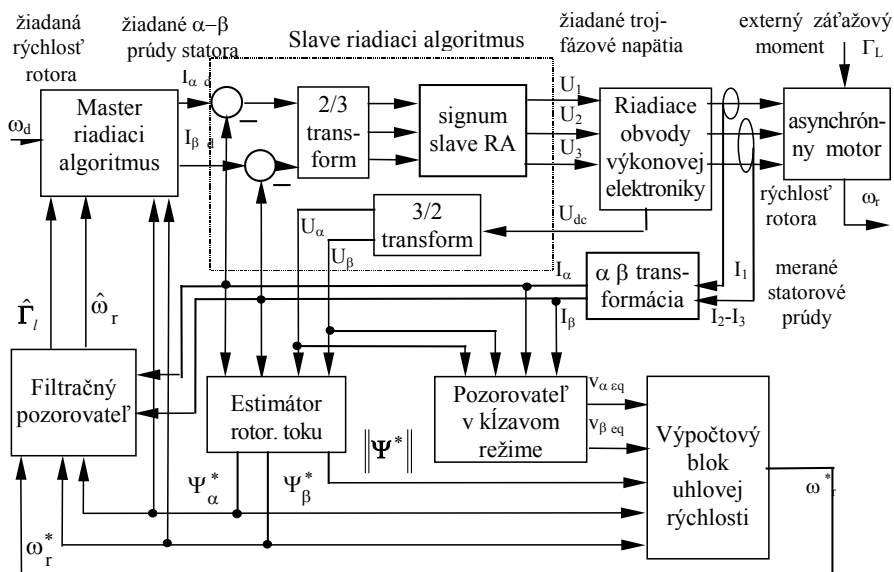


2.2. RIADENIE S VNÚTENOU DYNAMIKOU POHONU S ASYNCHÓNNYM MOTOROM S VOLITEĽNOU DYNAMIKOU

Abstrakt: Táto časť opisuje ďalší vývoj riadiaceho systému RVD pre pohony s AM, uvedené v časti 2.1, v ktorých sa môže predpísaná ozva na požiadavku referenčnej rýchlosti vybrať z dynamických režimov ako konštantné zrýchlenie, konštantná derivácia zrýchlenia, lineárne dynamiky prvého a druhého rádu, opísaných v kap. 1. Riadiaci systém tak, ako je v súčasnosti vyvinutý, bude veľmi dobre vhodný pre aplikácie, ktoré si vyžadujú riadenie strednej presnosti. Získané experimentálne výsledky vykazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami.

2.2.1 Úvod

Uvádza sa tu nový prístup k riadeniu elektrických pohonov s asynchónnym motorom bez pomoci snímačov polohy alebo rýchlosti upevnených na hriadeľ. Výsledkom je riadiaci algoritmus, ktorý môže pracovať v niektorom z pracovných režimov uvedených v kap. 1.



Obr. 2.2.1 Celková bloková schéma riadiaceho systému

Radiaci systém pohonu má kaskádovú štruktúru slučiek podľa obr. 2.2.1, ktorá obsahuje vnútornú riadiacu slučku prúdu a vonkajšiu riadiacu slučku realizujúcu dynamické chovanie v uzavretej slučke podľa vybratého pracovného režimu. Vnútorná riadiaca slučka núti trojfázové satorové prúdy sledovať žiadané hodnoty so zanedbateľným dynamickým oneskorením, nastavením takého spínacieho stavu trojfázového striedača, ktorý potlačuje chyby medzi žiadanými a meranými satorovými prúdmi v každom iteračnom intervale.

Keďže jedinými meranými veličinami sú satorové prúdy, je použitý pozorovateľ rotorovej rýchlosti, ktorý vyžaduje len tieto merania spolu so známymi satorovými napätiami a odhadmi zložiek magnetického toku z pozorovateľa magnetického toku. Pozorovateľ, ktorého model v reálnom čase je založený na mechanickej rovnici motora, vytvára odhad záťažového momentu potrebného pre riadiaci algoritmus vonkajšej slučky. Tento ako vstupy vyžaduje výstup z pozorovateľa rýchlosti, merané zložky satorových prúdov, známe zložky satorového napätia a odhadované zložky magnetického toku.

2.2.2 Odvodenie riadiaceho algoritmu

Kvôli jednoduchosti je riadiaci systém upravený do hierarchickej štruktúry [1], v ktorej sa požiadavky satorových prúdov generujú ako primárne riadiace veličiny v *nadradenom master riadiacom algoritme*, aby sa potom tesne sledovali *podradeným slave riadiacim algoritmom*, pri použití skutočných riadiacich veličín t.j. satorových napätí.

