

FAKULTA  
ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY**

# **ALGORITMY BEZSNÍMAČOVÉHO ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

**Doktorand: Ing. Libor Veselý**

**Školitel: Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.**



# OBSAH

1 ÚVOD.....	5
2 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY A CÍLE PRÁCE.....	5
3 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU .....	6
3.1 Clarkové transformace .....	7
3.2 Parkova Transformace .....	8
3.3 Synchronní motor s permanentními magnety ve vzduchové mezeře.....	9
3.4 Synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru.....	10
4 METODA ODHADU POMOCÍ STRUKTURY MRAS .....	12
4.1 Teorie .....	12
4.2 Ověření algoritmu MRAS na reálném servopohonu.....	14
5 ROZŠÍŘENÁ KALMANOVA FILTRACE .....	16
5.1 Teorie .....	16
5.2 Rozšířený Kalmanův filtr aplikovaný na synchronní motor s permanentními magnety ...	17
5.3 Ověření algoritmu EKF na reálném servopohonu .....	19
5.4 Rozšíření základního modelu o změny indukčností .....	20
5.5 simulační ověření algoritmu.....	22
6 ZÁVĚR.....	26
LITERATURA .....	28

## **Klíčová slova**

Bezsnímačové řízení, synchronní motor s permanentními magnety, MRAS, rozšířený Kalmanův filtr, korelace

## **Keywords**

Sensorless control, permanent magnet synchronous machine, MRAS, extended Kalman filter, correlation analysis

# 1 ÚVOD

Synchronní motory s permanentními magnety nacházejí stále větší uplatnění, a to v různých oblastech použití. Prakticky se už dnes nepoužívají servopohony se stejnosměrnými motory. Servopohony založené na synchronních motorech s permanentními magnety jsou v porovnání se stejnosměrnými motory bezúdržbové a dosahují větší spolehlivosti. Pokud je pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety použito vektorové řízení, potom lze na synchronní servopohon s permanentními magnety nahlížet jako na stejnosměrný motor s cizím buzením. Nevýhodou je, že vektorové řízení potřebuje aktuální znalost polohy rotoru.

Klasickým přístupem k získání aktuální polohy rotoru je využití snímače polohy. V mnoha aplikacích je takováto instalace velice obtížná či nákladná. Dále musí být řešena otázka mechanické odolnosti či odolnosti proti vniknutí prachu a kapaliny. Obecně vede použití snímače polohy rotoru k nárůstu ceny, objemu, váhy a složitosti řízeného systému a ke snížení celkové spolehlivosti. Proto je vývoj algoritmů bezsnímačového řízení velmi důležitý.

V názvu práce je uveden pojem bezsnímačové řízení. Tento pojem je poněkud zavádějící, neboť algoritmy pro řízení synchronních motorů s permanentními magnety potřebují ke své činnosti měřit statorová napětí a proudy. Na základě těchto měření se snaží odhadovat aktuální rychlost či polohu rotoru. Není tedy možné realizovat řízení bez jakékoliv zpětné vazby od systému. Odpadá pouze použití přesných snímačů polohy rotoru, jejichž aplikace je poměrně nákladná.

## 2 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY A CÍLE PRÁCE

Disertační práce je zaměřena na problematiku bezsnímačového řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Jak bude popsáno dále, standardně používanou metodou řízení pohonů s těmito motory je vektorové řízení[1]. I v případě pouhé rychlostní regulace je pro vektorové řízení nutná znalost aktuální polohy rotoru. Základní možností pro získání hodnot mechanických veličin potřebných pro řízení (poloha a úhlová rychlost rotoru) je použití snímačů v podobě inkrementálních snímačů nebo absolutních snímačů polohy (resolver), alternativně je rovněž používáno snímání polohy rotoru na základě měření magnetického pole pomocí Hallových sond.

Zatímco v případě přesných servopohonů jsou pohony běžně vybaveny snímačem mechanických veličin, objevují se v posledních letech aplikace, které kladou důraz na cenu pohonu. Jde například o aplikace synchronních motorů s permanentními magnety v bílé technice, kde je kladen stále větší důraz na energetickou úspornost, rozměry a funkční vlastnosti, které mohou být dosaženy právě využitím synchronních motorů. V těchto aplikacích je z ekonomického hlediska obvykle nepřijatelné použití snímačů polohy rotoru a pro realizaci vektorového řízení je nutno řešit úlohu odhadu polohy a rychlosti rotoru na základě pouhého měření statorového proudu.

Většina stávajících aplikací odhadu polohy rotoru synchronního motoru s permanentními magnety je založena na detekci a vyhodnocení zpětného indukovaného napětí[2]. Vzhledem k relativně nízké výpočetní náročnosti jsou v této oblasti populární rovněž algoritmy založené na struktuře Model Reference Adaptive System (MRAS). Ačkoliv byla tato struktura primárně vytvořena pro realizaci adaptivního řízení systémů s proměnnými vlastnostmi[3], řada autorů ji již rovněž využila pro odhad vybraných parametrů nebo veličin řízeného systému[4]. Výhodou je v tomto případě poměrně jednoduchý adaptační mechanismus, u kterého lze rovněž jednoznačně prokázat stabilitu odhadu pomocí Popovova kritéria hyperstability[5][6].

Algoritmy založené na vyhodnocování zpětného indukovaného napětí jakož i algoritmy používající MRAS obvykle pracují s modelem synchronního motoru, kdy je předpokládána neměnná statorová indukčnost v závislosti na natočení rotoru. V praktických aplikacích je známo, že tyto algoritmy selhávají v oblasti nízkých a nulových otáček. K tomuto závěru lze dospět i aplikací teorie pozorovatelnosti stavu nelineárních dynamických systémů[7], kdy lze ukázat, že stav synchronního motoru s neproměnnou indukčností je v oblasti nízkých otáček nepozorovatelný[8] a tedy estimátory na něm založené musí na nízkých otáčkách selhávat.

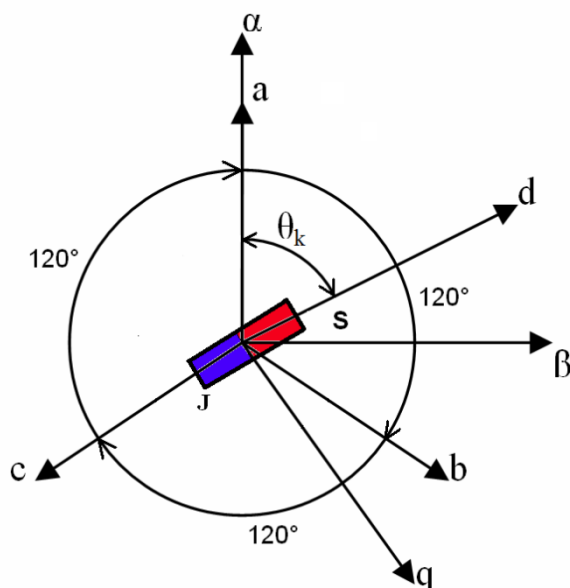
Obdobně problematickou úlohou je odhad počátečního natočení rotoru při nulové úhlové rychlosti motoru. Obvyklou technikou používanou v aplikacích bezsnímačového řízení je pro vedení zarovnění rotoru na předem definovanou pozici přivedením stejnosměrného napětí na statorové vinutí. I když některé aplikace mohou tolerovat počáteční neřízený pohyb rotoru (ventilátory, čerpadla), v jiných případech je takové chování pohonu nepřijatelné (trakční pohony).

Bezsnímačové řízení pohonu se synchronním motorem v oblasti vysokých otáček je v současné době přijatelně řešeno existujícími algoritmy. Problematika řízení v nízkých otáčkách a odhad počáteční polohy je však stále otevřenou úlohou. Jako perspektivní se jeví přechod na algoritmy stavové rekonstrukce založené např. na Kalmanově filtru[9][10]. Zejména vývoj těchto algoritmů je v centru zájmu disertační práce. Základní cíle disertační práce lze shrnout do následujících oblastí:

- Ověření vlastností estimátoru založeného na struktuře MRAS;
- Využití modelu s proměnnými indukčnostmi pro návrh algoritmu odhadu polohy a rychlosti rotoru synchronního motoru v oblasti nízkých otáček;
- Návrh algoritmu pro odhad počáteční polohy rotoru;
- Implementace navržených algoritmů, návrh experimentálního systému a praktické ověření algoritmů v laboratorních podmínkách.

### 3 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU

Při práci s vektorovým řízením, odvozením modelů motorů a dalších částech práce budou využity transformace souřadnic. **Obr. 3-1** popisuje souřadnicové systémy používané pro model PMSM.

