

2. BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE POHONOV S ASYNCHRÓNNYM MOTOROM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

2.1. Bezsniímačový riadiaci systém pohonu s asynchrónnym motorom s predpísanou dynamikou rotorového magnetického toku a rýchlosti v uzavretej slučke

Abstrakt: Táto kapitola v krátkosti opisuje teóriu a uvádza experimentálne výsledky novej metódy riadenia elektrických pohonov s asynchrónnymi motormi. Riadenie normy rotorového magnetického toku a uhlovej rýchlosti rotora sa dosahuje bez merania snímačmi montovanými na výstupnom hriadeli. Dynamické ozvy oboch riadených veličín sú prvého rádu s časovou konštantou, ktorú si môže vybrať užívateľ pohonu tak, aby vyhovovala danej aplikácii. Prezentované experimentálne výsledky vykazujú dobrú zhodu s teoretickými závermi a simulačnými výsledkami, ktoré boli predtým publikované.

2.1.1 Úvod

Na rozdiel od obvyklého prístupu k elektrickým pohonom s asynchrónnymi motormi považuje sa spojenie asynchrónneho motora a záťaže za nelineárny systém s viacerými premennými, v ktorom *riadiacimi, meranými a riadenými veličinami* sú *jednotlivé fázové napätia, statorové prúdy, rotorový magnetický tok a uhlová rýchlosť*.

Linearizačná funkcia [1], *princíp blokového riadenia* [2] a *princíp separácie pohybu* [3] sa kombinujú tak, aby vytvorili nový nelineárny riadiaci algoritmus pohonu s viacerými premennými, ktorý dosahuje zrušenie väzieb podsystémov riadenia toku a rýchlosti za predpokladu presných odhadov parametrov motora.

Veľmi dôležitou črtou nového systému riadenia je, že v uzavretej slučke obsahuje oscilačný režim, ktorý automaticky generuje také statorové prúdy premenlivej veľkosti a frekvencie, že sa dosiahnu predpísané dynamické ozvy žiadaných hodnôt rotorovej rýchlosti a veľkosti toku.

Inou významnou črtou je, že uvedený systém dosahuje *riadenie rýchlosti strednej presnosti bez potreby snímača na hriadelí motora*. Pozorovatele vytvárajú odhady zložiek rotorového magnetického toku, rotorovej rýchlosti a momentu záťaže, ktoré sú požadované ako vstupné veličiny do riadiaceho algoritmu. To predstavuje významnú inováciu na poli elektrických pohonov a po prvýkrát sa *rotorová rýchlosť a veľkosť rotorového magnetického toku riadia nezávisle s časovými konštantami uzavretých slučiek, ktoré si môže zvoliť konštruktér riadiaceho systému*.

Systém opísaný v tejto kapitole má tvar linearizácie pomocou spätnej väzby, avšak treba poznamenať, že všeobecne nie je ohraničený iba na lineárnu dynamiku. Riadiaci algoritmus by bolo možné vytvoriť tak, aby systém v uzavretej slučke vyhovoval ľubovoľnej diferenciálnej rovnici prvého rádu opisujúcej ozvu rotorovej rýchlosti podľa požiadavky. Napríklad, ak to vyžadujú niektoré aplikácie, pohon by mal byť schopný zvýšiť alebo znížiť rýchlosť s predpísaným konštantným zrýchlením alebo spomalením, aby sa dosiahla nová hodnota referenčnej rýchlosti. Z toho dôvodu sa na opísanie všeobecnej metódy používa názov *riadenie s vnútenou dynamikou*. Dôvodom výberu lineárnej dynamiky je snaha, aby sa zamýšľaný systém riadenia pohonu mohol navrhnuť pomocou lineárnej teórie riadenia.

2.1.2 Odvodenie riadiaceho systému

2a) Model asynchrónneho motora

Jednou z motivácií pre nový prístup bolo eliminovanie *on-line* výpočtu matic časovo premenlivých transformácií, ako to vyžadujú konvenčné metódy vektorového riadenia a preto základom pre vývoj riadiaceho systému je nasledovný model asynchrónneho motora vyjadrený v α, β súradnicovom systéme viazanom na stator.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J_r} (\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J_r} \left\{ \frac{3 L_m}{2 L_r} p [\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}] - \Gamma_L \right\} \quad (2.1.1a)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J_r}(\Gamma_{el} - \Gamma_L) = \frac{1}{J_r}(c_5 \Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} - \Gamma_L), \quad \dot{\Gamma}_L = 0 \quad (2.1.1b)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\alpha} - p\omega_r \Psi_{r\beta} - \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} \quad (2.1.2a)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta} + p\omega_r \Psi_{r\alpha} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \quad (2.1.2a)$$

$$\dot{\Psi} = -\mathbf{P}(\omega_r) \Psi + c_4 \mathbf{I} \quad (2.1.2b)$$

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \left\{ u_{s\alpha} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{s\alpha} - \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{-1}{T_r} \Psi_{r\alpha} - p\omega_r \Psi_{r\beta} \right] \right\} \quad (2.1.3a)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \left\{ u_{s\beta} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_r} \left[\frac{-1}{T_r} \Psi_{r\beta} + p\omega_r \Psi_{r\alpha} \right] \right\}$$

$$\dot{\mathbf{i}} = c_1 [c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \Psi - a_1 \mathbf{I} + \mathbf{U}], \quad (2.1.3b)$$

kde $\Psi^T = [\Psi_\alpha \ \Psi_\beta]$ je magnetický tok rotora, $\mathbf{I}^T = [i_\alpha \ i_\beta]$ je satorový prúd, $\mathbf{U}^T = [u_\alpha \ u_\beta]$ je napätie statora, Γ_{el} je moment vyvíjaný motorom, ω_r je mechanická rýchlosť rotora, a jednotlivé konštanty sú dané ako: $c_1 = L_r / (L_s L_r - L_m^2)$, $c_2 = L_m / L_r$, $c_3 = R_r / L_r = 1 / T_r$, $c_4 = L_m / T_r$, $c_5 = 1,5 \cdot p \cdot L_m / L_r$ a $a_1 = R_s + (L_m^2 / L_r^2) R_r$, kde L_s , L_r a L_m sú indukčnosti statora, rotora a ich vzájomná indukčnosť. R_s a R_r sú odpory statora a rotora a p je počet pólových dvojíc statora. Tiež:

$$\mathbf{P}(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix}, \quad (2.1.4a)$$

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.1.4b)$$

Pretože všetky uvádzané prúdy sú satorové prúdy a všetky magnetické toky sú rotorové toky, zodpovedajúce indexy r a s budú v nasledujúcich rovniciach vynechané.

