
КЕРУВАННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS

УДК 681.513

А. Е. Казурова, Н. В. Ивочка

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАДАННОГО СООТНОШЕНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С НЕПОЛНЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ ВЕКТОРА СОСТОЯНИЯ

Рассматривается управление упругой электромеханической системой, особенностью которой является наличие упругости и значительного нелинейного трения как на объекте управления, так и на двигателе. В качестве измерений выступают ток якорной цепи двигателя, скорость ротора двигателя и угол поворота и скорость объекта управления. Для этой системы синтезирован оптимальный по быстродействию робастный комбинированный регулятор с наблюдателем неопределенностей и их компенсацией. Компьютерное моделирование подтвердило задаваемые динамические характеристики синтезированной системы управления.

Рассматривается электромеханическая система (ЭМС), состоящая из электродвигателя постоянного тока (ДПТ) или синхронного двигателя с векторным управлением, редуктора, обладающего упругостью и объекта управления (ОУ). Редуктор обладает ограниченной жесткостью, вследствие чего в нем при работе возникают упругие деформации. ОУ представляет собой твердое тело с неизвестными массой и моментом инерции, к которому приложены ступенчато изменяющиеся воздействия. Работа двигателя с редуктором и объекта управления сопровождается нелинейным трением. Измеряются ток якоря (в случае ДПТ), скорость ротора дви-

гателя и перемещение ОУ. Такая система является составной частью систем управления роботов, металлообрабатывающих станков, телескопов, радиолокаторов, стационарных и на подвижном основании систем автоматического прицеливания стрелкового оружия, систем управления перемещением электродов в электроплавильных печах и т. п.

Традиционным методом управления указанными системами является использование ПИ- и ПИД-регуляторов. Однако этот метод управления обладает недостаточной робастностью, плохо противодействует ступенчато изменяющимся внешним воздействиям и нелинейному трению с провалами характеристики. Этих недостатков лишены системы со скользящими режимами (ССР). К сожалению, скользящие режимы сопровождаются вибрациями, которые ухудшают надежность системы, повышают ее электропотребление, вызывают появление акустических шумов. Вибрации еще больше усиливаются при наличии высокочастотных помех. Кроме того, ССР могут возбуждать высокочастотную паразитную динамику (в данном случае, упругость) вплоть до потери устойчивости. Хорошей робастностью к неопределенностям, быстрым реагированием

© Казурова А. Е., Ивочка Н. В., 2008

на ступенчато изменяющиеся воздействия и одновременно при «мягком» управлении без скользящих режимов обладают комбинированные системы управления с оценкой и компенсацией неопределенностей динамики [1–3]. Благодаря отсутствию скользящих режимов, эти системы в меньшей степени возбуждают паразитную высокочастотную динамику.

Целью данной статьи является обеспечение высокой точности и быстродействия ЭМС с выполнением заранее заданных соотношений показателей качества переходных процессов.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Система описывается следующими уравнениями:

$$I_c \ddot{\varphi}_c = c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + f_c - f_l, \quad (1)$$

$$I_m \ddot{\varphi}_m = -n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_m i + f_m, \quad (2)$$

$$L \dot{i} + R i = u - c_e \dot{\varphi}_m, \quad (3)$$

где φ_c , φ_m – углы поворота ОУ и ротора двигателя; i , u – ток и напряжение якорной цепи; I_c , I_m – моменты инерции ОУ и ротора двигателя соответственно; R , L – активное сопротивление и индуктивность якорной цепи; c_m , c_e – моментный и скоростной коэффициенты двигателя постоянного тока (ДПТ); n – передаточное число редуктора; c – коэффициент жесткости упругой части; f_c – нелинейное трение в ОУ; f_m – нелинейное трение в двигателе; f_l – момент нагрузки.

Для достижения поставленной цели необходимо синтезировать комбинированный робастный регулятор с максимальным быстродействием при заданном соотношении показателей качества.

