

### 3. BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE POHONOV SO SYNCHRÓNNYM MOTOROM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

#### 3.1. POHON SO SYNCHRÓNNYM MOTOROM RIADENÝM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

**Abstrakt:** Uvádza sa tu nová metóda riadenia elektrických pohonov so synchronnými motormi s vnútenou dynamikou v uzavretej slučke. Systém pracuje bez snímača na hriadelí, len s meraním prúdov statora, zatiaľčo priložené statorové napätia sa určia z vypočítaného spínacieho algoritmu striedača a zo znalosti napätia v jednosmernom medziobvode. Predpísané ozvy rýchlosti na referenčnú požiadavku rýchlosti sa môžu zvoliť ako priame riadenie zrýchlenia, lineárna dynamika prvého a druhého rádu. 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.

##### 3.1.1 Úvod

Najskôr bude popísaná nová metóda riadenia založená na RVD pre elektrické pohony so synchronnými motormi a potom budú prezentované niektoré experimentálne výsledky.

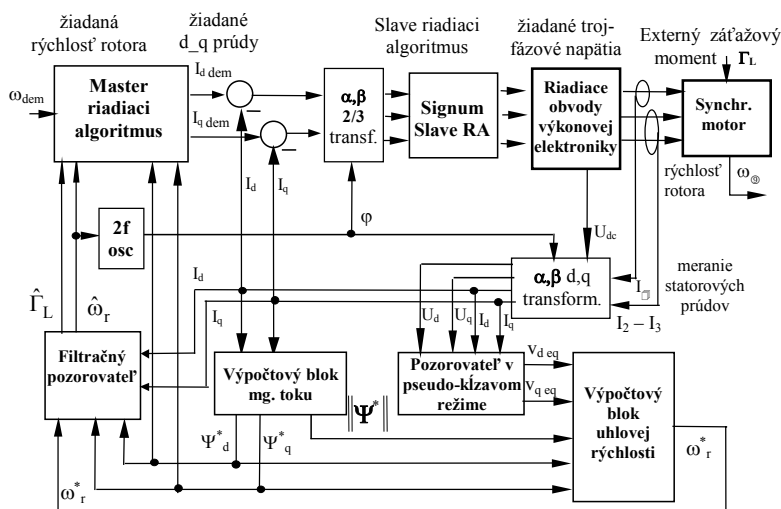
Systém pracuje bez snímača na hriadelí iba s meraním statorových prúdov, pričom priložené napätie statora sa určí z vypočítaného spínacieho algoritmu striedača so znalosťou jednosmerného napätia v medziobvode. Na žiadanú rýchlosť je možných viacero predpísaných dynamických oziev podľa *dynamických režimov* už uvedených a opísaných v kapitole 1.

Riadiaci systém pohonu obsahuje súbor dvoch pozorovateľov pre odhad rýchlosti rotora a záťažového momentu pri známom magnetickom toku z výpočtového algoritmu toku. Nateraz vyvinutý riadiaci systém bude veľmi

vhodný pre aplikácie, ktoré si vyžadujú riadenie so strednou presnosťou. Získané experimentálne výsledky potvrdzujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami.

Treba poznamenať, že RVD metóda riadenia aplikovaná pre pohony s asynchrónnym motorom (AM) formulovaná v  $\alpha, \beta$  systéme dáva oscilujúce trojfázové prúdy automaticky vytvárajúce v motore spojito rotujúce magnetické pole vďaka vnútornému oscilačnému režimu uzavretého systému, pričom sa neurobili žiadne predpoklady o tom, že statorové prúdy a toky budú oscilujúce a sínusové. V prípade synchronného motora je však táto metóda formulovaná v  $d, q$  systéme, aby sa vyhlo komplikáciám spôsobeným vyniklými pólmí rotora v prípadoch, kedy je tento jav prítomný. Na rozdiel od pohonov s AM je tu rotujúce pole vytvorené pomocou časovo variantných  $d, q / \alpha, \beta$  transformácií tak, ako je to obvyklé pri iných schémach vektorového riadenia.