2b) Odvodenie riadiaceho algoritmu

2b1) Postup

Syntéza riadiaceho algoritmu je robená v dvoch krokoch. Po prvé, prúdový vektor \mathbf{I} sa považuje za *fiktívny riadiaci vektor*. Potom sa formuluje nadradený *master riadiaci algoritmus* na nezávislé riadenie rýchlosti rotora a na udržiavanie v podstate konštantnej amplitúdy rotorového magnetického toku. Fiktívne riadiace veličiny sa vyjadria nelineárnymi funkciami stavových premenných a referenčných vstupov tak, že diferenciálne rovnice vzťahujúce sa k riadeným premenným a zodpovedajúcim referenčným vstupom sú *lineárne s požadovanými dynamickými charakteristikami*. Tieto funkcie sa uvádzajú ako *linearizačné funkcie*. Po druhé, vytvorí sa robustný riadiaci algoritmus (buď vysokým zosilnením alebo kľzavým režimom) označený ako podradený *slave riadiaci algoritmus* pre vektor statorového napätia \mathbf{U} ako riadiaci vektor, čím sa zabezpečí, aby skutočný vektor prúdu \mathbf{I} tesne sledoval žiadaný prúdový vektor \mathbf{I}_d . Toto sa implementuje použitím prúdovo riadeného striedača.

2b2) Linearizačná funkcia rýchlosti rotora

Diferenciálne rovnica pre požadované chovanie v uzavretej slučke je:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r), \quad (2.1.5)$$

kde $\omega_d(t)$ je žiadaná uhlová rýchlosť a T_ω je časová konštanta uzavretej slučky. Linearizačná funkcia sa vyberie tak, aby vnútila nelineárnej diferenciálnej rovnici (2.1.1) takú istú ozvu akú má diferenciálna rovnica (2.1.5). To sa dosiahne porovnaním pravých strán týchto rovníc, z čoho vyplýva nasledovná linearizačná funkcia:

$$\Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} = \frac{1}{c_5} \left[\frac{J}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right]. \quad (2.1.6)$$

2b3) Linearizačná funkcia pre magnetický tok rotora

Vhodnou normou vektora rotorového toku je kvadrát jeho amplitúdy $\|\Psi\| = \Psi^T \Psi$. Najskôr sa rovnica (2.1.2) vyjadří výrazom pre $\|\Psi\|$ pomocou rovnice (2.1.4) pre $\mathbf{P}(\omega_r)$. Týmto:

$$\dot{\|\Psi\|} = \Psi^T [-\mathbf{P}(\omega_r)\Psi + c_4 \mathbf{I}] + [-\Psi^T \mathbf{P}^T(\omega_r) + c_4 \mathbf{I}^T] \Psi. \quad (2.1.7)$$

Odtiaľ:

$$\dot{\|\Psi\|} = -2(c_3 \|\Psi\| - c_4 \Psi^T \mathbf{I}). \quad (2.1.8)$$

Linearizačná funkcia sa formuluje tak, aby pre žiadanú $\|\Psi\|_d$ poskytla lineárnu dynamickú ozvu prvého rádu $\|\Psi\|(t)$ s časovou konštantou T_Ψ . Takto:

$$\dot{\|\Psi\|} = \frac{1}{T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|). \quad (2.1.9)$$

Porovnanie pravých strán rovníc (2.1.8) a (2.1.9) potom poskytuje nasledovnú linearizačnú funkciu:

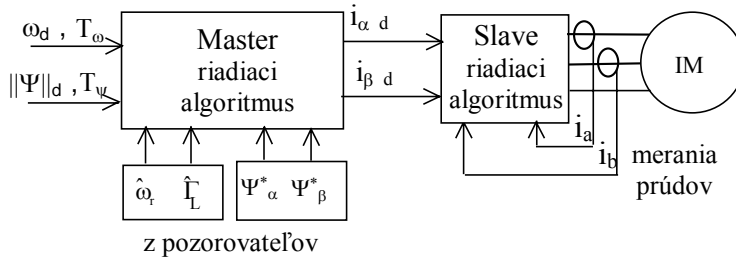
$$\Psi^T \mathbf{I} = \frac{c_3}{c_4} \|\Psi\| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|). \quad (2.1.10)$$

2b4) Nadradený *master* riadiaci algoritmus

Linearizačné funkcie (2.1.6) a (2.1.10) sa teraz riešia ako dve simultánne rovnice pre dve zložky \mathbf{I} poskytujúce požadovaný riadiaci algoritmus. Takto:

$$\mathbf{I}_d = \frac{1}{\|\Psi^*\|} \begin{bmatrix} -\Psi_\beta^* & \Psi_\alpha^* \\ \Psi_\alpha^* & \Psi_\beta^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left(\frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right) \\ \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} \|\Psi^*\| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (\|\Psi^*\|_d - \|\Psi^*\|) \end{bmatrix}, \quad (2.1.11)$$

kde $\hat{}$ označuje odhadované stavové veličiny a $\tilde{}$ označuje predpokladané konštantné parametre. Taktiež fiktívny riadiaci vektor \mathbf{I} je nahradený žiadaným prúdovým vektorom \mathbf{I}_d na základe toho, že podradený *slave* riadiaci algoritmus zaistí, že $\mathbf{I} \cong \mathbf{I}_d$.



Obr. 2.1.1 Hierarchická štruktúra systému riadenia

Treba si všimnúť, že konštantný externý poruchový moment $\hat{\Gamma}_L$ sa považuje za stavovú premennú a odhaduje sa v pozorovateli spolu s ostatnými stavovými premennými.

2c) Podradený *slave* riadiaci algoritmus

Riadený podsystém je definovaný rovnicou (2.1.3). Uvažuje sa s dvomi možnosťami.

Poprvé *iba pre simulačné vyšetrenia* sa formuluje proporcionálny riadiaci algoritmus s vysokým zosilnením a saturačnými ohraničeniami rovnými napätí výkonového zdroja $\pm U_s$. Takto:

$$\mathbf{U} = \text{sat}[G_I (\mathbf{I}_d - \mathbf{I}), \mathbf{U}_s] \quad (2.1.12)$$

kde $\text{sat}(x, x_{\text{sat}}) \triangleq \begin{cases} x, & |x| \leq x_{\text{sat}} \\ x_{\text{sat}} \text{sgn}(x), & |x| > x_{\text{sat}} \end{cases}$, $\text{sgn}(x) \triangleq \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$ a $\mathbf{U}_s = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$, kde

$U_{s\alpha} = U_{s\beta} = U_s$. Konštantný zisk G_I je pokiaľ možno vysoký, avšak ohraničený periódou iterácie h digitálneho procesora na $G_I < (2 - \tilde{c}_1 \tilde{a}_1 h) / (\tilde{c}_1 h)$.

Druhou možnosťou praktickej implementácie je dvojhodnotový riadiaci algoritmus:

$$\mathbf{U} = U_{\max} \mathbf{sgn}[\mathbf{I}_d - \mathbf{I}] \quad (2.1.13a)$$

$$U_{\alpha} = U_{\max} \mathbf{sgn}[I_{\alpha d} - I_{\alpha}] \quad (2.1.13b)$$

$$U_{\beta} = U_{\max} \mathbf{sgn}[I_{\beta d} - I_{\beta}]$$

ktorý pracuje v kľzavom režime ideálne udržiavajúc $\mathbf{I} = \mathbf{I}_d$, s konečnou ale vysokou spínacou frekvenciou ohraňovanou s h , udržiavajúc $\mathbf{I} \cong \mathbf{I}_d$. Keďže riadená dynamika rovnice (2.1.3) je iba prvého rádu, systém v *uzavretej slučke má medzi \mathbf{I}_d a \mathbf{I} dynamiku nultého rádu*, čo znamená, že teoreticky pre $h \rightarrow 0$ \mathbf{I} presne sleduje \mathbf{I}_d s nulovým dynamickým oneskorením.