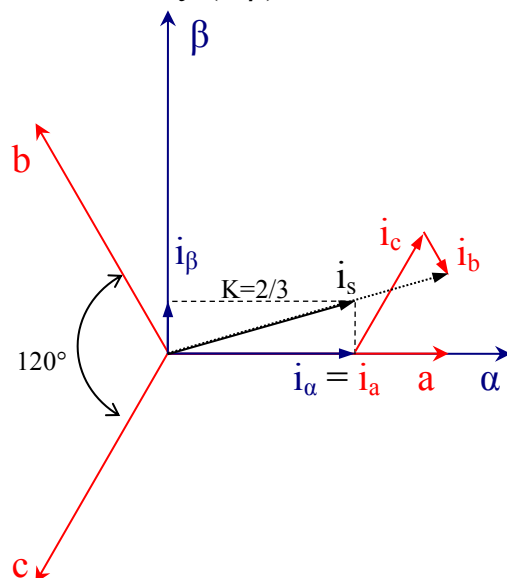


**Obr. 3-1 Zobrazení souřadnicových systémů**

Třífázový systém a  $\alpha$ - $\beta$  systém jsou spojeny se statorovým vinutím, zatímco d-q systém je spojen s rotorem motoru, kde d-osa a severní pól permanentního magnetu mají stejný směr a  $\theta_k$  je úhel natočení rotoru.

### 3.1 CLARKOVÉ TRANSFORMACE

Clarkové transformace umožňuje převod dvojdimenzionálního souřadnicového systému, který je popsán pomocí tří os (a,b,c) do souřadnicového systému, který využívá k popisu pouze dvě osy ( $\alpha$ , $\beta$ ).



**Obr. 3-2 Clarkové transformace**

Pokud trojosemu statorovému systému (a,b,c) odpovídá rozložení vinutí u trojfázového motoru se zapojením do hvězdy, je možné napsat podmínku, ze které je odvozena Clarkové transformace:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (3.1)$$

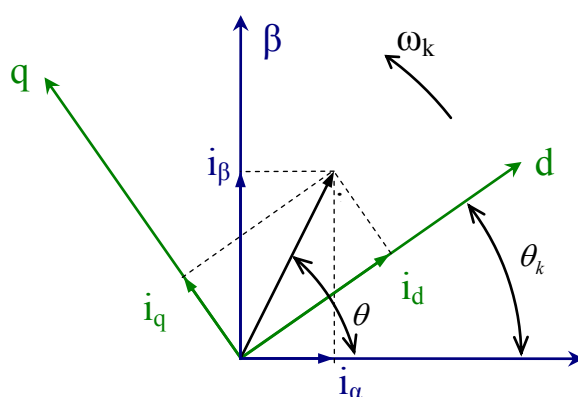
Za předpokladu této podmínky lze vyjádřit veličinu jedné fáze jako lineární kombinaci dalších dvou, to v praxi znamená, že jsou měřeny pouze dvě veličiny a třetí je dopočítávána. Úhel mezi fázemi je  $\gamma = 120^\circ$ , z čehož vyplývá i konstanta transformace  $K=2/3$ , potom lze napsat zjednodušenou podobu Clarkové transformace a inverzní Clarkové transformace jako:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \\ -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

### 3.2 PARKOVA TRANSFORMACE

Parkovy transformace se využívá při vektorovém řízení k zjednodušení analýzy dějů v elektrických pohonech. Zjednodušení spočívá v transformaci do nového souřadnicového systému, ve kterém jsou v ustáleném stavu příslušné komplexory konstantami. Zjednodušeně řečeno, střídavá veličina je popsána pouze pomocí stejnosměrné veličiny.



**Obr. 3-3 Parkova transformace**

Parkovu transformaci je možno použít na všechny komplexory veličin, avšak pro popis byl vybrán komplexor proudu.

Velikost proudu můžeme vyjádřit jako:

$$\mathbf{i}_s = i_s e^{-j\theta_k} = i_d + j i_q \quad (3.6)$$

Komplexor proudu  $\mathbf{i}_s$  je tvořen složkami  $i_\alpha$  a  $i_\beta$  a dosazením do předchozí rovnice (3.6) vzniká vztah pro Parkovu transformaci:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Obdobně pro přechod z d-q systému do  $\alpha$ - $\beta$  systému je používána inverzní Parkova transformace:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

### 3.3 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY VE VZDUCHOVÉ MEZEŘE

U synchronních motorů s permanentními magnety ve vzduchové mezeře nedochází ke statorovým změnám indukčnosti. Velikost podélné indukčnosti  $L_d$  se rovná velikosti příčné indukčnosti  $L_q$ .

#### NAPĚŤOVÉ ROVNICE V ROTOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Velikost napětí v jednotlivých osách d-q systému popisují následující rovnice [9]:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad (3.9)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (3.10)$$

kde magnetické toky v příslušných osách jsou popsány jako:

$$\Psi_d = L_s i_d + \Psi_{PM} \quad (3.11)$$

$$\Psi_q = L_s i_q, \quad (3.12)$$

kde  $u_d, u_q$  reprezentuje velikost napětí v d-q systému

$i_d, i_q$  jsou složky statorového proudu

$L_s$  je velikost statorové indukčnosti

$\Psi_d, \Psi_q$  odpovídá spráženým magnetickým tokům v příslušných osách

$R_s$  je odpor statoru

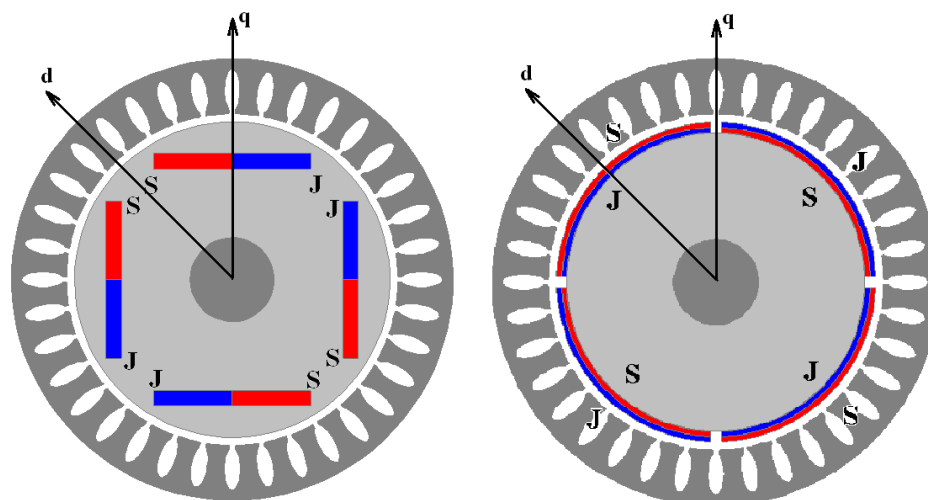
$\omega_s$  elektrická úhlová rychlost rotoru

$\Psi_{PM}$  je magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

Výpočet velikosti točivého momentu popisuje rovnice:

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \Psi_{PM} i_q, \quad (3.13)$$

kde  $p_p$  je počet pólových dvojic.



**Obr. 3-4 Synchronní motory s odlišnou konstrukcí rotoru IPMSM (vlevo) a SPMSM (vpravo)**

### 3.4 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY UVNITŘ ROTORU

Charakteristickou vlastností u těchto typů synchronních motorů s permanentními magnety je rozdíl mezi velikostí podélné indukčnosti  $L_d$  a velikostí příčné indukčnosti  $L_q$  [10].

#### NAPĚŤOVÉ ROVNICE V ROTOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Následující rovnice popisují velikost napětí v d-q systému:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad (3.14)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (3.15)$$

kde popis magnetických toků můžeme vyjádřit jako:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (3.16)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (3.17)$$

Hlavní rozdíl v matematických popisech u obou typů synchronních motorů je různý výpočet velikosti točivého momentu:

$$M_e = 3p_p \frac{\Psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q}{2}, \quad (3.18)$$

kde  $p_p$  je počet pólových dvojic.

#### ODVOZENÍ NAPĚŤOVÝCH ROVNIC VE STATOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Pro odvození modelu synchronního motoru v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích, který popisuje změny statorových indukčností, se vychází z napěťových rovnic v rotorových souřadnicích:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_s L_q i_q \quad (3.19)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_s (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (3.20)$$

V dalším kroku odvození jsou dosazeny napěťové rovnice do inverzní Parkovy transformace:

$$u_\alpha = u_d \cos(\theta) - u_q \sin(\theta) \quad (3.21)$$

$$u_\beta = u_d \sin(\theta) + u_q \cos(\theta) \quad (3.22)$$

Nyní je využita Parkova transformace a je dosazena za statorové proudy popsané v rotorových souřadnicích:

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (3.22)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (3.23)$$

Po matematických úpravách je získán model synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru, který je popsán v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R - 2\omega_s L_{\alpha\beta} & \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta \\ \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta & R + 2\omega_s L_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \Psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

kde

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos(2\theta) \quad (3.25)$$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos(2\theta) \quad (3.26)$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin(2\theta) \quad (3.27)$$

a

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (3.28)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}, \quad (3.29)$$

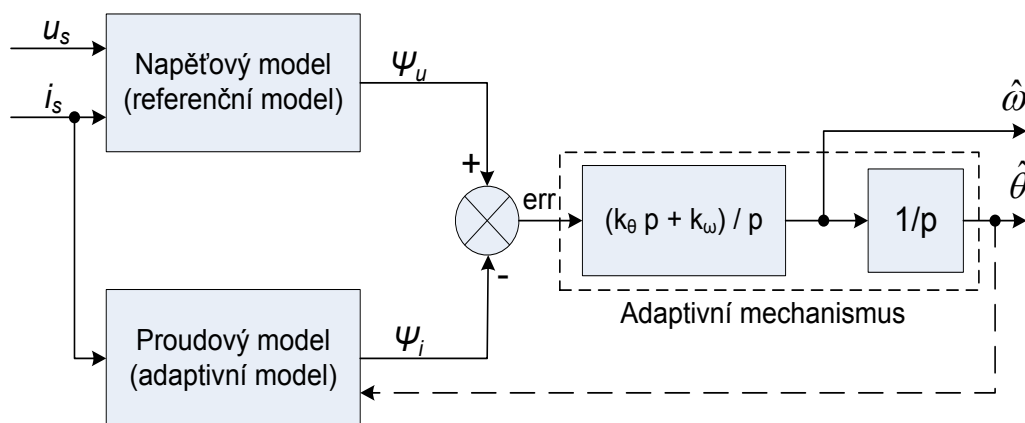
kde  $\theta$  je úhel natočení rotoru.

