©Journal of the Technical University at Plovdiv
Fundamental Sciences and Applications, Vol. 13, 2008
Series B - Technical Sciences and Applications
BULGARIA

Electrical Engineering

Optimal control of a two-input nonlinear system

Ivan Kostov, Rumen Mishkov

Abstract. The behaviour of two-input nonlinear system is analyzed. A nonlinear mathematical model of DC motor with separate excitation is presented. An approach for nonlinear vector control system design by minimal energy losses are proposed on the basis of the system mathematical description. The effectiveness of the system considered is confirmed by simulation.
Keywords: DC motor, Modeling and transformation of variables, Nonlinear systems, Optimal systems, Vector Control, Efficiency.

ОПТИМАЛНО УПРАВЛЕНИЕ НА ДВУВХОДОВА НЕЛИНЕЙНА СИСТЕМА

1. Въведение

Електромеханичните системи (ЕМС) с двигатели за постоянен ток (ДПТ) представляват важни функционални елементи на голям брой технологични процеси в различни отрасли на съвременното производство и се използват широко в транспортните и битови устройства и агрегати.

Независимо от известните недостатъци на колекторните машини и съществуващото мнение за по-привлекателните перспективи на използването на ЕМС с двигатели за променлив ток (асинхронни и синхронни честотни ЕМС) лесно е да се предположи, че ЕМС с ДПТ ще запазят в близко бъдеще своя важен дял в съвременните висококачествени задвижвания [1,5].

В този контекст търсенето на оптимални стратегии за управление на ЕМС остава достатъчно актуално. Съвременните изисквания за показателите на качеството на ЕМС (точност, надеждност, икономичност, разширяване на работния диапазон) обуславят необходимостта от усъвършенстване на процесите на управление на обектите от разглежданият клас [2,3,4,6].

Към множеството на най-разпространените ЕМС с ДПТ преди всичко се отнасят електрозадвижвания от различен тип и предназначение, които представляват сърцевината на голям брой промишлени и транспортни механизми и агрегати. Казано

ISSN 1310 - 8271

общо, всички необходими механични и товарни характеристики могат да се осигурят като се използват ДПТ. Те използват два независими канала за управление, съответстващи на котвеното и на възбудителното напрежения, определящи двата независими управляващи входа на системата. Този тип управление е разпространен в теорията на електрозадвижването като векторно управление. Това позволява налагането на оптимален глобален критерий за качество на динамиката, което неизбежно усложнява задачата за управление на системата, привеждайки я в строго нелинейна форма [6].

Статията представя строго ориентиран двумерен нелинеен модел на ДПТ, базиран на модела на обобщената електрическа машина и апарата нелинейните системи в пространство на състоянието. Представен е синтез на оптимална затворена система с комбиниран критерий за качество, включващ едновременно удовлетворяване на показателите точност в установен режим, бързодействие, характер на преходния процес и оптимален коефициент на полезно действие на базата на дефинирането на две паралелни инвариантни множества, които впоследствие се включват в оптималния критерий за качество. Синтезираната система е изследвана чрез симулиране. Направеният анализ доказва уместността от реализацията на такива оптимални системи чрез вградени микропроцесорни контролери.

2. Математически модел на двувходовата нелинейна система за управление

В съвременните електрозадвижвания за постоянен ток електрическата енергия се подава на намотките на двигателя чрез управляеми полупроводникови преобразуватели, които позволяват да се изменя или да се управлява котвеното или възбудителното напрежение на двигателя в широк диапазон. Тези системи имат високи показатели на качеството на управление. Полупроводниковите преобразуватели се разглеждат като безинерционни елементи в тези електрозадвижвания, поради голямото им бързодействие в сравнение с останалите елементи на системата.

Изходните уравнения на отворената векторна система за управление, включваща преобразувателите, двигателя и смущаващото въздействие (съпротивителния момент) са [1,5]

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega \tag{2.1a}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M - M_c}{J} \tag{2.1b}$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a - i_a R_a - e_a}{L_a} \tag{2.1c}$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{u_e - i_e R_e}{L_e} \tag{2.1d}$$

