Jakub Talla

Vylepšený estimátor rotorového toku asynchronního motoru založený na EKF

Technická zpráva

Pracovní balíček:

11 –Elektrické části pohonu

Rok řešení:

2015SS

Projekt č. TE01020038 „Centrum kompetence drážních vozidel“ je řešen s finanční podporou TA ČR.

Pracoviště: **Regionální inovační centrum elektrotechniky**

Výzkumná zpráva č.: **22190-043-2015**

Vylepšený estimátor rotorového toku asynchronního motoru založený na EKF

Druh úkolu: **Vědecko-výzkumný**

Řešitelé: **Ing. J. Talla, Ph.D., Prof. Zdeněk Peroutka, Ph.D**

Vedoucí úkolu: **doc. Ing. Pavel Drábek, Ph.D.**

Počet stran: 20

Datum vydání: prosinec 2015

Revize: Práce vznikla s podporou projektu TA ČR TE01020038 „Centrum kompetence drážních vozidel“ a CZ.1.05/2.1.00/03.0094 Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE)

Anotace

Tato zpráva navazuje na zprávu č. 22190 – 097 – 2014 s názvem *Robustní estimátor rotorového toku asynchronního motoru založený na EKF*. V předešlé zprávě je rozpracována metoda odhadu rotorového toku asynchronního motoru pomocí extended Kalman filtru s uvažováním změny rotorového odporu. Ze zprávy vyplývá, že je vhodné rozšířit stavový prostor EKF estímátoru o odhad nejen rotorového odporu, ale také statorového. Dále také popisuje základní nastavení Kalmanova filtru a jeho matice.

Tato zpráva, jak již bylo řečeno, navazuje na předešlou zprávu 22190 – 097 – 2014. Stavový popis asynchronního motoru je opět ve stojících souřadnicích a odhad rotorového toku je rozšířen o odhad rotorového i statorového odporu. V této zprávě ale není odhadován přímo rotorový či statorový odpor, ale pouze jeho přírůstky.

Nevýhodou metody popsané v předešlé zprávě je sensitivita odhadu rotorového odporu pro skluzové (rotorové) frekvence blízké nule. V těchto podmínkách dochází ke ztrátě pozorovatelnosti (v případě nulové skluzové frekvence nedochází k transformaci statorového napětí/proudu na rotor) a může docházek k efektu „unášení“ odhadovaného odporu. Pro odstranění tohoto efektu je kalkulován elektrický moment motoru, který je v lineární oblasti momentové charakteristiky úměrný skluzové frekvenci stroje. Tato hodnota je poté použita v EKF filtru pro případné zabránění unášení odhadu rotorového odporu. Rotorový odpor je při ztrátách pozorovatelnosti tlačen ke konvergenci k nominální hodnotě. Rychlost konvergence k nominální hodnotě je možné nastavit jednoduše pomocí a jeho hodnota by měla odpovídat fyzikální realitě rychlosti ochlazování rotoru při nulových skluzových frekvencích.

¨

Obsah

1 Základní matematický model a popis řízení

1.1 Matematický model asynchronního motoru

Pro simulaci byl použit matematický model motoru ve statorových αβ souřadnicích. Matematický model byl počítán algoritmem Runge-Kutta s 2e-7 krokem. Popsaný stavovými rovnicemi:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(R_{S(t)}a + R_{R(t)}b\right)i_{s\alpha(t)} + R_{R(t)}c\Psi_{r\alpha(t)} + \omega_{(t)}d\Psi_{r\beta(t)} + eu_{s\alpha(t)} \quad 1)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(R_{S(t)}a + R_{R(t)}b\right)i_{s\beta(t)} - \omega_{(t)}d\Psi_{r\alpha(t)} + R_{R(t)}c\Psi_{r\beta(t)} + eu_{s\beta(t)} \quad 2)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = R_{R(t)}fi_{s\alpha(t)} - R_{R(t)}g\Psi_{r\alpha(t)} - \omega_{(t)}h\Psi_{r\beta(t)} \quad 3)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = R_{R(t)}fi_{s\beta(t)} + \omega_{(t)}h\Psi_{r\alpha(t)} - R_{R(t)}g\Psi_{r\beta(t)} \quad 4)$$

$$\frac{d\omega_{(t)}}{dt} = k\Psi_{r\alpha(t)}i_{s\beta(t)} - k\Psi_{r\beta(t)}i_{s\alpha(t)} - lM_{Z(t)} - n\omega_{(t)} \quad 5)$$

S parametrizací:

$$a = \frac{1}{\sigma L_S}, b = \frac{1-\sigma}{\sigma L_R}, c = \frac{1-\sigma}{\sigma L_R L_M}, d = \frac{1-\sigma}{\sigma L_M}p_p,\ e = \frac{1}{L_R}, h = p_p,\ k = \frac{3}{2}\frac{p_p}{J}\frac{L_M}{L_R}, l = \frac{1}{J}, n = \frac{B}{J}$$

Pro simulaci byly použity parametry motoru: R_s= 1.317747Ω, R_R= 1.509747Ω, L_{SS}= 6.313 mH, L_{RS}= 6.313 mH, L_M= 165.306 mH, J=0.0346 kgm^2, p_p=2, M_Z=5 Nm.

Stejné parametry měl i stroj, na kterém bylo prováděno měření.

1.2 Použité vektorové řízení orientované na rotorový tok

Jádrem regulace je klasické vektorové řízení v kartézských souřadnicích. Pro regulaci jsou využívány kaskádní regulátory typu PI s anti-windup strukturou. Odvazbení d a q složky je prováděno dopředným modelem. Použitý druh modulace je Space Vector PWM. V simulacích i v experimentu je pro řízení použitý proudový model i_s, ω. Odhadování je prováděno v otevřené smyčce. Regulační perioda je 100 µs. PWM má nosnou frekvenci 10 kHz. Vzorkování je prováděno ve vrcholu pily a k zápisu do PWM registru dochází ve spodku pily. Napájecí napětí je 200 Vdc.