## 4 METODA ODHADU POMOCÍ STRUKTURY MRAS

### 4.1 TEORIE

Metoda MRAS vychází z myšlenky, že pro určitou veličinu je možné nalézt model nezávislý na hledaném parametru (referenční) a model, který na hledané veličině závisí (adaptivní). Algoritmus MRAS porovnává výstupní hodnoty obou modelů a vhodným adaptivním mechanismem generuje odhad polohy rotoru tak, aby odchylka mezi modely byla minimální [11] [12].

Na **Obr. 4-1** je uvedena struktura MRAS, kde je využito dvou modelů pro výpočet velikosti magnetického toku státorem motoru. Odhadovanou veličinou je poloha rotoru, která je zavedena jako zpětná vazba do adaptivního modelu.



**Obr. 4-1** Blokové schéma struktury MRAS

Rovnice (4.1) a (4.2) popisují napěťový model magnetického toku, protože neobsahuje informaci o úhlu natočení rotoru, je uvažován jako referenční model:

$$\hat{\Psi}_{u_\alpha} = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha + u_{c\alpha}) dt \quad (4.1)$$

$$\hat{\Psi}_{u_\beta} = \int (u_\beta - R_s i_\beta + u_{c\beta}) dt \quad (4.2)$$

kde  $u_\alpha, u_\beta$  statorové napětí popsáné v  $\alpha$ - $\beta$  systému

$i_\alpha, i_\beta$  statorové proudy popsáné v  $\alpha$ - $\beta$  systému

$\hat{\Psi}_{u_\alpha}, \hat{\Psi}_{u_\beta}$  jsou odhadované statorové toky napěťového modelu

$u_{c\alpha}, u_{c\beta}$  jsou korekční členy

Pro správnou funkčnost napěťového modelu před začátkem řízení je nutné nastavit příslušné počáteční podmínky. Pokud je úhel natočení rotoru roven nule, pak  $\hat{\Psi}_{u\alpha}$  je nastavena na hodnotu magnetického toku vyvolaného permanentním magnetem a  $\hat{\Psi}_{u\beta}$  je nastavena na nulu. Při jiném natočení rotoru se příslušné hodnoty  $\hat{\Psi}_{u\alpha}$  a  $\hat{\Psi}_{u\beta}$  přepočítají podle vztahů:

$$\hat{\Psi}_{u\alpha} = \Psi_{PM} \cos(\theta) \quad (4.3)$$

$$\hat{\Psi}_{u\beta} = \Psi_{PM} \sin(\theta) \quad (4.4)$$

Další možností ke správnému nastavení napěťového modelu jsou korekční členy  $u_{c\alpha}$  a  $u_{c\beta}$ . Hodnota korekčních členů je regulována pomocí dvou PI regulátorů, kde regulační odchylkou je rozdíl mezi velikostí magnetických toků napěťového a adaptivního modelu.

Rovnice (4.5) a (4.6) popisují proudový model magnetického toku, protože je zde obsažena informace o úhlu natočení rotoru, je uvažován jako adaptivní model:

$$\hat{\Psi}_{i\alpha} = L_s i_\alpha + \Psi_{PM} \cos(\theta) \quad (4.5)$$

$$\hat{\Psi}_{i\beta} = L_s i_\beta + \Psi_{PM} \sin(\theta), \quad (4.6)$$

kde  $\hat{\Psi}_{i\alpha}$ ,  $\hat{\Psi}_{i\beta}$  odhadovaný statorový tok proudového modelu

Nyní modely odhadují vektory magnetický toků  $\hat{\Psi}_u$  a  $\hat{\Psi}_i$ . Vektory magnetických toků musí svírat nulový úhel, aby odhad polohy natočení rotoru byl korektní.

Spojením  $\alpha$ - $\beta$  systému s komplexní rovinou je možné vyjádřit úhlovou odchylku, jako rozdíl úhlů, které vektory svírají s reálnou osou:

$$\Delta\theta = \theta_u - \theta_i = \arcsin \frac{\Im\{\hat{\Psi}_u\}}{|\hat{\Psi}_u|} - \arcsin \frac{\Im\{\hat{\Psi}_i\}}{|\hat{\Psi}_i|} \quad (4.7)$$

Pro malé úhly platí  $\Delta\theta \approx \sin \Delta\theta$  a je možné napsat:

$$\Delta\theta = \frac{\Im\{\hat{\Psi}_u\}}{|\hat{\Psi}_u|} - \frac{\Im\{\hat{\Psi}_i\}}{|\hat{\Psi}_i|} = \frac{\hat{\Psi}_{u\beta} \sqrt{\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2} - \hat{\Psi}_{i\beta} \sqrt{\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2}}{\sqrt{(\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2)(\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2)}} \quad (4.8)$$

Po upravení je získána rovnice přepočítávající rozdíl odhadů magnetických toků na úhlovou odchylku:

$$\Delta\theta \approx \sin\Delta\theta = \frac{\hat{\Psi}_{u\beta}\hat{\Psi}_{i\alpha} - \hat{\Psi}_{i\beta}\hat{\Psi}_{u\alpha}}{\sqrt{(\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2)(\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2)}} \quad (4.9)$$

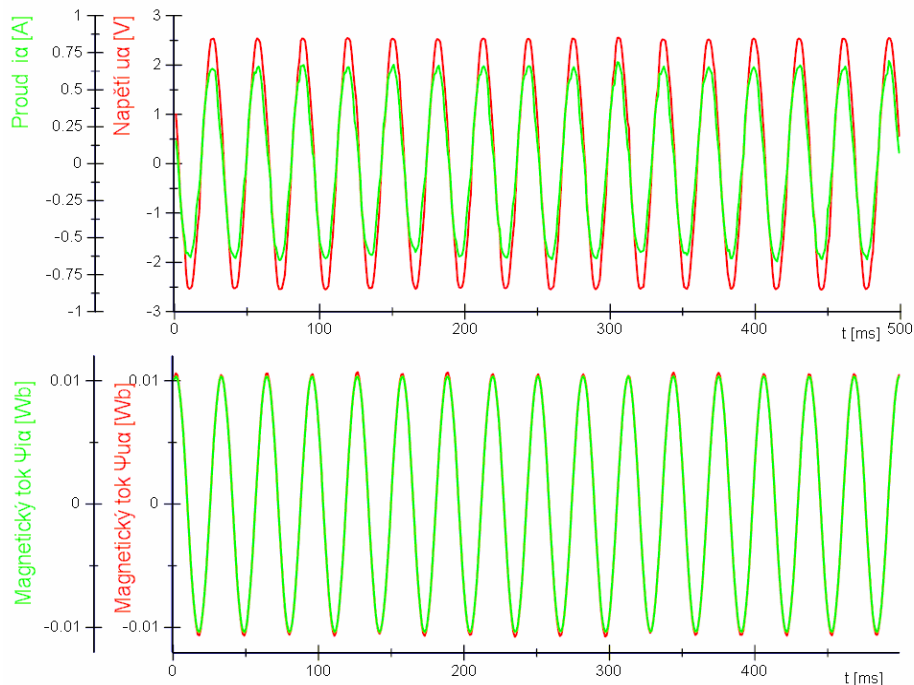
Přenos adaptivního mechanismu je definován jako:

$$\frac{\hat{\theta}(p)}{\Delta\theta(p)} = \frac{k_{\theta}p + k_{\omega}}{p} \cdot \frac{1}{p} \quad (4.10)$$

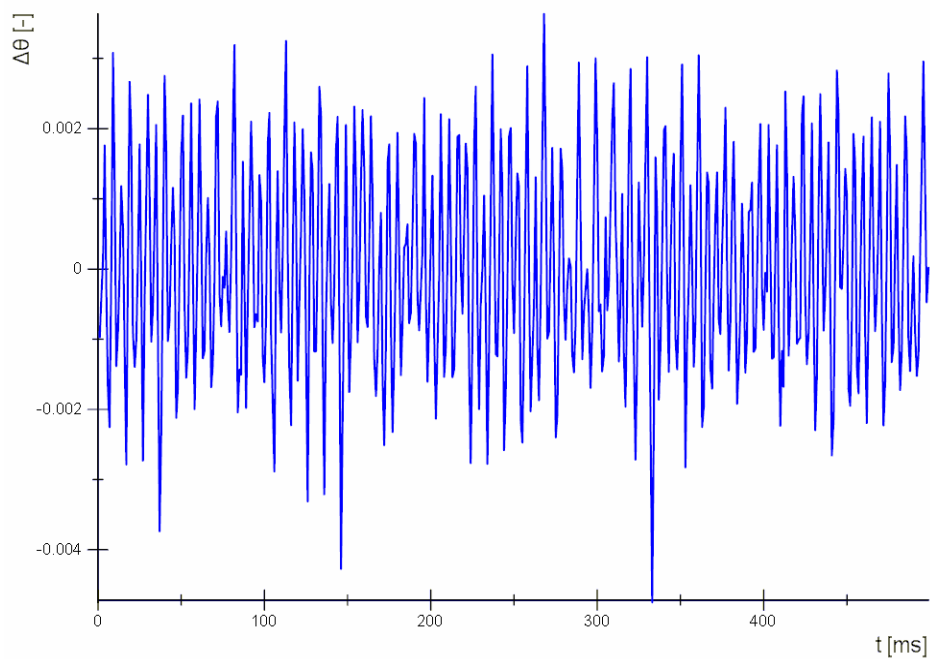
V tomto případě je použit PI regulátor v sérii a integrátorem.