В тази система M, e_a и i_e са електромагнитният момент, електродвижещото напрежение от въртенето и възбудителният ток. Връзката между възбудителния ток и пълния магнитен поток е функция, характеризираща процеса на насищане на магнитната система на двигателя и е обратна на известната крива на намагнитване. Чрез отчитане уравненията на връзките $M = c\Phi\, i_a$, $e_a = c\Phi\, \omega$ и $i_e = c\Phi / k_\Phi$ се приема линейна връзка между възбудителния ток и пълния магнитен поток, валидно за стойности на i_e до номиналните. Тогава уравненията (2.1) се трансформират в

$$\frac{d\phi}{dt} = \omega \tag{2.2a}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{c\Phi\ i_a}{J} - \frac{M_c}{J} \tag{2.2b}$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_a}{L_a} - \frac{i_a R_a}{L_a} - \frac{c\Phi\ \omega}{L_a} \tag{2.2c}$$

$$\frac{dc\Phi}{dt} = \frac{k_\Phi u_e}{L_e} - \frac{c\Phi\ R_e}{L_e} \tag{2.2d}$$

Уравненията (2.2) са описани в оригинални координати. Относителните координати се въвеждат посредством субституцията

$$[\omega, M_c, i_a, c\Phi, u_a, u_e]^T = [\omega^* \omega_0, M_c^* c\Phi_n i_{an}, i_a^* i_{an}, c\Phi^* c\Phi_n, u_a^* c\Phi_n \omega_0, u_e^* u_{en}]^T$$

при което уравненията (2.2) придобиват вида

$$\frac{d\phi^*}{dt} = \omega^* \tag{2.3a}$$

$$\frac{d\omega^*}{dt} = \frac{c\Phi_n i_{an}}{J\omega_0}(c\Phi^* i_a^* - M_c^*) \tag{2.3b}$$

$$\frac{di_a^*}{dt} = \frac{c\Phi_n \omega_0}{L_a i_{an}} u_a^* - \frac{i_{an} R_a}{L_a} i_a^* - \frac{c\Phi_n \omega_0}{L_a} c\Phi^* \omega^* \tag{2.3c}$$

$$\frac{dc\Phi^*}{dt} = \frac{k_\Phi}{c\Phi_n} \frac{u_{en}}{L_e} u_e^* - \frac{R_e}{L_e} c\Phi^* \tag{2.3d}$$

Въвеждането на променливите на състоянието и управленията по схемата

$$[x_1, x_2, x_3, x_4, u_1, u_2, u_3]^T = [\phi^*, \omega^*, i_a^*, c\Phi^*, u_a^*, u_e^*, M_c^*]^T$$

дава модела на системата в пространство на състоянието във вида

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= k_1(x_3 x_4 - u_3) \\
\dot{x}_3 &= k_2(u_1 - k_3 x_3 - x_2 x_4) \\
\dot{x}_4 &= k_4(u_2 - x_4)
\end{aligned} \tag{2.4}$$

Тук променливите на състоянието са дефинирани в относителни единици в следния смисъл x_1 – ъглово преместване, x_2 – ъглова скорост, x_3 – котвен ток, x_4 – пълен

ISSN 1310 - 8271

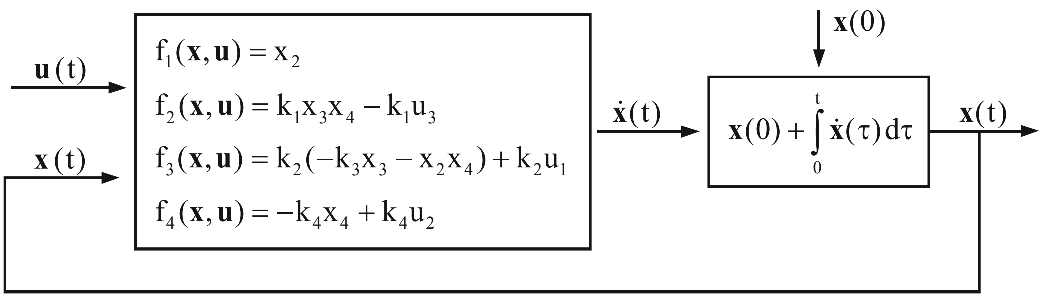
магнитен поток. В уравненията на състоянието участват коефициентите

$$k_1 = \frac{c\Phi_n i_{an}}{J\omega_0}, \qquad k_2 = \frac{c\Phi_n \omega_0}{L_a i_{an}}, \qquad k_3 = \frac{R_a}{R_{an}}, \qquad k_4 = \frac{R_e}{L_e} = \frac{k_\Phi u_{en}}{c\Phi_n L_e}, \tag{2.5}$$

където $R_{an} = c\Phi_n \omega_0 / i_{an}$.

