

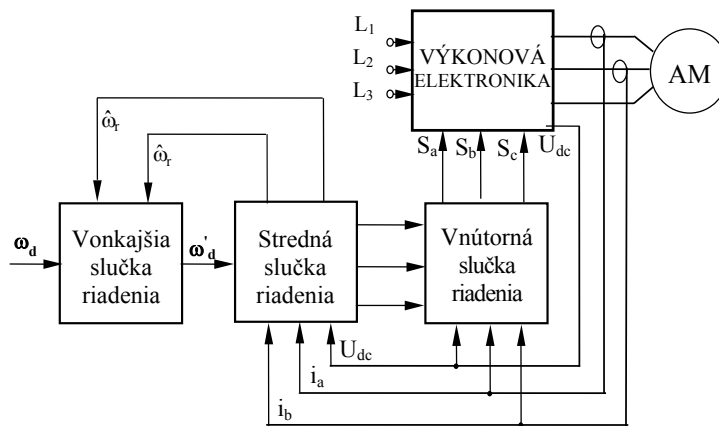
2.3. VONKAJŠIA RIADIACA SLUČKA V KLZAVOM REŽIME PRE POHONY S ASYNCHRÓNNYM MOTOROM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

Abstrakt: V dôsledku použitia odhadu momentu záťaže v riadiacom algoritme ponúka základný RVD riadiaci systém pre pohon s AM uvedený v predchádzajúcich dvoch častiach vyššiu robastnosť s ohľadom na neurčitosti parametrov a externé záťažové momenty ako konvenčné bezsnímačové rýchlostné metódy riadenia, ako už bolo vysvetlené v predchádzajúcich kapitolách. Stále tu však ostáva priestor na zlepšenie, ak sa porovnáva s vlastnosťami niektorých pohonov, ktoré majú snímač na hriadeli. Aby sa dosiahlo priblíženie k týmto vlastnostiam, je uvedená schéma využívajúca princípy riadenia v klzavom režime. Znovu treba poznamenať, že základný RVD systém má kaskádovú štruktúru riadenia, pozostávajúcu z vnútornej slučky, ktorá je riadiacou slučkou prúdov statora a riadiacej slučky RVD pre bezsnímačové riadenie rýchlosti, umožňujúcej užívateľovi špecifikovať dynamické vlastnosti podľa dynamických režimov uvedených a opísaných v kap. 1. Táto rýchlostná riadiaca slučka bude teraz uvádzaná ako stredná slučka, pretože zlepšenie robastnosti sa dosiahne pridaním vonkajšej riadiacej slučky v klzavom režime. Simulačné a experimentálne výsledky vykazujú dobrú zhodu s teoretickými predpokladmi a dokazujú zamýšľané zlepšenie robastnosti.

2.3.1 Úvod

Nový, už uvedený RVD riadiaci systém pre pohony s AM, spočívajúci na lineárnizácii spätnej väzby [1], princípoch vektorového riadenia [2] a riadenia v klzavom režime (SMC) [3], bude pracovať v *režime lineárnej dynamiky prvého rádu*, aby sa tak overilo zlepšenie robastnosti. Ako už bolo prv uvedené, systém pracuje bez snímača na hriadeli len s meraním statorových prúdov a priložené statorové napätie sa určí vypočítaným spínacím algoritmom striedača, čo predpokladá znalosť okamžitého napätia v jednosmernom medziobvode. Tiež dynamika pre normu rotorového magnetického toku sa volí ako lineárna prvého rádu tak, ako to bolo opísaná o ods. 2.1.2.

celého riadiaceho systému v uzavretej slučke je ovplyvnené chybami v odhadoch. Na zníženie tejto citlivosti je tu zámerom uzavrieť vonkajšiu riadiacu slučku okolo pôvodného systému a tak zlepšiť robustnosť celého riadiaceho systému. Vonkajšie riadiace slučky založené na adaptívnom riadení referenčným modelom (MRAC) a SMC boli teoreticky navrhnuté v [8]. Prvé experimentálne výsledky pre MRAC vonkajšiu slučku sa publikovali v [9]. Cieľom tejto kapitoly je experimentálne overenie vonkajšej slučky založenej na SMC. Schematický blokový diagram celkového riadiaceho systému vrátane vonkajšej riadiacej slučky na báze SMC ukazuje obr. 2.3.2.



Obr. 2.3.2 Modifikovaný systém riadenia s vnútenou dynamikou so SMC vonkajšou slučkou

Týmto sa pôvodný RVD regulátor rýchlosti stáva regulátorom strednej slučky novej schémy riadenia.