2 СИНТЕЗ РОБАСТНОГО КОМПЕНСАТОРА

Рассмотрим управление ЭМС (1)–(3) со следующим составом измерителей: датчик тока якорной цепи ДПТ, тахогенератор, измеряющий скорость ротора двигателя, и датчики положения и скорости ОУ. Таким образом, в системе пятого порядка измеряются 4 координаты: i , $\dot{\varphi}_m$, φ_c , $\dot{\varphi}_c$. В системе (1)–(3) неизвестными являются I_c , f_c , f_l , f_m . Представим управляющее напряжение в виде

$$u = u_i + u_m + u_c, \quad (4)$$

где u_i , u_m , u_c – управляющие напряжения соответственно для контуров тока, двигателя и объекта управления.

Пусть

$$u_i = -Rk_i i, \quad (5)$$

где k_i – постоянный коэффициент. Тогда уравнение (3) примет вид

$$T_e \dot{i} + (1 + k_i)i = R^{-1}(u_m + u_c - c_e \dot{\varphi}_m). \quad (6)$$

Подставим i из (6) в уравнение (2). Получим

$$I_m \ddot{\varphi}_m = -n^{-1}c(n^{-1}\varphi_m - \varphi_c) + c_{m1}[R^{-1}(u_m + u_c - c_e \dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_m, \quad (7)$$

где

$$c_{m1} = c_m(1 + k_i)^{-1}. \quad (8)$$

Управляющее напряжение двигателя представим в виде

$$u_m = -k_m \dot{\varphi}_m, \quad (9)$$

где k_m – постоянный коэффициент. Подставим уравнение (9) в уравнение (7), затем умножим полученное выражение на n и сложим с уравнением (1), в результате чего получим

$$I_c \ddot{\varphi}_c + nI_m \ddot{\varphi}_m = nc_{m1}[R^{-1}(u_c - (k_m + c_e)\dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_c - f_l - nf_m. \quad (10)$$

Представим момент инерции ОУ в следующем виде:

$$I_c = I_{c0} + I_{c\delta}, \quad (11)$$

где I_{c0} – известное номинальное значение момента инерции ОУ, $I_{c\delta}$ – его неизвестное отклонение. С учетом обозначения (11) уравнение (10) переписывается в виде

$$I_{c0} \ddot{\varphi}_c + nI_m \ddot{\varphi}_m = nc_{m1}[R^{-1}(u_c - (k_m + c_e)\dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] - f_c - f_l - nf_m - I_{c\delta} \ddot{\varphi}_c. \quad (12)$$

Сформируем неопределенность

$$f_{c\Sigma} = -f_c - f_l - nf_m - I_{c\delta} \ddot{\varphi}_c, \quad (13)$$

с учетом которой уравнение (12) принимает вид

$$I_{c0} \ddot{\varphi}_c + nI_m \ddot{\varphi}_m = nc_{m1}[R^{-1}(u_c - (k_m + c_e)\dot{\varphi}_m) - T_e \dot{i}] + f_{c\Sigma}. \quad (14)$$

Управляющее напряжение объектом управления представим в виде

$$u_c = u_{cs} + u_{cc}, \quad (15)$$

где u_{cS} , u_{cC} – управляющие напряжения стабилизации и компенсации неопределенности, которые сформируем в виде

$$u_{cC} = -(nc_{m1})^{-1}R\hat{f}_{c\Sigma}, \quad (16)$$

$$u_{cS} = -k_{c1}(\varphi_c - \varphi_{cp}) - k_{c2}(\dot{\varphi}_c - \dot{\varphi}_{cp}), \quad (17)$$

где k_{c1} , k_{c2} – постоянные коэффициенты, $\hat{f}_{c\Sigma}$ – оценка $f_{c\Sigma}$, которую можно получить с помощью наблюдателя неопределенности.

