

МЕТОДЫ СИНТЕЗА ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРОПРИВОДАМИ

Предложены два метода синтеза и анализа векторного управления асинхронного двигателя. Первый метод с помощью упрощенных структурных схем асинхронного электропривода позволяет синтезировать законы управления исходной нелинейной системой. Вторым методом, разработанным для управления какой-либо динамической системой с помощью двигателей постоянного тока, можно использовать для управления той же системой с помощью асинхронного двигателя.

Ключевые слова: асинхронный электропривод, метод, законы управления, упрощенные схемы.

ВВЕДЕНИЕ

Разработка систем векторного управления (ВУ) асинхронным электроприводом (АЭП) представляет собой сложную задачу. Сложность этой задачи обусловлена ее многомерностью, нелинейностью и нестационарностью процессов, происходящих в электроприводе (ЭП), а также сложностью объекта управления. Создание упрощенных моделей ЭП, адекватно описывающих поведение нелинейной исходной модели, существенно упрощает синтез и анализ асинхронного ЭП.

Целью данной статьи является разработка методов синтеза векторного управления асинхронными электроприводами с использованием упрощенных моделей.

МЕТОДЫ СИНТЕЗА

В работе [1] построены эквивалентные линейные модели, с помощью которых линейными методами можно осуществлять синтез исходной нелинейной системы. Разработанные схемы применимы для разработки систем управления как простыми объектами управления, так и обладающими сложной динамикой (например, высокочастотными упругими колебаниями). На основании полученных результатов предлагаются два метода синтеза робастного ВУ асинхронным двигателем (АД).

Первый метод с помощью упрощенных структурных схем АЭП позволяет синтезировать законы управления исходной нелинейной системой. Этот метод применялся для разработки системы управления антенной радиолокационной станции и подробно описан в работе [2].

Второй метод. Линейная модель АЭП с робастным ВУ каким-либо объектом практически совпадает с моделью электропривода двигателя постоянного тока (ДПТ), управляющим таким же самым объектом. Благодаря этому, структурные схемы управления, разработанные для систем с ДПТ, можно отождествить со структурными схемами линейных моделей ВУ АД. Это позволяет метод формирования электромагнитного момента, разработанный для ДПТ, использовать для формирования электромагнитного момента АД. Вне зависимости от этого, в АЭП формируются фильтры токов и напряже-

ний, а также наблюдатели потокоцепления и скорости и идентификаторы сопротивлений статора и ротора. Синтезированное таким образом управление с помощью АД будет обладать теми же самыми характеристиками, что и управление с помощью ДПТ. Этот метод особенно уместен при модернизации электропривода путем замены ДПТ на АД (часто встречающийся случай) в уже работающих технологических системах без нарушения их работоспособности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

На рис. 1 схематично изображена двухмассовая упругая электромеханическая система (ЭМС).

На рис. 1 приняты следующие обозначения: I_m, I_c – моменты инерции двигателя и ОУ, ω_m, ω_c – их угловые скорости, c – жесткость трансмиссии, n – передаточное число редуктора, f_l – нагрузка, действующая на ОУ, f_c, f_m – моменты трения, действующие на ОУ и ротор АД, m_m – электромагнитный момент, действующий на ротор АД, m_e – момент упругости, действующий на ОУ.

На рис. 2 представлена упрощенная двухмассовая структурная схема электромеханической системы с АД.

