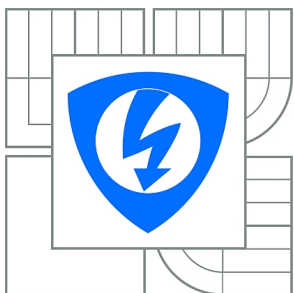


**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

# **ALGORITMY BEZSNÍMAČOVÉHO ŘÍZENÍ POHONU SE SYNCHRONNÍM MOTOREM**

SYNCHRONOUS MACHINE SENSORLESS CONTROL

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

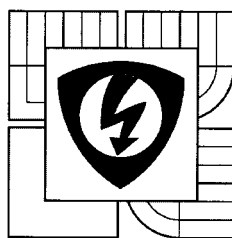
**Bc. MARTIN MALIŠ**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. PAVEL VÁCLAVEK, Ph.D.**

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Kybernetika, automatizace a měření

**Student:** Bc. Martin Mališ

**Ročník:** 2

**ID:** 120606

**Akademický rok:** 2012/13

**NÁZEV TÉMATU:**

**Algoritmy bezsnímačového řízení pohonu se synchronním motorem**

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

Seznamte se s modelováním a řízením synchronního motoru s permanentními magnety. Zaměřte se na algoritmy řízení bez použití snímače polohy a otáček. V prostředí Matlab-Simulink realizujte vybrané algoritmy odhadu polohy rotoru, proveďte jejich simulační ověření a srovnání. Připravte algoritmy pro implementaci na mikroprocesoru řídicího systému.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

[1] Caha, Z.; Černý, M. : Elektrické pohony, Praha, SNTL 1990.

další dle pokynů vedoucího

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 20.5.2013

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

**Konzultanti diplomové práce:**

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

*předseda oborové rady*



**UPOZORNĚNÍ:**

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Cílem této diplomové práce je porovnání algoritmů pro bezsnímačové řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Pozornost je zaměřena zejména na deterministické metody estimace stavů, ověření jejich dynamických vlastností a vlivů parazitních jevů, které v případě bezsnímačového řízení hrají velkou roli. V druhé části je provedena implementace vybraných algoritmů na DSP ve frakční aritmetice s ověřením metodou Processor-in-the-loop. Poslední část se pak zabývá zprovozněním algoritmů na reálném pohonu.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

PMSM, bezsnímačové řízení, BEMF, SMO, MRAS, Kalmanův filtr, DSP

## **ABSTRACT**

The goal of this thesis is to deal with comparison of algorithms in the field of sensorless control of permanent magnet synchronous motor. It is focused mainly on deterministic methods of estimation, verification of their dynamic responses and the influence of parasitic effects. Implementation of selected algorithms on DSP in fractional arithmetic with verification by Processor-in-the-loop method is described in second part. The last part describes use of algorithms on real drive.

## **KEYWORDS**

PMSM, sensorless control, BEMF, SMO, MRAS, Kalman filter, DSP

MALIŠ, Martin *Algoritmy bezsnímačového řízení pohonu se synchronním motorem*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2012. 110 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Algoritmy bezsnímačového řízení pohonu se synchronním motorem“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno .....

.....

(podpis autora)



## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D. za jeho velmi vstřícný a konstruktivní přístup.

Brno .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>12</b>
<b>Úvod</b>	<b>19</b>
<b>1 Synchronní motor s permanentními magnety</b>	<b>20</b>
1.1 Modelování synchronního motoru . . . . .	21
1.1.1 Transformace souřadnic . . . . .	21
1.1.2 Matematický model . . . . .	24
1.1.3 Parametry zkoumaného motoru . . . . .	26
<b>2 Vektorové řízení</b>	<b>27</b>
2.1 Algoritmus vektorového řízení . . . . .	28
2.2 Návrh regulátorů . . . . .	29
<b>3 Bezsnímačové řízení PMSM</b>	<b>32</b>
3.1 Metody založené na estimaci zpětně indukovaného napětí . . . . .	33
3.1.1 Přímý výpočet BEMF . . . . .	33
3.1.2 Luenbergerův pozorovatel . . . . .	42
3.1.3 Pozorovatel proudu v klouzavém režimu . . . . .	50
3.1.4 SMO s estimací odporu statoru . . . . .	57
3.2 Adaptivní systém s referenčním modelem . . . . .	60
3.3 MRAS s estimací parametrů motoru . . . . .	69
3.4 Rozšířený Kalmanův filtr . . . . .	74
3.5 EKF s rozšířeným vektorem stavů . . . . .	82
<b>4 Implementace algoritmů na DSP</b>	<b>86</b>
4.1 Amplitudová normalizace - měřítko . . . . .	87
4.2 Vektorové řízení . . . . .	90
4.3 Algoritmus ATO . . . . .	90
4.4 Algoritmus přímého výpočtu BEMF . . . . .	91
4.5 Algoritmus SMO . . . . .	91
4.6 Algoritmus MRAS . . . . .	92
4.7 Porovnání výpočetní náročnosti algoritmů . . . . .	93
<b>5 Parazitní nelinearity střídače</b>	<b>95</b>
5.1 Zvlnění napětí DC meziobvodu . . . . .	95
5.2 Zkreslení výstupních napětí vlivem ochranných dob . . . . .	95

5.3	Zkreslení výstupních napětí střídače vlivem úbytků napětí na spínacích prvcích . . . . .	97
<b>6</b>	<b>Testy na reálném pohonu</b>	<b>98</b>
6.1	Metody založené na BEMF . . . . .	99
6.2	Adaptivní systém s referenčním modelem . . . . .	101
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>104</b>
	<b>Literatura</b>	<b>105</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Provedení motoru SPMSM a IPMSM; zdroj: [1]	21
1.2	Znázornění Clarkové transformace	23
1.3	Znázornění Parkovy transformace	23
2.1	Transformace signálů ve vektorovém řízení; zdroj: [5]	28
2.2	Blokové schéma bezsnímačového řízení motoru	29
2.3	Průběhy otáček motoru pro simulaci snímačového řízení PMSM	31
3.1	Pozorovatel úhlu; zdroj: [5]	34
3.2	Simulační výsledky pro přímý výpočet BEMF.	36
3.3	Přímý výpočet BEMF - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě $m = 0$ A a rozptylu $\sigma^2 = 10^{-5}$ A.	37
3.4	Přímý výpočet BEMF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky.	38
3.5	Přímý výpočet BEMF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky při úpravě zesílení pozorovatele úhlu.	39
3.6	Přímý výpočet BEMF - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu $R = 0,3276 \Omega$ .	40
3.7	Přímý výpočet BEMF - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu $\psi_m = 0,01$ Wb.	41
3.8	Luenbergerův pozorovatel pro estimaci BEMF; zdroj: [5]	42
3.9	Simulační výsledky pro Luenbergerův pozorovatel.	44
3.10	Luenbergerův pozorovatel - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě $m = 0$ A a rozptylu $\sigma^2 = 10^{-5}$ A.	45
3.11	Luenbergerův pozorovatel - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky.	46
3.12	Luenbergerův pozorovatel - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky s nižším zesílením regulátoru ATO.	47
3.13	Luenbergerův pozorovatel - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu $R = 0,3276 \Omega$ .	48
3.14	Luenbergerův pozorovatel - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu $\psi_m = 0,01$ Wb.	49
3.15	Klasický pozorovatel v klouzavém režimu; zdroj: [14]	51
3.16	Pozorovatel úhlu s funkcí sigmoid; zdroj: [15]	51
3.17	Simulační výsledky pro SMO.	53
3.18	SMO - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky.	54
3.19	SMO - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu $R = 0,3276 \Omega$ .	55
3.20	SMO - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu $\psi_m = 0,01$ Wb.	56
3.21	SMO s estimací statorového odporu; zdroj: [15]	58

3.22	Simulační výsledky pro SMO se současnou estimací mechanických veličin $\omega$ , $\theta$ a odporu $R$ .	58
3.23	Schéma MRAS; zdroj: [9]	60
3.24	Simulační výsledky pro MRAS s korekčními PI regulátory.	64
3.25	MRAS - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě $m = 0$ A a rozptylu $\sigma^2 = 10^{-5}$ A.	65
3.26	MRAS - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky.	66
3.27	MRAS - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu $R = 0,3276 \Omega$ .	67
3.28	MRAS - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu $\psi_m = 0,01$ Wb.	68
3.29	MRAS pro estimaci magnetického toku magnetu a odporu statoru.	70
3.30	Simulační výsledky pro MRAS se současnou estimací mechanických veličin $\omega$ , $\theta$ a odporu $R$ .	72
3.31	Simulační výsledky pro MRAS druhé varianty se současnou estimací mechanických veličin $\omega$ , $\theta$ a odporu $R$ .	73
3.32	Simulační výsledky pro EKF.	77
3.33	EKF - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě $m = 0$ A a rozptylu $\sigma^2 = 10^{-5}$ A.	78
3.34	EKF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky.	79
3.35	EKF - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu $R = 0,3276 \Omega$ .	80
3.36	EKF - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu $\psi_m = 0,01$ Wb.	81
3.37	Simulační výsledky pro EKF s estimací odporu statoru $R$ .	83
3.38	Simulační výsledky pro EKF s estimací magnetického toku $\psi_m$ .	83
3.39	Simulační výsledky pro EKF s estimací zátěžného momentu $T_L$ .	85
4.1	Simulační schéma bezsnímačového vektorového řízení při ladění metodou Processor-in-the-loop v prostředí MATLAB-Simulink.	87
4.2	Průběh otáček motoru pro přímý výpočet BEMF implementovaný na DSP.	91
4.3	Průběh otáček motoru pro SMO implementovaný na DSP.	92
4.4	Průběh otáček motoru pro MRAS s PI korekčními regulátory referenčního modelu implementovaný na DSP.	93
4.5	Porovnání estimátorů z hlediska výpočetní náročnosti	94
6.1	Testovací přípravek s motorem TG Drives a řídicí jednotkou Freescale s procesorem MC56F8023V	98
6.2	Průběh otáček pro paralelní běh snímačového řízení a estimátoru s přímým výpočtem BEMF.	100
6.3	Průběh otáček pro paralelní běh snímačového řízení a estimátoru SMO.	100

6.4	Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s PI korekčními regulátory; ochranná doba tranzistorů $t_{DT} = 2,5 \mu s$ . . . . .	101
6.5	Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů $t_{DT} = 2,5 \mu s$ . . . . .	102
6.6	Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů $t_{DT} = 1 \mu s$ . . . . .	103
6.7	Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů $t_{DT} = 1 \mu s$ ; kompenzace vlivu ochranných dob. . . . .	103

## SEZNAM TABULEK

1.1	Údaje o motoru a parametry použité při simulaci . . . . .	26
4.1	Velikosti norem použité při simulacích metodou Processor-in-the-loop.	89
6.1	Velikosti norem použité při reálném řízení . . . . .	99

## SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

ACIM	Asynchronní motor (AC Induction Motor)
ATO	Pozorovatel úhlu (Angle Tracking Observer)
A/D	Analogový/digitální (Analog/Digital)
BEMF	Zpětná elektromotorická síla (Back Electromotive Force)
BLDC	Bezkartáčový stejnosměrný motor (Brushless DC Motor)
EKF	Rozšířený Kalmanův filtr (Extended Kalman Filter)
IPMSM	PMSM s magnety uvnitř rotoru (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)
KF	Kalmanův filtr (Kalman Filter)
LPF	Dolnopropustný filtr (Low Pass Filter)
MRAS	Adaptivní systém s referenčním modelem (Model Reference Adaptive System)
PMSM	Synchronní motor s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Motor)
PLL	Fázový závěs (Phase-Locked Loop)
PWM	Pulsní šířková modulace (Pulse Width Modulation)
SMO	Pozorovatel v klouzavém režimu (Sliding Mode Observer)
SPMSM	PMSM s magnety na povrchu rotoru (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)
SPR	Striktně pozitivně reálná matice (Strictly Positive Real)
VC	Vektorové řízení (Vector Control)
<b>a</b>	Jednotkový prostorový vektor
<b>A</b>	Matice vnitřních vazeb systému
<b>B</b>	Matice vazeb systému na vstup
<b>C</b>	Matice vazeb výstupu na stav



<b>D</b>	Matice vazeb vstupu na výstup
$a, b, c, d, r, s, t$	Obecné koeficienty
$C_{max}$	Výpočetní kapacita procesoru
<b>d</b>	Vektor reprezentující část nelineární časově variantní části systému <b>W</b>
$e_\alpha, e_\beta, e_d, e_q$	Složky BEMF v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$ a $d$ - $q$
$e_{\alpha\beta}$	Vektor napětí BEMF v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$\hat{e}_{\alpha\beta}$	Vektor estimovaného napětí BEMF v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$e_{\alpha\beta n}(k)$	Normalizovaný vektor BEMF v kroku $k$
$\hat{e}_{\alpha\beta n}(k)$	Normalizovaný estimovaný vektor BEMF v kroku $k$
$err_n(k)$	Normalizovaná odchylka pro vstup do adaptačního pravidla
$F(p)$	Obecný operátorový přenos v Laplaceově transformaci
$F_{SI}(p)$	Operátorový přenos elektrické části motoru v Laplaceově transformaci pro návrh proudové smyčky
$F_{RI}(p)$	Operátorový přenos regulátoru proudu v Laplaceově transformaci
$F_{0Iq}(p)$	Operátorový přenos otevřené smyčky regulace proudu $i_q$ v Laplaceově transformaci
$F_{WIq}(p)$	Operátorový přenos řízení regulační smyčky proudu $i_q$ v Laplaceově transformaci
$F_{S\omega}(p)$	Operátorový přenos soustavy pro regulaci otáček v Laplaceově transformaci
$F_{R\omega}(p)$	Operátorový přenos regulátoru otáček v Laplaceově transformaci
$F_R(z)$	Přenos PSD regulátoru rychlosti v Z-transformaci
<b>F</b>	Jacobiho matice pro standardní vektor stavů
<b>F<sub>R</sub></b>	Jacobiho matice pro vektor stavů rozšířený o estimaci odporu $R$
<b>F<sub>ψ</sub></b>	Jacobiho matice pro vektor stavů rozšířený o estimaci magnetického toku permanentních magnetů $\psi_m$

$\mathbf{F}_T$	Jacobiho matice pro vektor stavů rozšířený o estimaci zátěžného momentu $T_L$
$f$	Koeficient viskózního tření (Viscous Friction)
$f_{clock}$	Frekvence jádra procesoru
$f(), g()$	Obecné nelineární funkce
$g_1, g_2$	Injekční koeficienty Luenbergerova rekonstruktoru
$\mathbf{G}$	Injekční matice Luenbergerova rekonstruktoru
$H()$	Nelineární funkce sigmoid
$i_a, i_b, i_c$	Okamžité hodnoty proudů jednotlivých fází
$\mathbf{i}$	Prostorový vektor proudu statoru
$\mathbf{i}_{\alpha\beta}$	Vektor statorového proudu v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$\mathbf{i}_{\alpha\beta n}$	Normalizovaný vektor statorového proudu v kroku $k$
$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n}(k)$	Normalizovaný vektor estimovaného statorového proudu v kroku $k$
$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$	Estimovaný vektor statorového proudu v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$\bar{i}_\alpha$	Odchylka estimovaných proudů ( $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$ )
$\bar{i}_\beta$	Odchylka estimovaných proudů ( $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ )
$i_\alpha, i_\beta, i_d, i_q$	Proudy v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$ a $d$ - $q$
$\mathbf{I}$	Jednotková matice
$J$	Moment setrvačnosti
$k$	Konstanta
$k_{shifted}$	Konstanta $k$ posunutá o $n$ bitů
$k_{p\theta}$	Proporcionální konstanta adaptačního pravidla estimace elektrického úhlu rotoru
$k_{i\theta}$	Integrační konstanta adaptačního pravidla estimace elektrického úhlu rotoru
$k_{p\omega}$	Proporcionální konstanta adaptačního pravidla estimace elektrické úhlové rychlosti

$k_{i\omega}$	Integrační konstanta adaptačního pravidla estimace elektrické úhlové rychlosti
$k_{pR}$	Proporcionální konstanta adaptačního pravidla estimace odporu statoru
$k_{iR}$	Integrační konstanta adaptačního pravidla estimace odporu statoru
$k_{p\psi}$	Proporcionální konstanta adaptačního pravidla estimace magnetického toku $\psi_m$
$k_{i\psi}$	Integrační konstanta adaptačního pravidla estimace magnetického toku $\psi_m$
$K_{RI}$	Proporcionální složka regulátoru proudu
$K_{SI}$	Proporcionální zesílení elektrické části modelu motoru pro návrh regulátoru proudu
$K_{R\omega}$	Proporcionální složka regulátoru otáček
$L$	Indukčnost vinutí
$L_d, L_q$	Indukčnost vinutí v souřadnicích $d-q$
$m$	Střední hodnota šumu proudu
$m_{\alpha n}(k)$	Normalizovaný výsledek bloku násobení v souřadnici $\alpha$ v kroku $k$
$m_{\beta n}(k)$	Normalizovaný výsledek bloku násobení v souřadnici $\beta$ v kroku $k$
$n$	Otáčky motoru
$n_{err}$	Odchylna skutečných a estimovaných otáček ( $n_{err} = n_{real} - n_{est}$ )
$N_v$	Norma obecné veličiny $v$
$N$	Koeficient omezení zesílení derivační složky PID regulátoru
$p$	Laplaceův operátor
$P_p$	Počet pólových dvojic (number of Pole Pairs)
<b>P</b>	Kovarianční matice stavů
<b>Q</b>	Kovarianční matice pro šum vstupující do systému
$R$	Odpor statorového vinutí

$\hat{R}$	Estimovaný odpor statorového vinutí
$R_{Ton}$	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu
$R_{Don}$	Odpor diody v sepnutém stavu
$\mathbf{R}$	Kovarianční matice pro šum výstupu systému
$S_n$	Přepínací rozhraní
$s_n(k)$	Normalizovaná hodnota sumátoru v kroku $k$
$s_x$	Žádaná střída pro danou větev střídače
$s_{xComp}$	Žádaná střída po kompenzaci
$t_{xon}$	Doba sepnutí větve
$t_{xonMax}$	Maximální doba sepnutí dané větve
$T_{PWM}$	Perioda PWM
$t_{DT}$	Ochranná doba mezi sepnutím horního a dolního tranzistoru střídače dané větve
$T$	Obecná časová konstanta
$T_1$	První časová konstanta PID regulátoru
$T_2$	Druhá časová konstanta PID regulátoru
$\epsilon$	Filtrační časová konstanta PID regulátoru
$T_d$	Derivační časová konstanta regulátoru
$T_{el}$	Elektrická časová konstanta motoru
$T_s$	Vzorkovací perioda
$T_i$	Integrační časová konstanta regulátoru
$T_e$	Elektromagnetický moment motoru (Electromagnetic Torque)
$T_L$	Zátěžný moment (Load Torque)
$u_\alpha, u_\beta, u_d, u_q$	Napětí v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$ a $d$ - $q$
$u_{dlin}, u_{qlin}$	Výstupy regulátorů proudu - lineární složky modelu motoru v $d$ - $q$ souřadnicích

$u_{ddec}, u_{qdec}$	Nelineární křížové vazby motoru v $d$ - $q$ souřadnicích
$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	Vektor statorového napětí v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$\mathbf{u}_{\alpha\beta n}(k)$	Normalizovaný vektor statorového napětí v kroku $k$
$u_{DCmeas}$	Měřená hodnota napětí DC meziobvodu
$u_{DCnom}$	Jmenovité napětí DC meziobvodu
$\mathbf{u}_{\alpha\beta Elim}$	Vektor statorového napětí v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$ po eliminaci vlivu zvlnění napětí DC meziobvodu
$u_{T0}$	Prahové napětí tranzistoru
$u_{D0}$	Prahové napětí diody
$\mathbf{v}$	Vektor šumů ovlivňujících měření
$V$	Ljapunovova funkce stability
$\mathbf{w}$	Vektor šumů vstupujících do procesu
$\mathbf{W}$	Vektor nelineární časově variantní části systému
$x_n(k)$	Normalizovaný akční zásah adaptačního pravidla v kroku $k$
$\mathbf{x}$	Skutečný vektor stavů systému
$\hat{\mathbf{x}}$	Estimovaný vektor stavů systému
$\mathbf{y}$	Vektor měřených hodnot
$\hat{\mathbf{y}}$	Vektor predikovaných měřených hodnot
$z_{\alpha\beta}$	Výstup přepínacího prvku SMO v souřadnicích $\alpha$ - $\beta$
$\delta_s$	Relativní chyba střídavy
$\Delta\theta_e$	Adaptační odchylka estimovaného elektrického úhlu
$\Delta\psi$	Odchylka estimovaných magnetických toků
$\Delta\mathbf{A}$	Matice odchylek matic vnitřních vazeb reálného systému $\mathbf{A}$ a modelu $\hat{\mathbf{A}}$ ( $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}}$ )
$\Delta\mathbf{d}$	Vektor odchylek reálného vektoru $\mathbf{d}$ a estimovaného vektoru $\hat{\mathbf{d}}$ ( $\Delta\mathbf{d} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}}$ )

$\Delta u_x$	Úbytek napětí na spínacích prvcích dané větve
$\theta_e$	Elektrická poloha rotoru
$\hat{\theta}_e$	Estimovaná elektrická poloha rotoru
$\theta_m, \theta$	Mechanická poloha rotoru
$\theta_{err}$	Odchylka skutečného a estimovaného úhlu natočení rotoru ( $\theta_{err} = \theta_{real} - \theta_{est}$ )
$\hat{\theta}_{en}(k)$	Normalizovaná hodnota elektrického úhlu rotoru v kroku $k$
$\sigma^2$	Rozptyl šumu proudu
$\psi_m$	Magnetický spřažený tok permanentních magnetů
$\hat{\psi}_m$	Estimovaný magnetický spřažený tok permanentních magnetů
$\psi_d, \psi_q$	Magnetický spřažený tok v souřadnicích $d-q$
$\psi_\alpha, \psi_\beta$	Magnetický spřažený tok v souřadnicích $\alpha-\beta$
$\omega_e$	Elektrická úhlová rychlost
$\omega_m$	Mechanická úhlová rychlost
$\hat{\omega}_{en}(k)$	Normalizovaná hodnota elektrické úhlové rychlosti v kroku $k$

# ÚVOD

Synchronní motory s permanentními magnety (PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor) jsou stále častěji používány z důvodu dobrého poměru výkonu k rozměrům, dále díky vysoké účinnosti a dobrému poměru momentu k průměru rotoru, čímž jsou zajištěny kompaktní rozměry. Z aplikačního hlediska nachází tento typ motoru uplatnění zejména na poli servomechanizmů, kompresorů, ventilátorů a čerpadel. Nesmíme opomenout uplatnění u domácích spotřebičů tzv. bílé techniky, jako jsou pračky, myčky atd. Sám autor této práce se v rámci letní brigády zúčastnil testování algoritmů bezsnímačového řízení PMSM na průmyslové sušičce prádla s techniky výrobce frekvenčních měničů.

Problematika bezsnímačového řízení motoru se v poslední době stává také stále více aktuální. Umožňuje totiž realizovat pohony s nižšími náklady, což je hlavním důvodem k jejímu nasazení. Bezsnímačové řízení se u pohonů zavádí také z důvodu větší robustnosti a spolehlivosti celého systému řízení motoru. Samotný název „bezsnímačové řízení“ je ovšem poněkud zavádějící. Ve své podstatě se bezsnímačovým řízením má na mysli vyřazení snímače polohy a otáček<sup>1</sup>, jejichž funkci nahrazuje estimátor. Tyto snímače tvoří spolu s kabeláží a montáží často podstatnou část ceny pohonu a snižují zmiňovanou robustnost a spolehlivost systému. Myšlenkou bezsnímačového řízení je tedy estimace rychlosti a polohy rotoru z dat, které jsou v měniči implicitně k dispozici - statorové proudy a napětí. Dále je nutné si uvědomit, že v případě řízení synchronního motoru s permanentními magnety je kritickým faktem nutnost znalosti polohy motoru i v okamžiku, kdy v kaskádní regulaci požadujeme řídit pouze rychlost. Znalost polohy rotoru je totiž klíčová pro transformace souřadnic. Tento fakt klade větší nároky na estimační algoritmus, jehož estimace však není natolik přesná, aby se dala aplikovat na regulaci polohy.

Algoritmy pro bezsnímačové řízení pohonu můžeme rozdělit do několika skupin. Základní problematika se zabývá problémem řízení motoru v nenulových otáčkách, kdy se předpokládá znalost polohy rotoru před startem. Patří zde algoritmy založené na modelu motoru, tzn. přímý výpočet zpětně indukovaného napětí, adaptivní systém s referenčním modelem, pozorovatel proudu v klouzavém režimu a rekonstruktory stavu. Neméně důležitou problematikou je zjištění počáteční polohy rotoru, bez jejíž znalosti není většina algoritmů schopna uspokojivého rozběhu. Zde se využívá spektrální analýza statorových elektrických veličin, či prosté zarovnání rotoru do definované polohy.

---

<sup>1</sup>V případě snímačového řízení se z důvodů ceny nejčastěji používá resolver, který zastává funkci snímače otáček i polohy. Druhou, dražší a přesnější variantou je optický absolutní enkodér.

# 1 SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Synchronní motor s permanentními magnety je točivý stroj, jehož koncepce vychází ze zkřížení vlastností střídavého asynchronního motoru (ACIM - AC Induction Motor) a bezkartáčového stejnosměrného (BLDC - Brushless DC) motoru. Struktura rotoru PMSM je obdobná jako u BLDC motoru tzn. na rotoru jsou umístěny permanentní magnety<sup>1</sup>, které díky své magnetické indukci přispívají k vytvoření magnetického pole ve vzduchové mezeře. Stator je pak tvořen klasickým třífázovým vinutím s fázovým posuvem  $120^\circ$ , kdy jsou jednotlivé fáze rozloženy sinusově po obvodu statoru stejně, jako je tomu u asynchronního motoru. Avšak díky odlišné konstrukci rotoru pracuje synchronní motor v synchronních otáčkách, což je výhodou pro bezsnímačové řízení. Magnetický tok je zde totiž pevně spjat s rotorem, čímž se celá problematika bezsnímačového řízení zjednodušuje.

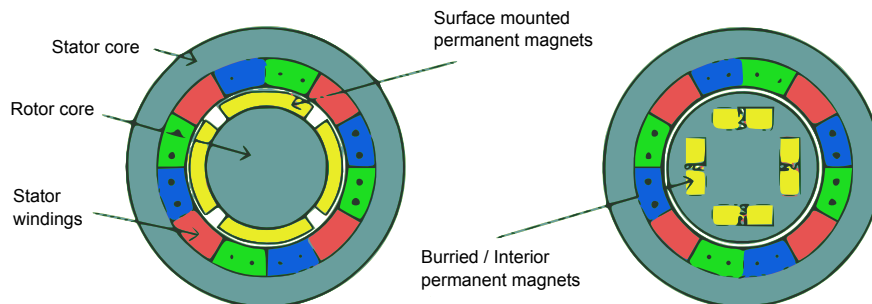
Synchronní motor s permanentními magnety se vyrábí ve dvou základních variantách, které se liší uložením magnetů na rotoru viz obrázek 1.1. První variantou je tzv. „Interior Permanent Magnet Synchronous Motor“ (IPMSM), který má magnety uloženy pod povrchem rotoru a vyznačuje se rozdílnou indukčností v obou osách rotorových souřadnic ( $L_d \neq L_q$ ). Tuto vlastnost je možné následně využít pro bezsnímačové řízení otáček. Druhým typem je tzv. „Surface Permanent Magnet Synchronous Motor“ (SPMSM), který má naopak magnety uloženy na povrchu rotoru. Indukčnosti v obou osách rotorových souřadnic jsou pak většinou přibližně stejné ( $L_d \approx L_q$ ) a bezsnímačové metody řízení otáček tudíž nelze postavit na vyhodnocování polohy značky (rozdílnosti indukčností) na rotoru. Tato diplomová práce je zaměřena na posledně zmíněný typ, tedy synchronní motor s permanentními magnety na povrchu rotoru, pro svou velkou rozšířenost.