2a) Model asynchrónneho motora

Nasledujúce nelineárne diferenciálne rovnice formulované v súradnicovom systéme α, β viazanom na sator opisujú asynchrónny motor a slúžia na odvodenie riadiaceho systému:

$$\dot{\mathbf{I}} = c_1 [c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \Psi - a_1 \mathbf{I} + \mathbf{U}] \quad (2.2.1)$$

$$\dot{\Psi} = -\mathbf{P}(\omega_r) \Psi + c_4 \mathbf{I} \quad (2.2.2)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} (\Gamma - \Gamma_L) = \frac{1}{J} (c_5 \Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} - \Gamma_L), \quad (2.2.3)$$

kde $\Psi^T = [\Psi_\alpha \quad \Psi_\beta]$ je rotorový magnetický tok, $\mathbf{I}^T = [i_\alpha \quad i_\beta]$ je statorový prúd, $\mathbf{U}^T = [u_\alpha \quad u_\beta]$ je statorové napätie, Γ je moment vyvíjaný motorom, ω_r je mechanická rýchlosť rotora, c_i , $i = 1,2,3,4,5$ a a_1 sú konštanty dané vzťahmi: $c_1 = L_r / (L_s L_r - L_m^2)$, $c_2 = L_m / L_r$, $c_3 = R_r / L_r = 1 / T_r$, $c_4 = L_m / T_r$, $c_5 = 3pL_m / 2L_r$, $a_1 = R_s + (L_m^2 / L_r^2)R_r$, kde L_s , L_r a L_m sú indukčnosti statora, rotora a vzájomná indukčnosť medzi rotorom a statorom. R_s a R_r sú odpory statora a rotora a p je počet pólových dvojíc. Tiež

$$\mathbf{P}(\omega_r) = \begin{bmatrix} c_3 & p\omega_r \\ -p\omega_r & c_3 \end{bmatrix} \quad \text{a} \quad \mathbf{T} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.2.4)$$

2b) Nadradený *master* riadiaci algoritmus

Na vývoj riadiaceho algoritmu sa použili princípy linearizácie pomocou spätnej väzby [2]. *Linearizačné funkcie*, ktoré nútia veličiny systému aby v uzavretej slučke vyhovovali špecifikovaným diferenciálnym rovniciam, sa formulujú pre rýchlosť rotora a pre normu magnetického toku. Predpokladajú sa ako lineárne, prvého rádu s časovou konštantou T_ω pre rýchlosť rotora a s časovou konštantou T_Ψ pre žiadanú normu rotorového toku. Tieto dve premenné preto splňajú vzťahy:

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) = a_d \quad (2.2.5a)$$

$$\|\dot{\Psi}\| = \frac{1}{T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|). \quad (2.2.5b)$$

Linearizačná funkcia pre $\dot{\omega}_r$ sa jednoducho získa nasledovným porovnaním pravých strán rovníc (2.2.3) a (2.2.5a):

$$\Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} = \frac{1}{c_5} \left[\frac{\mathbf{J}}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L \right] \quad (2.2.6)$$

$$\Psi^T \mathbf{T}^T \mathbf{I} = \frac{1}{c_5} [\mathbf{J} \cdot a_d + \Gamma_L]. \quad (2.2.7)$$

Norma rotorového magnetického toku $\|\Psi\|$ je definovaná rovnicou (2.2.8) a možno ukázať, že jej derivácia $\|\dot{\Psi}\|$ je daná rovnicou (2.2.9):

$$\|\Psi\|(t) = \Psi_\alpha^2 + \Psi_\beta^2 \quad (2.2.8)$$

$$\|\dot{\Psi}\| = -2(c_3\|\Psi\| - c_4\Psi^T \cdot \mathbf{I}). \quad (2.2.9)$$

Opätovné porovnanie pravých strán rovníc (2.2.5b) a (2.2.9) dáva pre deriváciu normy rotorového toku:

$$\Psi^T \mathbf{I} = \frac{c_3}{c_4} \|\Psi\| + \frac{1}{2c_4 T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi\|). \quad (2.2.10)$$

Požadovaný riadiaci algoritmus sa potom obdrží kombináciou rovníc (2.2.6) a (2.2.10). Ale skôr ako sa to urobí, stavové premenné (\mathbf{x}) sa nahradia ich odhadmi ($\hat{\mathbf{x}}$) z pozorovateľov. Taktiež konštantné parametre motora (\mathbf{p}) sa nahradia ich odhadmi ($\hat{\mathbf{p}}$), pretože tieto sú v praxi známe s konečnou presnosťou. Ďalej, fiktívny riadiaci vektor, \mathbf{I} , sa nahradí so žiadaným prúdovým vektorom \mathbf{I}_d , ktorý bude vytvárať referenčný vstup do podradeného *slave* riadiaceho algoritmu a ktorý bude opísaný ďalej:

$$\mathbf{I}_d = \frac{1}{\|\hat{\Psi}\|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} \left[\frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L \right] \\ \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} \|\hat{\Psi}\| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\hat{\Psi}\|) \end{bmatrix} \quad (2.2.11)$$

$$\mathbf{I}_d = \frac{1}{\|\hat{\Psi}\|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_\beta & \hat{\Psi}_\alpha \\ \hat{\Psi}_\alpha & \hat{\Psi}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{c}_5} [\Gamma_{\text{dyn}} + \hat{\Gamma}_L] \\ F(\Psi) \end{bmatrix}, \quad (2.2.12)$$

kde:

$$F(\Psi) = \frac{\tilde{c}_3}{\tilde{c}_4} \|\hat{\Psi}\| + \frac{1}{2\tilde{c}_4 T_\Psi} (\|\Psi\|_d - \|\Psi^*\|) \quad (2.2.13)$$

$$\Gamma_{\text{dyn}} = \tilde{J} \cdot \mathbf{a}_d \quad \text{a} \quad \mathbf{a}_d = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \end{bmatrix}. \quad (2.2.14)$$

Riadiaci algoritmus (2.2.11) obsahuje požadované výstupné uhlové zrýchlenie a_d (2.2.14). Tri ďalej uvedené pracovné režimy sa realizujú pomocou troch diferenciálnych rovníc pre uhlové zrýchlenie a_d . Príklad v rovnici (2.2.14) poskytuje dynamiku prvého rádu. Druhá časť (2.2.13) riadiaceho algoritmu je rovnaká pre všetky tri režimy a je to v podstate formula pre predpísanú dynamiku rotorového toku.

2b1) Zrýchlenie a dynamický moment pre priame riadenie zrýchlenia

V tomto prípade je žiadané zrýchlenie určené konštantnou žiadanou uhlovou rýchlosťou ω_d a požadovaným časom zrýchľovania $T_s = T_{\text{rampy}}$:

$$a_d = \frac{\omega_d}{T_s} \operatorname{sgn}(\omega_d - \hat{\omega}_r). \quad (2.2.15)$$

2b2) Zrýchlenie a dynamický moment pre lineárnu zmenu zrýchlenia

V tomto pracovnom režime je hodnota derivácie zrýchlenia ε počas rozbehu konštantná a maximálne zrýchlenie sa dosahuje v strede tohoto intervalu. Pre tieto hodnoty a pre žiadané zrýchlenie preto platí:

$$\varepsilon = \frac{4}{T_s^2} \omega_d \quad (2.2.16) \quad a_{\max} = \frac{2}{T_s} \omega_d \quad (2.2.17)$$

$$a_d = \varepsilon t \cdot \operatorname{sgn}(\omega_d - \hat{\omega}_r) \quad \text{pre } t \in \left(0, \frac{T_s}{2}\right); \quad (2.2.18)$$

$$a_d = \varepsilon T_s \left(1 - \frac{t}{T_s}\right) \cdot \operatorname{sgn}(\omega_d - \hat{\omega}_r) \quad \text{pre } t \in \left(\frac{T_s}{2}, T_s\right).$$

2b3) Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiku prvého rádu

Tento prípad bol už popísaný počas odvodenia master riadiaceho algoritmu. Takto:

$$a_d = \frac{3}{T_s} (\omega_d - \omega_r). \quad (2.2.19)$$

2b4) Zrýchlenie a dynamický moment pre dynamiku druhého rádu

V tomto prípade je žiadaná diferenciálna rovnica uzavretej slučky pre ideálnu rýchlosť rotora daná ako (2.2.20). Ak sa póly tejto rovnice schválne vyberú ako koincidenčné a činiteľ tlmenia $\xi = 1$, vŕah pre dobu regulácie, ktorá je daná (2.2.21), sa môže použiť na určenie ω_{nat} (kde vo vzťahu (2.2.21) n je rád systému) tak, aby vyhovovala zvolenej dobe regulácie:

$$\ddot{\omega}_{\text{id}} = -2\xi\omega_{\text{nat}}\dot{\omega}_{\text{id}} + \omega_{\text{nat}}^2(\omega_{\text{dem}} - \omega_{\text{id}}) \quad (2.2.20)$$

$$T_s = 1.5 * (1+n) \frac{1}{\omega_{\text{nat}}} \quad (2.2.21)$$

Ak sa rovnica (2.2.20) numericky integruje, potom $\dot{\omega}$ je žiadané uhlové zrýchlenie:

$$a_d(k+1) = a_d(k) + \left[\omega_{\text{nat}}^2(\omega_{\text{dem}} - \hat{\omega}_r) - 2\xi\omega_{\text{nat}}a_d(k) \right] \cdot h \quad (2.2.22)$$

Priebehy uhlovej rýchlosti a zrýchlenia pre jednotlivé dynamiky boli ukázané na obr. 1.3.1.