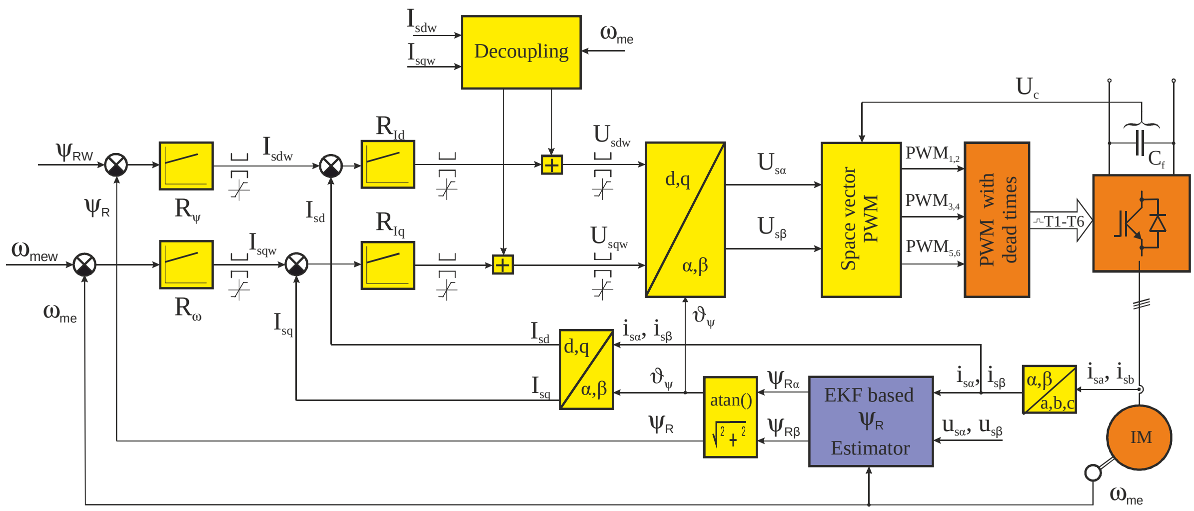


Fig. 1: Základní regulační schéma vektorového řízení orientovaného na rotorový tok s estimátorem rotorového toku založeném na EKF

V experimentu je pohon zatížen stejnosměrným cize buzeným motorem.

1.3 Proudový model i_s, ω

Tento typ proudového modelu je poměrně jednoduchý s vysokou dynamikou. Z rovnic 6-8 je vidět závislost vypočteného rotorového toku v dq souřadnicích a rychlosti rotorového pole na hodnotě rotorového odporu. Chybná hodnota rotorového odporu způsobí zejména chybu ve výpočtu rotorového toku (tj. motor budeme provozovat v přebuzeném nebo podbuzeném stavu).

$$\psi_{r(k)} = \psi_{r(k-1)} + (L_M i_{sd(k)} - \psi_{r(k-1)}) \frac{R_R}{L_R} dT \tag{6}$$

$$If \;\; \psi_{r(k)} < 0.001$$

$$\omega_{r(k)} = \frac{i_{sq(k)} R_R L_M}{0.001 L_R} \tag{7}$$

$$else$$

$$\omega_{r(k)} = \frac{i_{sq(k)} R_R L_M}{\psi_{r(k)} L_R} \tag{8}$$

$$end$$

$$\omega_{s(k)} = p_p \omega_{(k)} + \omega_{r(k)} \tag{9}$$

$$\vartheta_{(k)} = \vartheta_{(k-1)} + \omega_{s(k)} dT \tag{10}$$

$$If \;\; \vartheta_{(k)} > 2\pi$$

$$\vartheta_{(k)} = \vartheta_{(k)} - 2\pi \tag{11}$$

$$end$$

$$If \;\; \vartheta_{(k)} < 0$$

$$\vartheta_{(k)} = 2\pi - \vartheta_{(k)} \tag{12}$$

$$end$$

2 Použitý vylepšený matematický model pro odhad rotorového toku pomocí EKF

2.1 Základní popis linearizovaného Kalmanova filtru

Pro identifikaci rotorového toku je použit linearizovaný Kalmanův filtr (známý jako Extended Kalman Filter EKF). Jedná se o unimodální gaussovskou identifikaci s použitím linearizovaného stavového modelu. Algoritmus obsahuje dva kroky – predikční a korekční. Matice Cd je diagonální jednotková a Dd je nulová.

Predikční krok

$$\widehat{x_{(k+1)}} = A_{d(\omega)} x_{(k)} + B_d u_{(k)} \quad (13)$$

$$P_{(k+1)/(k)} = J P_{(k)} J^T + Q \quad (14)$$

Korekční krok

$$K_{(k)} = \left(P_{(k+1)/(k)} \, {C_d}^T\right) / \left(C_d P_{(k+1)/(k)} \, {C_d}^T + R\right) \quad (15)$$

$$P_{(k+1)} = P_{(k+1)/(k)} - K_{(k)} C_d P_{(k+1)/(k)} \quad (16)$$

$$x_{(k+1)} = \widehat{x_{(k+1)}} + K_{(k)}\left(y - x_{\widehat{(k+1)(1:2)}}\right) \quad (17)$$

2.2 Spojitý popis ASM motoru pro EKF

Pro účely návrhu extended Kalman filtru ASM s měřením rychlosti se omezíme pouze na první 4 rovnice (v):