Для нахождения оценки неопределенности сформируем эту неопределенность, но с учетом того, что на управляющее напряжение накладывается ограничение, т. е.

$$u = \text{sat}(u_i + u_m + u_c). \quad (18)$$

Найдем ток из уравнения (3), он будет иметь вид

$$i = R^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m) - T_e\dot{i}. \quad (19)$$

Последовательная подстановка уравнения (19) в уравнение (2), умножение полученного выражения на n и сложение с уравнением (1) дает

$$I_c\ddot{\varphi}_c + nI_m\ddot{\varphi}_m = nc_m[R^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m) - T_e\dot{i}] - f_c - f_l - nf_m, \quad (20)$$

или с учетом обозначения (11)

$$I_{c0}\ddot{\varphi}_c + nI_m\ddot{\varphi}_m - nc_m[R^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m) - T_e\dot{i}] = -f_c - f_l - nf_m - I_{c\delta}\ddot{\varphi}_c. \quad (21)$$

Неопределенность представлена выражением (13). Тогда уравнение (21) переписется в виде

$$f_{c\Sigma} = I_{c0}\ddot{\varphi}_c + nI_m\ddot{\varphi}_m - nc_m[R^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m) - T_e\dot{i}]. \quad (22)$$

Поскольку дифференцировать ток i нежелательно и нет информации об ускорениях двигателя и ОУ, то избавимся от необходимости получения производной тока и указанных ускорений следующим образом. Будем полагать быстрое действие наблюдателя $f_{c\Sigma}$ настолько большим, что в масштабе времени наблюдателя можно считать

$$\dot{f}_{c\Sigma} = 0. \quad (23)$$

По уравнениям (23), (24) построим наблюдатель для оценки $f_{c\Sigma}$ в виде

$$\dot{\hat{f}}_{c\Sigma} = l(\hat{f}_{c\Sigma} - f_{c\Sigma}), \quad (24)$$

где l_f – коэффициент передачи наблюдателя. Подстановка (22) в (24) дает

$$\dot{\hat{f}}_{c\Sigma} = l_f(\hat{f}_{c\Sigma} + nc_m[R^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m) - T_e\dot{i}] - I_{c0}\ddot{\varphi}_c - nI_m\ddot{\varphi}_m). \quad (25)$$

Введем обозначение

$$z := \hat{f}_{c\Sigma} + l_f(I_{c0}\dot{\varphi}_c + nI_m\dot{\varphi}_m + nc_mT_e\dot{i}) \Rightarrow \Rightarrow \hat{f}_{c\Sigma} = z - l_f(I_{c0}\dot{\varphi}_c + nI_m\dot{\varphi}_m + nc_mT_e\dot{i}), \quad (26)$$

с учетом которого уравнение (26) принимает вид

$$\dot{z} = l_f(\hat{f}_{c\Sigma} + nc_mR^{-1}(u - c_e\dot{\varphi}_m)). \quad (27)$$

$\hat{f}_{c\Sigma}$ определяется по результату интегрирования уравнения (28) и второму выражению в (27). Пусть ошибка наблюдателя

$$\tilde{f}_{c\Sigma} = \hat{f}_{c\Sigma} - f_{c\Sigma}. \quad (28)$$

Вычитая из уравнения (24) уравнение (23), получим уравнение $\dot{\tilde{f}}_{c\Sigma} = l_f\tilde{f}_{c\Sigma}$ с решением

$$\tilde{f}_{c\Sigma}(t) = \tilde{f}_{c\Sigma}(0)\exp(l_f t), \quad (29)$$

где ε – зона, при заходе в которую переходный процесс считается закончившимся, t_t – заданное время переходного процесса. Из (29) следует, что при $l_f < 0$ решение $\tilde{f}_{c\Sigma} = 0$ является асимптотически устойчивым, поэтому на основании (29) можно записать $\hat{f}_{c\Sigma} = f_{c\Sigma}$ при $t \rightarrow \infty$. Из выражения (30) по заданному времени переходного процесса можно определить коэффициент l_f