2.2.3 Odhadovanie a filtrovanie

Pozorovateľ rotorového toku odhaduje zložky vektora rotorového magnetického toku nezávisle od uhlovej rýchlosti rotora a je odvodený najskôr vylúčením výrazu $\mathbf{P}(\omega_r)\Psi$ z rovníc (2.2.1) a (2.2.2) a potom jeho dosadením späť do rovnice (2.2.2), čo dáva:

$$\Psi = \int \left[\left(c_4 - \frac{a_1}{c_2} \right) \mathbf{I} + \left(\frac{1}{c_2} \right) \mathbf{U} \right] dt - \left(\frac{1}{c_1 c_2} \right) \mathbf{I}. \quad (2.2.23)$$

Implementovanie sa uskutočnilo pomocou jednoduchšej explicitnej Eulerovej numerickej integrácie. Avšak takáto integrácia by pri praktickej realizácii podliehala dlhodobému posuvu (*driftu*) a preto sa museli urobiť zvláštne opatrenia na jej opravu. Korekcia pre ustálený stav sa dá urobiť bez negatívnych vplyvov na amplitúdu a fázu odhadovaného toku vo vzťahu k reálnemu toku [3].

Pozorovateľ v kľzavom režime a výpočtový blok uhlovej rýchlosti sa používajú na určenie rýchlosti rotora. Najskôr sa zostaví pozorovateľ vektora statorového prúdu, ktorý pracuje v *pseudokľzavom režime*, aby sa pomocou *metódy ekvivalentného riadenia* [4] vytvoril nefiltrovaný odhad $\tilde{c}_1 \tilde{c}_2 \mathbf{P}(\omega_r^*) \Psi^*$ reálneho výrazu $c_1 c_2 \mathbf{P}(\omega_r) \Psi$ z rovnice (2.2.1), z ktorého bude odvodený nefiltrovaný odhad ω_r^* skutočnej ω_r , pomocou odhadu toku Ψ^* z pozorovateľa rotorového toku uvedeného v predchádzajúcom odseku.

Základný vektor statorového prúdu pozorovateľa v kľzavom režime je daný ako:

$$\dot{\mathbf{I}}^* = \tilde{c}_1 \left[-\tilde{a}_1 \mathbf{I}^* + \mathbf{U} \right] - \mathbf{v}, \quad (2.2.24)$$

kde, \mathbf{I}^* je odhad reálneho \mathbf{I} ako v konvenčnom pozorovateli. Avšak požadovaný odhad nie je prúd \mathbf{I}^* , ale spojitá hodnota \mathbf{v} , ktorá sa generuje v pozorovateli pracujúcom v *pseudokľzavom režime* ako:

$$\mathbf{v} = -\mathbf{K}_I \left[\mathbf{I} - \mathbf{I}^* \right], \quad (2.2.25)$$

kde \mathbf{K}_I je diagonálna matica s prvkami k_i , takže \mathbf{v} je spojitý. Potom za predpokladu, že platí $\mathbf{I}^* = \mathbf{I}$ a pri nahradení Ψ a ω_r v rovnici (2.2.1) ich odhadmi z pozorovateľov Ψ^* a ω_r^* bude:

$$\mathbf{v}_{\text{eq}}^* = -\tilde{c}_1 \tilde{c}_2 \mathbf{P}(\omega_r^*) \Psi^*. \quad (2.2.26)$$

Odhadovaná rýchlosť ω_r^* sa potom vypočíta odpočítaním zložiek rovnice (2.2.26), čo dáva:

$$\omega_r^* = \left[\mathbf{v}_{\text{eq}}^* \right]^T \mathbf{T} \Psi^* / \left(\tilde{c}_1 \tilde{c}_2 p \|\Psi^*\| \right). \quad (2.2.27)$$

Filtračný pozorovateľ uvedený predtým, odstraňuje šum zo systému a z merania a vytvára odhad filtrovanej uhlovej rýchlosti $\hat{\omega}_r$. Konečne, pretože sa nepredpokladá priame meranie externého záťažového momentu Γ_L , v modeli pracujúcom v reálnom čase sa tento považuje za stavovú veličinu a odhaduje sa.