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = K_{1(t)} i_{s\alpha(t)} + R_{R(t)} c\Psi_{r\alpha(t)} + \omega_{(t)} d\Psi_{r\beta(t)} + e u_{s\alpha(t)} \quad 18)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = K_{1(t)}i_{s\beta(t)} - \omega_{(t)}d\Psi_{r\alpha(t)} + R_{R(t)}c\Psi_{r\beta(t)} + eu_{s\beta(t)} \qquad 19)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = R_{R(t)}fi_{s\alpha(t)} - R_{R(t)}g\Psi_{r\alpha(t)} - \omega_{(t)}h\Psi_{r\beta(t)} \qquad 20)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = R_{R(t)}fi_{s\beta(t)} + \omega_{(t)}h\Psi_{r\alpha(t)} - R_{R(t)}g\Psi_{r\beta(t)} \qquad 21)$$

Kde $K_1 = -\left(R_{S(t)}a + R_{R(t)}b\right)$

2.3 Stochastický model ASM motoru

Stochastický model ASM motoru je odvozený ze spojitého popisu rozšířeného o procesní šumy n a odhadované přírůstky parametrů $\Delta R_{R(t)}$, $\Delta K_{1(t)}$.

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \left(K_1 + \Delta K_{1(t)}\right)i_{s\alpha(t)} + (R_R + \Delta R_{R(t)})c\Psi_{r\alpha(t)} + \omega_{(t)}d\Psi_{r\beta(t)} + eu_{s\alpha(t)} + n_{1(t)} \qquad 22)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \left(K_1 + \Delta K_{1(t)}\right)i_{s\beta(t)} - \omega_{(t)}d\Psi_{r\alpha(t)} + (R_R + \Delta R_{R(t)})c\Psi_{r\beta(t)} + eu_{s\beta(t)} + n_{2(t)} \qquad 23)$$

$$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} = (R_R + \Delta R_{R(t)})fi_{s\alpha(t)} - (R_R + \Delta R_{R(t)})g\Psi_{r\alpha(t)} - \omega_{(t)}h\Psi_{r\beta(t)} + n_{3(t)} \qquad 24)$$

$$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = (R_R + \Delta R_{R(t)})fi_{s\beta(t)} + \omega_{(t)}h\Psi_{r\alpha(t)} - (R_R + \Delta R_{R(t)})g\Psi_{r\beta(t)} + n_{4(t)} \qquad 25)$$

$$\frac{d\Delta R_{R(t)}}{dt} = n_{5(t)} \qquad 26)$$

$$\frac{d\Delta K_{1(t)}}{dt} = n_{6(t)} \qquad 27)$$

Maticově zapsáno:

A	$i_{s\alpha(t)}$	$i_{s\beta(t)}$	$\Psi_{r\alpha(t)}$	$\Psi_{r\beta(t)}$	$R_{R(t)}$	$R_{S(t)}$	**B**	$U_{s\alpha(t)}$	$U_{s\beta(t)}$
$\frac{di_{s\alpha}}{dt}$	$K_1 + \Delta K_{1(t)}$	0	$(R_R + \Delta R_{R(t)})c$	$\omega_{(t)}d$	0	0		e	0
$\frac{di_{s\beta}}{dt}$	0	$K_1 + \Delta K_{1(t)}$	$-\omega_{(t)}d$	$(R_R + \Delta R_{R(t)})c$	0	0		0	e
$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}$	$(R_R + \Delta R_{R(t)})f$	0	$-(R_R + \Delta R_{R(t)})g$	$-\omega_{(t)}h$	0	0		0	0
$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}$	0	$(R_R + \Delta R_{R(t)})f$	$\omega_{(t)}h$	$-(R_R + \Delta R_{R(t)})g$	0	0		0	0
$\frac{d\Delta R_{R(t)}}{dt}$	0	0	0	0	0	0		0	0
$\frac{dK_1}{dt}$	0	0	0	0	0	0		0	0

Obr 2: Popis matice A

Pro přesnou tzv. exaktní diskretizaci autonomních lineárních systémů platí:

$$\frac{dx}{dt} = Ax$$

$$\frac{dx}{x} = At$$

$$x = e^{At}$$

Tj. pro čas t+dT platí:

$$x_{(t+dT)} = x_{(t)} + e^{AdT}$$

Pro aditivní koeficient K platí:

$$x_{(t+dT)} = x_{(t)} + e^{K_{(t)}+AdT}$$

Tj.

$$x_{(t+dT)} = x_{(t)} + e^{K_{(t)}} * e^{AdT}$$

Tj. matice A s aditivní nelinearitou je možné roztrhnout na lineární konstantní část a část (nelineární) časově proměnnou. Toto řešení zpravidla vede na vyšší přesnost oproti základním technikám tj. Eulerovo či Tustinovo diskretizace.

2.4 Diskrétní popis ASM motoru

Diskrétní matice A_d je tvořena maticí s nominálními parametry rotorového a statorového odporu A_{nom}(která je závislá na měřené $\omega_{(t)}$) a její aditivní proměnnou maticí A_{err}.

$$A = A_{nom(\omega)} + A_{err}$$

$A_{nom(\omega)}$ má tedy tvar:

$A_{nom(\omega)}$	$i_{s\alpha(t)}$	$i_{s\beta(t)}$	$\Psi_{r\alpha(t)}$	$\Psi_{r\beta(t)}$	$\Delta R_{R(t)}$	$\Delta K_{1(t)}$
$\frac{di_{s\alpha}}{dt}$	K_1	0	$R_R c$	$\omega_{(t)} d$	0	0
$\frac{di_{s\beta}}{dt}$	0	K_1	$-\omega_{(t)} d$	$R_R c$	0	0
$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}$	$R_R f$	0	$-R_R g$	$-\omega_{(t)} h$	0	0
$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}$	0	$R_R f$	$\omega_{(t)} h$	$-R_R g$	0	0
$\frac{d\Delta R_{R(t)}}{dt}$	0	0	0	0	0	0
$\frac{d\Delta K_{1(t)}}{dt}$	0	0	0	0	0	0

Obr 3: Složka matice A se jmenovitými parametry

Matice $A_{d\ nom(\omega)}$ je vytvořena pomocí exaktní diskretizace matice $A_{nom(\omega)}$ s proměnnými prvky matice podle $\omega_{(t)}$:

$$A_{d(\omega)} = expm^{A_{nom(\omega)}T}$$

Funkce expm je funkcí exponential matrix a T je délka kroku diskretizace.