В электромагнитной части вполне обосновано предположить $i_d = i_{dp}$. Номинальный электромагнитный момент принимается в виде

$$m_m = nL_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d i_q, \quad (1)$$

где n – количество пар полюсов; L_{r0}, L_{m0} – паспортные значения индуктивности ротора и взаимная индук-

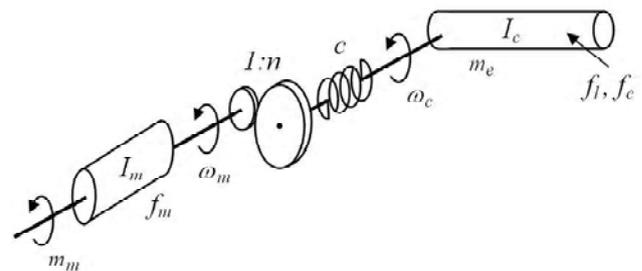


Рис. 1. Кинематическая схема двухмассовой ЭМС

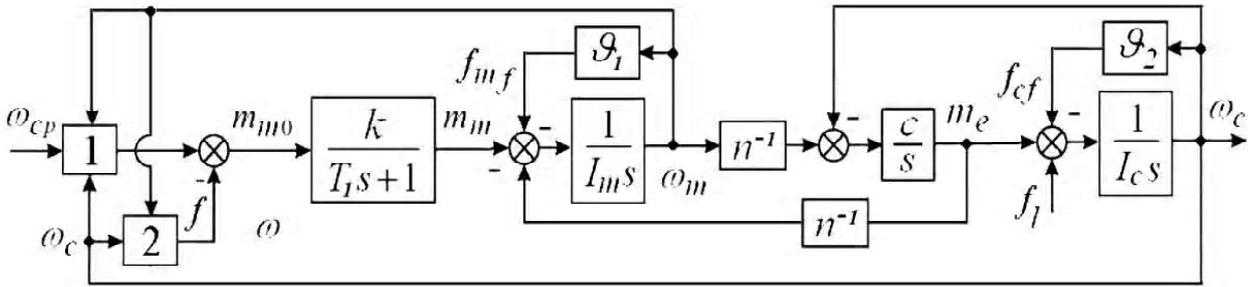


Рис. 2. Упрощенная двухмассовая структурная схема ЭМС

тивность ротора и статора; i_q – моментная составляющая тока АД; i_d, i_q – проекции вектора тока статора на оси синхронного базиса (d, q).

В соответствии с (1) можно записать

$$m_m = c_m i_q, \quad (2)$$

где

$$c_m = n L_{m0}^2 L_{r0}^{-1} i_d. \quad (3)$$

Тогда структурной схеме на рис. 2 соответствует следующая система дифференциальных уравнений работы, частично заимствованная из [3]:

$$I_c \dot{\omega}_c = m_e - f_c - f_l; \quad (4)$$

$$I_m \dot{\omega}_m = -n^{-1} m_e + m_m + f_m; \quad (5)$$

$$\dot{m}_e = c (n^{-1} \omega_m - \omega_c); \quad (6)$$

$$(T_I s + 1) m_m = k m_{m0}, \quad m_m = c_m i_q. \quad (7)$$

В системе (4)–(7) неизвестными являются $I_c, f_c, f_l, f_m, c, m_e$. Предполагается, что известны $i_q, m_m, \omega_m, \omega_c$ (i_q, ω_c – измеряются, ω_m – оценивается). При моделировании в качестве модели трения использовалась модель LuGre [3, 4].

В работе [1] показано, что для обеспечения робастного управления описанной неопределенной электро-механической системой наиболее рационально применить робастное комбинированное управление с оценкой и компенсацией неопределенностей. Это управление складывается из трех операций: формирование неопределенностей, их оценка с помощью наблюдателей и формирование комбинированного управления, обеспечивающего компенсацию неопределенностей и формирование заданного переходного процесса.

2. СИНТЕЗ МЕТОДОВ УПРАВЛЕНИЯ

Как было сказано выше, синтезированные упрощенные модели АЭП с точностью до обозначений практически совпадают с однопипными моделями приводов с ДПТ. Этот факт позволяет использовать результаты работы [3] при синтезе управления с помощью АД.

