

Petr Kamenický – Václav Šmídl – Zdeněk Petroutka

Robustní matematický model asynchronního motoru s rozšířeným Kalmanovým filtrem (EKF) - experimentální studie

Technická zpráva

Pracovní balíček:

11 – Elektrické části pohonů

Rok řešení:

2013



Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky,
Fakulta elektrotechnická

Výzkumná zpráva č.: 22190–056–2013

Robustní matematický model asynchronního motoru s rozšířeným Kalmanovým filtrem (EKF) - experimentální studie

Druh úkolu: Výzkumný

Řešitelé: Ing. Petr Kamenický, Ing. V. Šmídl, Ph.D.,
prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Vedoucí úkolu: prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Počet stran: 18

Datum: listopad 2013

Revize: 1

Tato výzkumná zpráva vznikla s podporou projektů
CZ.1.05/2.1.00/03.0094 a TE01020038

Anotace

Tato výzkumná zpráva ukazuje naměřené výsledky implementace robustního matematického modelu asynchronního motoru. Součástí zprávy jsou také poznámky k implementaci matematického modelu. Zkoumaný matematický model je založen na algoritmu EKF a je tedy robustní vůči nepřesnosti zadaných parametrů asynchronního motoru. Činnost matematického modelu byla experimentálně ověřena na laboratorním pohonu o výkonu 4 kW.

Seznam symbolů a zkratek

EKF	rozšířený Kalmanův filtr (extended Kalman filter)
R_s, R_r	statorový, rotorový odpor
$L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	statorová, rotorová rozptylová indukčnost
L_h	hlavní (magnetizační) indukčnost
L_s, L_r	statorová, rotorová indukčnost
p_p	počet pólů
J	moment setrvačnosti motoru
P_n	jmenovitý výkon motoru
M_n	jmenovitý moment motoru
n_n	jmenovité otáčky motoru
U_{sn}	jmenovité sdružené napětí motoru
I_n	jmenovitý proud motoru
ω_m	mechanická úhlová rychlost rotoru
k	přirozené číslo
$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^T$	prostorový vektor statorového proudu ve stojícím souřadném systému a jeho složky
$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} & u_{s\beta} \end{bmatrix}^T$	prostorový vektor statorového napětí ve stojícím souřadném systému a jeho složky
$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ekf}} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} & \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}^T$	odhad prostorového vektoru rotorového toku ve stojícím souřadném systému a jeho složky
$\mathbf{u}_{\text{ekv}}$	prostorový vektor statorového napětí ve stojícím souřadném systému získaný z modulátoru
i_{sd}, i_{sq}	tokotvorná a momentotvorná složka prostorového vektoru statorového proudu v rotujícím souřadném systému
R_{r_EKF}	hodnota rotorového odporu použitá v EKF

Obsah

1 Úvod	4
2 Teoretický rozbor	4
2.1 Konstrukce EKF	4
2.1.1 Predikce:	4
2.1.2 Korekce:	5
3 Popis použitého vektorového řízení	5
4 Poznámky k implementaci EKF	7
4.1 Integrační metoda	7
4.2 Vzorkování	8
4.3 Úprava PWM	10
5 Simulační ověření	11
6 Experimentální výsledky	11
7 Závěr	14
8 Parametry asynchronního motoru a regulace	15
8.1 Asynchronní motor	15
8.2 Regulace	15
Literatura	16

1 Úvod

Tato výzkumná zpráva se zabývá experimentálním ověřením funkčnosti estimace magnetického toku a momentu asynchronního stroje pomocí robustního matematického modelu založeného na algoritmu EKF, který byl prezentován ve zprávě [1]. Pro řízení asynchronního motoru je použito vektorové řízení orientované na rotorový magnetický tok motoru. Na výsledcích laboratorního měření zpráva ukazuje vlastnosti navrhovaného matematického modelu a porovnává je s vlastnostmi běžně využívaného modelu.

Součástí zprávy je také kapitola věnovaná možným problémům při implementaci algoritmu, které mohou vzniknout volbou nevhodné vzorkovací frekvence, integrační metody, atd.

Při experimentech byly využity parametry regulace a asynchronního motoru o výkonu 4 kW se štítkovými hodnotami dle kap. 8.

2 Teoretický rozbor

2.1 Konstrukce EKF

Námi navrhovaný EKF je založen na diskretizovaném stavovém matematickém modelu asynchronního motoru ve stojícím souřadném systému odvozeném v [2] vhodném pro konstrukci stavového rekonstruktoru. Tento model je dán stavovou rovnicí:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}_d \cdot \mathbf{x}(k-1) + \mathbf{B}_d \cdot \mathbf{u}(k-1) \quad (1)$$

Stavový vektor námi navrhovaného EKF je tvořen pouze složkami prostorového vektoru rotorového magnetického toku.

Algoritmus EKF je tvořen dvěma kroky.

2.1.1 Predikce:

V tomto kroku je vypočten nový vektor stavů na základě předchozích vstupů a odhadu předchozích stavů. Dále je v kroku predikce počítán odhad výstupu systému (odhadu proudu statoru), který je využit v kroku korekce.