Tyto koeficienty matice $A_{d\ nom(\omega)}$ se dají s vysokou přesností aproximovat ryze lineární či ryze kvadratickou rovnicí ve formách:

$$A_{(X,Y)} = k\omega_{(t)} + b$$

Nebo

$$A_{(X,Y)} = k\omega_{(t)}{}^2 + b$$

Kde k a b jsou konstanty.

Druhá část matice A zohledňující chybu v parametrech $R_{R)}$ a K_1 má tedy tvar:

A_{err}	$\mathrm{i}_{s\alpha(t)}$	$\mathrm{i}_{s\beta(t)}$	$\Psi_{r\alpha(t)}$	$\Psi_{r\beta(t)}$	$\Delta \mathrm{R}_{R(t)}$	$\Delta K_{1(t)}$
$\frac{di_{s\alpha}}{dt}$	$\Delta K_{1(t)}$	0	$\Delta R_{R(t)}c$	0	0	0
$\frac{di_{s\beta}}{dt}$	0	$\Delta K_{1(t)}$	0	$\Delta R_{R(t)}c$	0	0
$\frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}$	$\Delta R_{R(t)}f$	0	$-\Delta R_{R(t)}g$	0	0	0
$\frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}$	0	$\Delta R_{R(t)}f$	0	$-\Delta R_{R(t)}g$	0	0
$\frac{d\Delta R_{R(t)}}{dt}$	0	0	0	0	0	0
$\frac{d\Delta K_{1(t)}}{dt}$	0	0	0	0	0	0

Obr 4:Chybová složka matice A

A její diskrétní forma pomocí Eulerovy dopředné metody diskretizace prvního řádu má výsledný tvar:

$$\frac{dx}{dt} \cong \frac{x_{(k+1)} - x_{(k)}}{T}$$

$$x_{(k)} + \frac{dx}{dt}T \cong x_{(k+1)}$$

$$\frac{dx}{dt} = Ax$$

$$x_{(k+1)} \cong (1 + AT)x_{(k)}$$

Diskrétní proměnná maticí $A_{d\ err}$ má tedy tvar:

$A_{d\ err}$	$i_{s\alpha(k)}$	$i_{s\beta(k)}$	$\Psi_{r\alpha(k)}$	$\Psi_{r\beta(k)}$	$\Delta R_{R(k)}$	$\Delta K_{1(k)}$
$i_{s\alpha(k+1)}$	$1 + \Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	0	0	0
$i_{s\beta(k+1)}$	0	$1 + \Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	0	0
$\Psi_{r\alpha(k+1)}$	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1 - \Delta R_{R(t)}gT$	0	0	0
$\Psi_{r\beta(k+1)}$	0	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1 - \Delta R_{R(t)}gT$	0	0
$\Delta R_{R(k+1)}$	0	0	0	0	1	0
$\Delta K_{1(k+1)}$	0	0	0	0	0	1

Obr 5:Chybová složka matice Ad

Dále je výhodné z důvodů ztráty pozorovatelnosti systému (rotorového odporu) při rotorových frekvencích blízkých nule zajistit konvergenci odchylky rotorového odporu k nule, tj. matice $A_{d\ err}$ má finální tvar:

$A_{d\,err}$	$i_{s\alpha(k)}$	$i_{s\beta(k)}$	$\Psi_{r\alpha(k)}$	$\Psi_{r\beta(k)}$	$\Delta R_{R(k)}$	$\Delta K_{1(k)}$
$i_{s\alpha(k+1)}$	$1+\Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	0	0	0
$i_{s\beta(k+1)}$	0	$1+\Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	0	0
$\Psi_{r\alpha(k+1)}$	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1-\Delta R_{R(t)}gT$	0	0	0
$\Psi_{r\beta(k+1)}$	0	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1-\Delta R_{R(t)}gT$	0	0
$\Delta R_{R(k+1)}$	0	0	0	0	K_2	0
$\Delta K_{1(k+1)}$	0	0	0	0	0	K_3

Obr 6:

Kde $K_2 < 1$, $K_3 < 1$. Tímto je zajištěna snaha systému konvergovat k nominálním parametrům v případě nulového rozdílu mezi měřením a odhadnutým stavem. Tato vlastnost se hodí při ztrátě pozorovatelnosti rotorového odporu. Také odpovídá fyzikální realitě: v případě nulového rotorového proudu, lze očekávat minimálně neohřívání rotoru tj. nerůst rotorového odporu.

Je tedy rozumné volit matici $A_{d\,err}$ (pomocí koeficientů K_2 a K_3) tak, aby vlastní čísla matice byly menší než 1. Tj. aby:

$$(A_{d\,err})^N = (\lambda u)^N \to 0 \quad pro\ N \to \infty$$

Jinými slovy systém má snahu konvergovat k nominálním hodnotám.