## 4.2 OVĚŘENÍ ALGORITMU MRAS NA REÁLNÉM SERVOPOHONU

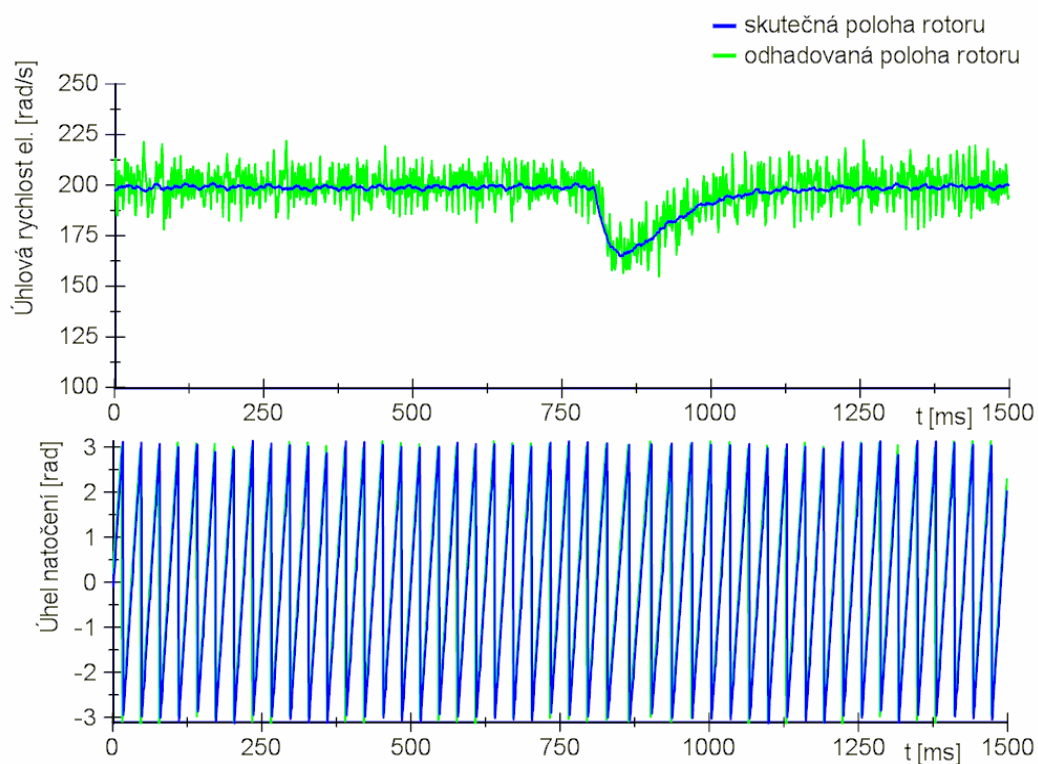
Při reálném testování algoritmu došlo k jeho modifikaci. Problém nastával při výpočtu magnetického toku napěťového modelu, který je popsán rovnicemi (4.1) a (4.2). Magnetický tok je definován jako integrál z výrazu  $u_{\alpha} - R_s i_{\alpha} + u_{c\alpha}$ . Pokud ovšem vstupní signály  $u_{\alpha}$  a  $i_{\alpha}$  obsahují stejnosměrnou složku, pak se tato stejnosměrná složka postupně integruje a dochází k driftu. To samé platí i pro  $\beta$  složku magnetického toku. Tento problém měl kompenzovat člen  $u_{c\alpha}$ , avšak tato cesta se ukázala jako problematická. Bylo obtížné nastavit dvojici PI regulátorů, aby odhad byl stabilní a dosáhl potřebné dynamiky. Je zřejmé, že integrace způsobí příslušné utlumení a hlavně fázové posunutí signálu o  $90^{\circ}$ . Velmi podobného výsledku bylo dosaženo použitím dolnofrekvenční propusti.



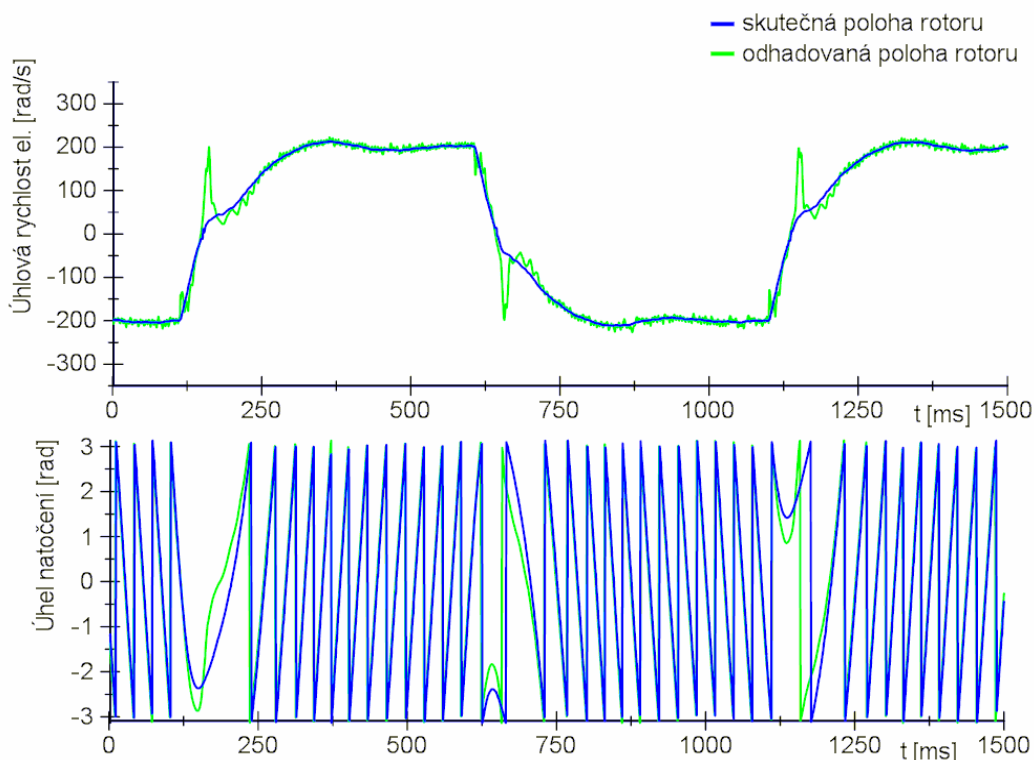
**Obr. 4-2 Průběhy napětí a proudu v  $\alpha$  souřadnici a průběhy vypočítaných magnetických toku**



**Obr. 4-3 Průběh  $\Delta\theta$**



**Obr. 4-4 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (konstantní rychlost)**



**Obr. 4-5 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (reverzace)**

## 5 ROZŠÍŘENÁ KALMANOVA FILTRACE

### 5.1 TEORIE

Obecně algoritmus Kalmanova filtru lze použít pro lineární systémy. Pro odhadování stavů dynamického nelineárního systému se používá algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru. Rozdíl mezi Kalmanovým filtrem a rozšířeným Kalmanovým filtrem je v provedení linearizace. Linearizace nelineárního dynamického systému bude provedena kolem pracovního bodu rozvojem do Taylorové řady s využitím pouze prvního členu.

Algoritmus Kalmanova filtru je rekurzivní a odhad stavů se tedy provádí ve dvou krocích. Prvním je časově obnovený odhad, tedy predikce, a druhým krokem je měřením obnovený odhad označovaný jako korekce odhadu.

#### Predikce

Predikce využívá modelu pozorovaného systému k odhadu stavu v následujícím kroku. Časově obnovený odhad popisují následující rovnice:

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_k, 0), \quad (5.1)$$

kde predikovaný stav  $\hat{x}_k^-$  je závislý na současné hodnotě stavu  $\hat{x}_{k-1}$  a hodnotě vstupu  $u_k$ . V literatuře označován jako apriorní odhad stavu systému. Následující rovnice popisuje výpočet kovarianční matice predikovaný stavů:

$$\hat{P}_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \quad (5.2)$$

K jejímu určení je nutné vypočítat derivace stavových proměnných modelu  $A_k$ . Matice  $A_k$  byla vypočítána pomocí Eulerovy metody. Eulerova metoda přináší jednoduchý způsob řešení výpočtu diferencí, avšak je nejméně přesná. Z tohoto důvodu musí být zajištěna dostatečně malá perioda vzorkování, aby nedocházelo k velikým chybám při výpočtech.