2d) Automatický štartovací algoritmus

Primárny riadiaci algoritmus s nulovými stavovými veličinami nemôže bez pomoci iniciovať vytvorenie rotorového toku. Toto je zrejmé z rovnice (2.1.11), ktorá má singularitu pri $\|\hat{\Psi}\| = 0$. Problém sa prekoná tým, že nadradený riadiaci algoritmus sa prepíše jednoduchým algoritmom (trochu modifikovaná verzia v porovnaní s predtým publikovanou), v ktorom sa použije maximálne napätie podľa predpísaných hodnôt žiadaných prúdov, pokiaľ odhadovaná norma magnetického toku neprekročí stanovenú minimálnu hodnotu nasledovne:

$$\text{Ak } \|\hat{\Psi}\| < \|\Psi\|_{\min} \text{ potom } I_{d_a} = I_{\max} \text{ a } I_{d_b} = I_{d_c} = \frac{-I_{\max}}{2}. \quad (2.1.14)$$

2.1.3 Odhadovanie stavov a filtrovanie

Rotorový magnetický tok, rýchlosť rotora a záťažový moment sú vstupmi nadradeného *master* riadiaceho algoritmu a vytvárajú sa v nasledovnej sústave troch pozorovateľov. Prvý je pozorovateľ rotorového magnetického toku. Druhý je *pseudokľzavý pozorovateľ* vektora statorových prúdov určený na generovanie nefitovaného odhadu rýchlosti rotora. Tretí pozorovateľ poskytuje odhady filtrovanej rýchlosti rotora a záťažového momentu, keďže jeho priame meranie sa pokladá za nedostupné.

3a) Pozorovateľ rotorového magnetického toku

Spôsob odhadovania rotorového magnetického toku asynchrónneho motora možno odvodiť vylúčením rotorovej rýchlosti ω_r z rovníc (2.1.2) a (2.1.3), čo dáva rovnicu (2.1.15a):

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}, \quad (2.1.15a)$$

z ktorej

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha^* \\ \Psi_\beta^* \end{bmatrix} = \int \left[\left(\tilde{c}_4 - \frac{\tilde{a}_1}{\tilde{c}_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{\tilde{c}_2} \right) \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} \right] dt - \left(\frac{1}{\tilde{c}_1 \tilde{c}_2} \right) \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}. \quad (2.1.15b)$$

Pri nulových začiatočných podmienkach sú všetky veličiny na pravej strane rovnice (2.1.15b) známe, ale čistá integrácia by v praxi vykazovala posuv - *drift*. Tento problém sa prekoná zo znalosti vzťahu $\int_0^\infty \Psi(t) dt = \mathbf{0}$. V súlade s tým, ak $\|\Psi\|$ prekročí $(1+\lambda)\|\Psi\|_d$, kde $0 < \lambda < 1$, sa posuvu predchádza tým, že integrál podľa rovnice (2.1.15b) sa nahradí filtrom prvého rádu s časovou konštantou T_q tak, že $T_q \gg 1/\omega_{r \min}$, kde $\omega_{r \min}$ je najnižšia uhlová rýchlosť predvídaná pre danú aplikáciu. Toto sa realizuje numerickou integráciou nasledujúcej diferenciálnej rovnice, v ktorej skutočné konštantné parametre sú nahradené ich odhadmi:

$$\dot{\mathbf{Q}} + \frac{1}{2T_q} \left(1 + \operatorname{sgn} \left(\|\hat{\Psi}\| - (1+\lambda)\|\Psi\|_d \right) \right) \mathbf{Q} = \left(\tilde{c}_4 - \frac{\tilde{a}_1}{\tilde{c}_2} \right) \mathbf{I} + \left(\frac{1}{\tilde{c}_2} \right) \mathbf{U}. \quad (2.1.16)$$

Rovnica (2.1.17) dopĺňa algoritmus nasledovne:

$$\hat{\Psi} = \mathbf{Q} - \left(\frac{1}{\tilde{c}_1 \tilde{c}_2} \right) \mathbf{I}. \quad (2.1.17)$$

3b) Pseudokľzavý pozorovateľ a výpočtový blok uhlovej rýchlosti

Na generovanie nefiltrovaného odhadu $\tilde{c}_1 \tilde{c}_2 \mathbf{P}(\hat{\omega}_r) \hat{\Psi}$ výrazu $c_1 c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \Psi$ rovnice (2.1.3) sa zostaví pozorovateľ statorového prúdu v *pseudokľzavom režime* použitím *metódy ekvivalentného riadenia* [3]. Pozorovateľ je preto vytvorený ako model statorového prúdu v reálnom čase, ale s *účelovo zanedbanými členmi* obsahujúcimi ω_r .

akto:

$$\dot{\mathbf{I}}^* = \tilde{c}_1 \left[-\tilde{a}_1 \mathbf{I}^* + \mathbf{U} \right] - \mathbf{v} \quad (2.1.18a)$$

$$\dot{I}_\alpha^* = \tilde{c}_1 \left[-\tilde{a}_1 I_\alpha^* + U_\alpha \right] - v_\alpha \quad (2.1.18b)$$

$$\dot{I}_\beta^* = \tilde{c}_1 \left[-\tilde{a}_1 I_\beta^* + U_\beta \right] - v_\beta$$

$$\mathbf{v} = -v_{\max} \operatorname{sgn} \left[\mathbf{I}^* - \mathbf{I} \right] \quad (2.1.19a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\text{eq } \alpha} \\ v_{\text{eq } \beta} \end{bmatrix} = -v_{\max} \cdot \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix}, \quad (2.1.19b)$$

kde $\mathbf{v}^T = [v_\alpha \ v_\beta]$ sú korekcie modelu, i_α^* a i_β^* sú odhady i_α a i_β ako v konvenčných pozorovateľoch. Avšak užitočné výstupy pozorovateľa sú tu spojitě ekvivalentné hodnoty v_{eq} (t. j. *krátkodobé stredné hodnoty*) [3] rýchle spínajúceho \mathbf{v} . Ale rovnica (2.1.19) nemôže priamo generovať ekvivalentné hodnoty. Namiesto toho sa môže formulovať pseudokĺzavý pozorovateľ, v ktorom sa funkcie signum nahradia vysokým zosilnením (2.1.20):

$$\mathbf{v}_{\text{eq}} = \mathbf{K}_{\text{SM}} \left[\mathbf{I}^* - \mathbf{I} \right] \quad (2.1.20a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\text{eq } \alpha} \\ v_{\text{eq } \beta} \end{bmatrix} = \mathbf{K}_{\text{sm}} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha - i_\alpha^* \\ i_\beta - i_\beta^* \end{bmatrix}, \quad (2.1.20b)$$