$$l_f = \frac{1}{t_t} \ln \varepsilon. \quad (30)$$

Для нахождения коэффициентов закона управления (4) составим характеристическое уравнение для системы уравнений (1)–(3), вектор состояния которой $x = [\varphi_c \ \dot{\varphi}_c \ \varphi_m \ \dot{\varphi}_m \ i]^T$. Определитель системы (1)–(3) имеет вид

$$\Delta = \begin{bmatrix} I_{c0}p^2 + c & -cn^{-1} & 0 \\ -n^{-1}c & I_m p^2 + n^{-2}c & -c_m \\ R^{-1}(k_{c1} + k_{c2}p) & R^{-1}(k_m + c_e)p & T_e p + 1 + k_i \end{bmatrix}, \quad (31)$$

откуда получается характеристическое уравнение

$$p^5 + T_e^{-1}(1 + k_i)p^4 + (c(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1}) + c_m(RT_e I_m)^{-1}(k_m + c_e))p^3 + T_e^{-1}c(I_m^{-1}n^{-2} + I_{c0}^{-1})(1 + k_i)p^2 + c_m c(RT_e I_m I_{c0})^{-1}(k_m + c_e + k_{c2}n^{-1})p + c(nRT_e I_m I_{c0})^{-1}c_m k_{c1} = 0, \quad (32)$$

где p – оператор дифференцирования. Сопоставляя уравнение (32) с эталонным характеристическим уравнением (33)

$$p^5 + 5\omega_0 p^4 + 10\omega_0^2 p^3 + 10\omega_0^3 p^2 + 5\omega_0^4 p + \omega_0^5 = 0, \quad (33)$$

где ω_0 характеризует быстродействие управляемого контура, можно получить значения коэффициентов закона управления и оптимальное значение ω_0 в виде

$$\omega_0 = \sqrt{0,5(I_{c0}I_m)^{-1}(I_{c0}n^{-2}c + I_m c)}, \\ k_i = 5T_e\omega_0 - 1,$$

