

## 4. BEZSNÍMAČOVÉ RIADENIE POHONOV SO SYNCHRÓNNYM RELUKTANČNÝM MOTOROM S VNÚTENOU DYNAMIKOU

### 4.1. VEKTOROVO RIADENÉ POHONY SO SYNCHRÓNNYM RELUKTANČNÝM MOTOROM S PREDPÍSANOU DYNAMIKOU RÝCHLOSTI V UZAVRETEJ SLUČKE

**Abstrakt:** Uvádza sa tu nový riadiaci systém rýchlosti pre elektrické pohony s reluktančnými synchronnými motormi (RSM). Základný riadiaci systém je podobný tomu, ktorý bol uvedený v ods. 2 pre PMSM, ale pre úplnosť opisu sú ponechané niektoré opakovania. Namiesto PI regulátorov, ktoré sa nachádzajú v konvenčných pohonoch, je obvyklá metóda vektorového riadenia doplnená o riadenie s vnútenou dynamikou. Táto počiatočná štúdia je ohraničená len na režim riadenia rýchlosti s lineárnou dynamikou prvého rádu, pri ktorej je ozva uzavretého obvodu prvého rádu s pólmi umiestnenými podľa výberu užívateľa. Na zlepšenie robustnosti v uzavretej slučke je pridaná vonkajšia riadiaca slučka založená na adaptívnom riadení s referenčným modelom (MRAC). Prezentované simulačné výsledky vykazujú dobrú zhodu s teóriou a predvídajú podstatné zlepšenie robustnosti s pomocou MRAC.

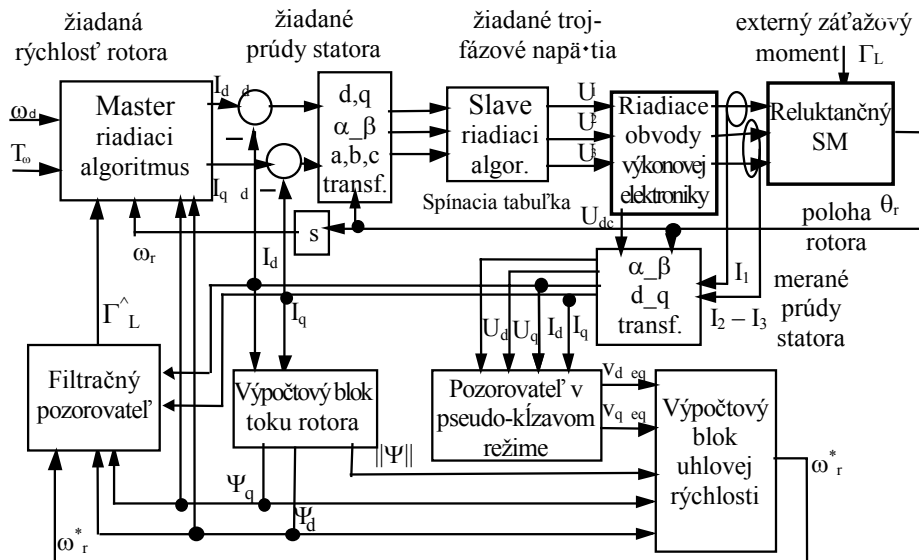
#### 4.1.1 Úvod

Na rozdiel od obvyklých prístupov k riadeniu elektrických pohonov uvádza sa tu nová stratégia riadenia pre reluktančné synchronné motory (RSM) založená na riadení s vnútenou dynamikou (RVD). Na kombináciu RSM a záťaže sa nazerá ako na viacparametrový systém, kde *riadiace*, *merané* a *riadené* veličiny sú napätia *statora*, *prúdy statora* a *rýchlosť rotora*. Podobne ako pri systémoch opísaných v predchádzajúcich kapitolách je prúdová riadiaca slučka uzavretá cez spínače výkonovej elektroniky tak, že žiadané hodnoty prúdov statora sa stávajú riadiacimi veličinami pre rýchlostnú slučku riadenia založenej na RVD. *Toto už zahŕňa vektorové riadenia RSM [1] a automaticky generuje také žiadané hodnoty prúdov*

statora, že rýchlosť rotora má ozvu na žiadanú rýchlosť s predpísanou dynamikou vybraného režimu (kap. 1), ktorým je v tomto prípade režim lineárnej dynamiky prvého rádu. Nový riadiaci systém pohonu s RSM zahŕňa princípy blokového riadenia [2], princípy separácie pohybu [3] a riadenia v kľzavom režime [4].

Nový riadiaci systém RSM obsahuje dve časti: a) riadiaci algoritmus pozostávajúci z nadradeného *master* a podradeného *slave* riadiacich algoritmov upravených do hierarchickej štruktúry [2] a b) odhadovanie stavov a filtračný systém, ktorý obsahuje súbor dvoch pozorovateľov, z ktorých je jeden použitý pre rekonštrukciu rýchlosti rotora a druhý pre odhad externého záťažového momentu [5]. Obr. 4.1.1 ukazuje štruktúru riadiaceho systému a jeho činnosť, pričom jednotlivé bloky sú úplne vysvetlené v nasledujúcich častiach. Tak ako aj v predtým opísaných pohonoch s AM a PMSM, môže sa tento pohon použiť ako aktuátor v rozsiahlejších schémach riadenia, na ktoré možno aplikovať metódy návrhu riadenia pre lineárne systémy.