kde $\mathbf{K}_{\text{SM}} = \begin{bmatrix} k_{\text{SM}1} & 0 \\ 0 & k_{\text{SM}2} \end{bmatrix}$, takže \mathbf{v} je spojité a približuje sa \mathbf{v}_{eq} pre dostatočne veľké zosilnenie, ktoré je ohraničené iba nenulovým iteračným intervalom h pre číslicovú realizáciu ($k_{\text{SM}q} < (2 - \tilde{c}_1 \tilde{a}_1 h)/h$ $q = 1, 2$ s Eulerovou explicitnou numerickou integráciou). Rezultujúca aproximácia \mathbf{v}_{eq} je označená ako \mathbf{v}_{eq}^* . Za predpokladu, že pozorovateľ (2.1.19) pracuje v ideálnom kĺzavom režime a ak $\mathbf{I}^* = \mathbf{I}$ a $\dot{\mathbf{I}}^* = \dot{\mathbf{I}}$ je $\mathbf{v} = \mathbf{v}_{\text{eq}}$. Z porovnania pravých strán rovníc (2.1.3) a (2.1.18) dostaneme (s \mathbf{v}_{eq} nahradeným s \mathbf{v}_{eq}^*):

$$\tilde{c}_1 \left[-\tilde{a}_1 \mathbf{I}^* + \mathbf{U} \right] - \mathbf{v}_{\text{eq}}^* = c_1 \left[c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \mathbf{\Psi} - a_1 \mathbf{I} + \mathbf{U} \right]. \quad (2.1.21)$$

Potom sa zostaví výraz pre \mathbf{v}_{eq}^* za predpokladu, že $\tilde{c}_1 = c_1$, $\tilde{c}_2 = c_2$, $\tilde{a}_1 = a_1$ a $\mathbf{I}^* = \mathbf{I}$.

Nahradením Ψ a ω_r v rovnici (2.1.21) ich odhadmi Ψ^* a $\hat{\omega}_r$ dáva:

$$\mathbf{v}_{\text{eq}}^* = -\tilde{c}_1 \tilde{c}_2 \mathbf{P}(\hat{\omega}_r) \Psi^* \quad (2.1.22a)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\text{eq } \alpha}^* \\ v_{\text{eq } \beta}^* \end{bmatrix} = \tilde{c}_1 \tilde{c}_2 \begin{bmatrix} \tilde{c}_3 & p\hat{\omega}_r \\ -p\hat{\omega}_r & \tilde{c}_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Psi_\alpha^* \\ \Psi_\beta^* \end{bmatrix} . \quad (2.1.22b)$$

Zo zložiek \mathbf{v}_{eq}^* z rovnice (2.1.22b) sa dá odvodiť nasledujúci výraz pre požadovaný odhad uhlovej rýchlosti ω_r^* :

$$\omega_r^* = \frac{-v_{\text{eq } \alpha}^* \Psi_\beta^* + v_{\text{eq } \beta}^* \Psi_\alpha^*}{c_1 c_2 p \cdot \|\Psi^*\|} . \quad (2.1.23)$$

Bloková schéma pozorovateľa v pseudokĺzavom režime je na obr. 2.1.2a.

3c) Pozorovateľ pre odhad záťažového momentu a filtrovanie odhadu rýchlosti rotora

Odhad záťažového momentu požadovaný nadradeným *master* riadiacim algoritmom sa tu získa štandardným pozorovateľom, ktorý má štruktúru podobnú štruktúre Kalmánovho filtra, pretože priame meranie momentu sa pokladá za nedostupné. Model pozorovateľa v reálnom čase sa zakladá na rovnici momentu motora (2.1.1). So záťažovým momentom sa pracuje ako so stavovou veličinou, ktorej diferenciálna rovnica dopĺňa model v reálnom čase [3]. V tomto prípade sa pri formulácii modelu v reálnom čase záťažový moment pokladá za konštantný a tak jeho diferenciálna rovnica je jednoducho $\dot{\Gamma}_L = 0$. Korekčná slučka pozorovateľa sa aktivuje chybou medzi odhadom rýchlosti rotora ω_r^* z výpočtového bloku rýchlosti a odhadom $\hat{\omega}_r$ z modelu v reálnom čase. Keďže $\hat{\omega}_r$ je filtrovanou verziou ω_r^* v *master* riadiacom algoritme sa priamo použije namiesto ω_r^* . Spojitá verzia tohto pozorovateľa je preto:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{J} \left\{ \frac{3L_m}{2L_r} p [\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha] - \Gamma_L \right\} + k_\omega \mathbf{e}_\omega . \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma \mathbf{e}_\omega \end{aligned} \quad (2.1.24)$$

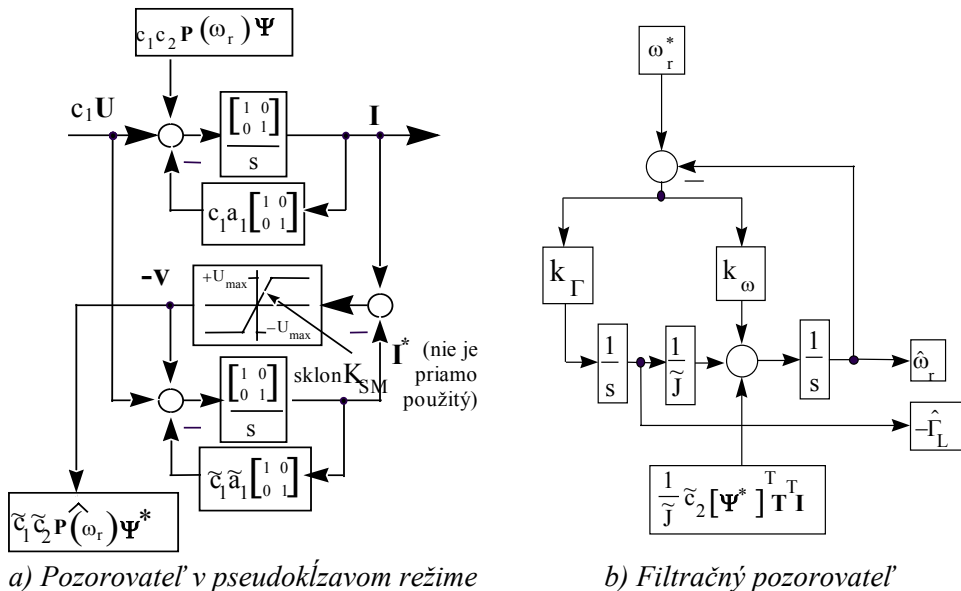
Bloková schéma filtračného pozorovateľa je na obr. 2.1.2b.

