

3.2. ADAPTÍVNE RIADENIE S REFERENČNÝM MODELOM SO SYNCHRÓNNYM MOTOROM S PERMANENTNÝMI MAGNETMI RIADENÝM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

Abstrakt: Uvádza sa tu systém riadenia rýchlosti elektrických pohonov so synchrónnymi motormi (SM) poskytujúcimi vyššiu robnosť na neurčitosti parametrov a externý záťažový moment. Použitá je trojitá kaskádová riadiaca štruktúra, v ktorej je vnútorná slučka na riadenie prúdu statora a stredná slučka obsahuje bezsnímačové riadenie rýchlosti založené na princípoch riadenia s vnútenou dynamikou. Samotné riadenie s vnútenou dynamikou ako aj premena nelineárneho SM na lineárny prvok ponúka vo všeobecnosti vyššiu robnosť ako konvenčné bezsnímačové metódy vektorového riadenia tým, že používa odhad časovo premenlivého momentu záťaže. Táto robnosť je ďalej zlepšená pridaním vonkajšej slučky založenej na princípe adaptívneho riadenia s referenčným modelom (MRAC), čo možno pokladať za alternatívnu techniku ku riadeniu s vonkajšou slučkou v kľzavom režime uvedenú v časti 2.4. Použiť sa môže hociktorý z režimov vnútenej dynamiky opísaný v ods. 1.3 a sú tu uvedené výsledky pre *konštantné zrýchlenie*, *lineárnu dynamiku prvého rádu* a *lineárnu dynamiku druhého rádu*. Kvôli jednoduchosti sa uvádza vonkajšia MRAC slučka so strednou slučkou pracujúcou v režime lineárnej dynamiky prvého rádu vytvárajúca spätnoväzobný systém prvého rádu, ktorého umiestnenie pólov môže byť definované užívateľom. Taktiež v tomto režime (ako aj v niektorom inom lineárnom režime) pohon môže byť včlenený ako aktuátor do rozsiahlejších štruktúr riadenia, na ktoré sa dá aplikovať návrh metódou lineárneho riadenia. Uvedené experimentálne výsledky vykazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami.

3.2.1 Úvod

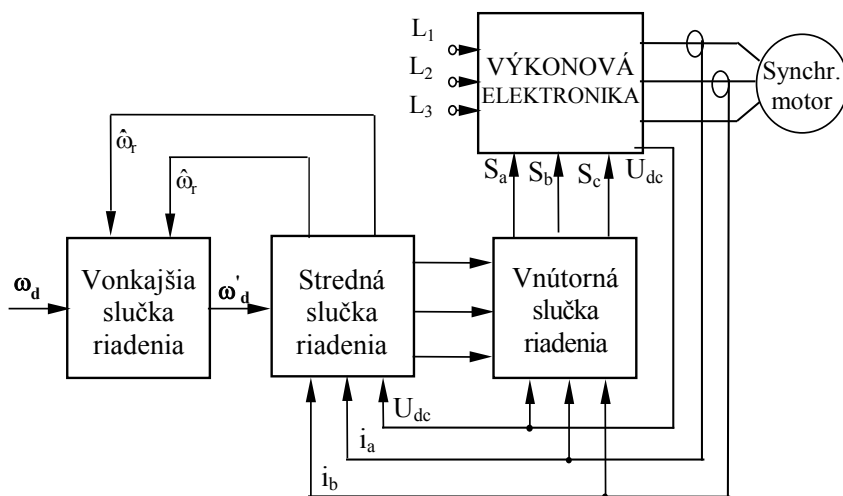
Pridanie vonkajšej riadiacej slučky využívajúcej robustné riadiace techniky, v tomto prípade MRAC, na zlepšenie robustnosti je použiteľné v mnohých aplikáciách riadenia a treba poznamenať, že je použiteľné tak pre pohony s asynchrónnym motorom ako aj pre pohony so SM. Je však dôležité, aby základný riadiaci systém, okolo ktorého sa má vonkajšia slučka uzavrieť mal dynamiku známeho rádu (v tomto prípade prvého rádu). Z hľadiska jeho dôležitosti je odvodenie základného systému riadenia v ďalšom úplne opísané pred uvedením robustnej vonkajšej slučky, čo spôsobuje opakovanie časti textu uvedeného v predchádzajúcich odsekoch.