2.1. Оценка момента упругости и ее жесткости

Из уравнения (5) найдем с пренебрежением влияния трения f_m

$$y := m_e = n (m_m - I_m \dot{\omega}_m). \quad (8)$$

Будем полагать, что жесткость упругого элемента – неизвестная постоянная. Тогда можно записать

$$\dot{c} = 0. \quad (9)$$

Будем рассматривать выражения (6), (9) как динамическую систему, а выражение (8) как ее измерение. Исследуем наблюдаемость переменных m_e, c в системе (6), (9) при измерении (8). Для этого положим $y = m_e \equiv 0$. В этом случае из уравнения (6) при условии

$$n^{-1} \omega_m - \omega_c \neq 0 \text{ тождественно} \quad (10)$$

следует $c \equiv 0$, что свидетельствует о восстанавливаемости системы при выполнении условия (10). Как видно из уравнения (6), условие (10) означает, что одновременная оценка момента упругости и ее жесткости возможна только при изменении момента упругости. Из сказанного следует, что при выполнении условия (10) по системе (6), (9), (8) можно построить наблюдатель для оценки m_e и c . В работе [3] получен наблюдатель в следующем виде

$$\dot{\hat{m}}_e = \hat{c} (n^{-1} \omega_m - \omega_c) + l_m [\hat{m}_e - n (m_m - I_m \dot{\omega}_m)], \quad (11)$$

$$\dot{\hat{c}} = l_c [\hat{m}_e - n (m_m - I_m \dot{\omega}_m)]. \quad (12)$$

где

$$l_c = \bar{l}_c \text{sign}(n^{-1} \omega_m - \omega_c), \quad \bar{l}_c < 0, \quad (13)$$

$$l_c = \bar{l}_c \text{sign}(n^{-1} \omega_m - \omega_c) (|n^{-1} \omega_m - \omega_c| + \delta)^{-1}, \quad \bar{l}_c < 0. \quad (14)$$

Для устранения необходимости дифференцирования скорости двигателя ω_m вводятся обозначения

$$z_1 = \hat{m}_e - l_m n I_m \omega_m, \quad z_2 = \hat{c} - l_c n I_m \omega_m, \quad (15)$$

откуда

$$\hat{m}_e = z_1 + l_m n I_m \omega_m, \quad \hat{c} = z_2 + l_c n I_m \omega_m. \quad (16)$$

С учетом выражений (15), (16) уравнения (11), (12) примут вид

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= (z_2 + l_c n I_m \omega_m)(n^{-1} \omega_m - \omega_c) + l_m [(z_1 + l_m n I_m \omega_m) - n m_m], \\ \dot{z}_2 &= l_c [(z_1 + l_m n I_m \omega_m) - n m_m]. \end{aligned} \quad (17)$$

Для решения системы (17) нет необходимости в дифференцировании скорости ω_m . Оценка искомым переменных осуществляется по выражениям (16).

2.2. Синтез наблюдателя неопределенности объекта управления

Умножение уравнения (5) на n и последующее сложение с уравнением (4) дают

$$I_c \dot{\omega}_c + n I_m \dot{\omega}_m = n m_m - f_c - f_l. \quad (18)$$

Неизвестный момент инерции объекта управления представим в виде

$$I_c = I_{c0} + I_{c\delta}, \quad (19)$$

где I_{c0} , $I_{c\delta}$ – номинальное (известное) значение момента инерции и неизвестное отклонение истинного значения момента инерции от его номинального значения.

Подстановка выражений (7), (19) в (18) дает

$$I_{c0} \dot{\omega}_c + n I_m \dot{\omega}_m = n m_m - f_c - f_l - I_{c\delta} \dot{\omega}_c. \quad (20)$$

В уравнении (20) соберем все неизвестные слагаемые в неопределенность

$$f_{c\Sigma} = f_c + f_l + I_{c\delta} \dot{\omega}_c, \quad (21)$$

с учетом которой уравнение (20) примет вид

$$I_{c0} \dot{\omega}_c + n I_m \dot{\omega}_m = n m_m - f_{c\Sigma}. \quad (22)$$

Из уравнения (22) найдем

$$f_{c\Sigma} = -I_{c0} \dot{\omega}_c - n I_m \dot{\omega}_m + n m_m. \quad (23)$$