Obidva póly pozorovateľa sú umiestnené v $s = -1/T_f$, takže filtračná časová konštanta T_f je jediným parametrom pre návrh zosilnení k_ω a k_Γ ako to vyplýva z (2.1.25a), kde pravá strana rovnice je charakteristickou rovnicou charakteristického polynómu filtračného pozorovateľa:

$$s^2 + \frac{2}{T_f}s + \frac{1}{T_f^2} = s^2 + k_\omega s + \frac{k_\Gamma}{J} \quad (2.1.25a)$$

$$k_\omega = \frac{2}{T_f} \quad k_\Gamma = \frac{J}{T_f^2}. \quad (2.1.25b)$$

Hoci pri formulovaní modelu pozorovateľa v reálnom čase sa záťažový moment pokladá za konštantný, odhad $\hat{\Gamma}_L$ bude sledovať časovo premenlivý záťažový moment a bude tak robiť presnejšie pri nižšej hodnote T_f , avšak za cenu citlivosti na šum, ktorý kontaminuje odhad rýchlosti rotora ω_r^* . Dá sa ukázať, že ľubovoľnú mechanickú záťaž možno vyjadriť pomocou časovo premenlivej zložky záťažového momentu. Z toho vyplýva, že ak je riadiaci systém navrhnutý ako necitlivý na časovo premenlivý moment záťaže, bude tiež necitlivý k dynamike poháňanej mechanickej záťaže. Riadiaci systém preto poskytuje robustnosť.



Obr. 2.1.2 Blokové schémy pozorovateľa v pseudokľzavom režime a filtračného pozorovateľa

Systém možno doplniť filtračným pozorovateľom rotorového magnetického toku, ktorý je založený na rovnici (2.1.2), pričom vstupom je filtrovaný odhad uhlovej rýchlosti $\hat{\omega}_r$ spolu s \mathbf{I} a Ψ^* :

$$\hat{\Psi} = -\mathbf{P}(\hat{\omega}_r)\hat{\Psi} + \tilde{c}_4\mathbf{I} + \mathbf{K}_\Psi(\Psi^* - \hat{\Psi}). \quad (2.1.26)$$

Pozorovateľ možno navrhnuť ako časovo invariantný s filtračnou časovou konštantou T_{mg} s nasledujúcimi zosilneniami:

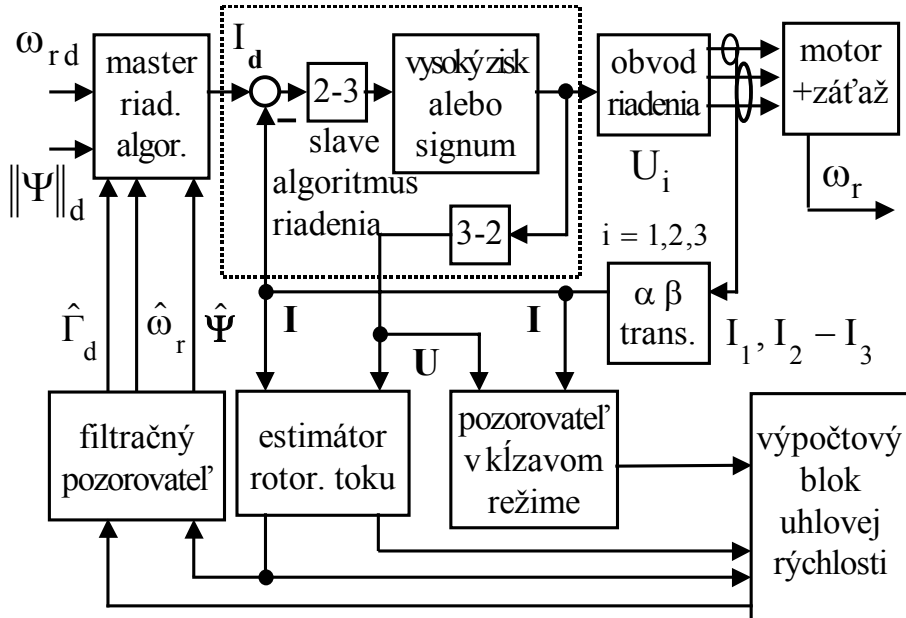
$$\mathbf{K}_\Psi = \begin{bmatrix} 1/T_{mg} & 0 \\ 0 & 1/T_{mg} \end{bmatrix} - \mathbf{P}(\omega_r^*). \quad (2.1.27)$$

Toto dáva nasledujúcu dynamickú rovnicu pre odhadovanú chybu ε :

$$\dot{\varepsilon} = - \begin{bmatrix} 1/T_{mg} & 0 \\ 0 & 1/T_{mg} \end{bmatrix} \varepsilon. \quad (2.1.28)$$

Pre číslicovú realizáciu musí sa vyššie uvedený pozorovateľ transformovať do časovo diskrétného tvaru [4].

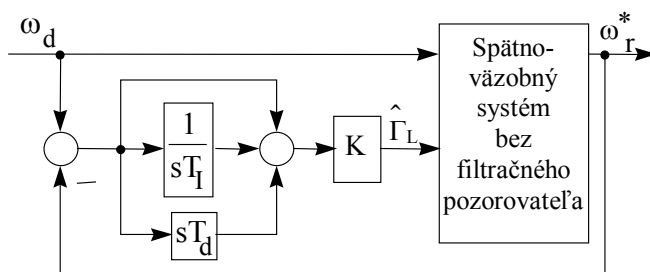
Konečne obr. 2.1.3 uvádza úplný riadiaci systém.



Obr. 2.1.3 Bloková schéma celého riadiaceho systému

2.1.4 Alternatívne schémy pre kompenzáciu zát'azového momentu

Výsledky s filtračným pozorovateľom (2.1.24), obr. 2.1.2b boli počas začiatočného obdobia dostupné len ako simulácie. Prvé experimentálne výsledky sa získali pomocou PID algoritmu, v ktorom výstup integrátora vykonáva kombinovanú funkciu pozorovateľa zát'azového momentu a korekcie, ako je ukázané na obr. 2.1.4. Bez filtračného pozorovateľa sa potom namiesto filtrovanej veličiny $\hat{\omega}_r$ do riadiaceho algoritmu (2.1.11) dosadila ω_r^* .



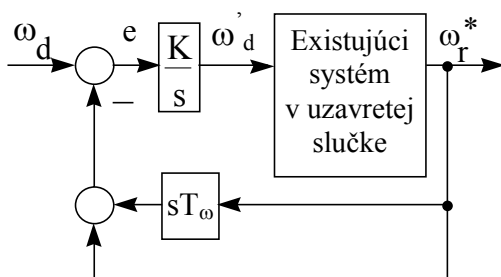
Obr. 2.1.4 Kompenzácia momentu zaťaženia vonkajšou riadiacou PID slučkou

Toto riešenie bolo úspešné. Oproti trochu heuristickej PID riadiacej slučke bolo neskôr prijaté ďalej uvedené elegantnejšie riešenie. Zistilo sa, že s $\hat{\Gamma}_L = 0$ sa v riadiacom algoritme (2.1.11) obdržal správny exponenciálny tvar prechodovej charakteristiky, ale s trvalou chybou v ustálenom stave. Za týchto okolností ozva na skok vstupnej referenčnej hodnoty rýchlosti zodpovedá systému s prenosovou funkciou:

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_d(s)} = \frac{k}{1+sT_\omega}, \quad (2.1.29)$$

kde $0 < k < 1$. Toto zistenie viedlo k systému založenému na špecifickej forme riadenia v kĺzavom režime, ktoré obsahuje *vyhladzovací integrátor riadenia* [8]. Klasické riadenie v kĺzavom režime zahrňuje dvojhodnotové riadenie s derivačnou výstupnou spätnou väzbou a aby sa v uzavretej slučke dosiahlo chovanie virtuálne nezávislé od parametrov systému, je počet výstupných derivácií rovný $r-1$, kde r je hodnosť systému. Prepínanie riadenia sa eliminuje vložením integrátora medzi prepínací prvok riadenia a riadiaci vstup, pričom vstup do integrátora sa považuje za novú riadiacu veličinu a jedna derivácia navyše je pridaná do spätnej väzby.