V ostatných rokoch bolo „*bezsnímačové*“ a „*autosnímačové*“ riadenie striedavých strojov intenzívne skúmané. Cenová výhoda a spoľahlivosť, ktoré sa získali vylúčením mechanických snímačov a spojovacích káblov z uzavretej spätnoväzobnej slučky pri meraní polohy alebo rýchlosti, predstavovali hnaciu silu tejto výskumnej činnosti.

Základný systém pohonu bez vonkajšej slučky spočíva na novej metóde riadenia elektrických pohonov so SM uvedenej v ods. 3.2.2. Riadenie s vnútenou dynamikou poskytujúce lineárny dynamický režim je formou spätnoväzobnej linearizácie [1] a je umožnené použitím vnútornej prúdovej slučky a pozorovateľa rýchlosti rotora založeného na princípe riadenia v kĺzavom režime [2]. Tento prístup sa prvýkrát použil v [3] a [4]. Systém pracuje bez snímačov na hriadelí, keď sú merané len prúdy statora a priložené napätie statora sa určí z vypočítaného spínacieho algoritmu striedača pri známom napätí v jednosmernom medziobvode. Predpísaná ozva na referenčnú rýchlosť má lineárnu dynamiku prvého rádu, spolu s podmienkou vektorového riadenia o vzájomnej kolmosti medzi vektormi statorového prúdu a rotorového toku (za predpokladu perfektných odhadov parametrov motora). Pôvodný systém riadenia pohonu so SM s vnútenou dynamikou, ktorý navyše obsahuje súbor dvoch pozorovateľov na odhad rýchlosti rotora a momentu záťaže používajúc zložky magnetického toku z algoritmu odhadu toku bol ukázaný na obr. 3.1.1

Riadenie s vnútenou dynamikou je použiteľné pre mnohé nelineárne viacparametrové aplikácie automatického riadenia a pôvodne bolo vyvinuté pre elektrické pohony s asynchrónnymi motormi a neskôr aplikované aj pre elektrické pohony so SM [5]. Tu uvedený pohon bude vhodný tiež ako vnútorná slučka rýchlostného riadenia pre polohový servosystém.

Keďže samotný riadiaci algoritmus, výpočtový blok magnetického toku, pozorovateľ rýchlosti rotora a pozorovateľ záťažného momentu sú založené na modeli, t. j. závislé od odhadov parametrov motora, možno očakávať určitú citlivosť na chyby v týchto odhadoch. To znamená, že chovanie sa celého uzavretého riadiaceho systému bude do určitej miery ovplyvnené chybami v už zmienených odhadoch. Zámerom je znížiť túto citlivosť uzavretím jednoduchej adaptívnej riadiacej slučky na báze referenčného modelu okolo pôvodného spätnoväzobného systému a tak zlepšiť robustnosť celého riadeného systému. Výsledkom je celková blokovaná schéma na obr. 3.2.1.



Obr. 3.2.1 Modifikovaná blokovaná schéma úplného riadiaceho systému s MRAC

3.2.2 Riadiaci systém

2a) Regulátor strednej slučky

Riadenie s vnútenou dynamikou je umiestnené do strednej riadiacej slučky. Tento riadiaci algoritmus núti odhadovanú rýchlosť rotora $\hat{\omega}_r$ sledovať odpovedajúcu požiadavku ω'_d z vonkajšej riadiacej slučky s dynamickým oneskorením prvého rádu so zvolenou časovou konštantou T_ω . Naopak, skutočná rýchlosť rotora reálneho SM, ω_r je riadená s presnosťou závislou od toho, ako tesne odhadovaná $\hat{\omega}_r$ sleduje skutočnú ω_r . Tento regulátor tiež obsahuje algoritmy odhadu rýchlosti rotora a momentu záťaže, využívajúc merané prúdy statora i_a , i_b a i_c , spolu s meraným napätím jednosmerného medziobvodu a vypočítanými napätiami statora u_a , u_b a u_c , zo spínacieho algoritmu striedača.

2b) Model motora a záťaže

Použitý je model SM s permanentnými magnetmi v rotujúcom d, q súradnicovom systéme:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

$$(3.2.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \{ c_5 [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \Gamma_L \} = \frac{1}{J} \{ \Gamma_{el} - \Gamma_L \}, \quad (3.2.3)$$

kde i_d , i_q a u_d , u_q sú zložky prúdov a napätí statora, ω_r je uhlová rýchlosť rotora a Γ_L je externý záťažový moment. Parametre trojfázového SM Andover 4ANTS SP 10 5AB sú nasledujúce: $P_n = 400$ W pri $n_n = 3000$ ot/min, $2p = 6$; $R_s = 36,5$ Ω , $L_d = 50$ mH, $L_q = 50$ mH, $\Psi_{PM} = 0,312$ Wb a celkový moment zotrvačnosti je $J = 0,003$ kgm².