Z hlediska vlastností vyniká koncepce synchronního motoru zejména u servopohonů díky nízkému momentu setrvačnosti tudíž i nízkou mechanickou časovou konstantou, kdy je motor schopen díky malému průměru a relativně nízké hmotnosti rotoru sledovat rychlé změny řízení. Mezi další výhody tohoto typu motoru patří vysoká robustnost díky absenci mechanického komutátoru, dále vysoká účinnost oproti asynchronnímu motoru vlivem absence Jouleových ztrát v rotoru (řádově až jednotky procent) a poměr výkonu k rozměrům motoru, s čímž je ovšem spojena

---

<sup>1</sup>Pro výrobu permanentních magnetů se používá samarium-kobalt (SmCo), který má výhodu ve vyšší teplotní odolnosti (cca  $300^\circ\text{C}$ ). Nevýhodou je přirozená radioaktivita samaria, díky které se tento typ magnetů nepoužívá pro domácí spotřebiče. Druhým materiálem je neodým-železo-bór (NdFeB), jehož nevýhodou je nižší teplotní odolnost (cca  $120^\circ\text{C}$ ). V automobilovém průmyslu se pro nenáročné aplikací používají z finančních důvodů i magnety na bázi feritu, které ovšem vykazují nízkou remanentní magnetickou indukci.





Obr. 1.1: Provedení motoru SPMSM a IPMSM; zdroj: [1]

koncentrace výkonu do menšího objemu motoru a následně horší podmínky pro odvod ztrátového tepla. V případě bezpřevodových pohonů, tzv. „Direct Drive“ pak přichází opět zvýšení účinnosti díky absenci převodovky.

## 1.1 Modelování synchronního motoru

Pro řízení motoru a následně zkoumání jeho dynamických vlastností, je nutné zavést dostatečně fundamentální popis motoru. Problematika popsaná v této kapitole je obecně známá a v literatuře poměrně snadno dostupná viz [2], [3].

### 1.1.1 Transformace souřadnic

Z důvodu zjednodušení třífázového modelu se zavádí tzv. Clarkové transformace modelu (dle Edith Clarkové) z třífázového do imaginárního dvoufázového systému  $\alpha$ - $\beta$ . Při otáčení rotoru se však mění magnetická vazba mezi státorem a rotorem, proto zavádíme tzv. Parkovu transformaci do souřadnic, které jsou spojeny s rotorem. Tyto souřadnice nesou označení  $d$ - $q$ . Mezi rotorem a fiktivním vinutím  $d$ - $q$  je v případě PMSM pevná magnetická vazba a v ustáleném stavu budou nyní napětí a proudy fiktivních statorových vinutí konstantními veličinami. Přechodové střídavé veličiny lze pak následně vyjádřit jako proměnné stejnosměrné veličiny. Tím se řešení přechodových dějů podstatně zjednodušuje. Myšlenka rozložení prostorového vektoru do dvou složek spojených se souřadnicovým systémem rotoru je také klíčová pro aplikaci vektorového řízení viz kapitola 2.

Mějme prostorový vektor:

$$\mathbf{i} = k \cdot (i_a + \mathbf{a} \cdot i_b + \mathbf{a}^2 \cdot i_c) \quad (1.1)$$

kde  $i_a, i_b, i_c$  jsou okamžité hodnoty statorových proudů, pro které platí:

$$i_a = I_m \cdot \cos(\omega_e t) = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot [e^{j\omega_e t} + e^{-j\omega_e t}] \quad (1.2)$$

$$i_b = I_m \cdot \cos(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi) = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot [e^{j\omega_e t} \cdot \mathbf{a}^2 + e^{-j\omega_e t} \cdot \mathbf{a}] \quad (1.3)$$

$$i_c = I_m \cdot \cos(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi) = \frac{1}{2} \cdot I_m \cdot [e^{j\omega_e t} \cdot \mathbf{a} + e^{-j\omega_e t} \cdot \mathbf{a}^2] \quad (1.4)$$

Zároveň předpokládáme:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.5)$$

Parametr  $\mathbf{a}$  je jednotkový vektor a platí:

$$\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} \quad (1.6)$$

$$\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3} \quad (1.7)$$

Po dosazení vztahů (1.2), (1.3), (1.4) do rovnice prostorového vektoru (1.1) dostaneme:

$$\mathbf{i} = k \cdot I_m \cdot \frac{3}{2} \cdot e^{j\omega_e t} \quad (1.8)$$

Prostorový vektor se pohybuje tzv. elektrickou úhlovou rychlostí  $\omega_e$ , která je závislá na frekvenci napájecího napětí. Absolutní velikost prostorového vektoru je rovna  $\frac{3}{2}I_m$  a při sinusovém proudu jednotlivých fází je konstantní. Hodnotu koeficientu  $k$  je proto vhodné volit rovnu  $\frac{2}{3}$ , kdy dostaneme pro prostorový vektor výraz:

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3} \cdot (i_a + \mathbf{a} \cdot i_b + \mathbf{a}^2 \cdot i_c) \quad (1.9)$$

Prostorový vektor (1.9) můžeme vyjádřit také pomocí dvou souřadnic:

$$\mathbf{i} = i_\alpha + j i_\beta \quad (1.10)$$

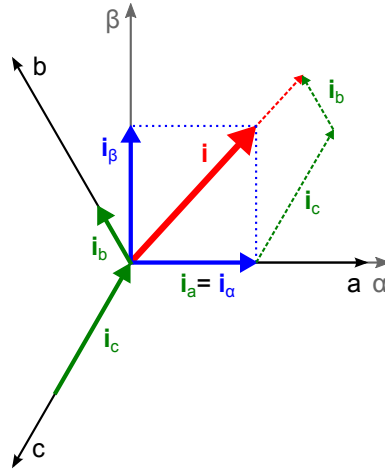
Tímto krokem se dostáváme ke Clarkové transformaci, která je vyobrazena na obrázku 1.2.

Pro transformaci z třífázového systému do dvoufázového systému platí:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2}{3}\pi) & \cos(\frac{4}{3}\pi) \\ 0 & \sin(\frac{2}{3}\pi) & \sin(\frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

Tato transformace platí pro proudy, napětí i magnetické spřažené toky. Stejně tak je možné vyjádřit inverzní úlohu:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\frac{2}{3}\pi) & \sin(\frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\frac{4}{3}\pi) & \sin(\frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$



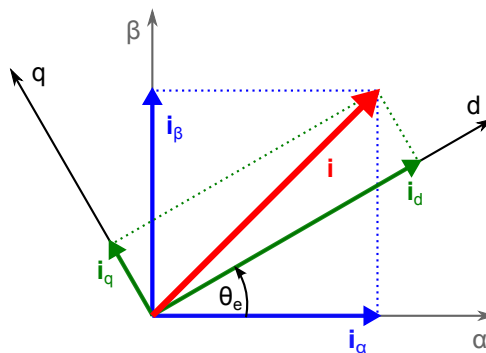
Obr. 1.2: Znázornění Clarkové transformace

Nyní jsme schopni sestavit model motoru ve zjednodušeném tvaru pomocí  $\alpha$ - $\beta$  souřadnic. Ovšem, jak již bylo zmíněno na začátku této kapitoly, existuje ještě tzv. Parkova transformace, která zajišťuje pevnou magnetickou vazbu mezi rotorem a statorem. Parkova transformace formuluje souřadnicový systém spojený s rotorem motoru následujícím způsobem:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

kde  $\theta_e$  je elektrický úhel natočení rotoru.

Vektor proudu motoru je tedy rozdělen na složku  $i_d$ , jejíž název je odvozen z anglického „direct axis component“ a  $i_q$  - „quadrature axis component“. Vztah mezi  $d$ - $q$  a  $\alpha$ - $\beta$  složkami vektoru proudu je vyobrazen na následujícím obrázku 1.3.



Obr. 1.3: Znázornění Parkovy transformace

Zbývá již jen zmínit inverzní Parkovu transformaci, která transformuje veličiny

z rotujících souřadnic do stacionárních:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

### 1.1.2 Matematický model

Abychom dospěli k dostatečně přesné reprezentaci reálného motoru, zavedeme si pro modelování synchronního motoru s permanentními magnety následující zjednodušující předpoklady:

- motor je napájen trojfázovým, souměrným, harmonickým napětím
- vinutí jednotlivých fází jsou prostorově symetricky rozložena v drážkách statoru
- neuvažuje se vliv drážkování
- vinutí je zapojeno do hvězdy bez vyvedeného nulového vodiče
- magnetizační charakteristika motoru je lineární
- rozložení magnetické indukce ve vzduchové mezeře je harmonické
- ztráty v magnetických obvodech jsou nulové
- rotor neobsahuje klec
- indukované elektromagnetické pole je harmonické

Okamžité hodnoty statorového napětí jednotlivých fází můžeme vyjádřit následujícím způsobem:

$$\begin{aligned} u_a &= Ri_a + \frac{d}{dt}\psi_a \\ u_b &= Ri_b + \frac{d}{dt}\psi_b \\ u_c &= Ri_c + \frac{d}{dt}\psi_c \end{aligned} \quad (1.15)$$

kde  $u_a$ ,  $u_b$ ,  $u_c$  jsou okamžité hodnoty statorového napětí,  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  jsou okamžité hodnoty statorových proudů a  $\psi_a$ ,  $\psi_b$ ,  $\psi_c$  jsou okamžité hodnoty statorových magnetických spřažených toků jednotlivých fází  $a$ ,  $b$  a  $c$ . Následně můžeme tyto rovnice přepsat pomocí Clarkové transformace:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= Ri_\alpha + \frac{d}{dt}\psi_\alpha \\ u_\beta &= Ri_\beta + \frac{d}{dt}\psi_\beta \end{aligned} \quad (1.16)$$

kde  $R$  je odpor statoru. Pro magnetické spřažené toky platí:

$$\begin{aligned} \psi_\alpha &= Li_\alpha + \psi_m \cos(\theta_e) \\ \psi_\beta &= Li_\beta + \psi_m \sin(\theta_e) \end{aligned} \quad (1.17)$$

kde  $L$  je indukčnost statoru,  $\psi_m$  je magnetický spřažený tok rotoru a  $\theta_e$  je elektrický úhel natočení rotoru. Po dosazení rovnic (1.17) do rovnic (1.16) se získají kompletní napěťové rovnice PMSM v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_e \psi_m \sin(\theta_e) \\ u_\beta &= Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + \omega_e \psi_m \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (1.18)$$

kde  $\omega_e$  je elektrická úhlová rychlost rotoru, jejíž vztah s mechanickou úhlovou rychlostí  $\omega_m$  je dán následující rovnicí:

$$\omega_e = \omega_m P_p \quad (1.19)$$

Elektromagnetický moment motoru PMSM v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P_p \cdot (\psi_\alpha \cdot i_\beta - \psi_\beta \cdot i_\alpha) \quad (1.20)$$

Z pravidla momentové rovnováhy na hřídeli motoru pak plyne vztah pro úhlovou rychlost:

$$\frac{d}{dt} \omega_e = \frac{P_p}{J} \left[ \frac{3}{2} P_p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) - T_L \right] \quad (1.21)$$

kde  $P_p$  značí počet pólových dvojic, dále  $J$  je moment setrvačnosti rotoru a  $T_L$  je zatěžovací moment.

Pomocí výše uvedených vztahů (1.18), (1.21) jsme schopni sestavit model v souřadnicích  $\alpha$ - $\beta$ . Jak již bylo zmíněno dříve, tyto rovnice jsou závislé na úhlu natočení rotoru, proto existuje model v rotujících souřadnicích  $d$ - $q$ , který bude uveden na následujících řádcích.

V souřadnicích  $d$ - $q$  platí pro napěťové rovnice:

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_e \psi_q \\ u_q &= R i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_e \psi_d \end{aligned} \quad (1.22)$$

kde  $i_d$  a  $i_q$  jsou proudy ve fiktivním vinutí na rotoru. Pro magnetické spřažené toky  $\psi_d$ ,  $\psi_q$  platí následující vztahy:

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + \psi_m \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (1.23)$$

kde  $\psi_m$  je spřažený magnetický tok vyvolaný permanentními magnety na rotoru. Po dosazení (1.23) do (1.22) dostaneme kompletní napěťové rovnice motoru v  $d$ - $q$  souřadnicích:

$$\begin{aligned} u_d &= R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q &= R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m \end{aligned} \quad (1.24)$$

Moment PMSM je určen rovnicí:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (1.25)$$

Jelikož se zde blíže zabýváme motorem SPMSM, u kterého jsou indukčnosti v souřadnicích  $d$ - $q$  totožné ( $L_d = L_q$ ), můžeme psát zjednodušující formuli:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p [\psi_m + (L_d - L_q) i_d] i_q = \frac{3}{2} P_p \psi_m i_q \quad (1.26)$$

Z výše uvedeného vztahu je patrné, že moment SPMSM je ovlivňován  $q$  složkou proudu. Pro úhlovou elektrickou rychlost motoru v  $d$ - $q$  souřadnicích pak platí:

$$\frac{d}{dt}\omega_e = \frac{P_p}{J} \left[ \frac{3}{2} P_p \psi_m i_q - T_L \right] \quad (1.27)$$

Na závěr kapitoly poznamenejme, že pro simulace byl použit model motoru a transformace souřadnic z knihovny Electromechanical Drives Toolbox [4].

### 1.1.3 Parametry zkoumaného motoru

Pro tuto práci byl k dispozici motor typu SPMSM výrobce TG drives. Jeho bližší parametry, které jsou použity pro samotné simulace spolu s použitými saturacemi regulátorů a uvažovanými změnami parametrů motoru viz kapitola 3 jsou uvedeny v následující tabulce 1.1.

Parametr	Údaj
Výrobce motoru	TG Drives
Typ motoru	TGT2-0032-30-24/T0PS1KX-1M
Jmenovitý výkon $P_N$	100 W
Jmenovité otáčky $n_N$	3000 min <sup>-1</sup>
Maximální otáčky $n_{max}$	12000 min <sup>-1</sup>
Jmenovitý moment $T_N$	0,32 Nm
Počet pólových dvojic $P_p$	3
Jmenovité napětí $U_N$	30 V
Napěťové omezení regulace $U_{sat}$	12 V
Jmenovitý proud $I_N$	5,2 A
Saturace proudu $I_{sat}$	3,5 A
Odpor vinutí $R_{20}$ ( $\vartheta = 20$ °C)	0,273 $\Omega$
Odpor vinutí $R_{70}$ ( $\vartheta = 70$ °C)	0,3276 $\Omega$
Indukčnost fáze $L$	0,235 mH
Magnetický tok magnetů $\psi_{m20}$ ( $\vartheta = 20$ °C)	0,0124 Wb
Magnetický tok magnetů $\psi_{m70}$ ( $\vartheta = 70$ °C)	0,01 Wb
Moment setrvačnosti $J$ (teoretický)	3·10 <sup>-6</sup> kg·m <sup>2</sup>
Koeficient viskózního tření $f$ (teoretický)	5·10 <sup>-5</sup> Nm/(rad/s)

Tab. 1.1: Údaje o motoru a parametry použité při simulaci

## 2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ

V této kapitole je popsán samotný algoritmus vektorového řízení a dále je zde nastíněno nastavení regulátorů proudu a regulátoru otáček motoru.

Jednou z nejčastěji používaných metod pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety v případě bezsnímačových aplikací je vektorové řízení. V anglické literatuře nese tento typ řízení název Vector Control (VC) nebo také Field-Oriented Control (FOC).

Mezi hlavní úlohy řídicí struktury motoru patří plynulé řízení otáček v celém rozsahu otáček motoru, řízení momentu a tudíž schopnost dynamického zrychlení či zpomalení. Všechny tyto vlastnosti vektorové řízení splňuje. Myšlenkou diskutované metody řízení PMSM je řízení magnetického pole statoru a rotoru tak, aby byly navzájem kolmé. Princip je převzatý ze stejnosměrných strojů s cizím buzením, kde je úloha vzájemně kolmé orientace magnetických polí zajištěna mechanickým komutátorem.

V regulační smyčce jsou zpětnovazební fázové proudy transformovány do souřadného systému  $d-q$  pomocí Clarkové a Parkovy transformace a výstupem regulátorů jsou napětí v systému  $d-q$ , které jsou převedeny zpět do systému  $a-b-c$  výše uvedenými inverzními transformacemi viz kapitola 1.1.1. V reálných aplikacích pak inverzní transformaci Clarkové provádí algoritmus pro generování stříd pulsní šířkové modulace (PWM - Pulse Width Modulation).

Při správné identifikaci úhlu rotoru  $\theta_e$  lze pomocí regulátorů v  $d-q$  osách nezávisle řídit navzájem kolmá magnetická pole statoru a rotoru. Osa  $d$  statorového proudu  $i_{dq}$  ovlivňuje magnetický spřažený tok motoru  $\psi$  a nazývá se složkou „tokotvornou“. Osa  $q$  statorového proudu  $i_{dq}$  je ekvivalentem kotevního proudu stejnosměrného motoru, a proto ovlivňuje moment motoru  $T_e$ . Nazývá se také složkou „momentotvornou“.

Připomeňme zde rovnice popisující obě zmíněné řízené veličiny v  $d-q$  souřadnicích:

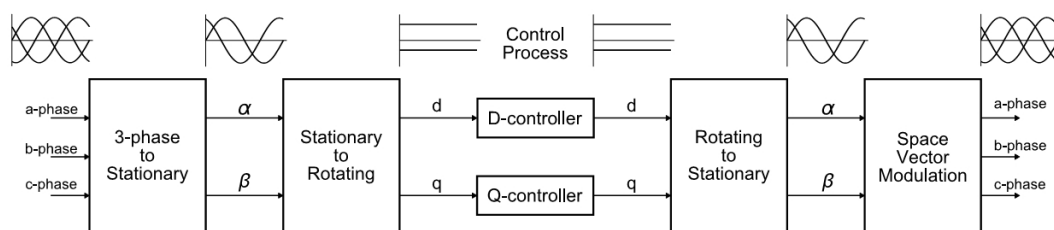
$$\psi_d = L_d i_d + \psi_m \quad (2.1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P_p \psi_m i_q \quad (2.2)$$

Jak vyplývá z rovnice (2.2) moment je dán součinem složky  $i_q$  a konstantním budícím magnetickým tokem. Budící magnetický tok je v normálním provozním režimu dán pouze permanentními magnety resp. tokem  $\psi_m$ , tudíž žádaná hodnota proudu  $i_d$  je regulována na nulovou hodnotu.

## 2.1 Algoritmus vektorového řízení

Základní struktura vektorového řízení dle [5] je vyobrazena na obrázku 2.1. Tok informací je zleva doprava. V prvním kroku se změří hodnoty proudů a napětí jednotlivých fází motoru. V druhém kroku se provede přepočít souřadnic. Dále následuje regulační proces jednotlivých složek  $d$ - $q$ . Po výpočtu akčních zásahů následuje přepočít do souřadnic  $\alpha$ - $\beta$ . Jako poslední proces se provede modulace prostorového vektoru, vzhledem ke konečnému počtu kombinací sepnutí výkonových prvků měniče. V počátku modelování pohonu je možné tento blok vynechat a provést zde přímý přepočít souřadnic  $d$ - $q$  do  $a$ - $b$ - $c$ . Zbývá zde ještě zmínit, že všechny prezentované simulace řízení motoru v programu MATLAB-Simulink viz kapitola 3 neobsahují model střídače. Problematikou parazitních nelinearit střídače se zabývá kapitola 5.



Obr. 2.1: Transformace signálů ve vektorovém řízení; zdroj: [5]

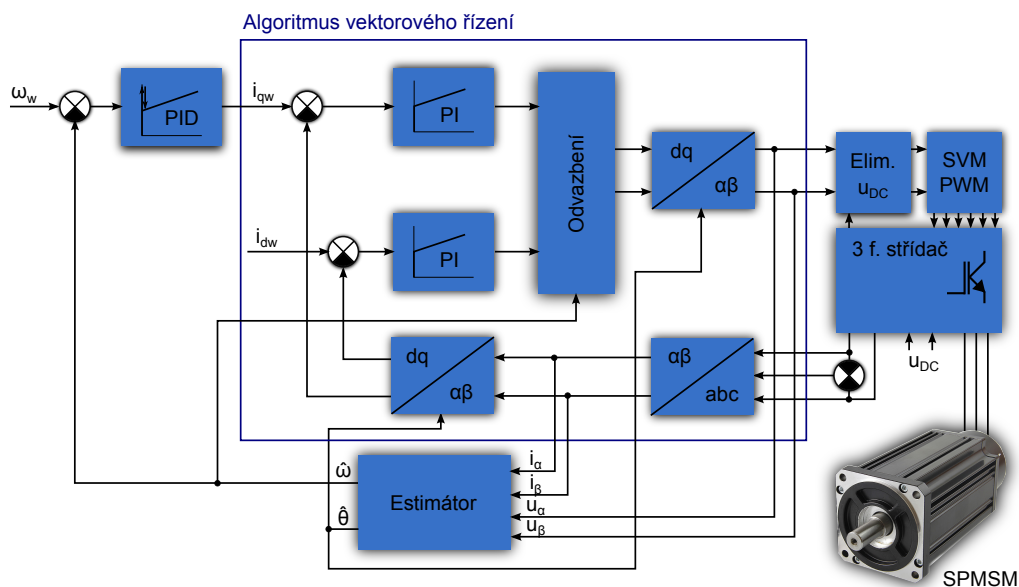
Z výše uvedeného popisu algoritmu je zřejmé, že algoritmus vyžaduje znalost polohy magnetického toku pro přepočty souřadnic. Jeho poloha a velikost je však dána permanentními magnety. Celá problematika se proto zjednodušuje na požadavek znalosti polohy rotoru. Tuto informaci je možné získat buď měřením, nebo rekonstrukcí v případě bezsnímačové metody řízení motoru. Blokové schéma bezsnímačového řízení založeném na vektorovém řízení je na obrázku 2.2.

Z důvodu požadavku na oddělené řízení složek proudu  $i_d$  a  $i_q$  je nutné odstranit tzv. křížové vazby, které se mezi těmito složkami přirozeně nacházejí, díky vlivu rotačních indukovaných napětí. Proces odvazbení se provádí zpětnovazební linearizací a to speciálně takovým typem zpětnovazební linearizace, který v anglickém jazyce nese název „decoupling“. Při bližším pohledu na rovnice (1.24) je vzájemná vazba jasně patrná a rovnice je proto možné rozčlenit následujícím způsobem:

$$\begin{aligned} u_d &= u_{dlin} + u_{ddec} = [Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt}] - [\omega_e L_q i_q] \\ u_q &= u_{qlin} + u_{qdec} = [Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt}] + [\omega_e L_d i_d + \omega_e \psi_m] \end{aligned} \quad (2.3)$$

Tato jednoduchá úvaha značně zjednodušuje celou problematiku regulace PMSM, jelikož původně nelineární systém se převede na lineární a následně je zde možné aplikovat některou z variant diskrétní verze regulátoru PID. Na výstupech regulátorů jednotlivých složek  $i_d$  a  $i_q$  jsou poté lineární části formulí (2.3), ke kterým se posléze přičítají patřičné křížové vazby  $u_{ddec}$  nebo  $u_{qdec}$ .





Obr. 2.2: Blokové schéma bezsnímačového řízení motoru

## 2.2 Návrh regulátorů

V algoritmu vektorového řízení s regulací rychlosti se nachází tři regulátory viz obrázek 2.2. U regulační smyčky otáček motoru se jedná o rozvětvený regulační obvod, tzv. kaskádní regulaci, kdy je regulátor proudu  $i_q$  podřazen regulátoru otáček. V reálném procesu je vnitřní smyčka volena jako rychlejší s vykonávací dobou v řádech stovek mikrosekund. Pomalejší vnější smyčka se pak vykonává v periodách řádově jednotek milisekund. Smyčka proudu  $i_d$  je pak klasické kompozice a s regulací na nulovou žádanou hodnotu viz úvod kapitoly 2.

Při návrhu regulátorů vycházíme ze zjednodušujících předpokladů, kdy neuvažujeme přenosové charakteristiky čidel a výkonové části měniče.

Přenosovou funkci v Laplaceově transformaci pro návrh vnitřní proudové smyčky  $i_q$  odvodíme z rovnice (1.24) viz:

$$F_{SI}(p) = \frac{i_q(p)}{u_q(p)} = \frac{1}{R + pL_q} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + p\frac{L_q}{R}} = \frac{K_{SI}}{1 + pT_{el}} \quad (2.4)$$

kde  $T_{el} = L_q/R$  a  $K_{SI} = 1/R$  a  $p$  je Laplaceův operátor. Z uvedeného přenosu je patrné, že je vhodné volit regulátor typu PI, kdy jsme schopni vykompenzovat nulu přenosu tak, aby výsledný přenos řízení měl charakter prostého setrvačného článku. Regulátor bude mít tedy přenos:

$$F_{RI}(p) = K_{RI} \frac{T_i p + 1}{p} \quad (2.5)$$

Přenos otevřené smyčky v případě, že  $T_i = T_{el}$  bude mít tvar:

$$F_{0Iq}(p) = F_{SI}(p) \cdot F_{RI}(p) = \frac{K_{SI}}{T_{el}p + 1} \cdot K_{RI} \frac{T_i p + 1}{p} = \frac{K_{SI}K_{RI}}{p} = \frac{K_0}{p} \quad (2.6)$$

kde  $K_0 = K_{SI} \cdot K_{RI}$  a výsledný přenos řízení má tedy tvar:

$$F_{WIq}(p) = \frac{F_{0Iq}(p)}{1 + F_{0Iq}(p)} = \frac{\frac{K_0}{p}}{1 + \frac{K_0}{p}} = \frac{1}{\frac{1}{K_0}p + 1} \quad (2.7)$$

Regulátor proudu  $i_d$  bude odvozen stejným způsobem jako regulátor proudu  $i_q$ . Jelikož zde uvažujeme návrh řízení pro SPMSM, kdy  $L_d = L_q$ , budou mít oba regulátory přenosy totožné.