### Korekce

Korekce neboli měřením obnovený odhad. Na základě změřených hodnot vstupů a výstupů je určena matice Kalmanových zesílení:

$$L_k = P_k^- C_k^T (C_k P_k^- C_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \quad (5.3)$$

a v dalším kroku je provedena korekce stavu, která je v literatuře označena jako a posteriori odhad stavu:

$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + L_k (y_k - h(\hat{x}_k, 0)) \quad (5.4)$$

Z rovnice (5.4) je patrná odchylka mezi naměřenou hodnotou výstupu a hodnotou z modelu systému. Následně je odchylka vynásobena Kalmanovým zesílením  $L_k$  a přičtena k hodnotě predikovaného stavu.

Posledním krokem korekce je upravení kovarianční matice chyb:

$$P_k = (1 - L_k C_k) P_k^- \quad (5.5)$$

## 5.2 ROZŠÍŘENÝ KALMANŮV FILTR APLIKOVANÝ NA SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Pro potřebu rozšířené Kalmanovy filtrace bude sestaven zjednodušený model synchronního motoru s permanentními magnety ( $L_d=L_q=L$ ), kde elektrická část modelu je sestavena podle napěťových rovnic, které jsou uvedeny v kapitole 3.4. Za předpokladu, že rychlost je považována za konstantní, neboli mění se pomalu ve srovnání s elektrickými veličinami, může být výsledný model popsán ve statorových souřadnicích  $\alpha, \beta$  jako:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_s} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_s} & -\frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Následně bude provedena diskretizaci výše popsaného spojitého modelu, kde stavové rovnice synchronního motoru s diskretním časem mohou být zapsány jako:

$$x_k = A_k x_{k-1} + B_k u_k + w_{k-1} \quad (5.7)$$

$$y_k = C_k x_k + v_k \quad (5.8)$$

Vektorem stavových proměnných jsou statorové proudy, úhlová rychlost a úhel natočení rotoru:

$$x_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix}_k \quad (5.9)$$

Vektorem vstupů jsou statorová napětí:

$$u_k = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_k \quad (5.10)$$

Nyní je provedena diskretizace původního systému pomocí Eulerovy aproximace a výpočet odhadu stavu v následujícím kroku:

$$x_k = (I + AT_{VZ})x_{k-1} + B_k u_k, \quad (5.11)$$

kde  $A$  je matice spojitého systému z rovnice (5.6)

$I$  je jednotková matice

$T_{VZ}$  je perioda vzorkování

a vstupní matice  $B_k$  je rovna:

$$B_k = \begin{bmatrix} T_{VZ} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & T_{VZ} \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_k \quad (5.12)$$

a matice  $C_k$  určuje, které jsou měřeny. V tomto případě bude matice mít tvar:

$$C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_k \quad (5.13)$$

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_1}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_2}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_3}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_3}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_3}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_4}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_4}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_4}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_4}{\partial \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \cos(\theta)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \sin(\theta)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Algoritmus Kalmanova filtru pracuje pouze s lineárními systémy, proto byla provedena linearizace matice systému rozvojem do Taylorovy řady viz (5.14).

Linearizovaná matice systému, která je použita v algoritmu Kalmanovy filtrace:

$$A_k = (I + J T_{VZ}) =$$

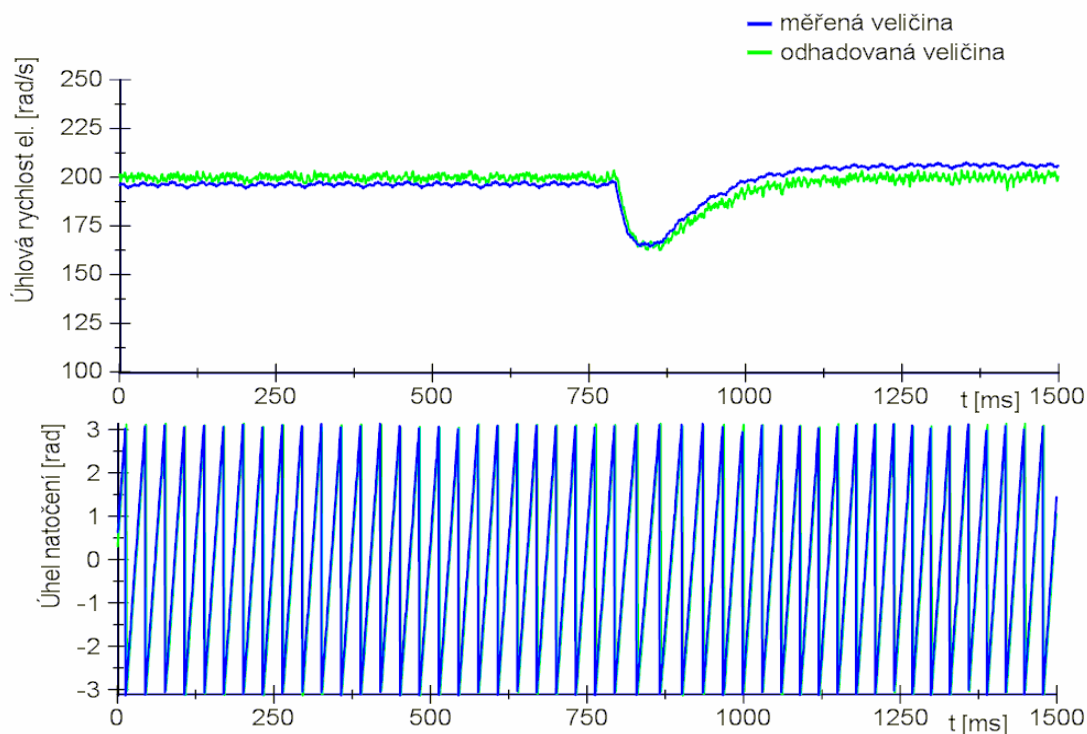
$$= \begin{bmatrix} 1 - T_{VZ} \frac{R}{L} & 0 & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \omega_s \cos(\theta)}{L} \\ 0 & 1 - T_{VZ} \frac{R}{L} & -T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \omega_s \sin(\theta)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}_k, \quad (5.15)$$

kde  $I$  je jednotková matice

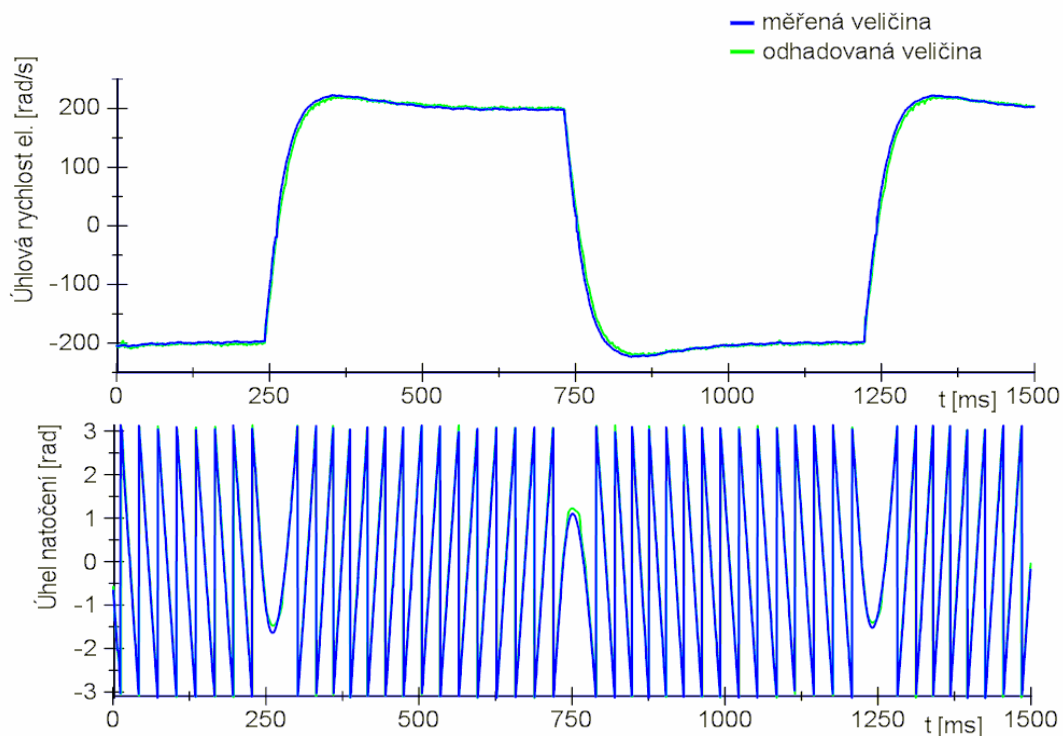
$T_{VZ}$  je perioda vzorkování

### 5.3 OVĚŘENÍ ALGORITMU EKF NA REÁLNÉM SERVOPOHONU

Testování opět probíhalo na platformě CopmactRIO a na stejném servopohonu, na kterém byl testován algoritmus MRAS. Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru se základním modelem byl vykonáván s periodou 200 $\mu$ s.