Výsledná matice A_d asynchronního motoru je:

$$A_d = A_{d\,nom(\omega)} * A_{d\,err(\Delta R_R, \Delta K_1)}$$

2.5 Jakobián ASM motoru

Pro jakobián asynchronního motoru popsaného podle předešlých rovnic tedy platí:

$$x_{(k+1)} = A_{d\ nom(\omega)} * A_{d\ err(x_{(k)})} * x_{(k)} + B_d * u_{(k)}$$

$$J = \frac{d\left(A_{d\ nom(\omega)} * A_{d\ err(x_{(k)})} * x_{(k)} + B_d * u_{(k)}\right)}{dx_{(k)}}$$

$$J = A_{d\ nom(\omega)} \frac{d\left(A_{d\ err(x_{(k)})} * x_{(k)}\right)}{dx_{(k)}}$$

$$J = A_{d\ nom(\omega)} J_{err}$$

Maticově zapsáno:

J_{err}	$\frac{dx_{(k+1)}}{di_{s\alpha\,(k)}}$	$\frac{dx_{(k+1)}}{di_{s\beta\,(k)}}$	$\frac{dx_{(k+1)}}{d\Psi_{r\alpha\,(k)}}$	$\frac{dx_{(k+1)}}{d\Psi_{r\beta\,(k)}}$	$\frac{dx_{(k+1)}}{d\Delta R_{R(k)}}$	$\frac{dx_{(k+1)}}{d\Delta K_{1(k)}}$
$i_{s\alpha(k+1)}$	$1 + \Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	0	$\Psi_{r\alpha\,(k)}cT$	$i_{s\alpha\,(k)}T$
$i_{s\beta(k+1)}$	0	$1 + \Delta K_{1(t)}T$	0	$\Delta R_{R(t)}cT$	$\Psi_{r\beta\,(k)}cT$	$i_{s\beta\,(k)}T$
$\Psi_{r\alpha(k+1)}$	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1 - \Delta R_{R(t)}gT$	0	$fTi_{s\alpha\,(k)} - gT\Psi_{r\alpha\,(k)}$	0
$\Psi_{r\beta(k+1)}$	0	$\Delta R_{R(t)}fT$	0	$1 - \Delta R_{R(t)}gT$	$fTi_{s\beta\,(k)} - gT\Psi_{r\beta\,(k)}$	0
$\Delta R_{R(k+1)}$	0	0	0	0	K_2	0
$\Delta K_{1(k+1)}$	0	0	0	0	0	K_3

Obr 7Jakobián chybové složky matice:

2.6 Volba koeficientů K2 a K3

U volby koeficientů je rozumné brát v potaz fyziku stroje. Tj. víme, že hodnota rotorového či statorového odporu je závislá na jeho teplotě.

Teplota rotorového odporu je závislá na hodnotě rotorového proudu (jako zdroji tepla přímo v rotorové kleci), způsobu a výkonu chlazení stroje, rychlosti otáčení stroje či i např. teplotě statoru stroje. Všechny tyto veličiny nesouvisí přímo s hodnotou rotorového odporu či jeho teploty, ale s rychlostí nárůstu či poklesu (gradientu) těchto veličin. Podobně pro statorový odpor, do kterého jsou ale navíc započítány i úbytky na měniči dané mrtvými časy či VA charakteristikami prvků.

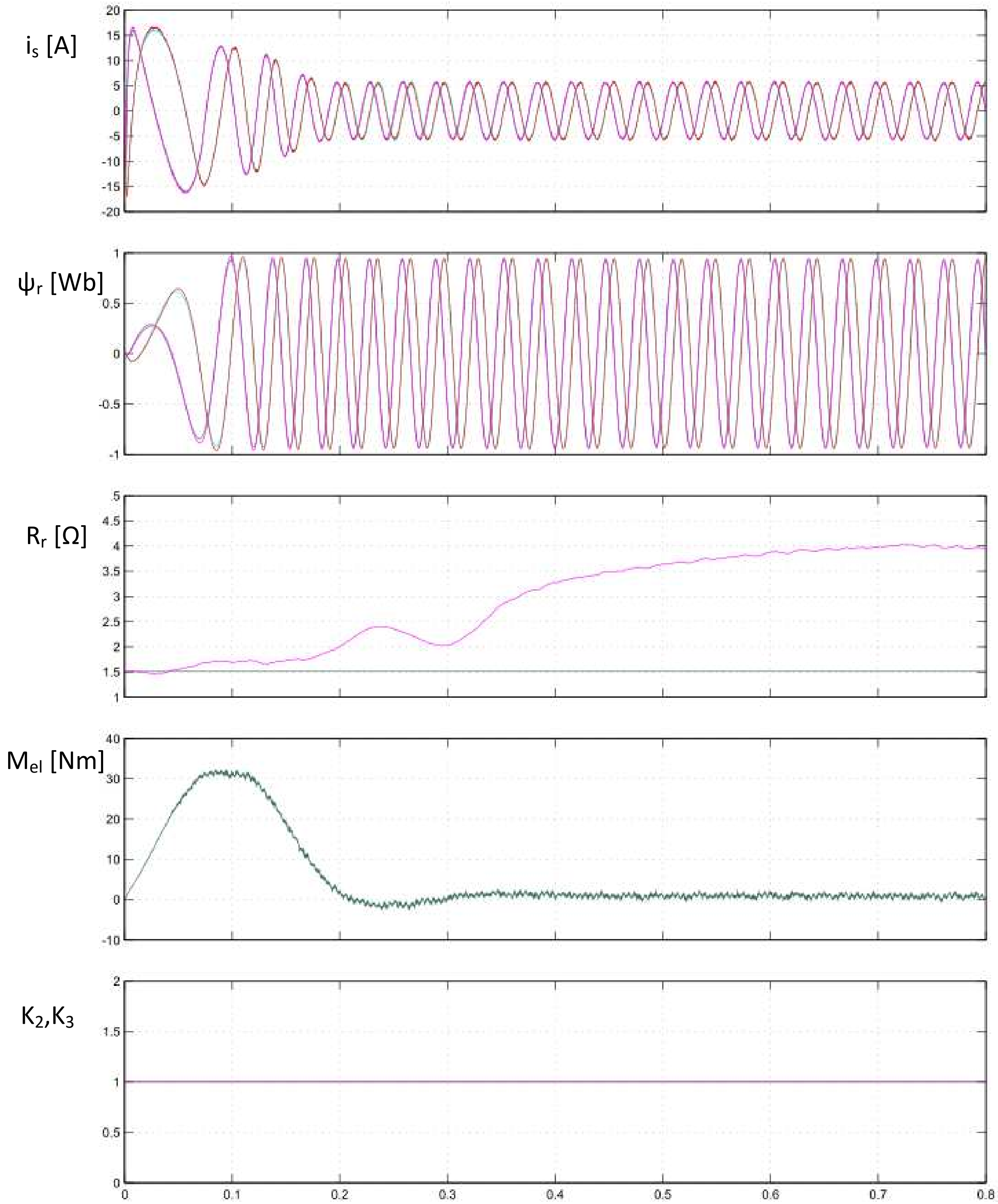
Pro naše účely (popis obecné metody) jsme zvolili závislost pouze rotorového odporu na rotorovém proudu tj. skluzové frekvenci tj. elektrickém momentu stroje. Při ztrátách pozorovatelnosti snížíme koeficienty K_2 a K_3 na hodnotu, která bude odpovídat lehkému ochlazování stroje. Takže : $K_2 = K_3 = fce\ (|M_{el}|) \in \langle 0.99{,}1 \rangle$.

