

Ján Vittek - Slavomír Seman - Daniel Vaňko *

BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE POHONU SO SYNCHRÓNNYM MOTOROM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

SENSORLESS CONTROL OF SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE WITH FORCED DYNAMICS

V článku je prezentovaná metóda riadenia elektrických pohonov so synchronnými motormi a s vnútenou dynamikou. Predpísaná odozva na referenčnú žiadanú rýchlosť môže byť volená ako priama akcelerácia, alebo ako odozva na skokovú zmenu vstupného signálu pre systém prvého, alebo druhého rádu. Spolu s týmto predpokladom je dodržaná podmienka pre vektorové riadenie a to, že uhol medzi vektorom statorového prúdu a vektorom magnetického toku bude približne rovný 90°. Riadiaci systém pozostáva taktiež zo sústavy dvoch pozorovateľov pre odhad rýchlosti rotora a momentu záťaže na hriadeľ motora. Experimentálne výsledky pre všetky tri spomínané odozvy, ktoré boli experimentálne overené vykazujú veľmi dobrú zhodu s teoretickými predpokladmi. Takto navrhnutý riadiaci systém je vhodný pre využitie v aplikáciách vyžadujúcich strednú triedu presnosti.

1. Úvod

Prezentovaný spôsob riadenia elektrických pohonov pracuje bez snímačov na hriadeľ motora, pričom sú merané len statorové prúdy a statorové napätie je vypočítavané zo spinacieho stavu pri známom napätí jednosmerného medziobvodu. Riadiaci algoritmus (CL) môže pracovať v jednom z nasledujúcich módov, ktoré sú dané požiadavkami aplikácie.

- a) Priama akcelerácia, v tomto móde elektrický pohon akceleruje s uhlovým zrýchlením, ktoré sleduje žiadané zrýchlenie s minimálnym oneskorením
- b) Odozva prvého rádu, kde sa pohon chová ako lineárny systém prvého rádu s predpísanou časovou konštantou.
- c) Odozva druhého rádu, kde pohon akceleruje so zrýchlením, ktorého priebeh odpovedá odozve systému popísaného charakteristickou rovnicou druhého rádu.

Bloková schéma riadiaceho systému je zobrazená na obr. 1. Obsahuje podradenú prúdovú riadiacu slučku a nadradenú rýchlostnú slučku. Podradená slučka udržuje v motore trojfázový statorový prúd, ktorý sleduje žiadané hodnoty prúdov predpísaných nadradeným riadiacim algoritmom. To umožňuje, aby sme považovali synchronný motor za nelineárnu viacpremennú sústavu, v ktorej sú riadiacimi veličinami dve zložky vektora statorového

A control method for electric drives employing synchronous motors with forced closed-loop dynamics is presented. The prescribed response to the reference speed demand can be chosen as direct acceleration control, linear first order and second order speed response. In addition to this, the angle between the stator current and magnetic flux vectors can be mutually maintained perpendicular. The drive control system also contains a set of two observers for estimation of rotor speed and the load torque. The experimental results obtained for direct acceleration, first order dynamic and second order dynamic indicate good agreement with the theoretical. The control system, as developed to date, would be suited very well to applications requiring control to a moderate accuracy.

1. Introduction

A new approach has been taken to the control of synchronous motor (SM) based electric drives. The system operates without shaft sensors. Only the stator currents are measured, the applied stator voltages are determined by the computed inverter switching algorithm with a knowledge of the dc link voltage. The result is a control law (CL) which may be operated in any one of the following modes according to the application:

- a) Direct acceleration control, where the drive produces a rotor shaft angular acceleration following a demanded acceleration with negligible dynamic lag.
- b) Linear first order speed response, where the drive behaves as a first order linear system with prescribed time constant, for use as an element in control applications.
- c) Second order speed response, where the drive acceleration is prescribed with the second order characteristic equation.

The drive control system has a nested loop structure, shown in Figure 1, comprising an inner current control loop and an outer control. The inner control loop forces the three-phase stator currents to follow their demands with negligible lag. This enables the SM to be treated as a non-linear multivariable plant in which the control variables are the two stator current vector components and the controlled variable is the rotor speed. Since there are two

* Prof. Ing. Ján Vittek, PhD., Ing. Slavomír Seman, Ing. Daniel Vaňko

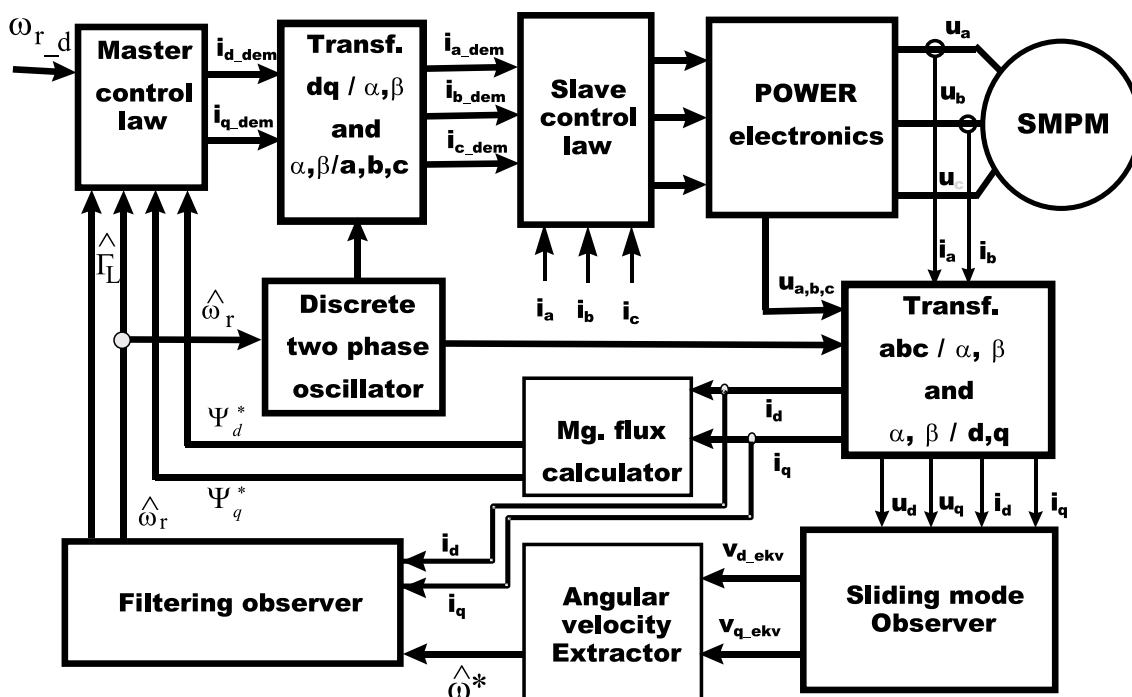
Department of Electric Traction and Energetic, University of Žilina, Veľký diel, 010 26 Žilina, Slovak Republic;
Phone/fax: + 421-89-5254963, e-mail: vittek@fel.utc.sk, slavo@kete.utc.sk, vanko@kete.utc.sk