Filtračný pozorovateľ je daný nasledovne:

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega} \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{J} \left(\tilde{c}_5 [\Psi^*]^\Gamma \mathbf{T}^T \mathbf{I} - \hat{\Gamma}_L \right) + k_\omega e_\omega \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma e_\omega \end{aligned} \quad (2.2.28)$$

Toto je konvenčný lineárny pozorovateľ druhého rádu s charakteristickým polynómom korekčnej slučky, ktorý možno zvoliť pomocou ziskov k_ω a k_Γ tak, aby vytváral žiadanú rovnováhu filtrovania medzi šumom z merania prúdov i_α a i_β a šumom z odhadu (*merania*) rýchlosti ω_r^* . S rešpektovaním doby ustálenia podľa vzťahu (2.2.21), pre $n = 2$, $T_s = 9/(2\omega_n)$ môžu byť póly pozorovateľa určené ako:

$$s^2 + 2\omega_n s + \omega_n^2 = s^2 + s k_\omega + \frac{k_\Gamma}{J} \quad (2.2.29a)$$

$$k_\omega = \frac{9}{T_s} \quad \text{a} \quad k_\Gamma = \frac{81J}{4T_s^2}. \quad (2.2.29b)$$

Modifikovaná verzia pozorovateľa, ktorá sa zakladá na umiestnení pólov v dvoch rozličných miestach, $-\omega_1$ a $-\omega_2$ a ktorá vykazuje vyššiu stabilitu, sa použila pre návrh ziskov pozorovateľa k_ω a k_Γ počas experimentov. Takto:

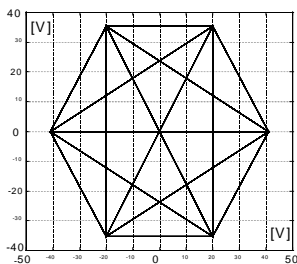
$$s^2 + s(\omega_1 + \omega_2) + \omega_1 \omega_2 = s^2 + s k_\omega + \frac{k_\Gamma}{J}, \quad (2.2.30a)$$

$$k_\omega = (\omega_1 + \omega_2) \quad \text{a} \quad k_\Gamma = J \cdot \omega_1 \cdot \omega_2. \quad (2.2.30b)$$

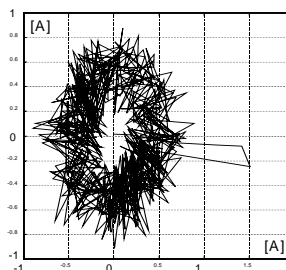
2.2.4 Experimentálne výsledky

Parametre AM a pomocných zariadení použitých pri experimentoch sú uvedené v prílohe. AM bol vybavený vírivou brzdou. Riadiaci algoritmus sa implementoval počítačom Pentium P166, satorové prúdy sa merali cez moduly LEM a vyhodnocovali použitím PC Lab karty PCL812 zabudovanej priamo do počítača. Tranzistorový modul IGBT FUJI 2803 6MBI10L-060 sa použil ako trojfázový striedač, keď napätie jednosmerného medziobvodu sa rovnalo $U_{dc} = 52.5$ V.

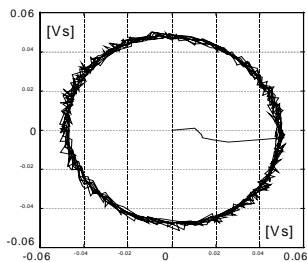
Experimenty pre všetky tri predpísané dynamiky sú pre tú istú požiadavku rýchlosti $\omega_d = 200 \text{ rad/s}$ s predpísanou dobou regulácie $T_s = 1 \text{ s}$. Udržovala sa konštantná norma toku rovná $\|\Psi\|_d = 0,0025 \text{ (Vs)}^2$ s časovou konštantnou $T_\Psi = 3 \text{ ms}$.



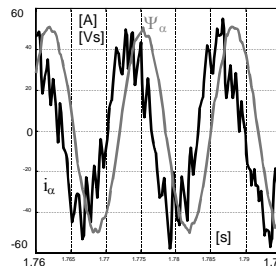
a) Komplexné statorové napätia $u_\alpha = f(u_\beta)$



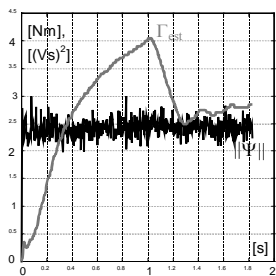
b) Komplexné statorové prúdy $i_\alpha = f(i_\beta)$



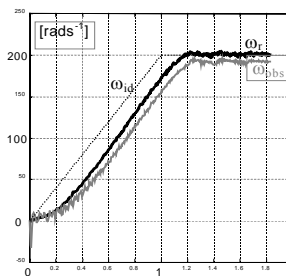
c) Komplexné rotorové toky $\Psi_\alpha = f(\Psi_\beta)$



d) Prúd a rotorový tok v ustálenom stave ako $f(t)$



e) Odhadovaná norma mg. toku a moment ako $f(t)$



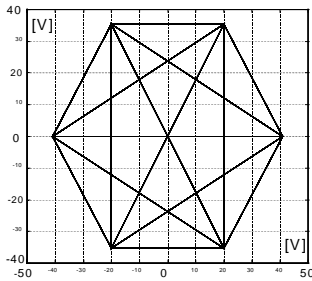
f) Ideálna, rotorová a odhadovaná rýchlosť ako $f(t)$