2.3.2 Radiaci systém

2a) Model motora a záťaž

Model AM v α, β súradnicovom systéme v maticovom zápise je nasledovný:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J}(\Gamma - \Gamma_L) = \frac{1}{J}(c_5 \Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} - \Gamma_L) \quad (2.3.1)$$

$$\dot{\Psi} = -\mathbf{P}(\omega_r) \Psi + c_4 \mathbf{I} \quad (2.3.2)$$

$$\dot{\mathbf{I}} = c_1 [c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \Psi - a_1 \mathbf{I} + \mathbf{U}], \quad (2.3.3)$$

kde $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$, $\mathbf{I}^T = [i_\alpha \ i_\beta]$, $\mathbf{U}^T = [u_\alpha \ u_\beta]$, a $c_1 = L_r / (L_s L_r - L_m^2)$, $c_2 = L_m / L_r$, $c_3 = R_r / L_r = 1 / T_r$, $c_4 = L_m / T_r$, $c_5 = 1,5 \cdot p \cdot L_m / L_r$ a $a_1 = R_s + (L_m^2 / L_r^2) R_r$. Tiež:

$$\mathbf{P}(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad \text{a} \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.3.4)$$

2b) Riadenie v strednej slučke

2b1) Riadiaci algoritmus pre vnútenú dynamiku

Na základe toho, že vnútorná slučka zabezpečí nulovú hodnotu chyby statorových prúdov, je rovnica (2.3.3) z riadenia eliminovaná. Na odvodenie riadenia s vnútenou dynamikou sú použité princípy linearizácie spätnej väzby [1]. Linearizačné funkcie, ktoré nútia systémové premenné vyhovieť špecifikovaným lineárnym diferenciálnym rovniciam pre uzavretú slučku, sú formulované pre rýchlosť rotora a normu rotorového toku. V tejto aplikácii sú prvého rádu s časovými konštantami T_ω pre rýchlosť rotora a T_Ψ pre žiadanú normu rotorového toku. Tieto dve premenné preto vyhovujú rovniciam:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (2.3.5a)$$

$$\|\dot{\Psi}\| = \frac{1}{T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|), \quad (2.3.5b)$$

kde $\|\Psi\| = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2$.

Linearizačná funkcia pre $\dot{\omega}_r$ sa získa porovnaním pravých strán rovníc (2.3.1) a (2.3.5a):

$$\Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right]. \quad (2.3.6)$$

Dá sa overiť, že pre deriváciu normy rotorového magnetického toku platí (2.3.7a) a prorovaním pravých strán rovníc (2.3.5b) a (2.3.7a) dostaneme (2.3.7b):

$$\|\dot{\Psi}\| = -2(c_3 \|\Psi\| - c_4 \Psi^T * \mathbf{I}) \quad (2.3.7a)$$

$$\Psi^T \mathbf{I} = \frac{c_3}{c_4} \|\Psi\| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|). \quad (2.3.7b)$$

Žiadaný riadiaci algoritmus sa potom obdrží kombináciou rovníc (2.3.6) a (2.3.7b), ale najskôr sa stavové premenné (\mathbf{x}) nahradia ich odhadmi ($\hat{\mathbf{x}}$) z pozorovateľov. Tiež konštantné parametre motora (\mathbf{p}) sa nahradia ich odhadmi ($\tilde{\mathbf{p}}$). Ďalej sa fiktívny vektor riadenia \mathbf{I} , nahradí žiadaným prúdovým vektorom \mathbf{I}_d , ktorý je referenčným vstupom pre vnútornú riadiacu slučku. Takto je riadiaci algoritmus pre nútenú dynamiku daný:

$$\mathbf{I}_d = \frac{1}{\|\Psi^*\|} \begin{bmatrix} -\Psi_\beta^* & \Psi_\alpha^* \\ \Psi_\alpha^* & \Psi_\beta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left(\frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right) \\ \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} \|\Psi^*\| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (\|\Psi^*\|_d - \|\Psi^*\|) \end{bmatrix}. \quad (2.3.8)$$

Malo by sa poznamenať, že konštantný externý poruchový moment Γ_L sa berie ako stavová veličina a je odhadovaný v pozorovateli spoločne s ostatnými stavovými veličinami. Nominálny spätnoväzobný systém je potom riadený prenosovou funkciou:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{1}{1 + sT_\omega}. \quad (2.3.9)$$

Táto črta za a) automaticky poskytuje hladký štart a za b) umožňuje systému stať sa ideálne vhodným pre včlenenie do komplikovanejších systémov ako nastavitel'ný lineárny prvok na riadenie pohybu, keď sa dodá vonkajšia lineárna polohová riadiaca slučka.