Ten istý prístup sa vyšetroval aj pre pohony so synchronným motorom s permanentnými magnetmi [5], [6] a predbežné experimentálne výsledky boli prezentované v [7]. Nadradený *master* riadiaci algoritmus pracuje v režime lineárnej dynamiky prvého rádu, pri ktorom sa rýchlosť rotora riadi s *lineár-nou spätnoväzobnou dynamikou prvého rádu, ktorej časovú konštantu si môže zvoliť návrhár riadiaceho systému*. Pri tomto začiatočnom vyšetrení sa predpokladá, že motor poháňa zotrvačnú záťaž tuhého telesa s momentom zotrvačnosti  $J$ , nulovým trením a je vystavený konštantnému externému záťažovému momentu  $\Gamma_L$ .



Obr. 4.1.1 Bloková schéma celého riadiaceho systému

## 4.1.2 Návrh riadiaceho systému

### 2a) Model motora a záťaže

Nasledujúci súbor nelineárnych diferenciálnych rovníc formulovaných v rotujúcom d, q súradnicovom systéme viazanom na rotor opisuje RSM a tvorí základ pre odvodenie systému riadenia:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \Psi_s + j\omega_r \Psi_s \quad (4.1.1)$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p}{2} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - \Gamma_L = c_5 (L_d - L_q) i_d i_q - \Gamma_L \quad (4.1.2)$$

kde  $\mathbf{i}_s = i_d + j i_q$ ,  $\mathbf{u}_s = u_d + j u_q$  a  $\Psi_s = \Psi_d + j \Psi_q$  sú prúdy statora, napätia statora a magnetické toky,  $\omega_r$  je rýchlosť rotora,  $p$  je počet párov pólov vinutia statora,  $\Gamma_L$  je externý záťažný moment,  $R_s$  odpor fázy,  $L_d$  a  $L_q$  sú pozdĺžna a priečna indukčnosť fázy a  $c_5 = 3p/2$ . Parametre ALA (*axiálne laminovaný anizotropický materiál*) RSM predpokladané v tejto štúdii sú uvedené v prílohe. Posledný výraz v (4.1.2) sa získa z poznatku, že zložky magnetického toku sú dané ako  $\Psi_d = L_d(i_d) \cdot i_d$  a  $\Psi_q = L_q \cdot i_q$ .

## 2b) Nadradený *master* riadiaci algoritmus

Základnou filozofiou pre návrh riadiaceho algoritmu vnútenej dynamiky je formulovanie *linearizačných funkcií*, v tomto prípade splňajúcich vektorové riadenie, ktoré *núti* nelineárny systém (t. j. RSM a záťaž) vyhovieť špecifikovanej lineárnej spätonoväzobnej diferenciálnej rovnici, ktorou je v tomto prípade rovnica prvého rádu pre rýchlosť rotora, dávajúca dynamickú ozvu na žiadanú rýchlosť  $\omega_d(t)$  s predpísanou časovou konštantou  $T_\omega$ . Takto je rýchlosť rotora prinútená vyhovieť rovnici:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (4.1.3)$$

Linearizačná funkcia pre rýchlosť rotora je vybraná tak, aby prinútila nelineárnu diferenciálnu rovnicu (4.1.2) mať tú istú ozvu ako lineárna rovnica (4.1.3). Linearizačná funkcia sa dostane jednoducho porovnaním pravých strán rovníc (4.1.2) a (4.1.3) nasledovne:

$$\frac{1}{J} \left[ c_5 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - \Gamma_L \right] = \frac{1}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r). \quad (4.1.4)$$

V odvodzovanom riadiacom algoritme sa odhady zložiek magnetického toku  $\Psi_d$  a  $\Psi_q$  vyhodnocujú zo známych prúdov statora  $i_d$  a  $i_q$  výpočtovým blokom magnetického toku, ktorý rešpektuje zmeny indukčnosti v  $L_d$  ako funkcie prúdu  $i_d$  v pozdĺžnej osi (*pozri prílohu*), zatiaľčo priečna indukčnosť  $L_q$  sa pokladá za konštantnú:

$$\Psi_d = L_d(i_d) \cdot i_d \quad \text{a} \quad \Psi_q = L_q i_q. \quad (4.1.5)$$

Matematicky možno vybrať nekonečne mnoho kombinácií  $i_d$  a  $i_q$  tak, aby splnili (4.1.4). To umožňuje, aby sa prvá časť riadiaceho algoritmu formulovala na základe vektorového riadenia [1]. Uvedené sú dve možnosti vektorového riadenia. Prvá zaisťuje maximálny moment na jednotku statorového prúdu. To vyžaduje maximálnu realizovateľnú konštantnú hodnotu  $i_{dK}$  zložky prúdu statora  $i_d$  až po menovitú rýchlosť a nedovoľuje jej zníženie pod predpísanú hodnotu pri chode SRM naprázdno. Nad menovitou rýchlosťou sa  $i_d$  znižuje, aby sa zaistila správna činnosť riadiaceho systému tým, že sa amplitúda indukovaného napätia udržuje pod hodnotou napätia jednosmerného medziobvodu. Takto:

$$i_d = i_{dK}^* = \begin{cases} i_{dK} & \text{for } \omega_r < \omega_{\text{base}} \\ i_{dK} \frac{\omega_{\text{base}}}{|\omega_r|} & \text{for } \omega_r \geq \omega_{\text{base}} \end{cases} \quad (4.1.6a)$$