Přenos soustavy pro regulaci otáček je možné odvodit z (1.27) za předpokladu nulového zátěžného momentu ( $T_L = 0$ ), dále z (1.19) a (2.7). Výsledný přenos soustavy je:

$$F_{S\omega}(p) = F_{WIq}(p) \cdot \frac{3P_p\psi_m}{2Jp} = \frac{3P_p\psi_m}{2Jp(\frac{1}{K_0}p + 1)} = \frac{K_{S\omega}}{p(\frac{1}{K_0}p + 1)} \quad (2.8)$$

Regulátor otáček motoru je možné volit jako typ PI či PID. Přenos regulátoru PID je dán vztahem:

$$F_{R\omega}(p) = K_{R\omega} \frac{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}{p(\epsilon p + 1)} \quad (2.9)$$

Máme tedy k dispozici dvě nuly a jeden pól, se kterými jsme schopni operovat. Při použití návrhu pomocí frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu je vhodné volit první nulu tak, aby kompenzovala pól přenosu  $F_{WIq}(p)$ . Druhou nulu volíme s ohledem na požadovanou rychlost regulace a konstantu  $\epsilon$  volíme v rozsahu zhruba jedné desetiny až setiny  $T_2$ , čímž zajistíme sklon -20 dB na jednu dekádu frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu. Nakonec nastavíme proporcionální zesílení regulátoru tak, aby frekvenční charakteristiky otevřeného obvodu protínala osu 0 dB zhruba uprostřed části se sklonem -20 dB.

Po převodu regulátorů do diskretní formy, je nutné celý regulační obvod mírně přenastavit vzhledem k přidanému dopravnímu zpoždění o velikosti poloviny vzorkovací periody  $T_s/2$  a také díky saturacím, které při návrhu nebyly uvažovány. Další postup úpravy parametrů je tedy již empirický.

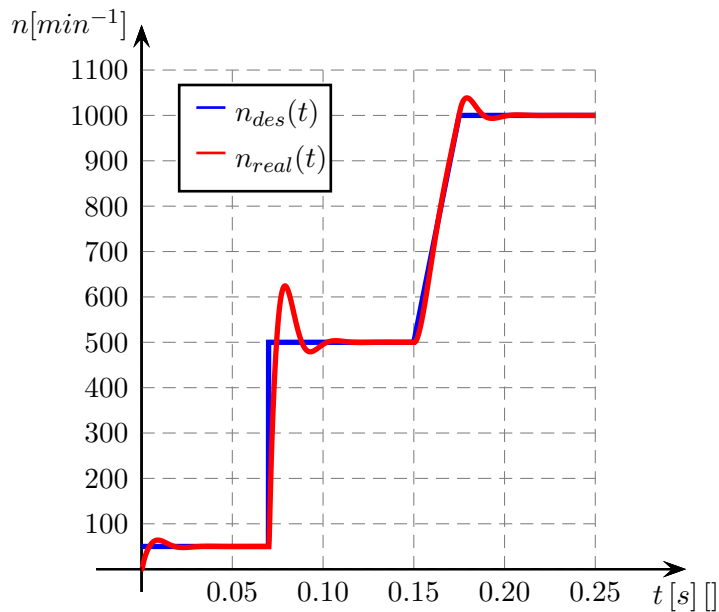
Diskretní forma regulátoru rychlosti je zvolena jako struktura PSD dle [6] viz (2.10) s filrací derivační složky a s dynamickým omezením přebuzení (anti wind-up).

$$F_R(z) = K \left( 1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} + N \frac{1 - z^{-1}}{1 - \exp^{-\frac{T_s N}{T_d}} z^{-1}} \right) \quad (2.10)$$

V případě regulátorů proudu jsou použity struktury PS s dynamickým omezením přebuzení.

Dále je nutné ošetřit saturace, kdy byla použita logika upřednostnění  $d$  složky proudu a  $q$  složka byla dopočítána Pythagorovou větou dle zmíněné  $d$  složky a maximální absolutní hodnoty prostorového vektoru - saturace  $I_{sat}$  uvedené v tabulce 1.1. Stejný postup je použit v případě saturace napětí.

Na obrázku 2.3 je uveden výsledek simulace snímačového řízení PMSM v programu MATLAB-Simulink viz příloha A (nutno přepnout simulaci na snímačové řízení). Je vhodné poznamenat, že překmity rychlosti zde v praxi nepředstavují problém. Simulace totiž uvažuje řízení motoru bez zátěže. V praxi je ovšem na hřídeli motoru zapojen pracovní mechanismus, který vykazuje určitou setrvačnost  $J$ . V okamžiku akcelerace se díky velké setrvačnosti mechanismu  $J$  dostane regulátor rychlosti do saturace, čímž je momentotvorná složka proudu konstantní ( $i_q = konst.$ ) a motor vykazuje konstantní moment ( $T_e = konst.$ ). Pohon tedy zrychluje konstantním zrychlením ( $\dot{\omega} = konst.$ ) až do okamžiku, kdy se skutečná rychlost přiblíží rychlosti reálné. Regulátor rychlosti se nyní dostane ze saturace a v průběhu otáček je patrný jen minimální překmit. Mnohem nižší, než v případě řízení samotného motoru. Při odběhu ze saturace je však klíčovým faktorem správné nastavení koeficientu dynamického omezení přebuzení, aby se v průběhu otáček neobjevil překmit způsobený přebuzením integrační složky regulátoru a aby zároveň nedocházelo k narušení stability vnitřní smyčky regulátoru v případě skokových změn žádané hodnoty.



Obr. 2.3: Průběhy otáček motoru pro simulaci snímačového řízení PMSM

### 3 BEZSNÍMAČOVÉ ŘÍZENÍ PMSM

Jak již bylo zmíněno v úvodu, z důvodu přepočtu souřadnicového systému pro vektorové řízení PMSM je nutné znát aktuální polohu rotoru i v případě, kdy regulujeme na žádanou rychlost. Dále je nutné podotknout, že z důvodu přesnosti odhadů polohy se estimátory používají jen v případech regulace rychlosti. Z aplikačního uplatnění se tak jedná o řízení kompresorů, ventilátorů, praček, myček atd.

Obecně lze estimátory pro bezsnímačové řízení rozdělit do dvou velkých skupin. První skupinou jsou metody založené na modelu motoru a druhou skupinou jsou metody založené na spektrální analýze statorových elektrických veličin. Na následujících řádcích jsou rozebrány estimátory ze skupiny první tzn. metody založené na modelu motoru. Byla zde snaha zaměřit se na metody v praxi nejčastěji používané a v literatuře nejčastěji diskutované.

Z hlediska modelu motoru pro estimátor je nutné zvolit mezi modelem ve stacionárních či rotujících souřadnicích. Ze stavových rovnic (1.18) je zřejmé, že model v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích obsahuje jak úhel natočení rotoru, tak i otáčky. Ovšem pro přepočet proudů a napětí do stacionárních souřadnic není zapotřebí žádná z estimovaných veličin. Model v rotorových souřadnicích  $d$ - $q$  potřebuje pro přepočty souřadnic znát úhel natočení rotoru a ve stavových rovnicích figurují taktéž otáčky rotoru viz (1.22). Právě zmíněný přepočet souřadnic dle estimovaného úhlu natočení způsobuje horší výsledky estimace. Z tohoto důvodu se pro estimaci stavů SPMSM nejčastěji využívá model ve stacionárních souřadnicích  $\alpha$ - $\beta$ .

Na následujících stránkách jsou postupně prezentovány i výsledky simulací řízení SPMSM s jednotlivými estimátory. Nástrojem pro simulace bylo prostředí MATLAB-Simulink. Dále autor využil již existující knihovnu základních komponent Electromechanical Drives Toolbox [4] pro simulace elektrických pohonů, která byla poskytnuta vedoucím práce.

Estimátory jsou testovány na odolnost vůči šumu měřeného proudu a na zpoždění měřeného proudu jako simulace zpoždění řetězce zpracování měřených dat. Dále jsou provedeny testy na změnu parametrů motoru a to změnu odporu vlivem teploty, kdy se uvažuje vzrůst teploty vinutí z  $\vartheta = 20^\circ\text{C}$  na  $\vartheta = 70^\circ\text{C}$  při teplotním součiniteli elektrického odporu mědi  $\alpha_{Cu} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ . Dále je uvažována změna magnetického toku permanentních magnetů vlivem teploty a stárí magnetu o 20 % viz tabulka 1.1.

Na tomto místě je nutné podotknout, že při návrhu všech parametrů ať už se jedná o parametry injekčních regulátorů proudu v případě Luenbergerova pozorovatele, parametry korekčních regulátorů v adaptivním systému s referenčním modelem, parametry obvodu pozorovatele úhlu atd. bylo postupováno empiricky. Není-li uvedeno jinak, byla vzorkovací perioda zvolena  $T_s = 100 \mu\text{s}$ .

## 3.1 Metody založené na estimaci zpětně indukovaného napětí

Metody založené na odhadu zpětně indukovaného napětí (BEMF - Back Electromotive Force) využívají vztah mezi rychlostí otáčení rotoru a zmiňovaným napětím. Patří zde zejména přímý výpočet zpětně indukovaného napětí z napěťové rovnice motoru, dále Luenbergerův pozorovatel a pozorovatel v klouzavém režimu.

### 3.1.1 Přímý výpočet BEMF

U přímého výpočtu zpětně indukovaného napětí vycházíme z napěťových rovnic (1.18), které zde připomeneme

$$\begin{aligned} u_\alpha &= Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} - \omega_e \psi_m \sin(\theta_e) \\ u_\beta &= Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + \omega_e \psi_m \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (3.1)$$

kde zpětně indukované napětí je tvořeno složkami

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\omega_e \psi_m \sin(\theta_e) \\ e_\beta &= \omega_e \psi_m \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (3.2)$$

Je zřejmé, že amplituda zpětně indukovaného napětí je úměrná otáčkám rotoru a velikosti spřaženého magnetického toku rotoru, který je konstantní. Zároveň jsou jednotlivé složky  $e_\alpha$ ,  $e_\beta$  goniometrickou funkcí úhlu natočení. Metoda pro extrahování úhlu natočení rotoru a rychlosti z (3.2) je sekundárním problémem, který bude rozveden dále. Primárně je nutné získat zpětně indukované napětí, kdy se v jednom z nejjednodušších postupů nabízí přímý výpočet z (3.1) na základě známých hodnot napětí  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ , změřených hodnot proudů  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  a známých parametrů  $R$  a  $L$  konkrétního motoru následujícím způsobem

$$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = \mathbf{u}_{\alpha\beta} - R\mathbf{i}_{\alpha\beta} - L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} \quad (3.3)$$

Z 3.3 je patrné, že výpočet je zásadně ovlivněn přesností s jakou jsou známy parametry motoru, dále zde hraje roli přesnost s jakou odpovídají statorové veličiny v řídicí jednotce realitě<sup>1</sup> s čímž souvisí i velká úroveň šumu na straně měření.

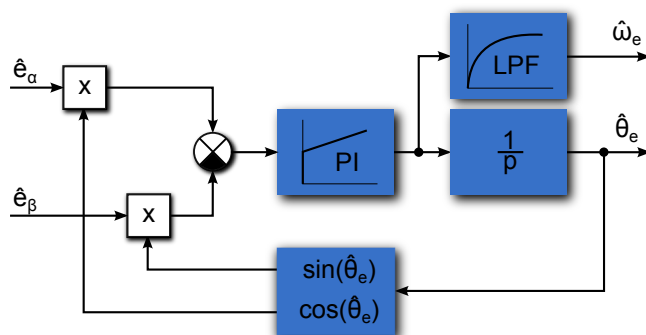
Úhel natočení rotoru (elektrický) je možné získat dvěma způsoby. Prvním je výpočet inverzní funkce tangens ze složek  $\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$ , což plyne z (3.2).

$$\hat{\theta}_e = \arctan\left(-\frac{\hat{e}_\alpha}{\hat{e}_\beta}\right) \quad (3.4)$$

---

<sup>1</sup>Složky napětí  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  jsou v řídicí struktuře známy, ovšem z hlediska estimace neodpovídají zcela přesně napětím na svorkách motoru zejména díky zanedbávání vlivu střídače. Měří se většinou jen statorové proudy, u kterých se z finančních důvodů používají často pouze dva snímače proudu a třetí proud se dopočítává.

Nevýhodou této metody je, že primárně nepodává informaci o rychlosti otáčení rotoru, kterou je nutné dopočítat v nejjednodušším případě pomocí derivace. Zde ovšem narážíme na problém s šumem, kdy výpočtem derivace úhlu vliv šumu ještě více umocníme. Je proto nutné zavést filtr šumu již na výstupu inverzní funkce tangens, což má však zejména díky zpožděnému estimovanému úhlu razantní vliv na kvalitu řízení motoru. Výše uvedené nevýhody vedou k použití speciálního algoritmu, který je v literatuře obecně znám pod pojmem pozorovatel úhlu (ATO - Angle Tracking Observer) viz obrázek 3.1. Jedná se o typ fázového závěsu (PLL - Phase-Locked Loop), který je používán při zpracování signálů z resolveru. Často bývá součástí programových knihoven<sup>2</sup> výrobců procesorů určených pro řízení motorů, popř. je možné zakoupit ATO jako speciální integrovaný obvod<sup>3</sup>. V případě bezsnímačového řízení



Obr. 3.1: Pozorovatel úhlu; zdroj: [5]

je pozorovatel úhlu regulační obvod, jehož vstupem jsou složky zpětně indukovaného napětí  $\hat{e}_{\alpha\beta}$  a výstupem je estimovaná elektrická poloha rotoru  $\hat{\theta}_e$  a estimovaná elektrická úhlová rychlost  $\hat{\omega}_e$ . Jeho struktura obsahuje PI regulátor v sérii s integrátorem, z důvodu regulace polohy rotoru, která v případě konstantní rychlosti lineárně narůstá. Úkolem pozorovatele úhlu je tedy minimalizovat odchylku úhlu estimovaného od úhlu, který je zakomponován ve složkách zpětně indukovaného napětí  $\hat{e}_{\alpha\beta}$ . Výhodou tohoto pozorovatele je přirozená filtrační schopnost, zapříčiněná zpětnovazebním regulačním obvodem.

Estimovaná rychlost motoru se v pozorovateli úhlu vyskytuje na vstupu integrátoru. Jelikož se však zároveň jedná o výstup z regulátoru, má tento signál kmitavý charakter. Z důvodů akčních zásahů regulátoru je tedy nutné tento signál filtrovat.

Klíčovou roli u estimace založené na přímém výpočtu BEMF hraje právě obvod ATO, kde jsou k dispozici tři stupně volnosti, které jsou vyjma bloku vektorového řízení jedinými nastavovacími prvky řídicího algoritmu. Dva prvky představují parametry PI regulátoru a třetí je tvořen dolnoproputným filtrem akčního zásahu

<sup>2</sup>Jedná se například o knihovnu fy Freescale 56800E\_ACLIB.lib.

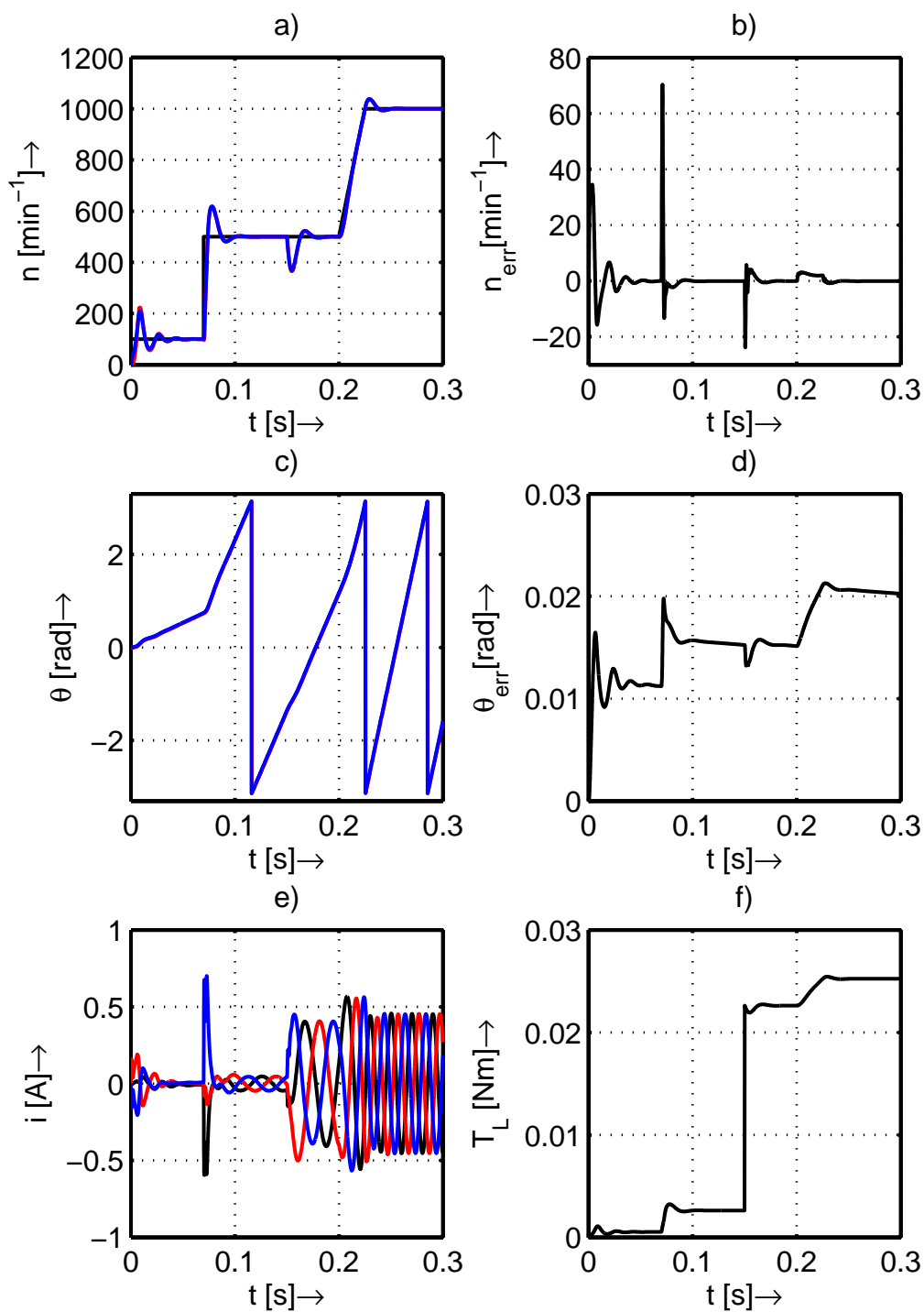
<sup>3</sup>Např. integrovaný obvod fy Analog Devices AD2S1200.

(LPF - Low-Pass Filter), zde realizovaný setrvačným článkem prvního řádu, na jehož výstupu jsou estimované otáčky. Velikost zesílení regulátoru má největší vliv na oblast nízkých otáček, kdy malá hodnota zesílení vede ke kmitavější odezvě. Zvýšením zesílení regulátoru ATO tedy zlepšíme přechodný děj v oblasti nízkých otáček avšak umocníme vliv šumu. Neméně důležité je vhodné nastavení velikosti časové konstanty filtru akčních zásahů. Přítomnost filtru zapříčiňuje vznik dopravního zpoždění, což má taktéž dopad na výsledné odezvy estimovaných veličin, ovšem důvodem k zavedení filtrace je zejména snížení vlivu šumu a filtrace akčních zásahů regulátoru.

Vlastnosti diskutovaného estimátoru byly ověřeny v programu MATLAB-Simulink viz příloha A.1, kdy byly provedeny testy avizované v úvodu kapitoly 3. Výsledky simulací estimátoru, podle jehož estimace je prováděno kaskádní vektorové řízení modelu motoru, jsou uvedeny na následujících obrázcích 3.2 až 3.7, kde veličina  $n_{err}$  je odchylka estimace otáček ( $n_{err} = n_{real} - n_{est}$ ) a  $\theta_{err}$  je odchylka estimace úhlu ( $\theta_{err} = \theta_{real} - \theta_{est}$ ). Z obrázku 3.3 je zřejmá vysoká citlivost estimátoru na šum měřeného proudu, kdy dochází ke značnému ovlivnění estimovaných otáček, což je zapříčiněno faktem, že měřené proudy se používají pro přímý výpočet BEMF. Úhel natočení rotoru se u realizovaného ATO získává sumací otáček, tudíž zde není vliv šumu tak markantní.

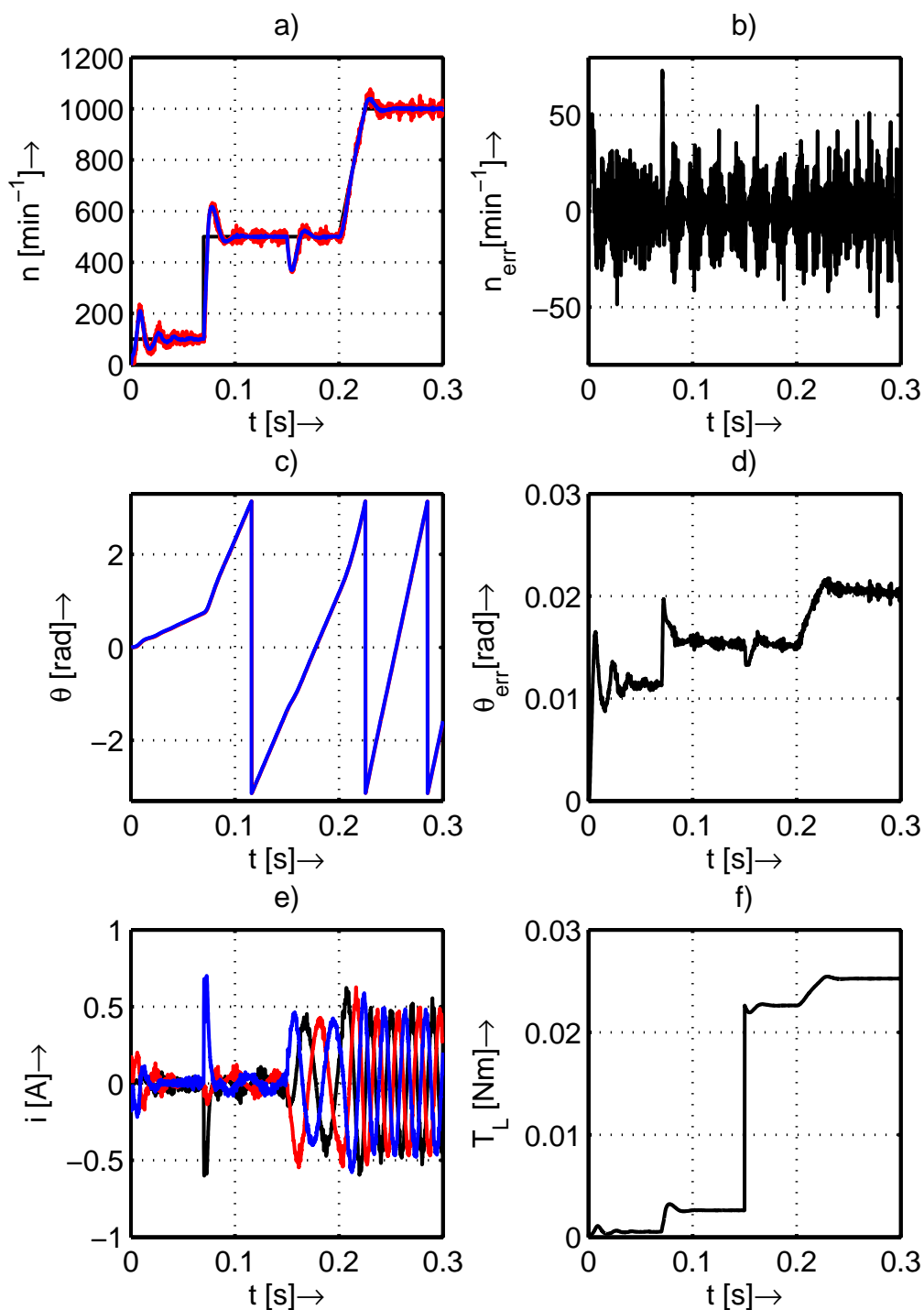
Obrázky 3.4 a 3.5 ilustrují vliv zpožděného měření proudu o dva kroky, kdy v prvním případě dojde k rozkmitání celého obvodu v odezvě na skokovou změnu žádané rychlosti z  $n = 100 \text{ min}^{-1}$  na  $n = 500 \text{ min}^{-1}$  viz obrázek 3.4. Následně byl tedy upraven parametr zesílení regulátoru ATO, čímž došlo ke zhoršení odezvy v nízkých otáčkách, ale regulační obvod je již stabilní i při problematické skokové změně viz obrázek 3.5. Je nutné podotknout, že upravená hodnota zesílení je uplatněna pouze na tuto konkrétní situaci. V případě dalších testů, tedy vlivu změny parametrů motoru je toto zesílení nastaveno opět na původní hodnotu.

Vliv změny parametrů motoru  $R$  a  $\psi_m$  vede ke zhoršení odezev zejména v oblasti nízkých otáček viz obrázky 3.6 a 3.7.