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ekf}}(k | k-1) = \mathbf{A}_{\text{ekf}} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{\text{ekf}}(k-1) + \mathbf{B}_{\text{ekf}} \cdot \mathbf{i}(k-1) \quad (2)$$

$$\hat{\mathbf{i}}(k | k-1) = (1 - T \cdot a) \cdot \mathbf{i}(k-1) + \mathbf{C}_{\text{ekf}} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{\text{ekf}}(k-1) + T \cdot d \cdot \mathbf{u}_{\text{ekv}}(k-1) \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{P}}(k | k-1) = \mathbf{F} \cdot \hat{\mathbf{P}}(k-1) \cdot \mathbf{F}^T + \mathbf{Q}, \quad (4)$$

, kde

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{ekf}} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{r\alpha} \\ \hat{\Psi}_{r\beta} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_{\text{ekf}} = \begin{bmatrix} 1 - T \cdot \frac{R_r}{L_h} & -T \cdot p_p \cdot \omega_m (k-1) \\ T \cdot p_p \cdot \omega_m (k-1) & 1 - T \cdot \frac{R_r}{L_h} \end{bmatrix}, \mathbf{i} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{\text{ekf}} = T \cdot R_r \frac{L_h}{L_r}, \mathbf{C}_{\text{ekf}} = \begin{bmatrix} T \cdot b & T \cdot c \cdot \omega_m (k-1) \\ -T \cdot c \cdot \omega_m (k-1) & T \cdot b \end{bmatrix}$$

, $\hat{\mathbf{x}}(k | k-1)$ je predikovaný stav systému, $\mathbf{u}_{\text{ekv}}$ je vektor statorového napětí získaný z modulatoru, $\hat{\mathbf{P}}(k | k-1)$ je predikovaný odhad kovarianční matice chyby odhadu stavu systému, T je vzorkovací perioda EKF, $a = \frac{R_s + R_r \cdot \frac{L_h^2}{L_r^2}}{\lambda}$, $b = \frac{R_r \cdot \frac{L_h}{L_r}}{\lambda}$, $c = p_p \cdot \frac{L_h}{\lambda}$, $d = \frac{1}{\lambda}$ a $\lambda = L_{s\sigma} + L_{r\sigma} \cdot \frac{L_h}{L_r}$. $\mathbf{F}$ je Jacobian stavového systému.

$$\mathbf{F} = \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \{ \mathbf{A}_{\text{ekf}} \cdot \hat{\mathbf{x}}(k-1) + \mathbf{B}_{\text{ekf}} \cdot \mathbf{i}(k-1) \}$$

2.1.2 Korekce:

V tomto kroku je odhad stavového vektoru vypočteného v kroku predikce korigován pomocí naměřených a odhadnutých výstupů systému (v tomto případě statorových proudů).

$$\mathbf{K}(k) = \hat{\mathbf{P}}(k | k-1) \cdot \mathbf{C}_{\text{ekf}}^T \cdot [\mathbf{C}_{\text{ekf}} \cdot \hat{\mathbf{P}}(k | k-1) \cdot \mathbf{C}_{\text{ekf}}^T + \mathbf{R}]^{-1} \quad (5)$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \hat{\mathbf{x}}(k | k) = \hat{\mathbf{x}}(k | k-1) + \mathbf{K}(k) \cdot [\mathbf{i}(k) - \hat{\mathbf{i}}(k | k-1)] \quad (6)$$

$$\hat{\mathbf{P}}(k) = \hat{\mathbf{P}}(k | k-1) - \mathbf{K}(k) \cdot \mathbf{C}_{\text{ekf}} \cdot \hat{\mathbf{P}}(k | k-1), \quad (7)$$

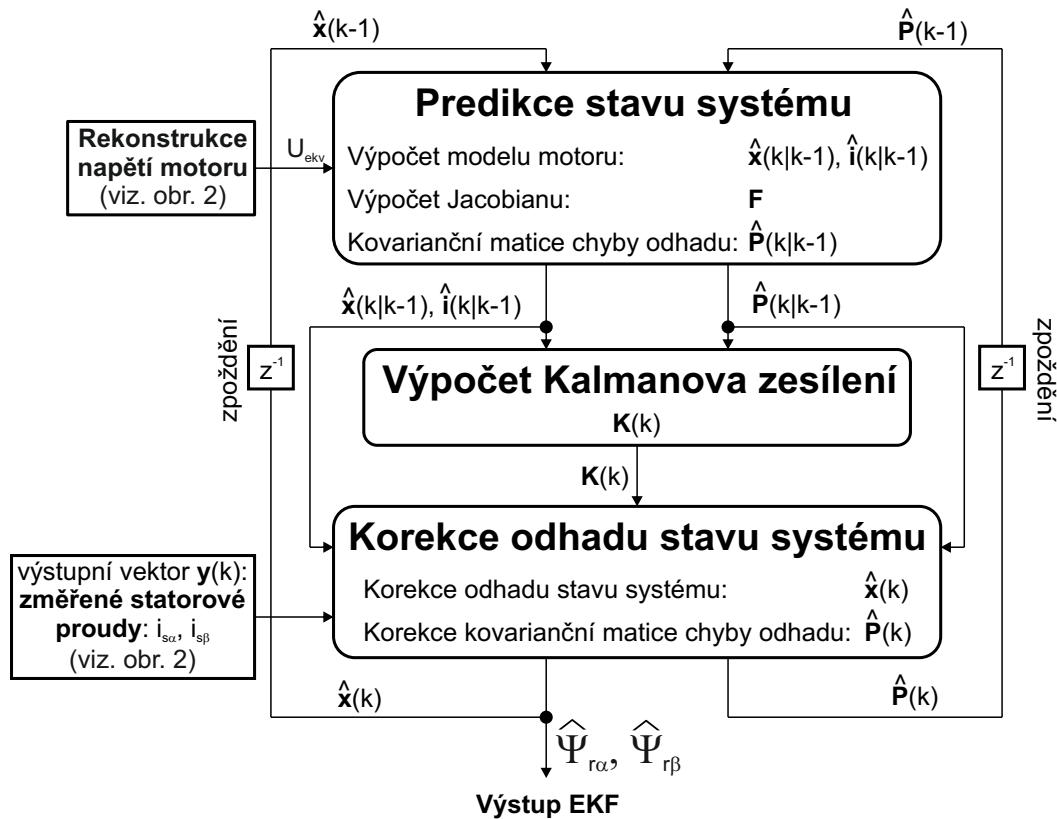
kde $\mathbf{K}(k)$ je Kalmanovo zesílení, $\hat{\mathbf{x}}(k)$ je nový odhad stavu systému a $\hat{\mathbf{P}}(k)$ je korigovaný odhad kovarianční matice chyby odhadu stavu systému.