Na zaistenie maximálnej účinnosti (*faktora výkonu*) možno alternatívne určiť zložku prúdu  $i_d$  z (4.1.6b) ako:

$$i_d = \sqrt{\frac{\frac{J}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L}{c_5 (L_d - L_q) \tan \delta}}, \quad (4.1.6b)$$

kde  $\delta$  je uhol vektora prúdu v  $d, q$  sústave. Rovnica (4.1.6b) je založená na obvyklej podmienke pre maximálny účinník RSM [1], pri ktorej sa predpokladá, že sa motor točí konštantnou rýchlosťou v jednom smere a tak výraz  $\frac{J}{T_\omega} (\omega_d - \omega_r) + \Gamma_L$  nemôže byť záporný. Skutočnosť, že tomu tak môže byť, je vzatá do úvahy pri nasledujúcom formulovaní nadradeného *master* riadiaceho algoritmu.

Nadradený riadiaci algoritmus generuje *žiadané* hodnoty  $i_d$  a  $i_q$ , ktoré budú označené ako  $i_{d\_d}$  a  $i_{q\_d}$  za predpokladu, že vnútorná prúdová riadiaca slučka (*slave* riadiaci algoritmus) zaistí, že  $i_d \cong i_{d\_d}$  a  $i_q \cong i_{q\_d}$ . Rovnice (4.1.6a) alebo rovnica (4.1.6b) sa použijú na vyhodnotenie  $i_{d\_d}$  a potom sa z rovnice (4.1.4) vypočíta  $i_{q\_d}$ , čím sa získa druhá časť *master* riadiaceho algoritmu. Využitím odhad toku z rovnice (4.1.5) a odhad momentu záťaže  $\hat{\Gamma}_L$  z pozorovateľa podľa ods. 3.2, sa odvodí nadradené *master* riadiace algoritmy pre každú z dvoch uvedených možností vektorového riadenia:

a) pre maximálny moment na jednotku prúdu statora:

$$i_{d\_d} = i_{dK}^* \\ i_{q\_d} = \frac{\frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L}{c_5 (\tilde{L}_d - \tilde{L}_q)} i_{dK}^* \quad (4.1.7a)$$

b) pre maximálny účinník:

$$i_{d\_d} = \sqrt{\left| \frac{\tilde{J}}{T_\omega} (\omega_d - \hat{\omega}_r) + \hat{\Gamma}_L}{c_5 (\tilde{L}_d - \tilde{L}_q) \tan(\delta)} \right|} \quad (4.1.7b)$$

$$i_{q\_d} = i_{d\_d} \tan(\delta)$$

Odhady všetkých p konštantných parametrov použitých pri ľubovoľnom riadiacom algoritme založenom na modeli nemôžu byť známe s nekonečnou presnosťou a sú preto označené ako  $\tilde{p}$ , podobne ako v riadiacich algoritmoch odvodených v predchádzajúcich kapitolách.

## 2c) Podradený *slave* riadiaci algoritmus

Podradený *slave* riadiaci algoritmus uzatvára riadiacu slučku statorového prúdu a je rovnaký ako vo všetkých riadiacich systémoch pohonov prezentovaných v predchádzajúcich kapitolách. Podsystem, ktorý má byť riadený, je definovaný rovnicou (4.1.1), pričom riadiacimi veličinami sú teraz  $u_d$  a  $u_q$  a výstupnými veličinami sú  $i_d$  a  $i_q$ , ktoré majú odpovedať žiadaným prúdom  $i_{d\_d}$  a  $i_{q\_d}$ . Podradeným *slave* riadiacim algoritmom je nasledujúci *dvojhodnotový riadiaci algoritmus*:

$$u_j = U_s \operatorname{sgn}(i_{j\_d} - i_j) \quad j = a, b, c, \quad (4.1.8)$$

kde transformácie medzi d, q zložkami statorových prúdov a napätí a zodpovedajúcimi trojfázovými statorovými napätiami a prúdmi sú všeobecne dané ako:

$$\begin{bmatrix} z_d \\ z_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & S \\ -S & C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}. \quad (4.1.9)$$

Špeciálny štartovací algoritmus s konštantnými požiadavkami prúdov  $i_d$  a  $i_q$  sa uplatňuje, pokiaľ sa nevyvinie norma magnetického toku  $\|\Psi\|$  a riadenie preberie *master* riadiaci algoritmus z predchádzajúcej časti iba vtedy, keď  $\|\Psi\|$  prekročí nastavený minimálny prah. Podobne ako pri uvedených predchádzajúcich systémoch riadenia pohonu je norma magnetického toku definovaná ako:

$$\|\Psi\| = \Psi_d^2 + \Psi_q^2. \quad (4.1.10)$$

### 4.1.3 Odhad stavov a filtrovanie

Odhad záťažového momentu, ktorý je potrebný pre nadradený *master* riadiaci algoritmus sa získa podobným spôsobom ako v [4] a [5] pre pohony so synchronným motorom. Po prvé sa *formuluje pozorovateľ vektora statorového prúdu v pseudokľzavom režime*, aby generoval nefiltrovaný odhad rýchlosti rotora. Po druhé sa získa odhad meraniu nedostupného záťažového momentu požadovaného *master* riadiacim algoritmom zo štandardného pozorovateľa, ktorý má štruktúru podobnú Kalmanovmu filtru. Treba tu poznamenať, že tento pozorovateľ záťažového momentu a filtrovanej rýchlosti je svojou formou identický pre všetky riadiace systémy pohonov, ale elektrický moment vstupujúci do modelu v reálnom čase sa počíta pomocou odlišnej rovnice podľa typu motora.