Структурата на отворената векторна система за управление, включваща преобразувателите, двигателя и смущаващото въздействие (съпротивителния момент) е показана на фиг. 1, на която съответстват следните уравнения

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= k_1 x_3 x_4 - k_1 u_3 \\ \dot{x}_3 &= k_2(-k_3 x_3 - x_2 x_4) + k_2 u_1 \\ \dot{x}_4 &= -k_4 x_4 + k_4 u_2 \end{aligned} \tag{2.6}$$



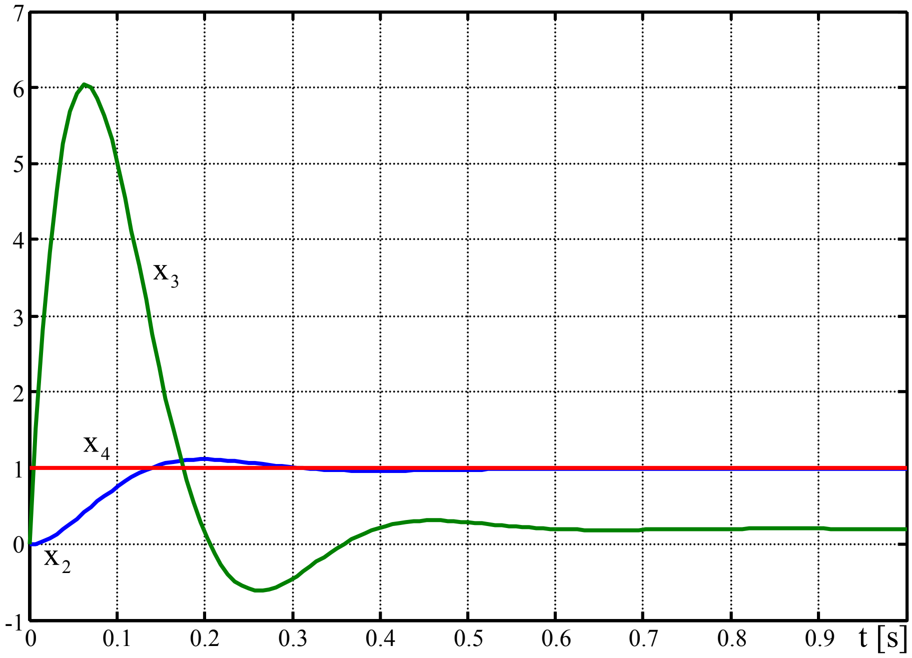
Фиг.1. *Структурна схема на отворената система в пространство на състоянието*

На фиг. 2 и фиг. 3 са показани реакциите на отворената система при коефициенти $k_1 = 1.6742$, $k_2 = 210.8491$, $k_3 = 0.0949$ и $k_4 = 1.9538$. Инерционният момент е равен на собствения инерционен момент на двигателя. Реакциите на тези две фигури съответстват на двигатели за постоянен ток с независимо и паралелно възбуждане.

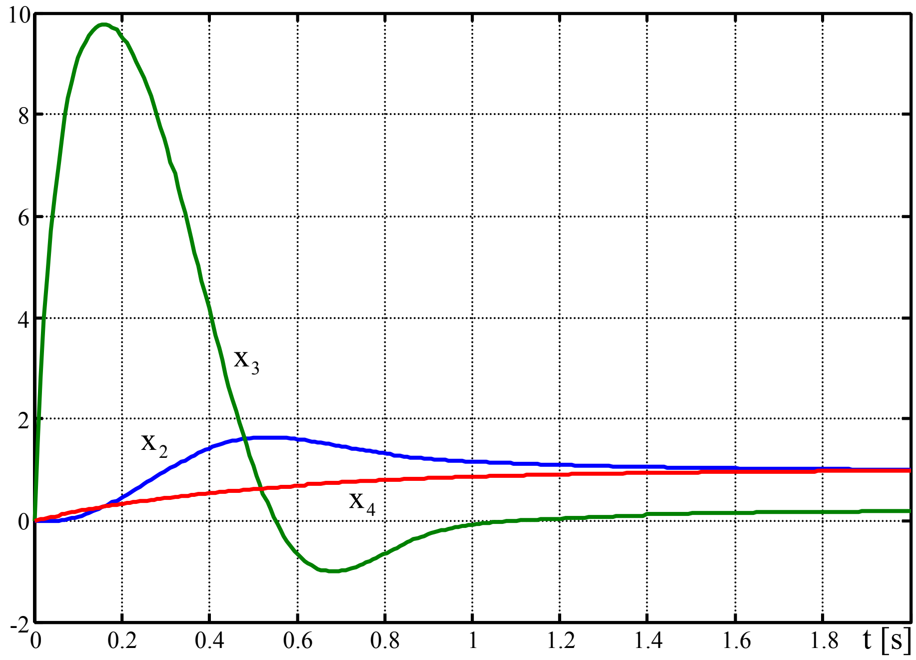
Изпитваният двигател има следните номинални параметри:

$$P_n = 55\ kW,\ \omega_n = 54.6\ \ rad/s,\ U_{an} = U_{en} = 220\ V,\ I_{an} = 282\ A.$$