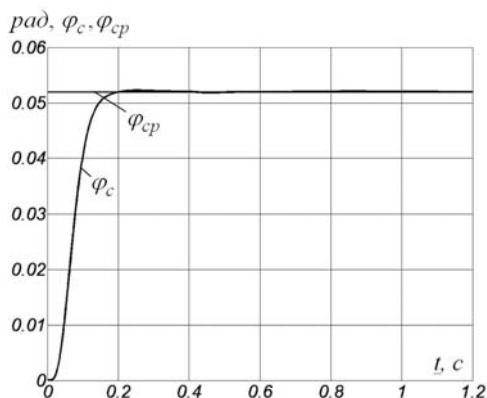


Рисунок 1

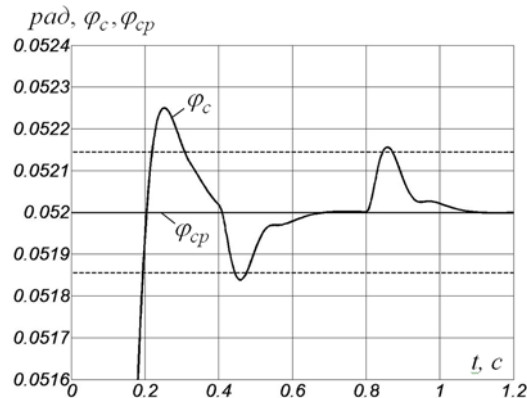


Рисунок 2

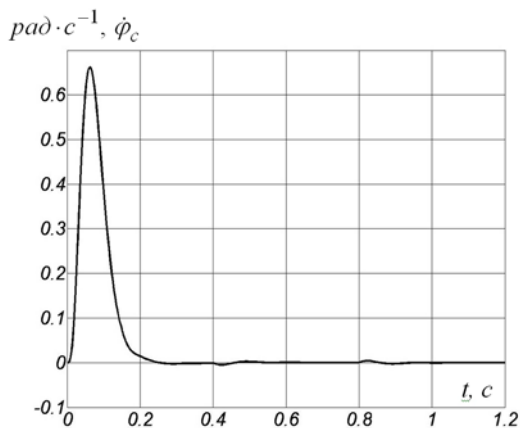


Рисунок 3

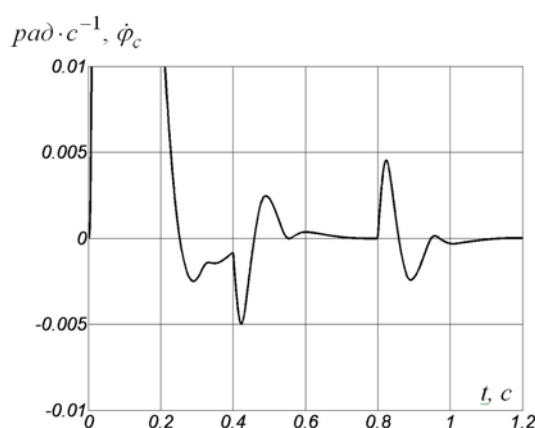


Рисунок 4

$$k_m = \frac{RT_e(10I_{c0}I_m\omega_0^2 - c(I_{c0}n^{-2} + I_m))}{c_m I_{c0}} - c_e, \\ k_{c1} = I_{c0}I_m T_e c^{-1} n c_m^{-1} R \omega_0^5, \\ k_{c2} = \left(\frac{5I_{c0}I_m T_e R \omega_0^4}{c_m c} - k_m - c_e \right) n. \quad (34)$$

3 РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании принимались следующие параметры: $I_{c0} = 250 \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $I_c = (0, 67 \dots 1, 5)I_{c0}$, $I_m = 27 \times 10^{-5} \text{ кг} \cdot \text{м}^2$, $R = 0,075 \text{ Ом}$, $T_e = 4,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$, $L = 3,375 \cdot 10^{-4} \text{ Гн}$, $c_m = 0,062 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{А}^{-1}$, $c_e = 0,062 \text{ В} \cdot \text{с} \cdot \text{рад}^{-1}$, $n = 377$, $c = 3 \cdot 10^5 \text{ Н} \cdot \text{м} \cdot \text{рад}^{-1}$, $f_l = 0 \dots 80 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_c = 200 \text{ Н} \cdot \text{м}$, $f_m = 0,15 \text{ Н} \cdot \text{м}$, пусковой ток 360 А, напряжение питания двигателя 27 В.

На рис. 1–9 показаны переходные процессы, возникающие при подаче ступенчатого программного сигнала величиной 3° ($\varphi_{cp} = 0,05236 \text{ рад}$) при номинальном моменте инерции ОУ. Нагрузка $f_l = 80 \text{ Н} \cdot \text{м}$ в виде