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

Model systému v reálnom čase založený na rovnici prúdu statora (4.1.1) je napájaný meraným napätím statora a prúdmi statora, ale s *účelovým využitím iba tých členov, ktoré neobsahujú rýchlosť rotora*  $\omega_r$ . Takto:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tilde{L}_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tilde{L}_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} \quad (4.1.11)$$

kde  $v_{eqd}$  a  $v_{eqq}$  sú korekcie modelu a  $i_d^*$  a  $i_q^*$  sú odhady  $i_d$  a  $i_q$  ako v konvenčnom pozorovateli. Užitočnými výstupmi pozorovateľa v klasickom kľzavom režime sú spojené *ekvivalentné hodnoty* rýchle prepínajúcich veličín:

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = V_{\max} \operatorname{sgn} \begin{bmatrix} i_d - i_d^* \\ i_q - i_q^* \end{bmatrix}. \quad (4.1.12)$$

Radšej ako toto počítať s využitím nízkopásmového filtra, môže sa náhradou (4.1.12) rovnicou (4.1.13) sformulovať pozorovateľ v *pseudokľzavom režime*, ktorý poskytne blízke aproximácie  $v_{eqd}$  a  $v_{eqq}$  :

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = K_{sm} \begin{bmatrix} \dot{i}_d - i_d^* \\ \dot{i}_q - i_q^* \end{bmatrix}, \quad (4.1.13)$$

kde zisk  $K_{sm}$  sa volí tak vysoký, ako to pripúšťa hranica stability daná vzorkovacím časom digitálneho procesora. Pre veľké  $K_{sm}$  budú chyby medzi skutočnými prúdmi motora a fiktívnymi prúdmi pozorovateľa potlačené takmer na nulu, čo rezultuje do (4.1.14):

$$\begin{bmatrix} v_{eqd} \\ v_{eqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_q}{\tilde{L}_d} \\ -p\omega_r^* \frac{\tilde{L}_d}{\tilde{L}_q} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix}. \quad (4.1.14)$$

Pravá strana obsahuje členy zahrňujúce  $\omega_r$ , ktoré boli v modeli v reálnom čase zanedbané. Z rovnice (4.1.14) sa môže *extrahovať* nefiltrovaný odhad rýchlosti rotora  $\omega_r^*$ . Zistilo sa, že zložka  $v_{eqq}$  z (4.1.14) má nižšiu hladinu šumu ako  $v_{eqd}$  a preto je použitá na generovanie  $\omega_r^*$ .

$$\omega_r^* = \frac{-\tilde{L}_q v_{eqq}}{p\tilde{L}_d \dot{i}_d}. \quad (4.1.15)$$

### 3b) Pozorovateľ zát'azového momentu

Jednoduché priame prostriedky na meranie externého zát'azového momentu  $\Gamma_L$  nie sú dostupné. Tento sa odhaduje pozorovateľom, ktorý má základnú formu identickú s riadiacimi systémami pohonov uvedenými v predchádzajúcich kapitolách. V záujme úplnosti tejto kapitoly a skutočnosti, že rovnica pre elektrický moment sa odlišuje od jedného typu motora k druhému, sú tu opäť uvedené jej detaily.

Problém odhadu zát'azového momentu sa ľahko rieši, ak sa  $\Gamma_L$  považuje za stavovú veličinu a jej odhad sa zahrnie do modelu pozorovateľa v reálnom čase.



Ak je šum v meraní statorového prúdu značný, potom sa vlastnosti systému zlepšia použitím odhadu uhlovej  $\hat{\omega}_r$  z pozorovateľa, čo je *filtrovanou* verziou  $\omega_r^*$ . Uvádzaný pozorovateľ podobným spôsobom ako Kalmanov filter vytvára filtrovaný odhad uhlovej rýchlosti bez zavedenia dynamického oneskorenia, ktoré by zhoršilo vlastnosti riadeného systému. Pozorovateľ tiež vytvára filtrovaný odhad rýchlosti rotora a tento je použitý v riadiacom algoritme ako aj pri odhade záťažového momentu.