Смущаващото въздействие u_3 представлява приведения съпротивителен момент $M_c = M_c(\varphi, \omega, t)$, който е функция на ъгловото положение, ъгловата скорост и времето, когато влиянието на еластичността може да се пренебрегне. В общия случай механичната част може да се представи като множество от въртящи се маси, съединени с еластични връзки. При съществена еластичност на механичните връзки е необходимо математическият модел да се допълни с уравненията на многомасовата еластична механична система. Като се имат предвид значителните загуби на енергия в механичните възли на системата, то трябва максимално да се използват системи без механични възли, което предполага директно управление на двигателя с по-сложни векторни закони,



Фиг. 2. *Реакция на отворената система при* $\mathrm{x}_0 = [0, 0, 0, 1]^T$ *и* $\mathrm{u} = [1, 1, 0.2]^T$



Фиг. 3. *Реакция на отворената система* $\mathrm{x}_0 = [0, 0, 0, 0]^T$ *и* $\mathrm{u} = [1, 1, 0.2]^T$ *гарантиращи желаното качество на затворената система.*

ISSN 1310 - 8271

За целите на това изследване е прието смущението $u_3 = const$ да е постоянно.

Обикновено двигателят се описва като линеен или линеаризиран математически модел, а управлението се осъществява по един канал (котвеното напрежение при постоянен магнитен поток) или последователно по двата канала (двузонно регулиране). Най-разпространените системи – с подчинено регулиране, представляват многоконтурни системи с каскадно включени регулатори. Същественото при синтеза и настройката на тези системи е пренебрегването на вътрешната обратна връзка по електродвижещото напрежение от въртене. Когато тази обратна връзка не може да се пренебрегне се прилагат специални методи за нейната изкуствена компенсация. Характерното за такива системи е невъзможността за постигане на желаното качество на динамиката, което е особено съществено при мощни двигатели.

При регулиране във втора зона (при намален магнитен поток) структурата на ДПТ е съществено нелинейна. Затова синтезът на затворена многомерна система за управление с високи показатели на качеството може да се реализира чрез аналитичен синтез на нелинеен многомерен регулатор със зададено качество, което е сложна задача и изисква прилагането на най-съвременните подходи на теорията на управлението.

3. Синтез на регулатор с енергоикономично управление

Ефективната система за управление предполага сложен критерий за качество, включващ едновременно удовлетворяване на показателите точност в установен режим, бързодействие, характер на преходния процес и оптимален коефициент на полезно действие.

Така задачата за синтеза на регулатора може да се формулира по следния начин: Необходимо е да се намери управляващия вектор **u**(**x**) като функция на променливите на състоянието, осигуряващ превеждане на системата от произволно начално състояние x_0 в зададено произволно крайно състояние x_k, при което траекторията на движение и установеният режим удовлетворяват критерия за качество.

Анализирайки математическия модел (2.6) се вижда, че управляващите въздействия u_1 и u_2 участват в десните страни на диференциалните уравнения за тока на котвата x_3 и пълния магнитен поток x_4. Затова е целесъобразно да се избере паралелно множество от инвариантни множества в следния вид

$$\psi_1 = x_3 + \gamma_1(x_1, x_2)$$

$$\psi_2 = x_4 + \gamma_2(x_1, x_2)$$

По такъв начин функциите $\gamma_1(x_1, x_2)$ и $\gamma_2(x_1, x_2)$ ще определят съответно характера на изменението на котвения ток и пълния магнитен поток в сечението на инвариантните множества $\psi_1 = 0$ и $\psi_2 = 0$. Налагането на изискването за апериодичен характер на преходния процес става чрез системата основни функционални уравнения

$$T_1\dot{\psi}_1(t) + \psi_1(t) = 0$$

$$T_2\dot{\psi}_2(t) + \psi_2(t) = 0$$

в съответствие с диференциалните уравнения на модела (2.6). Чрез включването на спомагателния вектор $\boldsymbol{\psi}$ в критерия за оптималност можем да намерим векторния закон за управление, който осигурява превеждане на затворената система от произволно начално състояние x_0 в зададено произволно крайно състояние x_k, при което траекторията на движение ще има бързодействие, определено от времеконстантите T_1 и T_2 с апериодичен характер на преходния процес. Това води до обобщения векторен закон за управление