prúdu a riadenou veličinou je uhlová rýchlosť. V tomto prípade sú riadiace veličiny volené tak, aby bol dodržaný pravý uhol medzi vektorom magnetického toku a vektorom statorového prúdu, ako je to u vektorového riadenia.

Ako už bolo spomínané meriame iba statorové prúdy. Magnetický tok a uhlová rýchlosť sú odhadované pozorovateľmi, k čomu je potrebné poznať okrem prúdov aj statorové napätie, ktoré je počítané zo spinacích stavov. Algoritmus pozorovateľa záťažového momentu je založený na mechanickej rovnici motora a využíva sa v nadradenej riadiacej slučke. Vstupom tohto pozorovateľa je výstup pozorovateľa uhlovej rýchlosti, statorové prúdy, a vypočítané zložky statorového napätia.

control variables and one controlled variable, there is one degree of freedom to optimise the performance of the whole system as the vector controlled. In this case, the control variables are chosen to maintain the stator current vector and the magnetic flux vector at right angles, as in conventional vector control.

Since the only measurement variables are the stator currents, a rotor speed estimator is employed which requires just these measurements together with the known stator voltages. An observer whose real time model is based on the motor mechanical equation produces a load torque estimate required by the outer loop control law. This observer requires the output of the speed estimator, the measured stator current components, and the known stator voltage components as inputs.



Obr. 1 Celková bloková schéma pohonu so synchronným motorom s nútenou dynamikou

Fig. 1 Overall control system block diagram for SM drive with forced dynamics

2. Návrh riadiaceho algoritmu

Z dôvodu zjednodušenia je riadiaci systém usporiadaný do hierarchickej štruktúry [1], kde sú žiadané statorové prúdy generované ako primárne riadiace veličiny nadradeným riadiacim algoritmom, a na ich základe sú podradeným riadiacim algoritmom generované skutočné riadiace veličiny - statorové napätia polovodičovým výkonovým systémom.

Model synchronného motora (SM)

Model SM je formulovaný v d, q sústave orientovanej na rotor. Pri transformácii z časovo premennej sústavy α, β do d, q sústavy orientovanej na rotor je použitý dvojfázový oscilátor [2], produkujúci elementy $\sin(\omega t)$ a $\cos(\omega t)$ ktoré sú potrebné k tejto transformácii.

2. The Control Law (CL) Development

In the interests of simplification, the control system is arranged in a hierarchical structure [1] in which the stator current demands are generated as primary control variables by a master CL, to be followed closely by a slave CL using the true control variables - the stator voltages.

Model of Synchronous Motor

The SM model is formulated in the rotor-fixed (d, q) coordinate system. The time varying co-ordinate transformation is realised by means of a two-phase oscillator [2], whose state variables are automatically the time varying elements, $\sin(\omega t)$ and $\cos(\omega t)$:

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{-R_S}{L_d} i_d + p\omega_r \frac{1}{L_d} \psi_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -p\omega_r \frac{1}{L_d} \psi_d - \frac{R_S}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_q \end{aligned} \quad (1a,b)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Gamma_{el} - \Gamma_L] = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2} p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Nadradený riadiaci algoritmus

Nadradený riadiaci algoritmus v uzavretej slučke bol formulovaný prepísaním rovníc definujúcich správanie systému, a to nasledovne:

$$\dot{\omega}_r = acc_d \quad (4)$$

$$\psi^T I_S = 0 \quad (5)$$

kde acc_d je žiadané uhlové zrýchlenie. Tri operačné módy sú realizované použitím troch rôznych diferenciálnych rovníc pre definovanie acc_d . Rovnica (5) je rovnaká pre všetky operačné módy a je iba vyjadrením základnej podmienky pre vektorové riadenie. Rovnica vyjadrujúca uhlové zrýchlenie ad je daná pre každý operačný mód zvlášť, pričom prvá časť nadradeného riadiaceho algoritmu vychádza z rovníc (2), (4) a spolu s podmienkou (5) dostávame kompletný predpis riadiaceho algoritmu.

$$\Gamma_{dyn} = J^* acc_d = \left\{ \frac{3}{2} p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} \quad (6)$$

$$\psi_d \cdot i_d + \psi_q \cdot i_q = b, \quad b = |\psi| |I_S| \cos(\gamma) = 0 \quad (7)$$

Rovnica (7) je vo všeobecnom tvare, kde $b = |\psi| |I_S| \cos(\gamma)$ a γ je uhol medzi vektorom satorového prúdu a vektorom rotorového toku. Za predpokladu že $I_S = I_{Sdem}$ a nahradením Γ_L jeho odhadovanou hodnotou, z $\hat{\Gamma}_L$ pozorovateľa záťažového momentu dostávame kompletný riadiaci algoritmus pre všetky operačné módy:

$$\begin{cases} i_{ddem} = \frac{1}{\|\Psi\|} \left[\psi_d \cdot b - \frac{\psi_q}{c} (\Gamma_{dyn} + \hat{\Gamma}_L) \right] \\ i_{qdem} = \frac{1}{\|\Psi\|} \left[\psi_d \cdot b + \frac{\psi_q}{c} (\Gamma_{dyn} + \hat{\Gamma}_L) \right] \end{cases}, \quad \text{kde } \|\Psi\| = \Psi_d^2 + \Psi_q^2, \quad c = 1.5 \cdot p \quad (8)$$