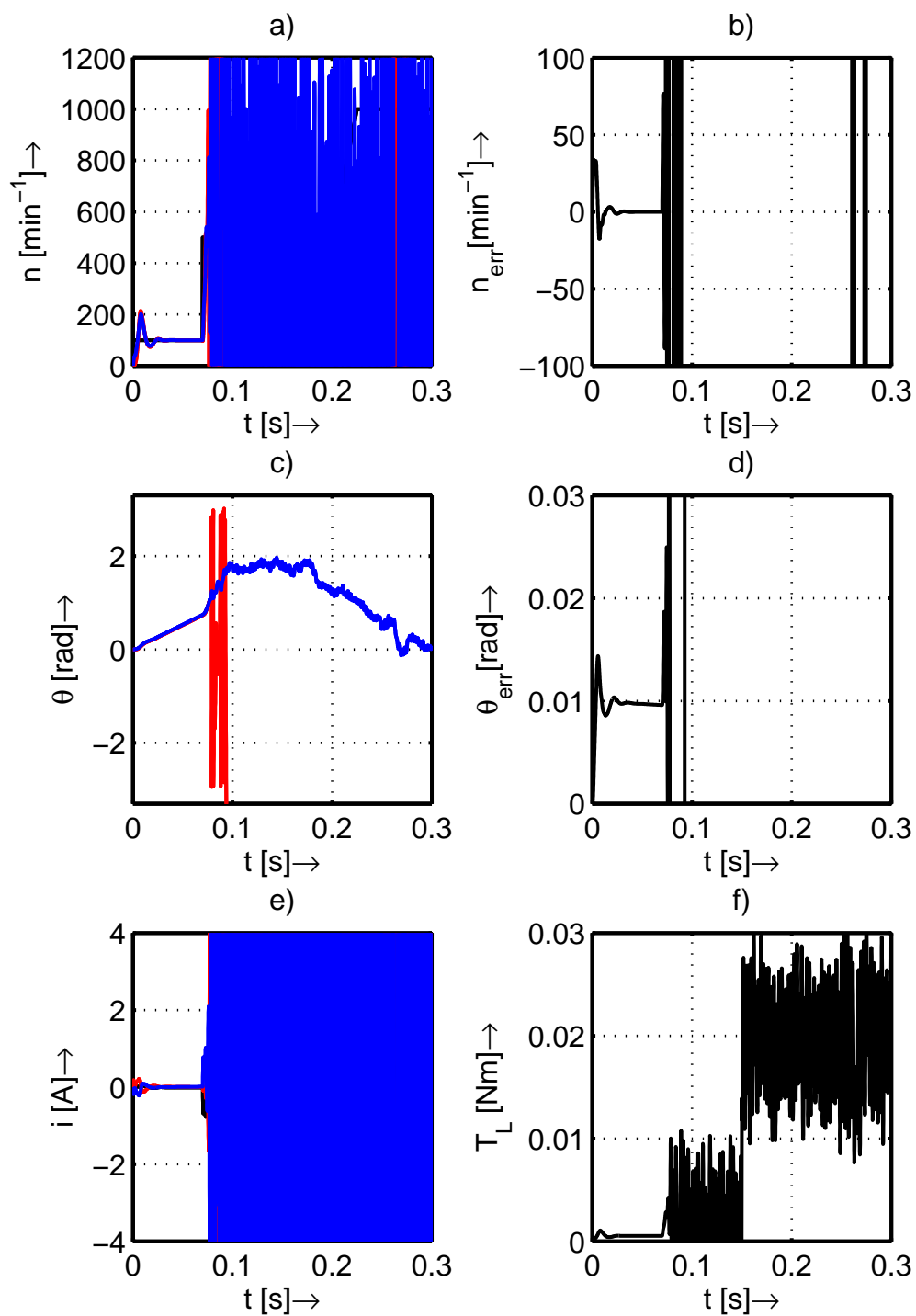


Obr. 3.2: Simulační výsledky pro přímý výpočet BEMF. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

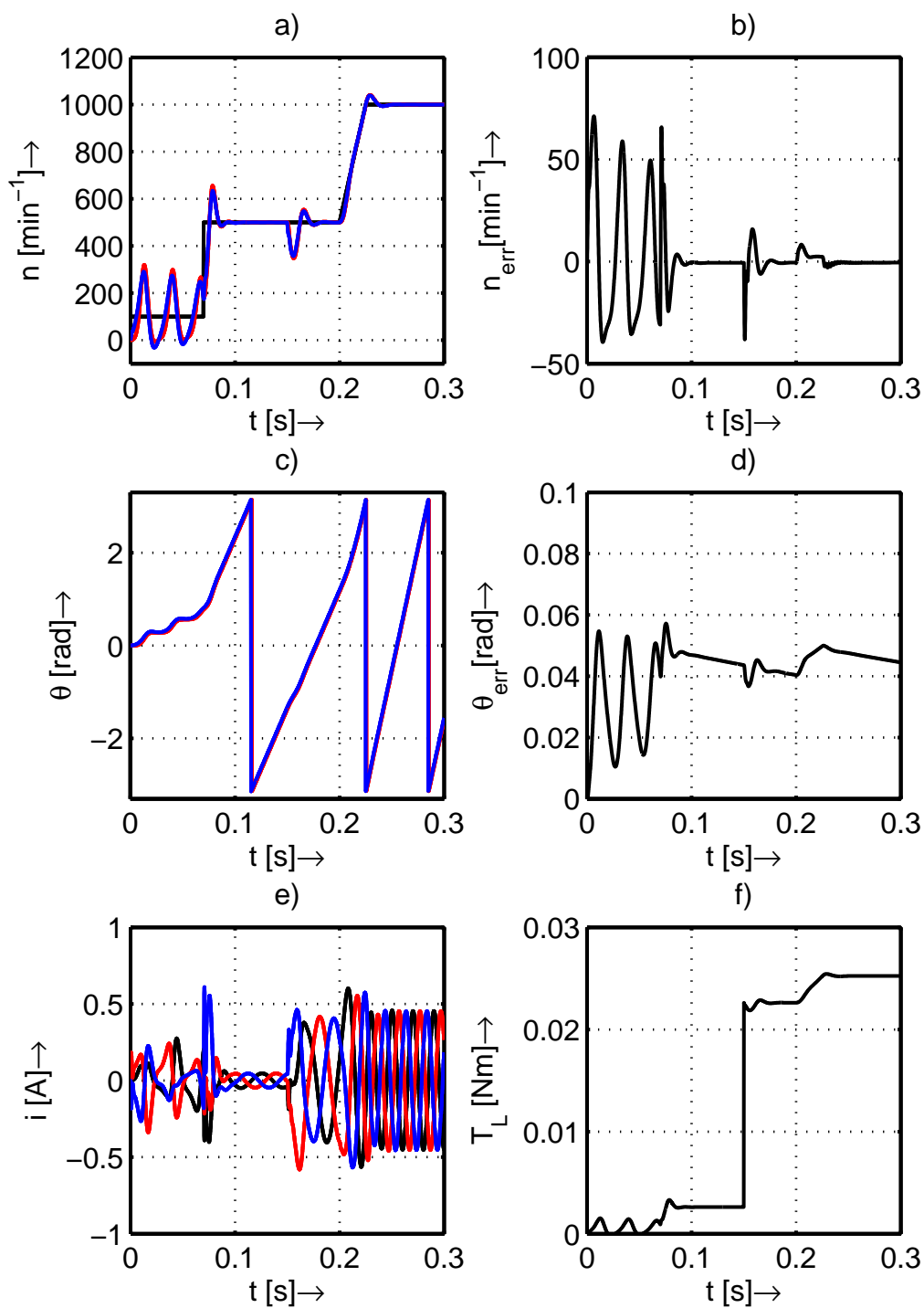




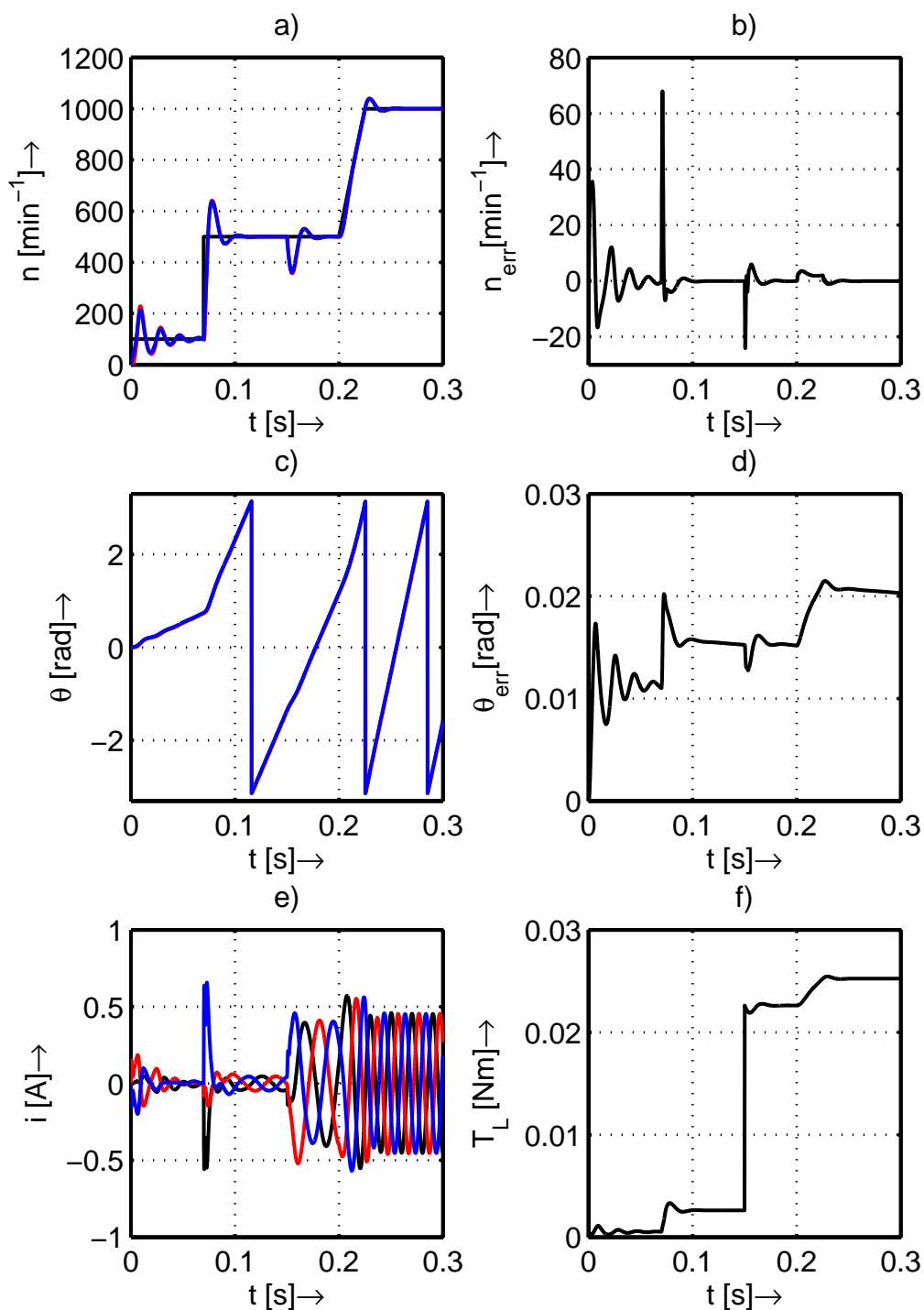
Obr. 3.3: Přímý výpočet BEMF - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě  $m = 0$  A a rozptylu  $\sigma^2 = 10^{-5}$  A. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



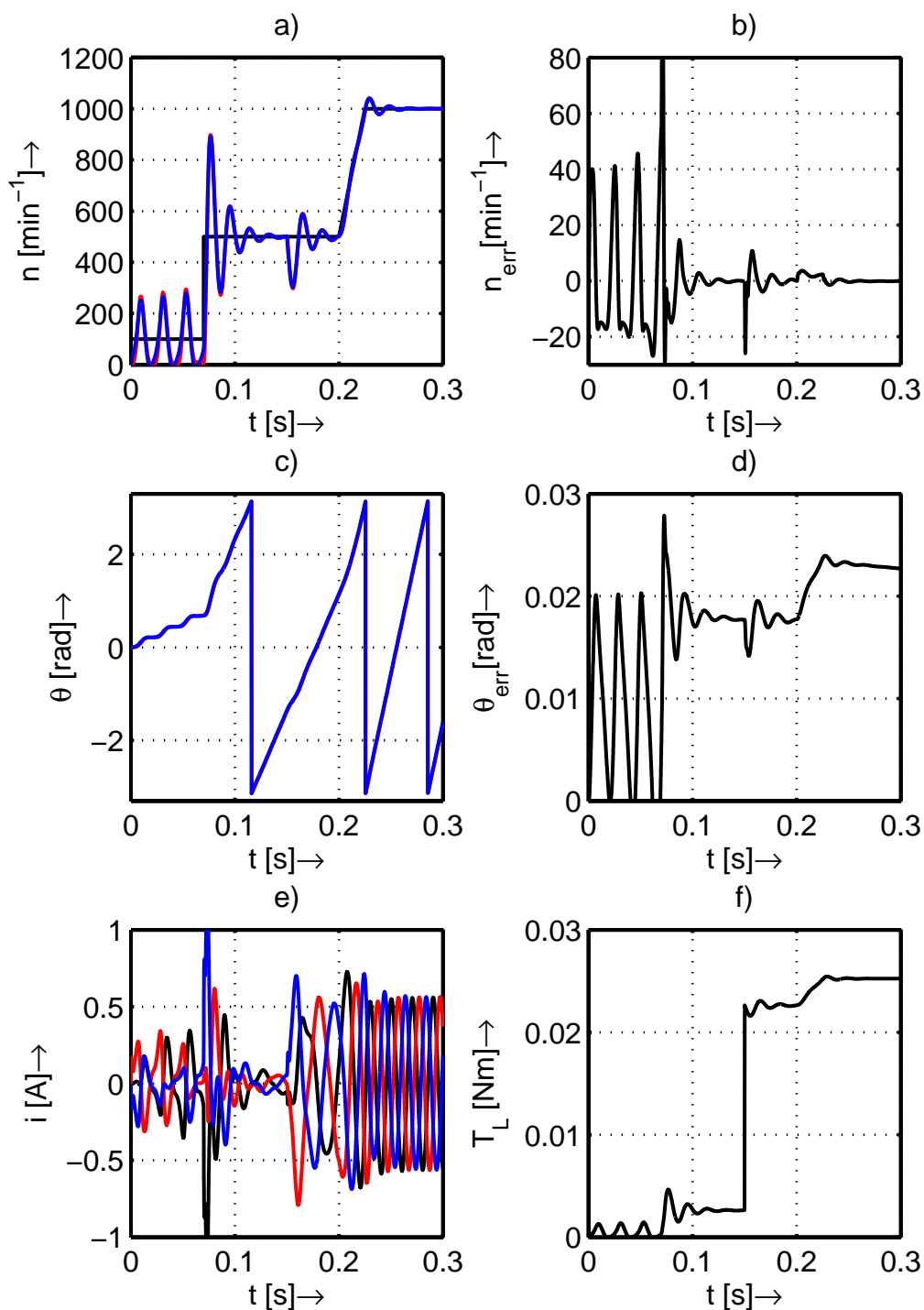
Obr. 3.4: Přímý výpočet BEMF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.5: Přímý výpočet BEMF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky při úpravě zesílení pozorovatele úhlu. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.6: Přímý výpočet BEMF - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu  $R = 0,3276 \Omega$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.7: Přímý výpočet BEMF - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu  $\psi_m = 0,01$  Wb. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

### 3.1.2 Luenbergerův pozorovatel

Dle [5] byl ověřen estimátor zpětně indukovaného napětí, pracující na principu redukováného Luenbergerova pozorovatele statorového proudu viz obrázek 3.8. Aplikace tohoto estimátoru je možná na oba typy synchronních motorů SPMSM i IPMSM. Estimovaný úhel natočení rotoru i otáčky se ze složek napětí  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$  získávají stejným způsobem jako u metody s přímým výpočtem BEMF viz kapitola 3.1.1.

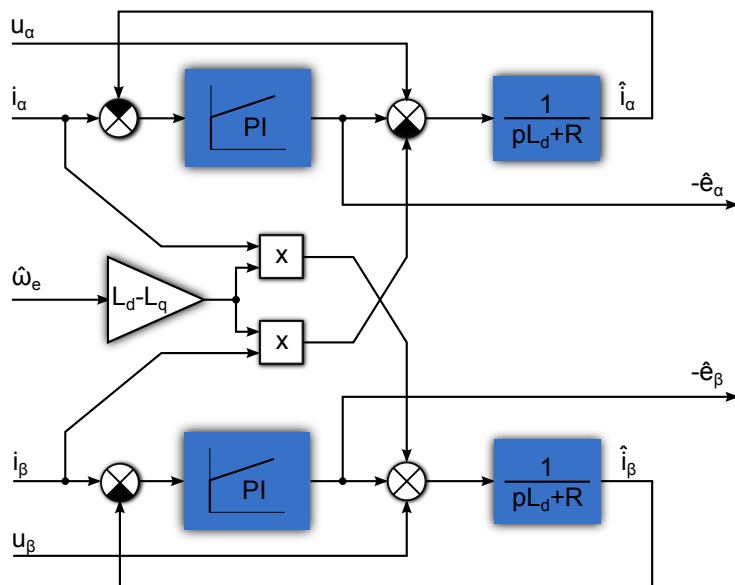
Autor diskutovaného estimátoru vychází z rovnic popisujících motor IPMSM v  $\alpha$ - $\beta$  souřadnicích:

$$\begin{aligned} u_\alpha &= Ri_\alpha + L_d \frac{d}{dt} i_\alpha + (L_d - L_q) \omega_e i_\beta + e_\alpha \\ u_\beta &= Ri_\beta + L_d \frac{d}{dt} i_\beta - (L_d - L_q) \omega_e i_\alpha + e_\beta \end{aligned} \quad (3.5)$$

kde složky BEMF jsou:

$$\begin{aligned} e_\alpha &= [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - \frac{d}{dt} i_q) + \psi_m \omega_e] (-\sin(\theta_e)) \\ e_\beta &= [(L_d - L_q)(\omega_e i_d - \frac{d}{dt} i_q) + \psi_m \omega_e] \cos(\theta_e) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Myšlenka Luenbergerova estimátoru proudu je založena na klasickém zpětnovazeb-



Obr. 3.8: Luenbergerův pozorovatel pro estimaci BEMF; zdroj: [5]

ním řízení. Žádanou hodnotou je měřený proud  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  a výstupem je proud estimovaný. Na vstup soustavy - impedance motoru je přivedeno napětí z řídicího algoritmu motoru  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  (v tomto případě z vektorového řízení). Jelikož estimátor neuvažuje zpětně indukované napětí  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ , jeví se tato veličina jako porucha a v ustáleném stavu je její opačné číslo  $-\mathbf{e}_{\alpha\beta}$  na výstupu regulátoru z důvodu snahy kompenzace této poruchy regulátorem. Na vstupu soustavy je nyní napětí odpovídající pouze části modelu s impedancí, tudíž estimovaný proud musí odpovídat proudu měřenému. V případě

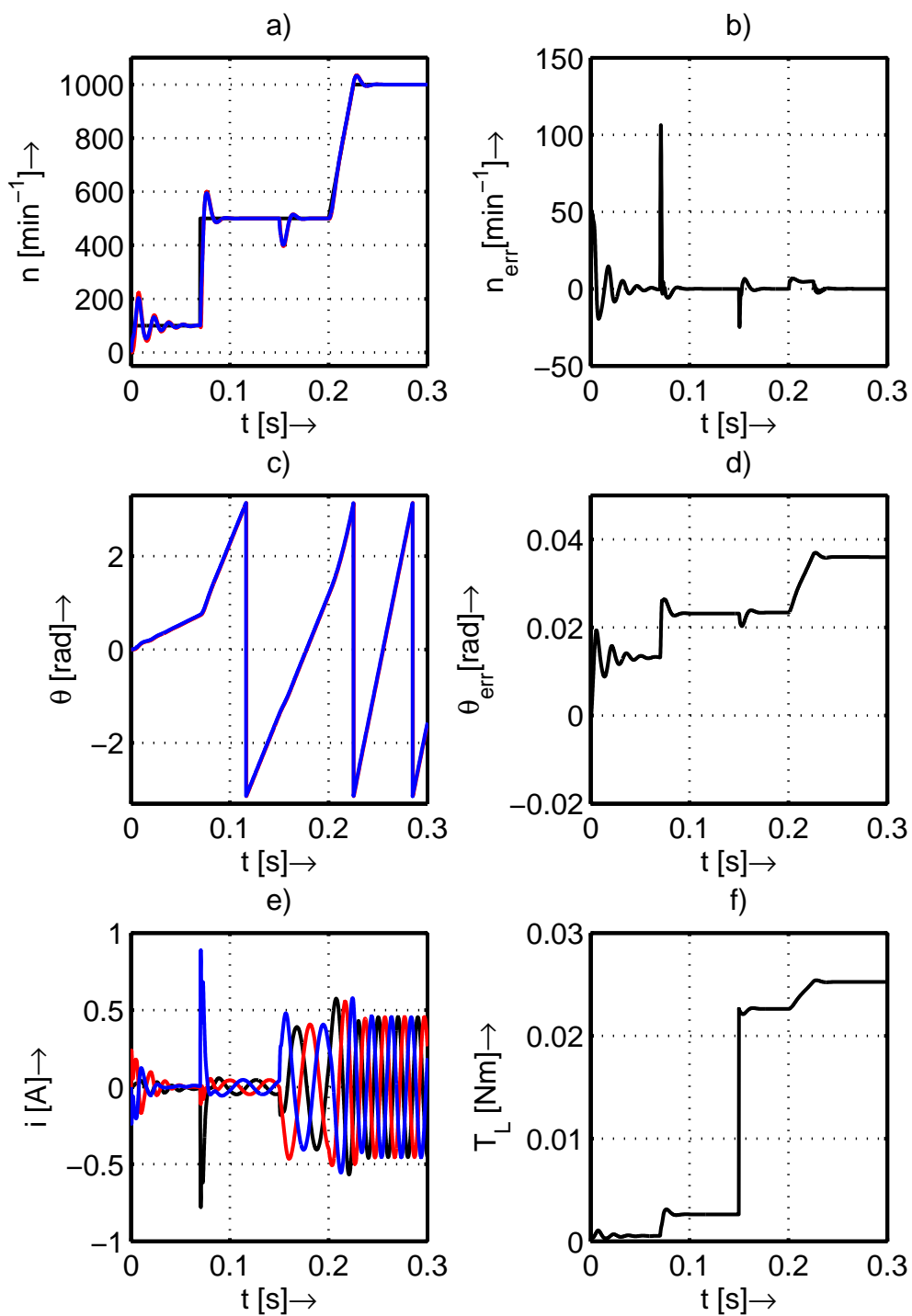
IPMSM vstupuje navíc do daného vstupu soustavy  $\alpha$ - $\beta$  opačná hodnota příslušné křížové vazby z druhé složky modelu  $\alpha$ - $\beta$  viz rovnice (3.5).

Uvedený estimátor byl opět simulován v programu MATLAB-Simulink viz příloha A.2, kdy výsledky simulací představují obrázky 3.10 až 3.14.

Výstupem realizovaného Luenbergerova pozorovatele proudu je BEMF, z čehož můžeme usuzovat podobné vlastnosti chování jako v případě přímého výpočtu BEMF. Z obrázku 3.10 je však patrná mírně vyšší odolnost vůči šumu než v případě předchozí metody, kdy byla zachována stejná časová konstanta filtru otáček a stejné zesílení PI regulátoru v ATO.

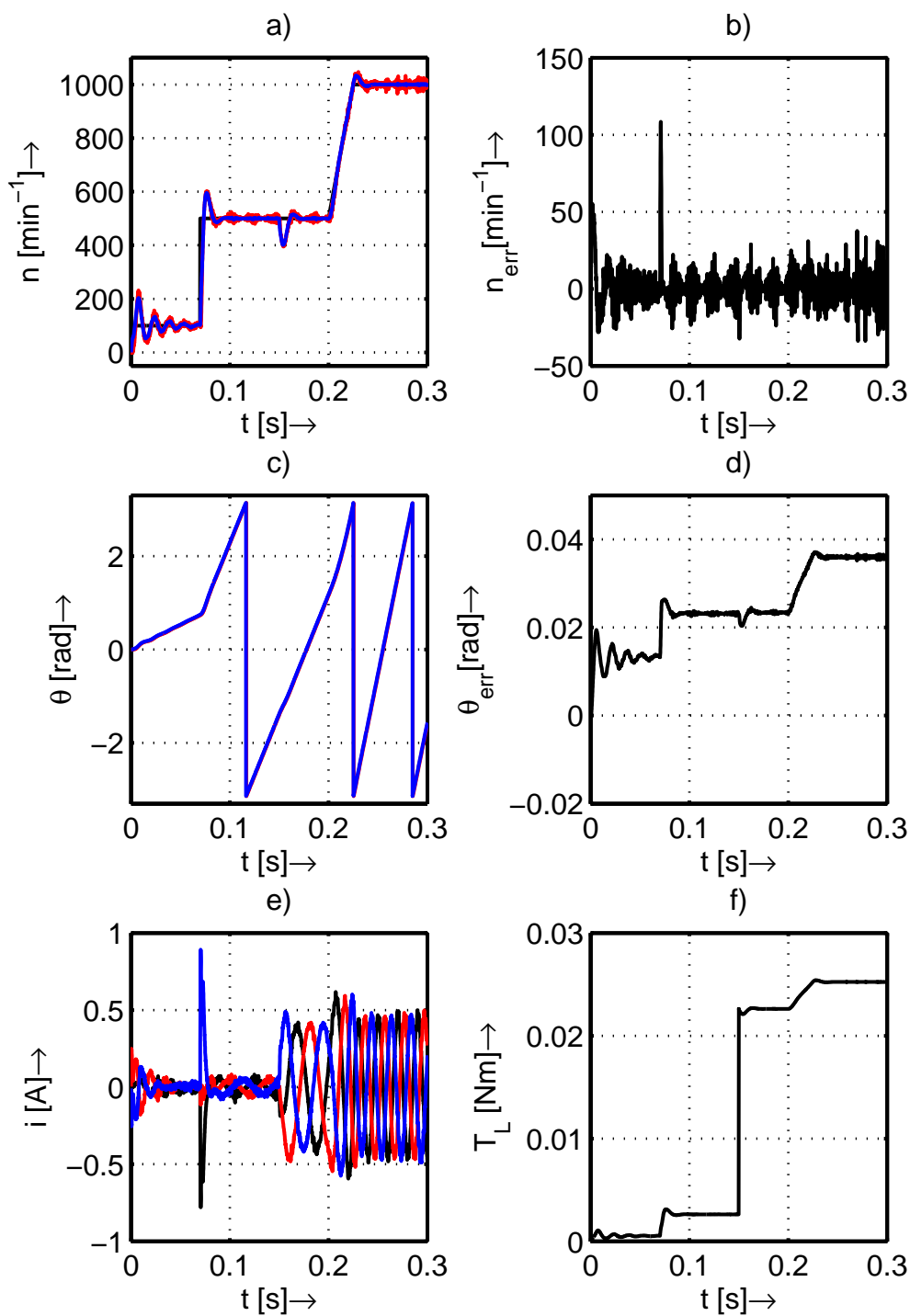
Mezi další testy odolnosti patří test na zpožděné hodnoty proudu, kdy bylo pro zachování stability opět nutné snížit hodnotu zesílení regulátoru ATO viz obrázky 3.11 a 3.12. Algoritmus v tomto stavu vykazuje horší odezvu v oblasti nízkých otáček.

Vliv změny parametrů je kritický v případě změny magnetického toku motoru zejména pro oblast nízkých otáček viz obrázek 3.14, kdy se regulační obvod stává nestabilním.