Riadiaci systém pohonu má kaskádovú štruktúru slučiek podľa obr. 3.1.1, ktorá obsahuje vnútornú riadiacu slučku prúdu a vonkajšiu riadiacu slučku realizujúcu dynamické chovanie v uzavretej slučke podľa zvoleného pracovného režimu. Vnútorná riadiaca slučka núti trojfázové statorové prúdy sledovať ich žiadané hodnoty so zanedbateľným dynamickým oneskorením, nastavením takého spínacieho stavu trojfázového striedača, ktorý v každom iteračnom intervale digitálneho procesora potlačuje chyby medzi žiadanými a meranými statorovými prúdmi.



Obr. 3.1.1 Bloková schéma celého riadiaceho systému

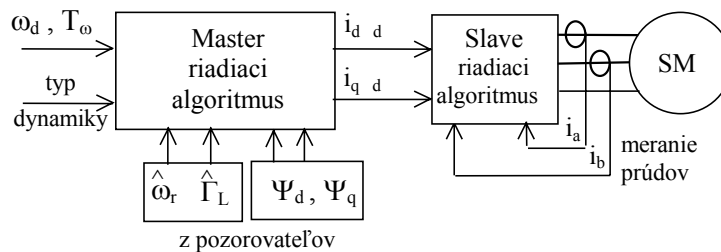
Spoločnou črtou prístupu založeného na RVD a už realizovaného pre

pohony s asynchrónnym motorom je, že *synchronný motor sa uvažuje ako nelineárny viacparametrový systém, ktorého riadiacimi veličinami sú dve zložky vektora statorového prúdu a riadenou veličinou je rýchlosť rotora*. Pretože sú tu dve riadiace veličiny a len jedna riadená veličina, na optimalizáciu vlastností celého systému je tu jeden stupeň voľnosti. V tomto prípade sú riadiace veličiny zvolené tak, aby udržiavali kolmost' vektora statorového prúdu a vektora magnetického toku ako pri konvenčnom vektorovom riadení.

Pretože meranými veličinami sú len statorové prúdy, rovnako ako pre predtým popísaný pohon s AM založený na RVD, je tu použitý estimátor rýchlosti rotora, ktorý si vyžaduje len tieto merania spolu so známymi napätiami statora a odhadovanými zložkami magnetického toku z výpočtového bloku. Pozorovateľ, ktorého model je založený na mechanickej rovnici motora, vytvára odhad momentu záťaže požadovaný vonkajšou riadiacou slučkou. Pozorovateľ je rovnaký s predtým popísaným pre pohon s AM v ods. 2.2.2. Ako vstupy vyžaduje výstup pozorovateľa rýchlosti, merané prúdy statora a vypočítané zložky magnetického toku.

### 3.1.2 Odvodenie riadiaceho algoritmu

V záujme zjednodušenia, opäť ako pri RVD systéme pre AM, riadený systém je upravený do hierarchickej štruktúry [1], v ktorej požadované statorové prúdy sú generované ako primárne riadiace veličiny v nadradenom *master* riadiacom algoritme, aby boli tesne sledované podradeným *slave* riadiacim algoritmom s využitím skutočných riadiacich veličín, t. j. statorových napätí, ako to ukazuje obr. 3.1.1.



Obr. 3.1.2 Hierarchická štruktúra systému riadenia

## 2a) Model motora a zát'aze

SM s permanentnými magnetmi je popísaný v synchrónne rotujúcom d, q súradnicovom systéme:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r}{L_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.1.1)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left\{ c_5 [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] - \Gamma_L \right\} = \frac{1}{J} [\Gamma_{el} - \Gamma_L], \quad (3.1.3)$$

kde  $i_d$ ,  $i_q$  a  $u_d$ ,  $u_q$  sú zložky statorových prúdov a napätí,  $\omega_r$  je uhlová rýchlosť rotora a  $\Gamma_L$  je celkový zát'azový moment definovaný v kap. 1.  $\Psi_{PM}$  je spriahnutý tok permanentných magnetov,  $R_s$  je odpor statora,  $L_d$  a  $L_q$  sú pozdĺžna a priečna indukčnosť, a  $p$  je počet párov pólov.