Predpis uhlového zrýchlenia a dynamického momentu pre konštantné zrýchlenie pre priamu akceleráciu

V tomto prípade je žiadaná akcelerácia určená žiadanou uhlovou rýchlosťou $\omega_d(t)$ a požadovanou dobou rozbehu ako je to vyjadrené v rovnici (9). Dynamický moment je určený rovnicou (10)

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{-R_S}{L_d} i_d + p\omega_r \frac{1}{L_d} \psi_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -p\omega_r \frac{1}{L_d} \psi_d - \frac{R_S}{L_d} i_q + \frac{1}{L_d} u_q \end{aligned} \quad (1a,b)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} [\Gamma_{el} - \Gamma_L] = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3}{2} p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \varphi_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

The Master Control Law

The control algorithm is formulated by first writing down the equations defining the desired closed-loop performance as follows:

$$\dot{\omega}_r = acc_d \quad (4)$$

$$\psi^T I_S = 0 \quad (5)$$

where acc_d is the demanded output angular acceleration. The three operational modes are realised by means of three differential equations for acc_d . Equation (5) is the same for all three operational modes and is merely a statement of the basic condition of vector control. Before the operational mode equations for ad are given, a general CL will be derived on the comparison of equations (2) and (4) and completing by condition (5):

$$\Gamma_{dyn} = J^* acc_d = \left\{ \frac{3}{2} p [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} \quad (6)$$

$$\psi_d \cdot i_d + \psi_q \cdot i_q = b, \quad b = |\psi| |I_S| \cos(\gamma) = 0 \quad (7)$$

Equation (7) is in a general form where $b = |\psi| |I_S| \cos(\gamma)$ and γ is the angle between the two vectors. Thus, assuming $I_S = I_{Sdem}$ and replacing Γ_L with its estimate, $\hat{\Gamma}_L$, from the load torque observer, the complete control algorithm for all the operational modes has the form:

The acceleration and dynamic torque for direct acceleration control

In this case, demanded acceleration is determined by a demanded angular velocity, $\omega_d(t)$, and demanded acceleration time, T_1 as described by equation (9). Dynamic torque is then determined by the signum function for error of angular velocity (10).

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (9)$$

$$\Gamma_{dyn} = J \cdot acc_d \cdot \text{sign}(\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (10)$$

Predpis uhlového zrýchlenia a dynamického momentu pre dynamiku prvého rádu

V tomto prípade, ako to bolo uvedené [4], požadovaná diferenciálna rovnica pre uhlovú rýchlosť rotora je formulovaná tak, aby bola dosiahnutá dynamická odozva prvého rádu pre žiadanú uhlovú rýchlosť $\omega_d(t)$ s časovou konštantou T_1

$$acc_d = \frac{1}{T_1} (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (11)$$

$$\Gamma_{dyn} = J \cdot acc_d = \frac{J}{T_1} (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (12)$$

Predpis uhlového zrýchlenia a dynamického momentu pre dynamiku druhého rádu

V tomto prípade požadovaná diferenciálna rovnica pre uhlovú rýchlosť rotora je formulovaná tak, aby bola dosiahnutá dynamická odozva druhého rádu podľa rovnice (13). Integračný predpis je použitý pre získanie žiadaného zrýchlenia

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_n\dot{\omega} + \omega_{nat}^2 (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (13)$$

$$acc_{d_n} = acc_d + [\omega_{nat}^2 (\omega_d - \dot{\omega}_r) - 2\xi\omega_n acc_d] \cdot h \quad (14)$$

V prípade, že je čas ustálenia predpísaný zjednodušeným vzťahom, je možné určiť ω_{nat} tak, aby odozva žiadanej uhlovej rýchlosti $\omega_d(t)$ odpovedala predpísanej dobe ustálenia T_{sett} .

Podradený riadiaci algoritmus

Riadenie podradenej sústavy je realizované nižšie uvedenými rovnicami spolu s potrebnými transformáciami. Podradený riadiaci algoritmus je založený na princípe kľzavého riadenia [3]

$$U_s = U_{max} \text{sign}[I_{sd} - I_d] \quad (15)$$

$$\text{sign}(x) \triangleq \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (16)$$

To umožňuje pracovať v kľzavom režime s vysokou rýchlosťou prepínania riadiacej veličiny tak, aby sme udržali $I_{sd} = I_s$, to je však možné len v ideálnom prípade, kedy je spínacia frekvencia neobmedzená. V skutočnosti je však spínacia frekvencia obmedzená a digitálny procesor nastaví hodnotu spínacej frekvencie tak, aby neprekročila povolenú spínaciu frekvenciu použitých spínacích prvkov. Takýto podradený riadiaci systém pracuje s relatívne nízkou spínacou frekvenciou tak, ako je to u hysterézneho regulátora.

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (9)$$

$$\Gamma_{dyn} = J \cdot acc_d \cdot \text{sign}(\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (10)$$

The acceleration and dynamic torque for first order dynamic

In this case, as it was already described in [4], the desired closed-loop differential equation for the rotor speed is chosen to yield a first order dynamic response to a demanded angular velocity, $\omega_d(t)$, with a time constant, T_1 .

$$acc_d = \frac{1}{T_1} (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (11)$$

$$\Gamma_{dyn} = J \cdot acc_d = \frac{J}{T_1} (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (12)$$

The acceleration and dynamic torque for second order dynamic

In this case, the desired closed-loop differential equation for the rotor speed is chosen to yield a second order dynamic response done by equation (13). An integration formula is used to gain the demanded acceleration as:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_n\dot{\omega} + \omega_{nat}^2 (\omega_d - \dot{\omega}_r) \quad (13)$$

$$acc_{d_n} = acc_d + [\omega_{nat}^2 (\omega_d - \dot{\omega}_r) - 2\xi\omega_n acc_d] \cdot h \quad (14)$$

When the settling time is determined from this simplified formula it is possible to determine ω_{nat} in such a way, that the response to a demanded angular velocity, $\omega_d(t)$ will be with the design settling time.