V tomto prípade sa systém v uzavretej slučke (2.1.29) berie ako nový systém, ktorý treba riadiť. Spolu s pridaným integrátorom má hodnotu 2 a tak ω_r^* (generovaná softvérovou diferenciáciou), ako aj ω_r^* sú vyžadované vo výstupnej spätnej väzbe. Keďže v tomto prípade nie je potrebné dvojpohové riadenie, je nahradené vysokým zosilnením K , čo je dobre známy spôsob poskytujúci podobné dynamické vlastnosti. Výsledkom je vonkajšia slučka uzavretá okolo existujúceho systému, podľa obr. 2.1.5.

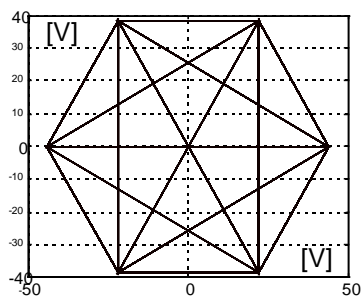


Obr.2.1.5 Kompenzácia záťažového momentu vonkajšou riadiacou slučkou s vysokým ziskom

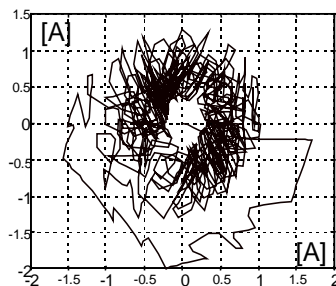
Žiadaná rýchlosť ω_d vstupuje do vonkajšej slučky s regulátorom s vysokým zosilnením, ktorej výstupom je žiadaná rýchlosť ω'_d existujúceho spätnoväzobného systému. Teoreticky systém na obr. 2.1.5 je stabilný pre ľubovoľný zisk K . Preto ak sa zisk K dostatočne zvýši, potom chyba e sa blíži nule. V tomto prípade sa dá ľahko ukázať, že systém v uzavretej slučke podľa požiadavky vyhovuje prenosovej funkcii (2.1.29) pre $k = 1$.

2.1.5 Experimentálne výsledky

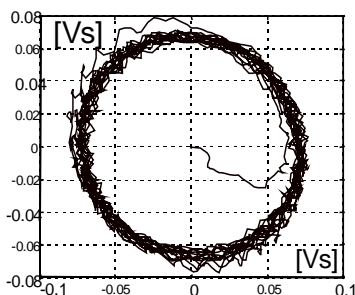
Experimentálne zariadenie na vyhodnotenie novej stratégie riadenia pre elektrické pohony s asynchrónnymi motormi zahŕňa asynchrónny motor s menovitým výkonom $P_n = 120$ W vybavený vírivou brzdou na vytvorenie externého záťažového momentu. Úplný súbor parametrov motora možno nájsť v prílohe. Bol použitý striedačový mostík s IGBT tranzistormi (*parametre v prílohe*) s budičom IR 2130. Počítač Pentium P130 vyhodnocoval riadiaci algoritmus. Bol vybavený s PCL812/PG PC-lab kartou na snímanie prúdov dvoch fáz pomocou LEM prúdových snímačov, prúd tretej fázy sa počítal.



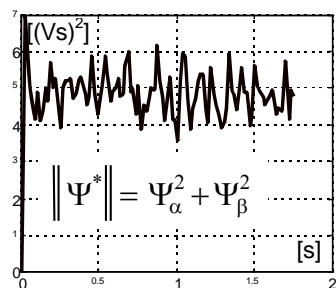
a) komplexné napätie



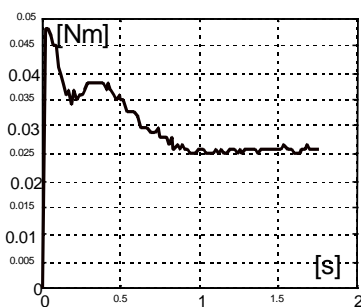
b) komplexný prúd



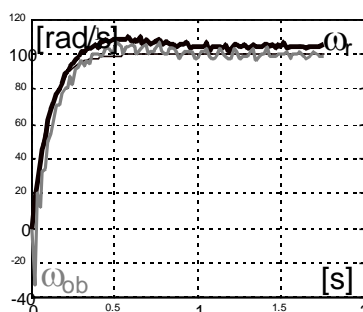
c) komplexný mg. tok



d) norma rotorového toku



e) pozorovaný moment

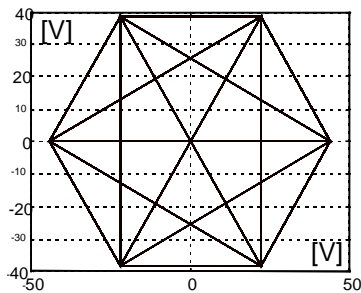


f) rýchlosť rotora

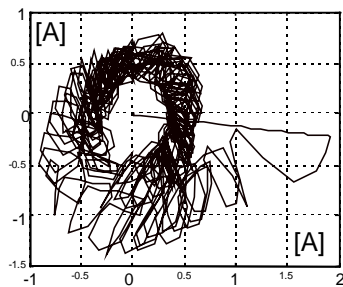
Obr. 2.1.6 Experimentálne výsledky pre nezaťažný asynchrónny motor

Vzorkovacia frekvencia bola ohraničená na 7 kHz hlavne kvôli pomerne pomalým A/D prevodníkom PC-lab karty. V skutočnosti prevod meraných prúdov do číslicovej formy zaberá 80 % výpočtového cyklu. Pre ďalšie experimenty sa odporúča rýchlejšia PCL818 PC-Lab karta spolu s vhodným DSP alebo mikroprocesorom.

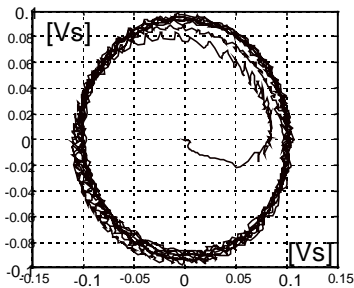
Experimentálne výsledky pre nezaťažovaný motor s PID pozorovateľom/korektorom záťažového momentu podľa obr. 2.1.4 uvádza obr. 2.1.6. Kvôli zabezpečeniu rýchleho nabudenia motora sú referenčné vstupy rýchlosti a amplitúdy toku $\omega_d = 100$ rad/s a $\|\Psi\|_d = 5e-3$ (Vs)² s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0,1$ s pre rotorovú rýchlosť a $T_\Psi = 5e-3$ s pre normu rotorového magnetického toku.