В правой части уравнения (23) собраны известные слагаемые. Поэтому выражение (23) можно рассматривать как измерение неопределенности $f_{c\Sigma}$. Выражение (23) содержит производные от измеряемых сигналов. Для устранения необходимости дифференцирования измеряемых сигналов в работе [3] построен наблюдатель неопределенности

$$\hat{f}_{c\Sigma} = l_\Sigma \left[\hat{f}_{c\Sigma} + I_{c0} \dot{\omega}_c + n I_m \dot{\omega}_m - n m_m \right]. \quad (24)$$

Для устранения необходимости дифференцирования измеряемых сигналов введем обозначение

$$z_f = \hat{f}_{c\Sigma} - l_\Sigma (I_{c0} \omega_c + n I_m \omega_m), \quad (25)$$

откуда

$$\hat{f}_{c\Sigma} = z_f + l_\Sigma (I_{c0} \omega_c + n I_m \omega_m). \quad (26)$$

С учетом обозначений (25), (26) уравнение наблюдателя примет вид

$$\dot{z}_f = l_\Sigma \left[z_f + l_\Sigma (I_{c0} \omega_c + n I_m \omega_m) + n m_m \right]. \quad (27)$$

Уравнение (27) не содержит производных от измеряемых сигналов.

2.3. Закон управления

Закон управления зададим в виде

$$m_m = m_{mm} + m_{mc}, \quad (28)$$

где m_{mm} , m_{mc} – составляющие закона управления, связанные с двигателем и объектом управления.

Подстановка m_m из (28) в (5) дает

$$I_m \dot{\omega}_m = -n^{-1} m_e + m_{mm} + m_{mc} + f_m, \quad (29)$$

Закон управления двигателем зададим в виде

$$m_{mm} = k_m \omega_m - k n^{-1} \hat{m}_e. \quad (30)$$

где k_m, k – постоянные коэффициенты.

Примечание. Второе слагаемое в выражении (30) искусственно усиливает жесткость трансмиссии.

Компенсатор объекта управления в соответствии с принципом комбинированного управления примем в виде

$$m_{mc} = m_{mcs} + m_{mcc}, \quad (31)$$

Законы стабилизации m_{mcs} и компенсации неопределенности m_{mcc} задаются в виде

$$m_{mcs} = k_c (\omega_c - \omega_{cp}), \quad (32)$$

$$m_{mcc} = n^{-1} \hat{f}_{c\Sigma}, \quad (33)$$

где ω_{cp} – программное значение угловой скорости ОУ.

Вид m_{mcc} выбран исходя из того, что в результате последовательной подстановки (33) в (31), а (31) в (22) появится слагаемое $\hat{f}_{c\Sigma} - f_{c\Sigma}$, свидетельствующее о компенсации неопределенности в случае точной работы наблюдателя неопределенности.

2.4. Выбор параметров закона управления

Предполагая, что синтезированные выше наблюдатели дают точные оценки \hat{m}_e , $\hat{f}_{c\Sigma}$ моментов m_e , $f_{c\Sigma}$. За-

кон управления на основании равенств (30)–(33) запишем в виде

$$m_m = k_m \omega_m - kn^{-1}m + k_c(\omega_c - \omega_{cp}) + n^{-1}f_{\Sigma}. \quad (34)$$

Для синтеза закона управления используется модальное управление, в соответствии с которым сопоставляются характеристическое уравнение системы (4)–(6), (34) со стандартным характеристическим уравнением, соответствующим желаемому виду переходного процесса и быстродействию системы.

3. ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

Моделированию подлежит система уравнений (4)–(7), (16), (17), (26), (27), (34) с измерениями i_q , ω_c , ω_m . Неизвестными являются I_c , f_c , f_l , c , m_e . При моделировании принимались следующие параметры: $I_{c0} = 250 \text{ кг} \cdot \text{м}^3$, момент инерции считается неизвестным и находится в диапазоне $I_c = (0,5 \dots 2)I_{c0}$, $I_m = 27 \cdot 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $n = 377$, $c_0 = 3 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{рад}^{-1}$, $f_l = 2000 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_c = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_m = 0 \text{ Н} \cdot \text{м}$, пусковой ток $i_q = 360 \text{ А}$. Для модели трения брались следующие значения: $f_{\min} = 0,67f_0$, $\dot{x}_{\min} = 0,4 \text{ рад/с}$.

В данной работе применяется адаптивное управление с идентификацией жесткости c и комбинированное управление с оценкой неизвестных возмущений, возникающих за счет неопределенности I_c , f_c , f_l , и компенсации этих возмущений, а также оценка момента упругости m_e . Таким образом, собственно управление осуществляется полностью определенным объектом. Самым сложным в данной работе является идентификация параметров и оценка возмущений и неизвестной координаты.

На рис. 3 и 4 показаны скорости ОУ линейной и нелинейной моделей. На рис. 3 – при разгоне, стабилизации и торможении. На рис. 4–8 показаны изменения переменных при разгоне, стабилизации скорости с подачей нагрузки в момент времени 1,1 с. и снятии ее в 1,5 с. Суммарная неопределенность при двух моментах инерции ОУ (номинальном и удвоенном) изображена на рис. 5. На рис. 5 приняты следующие обозначения: $f_{\Sigma 1}, \hat{f}_{\Sigma 1}$ – действующее и оцененное значения суммарной неопределенности соответственно, при номинальном моменте инерции ОУ, $f_{\Sigma 2}, \hat{f}_{\Sigma 2}$ – при моменте инерции ОУ увеличенном в два раза, $f_{\Sigma 3}, \hat{f}_{\Sigma 3}$ – при моменте инерции ОУ уменьшенном в два раза. На рисунке видно, что оценивание осуществляется с высокой точностью не зависимо от того, какой момент инерции у ОУ. На рис. 5 также хорошо виден сглаживающий эффект увеличения момента инерции ОУ. На рис. 6 сопоставлены скорости ОУ нелинейной, линейной моделей и скорости двигателя, приведенной к ОУ. Сравнение оценок и действующих значений момента упругости представлены на рис. 7. Рис. 8 сопоставляет истинную жесткость трансмиссии c и ее (жесткости) оценку \hat{c} .