**Obr. 5-1 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlost a vstupu poruchy**



**Obr. 5-2 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzaci otáčení**

Algoritmus nebyl nijak modifikován oproti simulacím, pouze bylo změněno nastavení kovariančních matic:

$$Q = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix}$$

#### 5.4 ROZŠÍŘENÍ ZÁKLADNÍHO MODELU O ZMĚNY INDUKČNOSTÍ

Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru pracující s modelem synchronního motoru, který popisuje změny statorových indukčností, by měl dosahovat přesnějších odhadů v oblasti nízkých otáček. Právě změny statorové indukčnosti obsahují informaci o natočení rotoru [13].

Odvození matematického modelu synchronního motoru s permanentními magnety, který popisuje změny statorové indukčnosti ve statorových souřadnicích, byla věnována kapitola 3.4. Tedy [14]:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R - 2\omega_s L_{\alpha\beta} & \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta \\ \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta & R + 2\omega_s L_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \Psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

K vyjádření vektoru derivací statorových proudů musí být určena inverzní matice statorových indukčností:

$$L^{-1} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Výsledný model popsaný v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích byl publikován v [14] a je možné ho popsat následujícím způsobem:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

kde

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & 0 \\ a_4 & a_5 & a_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

a jednotlivé prvky matice jsou:

$$a_1 = \frac{-RL_\beta + \omega_s L_\alpha L_{\alpha\beta} + \omega_s L_\beta L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_2 = \frac{RL_{\alpha\beta} - \omega_s L_\alpha L_\beta + \omega_s L_\beta^2 + 2\omega_s L_{\alpha\beta}^2}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_3 = \frac{L_\beta \Psi_{PM} \sin(\theta) + L_{\alpha\beta} \Psi_{PM} \cos(\theta)}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_4 = \frac{RL_{\alpha\beta} + \omega_s L_\alpha L_\beta - \omega_s L_\alpha^2 - 2\omega_s L_{\alpha\beta}^2}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_5 = \frac{-RL_\alpha - \omega_s L_\alpha L_{\alpha\beta} - \omega_s L_\beta L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_6 = \frac{-L_{\alpha\beta} \Psi_{PM} \sin(\theta) - L_{\alpha} \Psi_{PM} \cos(\theta)}{L_{\alpha} L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2}$$

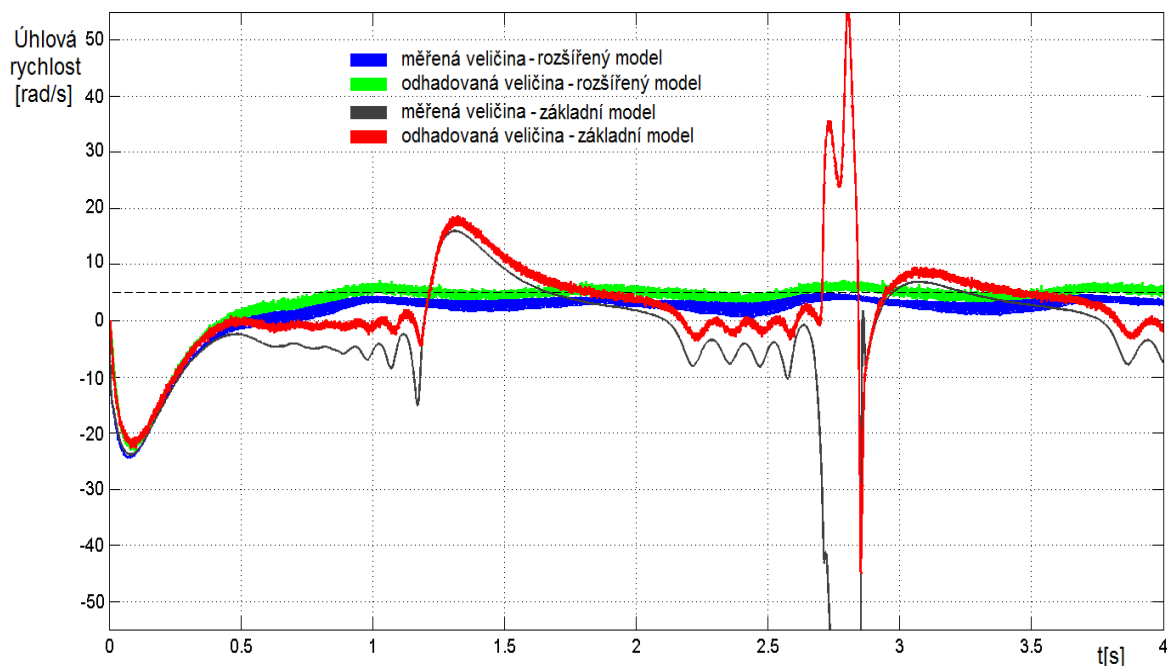
Vstupní matice systému je definována jako:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{L_{\beta}}{L_{\alpha} L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2} & -\frac{L_{\alpha\beta}}{L_{\alpha} L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2} \\ -\frac{L_{\alpha\beta}}{L_{\alpha} L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2} & \frac{L_{\alpha}}{L_{\alpha} L_{\beta} - L_{\alpha\beta}^2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

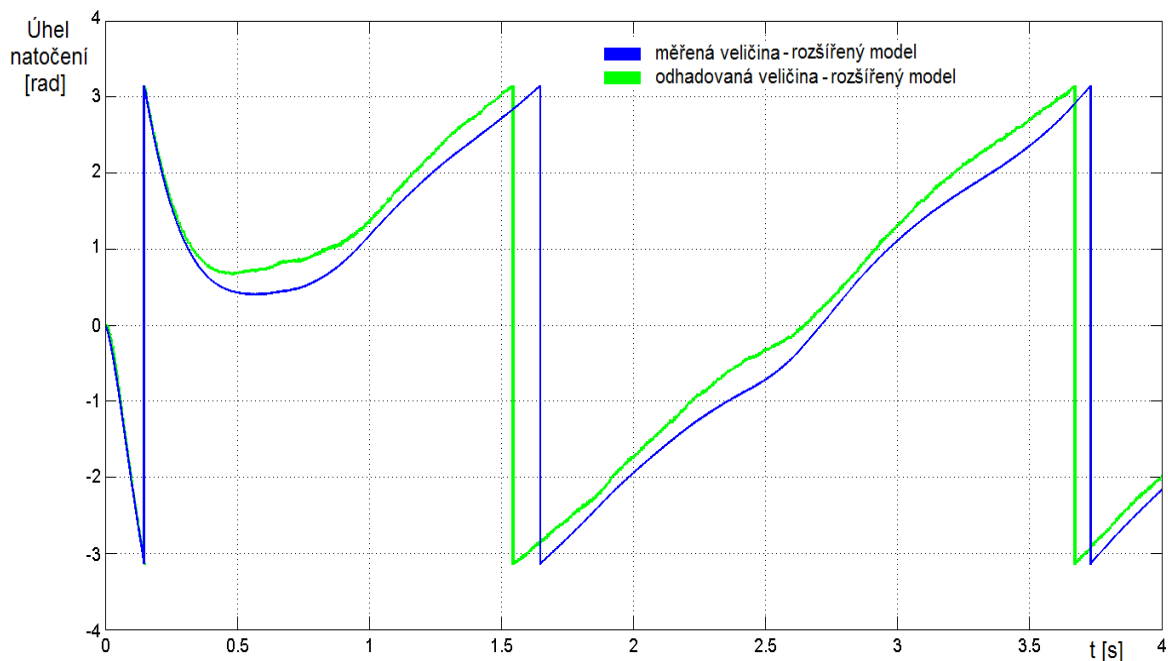
## 5.5 SIMULAČNÍ OVĚŘENÍ ALGORITMU

V současné době není naše pracoviště vybaveno zařízením, které by dokázalo generovat zátěžový moment v oblasti nízkých otáček. Taktéž servopohon SBL2-0032-30, na kterém probíhalo předchozí testování, není vhodný pro tyto účely. Má velmi malé statorové indukčnosti v porovnání s velikostí magnetického toku permanentního magnetu. Z těchto důvodů nebude algoritmus prakticky ověřen.