Slave Control Law

The sub-plants to be controlled here are defined by equations (1) together with the necessary transformations. The slave CL is a form of sliding mode CL [3]:

$$U_s = U_{max} \text{sign}[I_{sd} - I_d] \quad (15)$$

$$\text{sign}(x) \triangleq \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (16)$$

This is intended to operate in the sliding mode with rapidly switching control variables which ideally maintains $I_{sd} = I_s$ with an infinite switching frequency. In practice, the switching frequency is finite and is limited by the digital processor according to the allowed switching frequency of the particular semiconductor elements being used. Thus, the slave CL maintains a relatively low limit cycle and the function is the same as hysteresis controller.

3. Odhad a filtrácia stavových premenných

Pozorovateľ pracujúci v pseudokĺzavom režime a extraktor uhlovej rýchlosti

Magnetický tok SM s permanentnými magnetmi je počítaný zo známych parametrov v súlade s rovnicou (3). Základom tohto pozorovateľa pracujúceho v pseudokĺzavom režime sú rovnice pre zložky statorového prúdu transformované do d, q sústavy ako model počítaný v reálnom čase so zámerne vynechanými vzťahmi obsahujúcimi ω_r .

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eq\ d} \\ v_{eq\ q} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$v_{eq} = -v_{max} \operatorname{sgn}[I^* - I] \quad (18)$$

kde $v_{eq\ d}$ a $v_{eq\ q}$ sú korekcie modelu, i_d^* a i_q^* sú odhady skutočných veličín i_d a i_q , ako je to u konvenčných pozorovateľov. Výstupmi tohto pozorovateľa sú nasledovné ekvivalentné hodnoty [3], veličín prepínaných s vysokou frekvenciou.

$$\begin{bmatrix} v_{eq\ d} \\ v_{eq\ q} \end{bmatrix} = K_{sm} \cdot \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{L_q v_{eq\ q} - R_s i_q}{p \cdot (L_d i_d + \varphi_{PM})} \quad (20)$$

Ekvivalentné hodnoty nemôžeme získať priamo použitím rovnice (18). Pseudokĺzavý pozorovateľ je vytvorený tak [4], [5], že signum funkcia je nahradená vysokým zosilnením K_{sm} (19). Nefiltrovaná odhadovaná uhlová rýchlosť môže byť získaná pomocou rovnice (20).

Pozorovateľ záťažového momentu a filtračný pozorovateľ uhlovej rýchlosti

Odhad záťažového momentu je realizovaný pomocou bežného pozorovateľa. Model, ktorý je založený na momentovej rovnici motora (2).

$$e = \hat{\omega}_r^* - \hat{\omega}_r$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3p}{2} [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$\hat{\Gamma}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (21)$$

$$k\omega = 2J/T_f, k\omega = J/T_f^2 \quad (22)$$

Záťažový moment je považovaný za stavovú premennú. Princíp tohto pozorovateľa spočíva v tom, že v každom kroku je porovnávaná odchýlka medzi odhadom uhlovej rýchlosti a filtrovanou hodnotou tohto odhadu, ktorú privádzame z výstupu.

3. State Estimation and Filtering

The Pseudo Sliding Mode Observer and Angular Velocity Extractor

The magnetic flux of a permanent magnet SM is calculated from the known parameters according to equation (3). The basic stator current vector pseudo sliding-mode observer is based on equations (1a, b) as a real time model but *purposely omitting terms containing ω_r* :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eq\ d} \\ v_{eq\ q} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$v_{eq} = -v_{max} \operatorname{sgn}[I^* - I] \quad (18)$$

where $v_{eq\ d}$ and, $v_{eq\ q}$, are the model corrections, i_d^* and i_q^* , are estimates of i_d and i_q , as in conventional observers. The useful observer outputs here, however, are the continuous *equivalent values* [3], (i.e., the short term mean values) of the rapidly switching variables:

$$\begin{bmatrix} v_{eq\ d} \\ v_{eq\ q} \end{bmatrix} = K_{sm} \cdot \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{L_q v_{eq\ q} - R_s i_q}{p \cdot (L_d i_d + \varphi_{PM})} \quad (20)$$

Equation (18) cannot directly generate the equivalent values. Instead, *pseudo-sliding-mode* observers may be formed (described in [4] and [5]) by replacing the signum functions by high gain K_{sm} (19). An unfiltered angular velocity estimate, $\hat{\omega}_r^*$, can be extracted from equation (20).

Torque Estimation and Rotor Speed Estimate Filtering

The load torque estimate is provided here by a standard observer, the real time model of which is based on motor torque equation (2):

$$e = \hat{\omega}_r^* - \hat{\omega}_r$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{J} \left\{ \frac{3p}{2} [\psi_d i_q - \psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$\hat{\Gamma}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (21)$$

$$k\omega = 2J/T_f, k\omega = J/T_f^2 \quad (22)$$

The load torque is treated as a state variable. The observer correction loop is actuated by the error between the rotor speed estimate, $\hat{\omega}_r^*$, from the angular velocity extractor of the previous section and the estimate, $\hat{\omega}_r$, from the real time model.