2c) Nadradený *master* riadiaci algoritmus

Tento je založený na *linearizačných funkciách* [1], ktoré nútia nelineárny systém splniť špecifikované lineárne diferenciálne rovnice uzavretého obvodu:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (3.2.4)$$

Rovnica (3.2.3) pre uhlovú rýchlosť rotora je donútená sledovať rovnicu (3.2.4) porovnaním ich pravých strán:

$$\frac{1}{J} \{ c_5 [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] - \Gamma_L \} = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (3.2.5)$$

Výpočtový blok magnetického toku rotora odhaduje jednotlivé zložky magnetického toku Ψ_d a Ψ_q pre riadiaci algoritmus:

$$\begin{aligned} \Psi_d^* &= \tilde{L}_d i_d + \tilde{\Psi}_{PM} \\ \Psi_q^* &= \tilde{L}_q i_q \end{aligned} \quad (3.2.6)$$

Druhá časť riadiaceho algoritmu sa formuluje na základe konštrukcie PMSM, keď maximálny moment sa docieli pre:

$$i_d = 0. \quad (3.2.7)$$

Zoberúc do úvahy rovnicu (3.2.7) žiadaný i_q sa dá určiť z (3.2.5). Tieto dve zložky prúdu sa použijú na generovanie *žiadaných* hodnôt i_d a i_q , ktoré sú označené ako i_{d_d} a i_{q_d} . Pri implementovaní riadiaceho algoritmu predtým definované stavové veličiny a parametre motora musia sa nahradiť ich odhadmi:

$$i_{d_d} = 0 \quad (3.2.8)$$

$$i_{q_d} = \frac{1}{c_5 \tilde{\Psi}_{PM}} \left[\hat{\Gamma}_L + \frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right] = \frac{1}{c_5 \tilde{\Psi}_{PM}} \left[\hat{\Gamma}_L + \tilde{J} a_d \right] \quad (3.2.9)$$

Toto je základný *master* riadiaci algoritmus, ktorý sa môže použiť pre všetky pracovné režimy. Ako už bolo predtým poznamenané, tento vyžaduje odhad záťažového momentu a prostriedok na jeho získanie sa uvádza v nasledujúcej časti.

2d) Odhadovanie stavov a filtrovanie

2d1) Pozorovateľ v pseudokĺzavom režime a výpočtový blok uhlovej rýchlosti

Modifikovaná verzia pozorovateľa vektora statorového prúdu v pseudokĺzavom režime je založená na rovniciach (3.2.1) a (3.2.2) ako model v reálnom čase, ale *účelne používajúc iba výrazy, ktoré neobsahujú ω_r* , pričom tieto sú nahradené korekčnými vstupmi modelu v_{eqd} a v_{eqq} . Takto:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \\ L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \tilde{L}_d & 0 \\ p & 1 \\ \tilde{L}_q & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} \quad (3.2.10)$$

kde i_d^* a i_q^* sú odhady i_d a i_q ako v konvenčnom pozorovateli. V klasickom pozorovateli v kĺzavom režime sú užitočnými výstupmi spojené *ekvivalentné hodnoty* rýchle prepínajúcich premenných:

$$\begin{bmatrix} v'_{eqd} \\ v'_{eqq} \end{bmatrix} = V_{\max} \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}. \quad (3.2.11)$$

Avšak toto priamo negeneruje v_{eqd} a v_{eqq} . Aby sa toho dosiahlo, môže sa formulovať pozorovateľ v *pseudokĺzavom režime* [4] tým, že sa rovnica (3.2.11) nahradí s:

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = K_{sm} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}, \quad (3.2.12)$$

kde sa volí tak vysoký zisk K_{sm} , ako to dovoľujú hranice stability dané vzorkovacím intervalom digitálnej implementácie. Pre veľké K_{sm} , chyby medzi skutočnými prúdmi a odhadmi prúdov v pozorovateli sú potlačené takmer na nulu, čo rezultuje do (3.2.13):

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_q}{\tilde{L}_d} \\ -p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_d}{\tilde{L}_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r^*}{\tilde{L}_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\Psi}_{PM} \end{bmatrix} \quad (3.2.13)$$

a čo sa dá upraviť a tak získať nefiltrovaný odhad rýchlosti rotora ω_r^* . Takto:

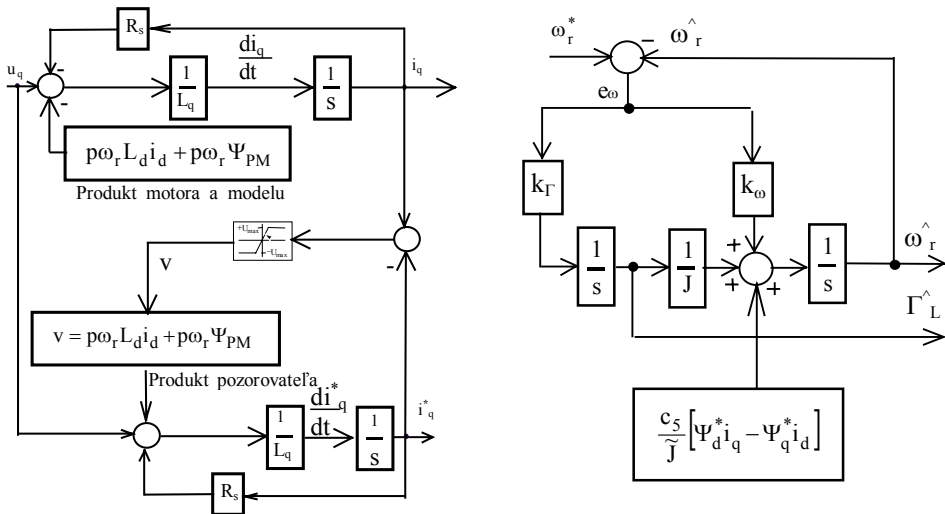
$$\omega_r^* = \frac{-\tilde{L}_q v_{eqq}}{p(\tilde{L}_d i_d + \tilde{\Psi}_{PM})}. \quad (3.2.14)$$

2d2) Pozorovateľ na odhad záťažového momentu a filtrovanie odhadu rýchlosti rotora

Odhad momentu záťaže požadovaný *master* riadiacim algoritmom, ktorého priame meranie sa pokladá za nedostupné, sa opäť získa štandardným pozorovateľom, so štruktúrou podobnou Kalmanovmu filtru. Model pozorovateľa v reálnom čase je založený na rovnici momentu motora (3.2.3). Korekčná slučka pozorovateľa sa aktivuje chybou medzi odhadom rýchlosti rotora ω_r^* z výpočtového bloku uhlovej rýchlosti uvedenom v predchádzajúceho odseku a odhadom uhlovej rýchlosti $\hat{\omega}_r$ z modelu v reálnom čase. Rovnice pozorovateľa sú:

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{J} \left[\tilde{c}_5 (\Psi_d^* i_q - \Psi_q^* i_d) - \hat{\Gamma}_L \right] + k_\omega e_\omega \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma e_\omega \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Keďže $\hat{\omega}_r$ je filtrovaná verzia ω_r^* , priamo sa použije v strednej a vonkajšej riadiacej slučke. Toto je konvenčný lineárny pozorovateľ druhého rádu s charakteristickým polynómom korekčnej slučky, ktorý sa môže zvoliť prostredníctvom ziskov k_ω a k_Γ tak, aby poskytoval žiadajú rovnováhu filtrovania medzi šumom z merania i_d a i_q a šumom z merania uhlovej rýchlosti ω_r^* .



a) Pozorovateľ v pseudoklávovom režime

b) Filtročný pozorovateľ

Obr. 3.2.2 Modifikované blokové schémy pseudoklávového a filtročného pozorovateľa