Problematikou algoritmu EKF se podrobněji zabývají např. [3, 4]. Algoritmus EKF je znázorněn vývojovým diagramem na obrázku 1.

3 Popis použitého vektorového řízení

Pro regulaci pohonu bylo využito vektorové řízení popsané ve zprávě [5], jehož schéma je na obrázku 2. Jedná se o vektorové řízení v rotujícím souřadném systému (d,q), který je svázaný s vektorem rotorového magnetického toku. Proudový model motoru v rotujícím souřadném systému je nahrazen rozšířeným Kalmanovým filtrem.

Vektorové řízení má dva vstupy. Těmi jsou požadovaná mechanická rychlost ω_{mw} a požadovaná velikost vektoru rotorového magnetického toku Ψ_{rw} . Ty jsou kontrolovány pomocí regulátorů R_ω a R_Ψ .



Obr. 1: Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru

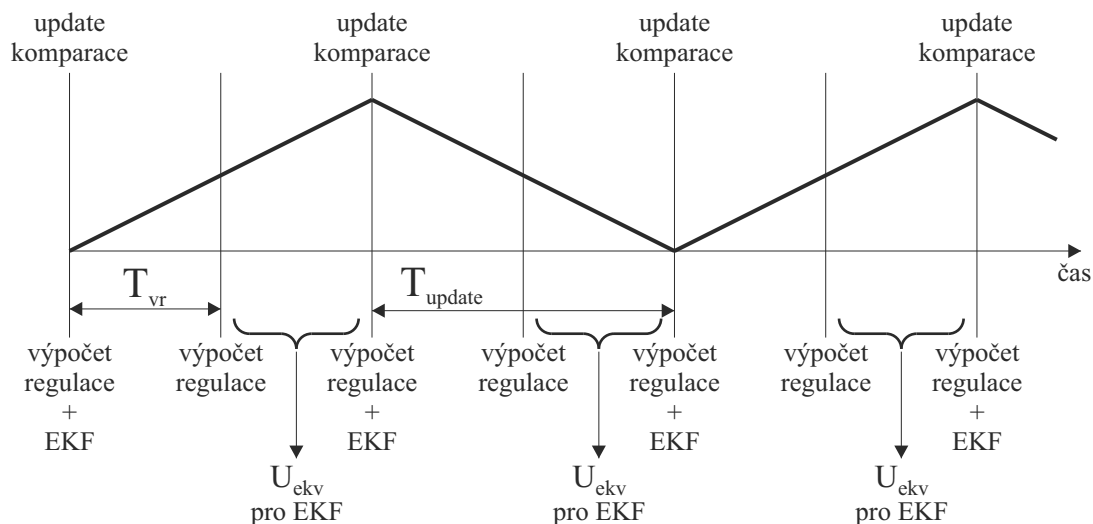
Výstupem regulátoru magnetického toku (R_Ψ) je horní limit omezovače požadované tokotvorné složky vektoru satorového proudu I_{sdw} . Výstupem regulátoru rychlosti (R_ω) je požadovaná momentotvorná složka vektoru satorového proudu I_{sqw} . Ta je omezovačem O_ω omezena podle vztahu $I_{sqw} \leq \sqrt{I_{smax}^2 - I_{sdw}^2}$ tak, aby nebyl překročen maximální proud motoru I_{smax} .

Momentotvorná a tokotvorná složka proudu jsou kontrolovány pomocí regulátorů R_{Iq} a R_{Id} , jejichž výstupem jsou složky požadovaného vektoru napětí v příslušných osách d,q.

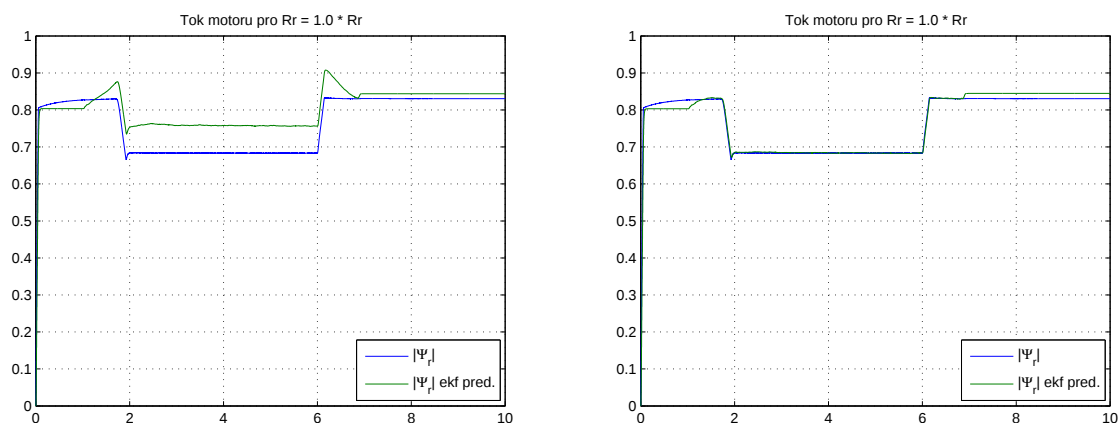
Ty jsou přičteny ke složkám vektoru požadovaného satorového napětí vycházejícím z bloku „Voltage calculation“ (výpočet napětí), který vychází z napěťových rovnic statoru v ustáleném stavu, a který tyto složky vypočítává na základě požadované momentotvorné I_{sqw} a tokotvorné I_{sdw} složky satorového proudu. Blok výpočet napětí tak ulehčuje práci regulátorům R_{Iq} a R_{Id} .