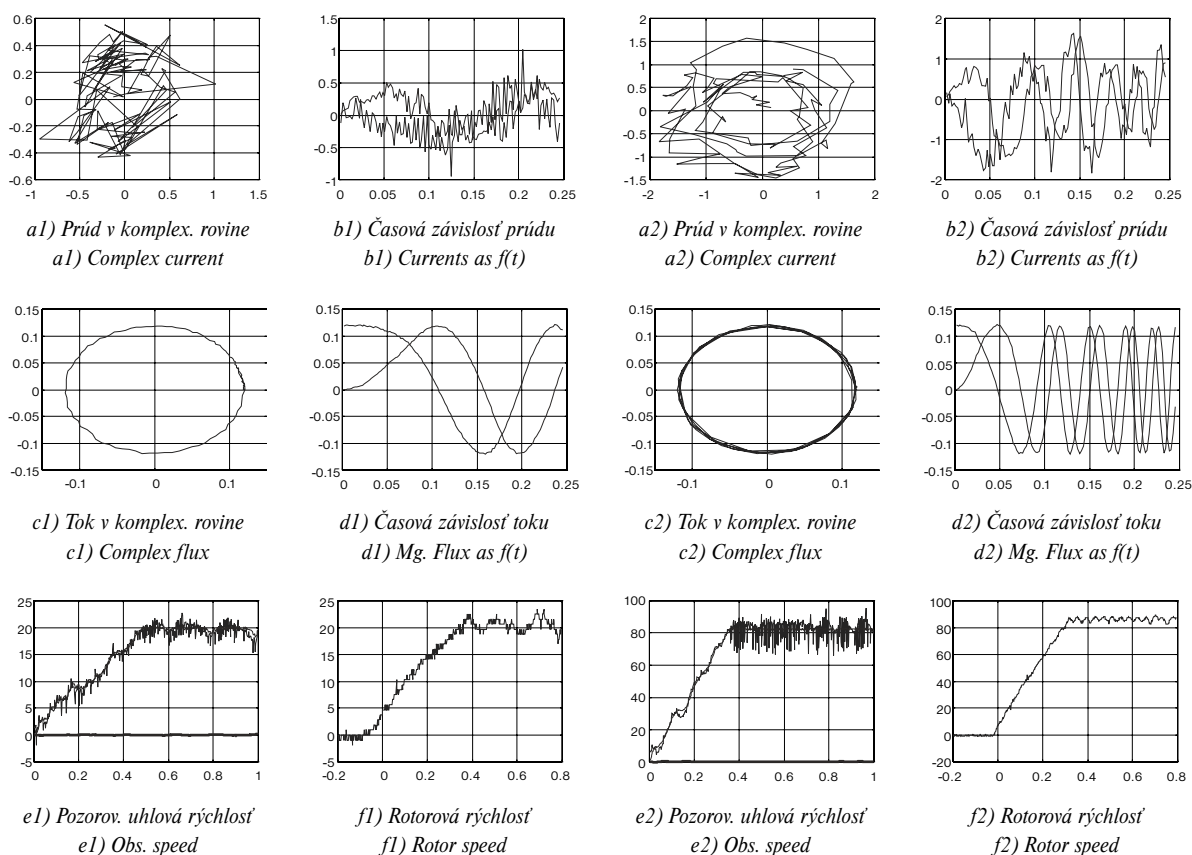
Tento pozorovateľ poskytuje na výstupe filtrovanú, odhadovanú uhlovú rýchlosť a záťažový moment.

4. Experimentálne výsledky

Parametre synchronného motora s permanentnými magnetmi a použité zariadenia pre zostavenie fyzikálneho modelu sú uvedené v dodatku. Riadiaci algoritmus bol realizovaný použitím PC Pentium P166, ktorého súčasťou bola meracia karta PC Lab Card PCL 814. Statorový prúd bol meraný pomocou LEM snímačov. Pri riadení bola dosiahnutá vzorkovacia frekvencia 20 kHz pre všetky uvedené dynamiky.

4. Experimental Results

The parameters of the permanent magnet SM and ancillary devices used for experiments are listed in the Appendix. The CL was implemented via a Pentium computer PC166, the stator currents being measured through LEM transformers and evaluated using a PC Lab Card PCL 814 built into the PC. The sampling frequency achieved for control was 20 kHz for all three previously described dynamics.

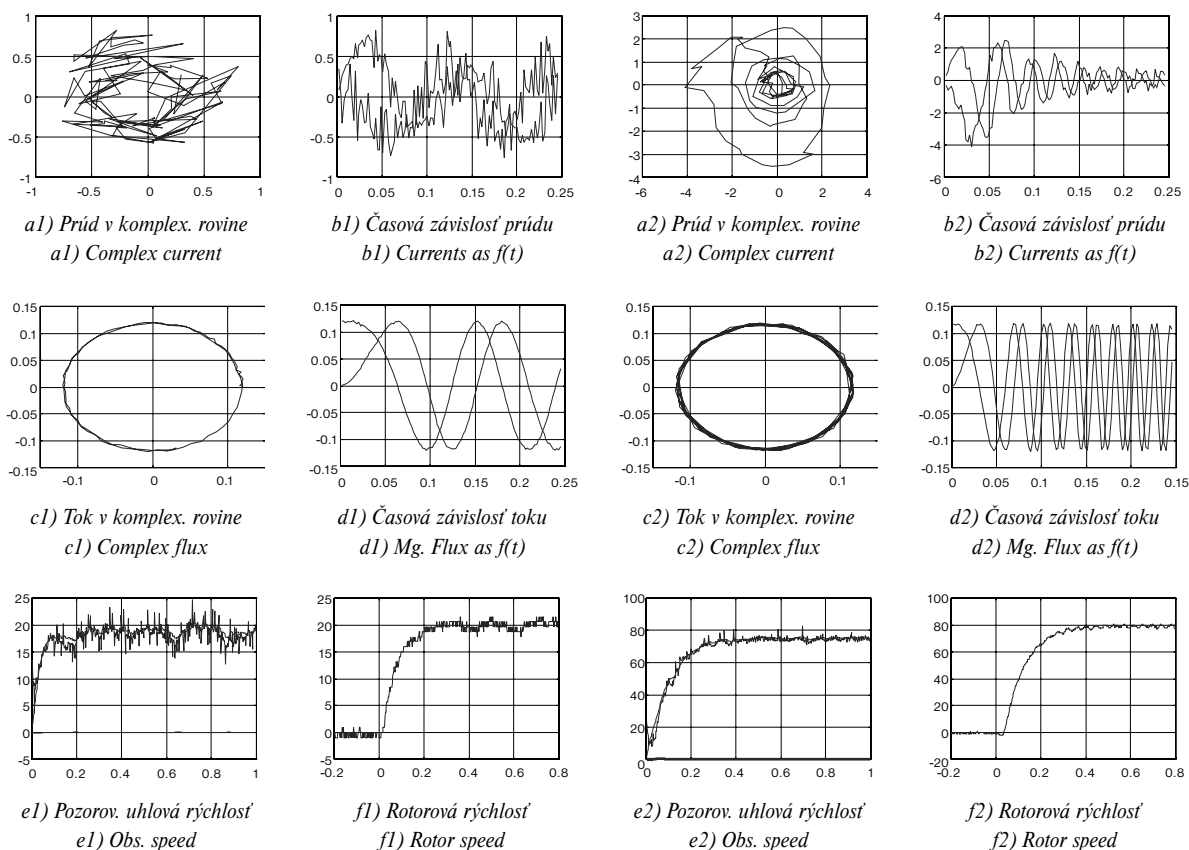


Obr. 2 Experimentálne výsledky pre SM riadený s priamou akceleráciou pri rozbehu kde $\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s}$ a $\omega_{dem} = 40 \text{ rad/s}$ s $T_d = 0,1$ a $0,2 \text{ s}$.