## 2b) Nadradený master riadiaci algoritmus

Nadradený *master* riadiaci algoritmus je založený na RVD riadení rýchlosti a spoločne s RVD riadiacim systémom pre AM je odvodený za použitia prístupu opísaného v kap. 1.

Po prvé, nadradený *master* riadiaci algoritmus je založený na *linearizačnej rovnici* [2], ktorá poskytuje lineárnu dynamickú ozvu prvého rádu, vyhovujúcu nasledujúcej diferenciálnej rovnici:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (3.1.4)$$

Motor modelovaný rovnicou (3.1.3) pre rýchlosť rotora je nútený sledovať žiadanú dynamiku danú (3.1.4) a z porovnania pravých strán rovníc vyplýva:

$$\frac{1}{J} \left\{ c_5 [\Psi_d i_q - \Psi_q i_d] - \Gamma_L \right\} = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) \quad (3.1.5)$$

Toto je požadovaná linearizačná funkcia.

Ďalej uvedené algoritmy pre riadenie a pozorovanie obsahujú namiesto stavových veličín ( $x$ ) ich odhady ( $\hat{x}$ ) a parametre motora ( $p$ ) sú nahradené ich odhadmi ( $\tilde{p}$ ), keďže v praxi nemôžu byť známe s úplnou presnosťou.

Výpočtový blok rotorového magnetického toku odhaduje jednotlivé zložky rotorového toku  $\Psi_d$  a  $\Psi_q$  jednoducho využívajúc známe vzťahy:

$$\begin{aligned}\Psi_d^* &= \tilde{L}_d i_d + \tilde{\Psi}_{PM} \\ \Psi_q^* &= \tilde{L}_q i_q\end{aligned}\quad (3.1.6)$$

Druhá časť riadiaceho algoritmu je formulovaná na základe konštrukcie synchronného motora s permanentnými magnetmi (PMSM), ktorý má magnety uložené na povrchu rotora. Maximálny moment sa dosiahne [3] pre:

$$i_d = 0 \quad (3.1.7)$$

Rovnica poskytujúca žiadanú hodnotu  $i_q$  sa získa z rovníc (3.1.7), (3.1.6) a (3.1.5). Za predpokladu, že prúdová riadiaca slučka prinúti  $i_d$  a  $i_q$  sledovať žiadané prúdy  $i_{d_d}$  a  $i_{q_d}$ , so zanedbateľnými chybami, rovnica (3.1.7) a rovnica dávajúca  $i_q$  spolu vytvárajú RVD riadiaci algoritmus, keď  $i_d$  a  $i_q$  sú nahradené veličinami  $i_{d_d}$  a  $i_{q_d}$ :

$$\begin{aligned}i_{d_d} &= 0 \\ i_{q_d} &= \frac{1}{c_5 \tilde{\Psi}_{PM}} \left[ \hat{\Gamma}_L + \frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) \right].\end{aligned}\quad (3.1.8)$$

Toto je nadradený *master* riadiaci algoritmus RVD, ktorý bol odvodený pre pohony s PMSM. Tento *master* riadiaci algoritmus môže byť jednoducho zovšeobecnený, aby zahrňoval ostatné dynamické režimy tým, že v riadiacom algoritme (3.1.8) označíme výraz  $\frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r)$  ako *zrýchľujúci moment* (niekedy tiež nazývaný dynamický moment),  $\Gamma_L$  opísaný v ods. 1.2.2 a ukázaný na obr. 1.3.1. Potom  $\Gamma_L = \tilde{J} acc_d$ , kde  $acc_d$  je *žiadané uhlové zrýchlenie rotora* definované v ods. 1.3 pre rôzne dynamické režimy. Zovšeobecnená forma riadiaceho algoritmu (3.1.8) je preto:

$$\begin{aligned}i_{d_d} &= 0 \\ i_{q_d} &= \frac{1}{c_5 \tilde{\Psi}_{PM}} \left[ \hat{\Gamma}_L + \tilde{J} a_d \right].\end{aligned}\quad (3.1.9)$$