Výstupem PI regulátoru hloubky modulace $R_{U_{rm}}$ je požadovaná tokotvorná složka vektoru satorového proudu I_{sdw} . Pokud je požadovaná hloubka modulace (U_{rmf}) větší než maximální dovolená (U_{rm_max}), je regulátorem snižována hodnota požadované tokotvorné složky proudu tak, aby požadovaná hloubka modulace nebyla větší než U_{rm_max} . Tím je realizováno odbuzování motoru.

Zpětnovazební signály pro regulátory R_Ψ , R_{Iq} a R_{Id} jsou získávány pomocí rozšířeného Kalmanova filtru, který vypočítává i úhel ϑ_r , což je úhel natočení rotujícího systému (d,q) vůči stojícímu systému (α, β).



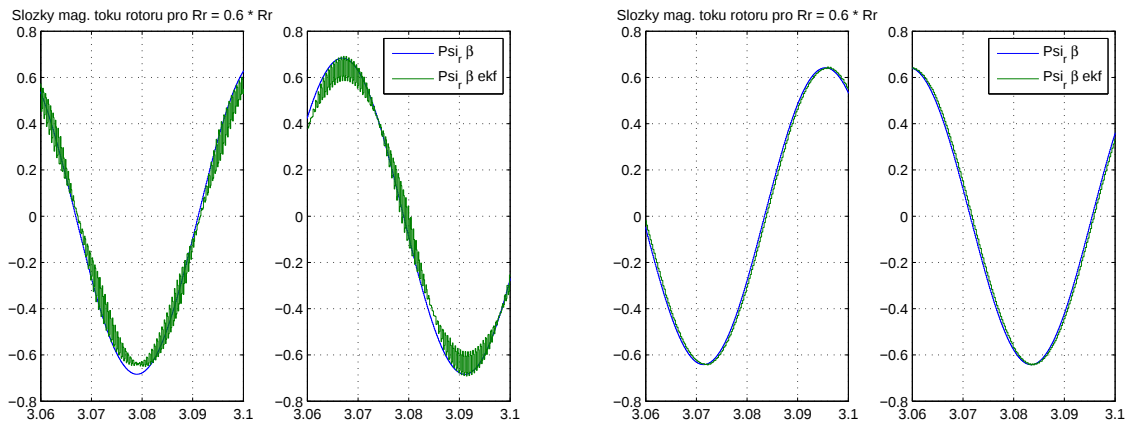
Obr. 3: Diagram časování výpočtu regulačních algoritmů



Obr. 4: Predikce rotorového toku s přesnými parametry: vlevo Eulerova metoda, vpravo Adams-Bashforth 3. řádu

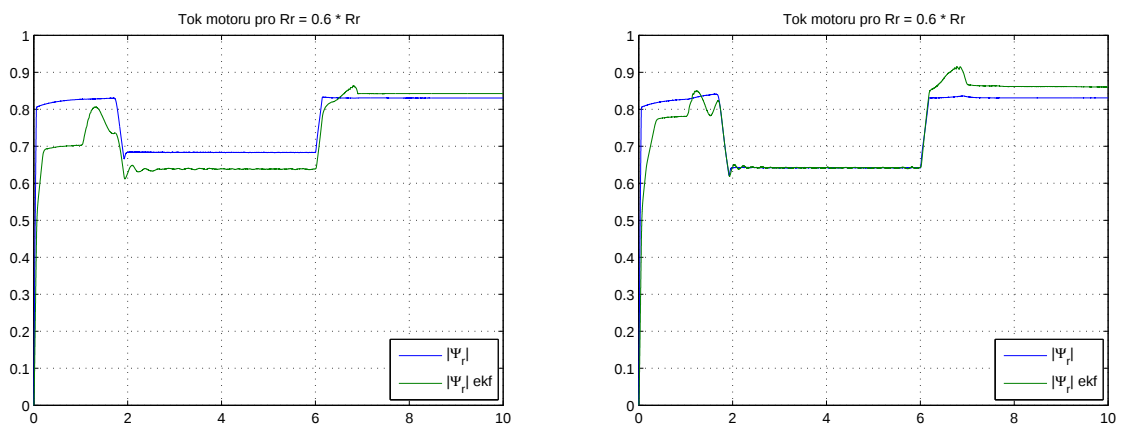
4.2 Vzorkování

V souvislosti s PWM může vzniknout problém spojený s volbou vzorkovací periody EKF. Pokud máme přesné parametry motoru, pak predikce složek toku odpovídá skutečným hodnotám. Pokud je perioda vzorkování EKF stejná jako perioda vzorkování proudového modelu motoru v rotujícím souřadném systému, pak je korekce EKF velmi zašuměná, viz obrázek 5 a je potřeba ji filtrovat.