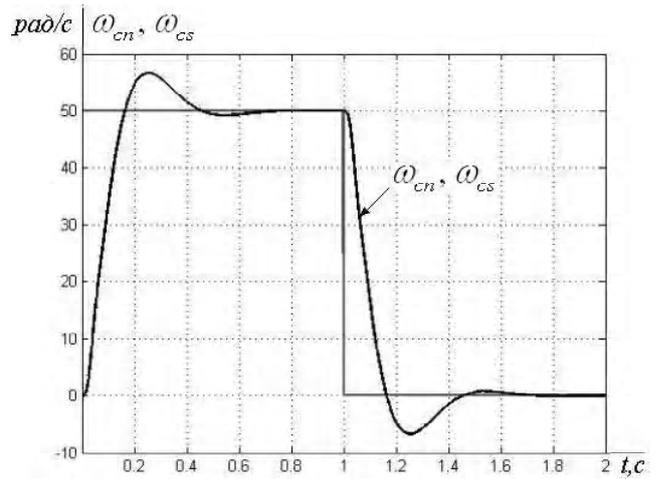


Рис. 3. Скорость объекта управления, реверс

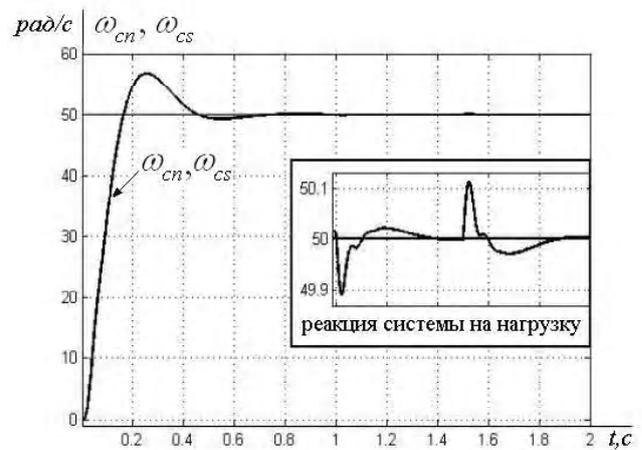


Рис. 4. Скорость объекта управления

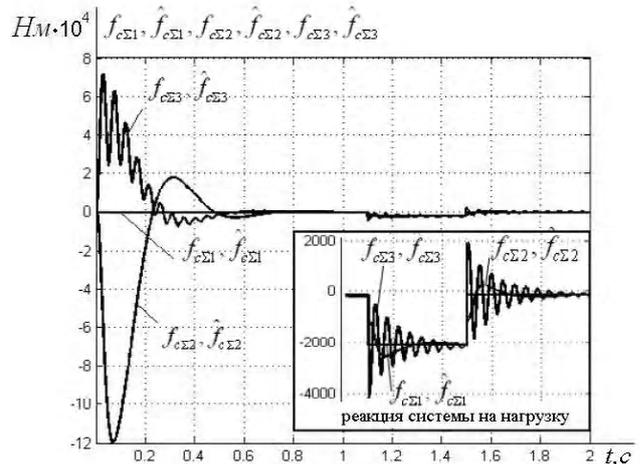


Рис. 5. Идентификация суммарной неопределенности

ВЫВОДЫ

1. Предложены два метода синтеза и анализа ВУ АД. Первый метод с помощью упрощенных структурных схем АЭП позволяет синтезировать законы управления исходного нелинейного электропривода. Второй метод позволяет законы, разработанные для управления какой-