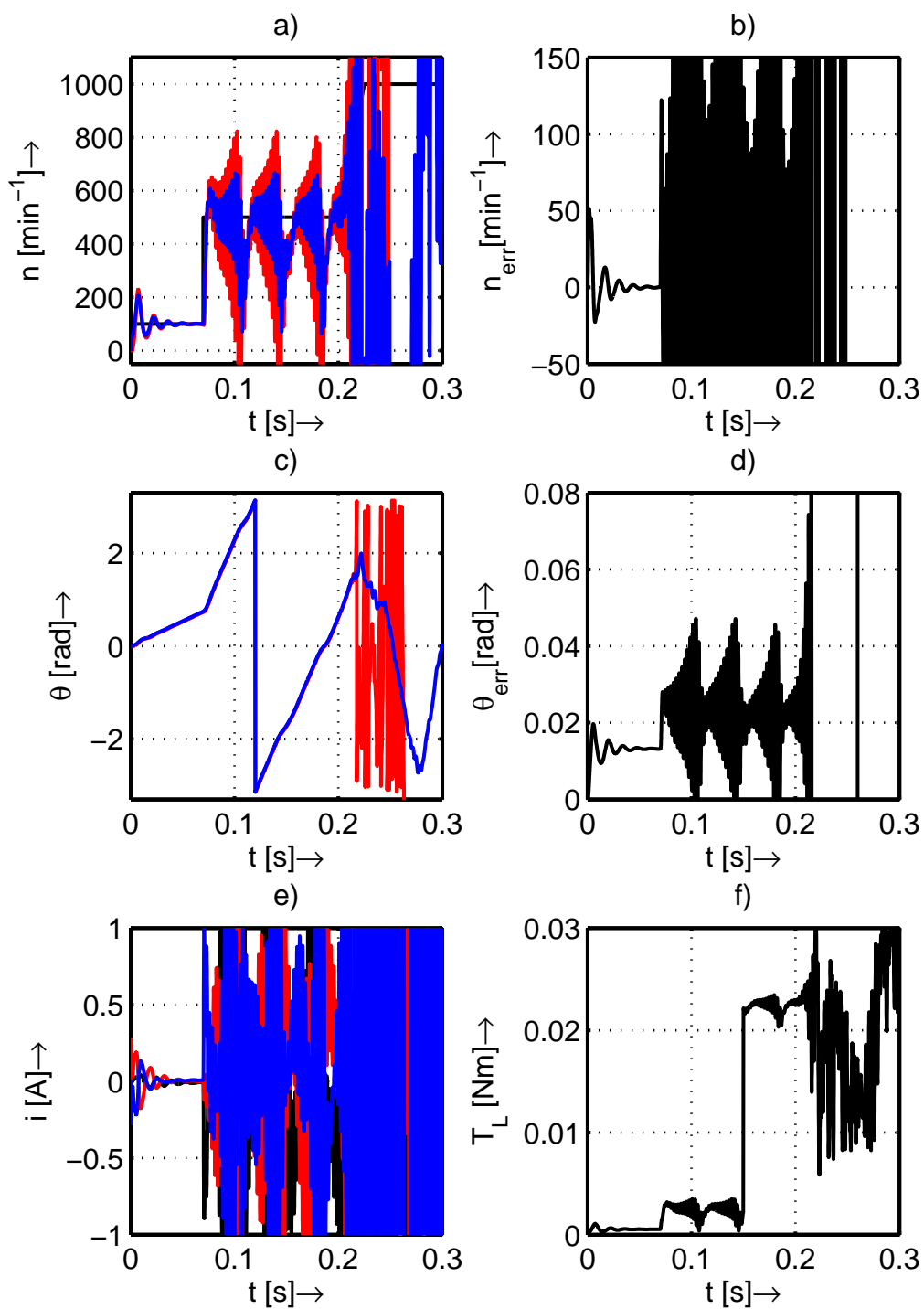


Obr. 3.9: Simulační výsledky pro Luenbergerův pozorovatel. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

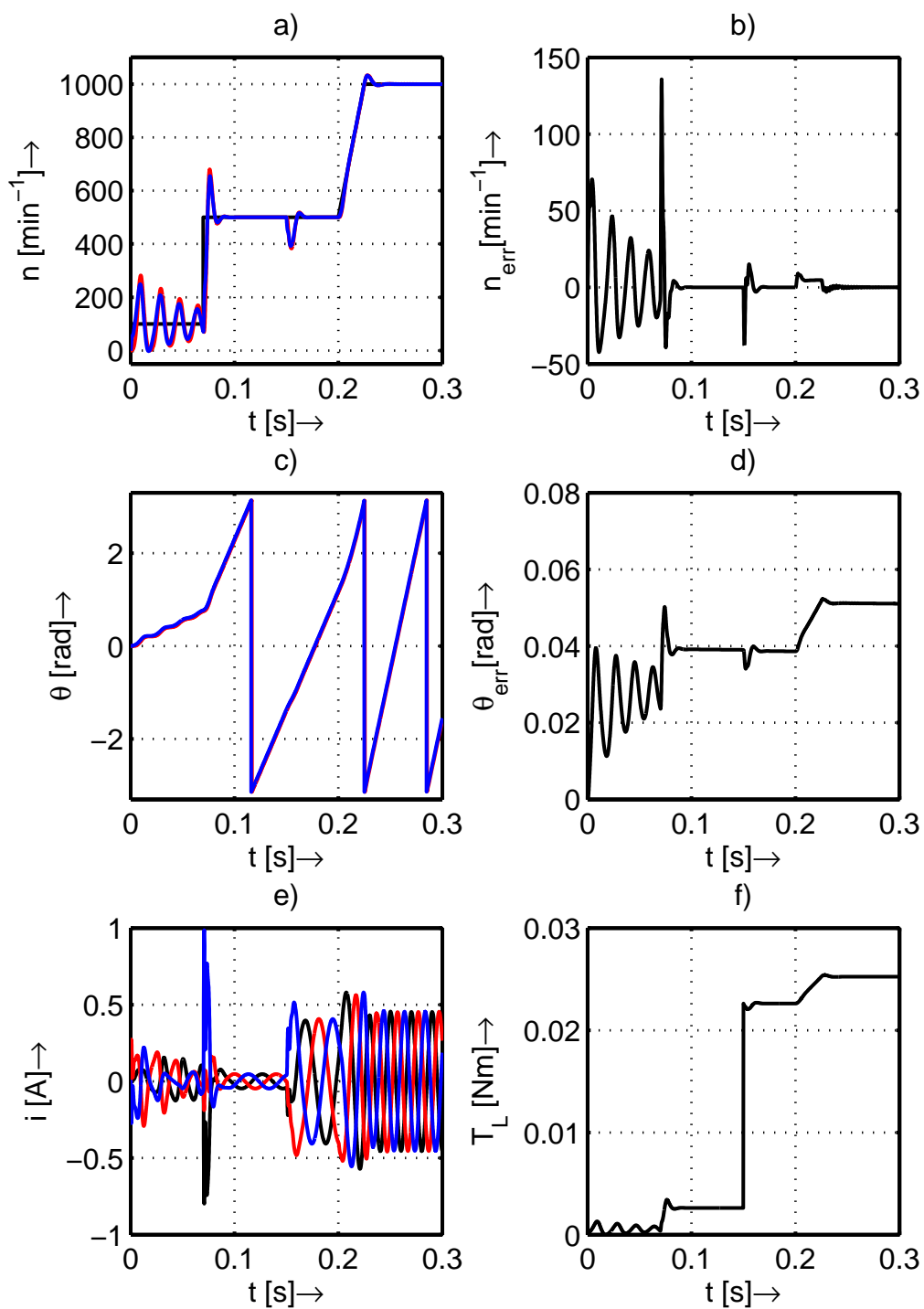




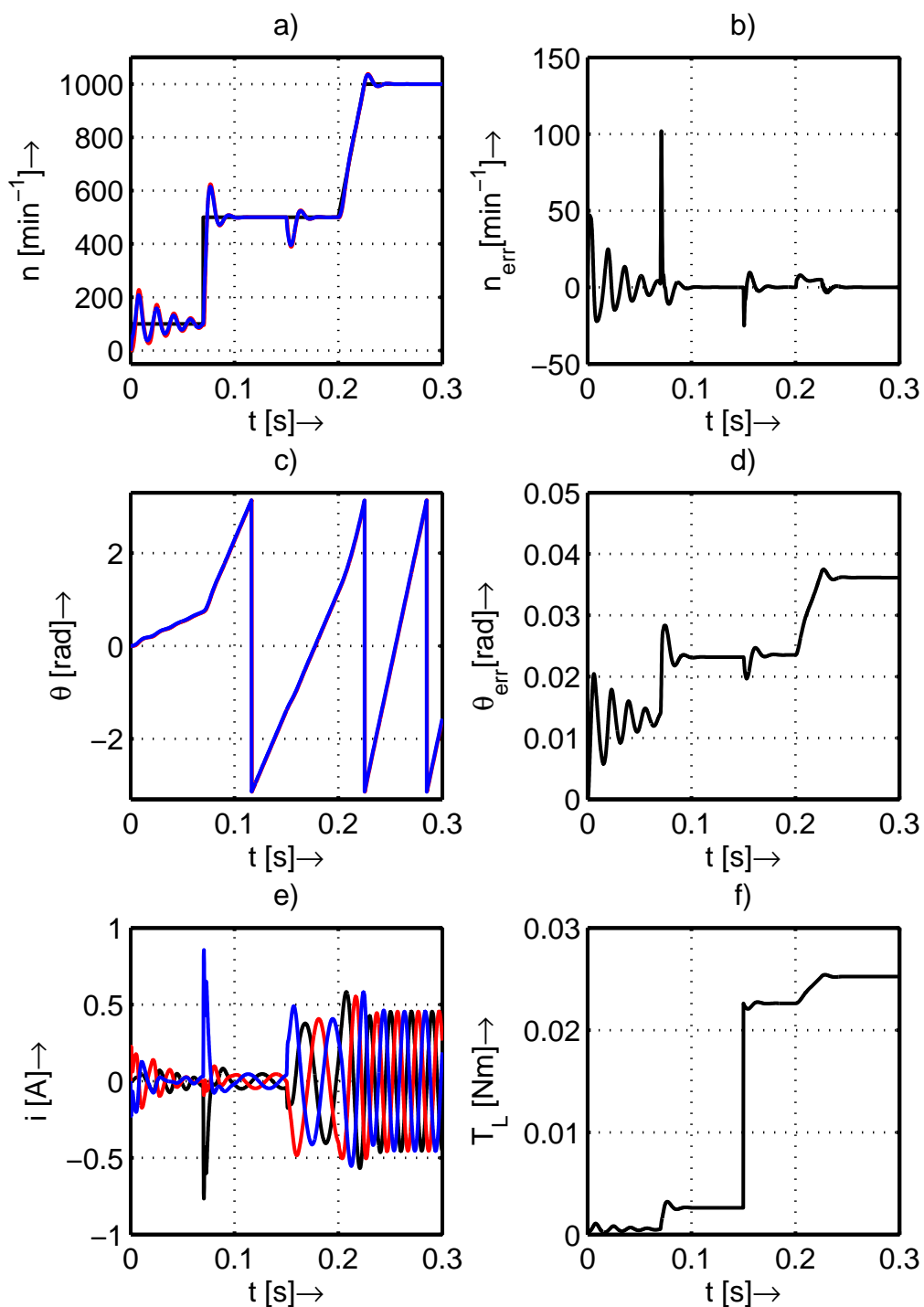
Obr. 3.10: Luenbergerův pozorovatel - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě  $m = 0$  A a rozptylu  $\sigma^2 = 10^{-5}$  A. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



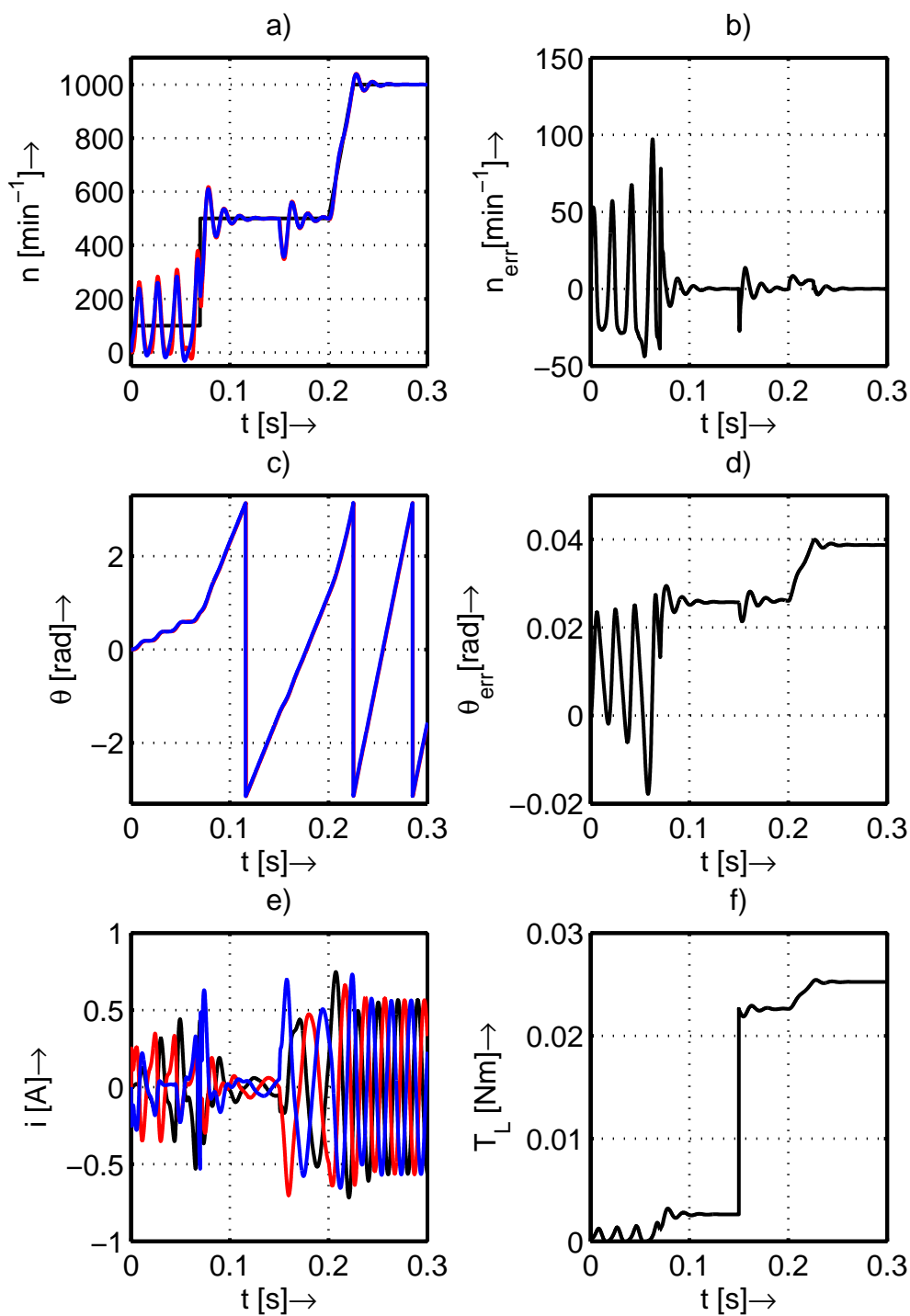
Obr. 3.11: Luenbergerův pozorovatel - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.12: Luenbergerův pozorovatel - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky s nižším zesílením regulátoru ATO. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.13: Luenbergerův pozorovatel - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu  $R = 0,3276 \Omega$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.14: Luenbergerův pozorovatel - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu  $\psi_m = 0,01$  Wb. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

### 3.1.3 Pozorovatel proudu v klouzavém režimu

Pozorovatel v klouzavém režimu (SMO - Sliding Mode Observer) je zde aplikován na estimaci satorového proudu. V základní podobě je estimátor tvořen regulačním obvodem s reléovým regulátorem, jehož vstupem je odchylka měřeného a estimovaného proudu satoru. Výstupem regulátoru je BEMF viz rovnice:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = -\frac{R}{L} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha,\beta} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}) \quad (3.7)$$

$$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = k \cdot f(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \quad (3.8)$$

Mezi obecně známou problematiku chování pozorovatele proudu v klouzavém režimu patří níže uvedené poznatky, kdy hlavním problémem je volba přepínacího prvku a následné vlastnosti estimátoru viz [18].

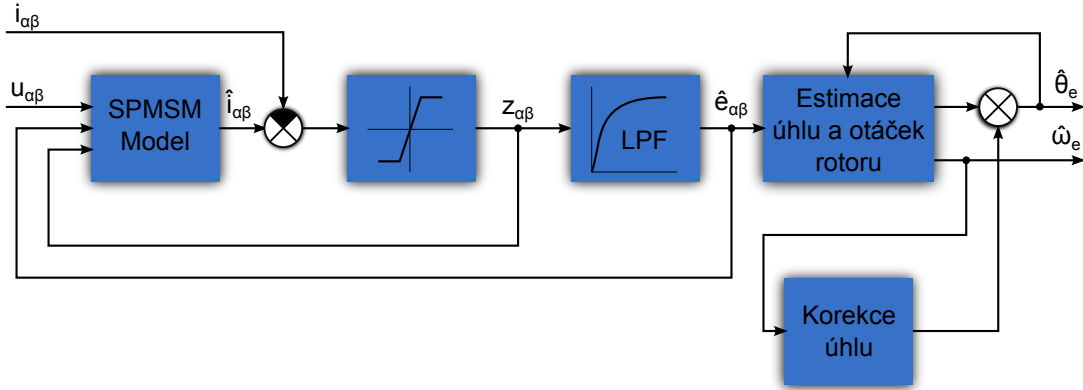
Základním typem přepínacího prvku je reléová charakteristika, která se však v této aplikaci nepoužívá z důvodu častého přepínání a vzniku kmitání estimovaných otáček (tzv. „chattering“). V případě přepínacího prvku typu nasycení se potýkáme se dvěma případy nastavení, kdy ani jeden není bezproblémový. Prvním je příliš malá hodnota zesílení (strmosti)  $k$ , kdy model motoru nesleduje přesně přepínací rozhraní a ve výsledku dostáváme nepřesně odhadnuté otáčky  $\omega_e$  a polohu rotoru  $\theta_e$ , samozřejmě za předpokladu, že jsme zvolili úroveň nasycení vyšší než jakých hodnot může nabývat estimované BEMF viz (3.21) v kapitole 3.1.4. Druhým případem je naopak příliš velká hodnota zesílení  $k$ , kdy se aproximace přepínacího prvku více blíží reléové charakteristice a tudíž dochází k častému přepínání. V důsledku tohoto faktu je v estimovaných otáčkách opět zřetelné kmitání, avšak menší než v případě čistě reléového prvku. K odstranění tohoto jevu se zavádí filtrace estimovaného BEMF, což s sebou přináší fázový posuv a opět nepřesnost odhadu. Následně je tedy nutná kompenzace, kdy se k výstupu odhadované polohy rotoru  $\theta_e$  přičítají korekční hodnoty na základě estimované úhlové rychlosti  $\omega_e^4$ , což je však problém v rychlých přechodných dějích. Popisovanou strukturu ilustruje obrázek 3.15. Matematický popis struktury formulují následující rovnice:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = -\frac{R}{L} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha,\beta} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} - \mathbf{z}_{\alpha\beta}) \quad (3.9)$$

$$\mathbf{z}_{\alpha\beta} = k \cdot f(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \quad (3.10)$$

Je tedy nutné zvolit kompromis mezi přesností odhadu na straně jedné, která zaručuje vyšší robustnost a lepší dynamiku pohonu, avšak dochází zde ke zmíněnému vzniku kmitání estimovaných otáček a na straně druhé je pak méně přesný odhad s horší dynamikou. Dalším řešením je volba přepínacího prvku s charakteristikou

<sup>4</sup>Korekce se na procesoru realizuje tabulkou hodnot („look-up table“)



Obr. 3.15: Klasický pozorovatel v klouzavém režimu; zdroj: [14]

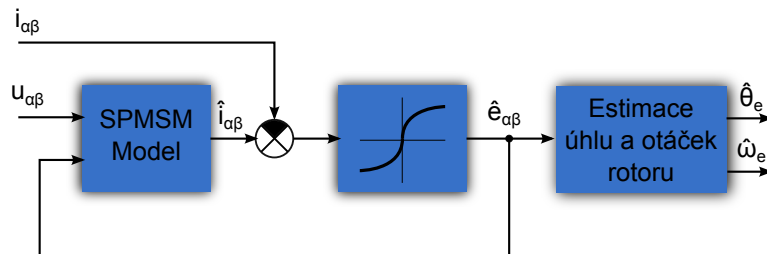
Ambrosinovy křivky [18] či funkcí sigmoid [15]. V [15] je popsáno vylepšení pozorovatele proudu v klouzavém režimu, kdy je reléová charakteristika nahrazena funkcí sigmoid následujícího tvaru:

$$\begin{bmatrix} H(\bar{i}_\alpha) \\ H(\bar{i}_\beta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{1+\exp(-a\bar{i}_\alpha)} - 1 \\ \frac{2}{1+\exp(-a\bar{i}_\beta)} - 1 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

kde odchylky estimovaných a měřených proudů jsou  $\bar{i}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha$  a  $\bar{i}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta$ . Stavové rovnice estimátoru pak přechází do tvaru:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha,\beta} = -\frac{R}{L} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha,\beta} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}_{\alpha,\beta} - k \cdot H(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha,\beta} - \mathbf{i}_{\alpha,\beta})) \quad (3.12)$$

Výše uvedená funkce sigmoid umožňuje nastavení strmosti funkce v okolí nuly. Navíc díky tvaru této funkce je možné naladit regulační obvod tak, aby složky zpětně indukovaného napětí měly charakter harmonických funkcí. Není zde tedy zapotřebí filtrace výstupu regulátoru a tudíž ani kompenzace úhlu rotoru viz obrázek 3.16. Pro praktickou realizaci je ovšem tato funkce zbytečně složitá.



Obr. 3.16: Pozorovatel úhlu s funkcí sigmoid; zdroj: [15]

Odhad otáček a úhlu natočení rotoru je možné provést opět pozorovatelem úhlu ze složek BEMF viz kapitola 3.1.1.

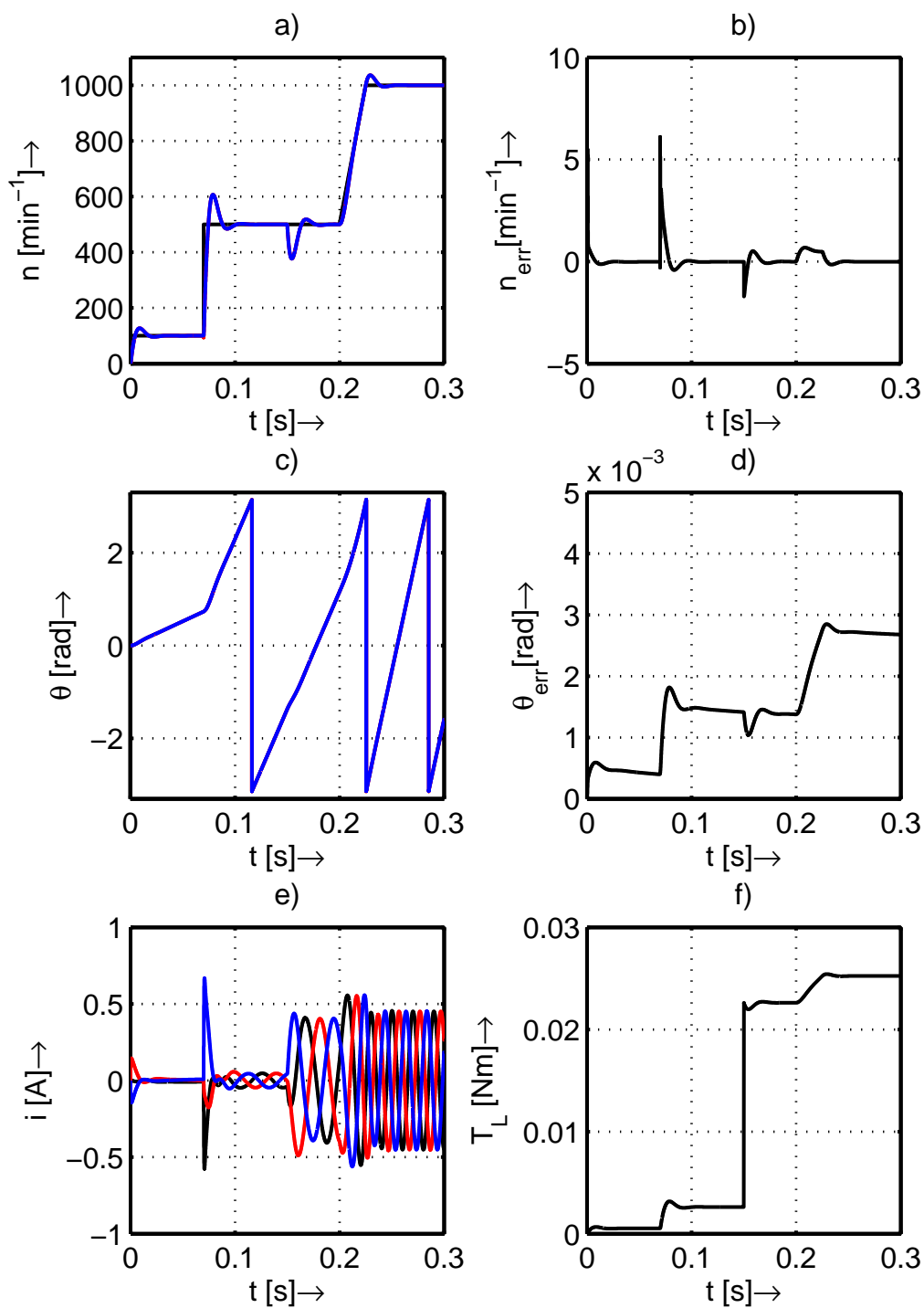
V simulacích v programu MATLAB-Simulink byly postupně ověřovány všechny výše uvedené struktury SMO. S ohledem na jednoduchou realizovatelnost na DSP byla pozornost blíže zaměřena na strukturu s nelinearitou typu nasycení bez filtrace BEMF viz příloha A.3, resp. obr. 3.17 až 3.20. V simulacích se ukázalo, že hlavním kritickým předpokladem je dostatečně nízká vzorkovací perioda řídicího algoritmu zvolená s ohledem na elektrické i mechanické časové konstanty motoru. Tento fakt je u motoru použitého pro simulace natolik kritický viz tabulka 1.1, že pro stabilní estimaci při strmosti nelinearity typu nasycení  $k = 100$ , bylo nutné zvolit periodu vzorkování  $T_s = 1 \mu s$ , což je pro implementaci na procesoru 56F8346CB se vzorkovací periodou  $T_s = 62,5 \mu s^5$  nereálné. Pro přesnost diskretizace byl model realizován Eulerovou metodou se čtyřnásobným přepočtem na vzorkovacím intervalu a následně i metodou Runge Kutta čtvrtého i pátého řádu se stejným neúspěchem na nižších vzorkovacích periodách. V realizaci na DSP je tedy nutné snížit strmost přepínacího prvku na hodnoty kolem  $k = 10$ , kdy vzhledem k vzorkovacímu intervalu nedojde ke ztrátě stability. Na druhou stranu tímto dojde k rapidnímu zhoršení přesnosti odhadu.

Výše uvedené zjištění pro daný typ motoru není šťastné z důvodu, že algoritmus SMO s parametrem  $k = 100$  a vzorkovací periodou  $T_s = 1 \mu s$  prokázal nejlepší robustnost vůči změně parametrů motoru viz obr. 3.19 a obr. 3.20, díky které je tolik rozšířen v reálných aplikacích. Posouzení odolnosti vůči šumu zde není na místě, díky mnohem vyšší vzorkovací periodě než u ostatních estimátorů.

