

Ján Vittek – Juraj Altus – Bernard Bednárík – Rastislav Tabaček – Stephen J. Dodds – Roy Perryman *

VÝSKUM NOVÝCH BEZSNÍMAČOVÝCH RÝCHLOSTNE RIADENÝCH POHONOV S ASYNCHRÓNNYMI MOTORMI PRE TRAKČNÉ APLIKÁCIE

RESEARCH OF NEW SENSORLESS SPEED CONTROLLED DRIVES WITH INDUCTION MOTORS FOR TRACTION APPLICATIONS

Výskum zameraný do oblasti elektrických pohonov pre elektrickú trakciu je založený na novom prístupe k riadeniu rýchlosti elektrických pohonov, ktoré používajú asynchrónne motory bez pomoci snímača rýchlosti montovaného na hriadeľ. Novou črtou navrhnutého riadiaceho systému je, že odozvy na referenčný zadávací signál rýchlosti a referenčný vstup normy magnetického toku sú vzájomne nezávislé. Navrhnutá štruktúra riadenia pozostáva z vnútornej slučky, ktorá slúži na riadenie prúdu statora a vonkajšej slučky, ktorá je pre riadenie rýchlosti bez snímača na hriadeľ. Pôvodný riadiaci algoritmus je odvodený na základe predpísanej lineárnej odozvy prvého rádu v uzavretej slučke, ktorá je základom pre linearizáciu spätnej väzby. Tento pôvodný algoritmus bol neskôr doplnený o ďalšie dva riadiace algoritmy, ktoré ponúkajú možnosť priameho riadenia momentu pri konštantom zrýchlení a riadenie rýchlosti a zrýchlenia tak, ako je to predpísané diferenciálnou rovnicou druhého rádu, kde zrýchlenie plynule narastá z nuly na maximum a potom sa plynule znižuje. Aby sa dosiahlo bezsnímačové riadenie rýchlosti riadiaci systém pohonu riadenie obsahuje skupinu troch pozorovateľov pre odhad rotorového magnetického toku, rýchlosti rotora a záťažového momentu. Prezentované experimentálne výsledky ukazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami.

Riadiaci systém tak, ako je dnes vyvinutý, sa veľmi dobre hodí pre aplikácie, ktoré vyžadujú bezsnímačové riadenie rýchlosti strednej presnosti ($\cong 5\%$). Zaujímavou aplikačnou oblasťou by mohla byť nová generácia riadených pomocných pohonov vozidiel elektrickej trakcie, čo by malo zlepšiť hlavne ich spoľahlivosť tým, že sa predpisujú podmienky hladkého štartu. Taktiež spotreba energie takýchto pomocných pohonov by mala byť podstatne nižšia, pretože tieto sa môžu ľahko a veľmi účinne prispôsobiť záťažovým podmienkam hlavného pohonu.

1. Úvod

Na rozdiel od konvenčných prístupov k elektrickým pohonom s asynchrónnymi motormi (AM), na kombinovaný asynchrónny motor so záťažou sa tu nazerá ako na nelineárny systém s viace-

The research, aimed at an area of electric drives for electric traction, is based on a new approach to the speed control of electric drives employing induction motors without the aid of a shaft-mounted speed sensor. A novel feature of the proposed control system is that responses to the reference speed demand and the rotor magnetic flux norm reference input are mutually independent. The design control structure consists of an inner loop, which is a stator current control loop and outer loop, which is a shaft sensor-less speed control loop. A first order linear closed-loop response based on feedback linearization was chosen to derive basic control law. This original control law was later completed with other two control algorithms, which offer possibility of direct torque control with constant acceleration and control of speed and acceleration as it is prescribed with differential equation of the second order where acceleration fluently grows from zero to its maximum and then fluently decreases. To achieve sensorless speed control, the drive control system contains a set of three observers for estimation of the rotor magnetic flux, rotor speed and the load torque. Experimental results presented indicate good agreement with the theoretical predictions.

The control system as developed to date would be suited very well to the applications requiring sensorless speed control with moderate accuracy ($\cong 5\%$). An interesting application area would be a new generation of low-cost controlled auxiliary drives for vehicles of electric traction which can mainly improve their reliability due to prescribed soft-start conditions. Also energy consumption of such kinds of auxiliary drives can be substantially decreased because they can easily and very efficiently accept changes connected with load conditions of the main drive.

1. Introduction

In contrast with conventional approaches to electric drives with induction motors (IM), the combined induction motor and load are viewed as a multivariable non-linear plant. The feedback

* ¹Ján Vittek, Juraj Altus, Bernard Bednárík, Rastislav Tabaček, ²Stephen J. Dodds, Roy Perryman

¹University of Žilina, Dept. of Electrical Traction and Energetic, Velký diel, SK-01026 Žilina, Slovakia, E-mail: vittek@fel.utc-sk, altus@fel.utc-sk

²University of London, Dept. of Electrical and Electronic Engineering, 4 University Way, London E16 2RD, UK, E-mail: s.j.dodds@uel.ac.uk, r.perryman@uel.ac.uk

rými premennými. Princípy linearizácie spätnej väzby [1], blokového riadenia [2] a princíp separácie pohybu [3] sú skombinované tak, aby pre pohon vytvorili nový nelineárny riadiaci algoritmus s viacerými premennými. Výsledkom je potom nový riadiaci algoritmus, ktorý môže pracovať v ktoromkoľvek z nasledujúcich troch režimov:

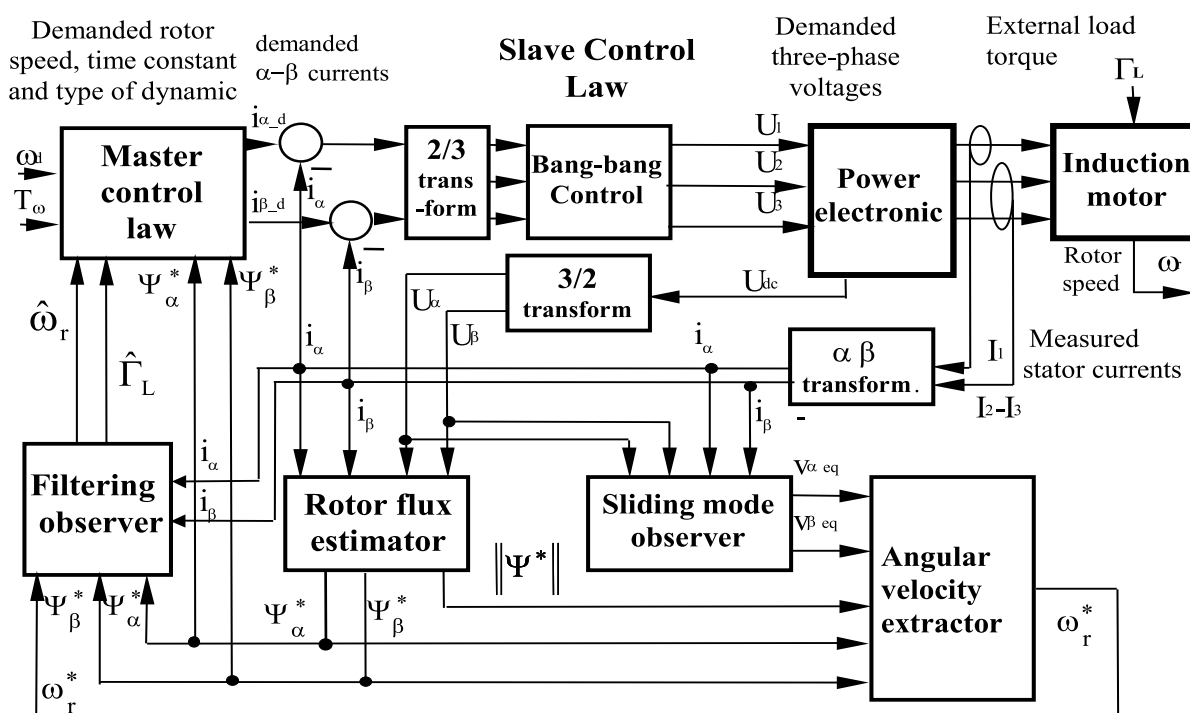
- Priame riadenie zrýchlenia, kedy pohon na hriadeľ motora produkuje uhlové zrýchlenie, ktoré sleduje žiadané zrýchlenie so zanedbateľným dynamickým oneskorením.
- Lineárna odozva rýchlosti prvého rádu, kedy sa pohon chová ako lineárny systém s predpísanou časovou konštantou, čo môže byť využité ako prvok pre iné aplikácie riadenia.
- Odozva rýchlosti druhého rádu, kedy je predpísané zrýchlenie pohonu tak, že systém v uzavretej slučke sa správa podľa charakteristickej rovnice druhého rádu.