Obr. 5: Složky toku po korekci: vzorkování EKF 8 kHz (nefiltrované) a 4 kHz

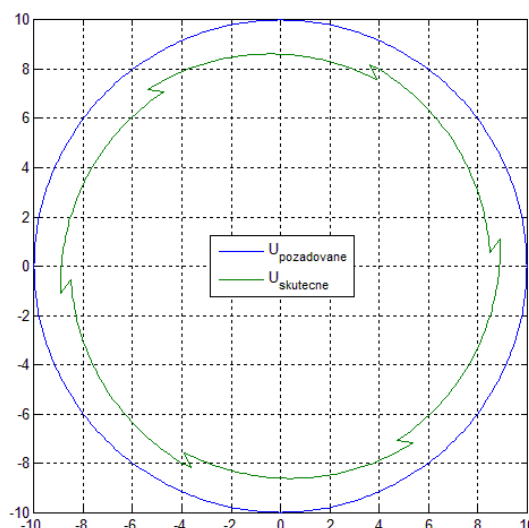
To je způsobeno tím, že kvůli pulzům z PWM je velký rozdíl mezi každým druhým měřením a odhadem proudů. Komparační registry se přepisují s frekvencí $f_{\text{update}} = 4 \text{ kHz}$. To znamená, že v průběhu periody T_{update} je na výstupu záporný a kladný pulz a tomu odpovídá průběh proudu. Odhad proudů v EKF má jako jeden ze vstupů napětí posílané do modulátoru. Pokud se EKF počítá s frekvencí $f_{\text{ekf}} = 8 \text{ kHz}$, pak odhad proudu ve středu pily (viz obrázek 3 - okamžiky, kde je pouze výpočet regulace) neodpovídá skutečnému proudu. Korekce tak místo chybných parametrů opravuje chyby způsobené PWM. Vhodná vzorkovací frekvence EKF je shodná s frekvencí $f_{\text{update}} = 4 \text{ kHz}$, viz obrázek 3, pak není potřeba provádět filtrování korekce odhadu složek toku. Na obrázku 6 je vlevo velikost rotorového toku vypočítaná z filtrovaných odhadů složek rotorového toku po korekci pro $f_{\text{ekf}} = 8 \text{ kHz}$. Vpravo je velikost rotorového toku vypočítaná z nefiltrovaných odhadů složek rotorového toku po korekci pro $f_{\text{ekf}} = 4 \text{ kHz}$. Mezi druhou a šestou vteřinou je elektrická rychlost motoru 20 Hz a zátěžný moment 4 Nm.



Obr. 6: Velikost toku po korekci: vzorkování EKF 8 kHz (filtrované) a 4 kHz (nefiltrované)

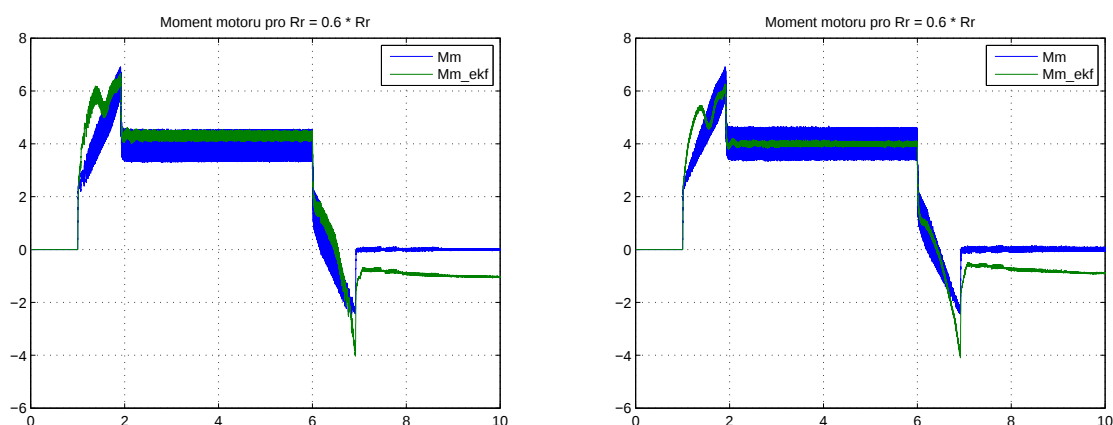
4.3 Úprava PWM

Odhad složek vektoru statorového proudu motoru ve stojícím souřadném systému je využíván ke korekci v EKF. Jedním ze vstupů pro jejich odhad je statorové napětí. To není přímo měřeno, ale je získáváno z požadovaného napětí posílaného do PWM modulátoru. Skutečné napětí na motoru se ale od tohoto požadavku liší o úbytky napětí způsobené průchodem proudu výkonovými součástkami měniče a mrtvými časy, jak ilustruje obrázek 7.



Obr. 7: Porovnání požadovaného a skutečného napětí na motoru (graf ve Voltech)

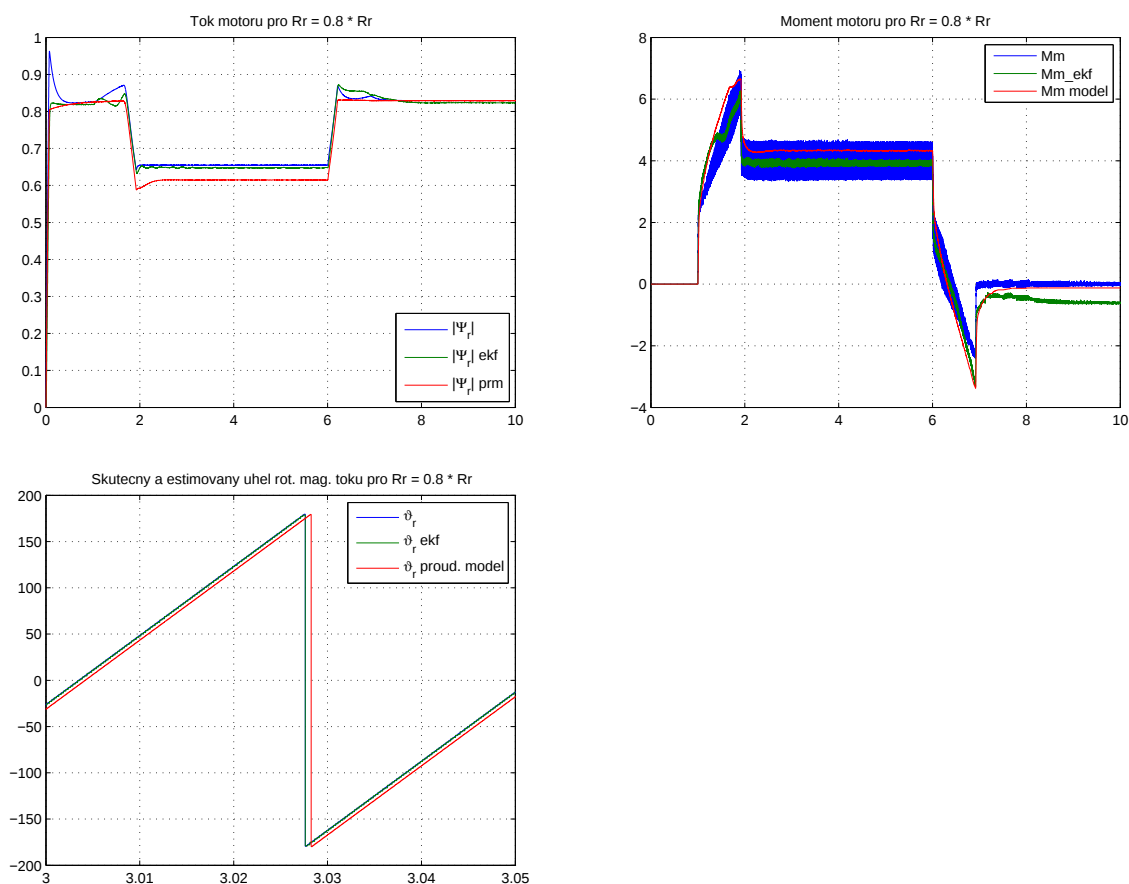
Pro zpřesnění odhadu složek vektoru statorového proudu je nutné tyto úbytky kompenzovat při zadávání požadovaného napětí posílaného do PWM modulátoru. Pro kompenzaci je použit přístup popsáný v [6] v kapitole D. Zpřesnění odhadu je ukázáno na výsledcích simulací na obrázku 8. Vlevo je moment motoru vypočítaný z výstupů EKF s neupravenou PWM, vpravo byly při PWM kompenzovány úbytky napětí způsobené měničem. Mezi druhou a šestou vteřinou je elektrická rychlost motoru 20 Hz a zátěžný moment 4 Nm.