2c) Pozorovanie stavov

Táto časť už bola podrobne opísaná v ods. 2.1.3 a v skrátenej forme v ods. 2.2.3 a preto je ponechané na čitateľovi, aby sa pre štúdium pozorovania stavov a návrhu pozorovateľov obrátil na uvedené odseky.

2.3.3 Vonkajšia slučka v kĺzavom režime

Riadiaci algoritmus na báze kĺzavého režimu. Riadenie v kĺzavom režime [3] je formou dvojhodnotového riadenia, pri ktorom je stav systému nútený priblížiť sa a potom sa ďalej udržiavať v tesnej blízkosti rozhrania určeného návrhárom riadiaceho systému. Ak pre systém s jedným vstupom a jedným výstupom sú stavové premenné vybraté ako riadené výstupy spolu s ich deriváciami až do rádu, ktorý je rovný $r-1$, kde r je rád systému, potom ak je stav udržiavaný precízne na rozhraní, je chovanie v uzavretej slučke určené rozhraním samotným a je *nezávislé od parametrov systému a od vonkajších porúch*. Tým sa zdá, že sa stavový bod kĺže po rozhraní. Preto sa používa aj termín *kĺzavé riadenie*. Pretože rozhranie je $r-1$ dimenzionálny hyper-povrch v r dimenzionálnom priestore všetkých výstupných derivácií, rád systému spätnoväzobnej slučky v kĺzavom režime je vždy $r-1$. Tento fakt je využitý pri riadení s vonkajšou slučkou.

Uvažujme teraz so spätnoväzobným systémom tvoreným s vnútornou a strednou slučkou. Tento bude mať menovitú prenosovú funkciu:

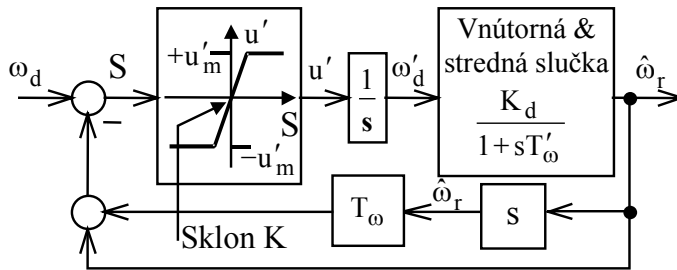
$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{1}{1+sT_\omega} \quad (2.3.10)$$

Pretože AM je inherentne nelineárny, chyby vnesené neurčitostami hodnôt jeho parametrov zapríčinia, že lineárna dynamika podľa (2.3.10) sa stane nelineárnou. Dá sa dokázať, že vonkajšia slučka v kĺzavom režime toto môže kompenzovať, ale aby sa jej akcia ilustrovala jednoduchšie, tieto neurčitosti parametrov ako sú externý záťažový moment a nie perfektná práca strednej riadiacej slučky v dôsledku nenulového iteračného intervalu, budú (zhruba) reprezentované zmenou časovej konštanty a zmenou jednosmerého zisku. Potom kombinovaná dynamika vnútornej a strednej slučky vyplývajúca zo zmiených chýb môže byť reprezentovaná prenosovou funkciou:

$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{K_d}{1+sT'_\omega}, \quad (2.3.11)$$

kde $K_d > 0$ & $\neq 1$ a $T'_\omega > 0$ & $\neq T_\omega$.

V súlade s tým, aby sa vytvorila riadiaca slučka v kľzavom režime, ktorá neznižuje rád systému (rovná sa rádu prenosovej funkcie bez núl) a od ktorej sa požaduje poskytnúť dynamiku v uzavretej slučke podľa (2.3.10), vloží sa do vstupu referenčnej rýchlosti strednej riadiacej slučky čistý integrátor na zvýšenie rádu o jeden, predtým ako sa vytvorí vonkajšia slučka v kľzavom režime. Toto ukazuje obr. 2.3.3, pričom sa to teraz berie ako nový systém s riadiacou veličinou u' a s vonkajšou riadiacou slučkou.