Model pozorovateľa v reálnom čase je založený na momentovej rovnici motora (4.1.2). Korekčná slučka pozorovateľa sa aktivuje chybou medzi odhadom rýchlosti rotora  $\omega_r^*$ , z výpočtového bloku uhlovej rýchlosti z predchádzajúceho odseku a odhadom  $\hat{\omega}_r$  z modelu v reálnom čase:

$$\begin{aligned} e_\omega &= \omega_r^* - \hat{\omega}_r \\ \dot{\hat{\omega}}_r &= \frac{1}{\tilde{J}} [\mathbf{c}_5 (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) - \hat{\Gamma}_L] + k_\omega e_\omega \\ \dot{\hat{\Gamma}}_L &= k_\Gamma e_\omega \end{aligned} \quad (4.1.16)$$

Keďže  $\hat{\omega}_r$  je filtrovanou verziou  $\omega_r^*$ , priamo sa použije v nadradenom *master* riadiacom algoritme. Toto je konvenčný lineárny pozorovateľ druhého rádu s charakteristickým polynómom korekčnej slučky, ktorý sa môže pomocou ziskov  $k_\omega$  a  $k_\Gamma$  zvoliť tak, aby poskytoval požadovanú rovnováhu filtrovania medzi šumom z meraní prúdov  $i_d$  a  $i_q$  a šumom z merania rýchlosti  $\omega_r^*$ .

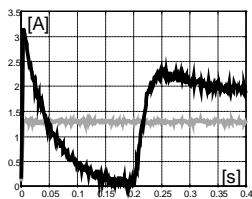
#### 4.1.4 Vonkajšia slučka na báze adaptívneho riadenia referenčným modelom

Na zlepšenie robustnosti riadiaceho systému pohonu opísaného v predchádzajúcich častiach môže sa vytvoriť vonkajšia riadiaca slučka založená na adaptívnom riadení s referenčným modelom (MRAC). Je identická s prv uvedenou pre pohon s PMSM a tak sa čitateľ odkazuje na ods. 3.2.3.

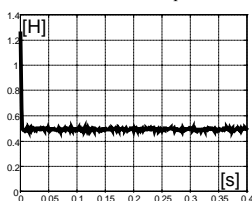
## 4.1.5 Simulačné výsledky

Všetky simulačné výsledky sú uvedené v obr. 4.1.2, obr. 4.1.3, obr. 4.1.4 a obr. 4.1.5. Boli získané s krokom výpočtu  $\Delta t=5e-5$  s, čo zodpovedá vzorkovacej frekvencii 20 kHz pre digitálnu implementáciu.

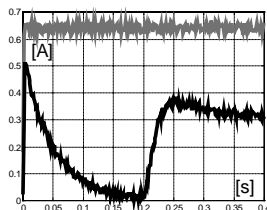
Všetky simulácie boli robené s nulovými začiatočnými hodnotami stavových premenných a pre skokovú požiadavku rýchlosti rotora  $\omega_d = 100$  rad/s. Skok externého záťažového momentu  $\Gamma_L = 2,5$  Nm rovný nominálnemu momentu motora sa aplikuje pri  $t = 0,2$  s a bol nulový v časovom intervale  $0 \leq t < 0,2$  s. Ozva nového systému s vnútenou dynamikou pracujúceho v režime lineárnej dynamiky prvého rádu je simulovaná ako prvá na ukážku práce *master* riadiaceho algoritmu s dvoma alternatívnymi možnosťami vektorového riadenia definovanými rovnicami (4.1.7a) a (4.1.7b). Výsledky pre maximálny moment na jednotku prúdu statora ( $i_d = \text{konšt.}$ ) ukazuje obr. 4.1.2 a obr. 4.1.4 pre  $i_d$  riadené tak, aby poskytovalo maximálny účinník. Tieto sú potom ďalej porovnané so zodpovedajúcimi ozvami toho istého riadiaceho systému doplneného vonkajšou slučkou spočívajúcou na MRAC a tieto sú ukázané na obr. 4.1.3 a obr. 4.1.5.



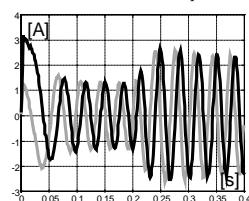
a)  $i_d = f(t)$ ,  $i_q = f(t)$



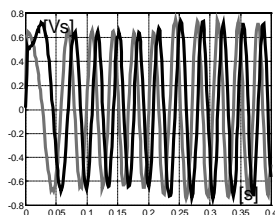
c)  $L_d = f(t)$



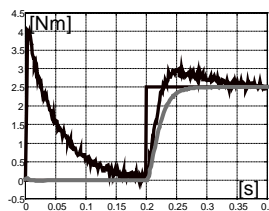
b)  $\Psi_d = f(t)$ ,  $\Psi_q = f(t)$



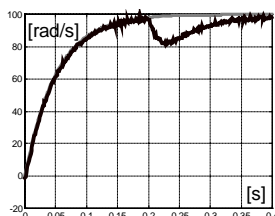
d)  $i_\alpha = f(t)$ ,  $i_\beta = f(t)$



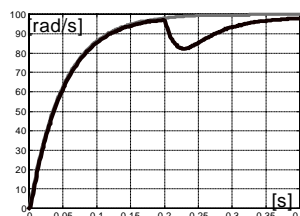
e)  $\Psi_\alpha = f(t), \Psi_\beta = f(t)$



f)  $\Gamma_{el} = f(t), \Gamma_L = f(t), \hat{\Gamma}_L = f(t)$



g)  $\omega_{id} = f(t), \hat{\omega}_r = f(t)$



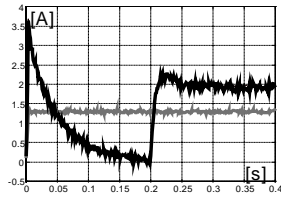
h)  $\omega_{id} = f(t), \omega_r = f(t)$