Riadiaci systém pohonu má štruktúru zaznamenanú na obr. 1, ktorá obsahuje vnútornú prúdovú riadiacu slučku a vonkajšiu riadiacu slučku, ktorá realizuje vybrané dynamické správanie v uzavretej slučke pre daný operačný režim. Prvý raz bol tento systém popísaný v [4] a doplnený s predbežnými experimentálnymi výsledkami v [5] a [6]. Pretože jediné merané veličiny sú napätie j.s. medziobvodu a statorové prúdy, je použitý taký pozorovateľ uhlovej rýchlosti rotora, ktorý vyžaduje len tieto merania spolu s odhadom zložiek magnetického toku z pozorovateľa magnetického toku. Pozorovateľ, ktorého model v reálnom čase pracuje na základe elektro-mechanickej rovnice motora vytvára filtrovanú verziu rýchlosti rotora a odhad záťažového momentu, ktoré sa vyžadujú pre 'master' riadiaci algoritmus.

linearization principle [1], the block control principle [2] and motion separation principle [3] are combined to form a new, non-linear multivariable drive control algorithm. The result is then a new control law, which may be operated in any one of the following three modes:

- Direct acceleration control, where the drive produces a motor shaft angular acceleration following a demanded acceleration with negligible dynamic lag.
- Linear first order speed response, where the drive behaves as a first order linear system with prescribed time constant, which could be used as an element for other control applications.
- Second order speed response, where the drive acceleration is prescribed so that the closed-loop system has a second order characteristic equation.

The drive control system has a structure, shown in Fig. 1, comprising an inner current control loop and an outer control loop realizing the closed-loop dynamic behavior of the selected operational mode. In the first instance the system was described in [4] and completed with preliminary experimental results in [5] and [6]. Since the only measurement variables are the dc circuit voltage and stator currents, an angular rotor speed estimator is employed which requires just these measurements together with the estimated magnetic flux components from a magnetic flux estimator. An observer whose real-time model is based on the motor electro-mechanical equation produces a filtered version of rotor speed and load torque estimate required by the master control law.



Obr. 1. Základná štruktúra pre riadenie rýchlosti asynchrónneho motora s vnútenými dynamikami
Fig. 1. Basic structure of the forced dynamics speed control system for induction motor

2. Návrh riadiaceho algoritmu

V záujme zjednodušenia je riadiaci systém upravený do hierarchickej štruktúry [2], v ktorej žiadané hodnoty statorových prúdov sú generované ako primárne riadiace veličiny 'master riadiacim algoritmom', aby boli sledované 'slave riadiacim algoritmom', ktorý využíva reálne riadiace veličiny, ktorými sú statorové napätia.

2.1. Model asynchrónneho motora

Nasledujúci model AM pre statorové prúdy a rotorové toky je formulovaný v (α, β) sústave viazanej na stator:

$$\dot{I} = c_1[c_2 P(\omega_r)\Psi - a_1 I + U] \quad (2.1)$$

$$\dot{\Psi} = -P(\omega_r)\Psi + c_4 I \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J}(c_5 \Psi^T T^T I - \Gamma_L), \dot{\Gamma}_L = 0 \quad (2.3)$$

kde $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$ je rotorový magnetický tok, $I^T = [I_\alpha \ I_\beta]$ je statorový prúd, $U^T = [u_\alpha \ u_\beta]$ je statorové napätie, Γ_{el} je moment vyvíjaný motorom, ω_r mechanická rýchlosť rotora, a jednotlivé konštanty sú dané ako: $c_1 = L_r/(L_s L_r - L^2 m)$, $c_2 = L_m/L_r$, $c_3 = R_r/L_r = 1/T_r$, $c_4 = L_m/T_r$, $c_5 = 1.5 \cdot p \cdot L_m/L_r$ a $a_1 = R_s + (L^2 m/L^2 r)R_r$, kde L_s , L_r a L_m sú statorové a rotorové indukčnosti a ich vzájomná indukčnosť. R_s a R_r sú statorové a rotorové odpory a p je počet pól párov statorového vinutia. Tiež,

$$P(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad (2.4a)$$

$$T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4b)$$

2.2. Master riadiaci algoritmus

Na odvodenie riadiaceho algoritmu sa používa princíp linearizácie spätné väzby [1]. *Linearizačné funkcie*, ktoré nútia riadené veličiny chovať sa podľa špecifikovaných diferenciálnych rovníc pre uzavretú slučku sú formulované pre rotorovú rýchlosť a normu rotorového toku. Najskôr sa tieto funkcie predpokladajú lineárne, prvého rádu s časovou konštantou T_ω pre rotorovú rýchlosť a s časovou konštantou T_Ψ pre žiadanú normu rotorového toku. Tieto dve premenné preto musia spĺňať:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) = acc_d \quad (2.5a)$$

$$|\dot{\Psi}| = \frac{1}{T_\Psi}(|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.5b)$$

Linearizačná funkcia pre $\dot{\omega}_r$ sa dostane jednoducho porovnaním prvých strán rovníc (2.3) a (2.5a), nasledovne:

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right] \quad (2.6)$$

2. The Control Law Development

In the interests of simplification, the control system is arranged in a hierarchical structure [2] in which the stator current demands are generated as primary control variables by a 'master control law', to be followed closely by a 'slave control law' using the true control variables, i.e., the stator voltages.