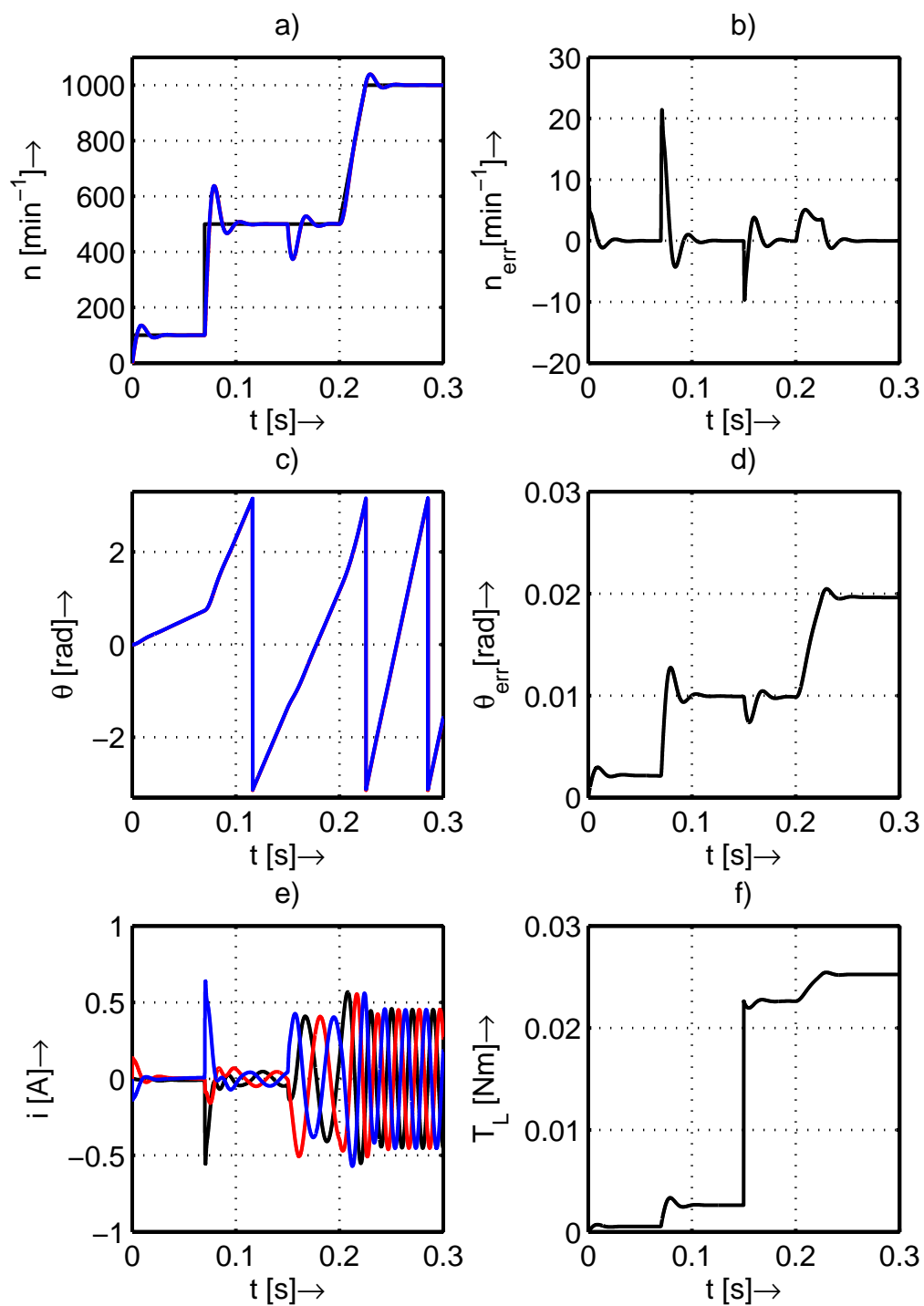
---

<sup>5</sup>Uvažujeme na střed zarovnanou PWM a vzorkování proudů v každé periodě PWM, která má frekvenci  $f_{PWM} = 16 \text{ kHz}$ .

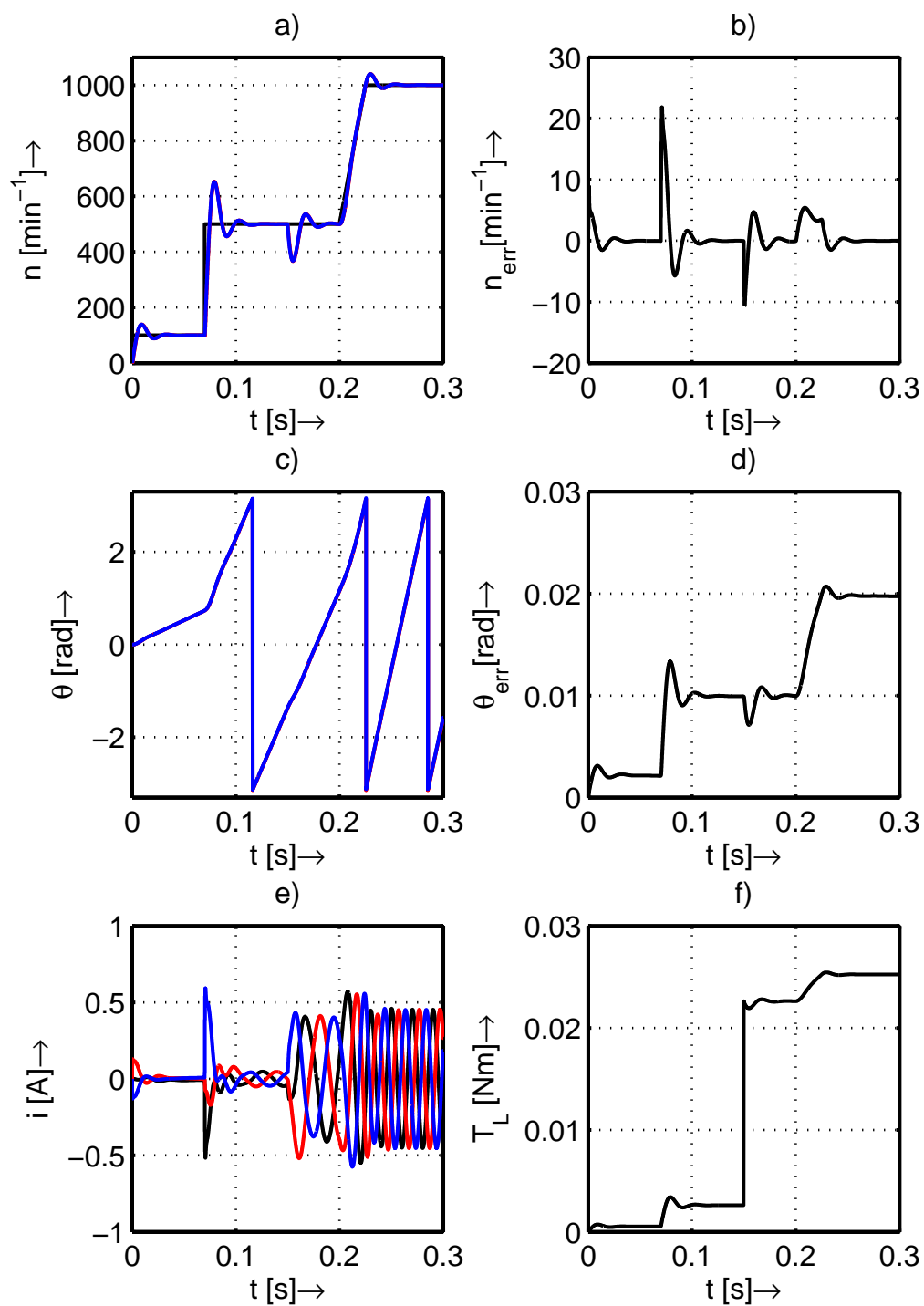




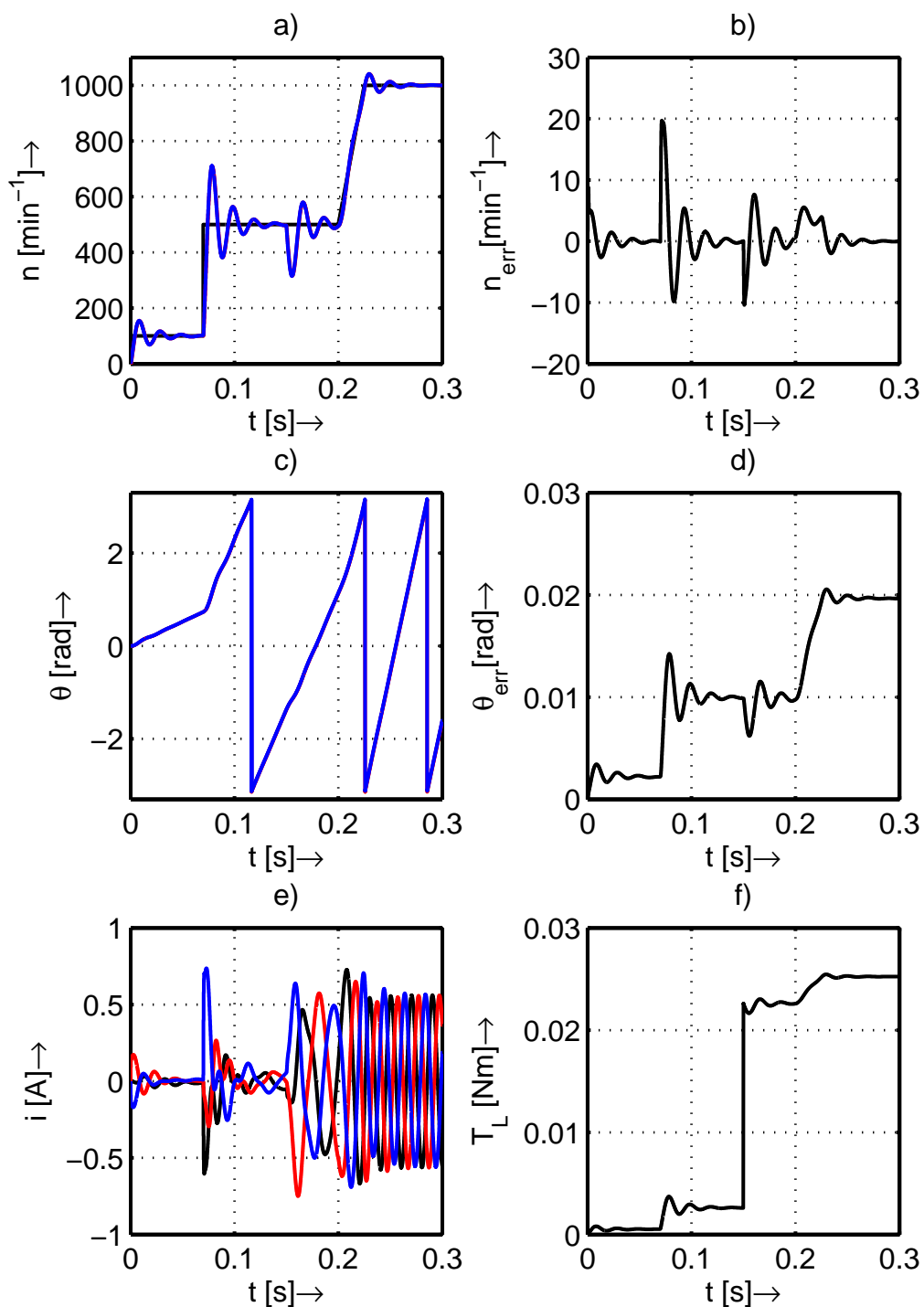
Obr. 3.17: Simulační výsledky pro SMO. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.18: SMO - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.19: SMO - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu  $R = 0,3276 \Omega$ .  
 a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru;  
 b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru;  
 d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.20: SMO - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu  $\psi_m = 0,01$  Wb. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

### 3.1.4 SMO s estimací odporu statoru

Dalším vylepšením SMO je estimace statorového odporu na základě zakomponování parametru  $R$  do Ljapunovovy funkce stability [15]:

$$V = \frac{1}{2}S_n^T S_n + \frac{1}{2}(\hat{R} - R)^2 \quad (3.13)$$

kde  $S_n$  je přepínací křivka definovaná jako odchylka mezi estimovaným proudem  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$  a měřeným proudem  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$  viz maticový zápis:

$$S_n = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha & \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix}^T \quad (3.14)$$

Druhá část rovnice (3.13) je tedy použita pro estimaci statorového proudu. Na základě teorému Ljapunovovy stability je stanovena podmínka klouzavého řízení, kdy musí platit, že  $\dot{V} < 0$  a zároveň  $V > 0$ . Derivací vztahu (3.13) dostáváme:

$$\dot{V} = S_n^T \dot{S}_n + (\hat{R} - R)\dot{\hat{R}} \quad (3.15)$$

po dosazení a úpravách přechází výraz do tvaru:

$$\dot{V} = \begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{A} - A)\hat{i}_\alpha + A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L} [e_\alpha - k \cdot f(\bar{i}_\alpha)] \\ (\hat{A} - A)\hat{i}_\beta + A(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L} [e_\beta - k \cdot f(\bar{i}_\beta)] \end{bmatrix} + \bar{R} \cdot \dot{\hat{R}} \quad (3.16)$$

kde  $\bar{R} = \hat{R} - R$ . Pro zajištění podmínky  $\dot{V} < 0$  je rovnice (3.16) dekomponována na dvě části:

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{A} - A)\hat{i}_\alpha \\ (\hat{A} - A)\hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \bar{R} \cdot \dot{\hat{R}} = 0 \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_\alpha & \bar{i}_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \frac{1}{L} [e_\alpha - k \cdot f(\bar{i}_\alpha)] \\ A(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \frac{1}{L} [e_\beta - k \cdot f(\bar{i}_\beta)] \end{bmatrix} < 0 \quad (3.18)$$

Z podmínky 3.17 je odvozen vztah pro výpočet estimovaného odporu statoru:

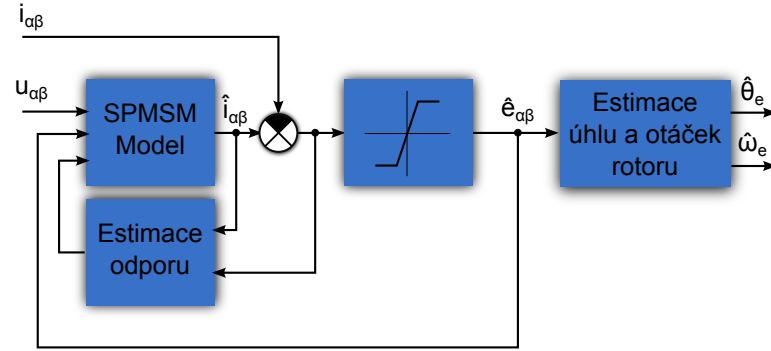
$$\frac{d}{dt}\hat{R} = \frac{1}{L}(\bar{i}_\alpha \cdot \hat{i}_\alpha + \bar{i}_\beta \cdot \hat{i}_\beta) \quad (3.19)$$

Podmínka stability SMO je odvozena z (3.18), což lze blíže rozepsat následujícím způsobem:

$$A(\bar{i}_\alpha^2 + \bar{i}_\beta^2) + \frac{1}{L}(e_\alpha \cdot \bar{i}_\alpha - \bar{i}_\alpha \cdot k \cdot f(\bar{i}_\alpha)) + \frac{1}{L}(e_\beta \cdot \bar{i}_\beta - \bar{i}_\beta \cdot k \cdot f(\bar{i}_\beta)) < 0 \quad (3.20)$$

Na základě výše uvedené rovnice je definována avizovaná podmínka stability:

$$k \geq \max(|\hat{e}_\alpha|, |\hat{e}_\beta|) \quad (3.21)$$

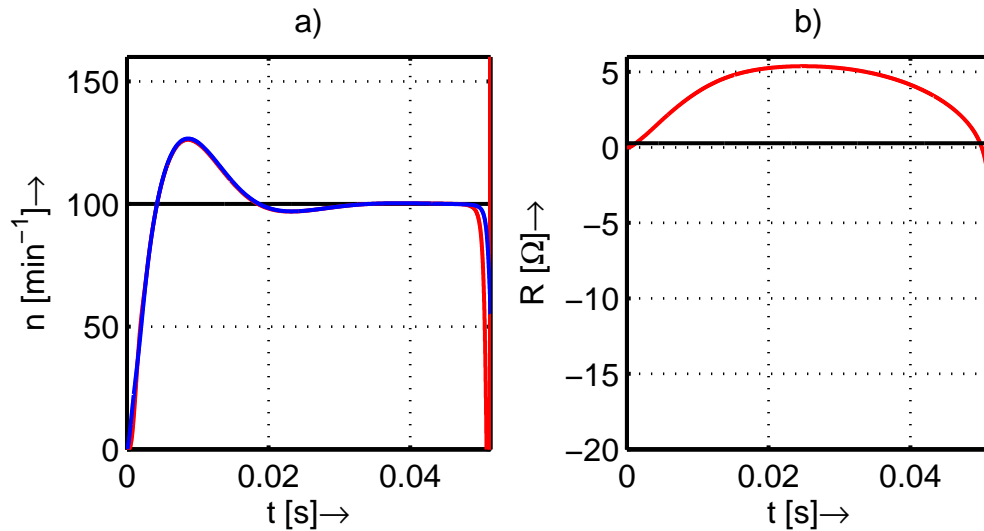


Obr. 3.21: SMO s estimací statorového odporu; zdroj: [15]

Estimovaný odpor statoru se nyní zakomponuje do modelu motoru viz (3.22) a obrázek 3.21, čímž je zajištěna invariantnost řízení na změnu statorového odporu.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = -\frac{\hat{R}}{L} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} + \frac{1}{L} (\mathbf{u}_{\alpha\beta} - k \cdot f(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta})) \quad (3.22)$$

V simulaci programem MATLAB-Simulink viz příloha A.4 se však současnou estimací zpětně indukovaného napětí  $\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$  resp. otáček motoru  $\hat{\omega}$  a odporu statorového vinutí  $\hat{R}$  pro daný model motoru nepodařilo uspokojivě zprovoznit. Estimované veličiny  $\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$  a  $\hat{R}$  se vzájemně ovlivňovaly natolik, že rozšíření SMO postrádalo smysl.



Obr. 3.22: Simulační výsledky pro SMO se současnou estimací mechanických veličin  $\omega$ ,  $\theta$  a odporu  $R$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) skutečný (černá) a estimovaný (červená) odpor statoru.

Z obrázku 3.22 je zřejmý problém se stabilitou, kdy estimovaný odpor  $\hat{R}$  nekoneguje ke skutečné hodnotě. Tento fakt je způsoben nenulovými odchylkami  $\bar{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$

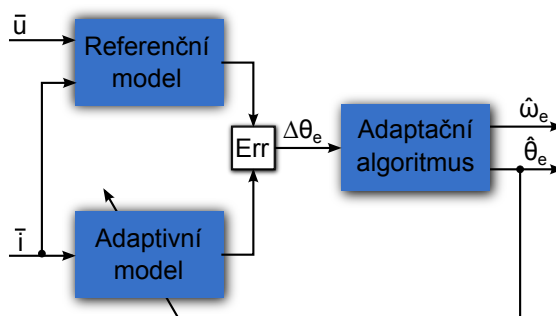
estimovaných a skutečných složek proudu  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ . Derivace odporu  $\hat{R}$  podle času je nenulová, tudíž hodnota odporu  $\hat{R}$  v čase není konstantní viz (3.19).

Vzájemné ovlivňování estimovaných veličin je zapříčiněno adaptací dvou veličin podle totožného nositele informace. Nositelem informace je vektor  $\bar{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ , který je v případě přesné estimace téměř kolmý na vektor skutečného proudu  $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ , stejně tak jako vektor zpětně indukovaného napětí  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$ . Jelikož se na základě rozdílu proudů  $\bar{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$  adaptuje zpětně indukované napětí  $\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}$  z něhož se následně odhadují otáčky motoru  $\hat{\omega}_e$  a současně se opět na základě rozdílu proudů  $\bar{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$  adaptuje odpor  $\hat{R}$ , musí zákonitě docházet k vzájemnému ovlivňování estimovaných veličin.

Důvodem proč teorie Ljapunovovy stability říká, že systém s estimací tímto způsobem bude stabilní je způsob definice Ljapunovovy funkce, kdy je pravděpodobně zajištěna jen lokální stabilita systému, nikoliv globální.

## 3.2 Adaptivní systém s referenčním modelem

Metoda adaptivního systému s referenčním modelem (MRAS - Model Reference Adaptive System) je založena na dvou modelech dynamického systému viz obrázek 3.23, kdy výstupem referenčního modelu je v případě estimace stavu žádaná odezva určitého stavu dynamického systému na vstupní signál. V případě PMSM se jedná o stav spřaženého magnetického toku  $\psi_{\alpha\beta}$  nebo BEMF, který je získán výpočtem z naměřených hodnot statorových napětí a proudů viz [8]. Druhý model se nazývá adaptivní a cílem adaptace je konvergence statických a dynamických vlastností adaptivního modelu k vlastnostem modelu referenčního. Děje se tak porovnáním výstupů obou modelů, kdy výsledná odchylka slouží jako vstup do adaptačního algoritmu. Akční veličina adaptačního algoritmu následně vstupuje do adaptivního modelu a vzniká tak zpětná vazba. V momentě, kdy je regulační odchylka modelů nulová, adaptivní model odpovídá referenčnímu modelu a na výstupu adaptačního algoritmu je tedy hodnota kýžené estimované veličiny.



Obr. 3.23: Schéma MRAS; zdroj: [9]

Otázkou je volba vhodných modelů. V literatuře se obvykle objevují aplikace s modely magnetických toků viz [9], [10] a to v případech, kdy se neuvažuje vliv změny parametrů motoru. Jako referenční model se volí napěťový model magnetického toku motoru (1.16), který je zde pro přehlednost znovu uveden:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{u\alpha} &= u_\alpha - Ri_\alpha \\ \frac{d}{dt} \hat{\psi}_{u\beta} &= u_\beta - Ri_\beta \end{aligned} \quad (3.23)$$

Adaptivní model se volí jako proudový model magnetického toku (1.17), díky své závislosti na elektrickém úhlu natočení rotoru:

$$\begin{aligned} \hat{\psi}_{i\alpha} &= Li_\alpha + \psi_m \cos(\hat{\theta}_e) \\ \hat{\psi}_{i\beta} &= Li_\beta + \psi_m \sin(\hat{\theta}_e) \end{aligned} \quad (3.24)$$

Adaptační algoritmus následně využívá odchylky úhlů  $\Delta\theta_e$  jako korekční informaci pro získání adaptační resp. estimované veličiny elektrického úhlu  $\hat{\theta}_e$ . Cílem je zajištění nulové odchylky  $\Delta\theta_e$ , kdy bude estimovaná veličina nejuvěrněji reprezentovat veličinu skutečnou, jak již bylo řečeno v úvodu kapitoly.



Odchylka úhlů  $\Delta\theta_e$  je úhel, který mezi sebou svírají vektory magnetických spřažených toků  $\hat{\psi}_u, \hat{\psi}_i$  a jeho velikost lze vypočítat z geometrického významu skalárního součinu dvou vektorů:

$$\cos(\Delta\theta_e) = \frac{\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i}{|\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i|} \quad (3.25)$$

Za účelem zjednodušení pro minimalizaci výpočetní náročnosti algoritmu je vhodné vyhnout se goniometrickým funkcím. Výpočet úhlu mezi vektory je možné určit také pomocí funkce sinus (3.26), čímž můžeme zavést zjednodušení (3.27) zapříčiněné velkým proporcionálním zesílením v adaptačním algoritmu a vyhnout se tak výpočtu jakékoliv goniometrické funkce.

$$\sin(\Delta\theta_e) = \frac{\text{Im}\{\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i\}}{|\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i|} \quad (3.26)$$

Za předpokladu, že odchylka  $\Delta\theta_e$  je velmi malá ( $\Delta\theta_e \rightarrow 0$ ), platí:

$$\sin(\Delta\theta_e) \approx \Delta\theta_e \quad (3.27)$$

$$\Delta\theta_e \approx \frac{\text{Im}\{\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i\}}{|\hat{\psi}_u \cdot \hat{\psi}_i|} \quad (3.28)$$

Odtud pro úhlovou odchylku můžeme psát:

$$\Delta\theta_e \approx \frac{\hat{\psi}_{u\beta} \cdot \hat{\psi}_{i\alpha} - \hat{\psi}_{u\alpha} \cdot \hat{\psi}_{i\beta}}{\sqrt{(\hat{\psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\psi}_{u\beta}^2) \cdot (\hat{\psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\psi}_{i\beta}^2)}} \quad (3.29)$$

Ačkoliv je tento vztah na první pohled jednoduchý, v případě implementace na DSP představuje jeho jmenovatel zbytečné komplikace, jelikož obsahuje operaci dělení a výpočet odmocniny. Zavádíme proto další zjednodušení, které je založené na jednoduché úvaze, kdy předpokládáme, že výstupy obou modelů jsou téměř identické, resp. oba vektory mají stejnou absolutní hodnotu a jmenovatel proto nahradíme mocninou magnetického toku magnetů. Pro výslednou úhlovou odchylku platí:

$$\Delta\theta_e \approx \frac{\hat{\psi}_{u\beta} \cdot \hat{\psi}_{i\alpha} - \hat{\psi}_{u\alpha} \cdot \hat{\psi}_{i\beta}}{\psi_m^2} \quad (3.30)$$

Jako adaptační algoritmus je použit opět PI regulátor v sérii s integrátorem:

$$F(p) = \frac{\hat{\theta}_e(p)}{\Delta\theta_e(p)} = \frac{k_{p\theta}p + k_{i\theta}}{p^2} \quad (3.31)$$

Na výstupu regulátoru je elektrická úhlová rychlost, kterou je vhodné filtrovat viz kapitola 3.1.1.

Výše uvedené je základem pro sestavení estimátoru MRAS. V reálných aplikacích je však problémem drift integrátorů referenčního modelu (3.23), který je způsoben

nepřesnou znalostí počáteční podmínky magnetického toku permanentních magnetů, nepřesnou znalostí odporu vinutí motoru  $R$ , který je navíc teplotně závislý, dále výpočetní nepřesností diskretizace a také nepřesným měřením. Drift integrátorů je natolik markantní problém, že vede k nestabilitě estimátoru. Je tedy nutné provést korekci referenčního modelu pro potlačení driftu. Mezi používané způsoby korekce patří zavedení korekčních regulátorů, na jejichž vstupy jsou přivedeny odchylky jednotlivých složek adaptivního a referenčního modelu [9], [10]:

$$\begin{aligned}\Delta\psi_\alpha &= \hat{\psi}_{i\alpha} - \hat{\psi}_{u\alpha} \\ \Delta\psi_\beta &= \hat{\psi}_{i\beta} - \hat{\psi}_{u\beta}\end{aligned}\tag{3.32}$$

Na výstupech regulátorů jsou pak korekční napětí, které se zavádí do referenčního modelu, který přechází do tvaru:

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\hat{\psi}_{u\alpha} &= u_\alpha - Ri_\alpha + u_{c\alpha} \\ \frac{d}{dt}\hat{\psi}_{u\beta} &= u_\beta - Ri_\beta + u_{c\beta}\end{aligned}\tag{3.33}$$

Korekční regulátory se volí typu PI. Při nastavování jejich parametrů je nutné zvolit výrazně nižší proporcionalní zesílení a větší integrační časovou konstantu než u regulátoru adaptačního algoritmu, aby nedocházelo k adaptaci modelů referenčními regulátory, čímž by přestávala fungovat estimace úhlu rotoru. Tento problém se ukázal jako klíčový při testování bezsnímačového řízení na reálném pohonu v oblasti nízkých otáček<sup>6</sup>, kdy se začíná markantně projevovat vliv šumu a také nelinearit, které nebyly uvažovány v simulacích. Dále se tímto problémem zabývá kapitola testování algoritmů na reálném pohonu.