$$
\begin{aligned}
&u_1(x_1,x_2,x_3,x_4)=\left(k_3-\frac{1}{T_1k_2}\right)x_3+x_2x_4-\frac{1}{T_1k_2}\gamma_1(x_1,x_2)\\
&-\frac{1}{k_2}\left(\frac{\partial\gamma_1(x_1,x_2)}{\partial x_1}x_2+\frac{\partial\gamma_1(x_1,x_2)}{\partial x_2}(x_3x_4-u_3(x_1,x_2))k_1\right),\\
&u_2(x_1,x_2,x_3,x_4)=x_4-\frac{1}{T_2k_4}(x_4+\gamma_2(x_1,x_2))\\
&-\frac{1}{k_4}\left(\frac{\partial\gamma_2(x_1,x_2)}{\partial x_1}x_2+\frac{\partial\gamma_2(x_1,x_2)}{\partial x_2}(x_3x_4-u_3(x_1,x_2))k_1\right).
\end{aligned}
\tag{2.7}
$$

Тогава, доопределяйки функциите $\gamma_1(x_1,x_2)$ и $\gamma_2(x_1,x_2)$ на базата на технологичните изисквания за ъглово положение и скорост и зададените показатели на качеството, обобщеният векторен закон може да придобие конкретна форма. В примера, който ще бъде разгледан, ще считаме, че съпротивителният момент $u_3=M_c$ е постоянен. По такъв начин се вижда, че оптималното енергоикономично управление трябва да бъде двуканално (векторно), представляващо нелинейна обратна връзка по състояние, построена на базата теорията на инвариантните множества [7].

В силовите канали на електрозадвижването в процеса на електрическото, електромеханичното и механичното преобразуване неизбежно се губи част от енергията. В тази връзка повишаването на енергийната ефективност в различните екплоатационни режими може да се постига само за сметка на намаляване на енергийните загуби, което има особено практическо значение. В съвременната инженерна практика съществуват следните основни подходи за икономия на енергия:

- ♦ Конструктивен подход – включва използването на конструктивни решения както в двигателя, така и в силовия преобразувател (увеличаване на масата на активните материали, използване на нови видове изолация, повишаване ефективността на охладителната система).
- ♦ Технически подход – включва правилен избор и рационално използване на електрозадвижването в конкретния технологичен процес.
- ♦ Кибернетичен подход – включва синтез на оптимални в смисъл на минимални енергийни загуби нелинейни многомерни закони за управление.

В този параграф се разглежда решение на задачата за енергоикономично електрозадвижване в кибернетичен смисъл като е показана възможността за значително намаляване на загубите в силовия канал посредством синтезираното управление. Характерът на динамиката на електрозадвижванията показва, че минимални загуби на енергия не могат да се постигнат без оптимално управление на магнитния поток. Така, критерият за оптималност се явява израз за оптималния по минимални загуби на енергия магнитен поток

$$x_{4onm}^2=|u_3(x_2)|\sqrt{\frac{k_v}{k_b+k_s|x_2|^{\beta}}}. \tag{2.8}$$

Тук k_v, k_b и k_s са номинални компоненти на загубите на мощност в относителни

ISSN 1310 - 8271

единици, съответно в медта на котвата, на възбуждането и в стоманата. Коефициентът β дава зависимостта между загубите в стоманата и честотата на въртене. Механичните загуби не участват в израза (2.8), тъй като не зависят от магнитния поток [1].

Естествена стъпка в намирането на енергоикономично управление е подчиняването на инвариантните множества за синтезираната система на критерия за оптималност (2.8). Тогава, инвариантните множества, осигуряващи стабилизация на скоростта $x_2 = x_2^0$ с едновременна минимизация на енергийните загуби в силовите канали, приемат следния вид

$$\Psi_1 = x_3 - \frac{u_3(x_2) - \dfrac{1}{k_1 T_3}(x_2 - x_2^0)}{\sqrt{|u_3(x_2)|}\sqrt[4]{\dfrac{k_v}{k_b + k_s |x_2|^\beta}}} = x_3 - \frac{u_3(x_2) - \dfrac{1}{k_1 T_3}(x_2 - x_2^0)}{x_4} = 0, \quad (2.9a)$$

$$\Psi_2 = x_4 - \sqrt{|u_3(x_2)|}\sqrt[4]{\frac{k_v}{k_b + k_s |x_2|^\beta}} = 0. \quad (2.9b)$$