Obr. 2.3.3 Vonkajšia slučka založená na kľzavom režime

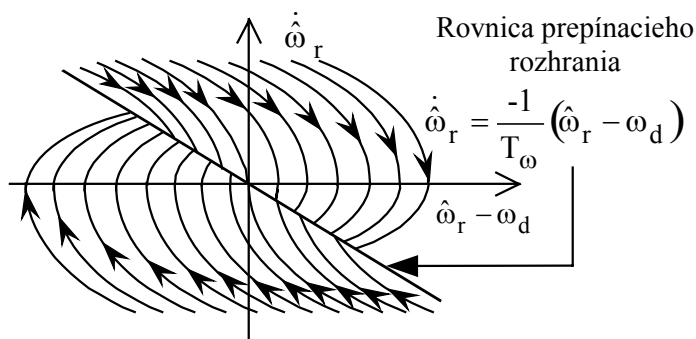
Výstupná derivácia $\dot{\hat{\omega}}_r$, sa dá získať bez derivovania, využitím druhej rovnice filtračného pozorovateľa. Ak je zosilnenie K konečné, potom prenosová charakteristika medzi S a u' dáva prepínací riadiaci algoritmus používaný pri riadení v klasickom kľzavom režime:

$$u' = u'_m \text{sign}(S), \quad (2.3.12)$$

kde:

$$S = \omega_d - \hat{\omega}_r - T_\omega \dot{\hat{\omega}}_r. \quad (2.3.13)$$

Prácu takejto slučky možno vyšetriť vo fázovej rovine, t. j. v grafe $\hat{\omega}_r$ ako funkcia $\hat{\omega}_r$. Riadenie u' prepína medzi $+u_m$ a $-u_m$, keď $S=0$. Ak sa táto podmienka zavedie do (2.3.13), potom to určuje *spínacie rozhranie*. Toto je ukázané na obr. 2.3.4 spolu so skupinou stavových trajektórií začínajúcich z rozličných štartovacích bodov (udávaných ako *fázový portrét*).



Obr. 2.3.4 Fázový portrét uzavretej slučky a prepínacej hranice pre vonkajšiu slučku na báze kĺzavého režimu

Je evidentné, že cez prevážnu časť ukázaného rozhrania sú *trajektórie fázového portréту smerované k rozhraniu z oboch strán*, čo znamená, že ak sa raz rozhranie dosiahne, sú trajektórie udržiavané blízko neho, zatiaľčo riadiaca veličina u' rýchlo prepína (*prepínanie riadenia*). Toto je podmienkou pre kĺzavý pohyb a opísané riadenie je klasické riadenie v kĺzavom režime. Za týchto okolností systém v spätnej väzbe vyhovuje rovnici pre spínacie rozhranie ukázanej na obr. 2.3.4 a toto korešponduje s prenosovou funkciou (2.3.11) s $K_d=1$ a $T_\omega' = T_\omega$, t. j.

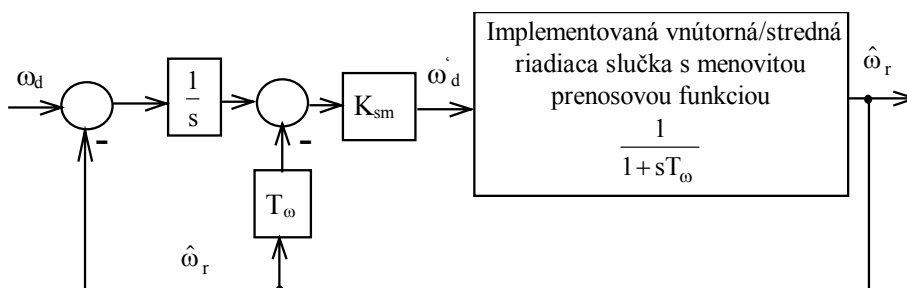
$$\frac{\hat{\omega}_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{1}{1+sT_\omega} \quad (2.3.14)$$

To znamená, že bez neurčitostí v parametroch alebo externého momentu záťaže, riadenie vonkajšej slučky nemá vplyv na dynamiku v uzavretej slučke. Toto iba kompenzuje vplyvy nezrovnalostí parametrov a momentu záťaže a tak poskytuje požadovanú robustnosť. Je však dôležité poznamenať, že v tomto systéme bez snímača na hriadelí, môže byť riadenie len také presné, ako je presný *odhad rýchlosti* $\hat{\omega}_r$.

Pri finálnom návrhu riadiaceho systému sa prepínanie riadenia, ktoré by vzájomne reagovalo nežiaducim spôsobom so spínaním výkonovej elektroniky, eliminuje redukciou sklonu K na obr. 2.3.3 na konečnú, ale pomerne veľkú hodnotu. Potom sa dá dokázať, že pre $K \rightarrow \infty$, $S \rightarrow 0$ a preto je rezultujúca vlastnosť podobná klasickému riadeniu v kĺzavom režime, poskytujúc podobnú robustnosť za predpokladu, že $|u'| < u'_m$.