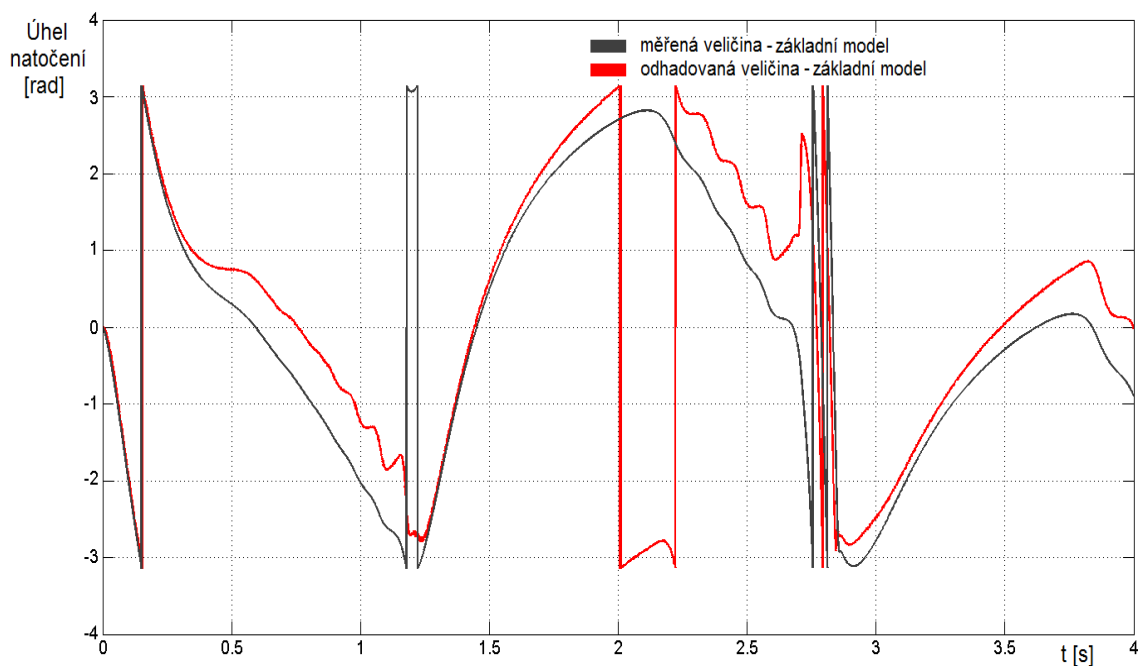
Aby byla simulace přiblížena více praktickému ověření, byl přičítán šum k hodnotám proudů. Působení zátěžového momentu bylo nastaveno od začátku simulace. Aby byla využita informace o poloze rotoru ze změn statorových indukčností, musí motorem procházet proud. Pro lepší využití informace o natočení rotoru ze změn statorových indukčností, byla od d složky proudu injektována vysokofrekvenční složka o frekvenci 800 rad/s.



Obr. 5-3 Porovnání odhadů rychlosti v oblasti nízkých otáček – simulace



**Obr. 5-4 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – rozšířený model – simulace**



**Obr. 5-5 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – základní model – simulace**

**Obr. 5-3** zachycuje průběh odhadu v oblasti nízkých otáček. Žádaná hodnota rychlosti byla 5 rad/s. Bezsnímačové algoritmy byly umístěny do rychlostní regulační smyčky. Algoritmus pracující se základním modelem nebyl schopen poskytnout stabilní odhad, pouze při dosažení vyšších otáček se tento odhad stabilizoval, ale při následném sestupu na žádanou hodnotu došlo opět k nestabilitě odhadu.

Nový bezsnímačový algoritmus pracující na základě rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem popisujícím statorové změny indukčností dává stabilní odhad. Taktéž odhad úhlu natočení rotoru je přesnější viz **Obr. 5-4** v porovnání s **Obr. 5-5**.

**Tabulka 1 – Časy výpočtů jednotlivých algoritmů**

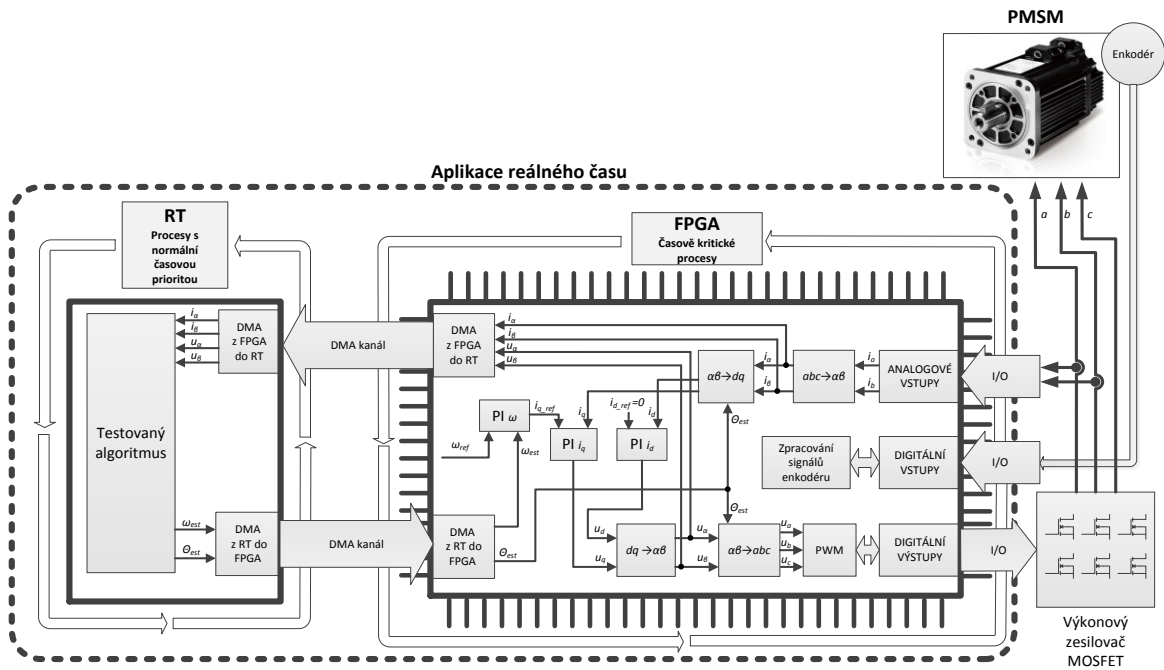
Algoritmus	čas výpočtu [μs]
prázdná funkce	25
MRAS	45
EKF_ základní model	145
EKF_ vazba proudu na změnu otáček	155
EKF_ rozšířený model o změny statorových indukčností	160

Časy výpočetní náročnosti jednotlivých testovaných bezsnímačových algoritmů jsou uvedeny v tabulce 7. Na prvním místě je uvedena prázdná funkce, která zajišťuje načtení a zápis hodnot vstupujících do algoritmu. Algoritmus MRAS jednoznačně klade nejmenší nároky na výpočetní výkon a obsazení paměťového prostoru. V porovnání s nejjednodušším algoritmem rozšířené Kalmanovy filtrace je šestkrát rychlejší. Algoritmy rozšířené Kalmanovy filtrace dosahují srovnatelných hodnot výpočetního času.

**Tabulka 2 – Parametry synchronního motoru s permanentními magnety zjištěné měřením**

			výrobce	naměřeno
Odpor statorového vinutí	$R_s$	$\Omega$	0,275	0,31
Statorová indukčnost při 200Hz	$L_s$	$\mu\text{H}$	200	
Podélná indukčnost při 400Hz	$L_d$	$\mu\text{H}$		173
Příčná indukčnost při 400Hz	$L_q$	$\mu\text{H}$		246
Magnetický tok permanentního magnetu	$\Psi_{PM}$	Wb	0,01209	0,01036

Na **Obr. 5-6** je zobrazena struktura aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů. Aplikace byla navržena tak, aby kód v FPGA dokázal nezávisle na RT řídit servopohon. Pro řízení servopohonu je použito vektorového řízení, a proto všechny části vektorového řízení byly přesunuty do FPGA. Do RT se pouze posílají aktuální hodnoty naměřených proudů a velikosti akčních zásahu, což jsou hodnoty fázových napětí. Z RT je vyčítána odhadovaná poloha rotoru a odhadovaná aktuální rychlost, kterou je možno porovnat s hodnotou, kterou udává snímač otáček.



**Obr. 5-6 Aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů**

## 6 ZÁVĚR

Synchronní motory s permanentními magnety jsou bezesporu perspektivní elektrické pohony. Avšak v poslední době došlo k rapidnímu nárůstu ceny neodým-železo-bórových permanentních magnetů, čímž tyto elektrické pohony ztrácejí na atraktivitě. Proto se výrobci snaží najít jiné alternativy konstrukce synchronního motoru s levnějšími permanentními magnety. Tyto levnější permanentní magnety logicky dosahují horší koercitivity a energetického součinu. Obecně by bylo možné výrobce rozdělit do dvou skupin. První skupinu tvoří výrobci produkující kvalitní servopohony, kteří používají dále neodým-železo-bórových magnetů, čemuž také odpovídá výsledná cena elektrického pohonu. Nasazení algoritmů bezsnímačového řízení pro elektrické servopohony vede ke zhoršení dynamických vlastností regulační smyčky. Právě u servopohonů je kladen důraz na výslednou dynamiku regulační smyčky před snížením ceny. Druhou skupinu tvoří výrobci, kteří se snaží o minimální cenu výsledného elektrického pohonu. Takto navržené synchronní motory s permanentními magnety mají jiné vlastnosti. Především umístění permanentního magnetu výrazněji ovlivňuje statorovou indukčnost. Generované elektromotorické napětí nemusí mít sinusový průběh. Detekce polarit magnetu je jednodušší, protože saturační efekt je výraznější. Těchto vlastností se dá s výhodou použít pro algoritmy bezsnímačového řízení. Navíc algoritmy bezsnímačového řízení v této oblasti použití přinášejí především finanční úspory, na které je kladen největší důraz. Kombinací těchto faktorů dostáváme prostor na reálné nasazení algoritmů bezsnímačového řízení.