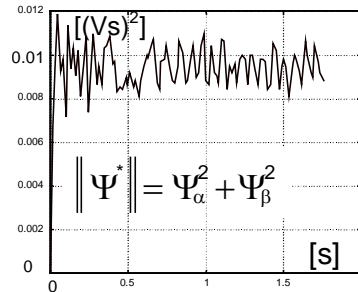
a) komplexné napätie



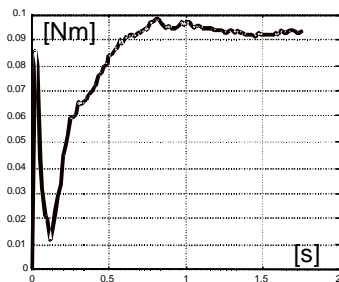
b) komplexný prúd



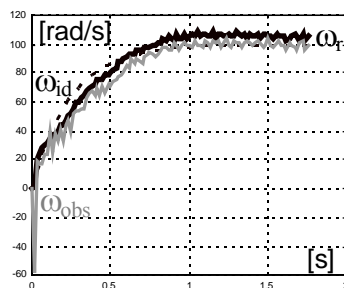
c) komplexný mg. tok



d) norma rotorového toku



e) pozorovaný moment



f) rýchlosť rotora

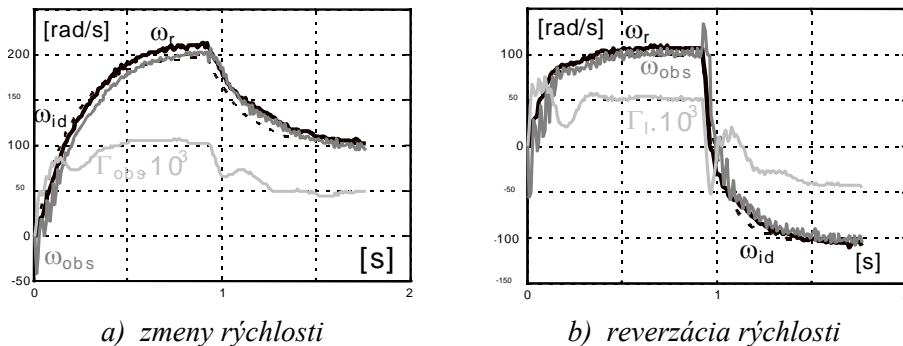
Obr. 2.1.7 Experimentálne výsledky pre záťažovaný asynchrónny motor

Všetky experimenty sa urobili s jednosmerným napájaním $U_{dc} = 60 \text{ V}$, čo zodpovedá 40 V amplitúde fázového napätia. Toto bolo hlavným dôvodom pre zníženie maximálneho momentu podstatne pod menovitý moment. Rotorová rýchlosť sa zaznamenávala pomocou tachodynamy pre porovnanie s ideálnou ozvou danou rovnicou (2.1.5), ktorá sa počas experimentov počítala v reálnom čase. Tieto premenné sú vykreslené na grafe pre ozvy rýchlosti spolu s odhadom rýchlosti z filtračného pozorovateľa.

Experimentálne výsledky pre záťažný asynchrónny motor sú uvedené na obr. 2.1.7 opäť s PID pozorovateľom/korektorom záťažového momentu podľa obr. 2.1.4. Referenčný vstup pre rotorový magnetický tok sa v tomto prípade zvýšil na $\|\Psi\|_d = 1e-2 \text{ (Vs)}^2$ a zodpovedajúca časová konštanta na $T_\psi = 5e-3 \text{ s}$. Parametre rotorovej rýchlosti boli $\omega_d = 100 \text{ rad/s}$ a časová konštanta sa zvýšila na $T_\omega = 0,3 \text{ s}$ v porovnaní s nezaťaženým motorom. Aby sa dostali dobré výsledky, ukázalo sa nevyhnutným urobiť malé úpravy parametrov PID pozorovateľa záťažového momentu.

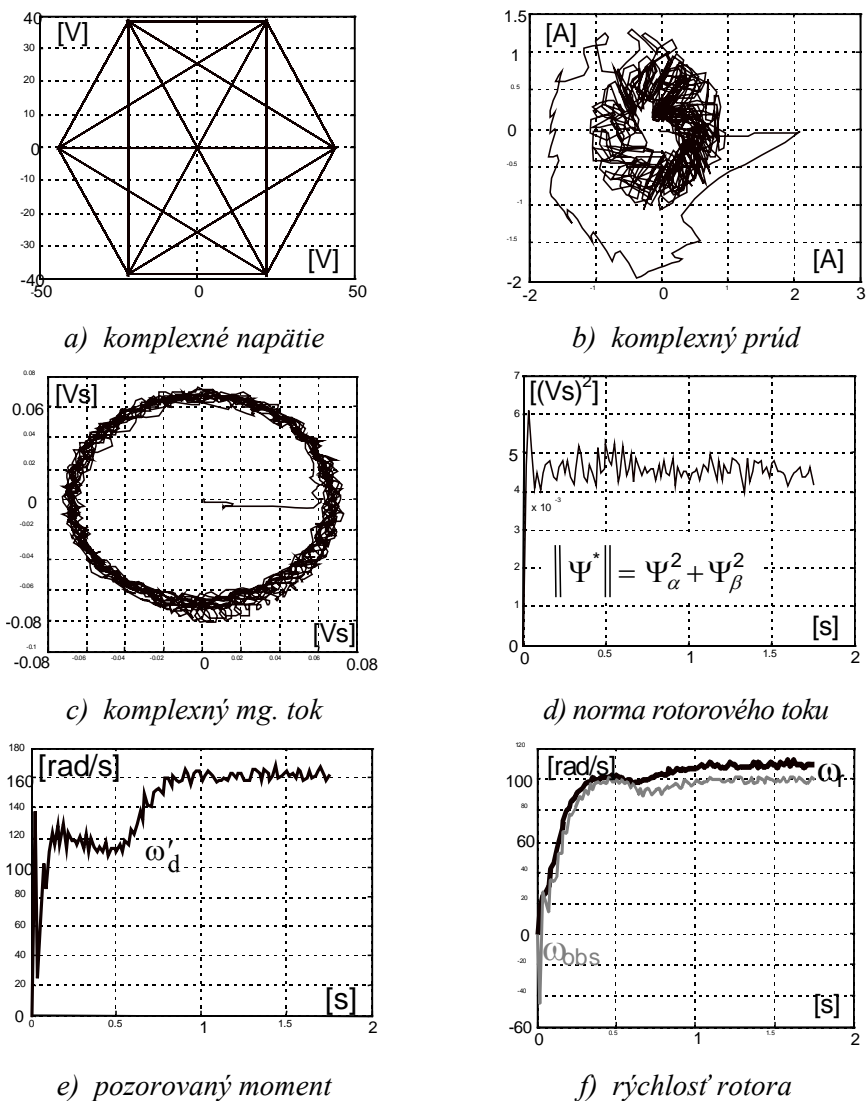
Skutočná ozva rotorovej rýchlosti nevykazuje významnú odchýlku od ideálnej ozvy rýchlosti, ako je to zrejme z obr. 2.1.7 (f). To naznačuje, že PID pozorovateľ záťažného momentu je silným kandidátom pre ďalšie úvahy a vlastnosti experimentálneho pohonu by sa mali v budúcnosti starostlivo vyšetriť v porovnaní s pôvodne zamýšľaným filtračným pozorovateľom.