## 2c) Riadiaci algoritmus prúdu (Podradený *slave* algoritmus)

Podradený *slave* riadiaci algoritmus vnútornej slučky riadi statorové napätia tak, že zložky statorového prúdu  $i_d$  a  $i_q$ , sledujú žiadané hodnoty  $i_{d,d}$  a  $i_{q,d}$ . Výkonová elektronika a dvojhodnotový spínací algoritmus vnútornej slučky sú identické s tým, ktorý bol použitý pre pohon s AM a čitateľ je odkázaný na detaily na ods. 2.1.2c. Jediným rozdielom pri implementácii je, že transformácia 2/3 ukázaná na obr. 3.1.1 je časovo závislá a tiež sa tu vyžaduje časovo závislá transformácia  $\alpha, \beta$  do  $d, q$  meraní prúdov, pretože riadiaci systém sa formuloval v  $d, q$  súradnicovom systéme.

## 2d) Diskrétny dvojfázový oscilátor

Diskrétny dvojfázový oscilátor [6] podľa obr. 3.1.1 je nekonvenčným prístupom ku generovaniu prvkov matice  $S = \sin(p \hat{\omega}_r t)$  a  $C = \cos(p \hat{\omega}_r t)$  rotačnej transformácie potrebnej pre tri transformačné bloky ukázané na obr. 3.1.1, *bez potreby priamo vyhodnocovať trigonometrické funkcie*. Tieto sú vytvárané priamo ako transformované stavové veličiny  $C$  a  $S$  nasledujúceho diskrétného dynamického systému:

$$\begin{aligned}x_1(k+1) &= x_1(k) - (p\hat{\omega}_r h)x_2(k) \\x_2(k+1) &= x_2(k) + (p\hat{\omega}_r h)x_1(k+1) \\S(k+1) &= x_2(k+1) \\C(k+1) &= x_1(k+1) - \left(\frac{1}{2}p\hat{\omega}_r h\right)x_2(k+1)\end{aligned}\tag{3.1.10}$$

kde  $S = \sin(p \hat{\omega}_r t)$  a  $C = \cos(p \hat{\omega}_r t)$ .

Treba poznamenať, že táto schéma je tiež aplikovateľná pre konvenčné metódy vektorového riadenia.

### 3.1.3 Odhadovanie stavov a filtrovanie

#### 3a) Pozorovateľ v pseudokĺzavom režime a výpočtový blok uhlovej rýchlosti

Tento pozorovateľ rýchlosti používa merané statorové prúdy a známe napätia statora spolu s modelom PMSM na generovanie odhadu rýchlosti rotora a je založený na tých istých princípoch, ktoré boli uvedené v odseku 2.1.3b pre pohony s AM. Pre detailný rozbor čitateľ je odkázaný na tento odsek, ale základné odvedenie je tu urobené s ohľadom na odlišný model motora. Tu použitý pozorovateľ vektora statorového prúdu v pseudokĺzavom režime je založený na rovniciach (3.1.1) a (3.1.2) ako model v reálnom čase, ale účelovo využíva iba členy neobsahujúce rýchlosť rotora  $\omega_r$ . Takto:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tilde{L}_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix}, \quad (3.1.11)$$

kde  $v_d$  a  $v_q$  sú korekcie modelu,  $i_d^*$  a  $i_q^*$  sú odhady  $i_d$  a  $i_q$  ako v konvenčnom pozorovateli, ale užitočné výstupy pozorovateľa sú tu  $v_d$  a  $v_q$ . Klasický pozorovateľ v kĺzavom režime využíva nasledujúcu dvojhodnotovú prepínaciu funkciu korekčnej slučky:

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = V_{\max} \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}. \quad (3.1.12)$$