Obr. 4.1.2 Vektorové riadenie s  $i_d = \text{konšt.}$

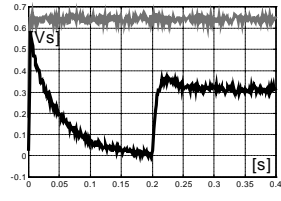
Na všetkých obrázkoch grafy (a) a (b) zobrazujú žiadané a skutočné hodnoty zložiek prúdu a reálne hodnoty zložiek magnetického toku v  $d, q$  sústave viazanej na rotor. Zmeny pozdĺžnej indukčnosti  $L_d$  v dôsledku zmien pozdĺžnej zložky prúdu  $i_d$  ukazuje graf (c). Grafy (d) a (e) ukazujú zložky prúdu statora a zložky magnetického toku z pohľadu sústavy  $\alpha, \beta$  viazanej na stator. Graf (f) ukazuje spočiatku exponenciálne sa znižujúci moment motora a aplikovaný záťažový moment  $\Gamma_L$  spoločne

s jeho odhadom  $\hat{\Gamma}_L$ . Možno pozorovať, že odhadované hodnoty záťažového momentu

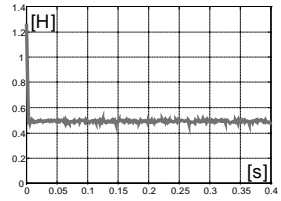
z pozorovateľa sledujú skokový nárast záťažového momentu pri  $t = 0,2$  s s malým dynamickým oneskorením zodpovedajúcim  $T_{s0} = 50$  ms. To má za následok nárast prechodového deja so znížením rýchlosti rotora práve po  $t = 0,2$  s. Odhad rýchlosti z filtračného pozorovateľa spolu s ideálnou ozvou rýchlosti sú ukázané v grafe (g). Odhliadnúc od prechodového deja v dôsledku malého oneskorenia v odhade záťažového momentu je evidentné z ozvy rýchlosti motora, ktorá je zobrazená ako graf (h) spoločne s ideálnou rýchlosťou, že sa dosiahla požadovaná dynamika prvého rádu s predpísanou časovou konštantou  $T_\omega = 0,05$  s.



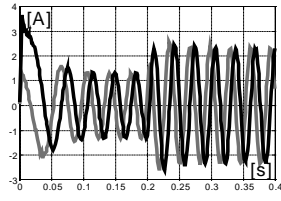
a)  $i_d = f(t), i_q = f(t)$



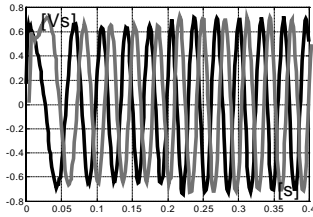
b)  $\Psi_d = f(t), \Psi_q = f(t)$



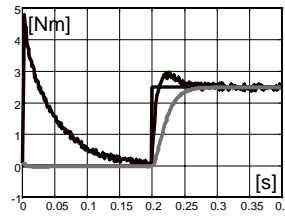
c)  $L_d = f(t)$



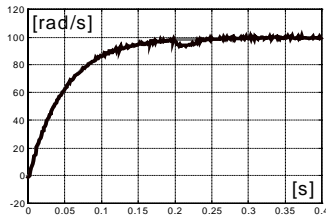
d)  $i_\alpha = f(t), i_\beta = f(t)$



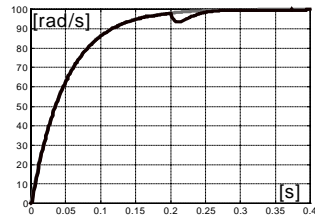
e)  $\Psi_\alpha = f(t), \Psi_\beta = f(t)$