3.2.3 Regulátor vonkajšej slučky

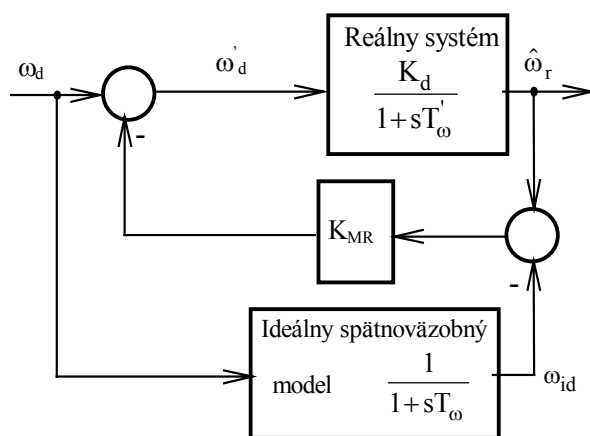
Ako už bolo uvedené, stredná slučka riadenia je založená na modeli, t. j. obsahuje algoritmy závisiace od odhadov parametrov motora a záťaže, takže vlastnosti uzavretej slučky budú ovplyvnené chybami v týchto odhadoch. Zvlášť chyby v odhadoch externého záťažového momentu Γ_L budú ovplyvňovať chovanie sa uzavretého obvodu. Nech sú chyby vnášané neurčitostami parametrov motora, odhadom záťažového momentu a nepresnosťami činnosti strednej slučky riadenia v dôsledku nenulového iteračného intervalu (približne) reprezentované zmenou časovej konštanty a jednosmerného zisku. Potom reálny systém tvorený vnútornou a strednou riadiacou slučkou možno nahradiť nasledujúcou prenosovou funkciou:

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega'_d(s)} = \frac{K_d}{1+sT'_\omega} \quad (3.2.16)$$

Účelom regulátora vonkajšej slučky je zlepšiť robustnosť celkového riadiaceho systému proti chybám v neurčitých parametroch a v odhade záťažového momentu. Vonkajšia riadiaca slučka je založená na MRAC. Modelom je jednoducho *nominálna* prenosová funkcia, ktorá by sa dosiahla pri perfektnej činnosti vnútornej a strednej slučky:

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega'_d(s)} = \frac{1}{1+sT_\omega} \quad (3.2.17)$$

Obr. 3.2.3 ukazuje vonkajšiu slučku s použitím referenčného modelu.



Obr. 3.2.3 Riadiaca slučka založená na referenčnom modeli

Takto sa žiadaná rýchlosť rotora ω_d použije v základnom reálnom systéme tvorenom vnútornou a strednou riadiacou slučkou. Akýkoľvek rozdiel v parametroch medzi reálnym systémom a uzavretou slučkou s referenčným modelom má potom za následok nárast korekcie $K_{MR}(\hat{\omega}_r - \omega_{id})$ aplikovanej na reálny systém, čím sa tento prinúti sledovať model. Tak ako sa zvyšuje zisk K_{MR} riadiacej slučky s referenčným modelom, tak sa podľa teórie znižuje chyba $\hat{\omega}_r - \omega_{id}$, čo zapríčiňuje, že reálny systém sa *prispôsobuje* modelu. Aplikáciou Masonovho pravidla na obr. 3.2.3 dostaneme (3.2.18):

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{K_d}{1+sT'_\omega} \left(1 + K_{mr} \frac{1}{1+sT_\omega} \right) \quad (3.2.18)$$

$$1 + \left(K_{mr} \frac{K_d}{1+sT'_\omega} \right)$$

Tak ako sa K_{MR} blíži k nekonečnu, prenosová funkcia medzi odhadovanou rýchlosťou a žiadanou rýchlosťou sa blíži k žiadanej prenosovej funkcii (3.2.19), predurčujúc tak žiadanú robustnosť:

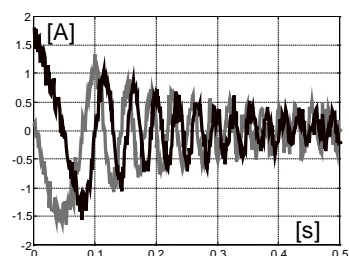
$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} \rightarrow \frac{1}{1+sT_\omega} \text{ pre } K_{mr} \rightarrow \infty . \quad (3.2.19)$$

V praxi však akákoľvek nemodelovaná dynamika systému a nenulový vzorkovací čas digitálneho procesora budú K_{mr} limitovať. Nedostatky v robustnosti sa však dajú stále očakávať, pretože tento systém bez snímača na hriadeli závisí od presnosti odhadu rýchlosti $\hat{\omega}_r$.