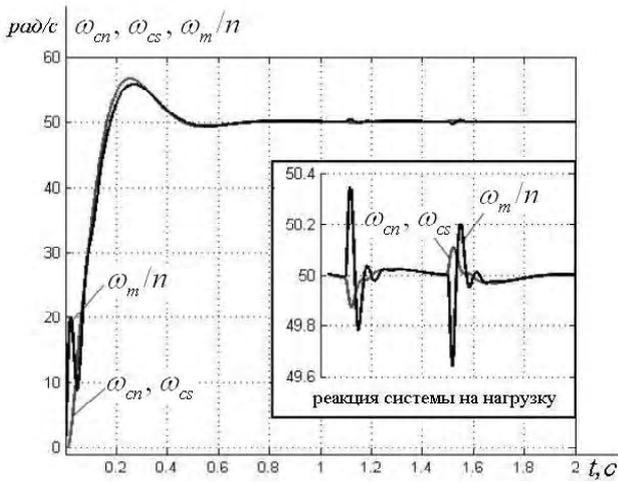


Рис. 6. Разность скоростей, приведенных к ОУ

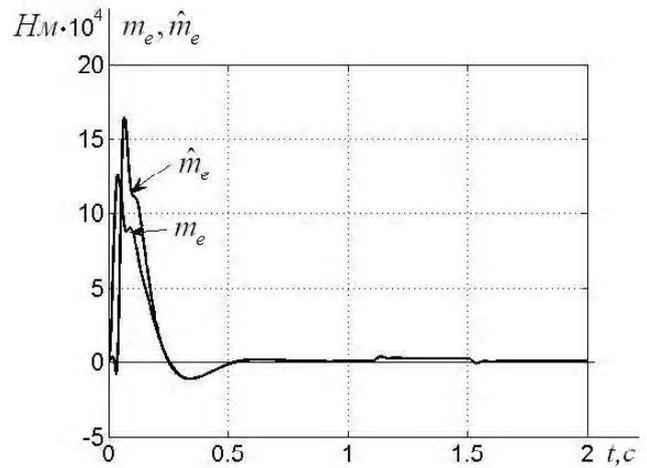


Рис. 7. Оценка момента упругости

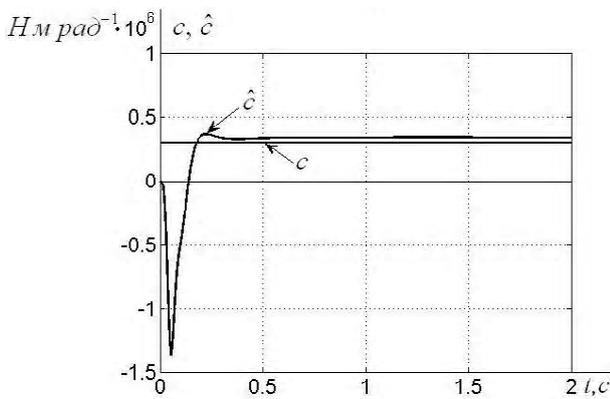


Рис. 8. Оценка жесткости

либо динамической системой с помощью ДПТ, использовать для управления той же системой с помощью АД.

2. В соответствии со вторым методом синтеза разработанные ранее законы управления с помощью ДПТ двухмассовой упругой неопределенной системой адаптированы для управления той же системой с помощью АД.

3. Синтезированные системы робастны по отношению к разбросу моментов инерции объектов управления, внешних воздействий на них, трения, разбросу параметров АД и преобразователей частоты, а система из п. 2 робастна также по отношению к жесткости трансмиссии.

Є. В. Душинова, Є. М. Потапенко

Методи синтезу та аналізу векторного керування асинхронними електроприводами

Запропоновано два методи синтезу та аналізу векторного керування асинхронного двигуна. Перший метод за допомогою спрощених структурних схем асинхронного електропривода дозволяє синтезувати закони керування вихідною нелінійною системою. Другий метод дозволяє закони, розроблені для керування будь-якою динамічною системою за допомогою двигунів постійного струму, використовувати для керування тією ж системою за допомогою асинхронного двигуна.

Ключові слова: асинхронний електропривод, метод, закони керування, спрощені схеми.

E. V. Dushinova, E. M. Potapenko

Methods of synthesis and analysis of vector control by induction electric drive

Two methods of synthesis and analysis of vector control for induction motor was proposed. The first method by using the simplified block diagrams of induction drive allows to synthesize the control laws of the original nonlinear system. The second method allows to use laws designed for control by dynamical system with DC motors, to use for control of the same system with the help of an induction motor.

Key words: induction electric drive, method, control laws, simplified diagrams.

4. Численное моделирование упрощенной и полной нелинейной моделей (рис. 3–8) подтверждает работоспособность как метода синтеза, так и синтезированной системы управления.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Потапенко, Е. М.* Линейная динамическая модель асинхронного двигателя с векторным управлением / Е. М. Потапенко, Е. В. Душинова // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2010. – вип. 28. – С. 117–119.
2. *Электропривод поворота антенны радиолокационной станции* / [Душинова Е. В., Потапенко Е. М., Деев С. Г. и др.] // *Электротехника и электроэнергетика.* – 2011. – № 1. – С. 26–35.
3. *Потапенко, Е. М.* Высокоточное управление скоростью двухмассовой неопределенной электромеханической системой / Е. М. Потапенко, А. Е. Казурова, Е. В. Душинова, Н. В. Ивочка // *Радиоэлектроника, информатика. управление.* – 2009. – № 1. – С. 147–154.
4. *Canudas-de-Wit, C.* A new model for control of systems with friction / C. Canudas-de-Wit, H. Olsson, K. J. Astrom, P. Lischinsky // *IEEE Transactions on Automatic Control.* – 1995. – Vol. 40. – P. 419–425.

Стаття надійшла до редакції 24.02.2012.