f)  $\Gamma_{el} = f(t), \Gamma_L = f(t), \hat{\Gamma}_L = f(t)$

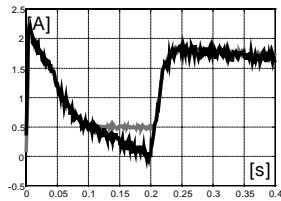


g)  $\omega_{id} = f(t), \hat{\omega}_r = f(t)$

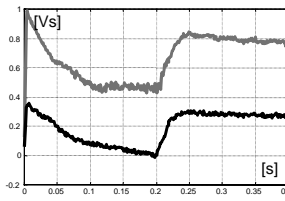


h)  $\omega_{id} = f(t), \omega_r = f(t)$

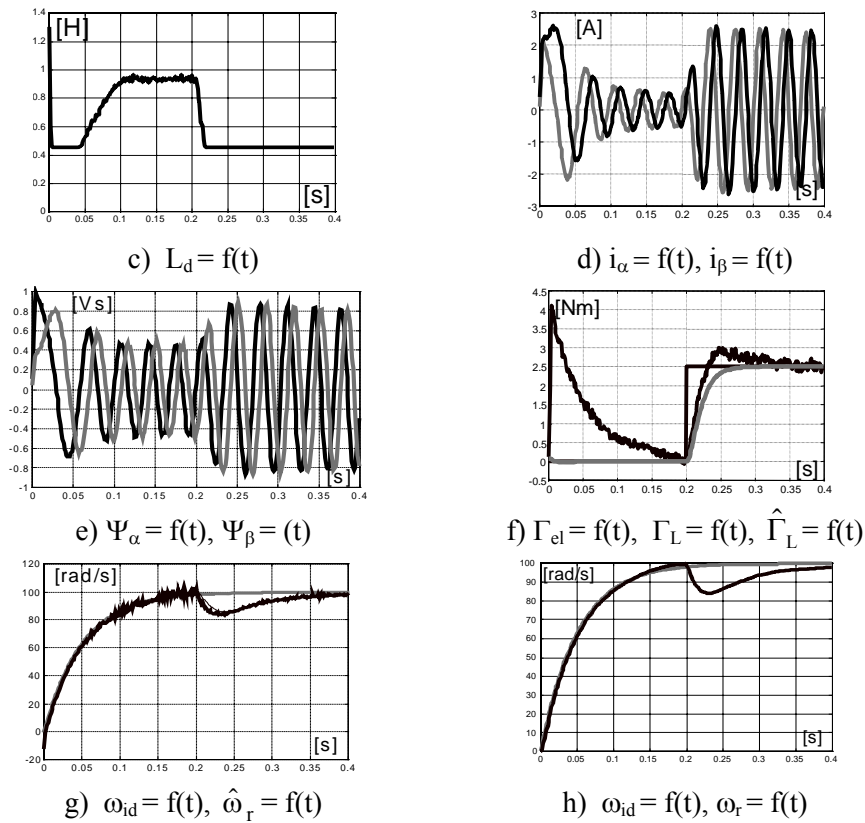
Obr. 4.1.3 Vektorové riadenie s  $i_d = \text{konšt.}$  a MRAC



a)  $i_d = f(t), i_q = f(t)$

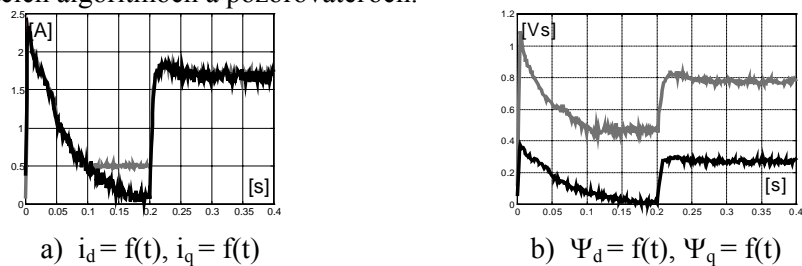


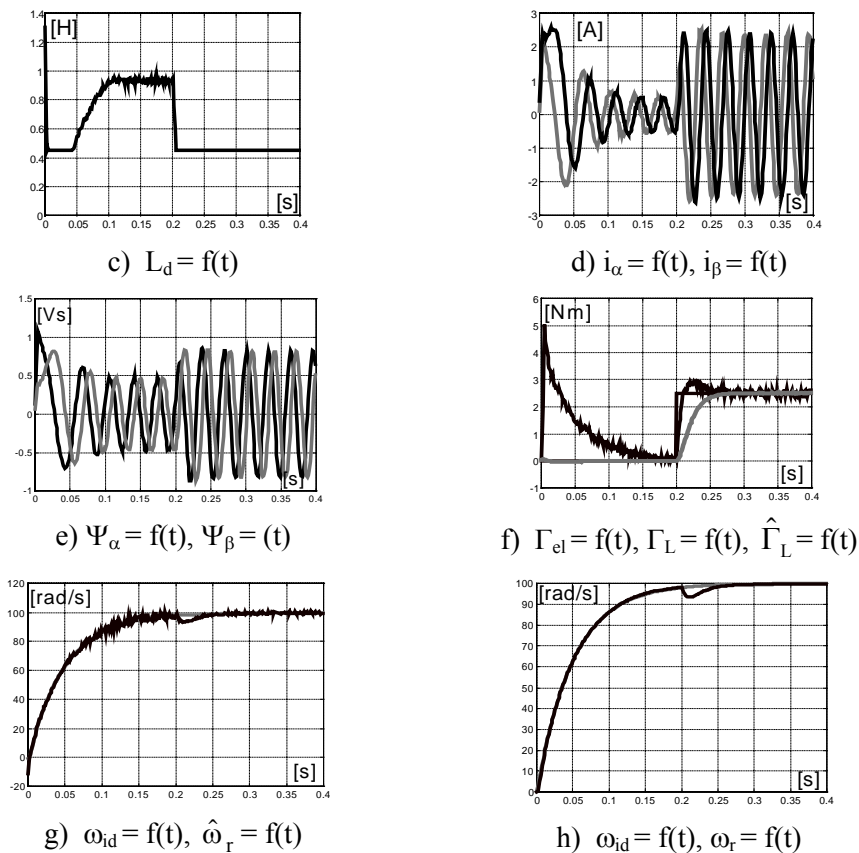
b)  $\Psi_d = f(t), \Psi_q = f(t)$



Obr. 4.1.4 Riadenie prúdového  $d, q$  uhla na maximálny účinník

Parametre riadiaceho algoritmu pre všetky simulácie boli nasledovné: časová konštanta uzavretej slučky master riadiaceho algoritmu:  $T_\omega = 0,05$  s; filtračná časová konštanta pozorovateľa:  $T_{s0} = 0,05$  s; zisk korekčnej slučky pozorovateľa v pseudokĺzavom režime:  $K_{sm} = 16000$ . Pri všetkých simuláciách sa predpokladalo, že parametre motora sa úplne zhodujú s parametrami predpokladanými v riadiacich algoritmoch a pozorovateľoch.