Obr. 2.2.2 Experimentálne výsledky pre AM v režime zrýchlenia s konštantným momentom

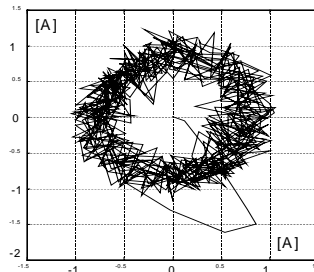
Všetky uvedené obrázky obsahujú ako (a) komplexné statorové napätie, ako (b) komplexný statorový prúd a ako (c) komplexný rotorový magnetický tok. Zložky α statorového prúdu (násobené $1e2$) a rotorového toku (násobené $1e3$) v ustálenom stave ako funkcie času sú ukázané v (d) pre časový interval $t=1,78-1,79 \text{ s}$. Odhadovaná norma rotorového toku a záťažného momentu sú

ukázané v (e) a konečne graf (f) obsahuje ideálnu ozvu rýchlosti, reálnu rýchlosť rotora a jej odhad z filtračného pozorovateľa.

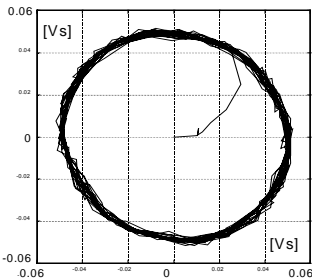
Experimentálne výsledky pre AM a priame riadenie zrýchlenia sú na obr. 2.2.2. Rozsah dosiahnutých rýchlostí rotora je $\omega_d = 20\text{-}250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0,05\text{-}1$ s. Z obr. 2.2.3 je jasne vidieť, že lineárny nárast rýchlosti sa dosiahol s malým oneskorením.



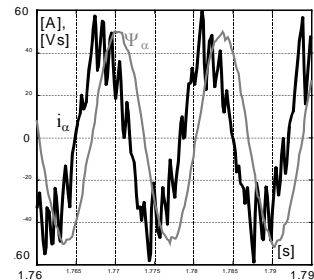
a) Komplexné statorové napätia $u_\alpha = f(u_\beta)$



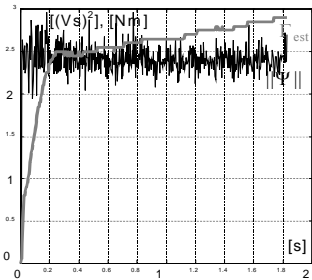
b) Komplexné statorové prúdy $i_\alpha = f(i_\beta)$



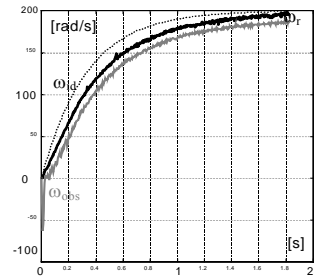
c) Komplexné rotorové toky $\Psi_\alpha = f(\Psi_\beta)$



d) Prúd a rotorový tok v ustálenom stave ako $f(t)$



e) Odhadovaná norma mg. toku a moment ako $f(t)$

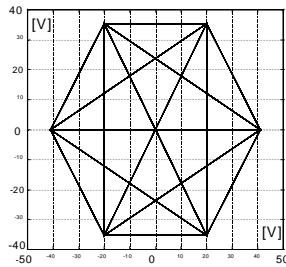


f) Ideálna, rotorová a odhadovaná rýchlosť ako $f(t)$

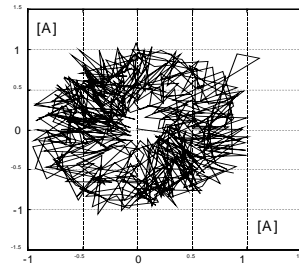
Obr. 2.2.3 Experimentálne výsledky pre AM s dynamikou prvého rádu

Experimentálne výsledky pre dynamiku prvého rádu ukazuje obr. 2.2.3. Rozsah dosiahnutých rýchlostí rotora je $\omega_d = 15\text{-}250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0,1\text{-}1$ s. Opäť, požadované dynamiky sa dosiahli s malými oneskoreniami.

