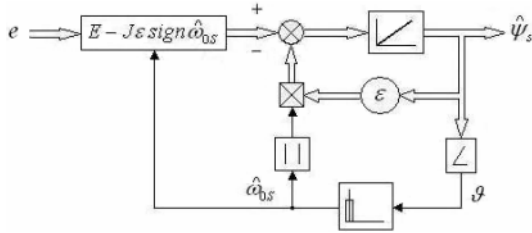


Рисунок 2

Как видно на рис. 2, оценка  $\hat{\psi}_s$  зависит от  $\hat{\omega}_{0s}$ , то есть оценка  $\hat{\omega}_{0s}$  осуществляется в замкнутом контуре, что приводит к длительным переходным процессам. Для устранения этих недостатков предлагается вместо (11) использовать выражение

$$\hat{\omega}_{0s} = -\frac{e_s^T J \dot{e}_s}{|e_s|^2}. \quad (12)$$

Для оценки потокосцепления ротора воспользуемся соотношением (3). В результате потокосцепления статора и ротора предлагается оценивать с помощью схемы, представленной на рис. 3.

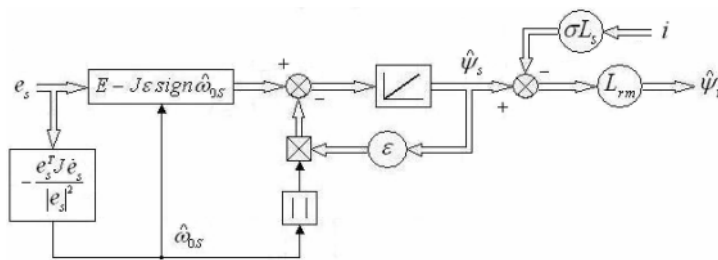


Рисунок 3

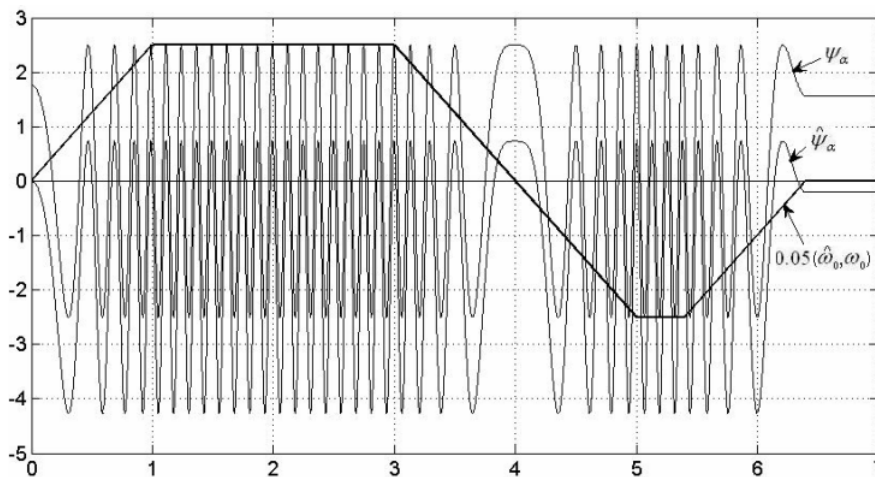


Рисунок 4 – Результаты моделирования чистого интегрирования

Следует отметить, что угловые скорости ротора и статора связаны соотношениями  $\omega_{0s} \approx \omega_{0r}$  в переходных процессах и  $\omega_{0s} = \omega_{0r}$  в стационарных процессах.

### РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 4–6 моделировалась следующая циклограмма работы: разгон в течение первой секунды до скорости  $50 \text{ с}^{-1}$ , на третьей секунде включался реверс до скорости  $-50 \text{ с}^{-1}$ , затем осуществлялось торможение до нулевой скорости. На рис. 4 представлены результаты чистого интегрирования ЭДС. Рисунок свидетельствует о наличии в оценке потокосцепления постоянного смещения. Тем не менее, осуществляется точная оценка скорости. На рис. 5 показаны результаты моделирования процесса оценки скорости и вектора потокосцепления по соотношениям (10), (12) (на рисунке показаны только составляющие  $\psi_\alpha$ ,  $\hat{\psi}_\alpha$  полностью характеризующие точность оценки всего вектора) и скорости его вращения. Переходный процесс оценки потокосцепления заканчивается через 0,5 с. Как видно на рисунке, во всех режимах работы, в том числе и при нулевой скорости, осуществляется точная оценка потокосцепления и его скорости.