2.1. Model of Induction Motor

The following IM model for stator currents and rotor fluxes is formulated in the (α, β) stator fixed co-ordinate system.

$$\dot{I} = c_1[c_2 P(\omega_r)\Psi - a_1 I + U] \quad (2.1)$$

$$\dot{\Psi} = -P(\omega_r)\Psi + c_4 I \quad (2.2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J}(c_5 \Psi^T T^T I - \Gamma_L), \dot{\Gamma}_L = 0 \quad (2.3)$$

where $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$ is the rotor magnetic flux, $I^T = [I_\alpha \ I_\beta]$ is the stator current, $U^T = [u_\alpha \ u_\beta]$ is the stator voltage, Γ_{el} is the torque developed by the motor, ω_r is the mechanical rotor speed, and individual constants are given by: $c_1 = L_r/(L_s L_r - L^2 m)$, $c_2 = L_m/L_r$, $c_3 = R_r/L_r = 1/T_r$, $c_4 = L_m/T_r$, $c_5 = 1.5 \cdot p \cdot L_m/L_r$ and $a_1 = R_s + (L^2 m/L^2 r)R_r$, where L_s , L_r and L_m are, respectively, the stator and rotor inductance and their mutual inductance. R_s and R_r are, respectively, the stator and rotor resistance and p is the number of stator pole pairs. Also,

$$P(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad (2.4a)$$

$$T = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.4b)$$

2.2. The Master Control Law

The feedback linearization principles [1] are used for the control law development. The *linearizing functions*, which force the system variables to obey specified closed-loop differential equations, are formulated for rotor speed and magnetic flux norm. Firstly, these functions are assumed linear, first order with time constant T_ω for rotor speed and with time constant T_Ψ for demanded rotor flux norm. These two variables, therefore, satisfy:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) = acc_d \quad (2.5a)$$

$$|\dot{\Psi}| = \frac{1}{T_\Psi}(|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.5b)$$

Linearizing function for $\dot{\omega}_r$ is obtained simply by equating the right-hand side equations (2.3) and (2.5a), as follows:

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega}(\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right] \quad (2.6)$$

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} [J \cdot acc_d + \Gamma_L] \quad (2.7)$$

Norma rotorového magnetického toku $|\Psi|$ je definovaná výrazom (2.8) a pre jej deriváciu $|\dot{\Psi}|$ sa dá odvodiť:

$$|\Psi|(t) = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 \quad (2.8)$$

$$|\dot{\Psi}| = -2(c_3|\Psi| - c_4\Psi^T * I) \quad (2.9)$$

Opäť porovnaním pravých strán rovníc (2.5b) a (2.9) pre deriváciu normy rotorového magnetického toku dostávame:

$$\Psi^T I = \frac{c_3}{c_4} |\Psi| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.10)$$

Požadovaný radiaci algoritmus sa potom dostane kombináciou rovníc (2.6) a (2.10). Ale skôr ako sa to urobí, stavové premenné (x) sú nahradené ich odhadmi z pozorovateľov (\hat{x}). Tiež konštantné parametre AM (p) nahradia ich odhady (\hat{p}), ako to musí byť aj v praxi. Naviac, fiktívny radiaci vektor I sa nahradí žiadaným prúdovým vektorom I_d , ktorý vytvorí referenčné vstupy do 'slave' radiaceho algoritmu, ktorý popíšeme neskôr. Takto:

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left[\frac{\tilde{J}}{T_m} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right] \\ \tilde{c}_3 |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} [J \cdot acc_d + \hat{\Gamma}_L] \\ F(\Psi) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$\text{kde } F(\Psi) = \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \quad (2.13)$$

$$\text{a } acc_d = \left[\frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right] \quad (2.14)$$

Tu treba poznamenať, že konštantný externý poruchový moment Γ_L sa berie ako stavová premenná, ktorá je odhadovaná v pozorovateli spoločne s ostatnými stavovými premennými.

Radiaci algoritmus (2.12) obsahuje v sebe žiadané výstupné uhlové zrýchlenie hriadeľa acc_d . Tri nasledujúce operačné režimy, ktoré boli prvýkrát popísané v [7] a [8], sa dajú realizovať prostredníctvom troch diferenciálnych rovníc pre zrýchlene acc_d . Druhá časť radiaceho algoritmu je tá istá pre všetky tri operačné režimy a je to iba formuláciu predpisanej dynamiky pre normu rotorového toku.

Zrýchľujúci a dynamický moment pre priame riadenie zrýchlenia

V tomto prípade je požadované zrýchlenie určené konštantnou žiadanou uhlovou rýchlosťou, $\omega_d(t)$ a požadovaným časom pre zrýchľovanie, $T_1 = T_{ss}$. Dynamický moment AM je potom určený znamienkom chyby uhlovej rýchlosti:

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (2.15)$$

$$\Psi^T T^T I = \frac{1}{c_5} [J \cdot acc_d + \Gamma_L] \quad (2.7)$$

Rotor magnetic flux norm $|\Psi|$ is defined by expression (2.8) and for its derivative $|\dot{\Psi}|$ can be derived:

$$|\Psi|(t) = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 \quad (2.8)$$

$$|\dot{\Psi}| = -2(c_3|\Psi| - c_4\Psi^T * I) \quad (2.9)$$

Again by equating the right hand sides of equations (2.5b) and (2.9) for rotor flux norm derivative yields:

$$\Psi^T I = \frac{c_3}{c_4} |\Psi| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\Psi|) \quad (2.10)$$

The required control law is then obtained by combining equations (2.6) and (2.10). But before this is done, the state variables (x) are replaced by their estimates, (\hat{x}) from the observers. Also, the constant IM parameters (p) are replaced by estimates (\hat{p}) as must be the case in practice. Furthermore, the fictitious control vector, I , is replaced by the demanded current vector, I_d , which will form the reference input to the 'slave' control law described further. Thus:

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left[\frac{\tilde{J}}{T_m} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right] \\ \tilde{c}_3 |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$I_d = \frac{1}{|\hat{\Psi}|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} [J \cdot acc_d + \hat{\Gamma}_L] \\ F(\Psi) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$F(\Psi) = \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} |\hat{\Psi}| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (|\Psi|_d - |\hat{\Psi}|) \quad (2.13)$$

$$\text{and } acc_d = \left[\frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right] \quad (2.14)$$

It should be noted that the constant external disturbance torque, Γ_L , is treated as a state variable and estimated in the observer together with the other state variables.

The control algorithm (2.12) contains the demanded output shaft angular acceleration acc_d . The three following operational modes, which were described for the first time in [7] and [8], are realized by the means of three differential equations for acceleration acc_d . The second part of the control law is the same for all three modes and is merely a statement of the prescribed rotor flux norm dynamics.

The acceleration and dynamic torque for direct acceleration control

In this case, demanded acceleration is determined by a constant demanded angular velocity, $\omega_d(t)$, and a demanded acceleration time, $T_1 = T_{ss}$. The dynamic torque of IM is then determined by the sign of the angular velocity error:-

$$acc_d = \frac{\omega_d}{T_1} \quad (2.15)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d * sign(\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.16)$$

Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiku prvého rádu

Tento prípad sme už popísali počas odvodu master riadiaceho algoritmu. Preto len skrátené:

$$acc_d = \frac{1}{T\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{dyn} = \frac{J}{T\omega} (\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.18)$$

Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiku druhého rádu

V tomto prípade je požadovaná diferenciálna rovnica pre uzavretú slučku rotorovej rýchlosti daná ako (2.19). Ak póly tejto rovnice sú úmyselne zvolené ako násobné a faktor tlmenia $\xi = 1$, potom vzťah pre dosiahnutie ustáleného stavu (2.20) sa môže použiť na určenie ω_{nat} (kde n je rád systému) tak, aby sa dosiahol požadovaný čas ustálenia:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_{nat}\dot{\omega} + \omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega) \quad (2.19)$$

$$T_{ss} = 1.5 * (1 + n) \frac{1}{\omega_{nat}} \quad (2.20)$$

Ak je rovnica (2.19) numericky integrovaná, potom $\dot{\omega}$ je požadované uhlové zrýchlenie pre dynamiku druhého rádu. Takto algoritmus v diskretnom čase, ktorého základom je rovnica (2.19) pre uhlové zrýchlenie a dynamický moment sú dané ako:

$$acc_d = acc_d + [\omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \hat{\omega}_r) - 2\xi\omega_{nat}acc_d]*h \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d \quad (2.22)$$

Obr. 2.1 ukazuje nárast rýchlosti rotora a dynamický moment počas rozbehu pre všetky tri dynamiky.