Druhou metodou jak zabránit driftu referenčního modelu je realizace integrátorů jako tzv. kvazi-integrátorů [8], kdy integrátory nahradíme setrvačnými články s derivací v počátku přechodové charakteristiky rovnou jedné a s vysokými časovými konstantami  $T$ . Metod jak přesně realizovat takovýto setrvačný článek je větší množství viz [8]. Pro řízení na reálném pohonu viz kapitola 6 byl použit kvazi-integrátor s operátorovým přenosem:

$$F(p) = \frac{T}{Tp + 1}\tag{3.34}$$

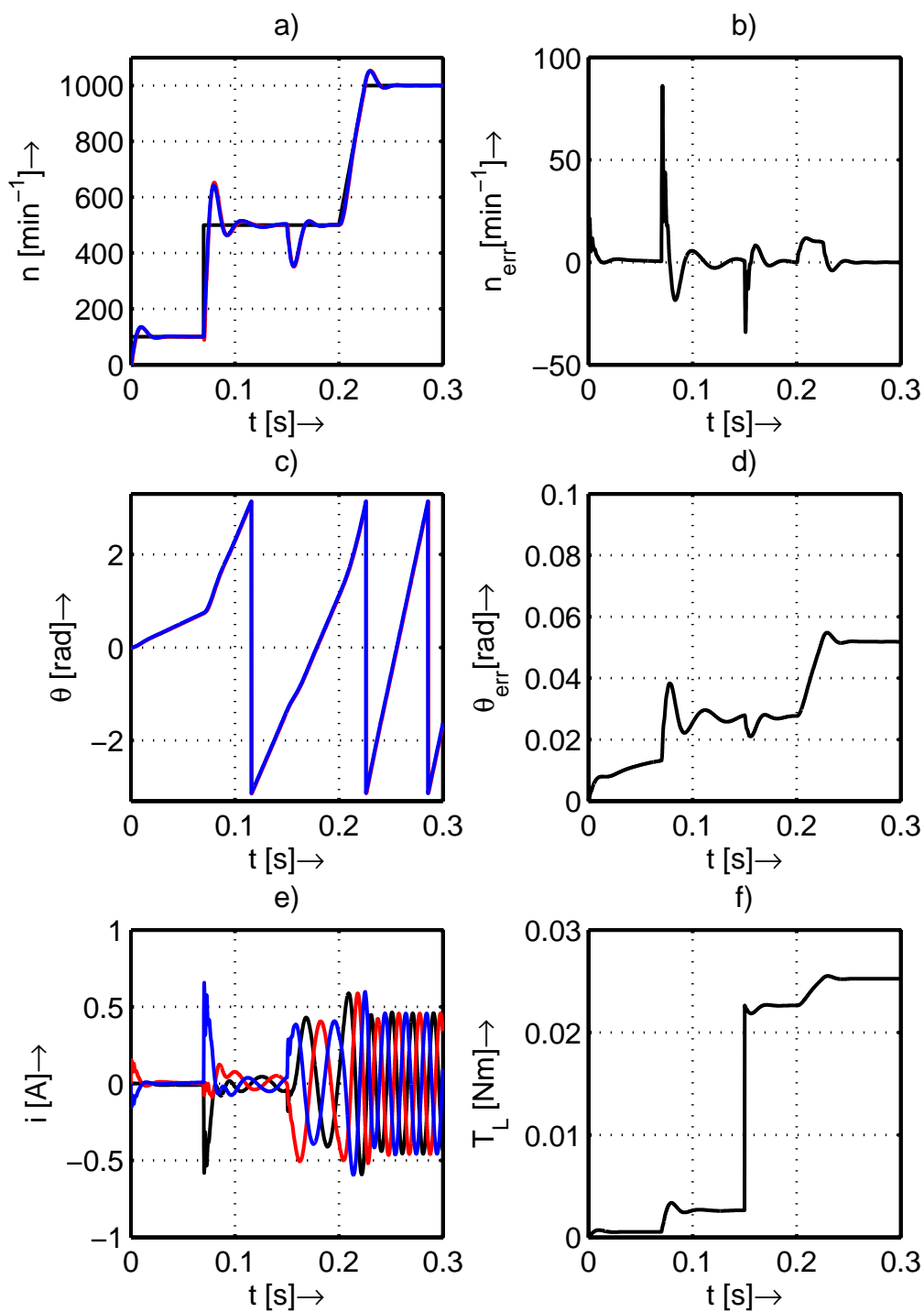
Výhodou této metody je nižší výpočetní náročnost, jak bude ukázáno v kapitole 4 a lepší vlastnosti na nízkých otáčkách než v případě metody s korekčními regulátory viz kapitola 6.

Ve fázi simulování algoritmů v prostředí MATLAB-Simulink viz příloha A.5 se počítalo s implementací složitějšího algoritmu s korekčními regulátory referenčního modelu, u kterého lze průběh estimace ladit více parametry než v případě metody s kvazi-integrátory. Jak bude ukázáno v kapitole 6, týkající se testů na reálném

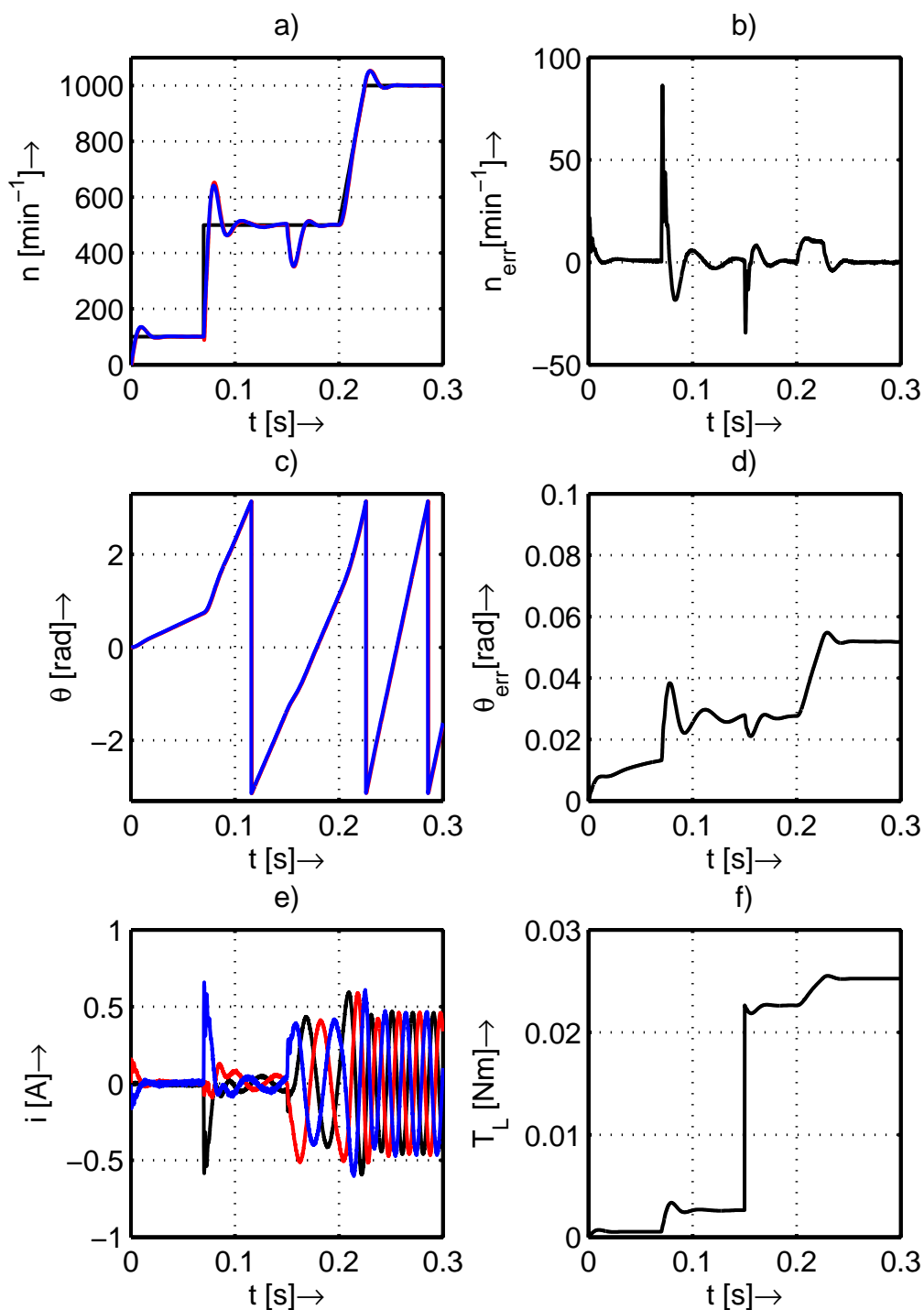
<sup>6</sup>U testovaného motoru TG Drives se jedná o oblast otáček  $n$  pod cca  $n = 200 \text{ min}^{-1}$

pohonu, tato volba nebyla optimální z hlediska estimace v oblasti nízkých otáček, kdy se razantně projevil vliv nesimulovaných parazitních jevů.

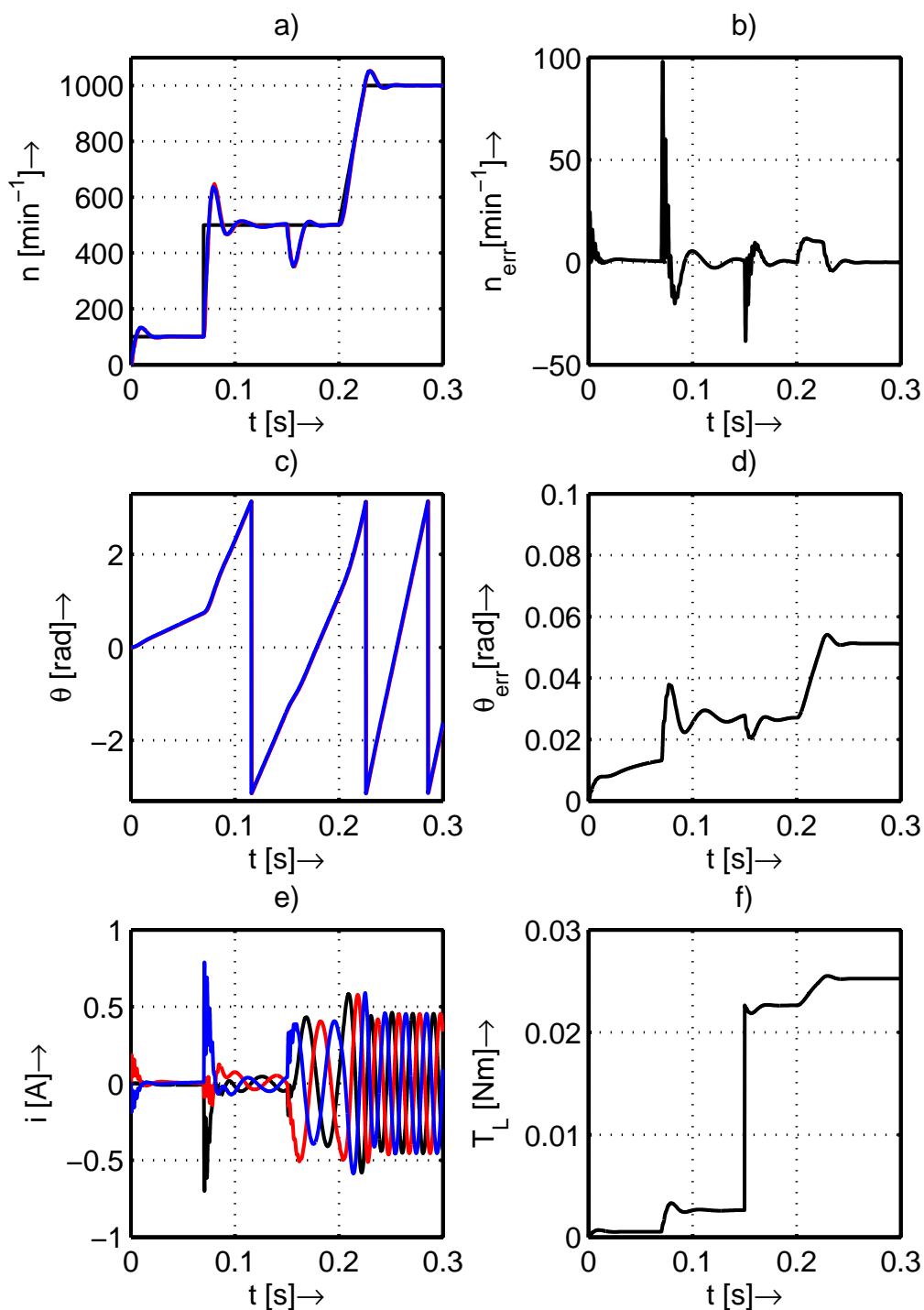
Z obrázku 3.25 je patrná vyšší odolnost estimátoru vůči šumu než v případě metody přímého výpočtu BEMF a Luenbergerova pozorovatele proudu. V případě odolnosti na zpožděné měření proudu dojde ke zhoršení přechodného děje, jak je patrné z grafu pro chybu otáček viz obrázek 3.26, ale regulační obvod je stále stabilní. Naopak kritickým jevem pro testovaný MRAS je změna magnetického toku magnetů viz obrázek 3.28.



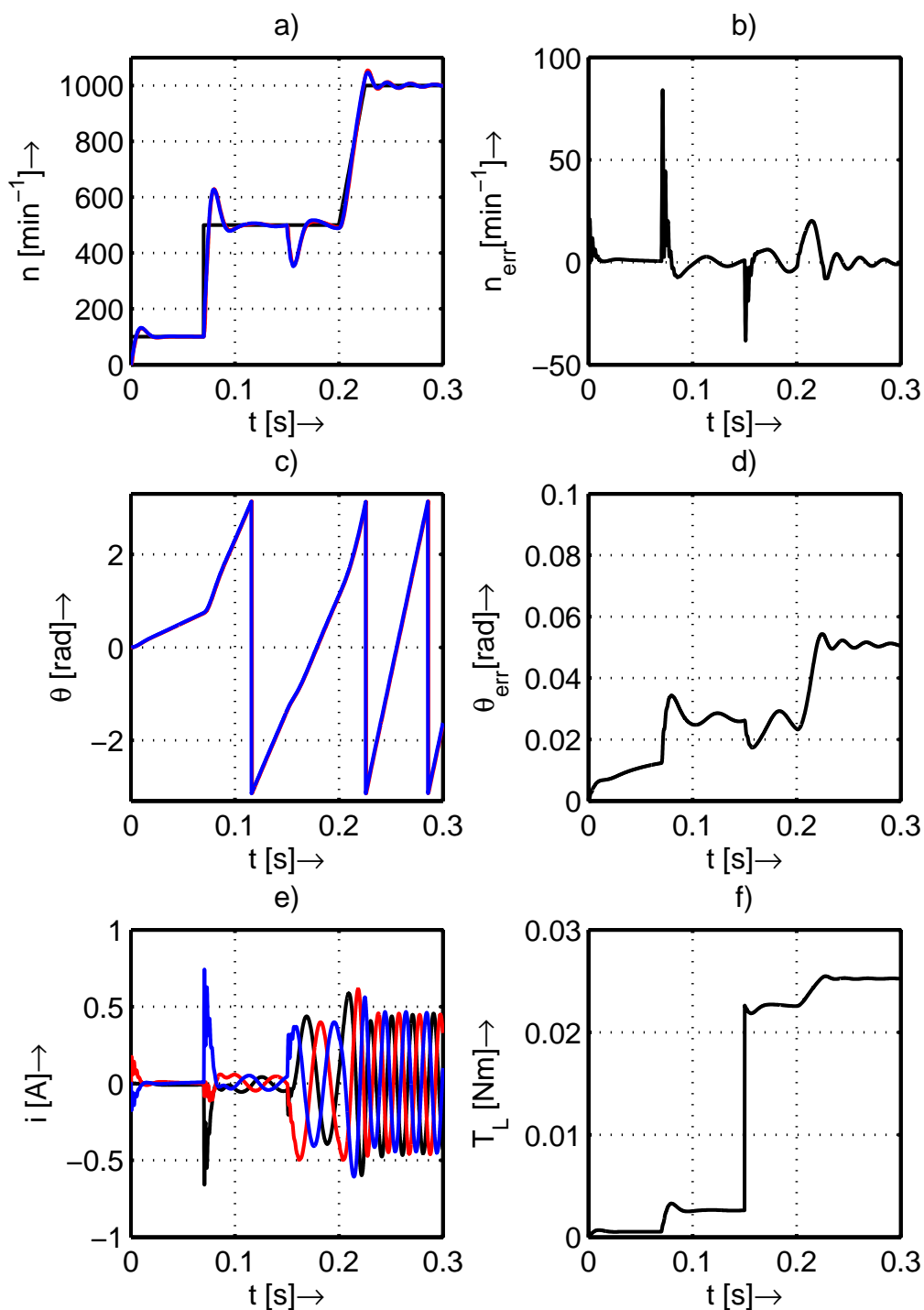
Obr. 3.24: Simulační výsledky pro MRAS s korekčními PI regulátory. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



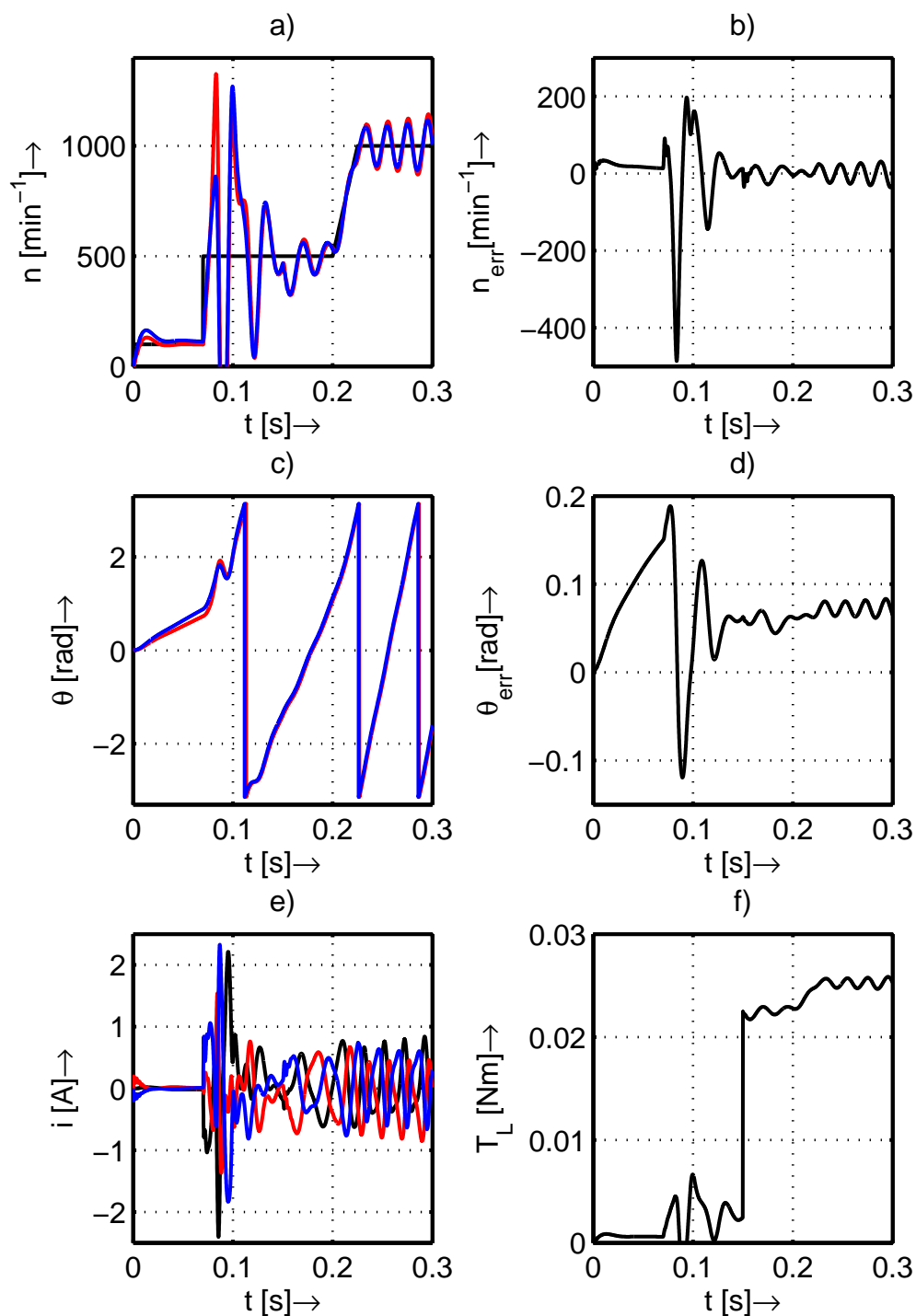
Obr. 3.25: MRAS - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě  $m = 0$  A a rozptylu  $\sigma^2 = 10^{-5}$  A. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.26: MRAS - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.27: MRAS - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu  $R = 0,3276 \Omega$ .  
 a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru;  
 b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.28: MRAS - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu  $\psi_m = 0,01$  Wb. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



### 3.3 MRAS s estimací parametrů motoru

V následující části jsou prezentovány metody rozšiřující estimační vektor o parametry motoru, jedná se o odpor statoru a magnetický tok permanentních magnetů.

První z testovaných metod je metoda založená na Popovově teorému hyperstability uvedená v [8], [11], [12]. Popovova teorie hyperstability ověřuje globální asymptotickou stabilitu na základě vlastností matice přenosových funkcí lineární části a integrálního kritéria, které zahrnuje časový průběh vstupu a výstupu nelineární části [12]. Model motoru je uvažován v synchronních  $d$ - $q$  souřadnicích:

$$u_d = R i_d + L \frac{d i_d}{dt} - L \omega_e i_q \quad (3.35)$$

$$u_q = R i_q + L \frac{d i_q}{dt} + L \omega_e i_d + \psi_m \omega_e \quad (3.36)$$

Na základě výše uvedených rovnic je dána stavová rovnice:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{qd} = \mathbf{A} \mathbf{i}_{qd} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{qd} + \mathbf{d} \quad (3.37)$$

kde

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{qd} &= [i_q \ i_d]^T, \quad \mathbf{u}_{qd} = [u_q \ u_d]^T, \\ \mathbf{A} &= -\frac{R}{L} \mathbf{I} + \omega_e \mathbf{J}, \quad \mathbf{B} = \frac{1}{L} \mathbf{I}, \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} -\frac{\psi_m}{L} \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Dále je definován Luenbergerův rekonstruktor statorového proudu:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{qd} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{i}}_{qd} + \mathbf{B} \mathbf{u}_{qd} + \hat{\mathbf{d}} + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_{qd} - \mathbf{i}_{qd}) \quad (3.38)$$

kde  $\mathbf{G}$  je tzv. injekční matice zesílení, která má následující tvar:

$$\mathbf{G} = -g_1 \mathbf{I} + g_2 \mathbf{J} = \begin{bmatrix} -g_1 & -g_2 \\ g_2 & -g_1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$g_1 = (k-1) \frac{\hat{R}}{L} \quad (3.40)$$

$$g_2 = (k-1) \omega_e \quad (3.41)$$

Volba injekční matice v podobě (3.39) a zesílení  $k \geq 1$  je nutnou podmínkou pro zajištění podmínky striktně pozitivní reálnosti (SPR - Strictly Positive Real) matice přenosových funkcí, což je podmínka nutná, ale nepostačující pro zajištění globální asymptotické stability, která bude rozebrána dále.

Na základě Popovova teorému hyperstability je model rozdělen na lineární časově invariantní a nelineární část pro ověření globální asymptotické stability. Stavová rovnice chyby estimace je dána rozdílem (3.37) a (3.38):

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = (\mathbf{A} + \mathbf{G}) \mathbf{e} - \mathbf{W} \quad (3.42)$$

kde  $\mathbf{e} = \mathbf{i}_{qd} - \hat{\mathbf{i}}_{qd}$  a vektor  $\mathbf{W}$  je zmiňovaný nelineární časově variantní blok definovaný následujícím způsobem:

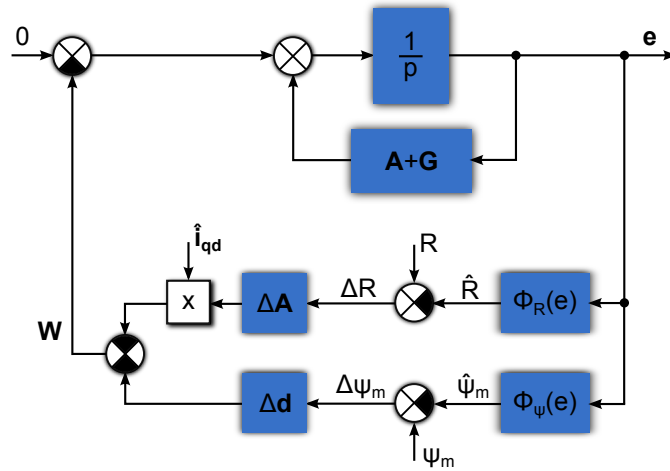
$$\mathbf{W} = -\Delta \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{i}}_{qd} - \Delta \mathbf{d}. \quad (3.43)$$

Matice  $\Delta \mathbf{A}$  a  $\Delta \mathbf{d}$  jsou matice chyb estimace parametrů motoru:

$$\Delta \mathbf{A} = \mathbf{A} - \hat{\mathbf{A}} = -\frac{\Delta R}{L} \mathbf{I}, \quad \Delta R = R - \hat{R}, \quad (3.44)$$

$$\Delta \mathbf{d} = \mathbf{d} - \hat{\mathbf{d}} = \begin{bmatrix} -\omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \frac{\Delta \psi_m}{L}, \quad \Delta \psi_m = \psi_m - \hat{\psi}_m. \quad (3.45)$$

Na základě (3.42) je sestaveno schéma viz obrázek 3.29, které se skládá ze dvou zmiňovaných částí. První část v přímé vazbě je lineární časově invariantní a ve zpětné



Obr. 3.29: MRAS pro estimaci magnetického toku magnetů a odporu statoru [11].

vazbě se nachází nelineární časově variantní blok. Na základě Popovova teorému hyperstability můžeme prohlásit, že systém je hyperstabilní resp. globálně asymptoticky stabilní, jestliže matice přenosových funkcí  $[p\mathbf{I} - (\mathbf{A} + \mathbf{G})]^{-1}$  je striktně pozitivně reálná a dále, jestliže je splněno Popovovo integrální kritérium viz [12]. Matice přenosových funkcí je v tomto případě striktně pozitivně reálná, jak je uvedeno v [11]. Za účelem ověření globální asymptotické stability a pro odvození adaptačního mechanismu je definována Popovova podmínka resp. integrální kritérium, které obsahuje součin výstupů lineární časově invariantní části a nelineární časově variantní

části:

$$\int_0^{t_1} e^T \mathbf{W} dt = \int_0^{t_1} \left( e^T \hat{\mathbf{i}}_{qd} \frac{\Delta R}{L} + e^T \begin{bmatrix} \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \frac{\Delta \psi_m}{L} \right) dt \geq -\gamma_0^2 \quad (3.46)$$

kdy pro všechna  $t_1 \geq 0$  je  $\gamma_0^2 = konst..$  Rovnice (3.46) obsahuje chyby estimovaných parametrů motoru, na základě kterých můžeme rovnici rozdělit na dvě části:

$$\int_0^{t_1} e^T \hat{\mathbf{i}}_{qd} \frac{\Delta R}{L} dt \geq -\gamma_1^2 \quad (3.47)$$

$$\int_0^{t_1} e^T \begin{bmatrix} \omega_e \\ 0 \end{bmatrix} \frac{\Delta \psi_m}{L} dt \geq -\gamma_2^2 \quad (3.48)$$

kde  $\gamma_1^2 = konst..$ ,  $\gamma_2^2 = konst..$  Pro odhad motoru je definováno adaptační pravidlo:

$$\hat{R} = \int_0^t \Phi_R(\mathbf{e}) d\tau + \hat{R}(0) \quad (3.49)$$

kde  $\hat{R}(0)$  je počáteční podmínka statorového odporu a  $\Phi_r(\mathbf{e})$  je nelineární funkce chyby, která zajišťuje, že nerovnice (3.47) bude splněna po dosažení (3.49) viz:

$$\int_0^{t_1} \frac{e^T \hat{\mathbf{i}}_{qd}}{L} \left( R - \int_0^t \Phi_R(\mathbf{e}) d\tau - \hat{R}(0) \right) dt \geq -\gamma_1^2. \quad (3.50)$$

Řešením této nerovnice je následující vztah pro estimaci odporu statoru:

$$\hat{R} = -k \int_0^t e^T \hat{\mathbf{i}}_{qd} d\tau + \hat{R}(0) \quad (3.51)$$

Je tedy nutná integrace součinu chyby predikce proudu s proudem estimovaným. Pro lepší odezvu v přechodném ději se pro odhad používá PI regulátor, kdy (3.51) přechází do tvaru:

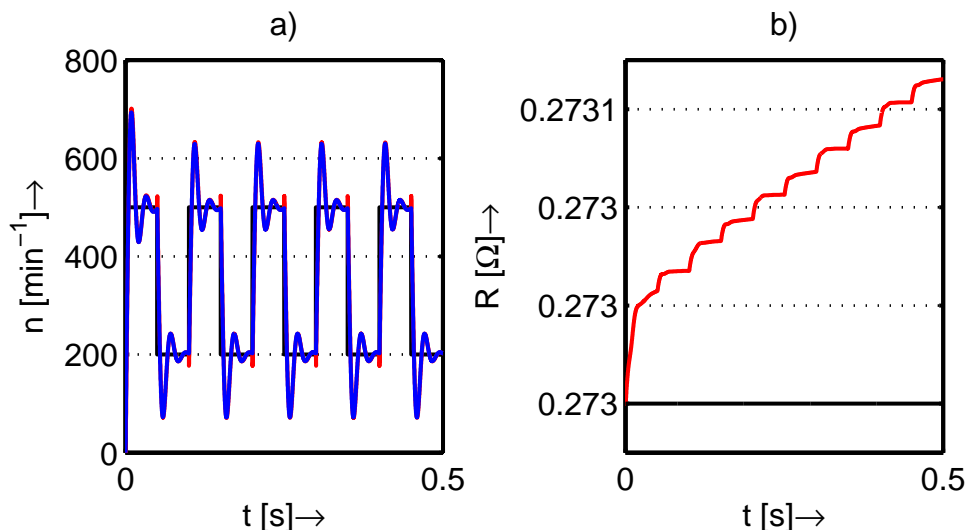
$$\hat{R} = -\left( k_{pR} + \frac{k_{iR}}{p} \right) \cdot (e_q \hat{i}_q + e_d \hat{i}_d) \quad (3.52)$$

kde  $k_{pR}$  a  $k_{iR}$  jsou konstanty PI regulátoru. Podobně můžeme vyjádřit adaptační pravidlo pro estimaci magnetického toku magnetů dle (3.48):

$$\hat{\psi}_m = -\left( k_{p\psi} + \frac{k_{i\psi}}{p} \right) \cdot e_q \cdot \omega_e \quad (3.53)$$

Použitím obdobného postupu dojdeme i k adaptačnímu pravidlu pro současnou estimaci odporu a otáček, kdy pro otáčky motoru platí:

$$\hat{\omega}_e = \left( k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{p} \right) \cdot \left( e_d \hat{i}_q - e_q \left( \hat{i}_d + \frac{\psi_m}{L} \right) \right) \quad (3.54)$$



Obr. 3.30: Simulační výsledky pro MRAS se současnou estimací mechanických veličin  $\omega$ ,  $\theta$  a odporu  $R$  při zátěži motoru  $T_L = 10^{-3}$  Nm. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) skutečný (černá) a estimovaný (červená) odpor statoru.