Figure 2. Experimental results for SM controlled in direct acceleration mode when $\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s}$ and $\omega_{dem} = 40 \text{ rad/s}$ with $T_d = 0.1$ and 0.2 s .

Experimentálne výsledky pre elektrický pohon riadený v móde s priamou akceleráciou sú prezentované na obrázku 2. Rozsah uhlovej rýchlosti, ktorý bol dosiahnutý je $\omega_{dem} = 20 - 80 \text{ rad/s}$ s predpísanou časovou konštantou predpisujúcou dynamiku v rozmedzí $T_d = 0,05 - 0,2 \text{ s}$. Pomocou tohto riadiaceho algoritmu môžeme predpísať nielen spôsob akcelerácie pohonu, ale taktiež čas, za ktorý sa má uhlová rýchlosť ustáliť na žiadanej hodnote.

The experimental results for the electric drive with the permanent magnet SM and direct acceleration control are shown in Figure 2. The range of angular rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 20 - 80 \text{ rad/s}$ with prescribed time constants $T_d = 0.05 - 0.2 \text{ s}$. This control law enables the electric drive user not only acceleration of drive with ramp but also time for steady state to be achieved.



Obr. 3 Experimentálne výsledky pre SM riadený s dynamikou prvého rádu pri rozbehu kde

$$\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s a } \omega_{dem} = 80 \text{ rad/s s } T_d = 0,05 \text{ a } 0,1 \text{ s.}$$

Figure 3 Experimental results for SM controlled with first order dynamic when

$$\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s and } \omega_{dem} = 80 \text{ rad/s with } T_d = 0.05 \text{ and } 0.1 \text{ s.}$$

Experimentálne výsledky pre elektrický pohon riadený v móde s dynamikou prvého rádu bez záťaže sú prezentované na obrázku 3. Rozsah uhlovej rýchlosti, ktorý bol dosiahnutý je $\omega_{dem} = 20 - 80 \text{ rad/s}$ s predpísanou časovou konštantou predpisujúcou dynamiku v rozmedzí $T_1 = 0,05 \text{ a } 0,1 \text{ s}$. Pomocou tohto riadiaceho algoritmu môžeme predpísať nielen druh dynamiky (v tomto prípade prvého rádu), ale taktiež čas za ktorý sa má uhlová rýchlosť ustáliť na žiadanej hodnote (T_1).

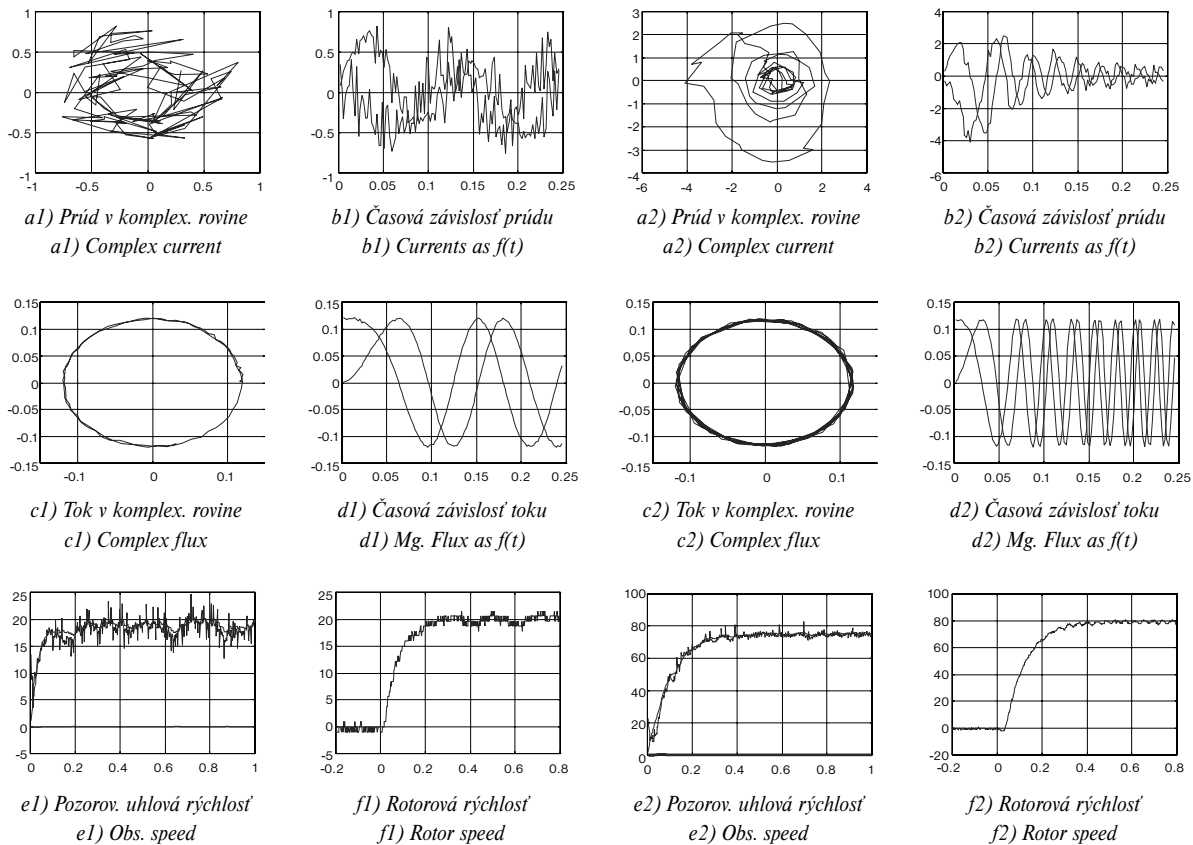
Predbežné experimentálne výsledky pre synchronný motor riadený s dynamikou druhého rádu bez záťaže sú uvedené na obrázku 4. Rozsah uhlovej rýchlosti, ktorý bol dosiahnutý je $\omega_{dem} = 20-80 \text{ rad/s}$ s predpísanou časovou konštantou predpisujúcou dynamiku v rozmedzí $T_1 = 0,05 \text{ a } 0,1 \text{ s}$. Pomocou tohto riadiaceho algoritmu je možné riadiť akceleráciu počas rozbehu takých elektrických pohonov, aké sú použité v aplikáciách pre žeriavy a výťahy. V týchto aplikáciách môžeme plne využiť výhody tohto typu riadenia.