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d * sign(\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.16)$$

The acceleration and dynamic torque for first order dynamics

This case was already described during master control law development. Therefore, only abbreviated:

$$acc_d = \frac{1}{T\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (2.17)$$

$$\Gamma_{dyn} = \frac{J}{T\omega} (\omega_{dem} - \omega_r) \quad (2.18)$$

The acceleration and dynamic torque for second order dynamics

In this case, the desired closed-loop differential equation for the rotor speed is done by (2.19). If the poles of this equation are purposely chosen as coincidence and damping factor $\xi = 1$, then the settling time formula done by (2.20) may be used to determine ω_{nat} (where n is order of the system) to fit chosen settling time:

$$\ddot{\omega} = -2\xi\omega_{nat}\dot{\omega} + \omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \omega) \quad (2.19)$$

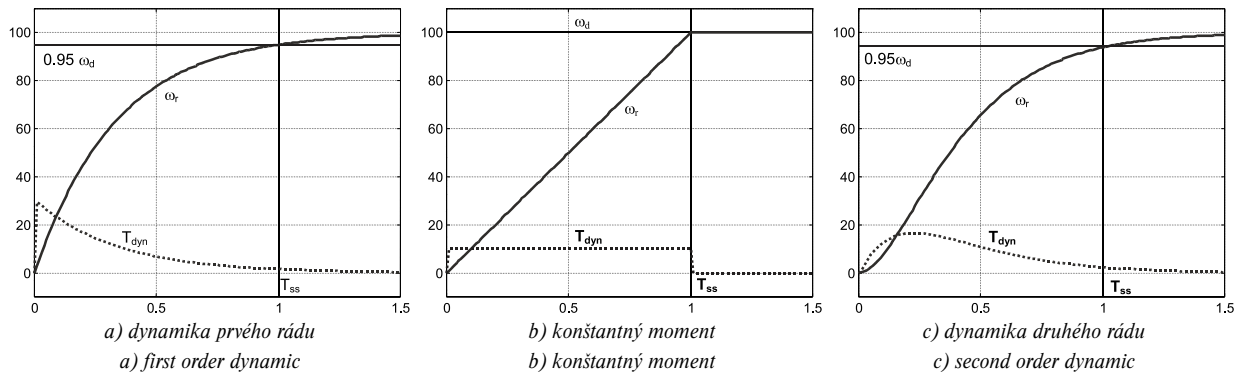
$$T_{ss} = 1.5 * (1 + n) \frac{1}{\omega_{nat}} \quad (2.20)$$

If equation (2.19) is numerically integrated then $\dot{\omega}$ is the demanded angular acceleration for second order dynamics. Thus, the discrete time algorithm based on equation (2.19) for angular acceleration and dynamic torque are as follows:

$$acc_d = acc_d + [\omega_{nat}^2(\omega_{dem} - \hat{\omega}_r) - 2\xi\omega_{nat}acc_d]*h \quad (2.21)$$

$$\Gamma_{dyn} = J * acc_d \quad (2.22)$$

Fig. 2.1 shows rotor speed and dynamic torque during acceleration for all three dynamics.



Obr. 2. Ideálne odozvy uhlovej rýchlosti a zrýchľujúceho momentu pre riadenie s vnútenými dynamikami

Fig. 2. Ideal angular speed response and acceleration torque for forced dynamics control

2.3. Slave riadiaci algoritmus

Podsystém, ktorý má byť riadený tu, definuje rovnica (2.1). Riadenou veličinou je teraz vektor napätia U a výstupnou veliči-

2.3. Slave Control Law

The sub-plant to be controlled here is defined by equation (2.1). The control variable now being voltage vector, U and the

nou je vektor prúdu I , ktorý má reagovať na vektor žiadaného prúdu I_d . Slave riadiaci algoritmus je nasledujúce riadenie typu „bang-bang“:

$$U = U_{max} \operatorname{sgn}[I_d - I] \quad (2.23)$$

Úmyslom je, aby bang-bang riadiaci algoritmus pracoval v kĺzavom režime s vysokou spinacou frekvenciou riadených veličín. Toto by pre riadené veličiny ideálne, pri nekonečnej spinacej frekvencii, udržalo $I = I_d$. V praxi sa však dosiahne konečná, ale vysoko spinacia frekvencia (predpokladá sa 20kHz), limitovaná nenulovou iteračnou periódou digitálneho procesora, čo však bude udržiavať pomerne malú amplitúdu zvlnenia výstupného prúdu.

3. Odhadovanie stavov a filtrovanie

3.1. Estimátor rotorového magnetického toku

Pre AM prostriedok na odhadovanie zložiek rotorového magnetického toku sa dá odvodiť tak, že sa eliminuje rýchlosť rotora ω_r , vzájomne v rovniciach (2.1) a (2.2), čo dáva rovnicu (3.1):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \left[\left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Pri nulových počiatkových podmienkach sú všetky veličiny na pravej strane rovnice (3.1) známe a preto zložky rotorového toku môžu byť určené numerickou integráciou podľa rovnice (3.2).

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \int \left[\left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] dt - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Táto integrácia však v praxi bude podliehať dlhodobým posunom a preto sa musia urobiť špeciálne opatrenia opísané v [9], aby sa korigovali odhadované zložky magnetického toku.

3.2. Pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime pre uhlovú rýchlosť

Pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime má základ v rovnici (2.1) pre statorové prúdy AM ako model v reálnom čase, ale v ktorom sú účelovo zanedbané všetky výrazy obsahujúce ω_r .

$$\dot{I}^* = \tilde{c}_1 [-\tilde{a}_1 I^* + U] + v \quad (3.3)$$

kde $v = [v_{eq_a} \ v_{eq_b}]^T$ sú korekcie modelu, i_α^* a i_β^* , sú odhady prúdov i_α a i_β , ako v konvenčných pozorovateľoch. Užitočným výstupom pozorovateľa sú tu však spojité ekvivalentné hodnoty $v_{eq_a} \ v_{eq_b}$, (t.j. krátkodobé stredné hodnoty [10]), rýchle spínacích premenných, ktoré sú dané rovnicou (3.4a).

output variable, I , to respond to the demanded current vector, I_d . The slave control law is the following “bang-bang” control law:-

$$U = U_{max} \operatorname{sgn}[I_d - I] \quad (2.23)$$

This bang-bang control law is intended to operate in the sliding mode with a rapidly switching control variable. This ideally maintains $I = I_d$ with an infinite switching frequency of the control variables. In practice, a finite but high-switching frequency (20 kHz is assumed), limited by the non-zero iteration period of the digital processor, would maintain a relatively low amplitude limit cycle in output current.