Obr. 8: Moment motoru vypočtený z výstupů EKF: bez korekce PWM a s korekcí

5 Simulační ověření

Na obrázku 9 je simulační porovnání funkčnosti EKF a proudového modelu motoru v rotujícím souřadném systému, jehož výsledky jsou použity ve zpětných vazbách regulace. EKF pracuje v otevřené smyčce. Proudový model použitý pro regulaci má stejné chybné parametry jako EKF: R_r v modelu a EKF je roven $0,8 \cdot R_r$ motoru. Mezi druhou a šestou vteřinou je elektrická rychlost motoru 20 Hz a zátěžný moment 4 Nm. Výsledky jsou porovnávány s nasimulovanými “skutečnými” hodnotami. Obrázky ukazují dobrou funkci EKF ve vyšších rychlostech. Toto neplatí v okolí nulové rychlosti, kdy nemá algoritmus dostatek informací pro korekci chyby, způsobené nepřesnými elektrickými parametry.

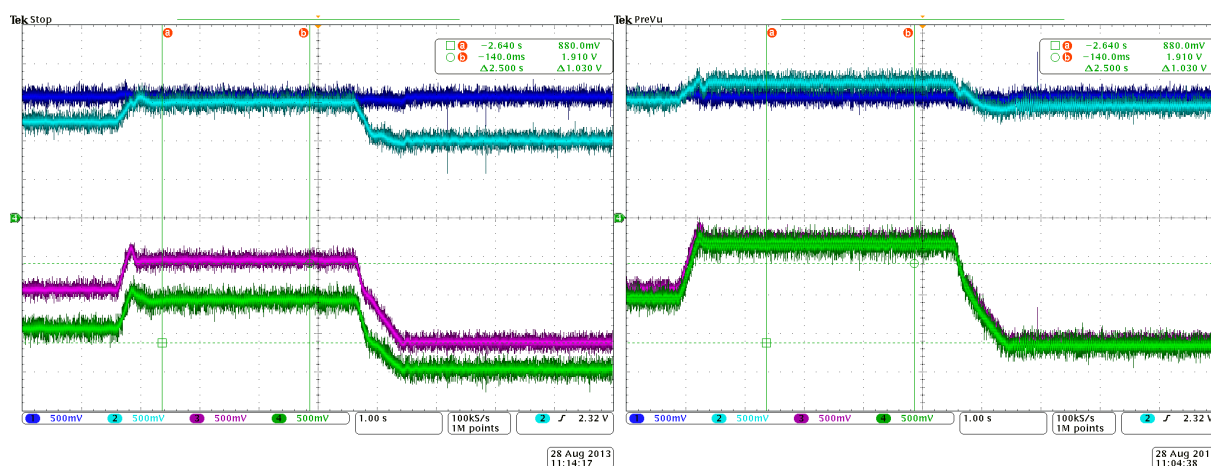


Obr. 9: Porovnání velikosti magnetického toku, momentu motoru a polohy vektoru magnetického toku vypočtených z výstupů EKF s výstupy proudového modelu a se “skutečnými hodnotami”