Odozva uhlovej rýchlosti s dynamikou druhého rádu odpovedá funkcii s premenlivým tlmiacim koeficientom pre pretlmený $\xi = 2$, kriticky tlmený $\xi = 1$ a podtlmený $\xi = 0,5$ riadiaci systém ako je to zrejme z obrázku 5, kde $\omega_{dem} = 40 \text{ rad/s}$ a $T_1 = 0,1 \text{ s}$.

The experimental results for the idle running permanent magnet SM and first order dynamic are shown in Figure 3. The achieved control range of shaft angular speed is $\omega_{dem} = 20 - 80 \text{ rad/s}$ with prescribed time constant $T_1 = 0.05$ and 0.1 s . This control law enables the electric drive user to not only prescribe the first order dynamic till steady state is achieved but also time for steady state to be achieved can be prescribed.

The preliminary experimental results for the idle running permanent magnet SM and second order dynamic are shown in Figure 4. The achieved control range of shaft angular speed is $\omega_{dem} = 20-80 \text{ rad/s}$ with prescribed time constant $T_1 = 0.05$ and 0.1 s . This control law enables controlling of acceleration during starting conditions and is very desirable for such electric drives such as cranes and lifts which can benefit from this kind of control.

The second order dynamic speed responses as a function of various damping factor ξ for over-damped, $\xi = 2$, critically damped, $\xi = 1$ and under-damped $\xi = 0.5$ control system can be clearly followed from Figure 5, where $\omega_{dem} = 40 \text{ rad/s}$ and $T_1 = 0.1 \text{ s}$.

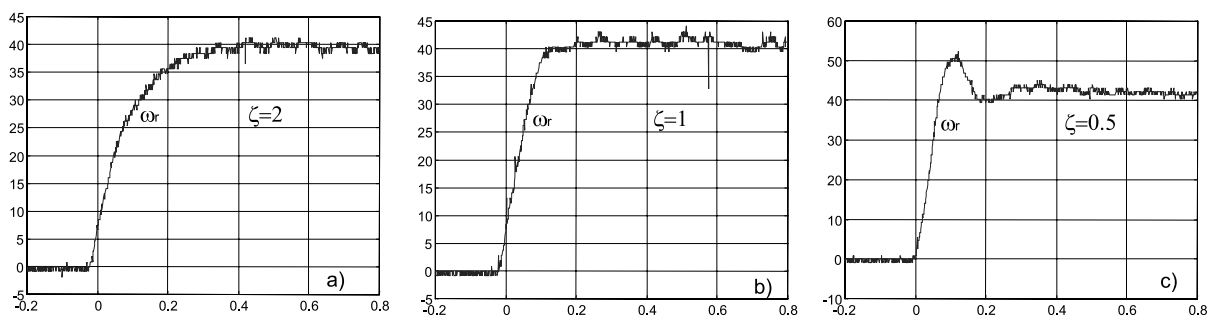


Obr. 4 Experimentálne výsledky pre SM riadený s dynamikou druhého rádu pri rozbehu kde

$$\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s a } \omega_{dem} = 80 \text{ rad/s s } T_d = 0,05 \text{ a } 0,1 \text{ s.}$$

Figure 4 Experimental results for SM controlled with second order dynamic when

$$\omega_{dem} = 20 \text{ rad/s and } \omega_{dem} = 80 \text{ rad/s with } T_d = 0.05 \text{ and } 0.1 \text{ s.}$$



Obr. 5 Experimentálne výsledky pre SM riadený s dynamikou druhého rádu a rôznymi

$$\text{tlmiacimi koeficientmi, } \omega_{dem} = 40 \text{ [rad/s], } T_l = 0,1 \text{ s } \xi = 2,1 \text{ a } 0,5.$$

Figure 5 Experimental results for SM controlled with second order dynamic and various damping factor,

$$\omega_{dem} = 40 \text{ [rad/s], } T_l = 0.1 \text{ s } \xi = 2,1 \text{ and } 0.5.$$

Všetky experimenty sú prezentované v celom dosiahnutom rozsahu otáčok. Na obrázkoch sú ukázané statorové prúdy v komplexnej rovine a statorové prúdy v závislosti od času [priebeh a) a b)], vypočítaný rotorový tok v komplexnej rovine a rotorový tok ako funkcia času je na obrázkoch označený ako [c) a d)], odhad

All experiments are shown for the whole achieved speed range. All figures show complex stator currents and stator currents as a function of time [subplots a) and b)], computed complex rotor flux and rotor flux as a function of time [subplots c) and d)], observed the speed form pseudo-sliding mode observer

uhlovej rýchlosti získaný z pseudokľavého pozorovateľa a tiež i z filtračného pozorovateľa uhlovej rýchlosti spolu s odhadovaným záťažným momentom f) a skutočná rotorová uhlová rýchlosť je označená ako e).