3. State Estimation and Filtering

3.1. The rotor magnetic flux estimator

For IM, a means of estimating the rotor magnetic flux components may be derived by eliminating the rotor speed, ω_r , between equations (2.1) and (2.2), yielding equation (3.1):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \left[\left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

With zero initial conditions, all the quantities on the right-hand side of equation (3.1) are known, and therefore, the flux components may be determined by numerical integration according to equation (3.2)

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \int \left[\left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] dt - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

This integration, however, would be subject to long-term drift in practice, and special measures described in [9] should be taken to correct the rotor magnetic flux estimate.

3.2. The pseudo sliding mode observer for angular velocity

The stator current vector pseudo sliding-mode observer is based on equation (2.1) for the IM stator currents as a real-time model but purposely omitting the terms, which contain ω_r . Thus:

$$\dot{I}^* = \tilde{c}_1 [-\tilde{a}_1 I^* + U] + v \quad (3.3)$$

where $v = [v_{eq_a} \ v_{eq_b}]^T$ are the model corrections, i_α^* and i_β^* , are estimates of currents i_α and i_β , as in conventional observers. The useful observer outputs here, however, are the continuous equivalent values, $v_{eq_a} \ v_{eq_b}$, (i.e., the short term mean values [10]), of the rapidly switching variables given by equation (3.4a).

$$v_{eq} = -v_{max} \text{sign}(I^* - I) \quad (3.4a)$$

$$v_{eq} = K_{SM}[I - I^*] \quad (3.4b)$$

Ale táto rovnica (3.4a) nemôže priamo generovať požadované ekvivalentné hodnoty. Namiesto toho tu môžeme vytvoriť pozorovateľ pracujúci v pseudo-kĺzavom režime tým, že signum funkciu nahradíme proporcionálnym vysokým ziskom tak, ako to udáva rovnica (3.4b)

Kde K_{SM} sa volí také vysoké, ako jej to dovoľuje limit pre stabilitu.

Pre veľké K_{SM} korekčné vstupy pozorovateľa blízko aproximujú výrazy chýbajúce z modelu AM v reálnom čase (3.5a) a nefiltrovaný odhad uhlovej rýchlosti rotora, ω_r^* , môže byť extrahovaný z rovnice (3.5b).

$$v_{eq} = c_1 c_2 P(\omega_r) \Psi \quad (3.5a)$$

$$\omega_r^* = \frac{[v_{eq}]^T T \Psi}{(c_1 c_2 p \|\Psi\|)} \quad (3.5b)$$

3.3. Pozorovateľ pre odhad záťažového momentu a filtrovanie odhadu rotorovej rýchlosti

Odhad záťažového momentu, ktorý požaduje master riadiaci algoritmus, sa tu robí pomocou štandardného pozorovateľa, ktorý má podobnú štruktúru ako Kálmánov filter, pretože sa predpokladá, že jeho priame meranie je nedostupné. Model pozorovateľa pracujúci v reálnom čase je založený na rovnici (2.3). Záťažový moment sa tu berie ako stavová premenná, ktorej diferenciálna rovnica zodpovedá modelu v reálnom čase [11] a tak jej diferenciálna rovnica je jednoducho $\dot{\Gamma}_L = 0$. Korekčná slučka pozorovateľa sa aktivuje chybou medzi odhadom rotorovej rýchlosti z pseudo-kĺzavého pozorovateľa, ω_r^* a odhadom, $\hat{\omega}_r$, z modelu pracujúcom v reálnom čase. Pretože získaná hodnota $\hat{\omega}_r$ je filtrovanou verziou ω_r^* , je táto hodnota priamo použitá v master riadiacom algoritme namiesto ω_r^* . Verzia pozorovateľa, ktorá pracuje v spojitom čase je daná:

$$e_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{1}{J_r} \left\{ \frac{3L_m}{2L_r} p[\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$k_\omega = J(\omega_1 + \omega_2)$$

$$k_\Gamma = J\omega_1 \omega_2 \quad (3.6b)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (3.6a)$$

Obidva póly pozorovateľa môžu byť spoločne umiestnené v $s = -1/T_f$ takže filtračná časová konštanta, T_f , je jediným parametrom pre návrh zosilnení, k_ω a k_Γ . Modifikovaná verzia filtračného pozorovateľa, ktorá je založená na umiestnení pólů v dvoch rozličných miestach, $-\omega_1$ a $-\omega_2$, a ktorá vykazuje vyššiu stabilitu pozorovateľa, sa použila v rámci experimentov. Pretože riadiaci

$$v_{eq} = -v_{max} \text{sign}(I^* - I) \quad (3.4a)$$

$$v_{eq} = K_{SM}[I - I^*] \quad (3.4b)$$

But this equation (3.4a) cannot directly generate the demanded equivalent values. Instead, a pseudo-slidingmode observer may be formed by replacing the signum functions by proportionally high gains, as it is shown in equation (3.4b).

Here, K_{SM} is made as high as possible within the stability limit.

For large, K_{SM} , the observer correction inputs closely approximate the terms missing from the AM real-time model (3.5a) and an unfiltered angular rotor speed estimate, ω_r^* , can be extracted from equation (3.5b).

$$v_{eq} = c_1 c_2 P(\omega_r) \Psi \quad (3.5a)$$

$$\omega_r^* = \frac{[v_{eq}]^T T \Psi}{(c_1 c_2 p \|\Psi\|)} \quad (3.5b)$$

3.3. Observer for Load Torque Estimation and Rotor Speed Estimate Filtering

The load torque estimate required by the master control law is provided here by a standard observer having a similar structure to a Kalman filter, a direct measurement of this being assumed to be unavailable. The real-time model of this observer is based on the motor torque equation (2.3). The load torque is treated here as a state variable whose differential equation argues the real-time model [11], and so its state differential equation is simply $\dot{\Gamma}_L = 0$. The observer correction loop is actuated by the error between the rotor speed estimate, ω_r^* , from pseudo-sliding mode observer and the estimate, $\hat{\omega}_r$, from the real time model. Since gained value of $\hat{\omega}_r$ is a filtered version of ω_r^* , it is used directly in the master control law instead of ω_r^* . The continuous time version of this observer is therefore:

$$e_\omega = \omega_r^* - \hat{\omega}$$

$$\dot{\hat{\omega}} = \frac{1}{J_r} \left\{ \frac{3L_m}{2L_r} p[\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \Gamma_L \right\} + k_\omega e_\omega$$

$$k_\omega = J(\omega_1 + \omega_2)$$

$$k_\Gamma = J\omega_1 \omega_2 \quad (3.6b)$$

$$\dot{\hat{\Gamma}}_L = k_\Gamma e_\omega \quad (3.6a)$$

The observer poles can be both placed at $s = -1/T_f$ so that the filtering time constant, T_f , is a single design parameter for the gains, k_ω and k_Γ . A modified version of the filtering observer based on pole-placement at two different locations, $-\omega_1$ and $-\omega_2$, which shows higher stability of observer, was used during the experiments. Since the control system is designed to be insensitive

systém je navrhnutý ako necitlivý na časovo premenné záťažové momenty je evidentné, že bude tiež necitlivý na dynamiku riadenej mechanickej záťaže [12].

4. Experimentálne výsledky

Parametre AM a pomocných zariadení použitých pri experimentoch sú uvedené v Dodatku. Virivá brzda slúžila ako záťaž AM. Riadiaci algoritmus bol implementovaný cez Pentium PC166, statorové prúdy boli merané cez transformátory LEM a vyhodnocované PC Lab kartou PCL812, zabudovanou priamo do PC. Modul FUJI 2803 6MBI10L pozostávajúci z IGBT tranzistorov bol použitý ako trojfázový striedač, pričom napätie v jednosmernom medziobvode bolo rovné $U_{dc} = 52.5$ [V].