6 Experimentální výsledky

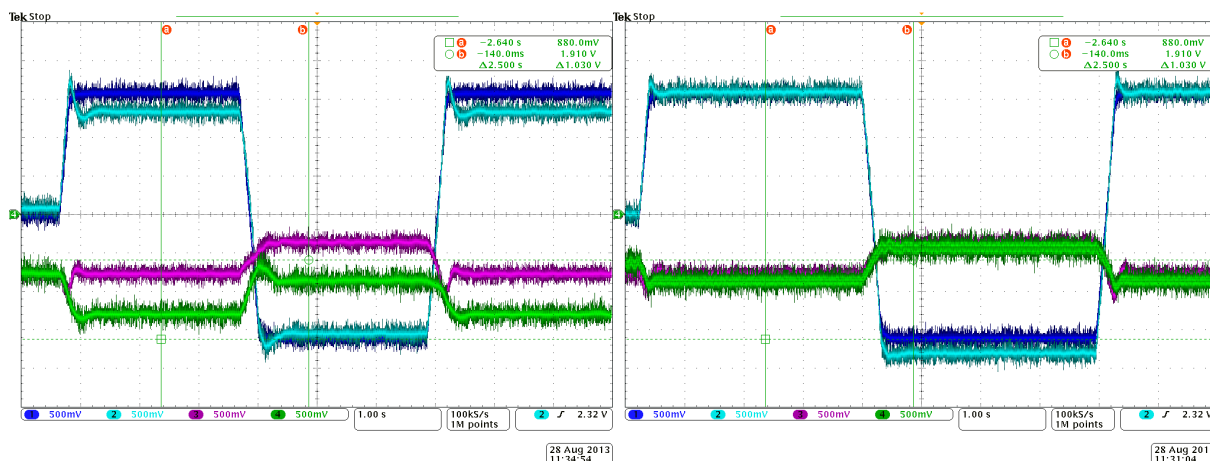
Následující oscilogramy byly získány při měření, kdy ve zpětné vazbě regulace byl použit proudový model motoru v rotujícím souřadném systému a EKF pracoval v otevřené smyčce. Prou-

dový model pracuje s přesnými parametry motoru a proto jsou jeho výsledky považovány za správné. Na obrázku 10 je porovnání výsledků EKF po kroku predikce a po kroku korekce při konstantním momentu motoru s výstupy proudového modelu motoru. Porovnávanými veličinami jsou velikost magnetického toku rotoru a moment motoru. Hodnota R_r použitá v EKF je rovna $0,6 * R_r$ motoru. V levé části obrázku jsou porovnávány hodnoty po kroku predikce, v pravé části je porovnání hodnot po kroku korekce. Obrázek byl zaznamenán pro konstantní moment motoru 4 Nm a průběh elektrické rychlosti motoru 33,4 → 26,6 → 50 Hz. Z obrázku je zřejmé, že algoritmus EKF je schopen opravit chybu způsobenou nepřesným parametrem, zejména v odhadu velikosti rotorového toku.



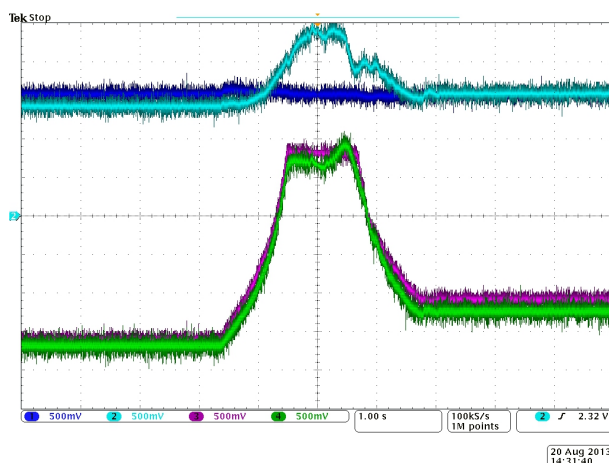
Obr. 10: Moment 4 Nm, elektrická rychlost 33,4 → 26,6 → 50 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div

Na obrázku 11 je porovnání výsledků EKF po kroku predikce a po kroku korekce při konstantní rychlosti motoru s výstupy proudového modelu motoru. Porovnávanými veličinami jsou opět velikost magnetického toku rotoru a moment motoru. Hodnota R_r použitá v EKF je rovna $0,6 * R_r$ motoru. V levé části obrázku jsou porovnávány hodnoty po kroku predikce, v pravé části je porovnání hodnot po kroku korekce. Obrázek byl zaznamenán pro konstantní elektrickou rychlost motoru 30 Hz a průběh momentu motoru 0 → +4 → -4 → +4 Nm. I tento obrázek ilustruje schopnost algoritmu EKF opravit chybu způsobenou nepřesným parametrem.



Obr. 11: Momenty ± 4 Nm, elektrická rychlost 30 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div

Na obrázku 12 je porovnání výsledků EKF po kroku korekce s výstupy proudového modelu motoru. Obrázek byl zaznamenán pro konstantní moment motoru 4 Nm a reverzaci elektrické rychlosti motoru z 50 $\rightarrow$ -50 Hz. Porovnávanými veličinami jsou opět velikost magnetického toku rotoru a moment motoru. Hodnota R_r použitá v EKF je rovna $0,6 \cdot R_r$ motoru. I tento obrázek ilustruje schopnost algoritmu EKF opravit chybu způsobenou nepřesným parametrem ve vyšších rychlostech. V okolí nulové rychlosti se schopnost algoritmu EKF opravit chybu zhoršuje.



Obr. 12: Momenty 4 Nm, reverzace rychlosti 50 $\rightarrow$ -50 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div

7 Závěr

Výzkumná zpráva se zabývala experimentálním ověřením estimace magnetického toku asynchronního motoru pomocí robustního matematického modelu založeného na EKF. Algoritmus EKF byl zkoumán proto, že bere v úvahu možné nepřesnosti užívaných elektrických parametrů motoru, chyby měření a jiné rušení. Z tohoto důvodu je využití algoritmu v elektrických pohonech vhodné, protože například vlivem oteplení, se mohou některé elektrické parametry pohonu změnit.

Ve zprávě byl také uveden popis několika problémů, které mohou vzniknout při implementaci algoritmu EKF a možnosti řešení těchto problémů.

Z výsledků simulací 4kW laboratorního pohonu je patrné, že algoritmus EKF je schopen opravit chybu odhadu způsobenou nepřesností parametrů motoru. Toto neplatí v okolí nulové rychlosti, kdy nemá algoritmus dostatek informací pro korekci chyby.

Výsledky naměřené v průběhu laboratorních experimentů potvrzují poznatky získané simulacemi.