V našem případě jsme počítali koeficienty podle vzorce:

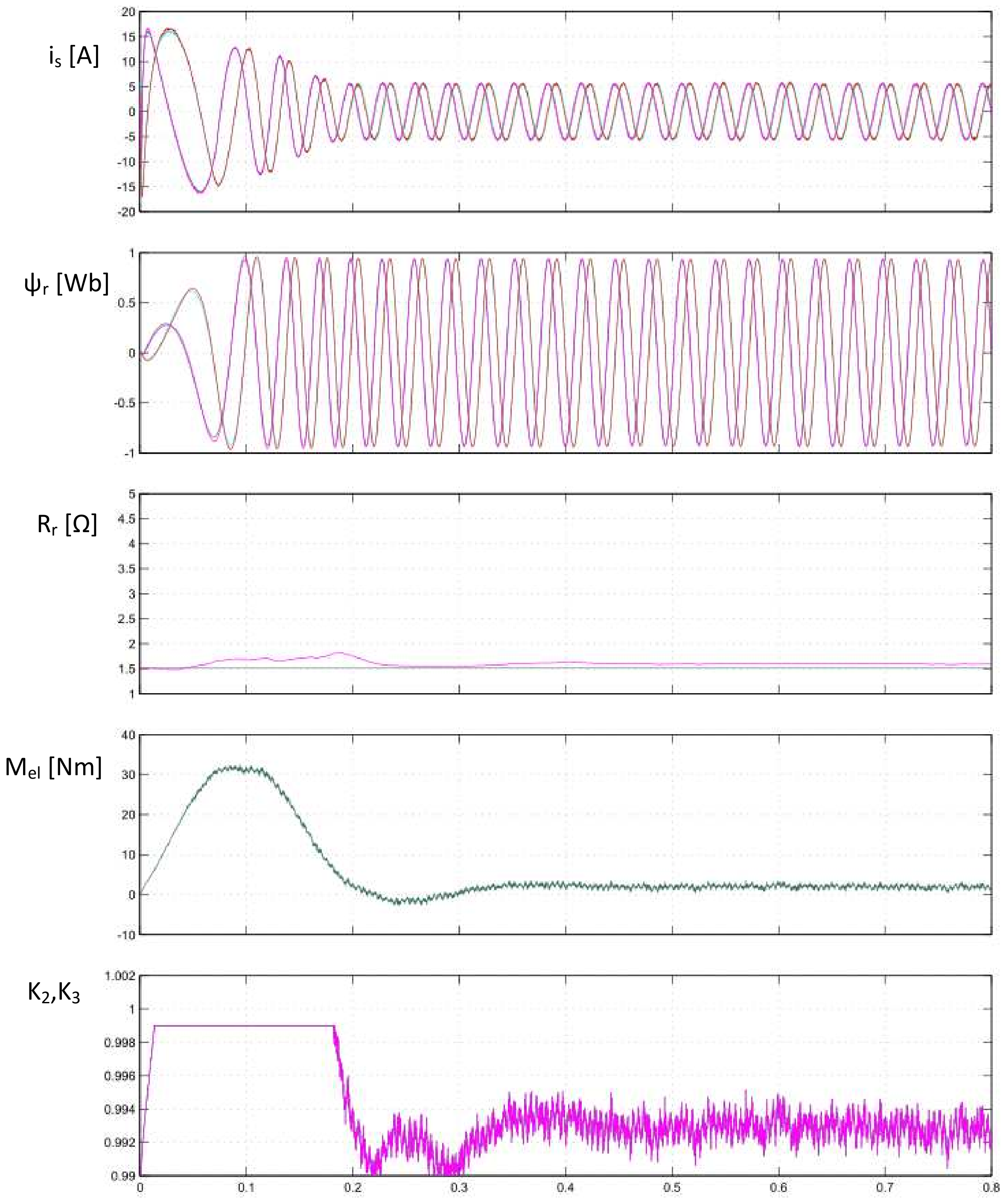
$$K_2 = K_3 = 1 - \frac{Konst - |M_{el}|}{Konst} \in \langle 0.99{,}1 \rangle$$