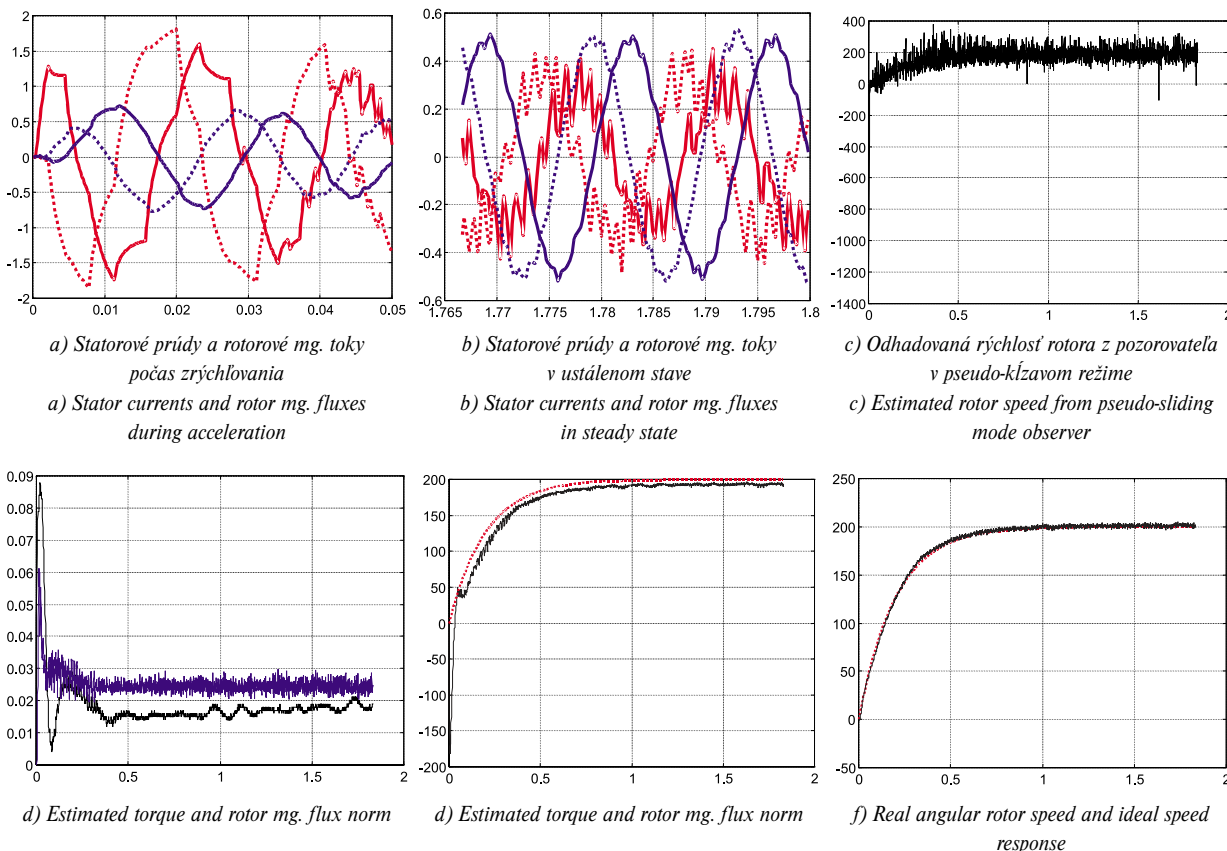
Experimenty pre všetky tri predpísané dynamiky boli vykonané pre tú istú žiadanú rýchlosť $\omega_{dem} = 200$ rad/s s dobou ustálenia $T_{ss} = 1$ a 0,5 s. Požiadavka pre normu magnetického toku v dôsledku nízkeho j.s. napätia bola konštantná a rovná $|\Psi|_{dem} = 0.0025$ (Vs)² s časovou konštantou $T_{\psi} = 3$ ms. Všetky tri prezentované obrázky obsahujú (a) zložky statorového prúdu a rotorového magnetického toku pre zrýchľovanie, časový interval $t =$

to time-varying load torques, it is evident that it will also be insensitive to the dynamics of the driven mechanical load [12].

4. Experimental Results

The parameters of the IM and ancillary devices used for experiments are listed in the Appendix. Eddy-current brake served as a load of IM. The control law was implemented via a Pentium PC166, the stator currents being measured through LEM transformers and evaluated using a PC Lab Card PCL812 built directly into the PC. An IGBT transistor module FUJI 2803 6MBI10L-060 was used as a three-phase inverter, when the dc bus voltage was equal = 52.5 [V].

The experiments for all three prescribed dynamics were carried out at the same speed demand $\omega_{dem} = 200$ rad/s with settling time $T_{settl} = 1$ and 0.5 s. Magnetic flux norm demand due to low DC voltage was kept constant and equal to $|\Psi|_{dem} = 0.0025$ (Vs)² with time constant $T_{\psi} = 3$ ms. All three presented figures containing (a) stator current and rotor magnetic flux components for acceleration, time interval $t = 0 - 0.05$ s, and (b) stator current



Obr. 3. Experimentálne výsledky pre dynamiku prvého rádu
Fig. 3. Experimental results for first order dynamics

$= 0 - 0.05$ s, (b) zložky statorového prúdu a rotorového magnetického toku pre ustálený stav, časový interval $t = 1.765 - 1.8$ s. Odhadovaná rýchlosť rotora zo pseudo-kĺzavého pozorovateľa je ukázaná v (c). Odhadovaná norma rotorového toku a moment záťaže sú ukázané v (d). Filtrovaná pozorovaná rýchlosť spoločne s ideálnou odozvou rýchlosti sú ukázané v (e) a konečne graf (f) znázorňuje ideálnu odozvu rýchlosti a skutočnú rýchlosť rotora.