Obr. 4.1.5 Riadenie prúdového  $d, q$  uhla na maximálny účinník s MRAC

Pre obidva algoritmy je viditeľné podstatné zlepšenie vlastností pohonu, ak je pridaná MRAC vonkajšia slučka (obr. 4.1.3 a obr. 4.1.5). Zatiaľčo kompenzovanie zníženia uhlovej rýchlosti v dôsledku aplikácie menovitého záťažového momentu zaberá približne 0,2 s pre základné algoritmy, je toto kompenzované za 0,05 s pri MRAC vonkajšej riadiacej slučke. Taktiež absolútna hodnota zníženia je skoro štyrikrát nižšia pri pridaní MRAC v porovnaní so základným systémom, ktorý kombinuje riadenie s vnútenou dynamikou a štandardné vektorové riadenie.

## 4.1.6 Závěry a doporučení

Simulačné výsledky navrhutej novej metódy riadenia elektrických pohonov s RSM s vnútenou dynamikou vykazujú dobrú zhodu s teoretickými predpoveďami. Jediná podstatná odchýlka od ideálnych vlastností systému je prechodný vplyv externého záťažového momentu na žiadanú rýchlosť rotora. Hoci tento efekt nie je príliš závažný, bolo verifikované jeho podstatné zníženie pomocou vonkajšej slučky založenej na MRAC.

Niektoré predbežné vyšetrenia pre testovanie robustnosti na necitlivosť voči nepresnostiam parametrov motora vykazujú sľubné výsledky, ktoré tu nie sú publikované v dôsledku priestorových obmedzení, hlavne keď množstvo výsledkov je zdvojnásobené pridaním vonkajšej slučky na báze MRAC. V ďalších vyšetreniach robustnosti by sa však malo pokračovať, zvlášť s ohľadom na zmeny dynamických parametrov záťaže a s časovo premenlivým externým záťažným momentom.

Je veľmi žiaduce, aby sa navrhnutá stratégia riadenia vyšetřila experimentálne s novým ALA RSM opísaným v [8].

## 4.1.7 Literatúra

- [1] I., BOLDEA, A. S., NASAR: *Vector Control of AC Drives*. CRC Press, Boca Raton, 1992.
- [2] S. V., DRAKUNOV, D. B., IZOSIMOV, A. G., LUKYANOV, V. A., UTKIN, V. I., UTKIN: *The block control principle, I, II*. *Automation and Remote Control*, Vol. 45, č. 5, r. 1990, s. 601 – 609.
- [3] V. I., UTKIN: *Method of separation of motions in observation problems*. *Automation and Remote Control*, Vol. 44, č. 12, r. 1990, str. 300 – 308.
- [4] V. I. UTKIN: *Sliding Modes in Control and Optimisation*. Springer-Verlag, Berlín, 1992.
- [5] S. J., DODDS, V. A., UTKIN, J., VITTEK: *Self Oscillating, Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*. Zborník 2. *EPE Chapter Sympózia*, Nancy, Francúzsko, jún 1996, s. 23 – 28.

- [6] S. J., DODDS, J., VITTEK: *Synchronous Motor Drive with Prescribed Closed-loop Speed Dynamics Employing a Two-phase Oscillator*. Zborník konferencie EDPE'96, Vol. 1., Vysoké Tatry, Slovensko, okt. 1996, s.80 - 88.
- [7] S. J., DODDS, J., VITTEK, S., SEMAN: *Implementation of a Sensorless Synchronous Motor Drive Control System with Prescribed Closed-Loop Speed Dynamics*, Zborník sympózia SPEEDAM'98, Sorrento, Taliansko, jún 1998, s. P4-5 – P4-10.
- [8] M., LIČKO, V., HRABOVCOVÁ: *Design Aspects of Axially Laminated Anisotropic Reluctance Synchronous Motor*. Zborník konferencie Transcom'99, sekcia 3., Žilinská univerzita v Žiline, Slovensko, máj 1999, s. 39 - 45.

## Príloha

Parametre synchronného reluktančného motora sú:

Menovité napätie	380 V (pre Y)	Odpor statora	$R_s = 8.62 \Omega$
Menovitý prúd	2,01 A	Priečna indukčnosť	$L_q = 161,8 \text{ mH}$
Menovitý výkon	400 W	Počet pólpárov	$p = 2$
Js. napätie striedača	550 V	Moment zotrvačnosti	$J = 0,0021 \text{ kgm}^2$

Aproximácia pozdĺžnej indukčnosti  $L_d(i_d)$  v pracovnom rozsahu statorových prúdov pomocou polynómu:  $L_d = 0,2913 \cdot i_d^2 - 1,0755 \cdot i_d + 1,4$  [H; A], s podmienkou: ak  $L_d < 0,45$  potom  $L_d = 0,45$ .

## Pod'akovanie

Autori ďakujú **Európskej komisii v Bruseli** za financovanie programu **INCO COPERNICUS č. 960169 'Ucodrive'** a **Slovenskej grantovej agentúre VEGA** za financovanie výskumného programu č. **1/6111/99**, čo nám umožnilo prezentovať tieto výsledky.