Pretože odhad uhlového zrýchlenia z filtračného pozorovateľa bude kontaminovaný podstatným obsahom šumu, využila sa príležitosť použiť ekvivalentný riadiaci algoritmus vonkajšej slučky, ktorý sa tomuto vyhýba (*hoci zrýchlenie bolo dostupné vo filtračnom pozorovateli*). S odvolaním sa na obr. 2.3.3 integrátor efektívne ruší derivovanie vo vnútornej spätnoväzobnej slučke. Výsledný blokový diagram ukazuje obr. 2.3.5 a tento dáva riadiaci algoritmus na bázi SMC podľa rovnice (2.3.15).

$$\omega'_d = K_{SM} \left[\int (\omega_d - \hat{\omega}_r) dt - T_\omega \hat{\omega}_r \right] \quad (2.3.15)$$



Obr. 2.3.5 Vonkajšia slučka na báze SMC implementovaná pri experimentoch

2.3.4 Simulácie a experimentálne výsledky

Nasledujúci súbor simulácií a experimentov demonštruje vlastnosti riadiaceho systému, keď súčasne boli aplikované i) skoková požiadavka uhlovej rýchlosti $\omega_d = 100 \text{ rad/s}$, s časovou konštantou $T_\omega = 0,2 \text{ s}$, ii) a skoková požiadavka normy magnetického toku $\|\Psi_d\| = 5e-3 \text{ (Vs)}^2$, s predpísanou časovou konštantou $T_\Psi = 2,5 \text{ ms}$ a s nulovými začiatočnými hodnotami stavových veličín celého systému. Simulácie boli urobené v prostredí Matlab, pričom diferenciálne rovnice motora a pozorovateľov boli integrované použitím priamej Eulerovej metódy. Uvedené simulácie zahŕňujú vzorkovací interval a konečnú dĺžku slova, ktoré sa dosiahli pri experimentoch. Parametre asynchrónneho motora relevantné tak pre simulácie ako aj experimenty, sú uvedené v prílohe.

Pri experimentoch boli riadiace algoritmy implementované na PC vybavenom PC Lab kartou. Statorové prúdy sa merali cez **LEM** prúdové transformátory

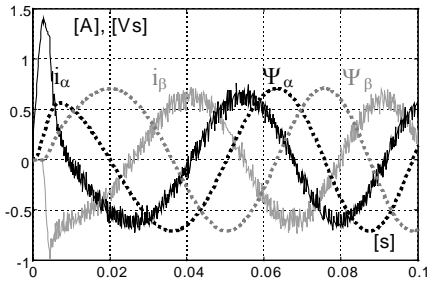
a vyhodnocované použitím **PC Lab karty PL812**. Šesť tranzistorový IGBT modul **Semikron** sa použil ako trojfázový striedač. Všetky prezentované experimenty sa uskutočnili s j. s. napájacím napätím $U_{DC} = 60$ V a skokovou požiadavkou rýchlosti rotora $\omega_{dem} = 100$ rad/s a s časovou konštantou $T_{\omega} = 0,2$ s. Údaje experimentálnych veličín sa zbierali pre časový interval 1,82 s. Vírivá brzda slúžila ako záťaž počas experimentov.

Vo všetkých prezentovaných grafoch sú zložky statorového prúdu a rotorového toku ako funkcie času počas rozbehového intervalu $t \in (0-0,1)$ s ukázane v grafoch (a). Odhadovaná rýchlosť rotora z pozorovateľa v pseudokízavom režime je ukázaná na grafoch (b) ako funkcia času pre celý interval, v ktorom sa zaznamenávali údaje. Grafy (c) ukazujú odhad momentu záťaže $\hat{\Gamma}_L$ z filtračného pozorovateľa spoločne s odhadom normy rotorového toku $\|\Psi\|$. Konečne graf (d) ukazuje ideálnu rýchlosť rotora ω_{id} , spolu so skutočnou rýchlosťou ω_r , a jej odhadom $\hat{\omega}_r$ z filtračného pozorovateľa pre celý interval zbierania údajov. Simulačné výsledky sú vynesené v ľavých a experimentálne výsledky v pravých stĺpcoch.