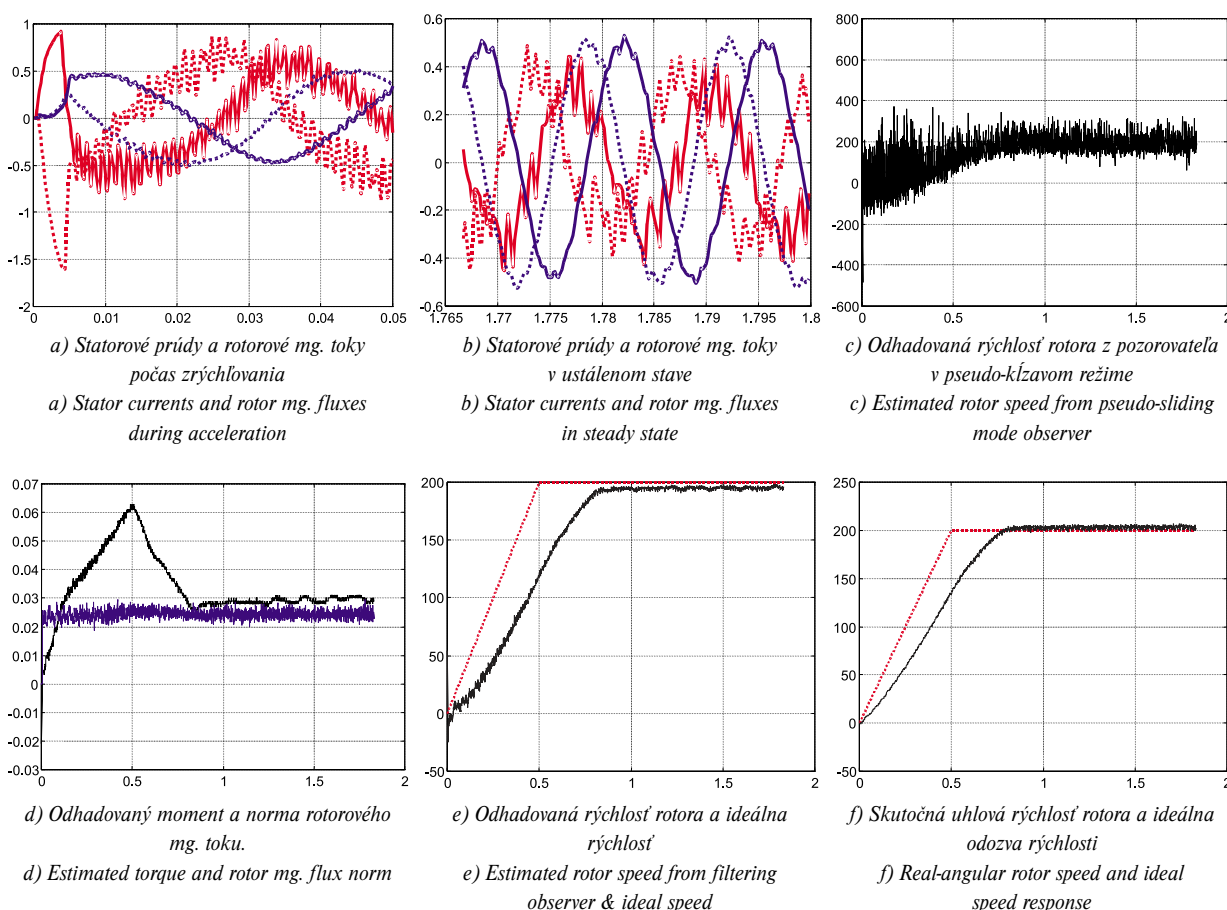
Experimentálne výsledky pre AM a dynamiku prvého rádu ukazuje obr. 3. Dosiahnutý rozsah rýchlosti rotora je $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 3 je jasne vidieť, že AM sleduje ideálnu odozvu rýchlosti s minimálnym oneskorením.

Experimentálne výsledky pre AM a priame riadenie zrýchlenia ukazuje obr. 4. Dosiahnutý rozsah rýchlosti rotora je $\omega_{dem} = 25 - 250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 4 je jasne vidieť, že AM rampový nárast rýchlosti AM sa dosiahol s malým oneskorením.

and rotor magnetic flux components for steady-state time interval $t = 1.765 - 1.8$ s. Estimated rotor speed from the pseudo-sliding mode observer is shown in (c). Estimated rotor flux norm and load torque are shown in (d). A filtered observed speed together with ideal speed response are shown in (e) and finally subplot (f) shows ideal speed response and real-rotor speed.

Experimental results for IM and first order dynamics are shown in Fig. 3. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s with prescribed time constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Figure 3 that IM follows ideal speed response with minimum delay.

Experimental results for IM and direct acceleration control are shown in Fig. 4. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 25 - 250$ rad/s with prescribed time constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Fig. 4 that ramp increase of IM speed was achieved with short delay.



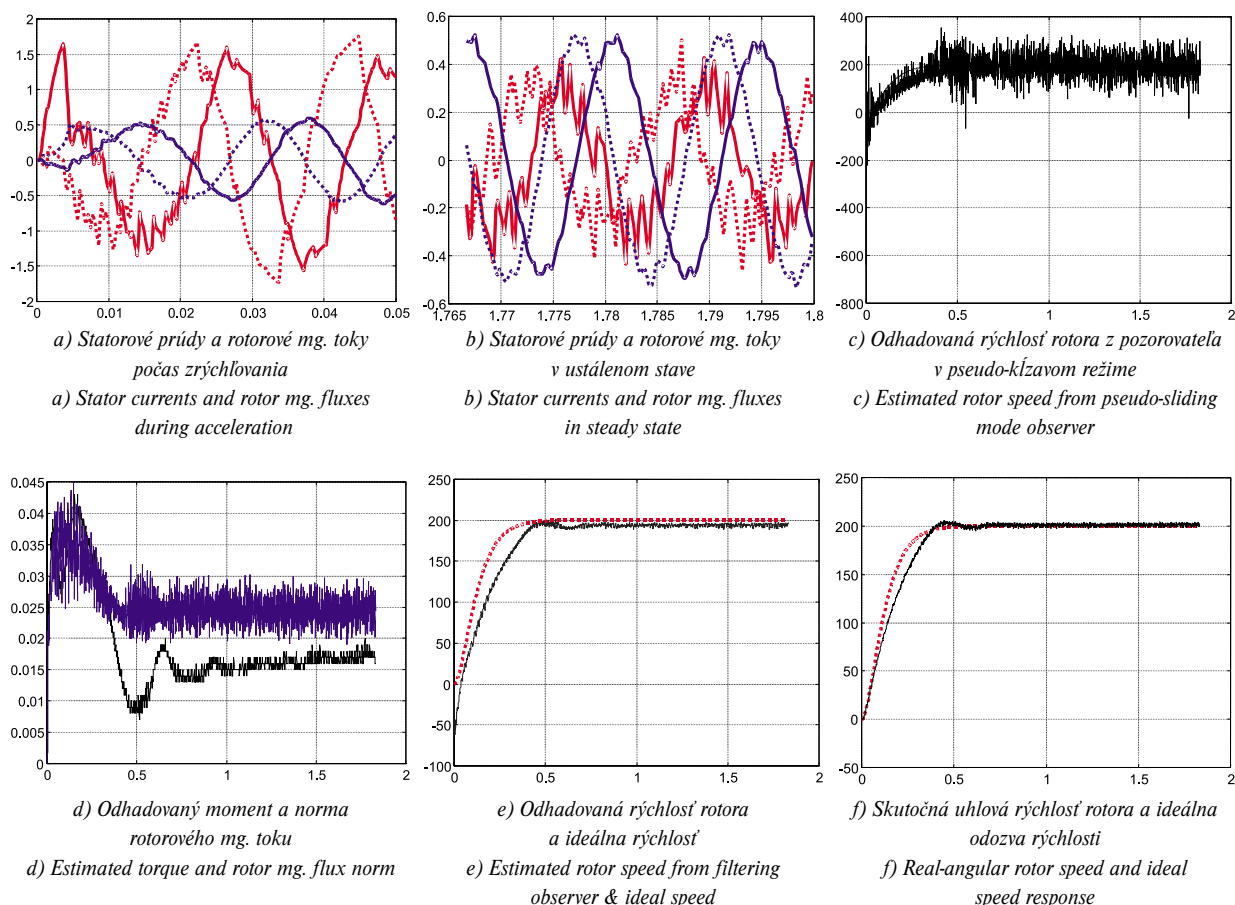
Obr. 4. Experimentálne výsledky pre dynamiku s konštantným momentom
Fig. 4. Experimental results for constant torque dynamics

Konečne, experimentálne výsledky pre AM a jeho riadenie dynamikou druhého rádu ukazuje obr. 5. Dosiahnutý rozsah rýchlosti rotora je $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s s predpísanými časovými

Finally experimental results for IM and its control with second order dynamics are shown in Fig. 5. The range of rotor speeds achieved is $\omega_{dem} = 15 - 250$ rad/s with prescribed time

konštantami $T_\omega = 0.15 - 1$ s. Z obr. 5 je jasne vidieť, že AM sleduje ideálnu odozvu rýchlosti s malým oneskorením.

constants $T_\omega = 0.15 - 1$ s. It can be clearly seen from Fig. 3 that ramp increase of speed was achieved with short delay



Obr. 5. Experimentálne výsledky pre dynamiku druhého rádu
Fig. 5. Experimental results for second order dynamics

5. Závery

Výskum novej metódy riadenia elektrických pohonov, ktoré využívajú AM s vnútenou dynamikou vykazuje dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami. Pozorovateľná, hoci nie veľká odchýlka od ideálnych vlastností je spôsobená hlavne nenulovým iteračným intervalom, h , časovým oneskorením v odhadovaní záťažového momentu, ako aj v dôsledku chýb pri odhadovaní parametrov motora a záťaže.