Jako předmět budoucího zkoumání navrhujeme odhad parametrů, jejichž hodnota se může během činnosti pohonu měnit (hlavně rotorová časová konstanta). Toho může být dosaženo rozšířením stavového vektoru o tyto parametry.

8 Parametry asynchronního motoru a regulace

8.1 Asynchronní motor

Jmenovitý výkon	$P_N = 4 \text{ kW}$
Jmenovitý moment	$M_n = 27 \text{ Nm}$
Jmenovité otáčky	$n_N = 1420 \text{ ot/min}$
Počet pólů	$p_p = 2$
Jmenovitá statorová frekvence	$f_{sN} = 50 \text{ Hz}$
Jmenovité napětí statoru	$U_{sN} = 380 \text{ V}$
Jmenovitý efektivní proud motoru	$I_{sN} = 8,9 \text{ A}$
Odpor statorového vinutí	$R_s = 1,317747 \Omega$
Odpor rotorového vinutí	$R_r = 1,509747 \Omega$
Hlavní indukčnost	$L_h = 0,165306 \text{ H}$
Rozptylová indukčnost statoru a rotoru	$L_{s\sigma} = L_{r\sigma} = 0,006313 \text{ H}$
Indukčnost statoru a rotoru	$L_s = L_r = 0,171619 \text{ H}$

8.2 Regulace

Frekvence PWM	$f_{\text{pwm}} = 2 \text{ kHz}$
Frekvence vzorkování proudového modelu a regulátorů	$f_{\text{vr}} = 8 \text{ kHz}$
Frekvence regulačního zásahu regulátorů	$f_{\text{update}} = 4 \text{ kHz}$
Frekvence vzorkování EKF	$f_{\text{ekf}} = 4 \text{ kHz}$
Proporcionální zesílení PI regulátorů R_{Id} , R_{Iq}	$K_{RI} = 5,0$
Časová konstanta PI regulátorů R_{Id} , R_{Iq}	$T_{RI} = 0,01 \text{ s}$
Proporcionální zesílení PI regulátoru $R_{U_{rm}}$	$K_{RU_{rm}} = 60,0$
Časová konstanta PI regulátoru $R_{U_{rm}}$	$T_{RU_{rm}} = 0,05 \text{ s}$
Proporcionální zesílení PI regulátoru R_{ω}	$K_{R\omega} = 0,8$
Časová konstanta PI regulátoru R_{ω}	$T_{R\omega} = 0,5 \text{ s}$
Proporcionální zesílení PI regulátoru R_{Ψ}	$K_{R\Psi} = 100,0$
Časová konstanta PI regulátoru R_{Ψ}	$T_{R\Psi} = 0,5 \text{ s}$
Omezovač O_{ω}	$O_{\omega min} = -2 \cdot I_{smax}$, $O_{\omega max} = 2 \cdot I_{smax}$
Omezovač O_2	$O_{2min} = -I_{smax}$, $O_{2max} = I_{sdw}$
Omezovač O_3	$O_{3min} = -1500 \text{ V}$, $O_{3max} = 1500 \text{ V}$
Omezovač O_4	$O_{4min} = 0 \text{ A}$, $O_{4max} = I_{smax}$

Literatura

- [1] P. Kamenický, V. Šmídl, and Z. Peroutka, "Robustní matematický model asynchronního motoru s rozšířeným kalmanovým filtrem (ekf)," Tech. Rep. 22190–060–2012, ZČU v Plzni, Plzeň, listopad 2013.
- [2] Z. Peroutka, "Použití stavového rekonstruktoru v regulačních strukturách asynchronních motorů," Tech. Rep. 22160–9–04, Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, 2004.
- [3] V. Havlena and J. Štecha, *Moderní teorie řízení*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2000. ISBN 80-01-02095-9.
- [4] G. Welch and G. Bishop, "An introduction to the kalman filter," Tech. Rep. TR 95-041, University of North Carolina at Chapel Hill, Chappel Hill, NC, USA, 1995.
- [5] Z. Peroutka and K. Zeman, "Trolejbus SOR - optimální algoritmy řízení a regulace hlavního trakčního pohonu," Tech. Rep. 22160–2–09, Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň, leden 2009.
- [6] J. Holtz, "Sensorless control of induction machines – with or without signal injection?," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 1, pp. 7–30, 2005.

Seznam obrázků

1	Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru	6
2	Regulační schéma pohonu s asynchronním motorem	7
3	Diagram časování výpočtu regulačních algoritmů	8
4	Predikce rotorového toku s přesnými parametry: vlevo Eulerova metoda, vpravo Adams-Bashforth 3. řádu	8
5	Složky toku po korekci: vzorkování EKF 8 kHz (nefiltrované) a 4 kHz	9
6	Velikost toku po korekci: vzorkování EKF 8 kHz (filtrované) a 4 kHz (nefiltrované)	9
7	Porovnání požadovaného a skutečného napětí na motoru (graf ve Voltech) . . .	10
8	Moment motoru vypočtený z výstupů EKF: bez korekce PWM a s korekcí	10
9	Porovnání velikosti magnetického toku, momentu motoru a polohy vektoru mag- netického toku vypočtených z výstupů EKF s výstupy proudového modelu a se "skutečnými hodnotami"	11
10	Moment 4 Nm, elektrická rychlost 33,4 → 26,6 → 50 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div	12
11	Momenty ±4 Nm, elektrická rychlost 30 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div	13
12	Momenty 4 Nm, reverzace rychlosti 50 → -50 Hz: ch1: Moment proud. model 1,25 Nm/div, ch2: Moment EKF 1,25 Nm/div, ch3: Tok proud. model 0,125 Wb/div, ch4: Tok EKF 0,125 Wb/div	13

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum, Jméno/Odd.
1	všechny	Publikování dokumentu	29. 11. 2013, PK / RICE