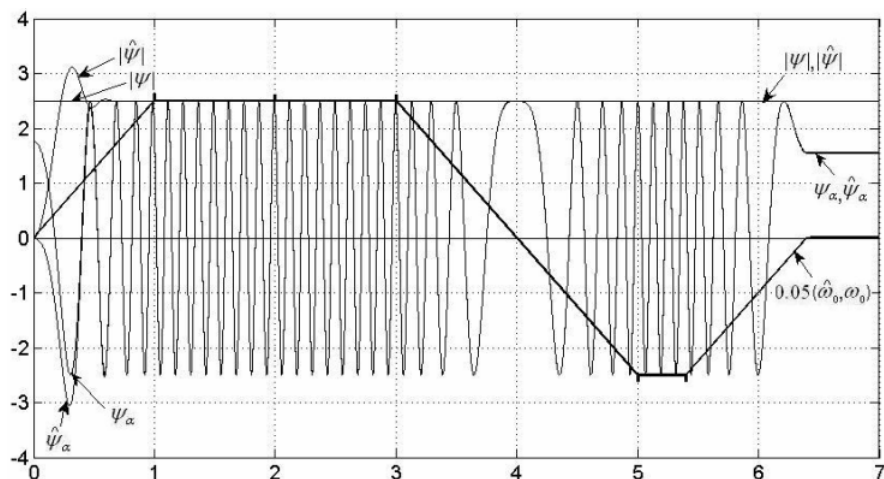


Рисунок 5 – Оценка скорости и потокосцепления при  $\varepsilon = 0,5$

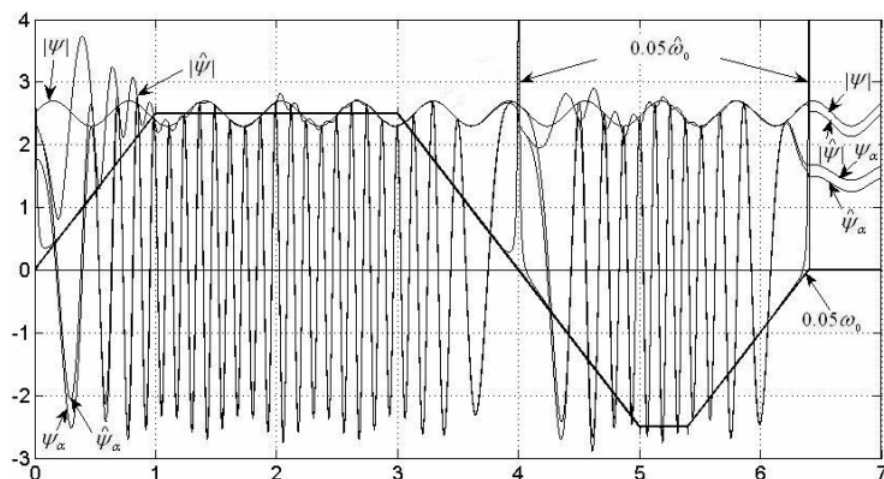


Рисунок 6 – Результаты моделирования оценки потокосцепления и его скорости вращения по выражениям (10), (12) при наличии инъекции гармонического сигнала в модуль потокосцепления

На рис. 6 показан процесс оценки вектора потокосцепления по соотношениям (10), (12) при наличии инъекции в модуль потокосцепления. В начальный момент коэффициент  $\varepsilon$  принимался равным 0,1, а на третьей секунде задавался равным 0,05. После переходного процесса длительностью одна секунда осуществляется точная оценка потокосцепления с инжектируемой составляющей. Высокая точность оценки скорости нарушается только при ее прохождении через нулевое значение.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен простой в вычислительном отношении, интегратор двухфазных сигналов, работоспособный при всех частотах, включая нулевую частоту. Этот метод применен для оценки потокосцеплений, соответ-

ствующих им синхронных скоростей и модулей потокосцеплений. Компьютерное моделирование показало высокую точность оценки указанных переменных при любых значениях скоростей и вполне приемлемое быстродействие. Данный метод точно воспроизводит переменную составляющую потокосцепления, обусловленную инъекцией синусоидального сигнала в намагничивающую составляющую статорного тока. Сравнение указанного метода с известными методами того же назначения показывает, что данный метод, будучи самым простым, по всем показателям превосходит известные методы.

## ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Xu X., De Doncker R. and Novotny D. W. Stator Flux Orientation Control of Induction Machines in the Field Weake-

- ning Region. // IEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec. (Pittsburgh, PA), Oct. – 1988. – P. 437–443.
2. *Hinkkanen M., Luomi J.* Modified Integrator for voltage model flux estimation of induction motors // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – V. 50, No. 4. – Pp. 818–820.
  3. *Jun Hu and Bin Wu.* New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, No. 5. – Pp. 969–977.
  4. *Ohtani T., Tacada N. and Tanaka K.* Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – V. 28, No. 1. – Pp. 157–164.
  5. *Holtz J.* Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives // IEEE PCC–Yokohama. – 1993. – Pp. 415–420.
  6. *Holtz J., Quan J.* Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors // IEEE Trans.

on Industry Application. – 2003. – Vol. 39, No. 4. – Pp. 1052–1060.

Надійшла 2.04.2008

*Розроблено новий алгоритм для оцінки потокозчеплень, відповідних їм синхронних швидкостей та модулів, працездатний при всіх частотах. Наведений інтегратор двофазних сигналів простий для розрахунку та забезпечує високу точність оцінки вказаних змінних.*

*New algorithm for flux estimations, corresponding they synchronous speeds and modules, which able to work on the all frequency was developed. Proposing integrator of two phase signals is the simple with respect to calculation and provide high precision of showing variable estimation.*

УДК 681.527.2

А. В. Соломаха

## ФОРМИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЕЙ

*Разработана система прямого векторного управления асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей, работоспособная при всех скоростях ротора (включая нулевую). Численное моделирование подтвердило работоспособность предложенной системы.*

### ВВЕДЕНИЕ

Для качественного векторного управления (ВУ) асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором (АД) необходима информация о его параметрах. Параметрами модели АД являются индуктивности статора и ротора, взаимная индуктивность, активные сопротивления статора и ротора и момент инерции ротора. Наряду с активным сопротивлением ротора часто рассматривается постоянная времени ротора. Сопротивления в зависимости от температуры статора и ротора могут изменяться в два раза в большую и меньшую стороны по отношению к номинальным значениям. Данный вопрос рассматривается в работах [1–9]. Для оценки сопротивления ротора  $R_r$  в штатном режиме необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. При этом в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки потокосцепления, а именно, до-

статочно точное воспроизведение инжектированной составляющей в оценке [10–13]. Сильным изменениям подвержен также момент инерции ротора, чему посвящены работы [14, 15]. Существенную роль также имеет неизвестная нагрузка АД и погрешности датчиков тока и напряжения [16–18]. Задача значительно усложняется, когда скорость ротора и потокосцепление АД не измеряются, а измеряются лишь клеммные токи и напряжения [1–13]. Названные неопределенности ухудшают динамические и статические характеристики систем управления и могут привести к потере их работоспособности.

В связи со спецификой данной работы сравнение методов одного и того же назначения приводятся ниже.

Целью данной статьи является формирование структуры системы ВУ асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей, работоспособной во всем рабочем диапазоне скоростей ротора.

### ВЫБОР БЛОКОВ СИСТЕМЫ ВУ

Для достижения простоты и удобства синтеза системы ВУ предпочтительно применять блочный метод синтеза. Разделение системы управления на блоки позволяет строить всю систему в каждом конкретном случае из различных блоков, исходя из требований точности, простоты алгоритмов, электропотребления, диапазона регулирования и т. п.

© Соломаха А. В., 2008