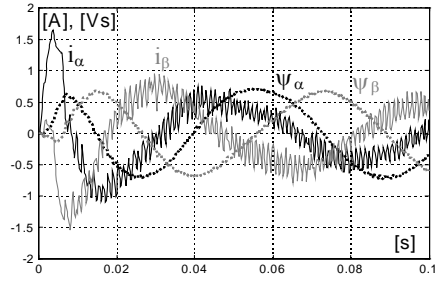
Simulačné a experimentálne výsledky so strednou a vnútornou riadiacou slučkou, bez vonkajšej slučky na báze SMC sú ukázané na obr. 2.3.6. Chyby medzi ideálnou rýchlosťou rotora a reálnou a odhadovanou rýchlosťou sú jasne viditeľné v grafoch (d). Tieto chyby, ktoré sú pripísané nepresnostiam v odhadoch konštantných parametrov a konečnému zosilneniu pozorovateľov, ktoré je vnútené nenulovým vzorkovacím intervalom, pretrvávajú aj v ustálenom stave.

Simulačné a experimentálne výsledky korešpondujúce s tými, ktoré sú na obr. 2.3.6, ale so zahrnutím SMC vonkajšej slučky, sú ukázané na obr. 2.3.7. Významné zníženie predtým zmienených chýb, ktoré priniesla SMC vonkajšia slučka, spolu počas zrýchľovania pohonu ako aj pre ustálený stav, je evidentné z porovnania týchto dvoch obrázkov.

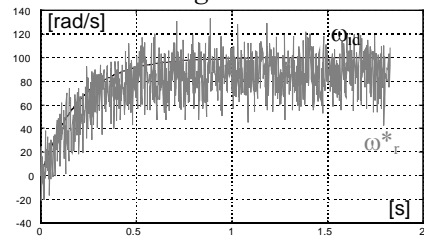
Experimentálne výsledky potvrdzujú, že pridanie vonkajšej riadiacej slučky na báze SMC k bezsnímačovému riadeniu rýchlosti elektrických pohonov s asynchrónnymi motormi s vnútenou dynamikou podstatne zlepšuje ich vlastnosti. Pohon sleduje ideálnu ozvu rýchlosti oveľa tesnejšie počas rozbehu ako aj v ustálenom stave. Ukázalo sa, že po dodaní vonkajšej SMC slučky aj podstatné zvýšenie momentu záťaže významne neznehodnocuje vlastnosti pohonu a toto zlepšenie je významnejšie pri vyšších rýchlostiach rotora.



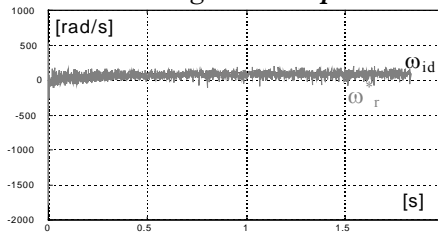
a1) Statorové prúdy a zložky rotorového mg. toku - simulácia



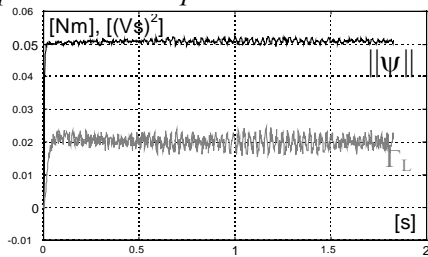
a2) Statorové prúdy a zložky rotorového mg. toku - experiment



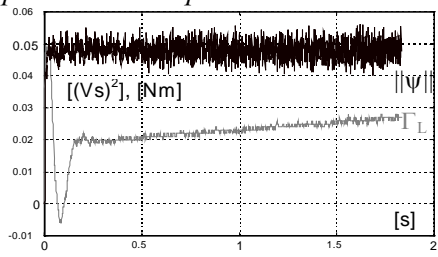
b1) Odhadovaná rýchlosť rotora z pozorovateľa v pseudokĺzavom režime



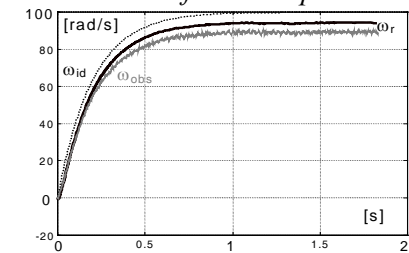
b2) Odhadovaná rýchlosť rotora z pozorovateľa v pseudokĺzavom režime