Skokové zmeny žiadanej rýchlosti vrátane zmeny smeru taktiež s PID pozorovateľom záťažového momentu ukazuje obr. 2.1.8. Napriek niektorým problémom s výpočtom záťažového momentu, keď sa uhlová rýchlosť približuje k nulovej hodnote, nedochádza tu k významným rozdielom medzi ozvou ideálnej a skutočnej rotorovej rýchlosti.



Obr. 2.1.8 Ozvy na skokové zmeny v referenčnom vstupe rotorovej rýchlosti

Experimentálne výsledky s vonkajšou radiacou slučkou s vysokým ziskom podľa obr. 2.1.5 sú uvedené na obr. 2.1.9. Treba poznamenať, že podobné výsledky ako na obr. 2.1.6 a obr. 2.1.7 sa získali za rovnakých testovacích podmienok. Potom bolo rozhodnuté otestovať tiež robustnosť systému realizovaním skokovej zmeny záťažného momentu v čase okolo 0,5 s.



Obr. 2.1.9 Experimentálne výsledky pre skokové zmeny záťaže asynchrónneho motora

Ako je vidieť na obr. 2.1.9 (e), prechodný záťažový moment je kompenzovaný vyššou hodnotou žiadanej rýchlosti ω_d a skutočná ozva rýchlosti sa nachádza tesne blízko ideálnej ozvy rýchlosti, ako to vidieť na obr. 2.1.9 (f).

Tieto experimentálne výsledky ukazujú, že riadenie rýchlosti so strednou presnosťou sa dá dosiahnuť podľa schémy na obr. 2.1.4 ako aj podľa schémy na obr. 2.1.5. Je dôležité poznamenať, že na rozdiel od riešenia s vysokým ziskom, ktoré potrebuje iba zvyšovanie K v rozsahu praktických hraníc, PID riešenie vyžaduje značný čas na odladenie.

2.1.6 Závery a odporúčania pre ďalšiu prácu

Experimentálne výsledky vykazujú dobrý súhlas s teoretickými výsledkami, predtým opísanými v [5] a [6].

Bolo by treba pokračovať v realizácii systému s pôvodným filtračným pozorovateľom pre odhad rýchlosti a záťažového momentu a výsledky by sa mali starostlivo porovnať s tými, ktoré sa dosiahli s alternatívnymi schémami.

Ďalšie zlepšenie riadenia asynchrónneho motora by sa malo vyšetriť s modifikovaným algoritmom riadenia rotorovej rýchlosti a priamym riadením uhla medzi vektormi rotorového magnetického toku a statorového prúdu, ako to bolo navrhnuté v [7] pre synchronný motor.

Tu ukázaný všeobecný prístup by sa mal experimentálne sledovať pre pohony so synchronným motorom. V skutočnosti predbežné experimentálne výsledky sa už dosiahli a sú povzbudzujúce.

Taktiež by sa mali implementovať dokonalejšie modulačné techniky striedača ako je priestorové vektorové riadenie, pretože to môže priniesť podstatné zlepšenie harmonického obsahu vo výstupných prúdoch striedača, čo vylepší vlastnosti pozorovateľov poskytujúcich odhady rotorového toku a rýchlosti, od ktorých závisí riadiaci algoritmus.

2.1.7 Literatúra

- [1] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *Centring Control System for the Reaction Sphere utilising Electromagnetic Induction Actuators*. Zborník konferencie ELEKTRO'95, Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita, sept. 1995, Žilina, Slovensko, s. 144 – 150.
- [2] DRAKUNOV, S. V., IZOSIMOV, D. B., LUKYANOV, A. G., UTKIN, V. A., UTKIN, V. I.: *The block control principle, I, II, Automation and Remote Control*. Vol. 45, č. 5, Part 1, 1990, s. 601 - 609.
- [3] UTKIN, V. A.: *Method of separation of motions in observation problems. Automation and Remote Control*, Vol. 44, č. 12, Part 1, 1990, s. 300 - 308.
- [4] KWAKERNAA, K. H., SIVAN, R.: *Linear Optimal Control Systems*. Wiley-Interscience, New York-London-Sydney-Toronto, 1972.
- [5] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *A Motion Separation Method for the Control of Induction Motors with Prescribed Closed-Loop Dynamics*. Zborník konferencie NOLCOS'95, IFAC Non-Linear Control Systems, Tahoe City, CA, USA, Vol.2, 1995, s. 816 - 821.
- [6] DODDS, S. J., UTKIN, V. I., VITTEK, J., MIENKINA, M.: *Simulation of a new sensorless induction motor drive with prescribed closed loop dynamics*. Zborník konferencie Computer Science, Technická univerzita - VŠB Ostrava, Česká republika, 1995, s. 187 - 195.
- [7] DODDS, S.J, UTKIN, V.A., VITTEK, J.: *Self Oscillating, Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*. Zborník 2. EPE Chapter Sympózia Electric Drive Design and Applications, Nancy, Francúzsko, jún 1996, s. 23 - 28.
- [8] DODDS, S. J., WALKER, A. B.: *Three axis Sliding Mode Attitude Control of Rigid-body Spacecraft with Unknown Dynamic Parameters*. *International Journal of Control*, Vol. 54. č. 4, s. 41 - 54.

Príloha

Parametre trojfázového asynchrónneho motora PARVALUX sú nasledovné:

| Parametre asynchrónneho motora | | Parametre ekvivalentného obvodu | |
|---------------------------------|---|---------------------------------|-------------------------------|
| Menovitý výkon | $P_n = 120 \text{ W}$ | Vzájomná indukčnosť | $L_m = 21 \text{ mH}$ |
| Menovitá rýchlosť | $n_n = 1410 \text{ ot/min}$ | Indukčnosť statora | $L_s = 24,6 \text{ mH}$ |
| Menovitý prúd | Y/ Δ $I_n = 1,2/1,9 \text{ A}$ | Indukčnosť rotora | $L_r = 24,6 \text{ mH}$ |
| Svorkové napätie | Y/ Δ $U_n = 87/50 \text{ V}$ | Odpor statora | $R_s = 11,16 \text{ } \Omega$ |
| Moment zotrvačnosti | $J = 1,77 \times 10^{-4} \text{ kgm}^2$ | Odpor rotora | $R_r = 12,53 \text{ } \Omega$ |
| Parametre of IGBT FUJI 6MBI-060 | | Prúdové snímače LEM | |
| Menovité napätie | 600 V | LTA 50P/SPI | |
| Menovitý prúd | 6x10 A | | |

Pod'akovanie

Autori ďakujú Asociácii INTAS v Bruseli za podporu tohto výskumu, ktorý sa uskutočnil v rámci projektu INTAS 93-317.