Zatiaľčo priame riadenie momentu môže byť vhodné pre väčšinu priemyslových aplikácií, dynamika druhého rádu môže byť veľmi príťažlivá pre dizajnérov elektrických pohonov žeriavov a výťahov. Riadiaci systém tak, ako je k dnešku vyvinutý, bude vhodný tiež pre aplikácie ako pomocné pohony trakčných vozidiel, ktoré sú vhodné pre bezsňačové riadenie rýchlosti AM strednej presnosti ($\approx 5\%$).

Zlepšenie vlastností riadiaceho systému sa pre dynamiku prvého rádu dosiahlo aplikáciou vonkajšej riadiacej slučky založenej na riadení v kľzavom režime [13] a pre všetky tri dynamiky

5. Conclusions

The research of the proposed new control method for electric drives employing induction motors with forced dynamics shows a good agreement with the theoretical predictions. 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 the load torque estimation as well as due to errors in the motor and load parameter estimation.

While direct torque control can be suitable for a majority of industrial applications, second order dynamic can be very attractive for electric drive designers of cranes and lifts. The control system, as developed to date, would be suitable also for applications as auxiliary drives of traction vehicles suitable as sensorless speed control of IM to moderate accuracy ($\approx 5\%$).

Improvement of the overall control system performance was achieved for first order dynamics with application of outer control loop based on Sliding Mode Control [13] and for all three

vonkajšou riadiacou slučkou založenou na riadení s referenčným adaptívnym modelom [14].

6. Dodatok

Parametre AM:

Menovitý výkon	$P_n = 120 \text{ W}$,
menovitá rýchlosť	$n_n = 1410 \text{ ot/min}$,
menovitý prúd	$I_n = 1 \text{ A}$,
svorkové napätie	$U_n = 87 \text{ V}$.

Parametre ekvivalentného obvodu:

Indukčnosť statora	$L_s = 24.6 \text{ mH}$,
indukčnosť rotora	$L_r = 24.6 \text{ mH}$,
vzájomná indukčnosť	$L_s = 21.0 \text{ mH}$,
odpor statora	$R_s = 11.16 \Omega$
odpor rotora	$R_r = 12.53 \Omega$
moment zotrvačnosti	$J_r = 1.7e - 6 \text{ kgm}^2$

7. Poďakovania

Autori vyjadrujú poďakovanie slovenskej grantovej agentúry VEGA a Ministerstvu školstva Slovenskej republiky za financovanie výskumného projektu č. 1/6111/99.

prescribed dynamics with outer loop based on Model Reference Adaptive Control [14].

6. Appendix

IM parameters:

Nominal power	$P_n = 120 \text{ W}$,
nominal speed	$n_n = 1410 \text{ ot/min}$,
nominal current	$I_n = 1 \text{ A}$,
terminal voltage	$U_n = 87 \text{ V}$.

Parameters for equivalent circuit:

Stator inductance	$L_s = 24.6 \text{ mH}$,
rotor inductance	$L_r = 24.6 \text{ mH}$,
mutual inductance	$L_s = 21.0 \text{ mH}$,
stator resistance	$R_s = 11.16 \Omega$
rotor resistance	$R_r = 12.53 \Omega$
momentum of inertia	$J_r = 1.7e - 6 \text{ kgm}^2$

7. Acknowledgements

The authors wish to thank to the Slovak Grant Agency VEGA and Ministry of Education of Slovak Republic, for funding the VEGA Project No. 1/6111/99.

8. Literatúra – References

- [1] ISIDORI, A.: 'Nonlinear Control Systems' 2nd edition, Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [2] DRAKUNOV, S. V., IZOSIMOV, D. B., LUK'YANOV, A. G., UTKIN, V. A. and UTKIN, V. I. (1990). 'The block control principle', I, II. Automation and Remote Control, Vol. 45, No. 5, Part 1, pp. 601-609.
- [3] 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.
- [4] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: 'A Motion Separation Method for the Control of Induction Motor with Prescribed Closed-Loop Dynamics' Proceedings of IFAC NOLCOS '95 conference, Davis University California, USA, June 1995, pp. 816-822.
- [5] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: 'Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control - Part I - Theoretical Background', Journal of Electrical Engineering, vol. 49, y. 1998, No. 7-8, pp. 186-193.
- [6] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: 'Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control; Part II - Simulation and Real Time Implementation', Journal of Electrical Engineering, vol. 49, y. 1998, No. 9-10, pp. 232-239.
- [7] DODDS, S. J., VITTEK, J., PERRYMAN, R.: 'Forced Dynamics Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drive', Proceedings of Symposium SPEEDAM '98, Sorrento June 1998, pp. A1-9 - A1-14.
- [8] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S. J., PERRYMAN, R.: 'Induction Motors Electric Drives with Forced Dynamics', Proceedings of IASTED '99 - CA, conference, July 1999, Banff, Canada, pp. 177-182.
- [9] DODDS, S. J., VITTEK, J.: 'An Algorithm for Magnetic Flux Computation with Automatic Drift Correction', Scientific Works and Studies of University of Zilina, Electro Series, Vol. 22., pp. 5-14, 1998.
- [10] UTKIN, V. I.: 'Sliding Modes in Control and Optimisation', Springer-Verlag, Berlin 1992.
- [11] DODDS, S. J., VITTEK, J., MIENKINA, M.: 'Implementation of a Sensorless Induction Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Rotor Magnetic Flux and Speed Dynamics' Proceedings of EPE '97 European conference on 'Power Electronics for Sustainable Growth', Trondheim, Norway, Sept. 1997, pp. 4.492-4.497.
- [12] DODDS, S. J., VITTEK, J.: 'Robust Cascade Forced Dynamic Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drives Forced Dynamics', Proceedings of EDPE '99 conference, Stará Lesná, Slovakia, October 1999, pp. 196-198.
- [13] VITTEK, J., ALTUS, J., BUDAY, J., MIKLO, J.: 'MRAC Improves Performances of Induction Motor Drive with Forced Dynamics', Proceedings of IASTED '99 - ICS, conference, Oct. 1999, Santa Barbara, California, pp. 106-116.
- [14] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S. J., PERRYMAN, R.: 'Outer Sliding Mode Control Loop for Induction Motor Drive with Forced Dynamics', Proceedings of IASTED '00 - CA, conference, August 2000, Honolulu, Hawaii, pp. 244-250.