3 Simulační výsledky vylepšeného EKF estimátoru

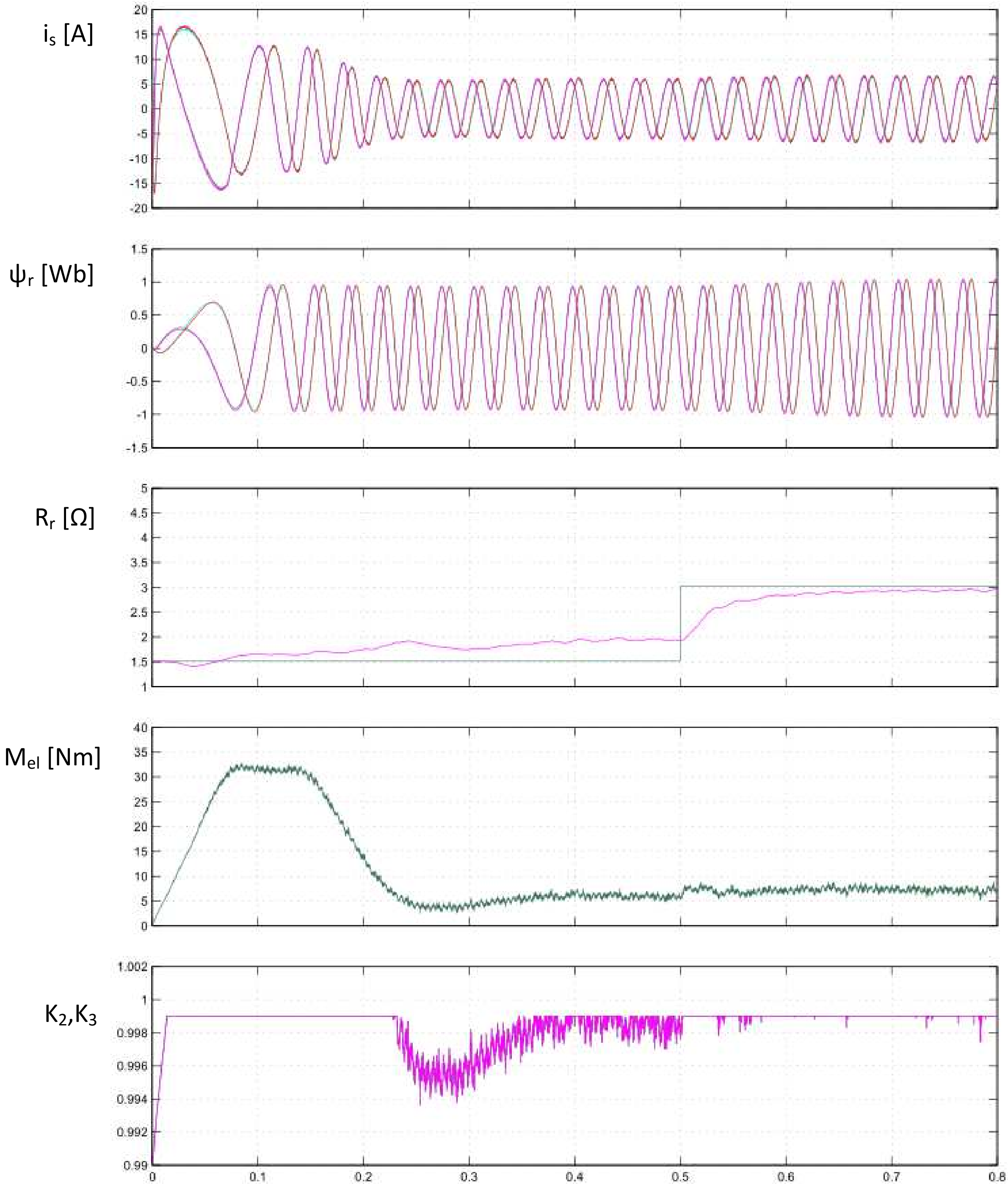
Simulační výsledky ukazují chování nového estimátoru při ztrátách pozorovatelnosti. První obrázek (obr. 8) ukazuje původní estimátor toku při ztrátě pozorovatelnosti. Z výsledků lze vidět unášení odhadované hodnoty rotorového odporu. Zlepšený odhad ukazuje průběh č. 2, kdy při ztrátě pozorovatelnosti dochází ke snížení koeficientů K_2 a K_3 a tím zabránění unášení odhadnuté hodnoty rotorového odporu. Poslední obrázek ukazuje odhad rotorového odporu při nízké skluzové frekvenci a skokové změně rotorového odporu.