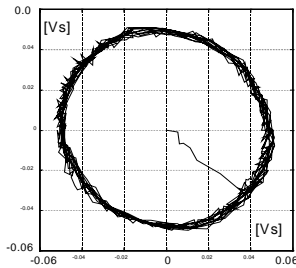
Experimentálne výsledky pre dynamiku druhého rádu sú ukázané v obr. 2.2.4. Rozsah dosiahnutých rýchlostí rotora je $\omega_d = 15\text{-}250$ rad/s s predpísanými časovými konštantami $T_\omega = 0,05\text{-}1$ s. Opäť je jasne vidieť, že žiadaná dynamika druhého rádu sa dosiahla s malým oneskorením.



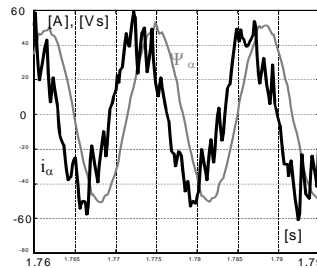
a) Komplexné statorové napätia $u_\alpha = f(u_\beta)$



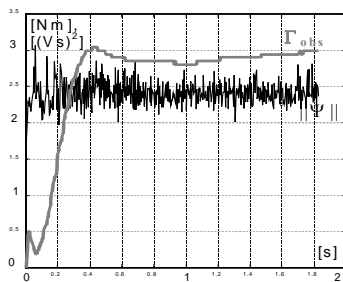
b) Komplexné statorové prúdy $i_\alpha = f(i_\beta)$



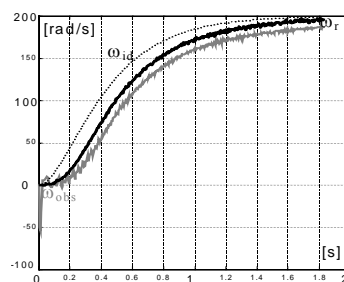
c) Komplexné rotorové toky $\Psi_\alpha = f(\Psi_\beta)$



d) Prúd a rotorový tok v ustálenom stave ako $f(t)$



e) Odhadovaná norma mg. toku a moment ako $f(t)$

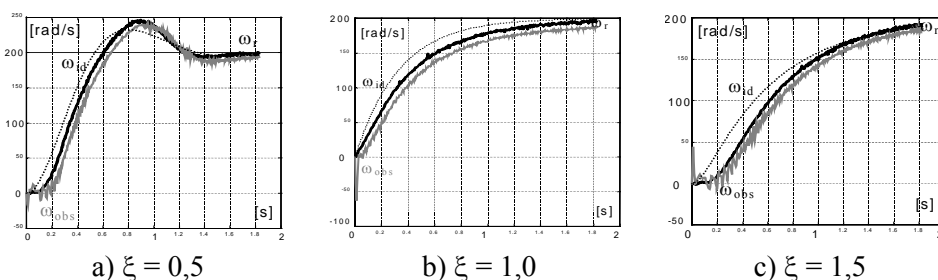


f) Ideálna, rotorová a odhadovaná rýchlosť ako $f(t)$

Obr. 2.2.4 Experimentálne výsledky pre AM s dynamikou druhého rádu

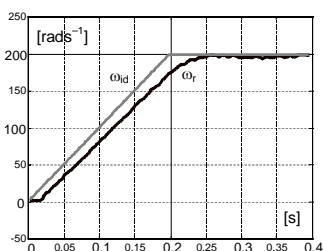
Experimentálne výsledky pre elektrický pohon s AM a dynamikou druhého rádu

s rozličnými koeficientmi tlmenia sú ukázané na obr. 2.2.5 pre podtlmený $\xi = 0,5$, kriticky tlmený $\xi = 1$ a pretlmený $\xi = 1,5$ systém. Dá sa opäť vidieť, že reálna rýchlosť rotora sleduje ideálnu ozvu rýchlosti s malým onekorením.

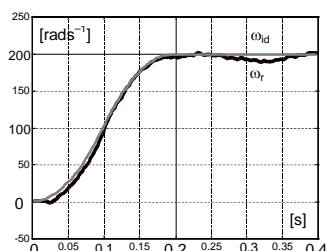


Obr. 2.2.5 Experimentálne výsledky pre dynamiku druhého rádu a rôzne koeficienty tlmenia

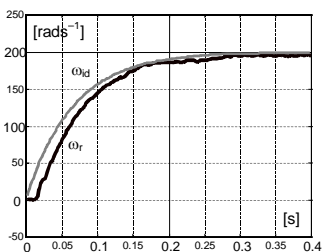
Konečne, obr. 2.2.6 obsahuje experimentálne výsledky pre všetky štyri predpísané dynamiky a AM napríklad, keď zvolená referenčná rýchlosť bola $\omega_{dem} = 200 \text{ rad/s}$ a doba regulácie $T_s = 0,2 \text{ s}$. Ozva rýchlosti je zobrazená spolu s ideálnou ozvou.