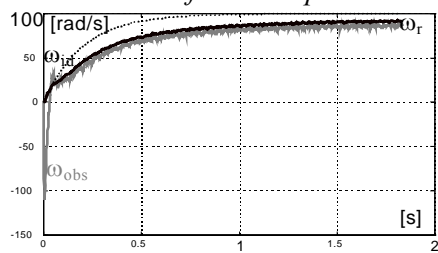
c1) Odhadovaná norma rotorového toku a moment zátáže z filtračného pozorovateľa



c2) Odhadovaná norma rotorového toku a moment zátáže z filtračného pozorovateľa

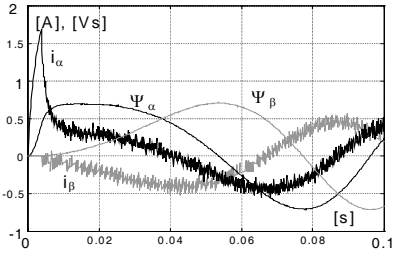


d1) Ideálna ozva rýchlosti, skutočná a odhadovaná rýchlosť rotora

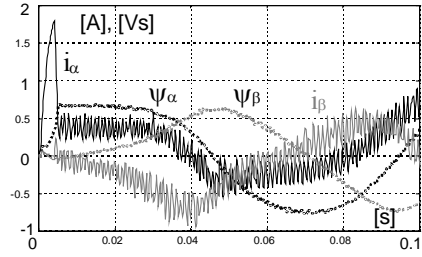


d2) Ideálna ozva rýchlosti, skutočná a odhadovaná rýchlosť rotora

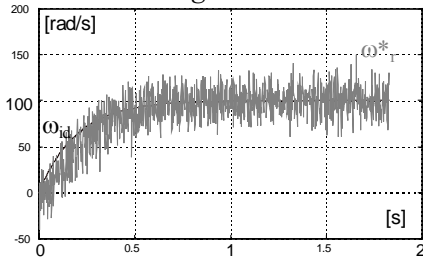
Obr. 2.3.6 Ozva rýchlosti a zodpovedajúce stavové premenné so samotnou vnútornou a strednou riadiacou slučkou



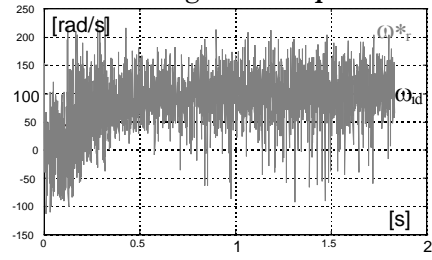
a1) Statorové prúdy a zložky rotorového mg. toku - *simulácia*



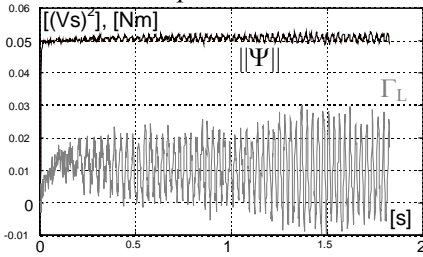
a2) Statorové prúdy a zložky rotorového mg. toku - *experiment*



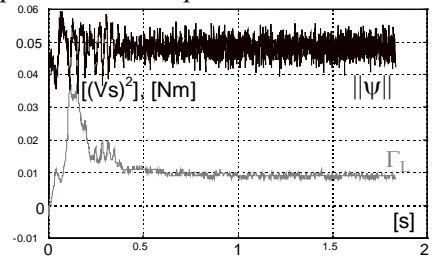
b1) Odhadovaná rýchlosť rotora z pozorovateľa v pseudokĺzavom režime



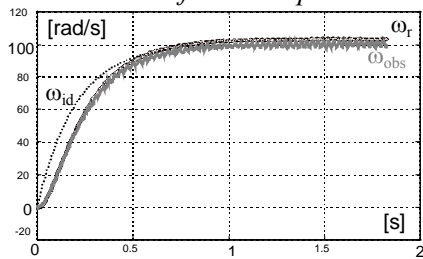
b2) Odhadovaná rýchlosť rotora z pozorovateľa v pseudokĺzavom režime



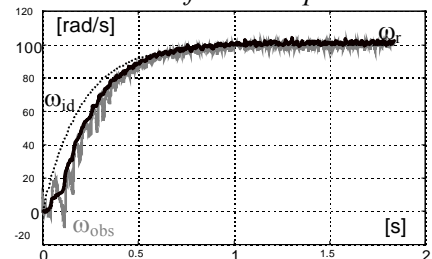
c1) Odhadovaná norma rotorového toku a moment zátáže z filtračného pozorovateľa



c2) Odhadovaná norma rotorového toku a moment zátáže z filtračného pozorovateľa



d1) Ideálna ozva rýchlosti, skutočná a odhadovaná rýchlosť rotora



d2) Ideálna ozva rýchlosti, skutočná a odhadovaná rýchlosť rotora

Obr. 2.3.7 Ozvy rýchlosti a zodpovedajúce stavové premenné s vonkajšou slučkou na báze kĺzavého režimu