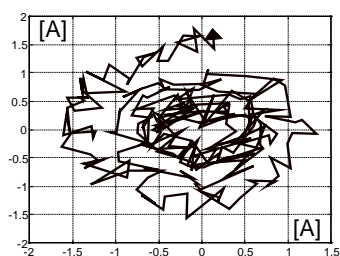
3.2.4 Experimentálne výsledky

Riadiace algoritmy sa implementovali na počítači Pentium. Prúdy statora sa merali cez transformátory LEM a vyhodnocovali použitím PC Lab karty PL818 zabudovanej do PC. Šesťtranzistorový IGBT modul *Semikron* sa použil ako trojfázový striedač. Všetky prezentované experimenty sa uskutočnili s napätím jednosmerného medziobvodu $U_{dc} = 90$ V a pre skokové požiadavky rýchlosti rotora $\omega_d = 700$ ot./min. a $\omega_d = 125$ rad./s. a s časovými konštantami $T_\omega = 0,5$ s a $T'_\omega = 0,2$ s. Časový interval ukladania údajov experimentálnych veličín bol 1,75 s a 2 s. Počas experimentov SM nebol zaťažovaný.

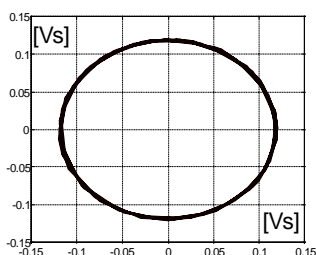
Na všetkých uvádzaných grafoch sú zložky prúdu statora ako funkcie času a ich komplexné závislosti ukávané na grafoch (a) a (b) počas rozbehového intervalu $t \in (0-0,5 \text{ s})$. Magnetický tok ako komplexnú závislosť ukazuje graf (c) a jeho zložky ako funkcie času pre ten istý časový interval sú ukávané na grafe (d). Graf (e) ukazuje odhad rýchlosti $\hat{\omega}_r$ z filtračného pozorovateľa spolu s ideálnou ozvou rýchlosti ω_{id} . Konečne, graf (f) ukazuje ideálnu rýchlosť rotora ω_{id} spolu so skutočnou rýchlosťou rotora ω_r .



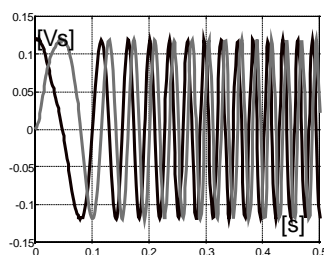
a) prúdy statora



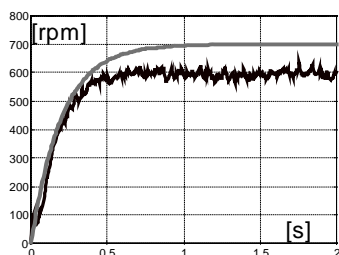
b) komplexné prúdy



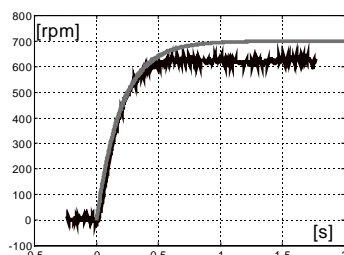
c) komplexný mg. tok



d) spriahnutý mg. tok



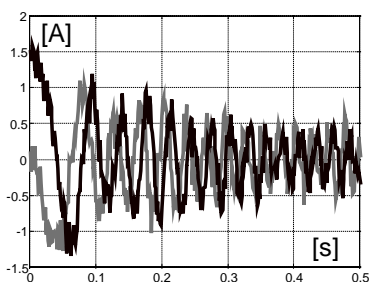
e) ideálna a odhadovaná rýchlosť



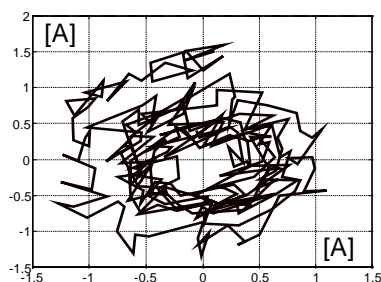
f) ideálna a skutočná rýchlosť

Obr. 3.2.4 Prúdy statora, spriahnutý magnetický tok a ozva rýchlosti v režime lineárnej dynamiky prvého rádu bez MRAC vonkajšej radiacej slučky

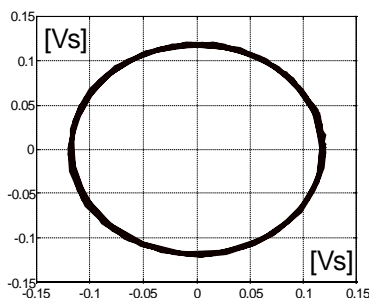
Experimentálne výsledky, ktoré sa získali so strednou a vnútornou riadiacou slučkou s vylúčením MRAC slučky ukazuje obr. 3.2.4. Chyby medzi ideálnou rýchlosťou rotora počítanou podľa prenosovej funkcie (3.2.17), odhadovanej a skutočnou rýchlosťou rotora sú viditeľné v grafoch (e) a (f) a možno vidieť, že tieto chyby pretrvávajú aj v ustálenom stave.