V kĺzavom režime budú  $v_d$  a  $v_q$  rýchle prepínané, aby udržali  $i_d^* \cong i_d$  a  $i_q^* \cong i_q$ . Za týchto okolností krátkodobé stredné hodnoty  $v_d(t)$  a  $v_q(t)$  označené ako *ekvivalentné hodnoty*  $v_{d\,eq}(t)$  a  $v_{q\,eq}(t)$  presne nahradia výrazy závislé od rýchlosti rotora v rovniciach (3.1.1) a (3.1.2), ktoré boli v modeli pozorovateľa v reálnom čase úmyselne zanedbané. Rovnica (3.1.12) však nemôže priamo generovať  $v_{d\,eq}$  a  $v_{q\,eq}(t)$ . Aby sa vyriešil tento problém, môže sa namiesto toho formulovať *pozorovateľ v pseudokĺzavom režime* [4] tým, že sa rovnica (3.1.12) nahradí (3.1.13) ], ako je ukázané na obr. 3.1.3 (a):

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = K_I \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}. \quad (3.1.13)$$

Tu sa zisk  $K_I$  volí tak vysoký, ako to dovoľujú hranice stability, pretože pre  $K_I \rightarrow \infty$  bude  $v_d \rightarrow v_{d\ eq}$  a  $v_q \rightarrow v_{q\ eq}$ . Pre veľké  $K_I$  chyby medzi skutočnými prúdmi motora a fiktívnymi prúdmi pozorovateľa sú potlačené takmer do nuly, dávajúc:

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-\tilde{R}_s}{\tilde{L}_d} & p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_q}{\tilde{L}_d} \\ -p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_d}{\tilde{L}_q} & \frac{-\tilde{R}_s}{\tilde{L}_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \frac{p\omega_r^*}{\tilde{L}_q} \begin{bmatrix} 0 \\ \tilde{\Psi}_{PM} \end{bmatrix}. \quad (3.1.14)$$

Na základe rovnice (3.1.14) sa môže vypočítať nefiltrovaný odhad uhlovej rýchlosti rotora  $\omega_r^*$ , ako to udáva (3.1.15):

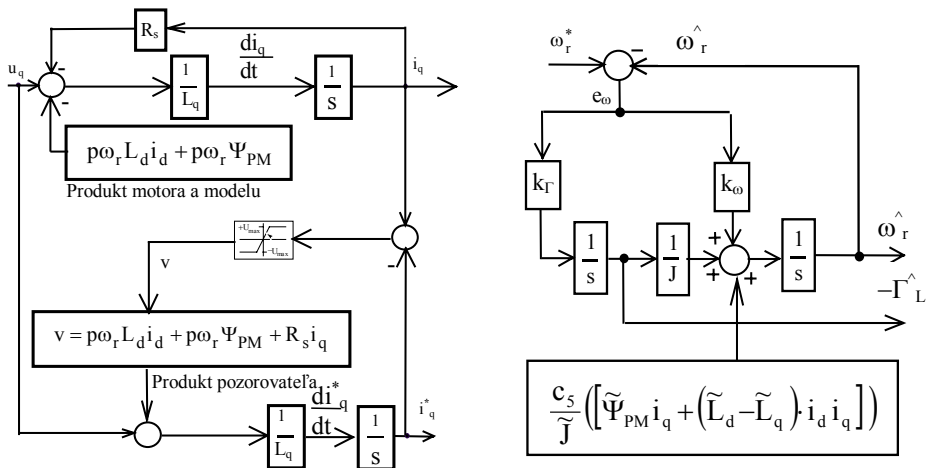
$$\omega_r^* = \frac{-\tilde{L}_q v_{eqq} - \tilde{R}_s i_q}{p(\tilde{L}_d i_d + \tilde{\Psi}_{PM})}. \quad (3.1.15)$$

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

Ak odhliadneme od typu motora, má tento pozorovateľ na obr. 3.1.3 (b) rovnaký tvar ako pozorovateľ uvedený v ods. 2.1.3. V prípade pohonu s PMSM je vypočítaný elektrický moment motora  $\Gamma_{el} = c_5[\Psi_d i_q - \Psi_q i_d]$  :