Смисълът на времеконстантата T_3 в инвариантното множество ψ_1 е динамиката на уравнението $\dot{x}_2 = k_1 x_3 x_4 - k_1 u_3$ от модела (2.4) да бъде еквивалентна на апериодичната динамика $\dot{x}_2 = (-x_2 + x_2^0)/T_3$, осигуряваща и установения режим $x_2 = x_2^0$. Оптималните управляващи въздействия, за които множествата (2.9) са инвариантни за отворената система (2.6), имат вида (2.10), където

$$\lambda(x_2) = \frac{k_v}{k_b + k_s |x_2|^\beta}.$$

За случая $u_3 = const$ управленията (2.10) се трансформират в (2.11). Съвкупността на инвариантните множества за обектната система е формирана от технологично–

$$u_1(\mathrm{x}) = x_2 x_4 + \left(k_3 - \frac{1}{T_1 k_2}\right)x_3 + \left(\frac{1}{\sqrt{u_3(x_2)}\sqrt[4]{\lambda(x_2)}}\left(\frac{\partial u_3(x_2)}{\partial x_2} - \frac{1}{T_3 k_1}\right) - \right.$$
$$\left.\left(u_3(x_2) - \frac{1}{T_3 k_1}(x_2 - x_2^0)\right)\left(\frac{1}{2\sqrt[4]{\lambda(x_2)}\sqrt{u_3^3(x_2)}}\frac{\partial u_3(x_2)}{\partial x_2} - \frac{\beta k_s x_2^{\beta-1}}{4k_v}\frac{\sqrt[4]{\lambda^3(x_2)}}{\sqrt{u_3(x_2)}}\right)\right) \times$$
$$(x_3 x_4 - u_3(x_2))\frac{k_1}{k_2} + \frac{1}{T_1 k_2}\frac{1}{\sqrt{u_3(x_2)}\sqrt[4]{\lambda(x_2)}}\left(u_3(x_2) - \frac{1}{T_3 k_1}(x_2 - x_2^0)\right), \quad (2.10a)$$

$$u_2(\mathrm{x}) = x_4 + \left(\frac{\sqrt[4]{\lambda(x_2)}}{2\sqrt{u_3(x_2)}}\frac{\partial u_3(x_2)}{\partial x_2} - \frac{\beta k_s x_2^{\beta-1}}{4k_v}\sqrt{u_3(x_2)}\sqrt[4]{\lambda^5(x_2)}\right) \times$$
$$(x_3 x_4 - u_3(x_2))\frac{k_1}{k_4} - \frac{1}{T_2 k_4}\left(x_4 - \sqrt{u_3(x_2)}\sqrt[4]{\lambda(x_2)}\right), \quad (2.10b)$$

$$u_1(\mathrm{x}) = x_2 x_4 + \left(k_3 - \frac{1}{T_1 k_2} \right) x_3 - \left(\frac{1}{T_3 k_1} \frac{1}{\sqrt{u_3} \sqrt[4]{\lambda(x_2)}} - \left(u_3 - \frac{1}{T_3 k_1} (x_2 - x_2^0) \right) \times \right.$$

$$\left. \left(\frac{\beta k_s x_2^{\beta-1}}{4 k_v} \frac{\sqrt[4]{\lambda^3 (x_2)}}{\sqrt{u_3}} \right) \right) (x_3 x_4 - u_3) \frac{k_1}{k_2} + \frac{1}{T_1 k_2} \frac{1}{\sqrt{u_3} \sqrt[4]{\lambda(x_2)}} \left(u_3 - \frac{1}{T_3 k_1} (x_2 - x_2^0) \right), \tag{2.11a}$$

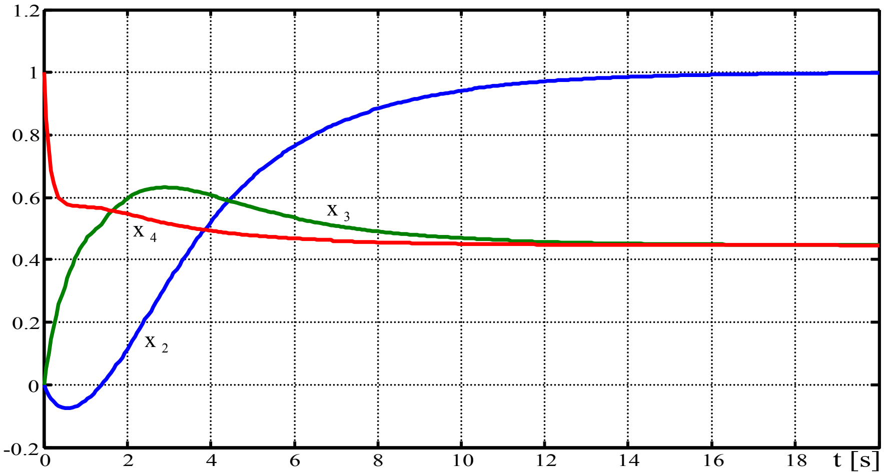
$$u_2(\mathrm{x}) = x_4 - \frac{\beta k_s x_2^{\beta-1}}{4 k_v} \sqrt{u_3} \sqrt[4]{\lambda^5 (x_2)} (x_3 x_4 - u_3) \frac{k_1}{k_4} - \frac{1}{T_2 k_4} (x_4 - \sqrt{u_3} \sqrt[4]{\lambda(x_2)}) . \tag{2.11b}$$