2.3.5 Závěry a odporúčania

Predbežné experimentálne výsledky potvrdzujú, že prídanie vonkajšej riadiacej slučky založenej na SMC k bezsnímačovému rýchlostnému systému riadenia pohony s AM podstatne zlepšuje jeho vlastnosti. Návrhy pre budúcu výskumnú činnosť sú:

detailné vyšetrenie robastnosti s rešpektovaním neurčitostí v parametroch motora a záťaže a porovnanie efektívnosti oboch, t. j. MRAC a SMC vonkajších riadiacich slučiek,

implementácia vonkajšej slučky pracujúcej v kľzavom režime pre elektrické pohony s vnútenou dynamikou so synchrónnym motorom,

ďalší súbor experimentálnych pokusov pre pohony s AM s vyšším výkonom spoločne s vyšetrením zmien vlastností filtračného pozorovateľa s umiestnením jeho pólov.

2.3.6 Literatúra

- [1] ISIDORI, A.: *Nonlinear Control Systems*. 2. vydanie, **Springer-Verlag** Berlin, 1990.
- [2] BOLDEA, I., NASSAR, A. S.: *Vector Control of AC Drive*. **CRC Press** London, 1990.
- [3] UTKIN, V. I.: *Sliding Modes in Control and Optimisation*. **Springer-Verlag** Berlin, 1992.
- [4] DODDS, S. J., VITTEK, J., UTKIN V. A.: *Sensorless Induction Motor Drive with Independent Speed and Rotor Magnetic Flux Control - Part I-Theoretical Background and Part II-Simulation and Real Time Implementation*. **Journal of Electrical Engineering**, Bratislava, vol. 49, r. 1998, č. 7-8 a č. 9-10. s. 186 - 193 a s. 232 - 239.
- [5] 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*. Zborník konferencie **EPE'97, Trondheim, Nórsko**, september 1997, s. 4.492 - 4.497.

- [6] DODDS, S. J., VITTEK, J., PERRYMAN R.: *Forced Dynamic Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drive*. Zborník konferencie **SPEEDAM'98**, Sorrento, Taliansko, jún 1998, s. A1-9 - A1-14.
- [7] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S. J., PERRYMAN, R.: *Induction Motors Electric Drives with Forced Dynamics*. Zborník konferencie **IASTED'99** Control and Applications, Banff, Kanada, júl 1999, s. 177 - 182.
- [8] VITTEK, J., DODDS S. J.: *Robust Cascade Forced Dynamic Control of Shaft Sensorless Induction Motor Drives*. Zborník konferencie **EDPE'99**, Stará Lesná, Slovensko, okt. 1999, s. 73 - 79.
- [9] VITTEK, J., ALTUS, J., BUDAY, J., MIKLO, J.: *MRAC Improves Performances of Induction Motor Drive with Forced Dynamics*. Zborník konferencie **IASTED CA'99**, Intelligent Control and Systems, október 1999, Santa Barbara, CA, USA, s. 106 - 116.

Príloha

Parametre trojfázového asynchrónneho motora AM 3 ~ 4AP80-2 MEZ SIEMENS sú nasledovné:

Parametre asynchrónneho motora		Parametre ekvivalentného obvodu	
Menovitý výkon	$P_n = 1,1 \text{ kW}$	Vzájomná indukčnosť	$L_M = 0,474 \text{ H}$
Menovitá rýchlosť	$\omega_n = 297,93 \text{ rad/s}$	Indukčnosť statora	$L_S = 0,482 \text{ H}$
Menovitý prúd	Y/ Δ 2,4/4,2 A	Indukčnosť rotora	$L_R = 0,482 \text{ H}$
Svorkové napätie	Y/ Δ 400/230 V	Odpor statora	$R_S = 7,15 \text{ } \Omega$
Moment zotrvačnosti	$J = 0,035 \text{ kgm}^2$	Odpor rotora	$R_R = 6,05 \text{ } \Omega$

Pod'akovanie

Aurori ďakujú **Európskej komisii** v Bruseli za financovanie projektu **INCO Copernicus** č. 960169 **UCODRIVE** a **Ministerstvu školstva SR** za dodatočnú finančnú podporu tohto projektu grantom č. PL 960169.