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{J} \left( \tilde{c}_5 [\tilde{\Psi}_{PM} i_q + (\tilde{L}_d - \tilde{L}_q) i_d i_q] - \hat{\Gamma}_L \right) + k_\omega e_\omega \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma e_\omega \end{aligned} \quad (3.1.16)$$





a) Pozorovateľ v pseudokľzavom režime

b) Filtrovaný pozorovateľ

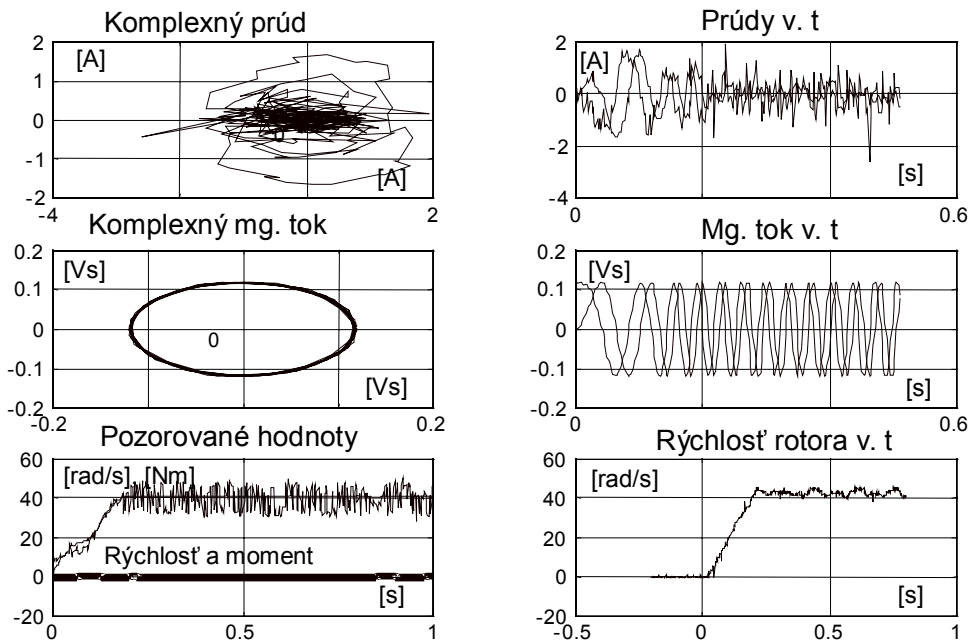
Obr. 3.1.3 Blokové schémy pseudokľzavého a filtrovaného pozorovateľa

### 3.1.4 Experimentálne výsledky

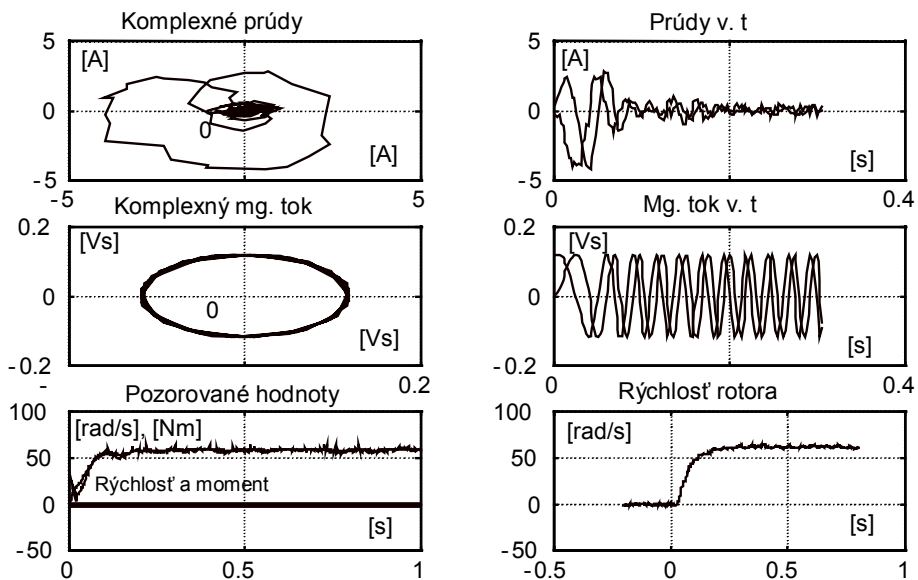
Parametre SM s permanentnými magnetmi a použitých pomocných zariadení pre experimenty sú uvedené v dodatku. Riadiaci algoritmus sa implementoval do PC166 Pentium, statorové prúdy sa merali LEM transformátormi vyhodnocovali PC Lab kartou PCL818 zabudovanou do PC. IGBT tranzistorový modul 6MBI10L-060 sa použil ako trojfázový striedač s napätím jednosmerného medziobvodu  $U_{dc} = 90$  V. Údaje experimentálnych veličín sa zbierali počas 0,85 s a synchronný motor bol v stave naprázdno.