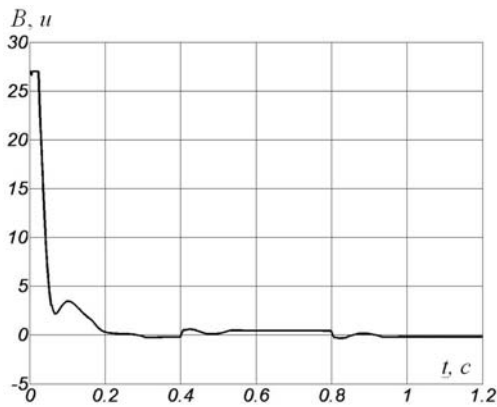


Рисунок 5

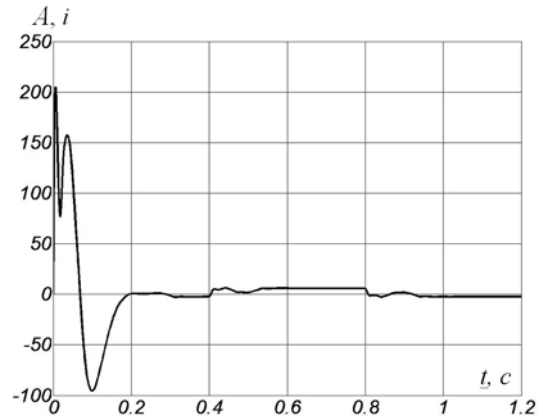


Рисунок 6

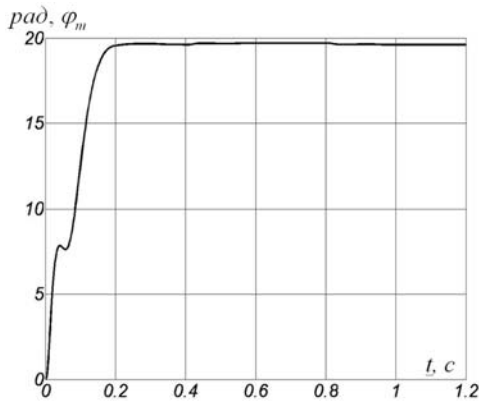


Рисунок 7

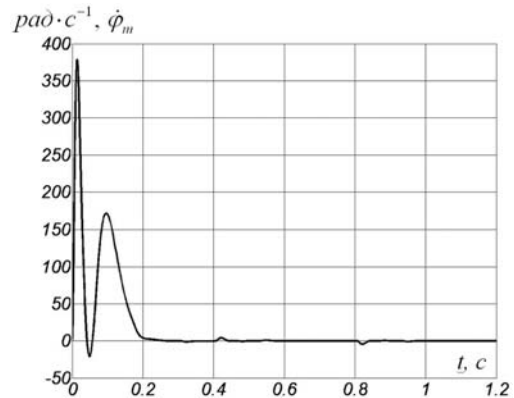


Рисунок 8

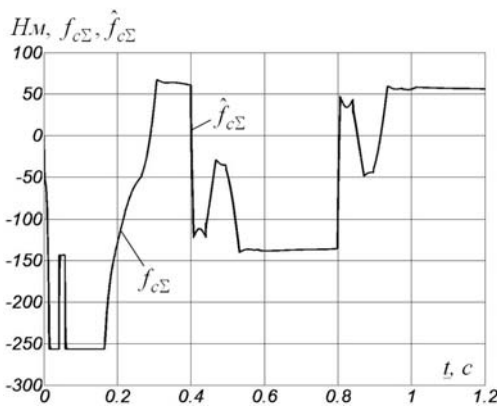


Рисунок 9

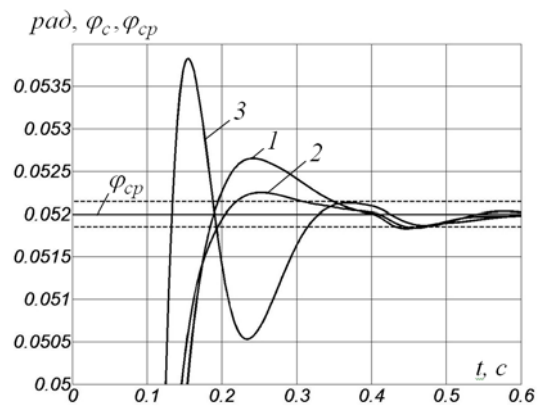


Рисунок 10

ступенчатого сигнала прикладывалась на 0,4 с и снималась на 0,8 с. На рис. 1 показан весь переходный процесс, а на рис. 2 – его фрагмент. На рис. 2 пунктирными линиями ограничена зона ± 30 угл. с. Анализ графиков показывает, что синтезированный алгоритм управления обеспечивает входение в зону ± 30 угл. с за 0,31 с. Рис. 2 свидетельствует, что система является

астигматической по отношению к нагрузке. На рис. 3, 4 представлена скорость ОУ. Рис. 4 является фрагментом рис. 3. Графики напряжения и тока изображены на рис. 5, 6. На рис. 7, 8 представлены графики угла и скорости поворота ротора двигателя. Графики неопределенности и ее оценки показаны на рис. 9. Рис. 10 демонстрирует фрагменты переходных процес-

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 ± 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