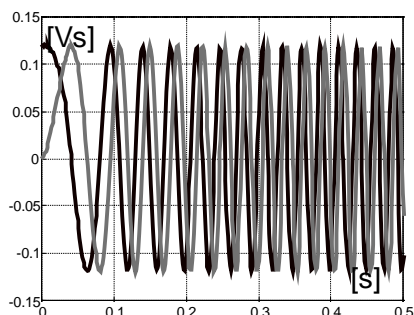
a) prúdy statora



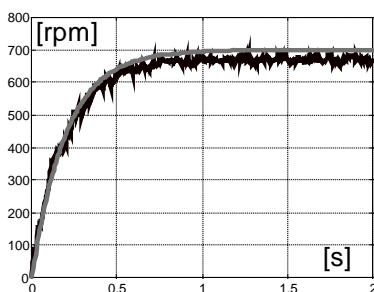
b) komplexné prúdy



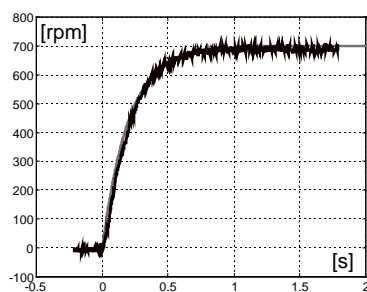
c) komplexný mg. tok



d) spriahnutý mg. tok



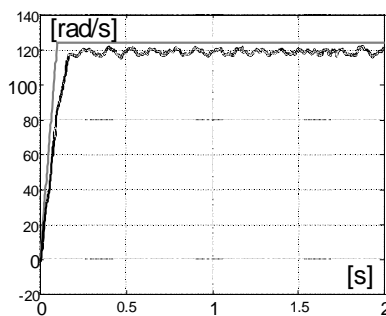
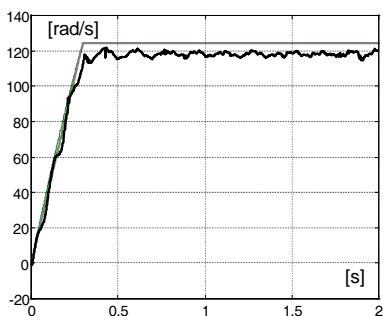
e) ideálna a odhadovaná rýchlosť



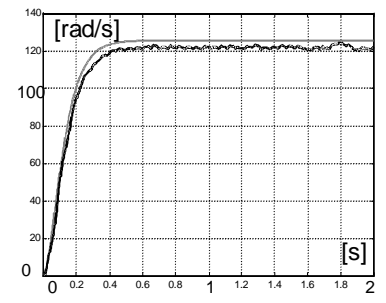
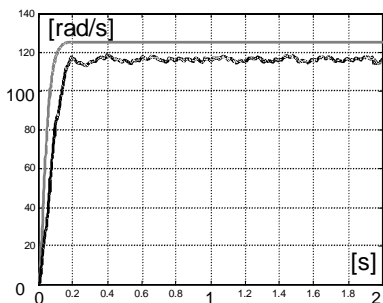
f) ideálna a skutočná rýchlosť

Obr. 3.2.5 Prúdy statora, spriahnutý magnetický tok a ozva rýchlosti v režime lineárnej dynamiky prvého rádu s MRAC vonkajšou riadiacou slučkou

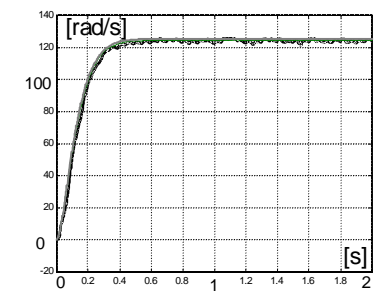
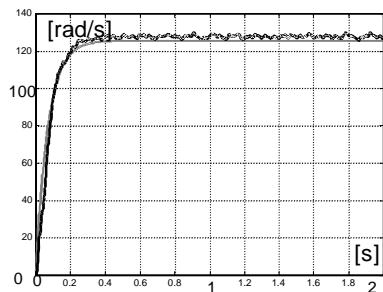
Experimentálne výsledky zodpovedajúce uvedeným na obr. 3.2.4, ale so zahrnutím MRAC vonkajšej slučky ukazuje obr. 3.2.5. Z porovnania oboch obrázkov je evidentné významné zníženie chýb medzi ideálnou rýchlosťou a skutočnou rýchlosťou rotora, ku ktorým prispela vonkajšia MRAC slučka tak pre rozbeh pohonu ako aj ustálený stav.