Experimentálne výsledky RVD riadeného pohonu so PMSM v režime s konštantným zrýchlením ukazuje obr. 3.1.3. Dosiachnutý rozsah rýchlostí rotora je  $\omega_d = 20-80$  rad/s s predpísanými dobami zrýchlenia  $T_{acc} = 0,05-0,2$  s.

Predbežné experimentálne výsledky pre pohon s PMSM naprázdno v režime lineárnej dynamiky prvého rádu sú na obr. 3.1.5. Dosiachnutý rozsah regulácie uhlovej rýchlosti rotora je  $\omega_d = 20-80$  rad/s a predpísaná časová konštanta  $T_\omega = 0,15$  s.

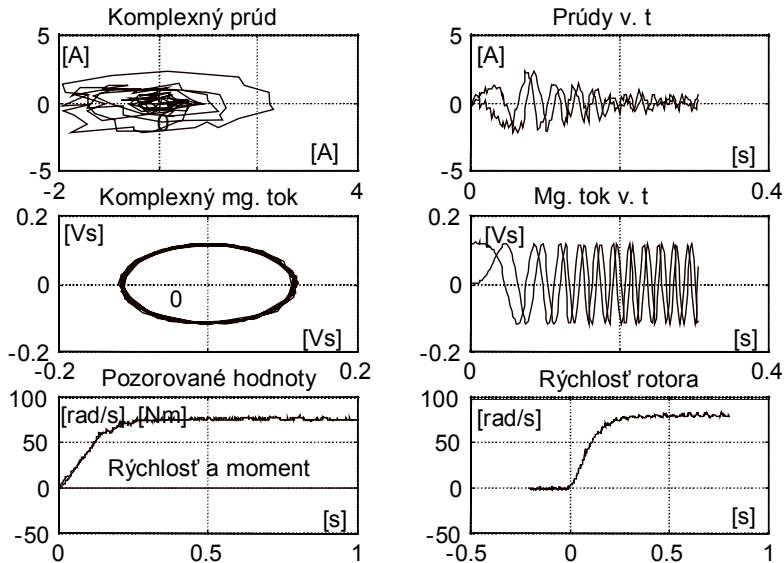


Obr. 3.1.4 Experimentálne výsledky pre synchronný motor v režime konštantného zrýchlenia

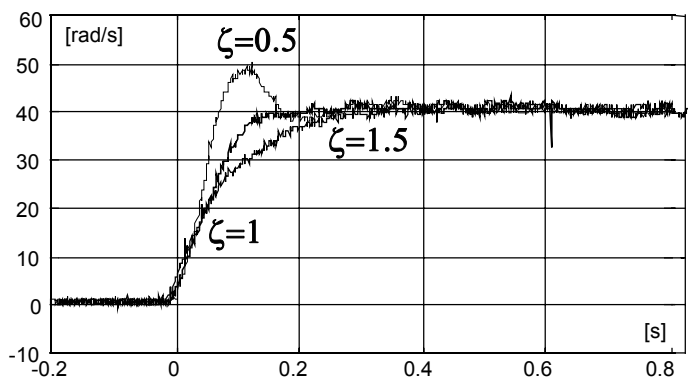


Obr. 3.1.5 Experimentálne výsledky pre synchronný motor s dynamikou prvého rádu

Predbežné experimentálne výsledky pre pohon s PMSM v režime lineárnej dynamiky druhého rádu sú na obr. 3.1.6. Dosaiahnutý regulačný rozsah uhlovej rýchlosti rotora je  $\omega_d = 20-80$  rad/s a predpísaná doba ustálenia  $T_s = 0,2$  s.