Dosažené výsledky pokrývají stanovené cíle disertace:

Ověření vlastností estimátoru založeného na struktuře MRAS - Největší část práce byla věnována algoritmům pro odhad rychlosti a polohy rotoru v oblasti vyšších otáček, kde bylo provedeno studium průběhů zpětného elektromotorického napětí a jeho vyšších harmonických. Pro synchronní motory s permanentními magnety se tato cesta ukázala jako neperspektivní. Jako přínosnější se ukázaly algoritmy založené na metodě MRAS. Tento estimátor má největší výhodu v rychlosti výpočtu a nenáročném praktickém implementaci. Testování na reálném servopohonu ukazuje na značné problémy se stabilitou odhadu v oblasti nízkých otáček.

Využití modelu s proměnnými indukčnostmi pro návrh algoritmu odhadu polohy a rychlosti rotoru synchronního motoru v oblasti nízkých otáček - Výsledkem práce je nový algoritmus pro bezsnímačové řízení, který je schopen pracovat jak v oblasti vyšších otáček, tak v pásmu nízkých otáček. Tento algoritmus je postaven na rozšířené Kalmanově filtraci a pracuje s modelem, který popisuje statorové změny indukčnosti ve statorových souřadnicích  $\alpha$ - $\beta$  systému. Pro dosažení přesnějšího odhadu otáček a polohy rotoru byla injektována v pásmu nízkých otáček vysokofrekvenční složka do  $d$  složky proudu.

Návrh algoritmu pro odhad počáteční polohy rotoru – Popsaný algoritmus detekce počátečního natočení rotoru se opírá o změny statorových indukčností, které jsou ovlivněny polohou rotoru s permanentními magnety. Pro identifikaci statorových indukčností byl využit vysokofrekvenční signál s dead-time kompenzací. Pro detekci

polarity permanentního magnetu je využito saturačního efektu, který je vyvolán přidáním stejnosměrné složky k testovacímu vysokofrekvenčnímu signálu.

Implementace navržených algoritmů, návrh experimentálního systému a praktické ověření algoritmů v laboratorních podmínkách – Ověřování algoritmů na reálném pohonu proběhlo na platformě CompactRIO, kde byly měřeny jednotlivé časy algoritmů a taktéž byly porovnány průběhy odhadů rychlosti a polohy rotoru při reverzaci, konstantní rychlosti a při působení zátěže. V porovnání s metodou MRAS je rozšířená Kalmanova filtrace náročnější na výpočetní výkon. Taktéž nastavení kovariančních matic může být komplikované. Byl ověřen klasický přístup, využívající Kalmanova filtru pro odhad polohy a otáček za předpokladu konstantních otáček rotoru, jakož i modifikace uvažující proměnné otáčky a model mechanické části systému. Toto zpřesnění nevedlo k výrazněji lepším výsledkům. Při porovnání časů výpočetní náročnosti algoritmů postavených na rozšířené Kalmanově filtraci je nový algoritmus překvapivě srovnatelný s ostatními i přes výrazně složitější model. Největší výhodou tohoto algoritmu je možnost nasazení v oblasti nízkých otáček. K reálnému testování algoritmu v této oblasti nedošlo, protože v současné době laboratoř nedisponuje zařízením, které by bylo schopno generovat konstantní zatěžovací moment na takto nízkých otáčkách.

Do budoucna je předpokládáno výrazné rozšíření experimentálních prací a vývoje finálních aplikací v souvislosti s budováním laboratoře řízení pohonných a výkonových systémů na Středoevropském technologickém institutu.

## LITERATURA

1. PROKOP, Libor and Pavel GRASBLUM. *3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F8300 Device Design of Motor Control Application*. 2005. Dostupné z: <http://www.freescale.com/files/product/doc/AN1931.pdf>.
2. *Sensorless PMSM Vector Control* [online]. 2009. Dostupné z: [http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref\\_manual/DRM109.pdf](http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM109.pdf).
3. ASTROM, Karl Johan and Bjorn WITTENMARK. *Adaptive Control*. S.l.: Addison-Wesley Publishing Company, 1995. ISBN 978-0201558661.
4. KIM, Kyeong-hwa, Se-kyo CHUNG, Gun-woo MOON, In-cheol BAIK and Myung-joong YOUN. Parameter estimation and control for permanent magnet synchronous motor drive using model reference adaptive technique. *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. 1995, roč. 1, s. 387-392. doi 10.1109/IECON.1995.483427.
5. POPOV, Vasile M. *Hyperstability of Control Systems*. Berlin: Springer-Verlag, 1973
6. POPOV, Vasile M. The solution of a new stability problem for controlled systems. *Automation and Remote Control*. 1963, roč. 24, s. 1-23.
7. HERMANN, Robert and A. KRENER. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1977, roč. 22, č. 5, s. 728-740.
8. VACLAVEK, Pavel, Petr BLAHA and Ivo HERMAN. AC Drives Observability Analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013, roč. 60, č. 8, s. 3047-3059.
9. PILLAY, P. and R. KRISHNAN. Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1988, roč. 35, č. 4, s. 537-541. doi 10.1109/41.9176.
10. RAHMAN, M, T LITTLE and G SLEMON. Analytical models for interior-type permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1985, roč. 21, č. 5, s. 1741-1743. doi 10.1109/TMAG.1985.1064115.
11. KIM, Young Sam, Sang Kyoon KIM and Young Ahn KWON. MRAS Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. In: *SICE 2003 Annual Conference*. S.l.: s.n., 2003, s. 1632-1637.
12. SHI, Yuchao, Kai SUN, Lipei HUANG and Yongdong LI. Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive With Position Sensorless Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. November 2012, roč. 59, č. 11, s. 4169-4178.
13. KOSAKA, Manabu and Hiroshi UDA. Sensorless IPMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. In: *SICE 2003 Annual Conference* , 2003, s. 3122-3126.
14. VESELY, Libor and Dusan ZAMECNIK. Extending mathematical model of permanent magnet synchronous motors in alpha-beta coordinate system for EKF. In: *IEEE 12th International Symposium on Computational Intelligence and Informatics*, 2011, s. 457-460. ISBN 9781457700453.

## Curriculum Vitae

Jméno: Libor Veselý  
Narozen: 9. 6. 1981, Chomutov  
E-mail: veselyl@feec.vutbr.cz  
Adresa: Ústav automatizace a měřicí techniky  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Vysoké učení technické v Brně  
Technická 3082/12, 616 00  
Česká republika  
Telefon: +420 541 146 456

---

## Vzdělání

1997-2001 SPŠ a VOŠ Chomutov, Školní 1060/50 Chomutov, CZ, *obor: Automatizace*  
2001-2006 Magisterské studium na Vysokém učení technickém v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, *obor: Kybernetika, automatizace a měření*  
od 2006 Doktorské studium na Vysokém učení technickém v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, *obor: Kybernetika, automatizace a měření*

## Projekty, praxe

2007-2011 Centrum aplikované kybernetiky  
2008-2008 Modernizace laboratoře pro výuku řízení lineárních a nelineárních systémů -elektromechanické soustavy  
2010-2013 Inteligentní algoritmy prediktivního a robustního řízení elektrických pohonů  
od 2011 Středoevropský technologický institut

## Abstract

Permanent magnet synchronous motors have been used in many industrial applications due to their inherent advantages e.g. rugged construction, easy maintenance, high power factor, high efficiency and their suitability for wide speed ranges of constant power operation.

Conventional speed and position detection uses encoder and resolver. These sensors significantly increase the price, weight, and decrease reliability. Therefore, algorithms of sensorless control of permanent magnet synchronous motors are discussed in the dissertation thesis. A method for position and speed estimation in high-speed region based on model reference adaptive system (MRAS) is described.

MRAS estimator uses two models to calculate a stator flux-linkage of the PMSM. One is a reference model and the other is an adaptive model. The stator voltage flux-linkage model does not contain the rotor angle and is therefore a reference model. The second model describes current flux-linkage, which contains the rotor angle, and therefore represents the adaptive model. The difference between these flux-linkages models is used in an adaptation mechanism. The outputs of adaptation mechanism are estimated speed and rotor position.

Furthermore, classical approach using Kalman filtering was verified. Extended Kalman filter (EKF) was used to estimate the rotor position. Conventional algorithms are based on EKF and simple model of permanent magnet synchronous motor ( $L_d = L_q = L_s$ ) is used. These algorithms are not able to work at low speed region, thus a new method was proposed. This method is also based on extended Kalman filtering but uses the model which describes the stator inductance changes in  $\alpha$ - $\beta$  coordinates. Extended mathematical model of PMSM ( $L_d \neq L_q \neq L_s$ ) makes it possible for EKF to operate even at low speeds because the information about rotor position is contained in changes of stator inductance.

At motor start, knowledge of initial rotor setup is required. If the rotor position cannot be exactly estimated, the starting torque of the motor decreases and large reversal rotation may be temporarily observed at start up. The algorithm for initial rotor angle using high frequencies injected into the motor was proposed.