a) konštantné zrýchlenie



b) lineárna dynamika. 1. rádu



c) lineárna dynamika 2. rádu

Obr. 3.2.6 Ozvy rýchlosti pre tri dynamické režimy bez (grafy vľavo) a s (grafy vpravo) vonkajšou MRAC riadiacou slučkou

Na obr. 3.2.6 sa porovnávajú výsledky získané s a bez MRAC vonkajšej slučky pre režim konštantného zrýchlenia a režimy s lineárnou dynamikou prvého ako aj druhého rádu. Pre dva dodatočné dynamické režimy musí byť ideálny model v reálnom čase podľa obr. 3.2.3 nahradený zodpovedajúcim dynamickým režimom, ktorého rovnice sú v kap. 1. Z porovnania pravých a ľavých strán obr. 3.2.6 je pre všetky tri dynamické režimy evidentné významné zníženie už zmienených chýb v dôsledku použitia MRAC vonkajšej riadiacej slučky tak pre rozbehový interval ako aj pre ustálený stav.

3.2.5 Závěry a odporúčania

Predbežné experimentálne výsledky (pre nezaťažovaný SM s permanentnými magnetmi) potvrdzujú, že prídanie MRAC vonkajšej riadiacej slučky k bezsnímačovému rýchlostne riadenému systému s vnútenou dynamikou podstatne zlepšuje jeho vlastnosti. MRAC slučka tiež robí štartovaciu polohu menej kritickou.

Návrhy na ďalšiu výskumnú prácu sú:

- a) vyšetrovanie robustnosti s rešpektovaním neurčitostí parametrov motora a záťaže pre obidve MRAC a SMC vonkajšie riadiace slučky, vrátane prídania nemodelovanej mechanickej záťaže s prepočítaným momentom zotrvačnosti niekoľkokrát väčším ako má rotor,
- b) ďalší súbor experimentálnych meraní vrátane aplikácie skokovej zmeny záťažového momentu spolu s intenzívnym vyšetrovaním zmeny vlastností filtračného pozorovateľa s umiestnením jeho pólov,
- c) intenzívne vyšetrovanie rozbehových charakteristík riadeného systému s rešpektovaním neznámej začiatkovej polohy rotora a ak je to potrebné, v ďalšej práci zaistiť spoľahlivý štart z ľubovoľnej začiatkovej polohy rotora.

3.2.6 Literatúra

- [1] ISIDORI, A.: *Nonlinear Control Systems*. 2. vydanie, **Springer-Verlag** Berlín, 1990.
- [2] UTKIN, V. I.: *Sliding Modes in Control and Optimisation*. **Springer-Verlag** Berlín, 1992.
- [3] DODDS, S. J, UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *Self Oscillating, Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*. **2. EPE Chapter Symposium** Electric Drive Design and Applications, Nancy, Francúzsko, jún 1996, s. 23 - 28.
- [4] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *Synchronous Motor Drive with Prescribed Closed-loop Speed Dynamics Employing a Two-phase Oscillator*. Zborník konferencie **EDPE'96**, Vysoké Tatry, Slovensko, sept. 1996, s. 209 - 216.
- [5] DODDS, S. J., VITTEK, J., SEMAN, S.: *Implementation of a Sensorless Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*. Zborník sympózia **SPEEDAM'98**, Sorrento, Taliansko, jún 1998, s. P4-5 - P4-10.
- [6] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS S. J., PERRYMAN, R.: *Preliminary Experimental Results for Synchronous Motor Drive with Forced Dynamics*. Zborník konferencie **IASTED CA '98**, *Control and Applications*, august 1998 Honolulu, HI, USA, s. 219 - 223.
- [7] VITTEK, J., ALTUS, J., BUDAY, J., MIKLO, J.: *MRAC Improves Performance of Induction Motor Drive with Forced Dynamics*. Zborník konferencie **IASTED ICS'98**, *Intelligent Control and Systems*, okt. 1999, Santa Barbara, CA, USA, s. 85 – 90.

Pod'akovanie

Autori ďakujú **Európskej komisii v Bruseli** za financovanie programu **INCO Copernicus** č. 960169 **UCODRIVE**.