5. Záver a odporúčanie pre ďalší výskum

Doterajší výskum navrhnujetej metódy pre riadenie pohonov so SMPM s vnútenou dynamikou vykazuje dobrú zhodu s teoretickými predpokladmi. Doteraz však nebolo overené správanie pohonu pri skokovej zmene záťažového momentu na hriadeľ motora. Doposiaľ boli všetky experimenty vykonané pre pohon so SMPM bez záťaže, avšak dosiahnuté výsledky sú povzbudivé a je veľmi pravdepodobné, že dôjde počas ďalšieho vývoja k ďalšiemu zlepšeniu parametrov pohonu. Nezanedbateľným faktom je, že vzniká odchýlka od ideálneho chovania, ktorá je daná hlavne nenulovým iteračným intervalom h , a časovým oneskorením pri odhade záťažného momentu na hriadeľ motora, čo je spôsobené hlavne chybou v určení parametrov motora a záťaže.

Z výsledkov doterajšieho výskumu je zrejmé, že tento typ riadenia je vhodný pre aplikácie vyžadujúce bezsnímačové riadenie otáčok so strednou presnosťou ($\approx 5\%$). Predmetom ďalšieho výskumu by mala byť metóda pre nastavenie počiatočnej polohy rotora pri rozbehu.

6. Dodatok

Parametre SM s permanent. magnetmi

Nominálny moment	$\Gamma_n = 2.3 \text{ Nm}$,
menovitá rýchlosť	$n_n = 3000 \text{ rpm}$,
menovitý prúd	$I_n = 3 \text{ A}$,
svorkové napätie	$U_n = 180 \text{ V}$,
napätie js. medziobvodu	$U_{dc} = 90 \text{ V}$.

Parametre náhradnej schémy SMPM:

indukčnosť v osi d	$L_d = 6.06 \text{ mH}$,
indukčnosť v osi q	$L_q = 5.73 \text{ mH}$,
tok permanent. magnetov	$\Phi_{pm} = 0.119 \text{ Vs}$,
statorový odpor	$R_s = 2.6 \Omega$,
moment zotrvačnosti	$J = 0.0035 \text{ kgm}^2$

Parametre IGBT - SKiiP 32 NAB 12

Nominálne napätie	1200 V
Nominálny prúd (80 °C)	32 A
Prúdový snímač LEM	LTA 50P/SPI.

Podakovanie

Autori by týmto chceli vyjadriť podakovanie Slovenskej grantovej agentúry VEGA, za finančnú podporu výskumného projektu číslo 1/6111/99 a profesorovi Stephenovi J. Doddsovi z University of East London, UK za teoretické základy tu prezentovanej metódy riadenia.

Recenzenti: M. Žalman, B. Dobrucký

and observed the speed together with the estimated torque from the filtering observer - subplot f) and finally the real rotor speed as subplot e).

5. Conclusions and Recommendations for Further Research

The preliminary investigations of the proposed new control method for electric drives employing SMs with forced dynamics show good agreement with the theoretical predictions. The arrangement of load torque step demand was not realised yet. In spite of the experiments presented being achieved with an idle running SM, the results are encouraging and further improvement can be achieved. The significant, though not very large, departure from the ideal performance is due mainly to the non-zero iteration interval h , and time delay in load torque estimation as well as due to errors in the motor and load parameter estimation.

The control system as developed to date would be suitable for applications requiring sensorless speed control to moderate accuracy ($\approx 5\%$). Further research is required to investigate automatic shaft alignment for start-up conditions.

6. Appendix

Permanent Magnet SM parameters:

Nominal torque	$\Gamma_n = 2.3 \text{ Nm}$,
nominal speed	$n_n = 3000 \text{ rpm}$,
nominal current	$I_n = 3 \text{ A}$,
terminal voltage	$U_n = 180 \text{ V}$.
dc bus voltage	$U_{dc} = 90 \text{ V}$.

Parameters for equivalent circuit:

Direct inductance:	$L_d = 6.06 \text{ mH}$,
quadrature inductance:	$L_q = 5.73 \text{ mH}$,
permanent magnet flux	$\Phi_{pm} = 0.119 \text{ Vs}$,
stator resistance	$R_s = 2.6 \Omega$,
momentum of inertia	$J = 0.0035 \text{ kgm}^2$

Parameters of IGBT - SKiiP 32 NAB 12

Nominal voltage	1200 V
Nominal current (80 °C)	32 A
Current sensors LEM	LTA 50P/SPI.

Acknowledgement

The authors wish to thank the Slovak Grand Agency VEGA, for financial support of the research project No. 1,6111/99 and Prof. Stephen J. Dodds of University of East London, UK for theoretical foundations of the presented methods of control.

Reviewed by: M. Žalman, B. Dobrucký

Literatúra - References

- [1] Utkin, V. A.: 'Method of separation of motions in observation problems', Automation and Remote Control, y. 1990, Vol. 44, No. 12, Part 1, pp. 300-308.
- [2] DODDS, S. J., UTKIN, V. A. and VITTEK, J.: 'Synchronous Motor Drive with Prescribed Closed-Loop Dynamics Employing a Two-Phase Oscillator', EDPE'96 Conference Proceedings, Vol.1, pp. 209-216, High Tatras, Slovakia, October 1-3, 1996.
- [3] UTKIN, V. I. : Sliding Modes in Control and Optimisation. Springer Verlag, Berlin 1992.
- [4] DODDS, S. J., VITTEK, J. and ALEXIK M.: 'A New Control Law Development by Simulation for Sensorless Synchronous Motor Drive with Prescribed Closed Loop Dynamics', MOSIS'96, Conference Proceedings, pp. 337-344, Krnov, Czech Republic, April 23-25, 1996.
- [5] DODDS, S. J., UTKIN, V. A. and VITTEK, J.: 'Self Oscillating Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics', 2nd EPE Chapter Symposium Proceedings, Vol.2, pp. 23-28, Nancy, France June 4-6, 1996.
- [6] SEMAN, S., VAŇKO, D, VITTEK, J.: „Theoretical Background for Senseless Control of Synchronous Motor Drive with Forced Dynamics“, Proceedings of TRANSCOM '99, Scientific Conference of University of Zilina, Zilina, June 1999, Section 3, pp. 33-36.
- [7] VAŇKO, D, SEMAN, S., VITTEK, J.: „Experimental Verification of Senseless Control of Synchronous Motor Drive with Forced Dynamics“, Proceedings of TRANSCOM '99, Scientific Conference of University of Žilina, Zilina, June 1999 Section 3, pp. 37-40