Obr. 3.1.6 Experimentálne výsledky pre synchronný motor s dynamikou druhého rádu



Obr. 3.1.7 Experimentálne výsledky s dynamikou druhého rádu,  $\omega_d = 40$  rad/s,  $T_\omega = 0,1$  s a tri rozličné koeficienty tlmenia  $\zeta = 0,5$ ,  $\zeta = 1$  a  $\zeta = 1,5$

Konečne obr. 3.1.7 uvádza experimentálne výsledky pre pohon s PMSM v režime s dynamikou druhého rádu pre  $\xi = 0,5$  (podtlmený),  $\xi = 1$  (kriticky tlmený) a  $\xi = 1,5$  (pretlmený).

### 3.1.5 Závbery a odporúčania

Predbežné vyšetrenia navrhnutej novej metódy riadenia založenej na RVD pre elektrické pohony so synchronnými motormi s permanentnými magnetmi vykazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami, čo je zrejme z obr. 3.1.4, 3.1.5 a 3.1.6. Treba poznamenať, že motor nebol zaťažovaný externým záťažovým momentom. Významná, ale nie príliš veľká odchýlka od ideálnych vlastností je spôsobená hlavne nenulovým iteračným intervalom  $h$ , časovým oneskorením v odhade momentu záťaže, ako aj v dôsledku chýb v odhadoch parametrov motora a záťaže.

Riadiaci systém tak, ako je v súčasnosti vyvinutý, bude vhodný pre aplikácie vyžadujúce bezsnímačové riadenie rýchlosti so strednou presnosťou ( $\approx 5\%$ ). Ďalší výskum je potrebný na vyšetrenie automatického nastavenia hriadel'a pre štartovacie podmienky.

### 3.1.6 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<sup>nd</sup> edition, Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [3] BOLDEA, I., NASSAR, A. S.: *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, Londýn 1986.
- [4] DODDS, S. J., UTKIN, V. A. and VITTEK, J.: *Self Oscillating Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*. Zborník 2. sympózia *EPE Chapter Symposium*, Vol. 2, Nancy, Francúzsko, jún 1996, s. 23 – 28.

- [5] UTKIN, V. I. *Sliding Modes in Control and Optimisation*. Springer-Verlag, Berlin 1992.
- [6] DODDS, S. J., and VITTEK, J.: *An Algorithm for Magnetic Flux Computation with Automatic Drift Correction*. Vedecké práce a štúdie Žilinskej univerzity, Žilinská univerzita, Séria Elektro, 1998, Vol. 22., s. 5 – 14.
- [7] DODDS, S. J., UTKIN, V. A., VITTEK, J.: *Synchronous Motor Drive with Prescribed Closed-Loop Dynamics Employing a Two-Phase Oscillator*. Zborník konferencie EDPE'96, Vol. 1, Vysoké Tatry, Slovensko, okt. 1996, s. 209 - 216

## Príloha

Parametre trojfázového synchronného motora s permanentnými magnetmi EVAX EVPÚ Nová Dubnica sú nasledovné:

<i>Parametre PMSM</i>		<i>Parametre ekvivalentného obvodu</i>	
Menovitý výkon	$P_n = 720 \text{ W}$	Moment zotrvačnosti	$J = 3.5e-4 \text{ kgm}^2$
Menovitá rýchlosť	$n_n = 3000 \text{ ot/min}$	Pozdĺžna indukčnosť	$L_d = 6,06 \text{ mH}$
Menovitý prúd	$I_n = 3 \text{ A}$	Priečna indukčnosť	$L_q = 5,73 \text{ mH}$
Počet pólov	$2p = 8$	Permanentný mg. tok	$\Psi_{PM} = 0,119 \text{ Vs}$
Svorkové napätie	$U_s = 90 \text{ V}$	Odpor statora	$R_s = 2,2 \text{ } \Omega$

## PodĎakovanie

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