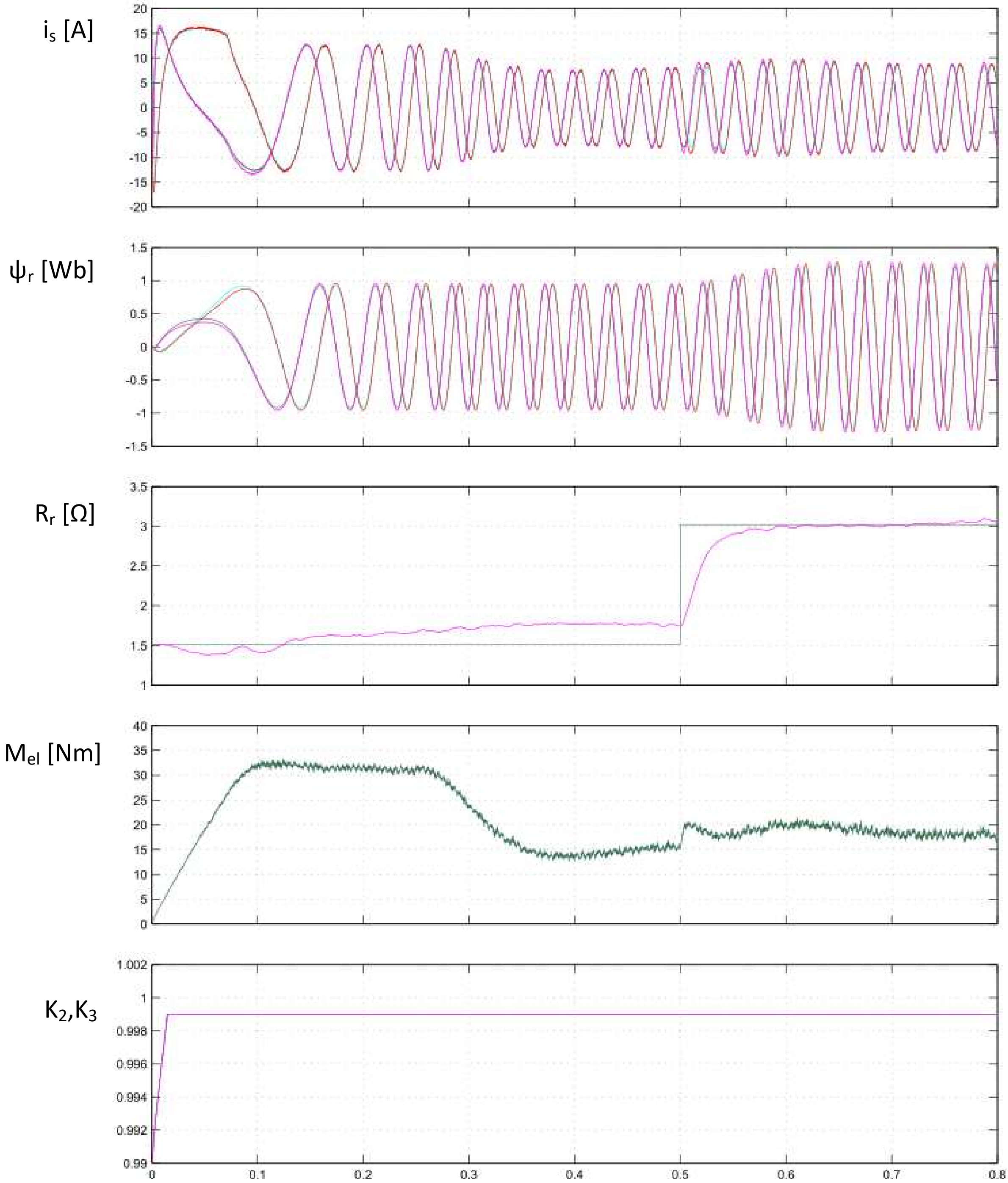
Obr 8: Odhad pro zátěžný moment rovný nule a konstatní K_2=K_3=1 tj. chování původního estimátoru při ztrátě pozorovatelnosti



Obr 9: Odhad pro zátěžný moment rovný nule a proměnné K_2=K_3=fce(M) tj. chování nového estimátoru při ztrátě pozorovatelnosti



Obr 10: Odhad pro zátěžný moment rovný 7 Nm a proměnné K_2=K_3=fce(M) tj. chování nového estimátoru při složitých podmínkách pozorovatelnosti



Obr 11: Odhad pro zátěžný moment rovný 15 Nm a proměnné K_2=K_3=fce(M) tj. chování nového estimátoru při dobrých podmínkách pozorovatelnosti

4 Závěr

Tato zpráva navazuje na zprávu č. 22190 – 097 – 2014 s názvem Robustní estimátor rotorového toku asynchronního motoru založený na EKF. V předešlé zprávě je rozpracována metoda odhadu rotorového toku asynchronního motoru pomocí extended Kalman filtru s uvažováním změny rotorového odporu. Ze zprávy vyplývá, že je vhodné rozšířit stavový prostor EKF estímátoru o odhad nejen rotorového odporu, ale také statorového. Dále také popisuje základní nastavení Kalmanova filtru a jeho matice.

Tato zpráva, jak již bylo řečeno, navazuje na předešlou zprávu 22190 – 097 – 2014. Stavový popis asynchronního motoru je opět ve stojících souřadnicích a odhad rotorového toku je rozšířen o odhad rotorového i statorového odporu. V této zprávě ale není odhadován přímo rotorový či statorový odpor, ale pouze jeho přírůstky.

Nevýhodou metody popsané v předešlé zprávě je sensitivita odhadu rotorového odporu pro skluzové (rotorové) frekvence blízké nule. V těchto podmínkách dochází ke ztrátě pozorovatelnosti (v případě nulové skluzové frekvence nedochází k transformaci statorového napětí/proudu na rotor) a může docházek k efektu „unášení“ odhadovaného odporu. Pro odstranění tohoto efektu je kalkulován elektrický moment motoru, který je v lineární oblasti momentové charakteristiky úměrný skluzové frekvenci stroje.

Zpráva obsahuje simulační výsledky a experimentální budou v příští zprávě.

5 Literatura

[1] B. Karanayil, M. F. Rahman, and C. Grantham, “On-line stator and rotor resistance estimation scheme using artificial neural networks for vector controlled speed sensorless induction motor drive,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 167–176, Feb. 2007.

[2] Quang NP, Dittrich JA. Vector Control of Three-Phase AC Machines, System Development in the Practice. *Springer:* Berlin, 2008;

[3] Zeman, K., Výtah z přednášek z předmětu ARP

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum Jméno / Odd.