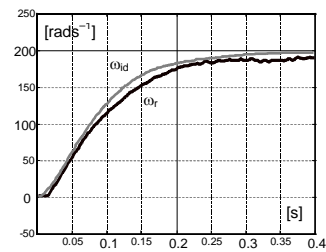
a) konštantné zrýchlenie



b) lineárne zrýchlenie



c) dynamika prvého rádu



d) dynamika druhého rádu

Obr. 2.2.6 Experimentálne výsledky pre AM so všetkými predpísanými dynamikami

2.2.5 Závěry

Vyšetrovania navrhnuťej novej metódy riadenia pre elektrické pohony s asynchrónnym motorom s vnútenou dynamikou ukazujú dobrú zhodu s teoretickým predpovediami. Výrazný, aj keď nie veľmi veľký odklon od ideálnych vlastností je hlavne dôsledkom nenulového iteračného intervalu h a časového oneskorenia v odhadovaní záťažového momentu ako aj chýb v odhadovaní parametrov motora a záťaže.

Zatiaľčo priame riadenie momentu je vhodné pre väčšinu priemyslových aplikácií, dynamika druhého rádu môže byť veľmi príťažlivá pre návrhárov žeriavov a výťahov. Riadiaci systém tak, ako je vyvinutý k dnešnému dňu, bude vhodný pre aplikácie, ktoré si vyžadujú bezsnímačové riadenie rýchlosti asynchrónneho motora so strednou presnosťou ().

2.2.6 Literatúra

- [1] UTKIN, V. A.: *Method of separation of motions in observation problems. Automation and Remote Control*. r. 1990, Vol. 44, č. 12, časť 1., s. 300 - 308.
- [2] ISIDORI, A.: *Nonlinear Control Systems*. 2. vydanie, Springer-Verlag, Berlín, 1990.
- [3] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *An Algorithm for Magnetic Flux Computation with Automatic Drift Correction. Štúdie a vedecké práce Žilinskej univerzity*, s. Elektrotechnická, r. 1998, Vol. 22., s. 5-14.
- [4] UTKIN, V. I.: *Sliding Modes in Control and Optimisation. Springer-Verlag*, Berlin, Heidelberg 1992.
- [5] DODDS, S. J., VITTEK, J., ALEXÍK M.: *Simulation of A New Control Law for Shaft Sensorless IM Drive with Prescribed Closed Loop Dynamics. Zborník konferencie MOSIS'97*, r. 1997, Vol. 3, Hradec nad Moravicí, Česká republika, apríl 28-30, s. 236 - 243.
- [6] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *Self Oscillating Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics. Zborník 2. EPE Sympózia*, Vol. 2., Nancy, Francúzsko, jún 1996. s. 23 - 28.

- [7] 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 EPE'97 európskej konferencie, Trondheim, Nórsko, sept. 1997, Vol. 4., s. 4.492-4.497
- [8] DODDS, S. J., VITTEK, J.: *New Control Method for AC Motor Drives*. Zborník konfeencie EPE PEMC'98, Praha, Česká republika, sept. 1998, Vol.5, s. 5-173 - 5-178.
- [9] VITTEK, J., ALTUS, J., DODDS, S., J., PERRYMAN, R.: *Preliminary Experimental Results for Synchronous Motor Drive with Forced Dynamics*. Zborník konferencie IASTED'98, Honolulu, HI, USA, august 1998, s. 219-223.

Príloha

Parametre trojfázového asynchrónneho motora 4AP-64 P sú nasledovné:

Parametre asynchrónneho motora		Parametre ekvivalentného obvodu	
Menovitý výkon	$P_n = 180 \text{ W}$	Vzájomná indukčnosť	$L_m = 1,083 \text{ H}$
Menovitá rýchlosť	$n_n = 1370 \text{ ot/min}$	Indukčnosť statora	$L_s = 1,17 \text{ H}$
Menovitý prúd	$I_n = 1,15 \text{ A}$	Indukčnosť rotora	$L_r = 1,17 \text{ H}$
Svorkové napätie	$U_n = 220 \text{ V}$	Odpor statora	$R_s = 46,23 \text{ } \Omega$
Moment zotrvačnosti	$J = 6.5 \cdot 10^{-4} \text{ kgm}^2$	Odpor rotora	$R_r = 15,39 \text{ } \Omega$
Parametre IGBT FUJI 6MBI-060		Prúdové snímače LEM	
Menovité napätie	600 V	LTA 50P/SPI	
Menovitý prúd	6x10 A		

Pod'akovanie

Autori ďakujú Danielovi Vysoudilovi z AD Developments Milton Keynes vo Veľkej Británii za realizáciu experimentálnych výsledkov *riadenia s vnútenou dynamikou* a Ministerstvu školstva Slovenskej republiky za financovanie projektu VEGA č.1/6111/99.