то инвариантно множество $\psi_1(t) \equiv 0$, $(x_2 = x_2^0)$ и енергийното инвариантно множество $\psi_2(t) \equiv 0$, $x_4 = x_{4onm}$. Физически това означава, че по котвения канал се стабилизира зададената скорост на въртене, а по възбудителния канал се осигурява минимална сумарна загуба на енергия за цялата система.

4. Симулиране

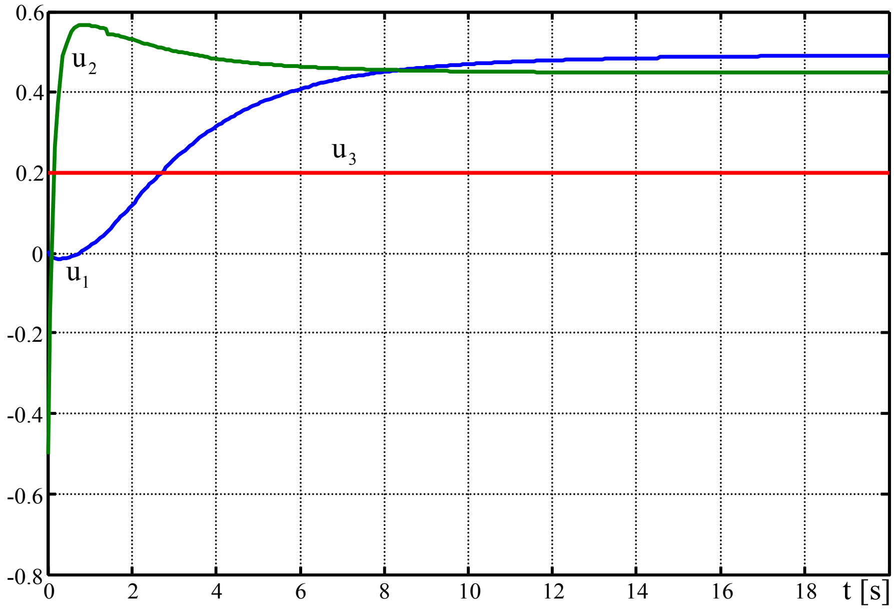
В този параграф е проведено симулиране на затворената оптимална система с вектор на управляващите въздействия (2.11) от начално условие $\mathrm{x}_0 = [0, 0, 0, 1]^T$, съпротивителен момент $u_3 = 0.2$ и параметри на системата $T_1 = 3$, $T_2 = 0.15$, $T_3 = 1$, $k_v = 0.286$, $k_b = 0.116$, $k_s = 0.17$, $\beta = 1.2$. Тези закони осигуряват достигане на установена стойност на скоростта x_2^0 с едновременна оптимална стабилизация на магнитния поток x_4. Коефициентът k_v е подбран с оглед изравняване на установените стойности на x_3 и x_4.

Резултатите от симулирането показват, че прилагането на получените закони за енергоикономично управление позволява да се намалят с (20-30) процента сумарните загуби на енергия в разглежданите електрозадвижвания в сравнение със стандартната схема на подчиненото регулиране при постоянен магнитен поток.



Фиг. 4. *Времева реакция на оптималната затворена система по* x_2, x_3, x_4

ISSN 1310 - 8271



Фиг. 5: *Времева реакция на оптималната затворена система по вектора* ***u***

Оптималното управление намалява загубите в стоманата и възбуждането за сметка на известно увеличаване на загубите в медта на котвата, като общият ефект е намаляване на сумарните загуби. При това този ефект се засилва с отдалечаване от номиналните режими на системата.

5. Заключение

В статията е поставен проблемът за синтез на оптимална система и изследване на динамиката на електрозадвижване от нелинейния клас двигател за постоянен ток с независимо електромагнитно възбуждане.

Представен е нелинеен математичен модел на двигателя. Построяването на модела почива на основните уравнения за преобразуване на енергията с отчитане на двумерността на системата, водещо до неориентиран нелинеен модел в оригинални координати. Този модел е нормализиран чрез въвеждане на относителни координати, след което е представен в пространство на състоянието като строго ориентиран двумерен нелинеен модел. Целта на предложеното описание е удобното приложение на векторни управляващи закони. Показани са преходни процеси на отворената система при нулеви и ненулеви начални условия.

Сложният критерий за качество на синтезираната затворена система, включващ едновременно удовлетворяване на показателите точност в установен режим, бързодействие, характер на преходния процес и оптимален коефициент на полезно действие, е реализиран посредством специфична формулировка на задачата за синтеза на регулатора. Синтезът на затворената система е направен на базата на дефинирането на две паралелни инвариантни множества, които впоследствие се включват в оптималния критерий за качество. Той е компромис между бързодействие с апериодична динамика и оптималност по минимални енергийни загуби в целия работен диапазон. Получените векторни управляващи закони са нелинейна обратна връзка по състояние, в които участва критерият за оптималност. Показани са преходни процеси на затворената двумерна нелинейна оптимална система при нулеви и ненулеви начални условия.

Анализът на резултатите от симулирането показва, че оптималното управление намалява загубите в стоманата и възбуждането за сметка на известно увеличаване на загубите в медта на котвата, като общият ефект е намаляване на сумарните загуби. При това този ефект се засилва с отдалечаване от номиналните режими на системата по скорост и момент, но главно по момент. Прилагането на получените закони за енергоикономично управление позволява да се намалят с (20-30) процента сумарните загуби на енергия в разглежданите електрозадвижвания в сравнение със стандартната схема на подчиненото регулиране при постоянен магнитен поток.

В представения математически модел не е отразен присъщия процес на насищане в машината и съпровождащите го явления. Тази неточност на модела води до нееквивалентна реакция на системата при магнитен поток над номиналния, мотивиращо необходимостта от отразяването на насищането и промяната на индуктивността на възбудителната намотка в модела като следваща стъпка в бъдещите изследвания и синтез на оптимални системи за електрозадвижване с повишена ефективност на управлението.

Практическата реализация на синтезираните закони налага използването на нелинейни наблюдатели на състоянието, тъй като те представляват двумерна нелинейна обратна връзка по състоянието на системата. Векторът на състоянието е от една страна ненапълно измеряем, а от друга, тенденцията в съвременните задвижвания е максимално намаляване на броя на сензорите за сметка на увеличаване на изчислителния товар на управляващата система. Тази тенденция е обусловена от бурното развитие на вградените системи за управление с мощни микропроцесори и периферия, които се предлагат на пазара на все по-ефективни цени.

Реализацията на управляващи системи за задвижвания е особено целесъобразна на базата на развити специализирани вградени микропроцесорни контролери, в които всички необходими функции на управлението като широчинно импулсната модулация, реално временните функции, нелинейните наблюдатели, координатните преобразувания и управляващите закони се реализират от вградения микропроцесорен контролер. Той поема целия изчислителен товар на управляващата система и извън него остават само мощните сервоусилватели. Тези обективни предпоставки обуславят факта, че трудоемкостта за проектиране на методичното и алгоритмично осигуряване значително превишава тази за хардуерната част в системата за управление. Това определя нарастващата роля на специалистите по автоматика в проектирането и реализацията на съвременни системи за управление на електрозадвижвания и технологични процеси.

ЛИТЕРАТУРА

1. Leonhard W., Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 2001.

2. Mishkov R. L., Nonlinear Observer Design by Reduced Generalized Observer Canonical Form, International Journal of Control, Vol. 78, No. 3, 2005, pp. 172-185.

ISSN 1310 - 8271

3. **Taylor D. G.,** Nonlinear control of electric machines: An overview. IEEE Control Systems Magazine, Vol. 14, 1994, pp. 41-51.

4. **Kaddouri A., O. Akhrif, M. Ghribi, H. Le-Huy**, Adaptive Nonlinear Control of an Electric Motor, Applied Mathematical Sciences, Vol. 2, 2008, No. 52, pp. 2557 - 2568.

5. **Khorrami F. , P. Krishnamurthy, H. Melkote**, Modeling and Adaptive Nonlinear Control of Electric Motors, Springer, 2003, 523 p., 184 illus., ISBN 978-3-540-00936-8.

6. **Reyer J. A., P. Y. Papalambros**, Optimal Design and Control of an Electric DC Motor, Proceedings of the 1999 ASME Design Engineering Technical Conferences, September 12-15, 1999, Las Vegas, Nevada.

7. **Slotine J-J., W. Li**, Applied Nonlinear Control, Prentice-Hall International, 1991.

Control Systems Department
Technical University
25, Tsanko Dyustabanov St.
4000 Plovdiv
BULGARIA
Email: r.mishkov@gmail.com
Email: ijk@tu-plovdiv.bg