Výsledek simulace současné estimace otáček motoru a odporu statoru viz příloha A.6 verze 1 je na obrázku 3.30. Z obrázku 3.30.a) je zřejmé, že estimace otáček je funkční, avšak estimovaný odpor 3.30.b) s každým přechodným dějem otáček roste. Zdůvodnění pro toto nekorektní chování algoritmu zatím nebylo nalezeno. Obdobě se v simulacích chovala i současná estimace otáček a magnetického toku permanentních magnetů viz příloha A.6.

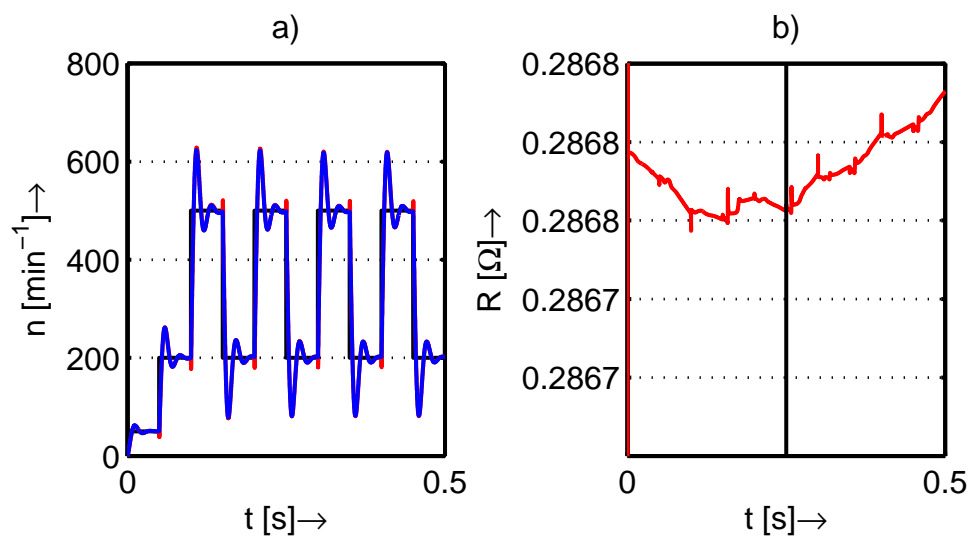
Na základě [13] byl dále simulován adaptivní systém s referenčním modelem s estimací statorového odporu s odlišnými adaptačními pravidly. Adaptační pravidla pro estimaci otáček motoru  $\hat{\omega}$  a odporu statoru  $\hat{R}$  mají následující tvar:

$$\hat{\omega}_e = -\left(k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{p}\right) \cdot \frac{L}{\hat{\psi}_m} \Delta i_q \quad (3.55)$$

$$\hat{R} = \left(k_{pR} + \frac{k_{iR}}{p}\right) \cdot \frac{L}{\hat{i}^2 \omega_e} (-\hat{i}_q \Delta i_d + \hat{i}_d \Delta i_q) \quad (3.56)$$

kde  $\Delta i_d = i_d - \hat{i}_d$  a  $\Delta i_q = i_q - \hat{i}_q$ . Výsledek simulace pro současnou adaptaci statorového odporu  $\hat{R}$  a otáček motoru  $\hat{\omega}$  viz příloha A.6 verze 2 je uveden na obrázku 3.31. Z průběhů je patrná pomalá konvergence odporu statoru  $\hat{R}$  ke skutečné hodnotě a problémy se stabilitou při startu motoru. Zde přichází v úvahu otázka, zda-li je odpor statoru  $R$  opravdu rekonstruovatelný resp. pozorovatelný, kdy podmínka pozorovatelnosti je silnějším kritériem než podmínka rekonstruovatelnosti.

K vyšetření pozorovatelnosti a zejména podmínek pozorovatelnosti veličin PMSM obecně, by bylo nutné použít kritérium pro nelineární systémy a diskutovaná problematika by se dále více vyjasnila. Jak si ovšem ukážeme v kapitole 3.5, odpor statoru  $R$  je opravdu možné estimovat za běhu motoru spolu s mechanickými veličinami, ovšem logicky jen v případě, že motorem protéká proud ( $i_{abc} \neq 0$ ). Z tohoto důvodu byl u výše uvedených simulací uvažován nenulový zátěžný moment ( $T_L \neq 0$ ).



Obr. 3.31: Simulační výsledky pro MRAS druhé varianty se současnou estimací mechanických veličin  $\omega$ ,  $\theta$  a odporu  $R$  při zátěži motoru  $T_L = 10^{-3}$  Nm. V čase  $t = 0,25$  s dojde ke skokovému vzrůstu odporu motoru dle tab. 1.1. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) skutečný (černá) a estimovaný (červená) odpor statoru.

### 3.4 Rozšířený Kalmanův filtr

Rozšířený Kalmanův filtr (EKF - Extended Kalman Filter) patří mezi stavové rekonstruktory s vlastností filtrace signálu zatíženého Gaussovým šumem. Jedná se o rozšíření základního Kalmanova filtru (KF - Kalman Filter) pro nelineární systémy s diskrétním přenosem:

$$\mathbf{x}_{k+1} = f(\mathbf{x}_k, \mathbf{u}_k) + \mathbf{w}_k \quad (3.57)$$

$$\mathbf{y}_{k+1} = g(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \quad (3.58)$$

kde  $w$  je chyba (šum) stavů a  $v$  je chyba (šum) výstupu, která reprezentuje nepřesnost měření.

Ve své podstatě se jedná o estimační algoritmus, který se v predikční části snaží odhadnout z minulých dat následující stav. Výsledkem predikce je apriorní estimace následujícího stavu na základě dat, které byly získány do okamžiku výpočtu. Následně je tento odhadnutý stav konfrontován s novým měřením pro zpřesnění odhadu. Zde hovoříme o filtrační nebo-li korekční části algoritmu. Výsledný odhad se nazývá a posteriori.

V algoritmu EKF se využívá aktualizace střední hodnoty stavů  $\hat{\mathbf{x}}_k$  ve smyslu minimální kvadratické chyby a kovarianční matice stavů  $\mathbf{P}_k = E\{e_k \cdot e_k^T\}$ , kde se na hlavní diagonále vyskytují rozptyly jednotlivých stavů a mimo hlavní diagonálu jsou kovariance. [16]

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} \rightarrow \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} \quad (3.59)$$

$$\mathbf{P}_{k|k-1} \rightarrow \mathbf{P}_{k+1|k} \quad (3.60)$$

V případě estimace stavů motoru, je z důvodu korekce estimovaného stavu na základě nového měření ve stejném kroku výpočtu použito následující uspořádání jednotlivých rovnic:

1. výpočet Kalmanova zesílení:

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \cdot \mathbf{C}^T \cdot (\mathbf{C} \cdot \mathbf{P}_{k|k-1} \cdot \mathbf{C}^T + \mathbf{R}_{k-1})^{-1}, \quad (3.61)$$

2. korekce estimovaného stavu na základě nového měření:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k \cdot (\hat{\mathbf{y}}_k - \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}), \quad (3.62)$$

3. korekce kovarianční matice chyb:

$$\mathbf{P}_{k|k} = [\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \cdot \mathbf{C}] \cdot \mathbf{P}_{k|k-1}, \quad (3.63)$$

4. Výpočet Jacobiho matice

$$\mathbf{F}_{k[i,j]} = \frac{\partial f_{[i]}}{\partial \hat{\mathbf{x}}_{[j]}}(\hat{\mathbf{x}}_k, \mathbf{u}_k, 0), \quad (3.64)$$

5. výpočet následujícího stavu a kovarianční matice chyb:

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k} + T_s \cdot \dot{\mathbf{x}}, \quad (3.65)$$

$$\mathbf{P}_{k+1|k} = \mathbf{F}_k \cdot \mathbf{P}_{k|k} \cdot \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}_k. \quad (3.66)$$

Matice  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$  jsou diagonální volitelné matice, pomocí nichž je možné nastavit víru v měřená data a víru v přesnost modelu. Dále je z výše uvedených rovnic EKF patrné, že pro výpočet Kalmanova zesílení je nutná kovarianční matice  $\mathbf{P}$ , která je však závislá na matici  $\mathbf{F}$ . U lineárních systémů představuje matice  $\mathbf{F}$  matici vnitřních vazeb systému. Pro nelineární systém ovšem matice vnitřních vazeb neexistuje, a proto je u EKF zavedena linearizace stavových rovnic kolem střední hodnoty. Matice  $\mathbf{F}$  je nyní Jacobiho matice, která je tvořena parciálními derivacemi stavových rovnic podle jednotlivých stavů viz (3.64).

Model motoru byl opět volen ve stacionárních souřadnicích  $\alpha$ - $\beta$  z důvodu výpočetní přesnosti. Otáčky motoru jsou v případě vektoru stavu bez zátěžného momentu  $T_L$  považovány za konstantní během intervalu  $T_s$  resp.  $\dot{\omega} \approx 0$ . Diskrétní stavové rovnice realizované Eulerovou metodou jsou uvedeny na následujících řádcích:

$$i_{\alpha k+1} = i_{\alpha k} + T_s \cdot \left[ \frac{u_{\alpha k}}{L} - \frac{R}{L} i_{\alpha k} + \frac{\omega_{e k} \psi_m}{L} \sin(\theta_{e k}) \right] \quad (3.67)$$

$$i_{\beta k+1} = i_{\beta k} + T_s \cdot \left[ \frac{u_{\beta k}}{L} - \frac{R}{L} i_{\beta k} - \frac{\omega_{e k} \psi_m}{L} \cos(\theta_{e k}) \right] \quad (3.68)$$

$$\omega_{e k+1} = \omega_k \quad (3.69)$$

$$\theta_{e k+1} = \theta_{e k} + T_s \cdot \omega_{e k} \quad (3.70)$$

Z důvodu vyšší přesnosti byl model počítán čtyřikrát během vzorkovacího intervalu  $T_s$ . Jacobiho matice parciálních derivací podle jednotlivých stavů je následujícího tvaru:

$$\mathbf{F}_k = \begin{bmatrix} 1 - T_s \frac{R}{L} & 0 & T_s \frac{\psi_m}{L} \sin(\theta_{e k}) & T_s \omega_{e k} \frac{\psi_m}{L} \cos(\theta_{e k}) \\ 0 & 1 - T_s \frac{R}{L} & -T_s \frac{\psi_m}{L} \cos(\theta_{e k}) & T_s \omega_{e k} \frac{\psi_m}{L} \sin(\theta_{e k}) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 \end{bmatrix} \quad (3.71)$$

Z hlediska nastavení algoritmu hraje roli inicializace kovarianční matice šumů modelu  $\mathbf{Q}$  (3.72), která určuje jak přesně jsou známy jednotlivé stavy modelu, kdy menší číslo na dané pozici znamená vyšší víru v přesnost daného stavu. Dále je nutné nastavit již zmíněnou kovarianční matici šumů měření  $\mathbf{R}$  (3.73), která určuje jak přesné jsou jednotlivá měření, kdy opět nižší číslo na dané pozici znamená vyšší

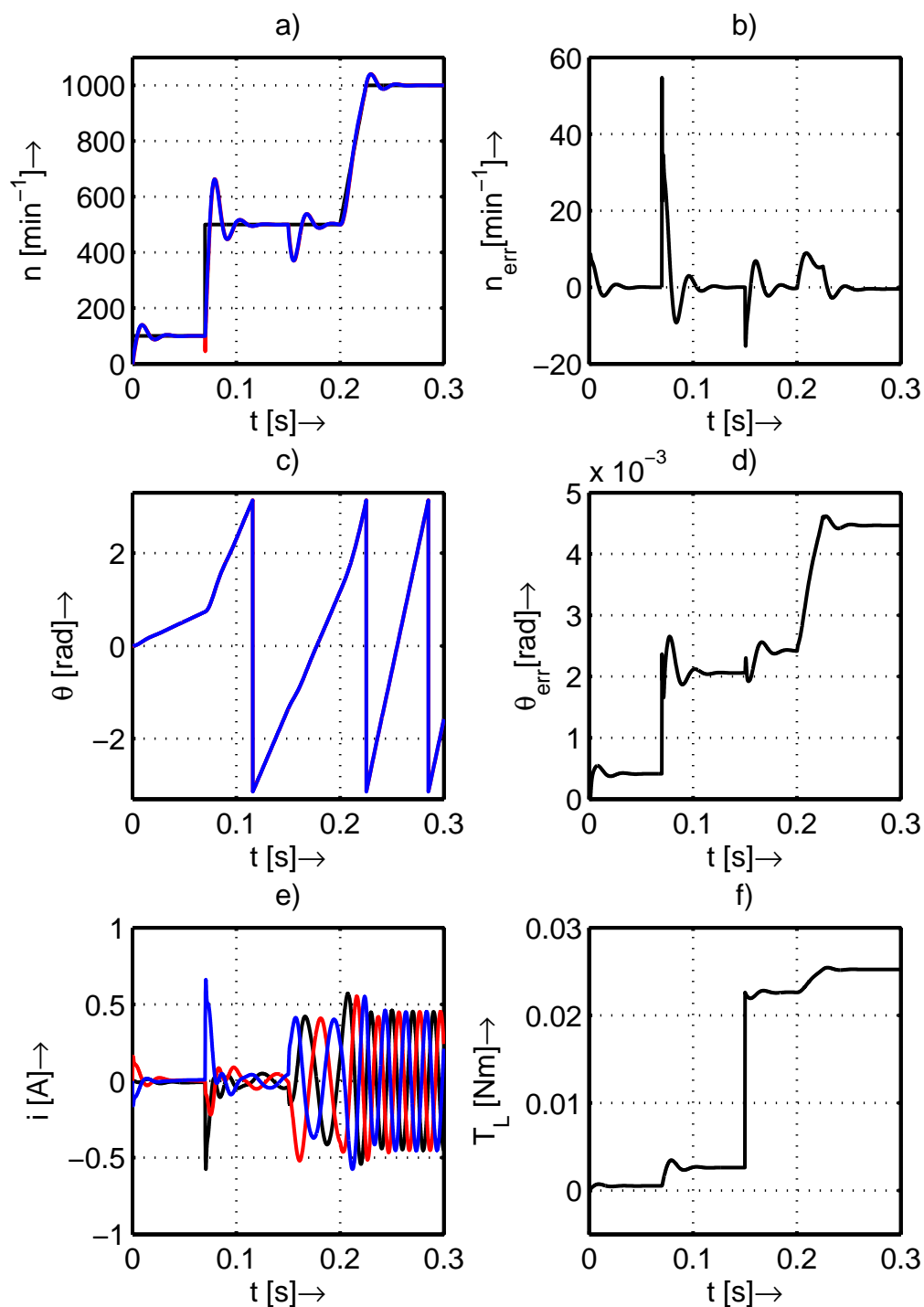
víru v přesnost daného měření tzn. rychlejší dynamika filtru a s tím související vyšší reakce na poruchy.

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(0,01; 0,01; 1000; 0,01) \quad (3.72)$$

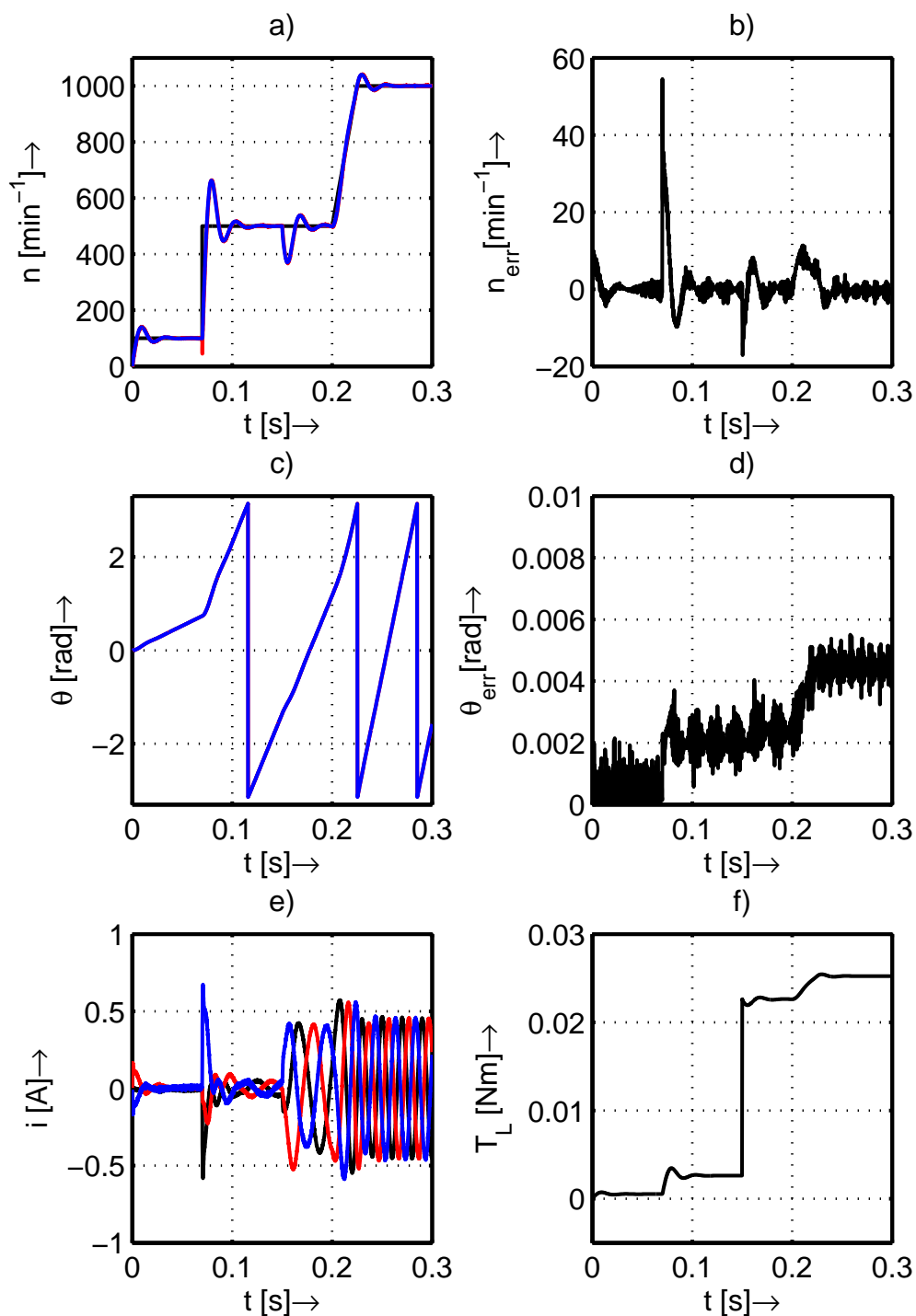
$$\mathbf{R} = \text{diag}(0,1; 0,1) \quad (3.73)$$

Simulace řízení s EKF v programu MATLAB-Simulink lze nalézt v příloze A.7. Z obrázku 3.33 je patrná odolnost algoritmu vůči šumu, která lze vylepšit zvýšením hodnot matice  $\mathbf{R}$  (3.73) na hlavní diagonále, za cenu horšího přechodného děje v odezvě na jednotkový skok. Obrázek 3.34 ilustruje dobrou odolnost algoritmu na zpožděné měření proudu. Změnu parametrů motoru snáší algoritmus taktéž obstojně v obou případech. Při změně odporu viz obrázek 3.35 dochází ke zvýšení ustálené odchyly estimoované a reálné rychlosti motoru, která při otáčkách  $n = 1000 \text{ min}^{-1}$  dosahuje hodnoty přibližně  $n_{err} \doteq 7 \text{ min}^{-1}$ . Markantnější ustálená odchylna vznikne při změně magnetického toku  $\psi_m$  viz obrázek 3.36, kdy ustálená odchylna dosahuje hodnot  $n_{err} \doteq 250 \text{ min}^{-1}$ . Opět se zde tedy ukazuje jako vhodné provádět kompenzaci vlivu změn parametrů motoru.

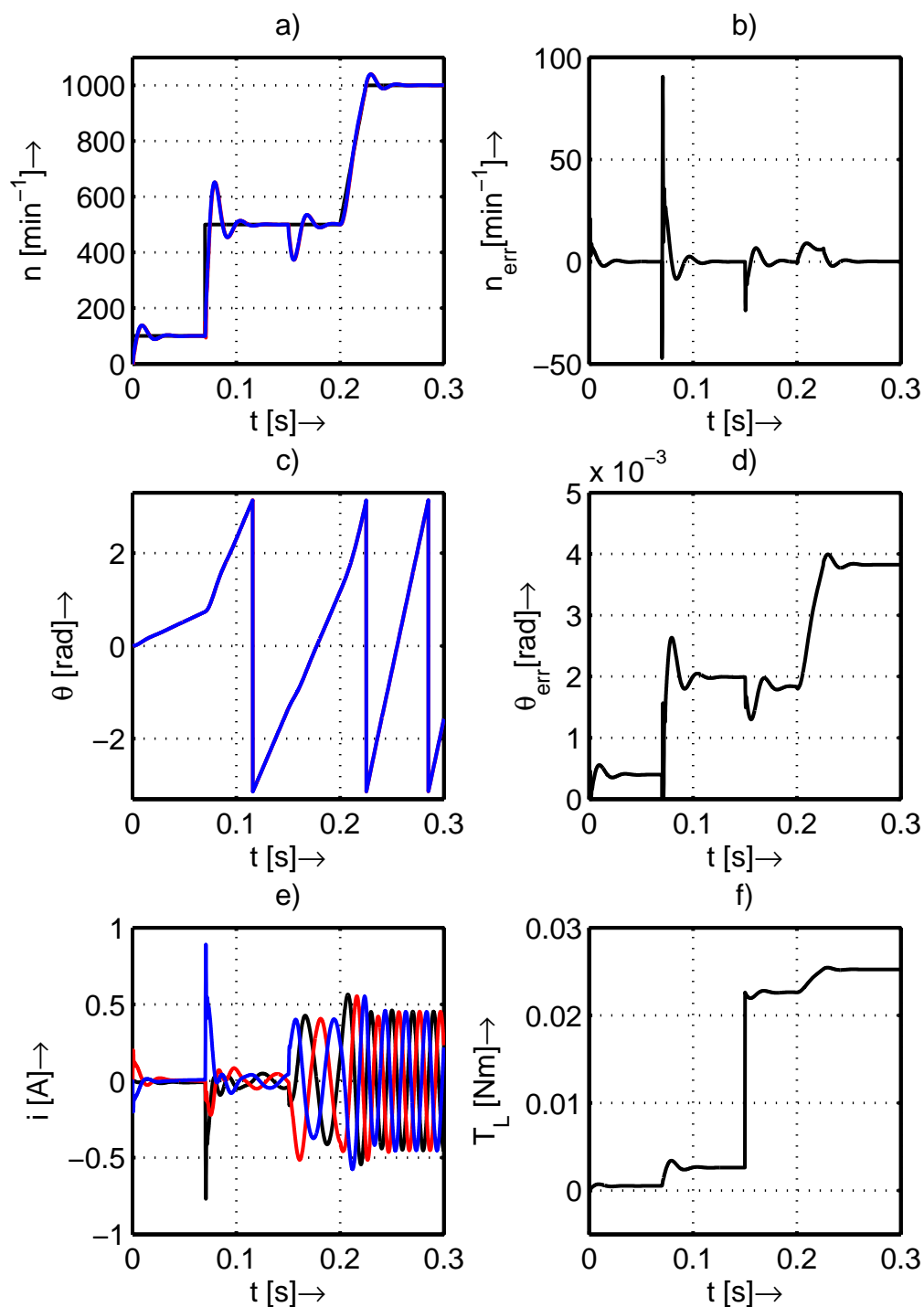




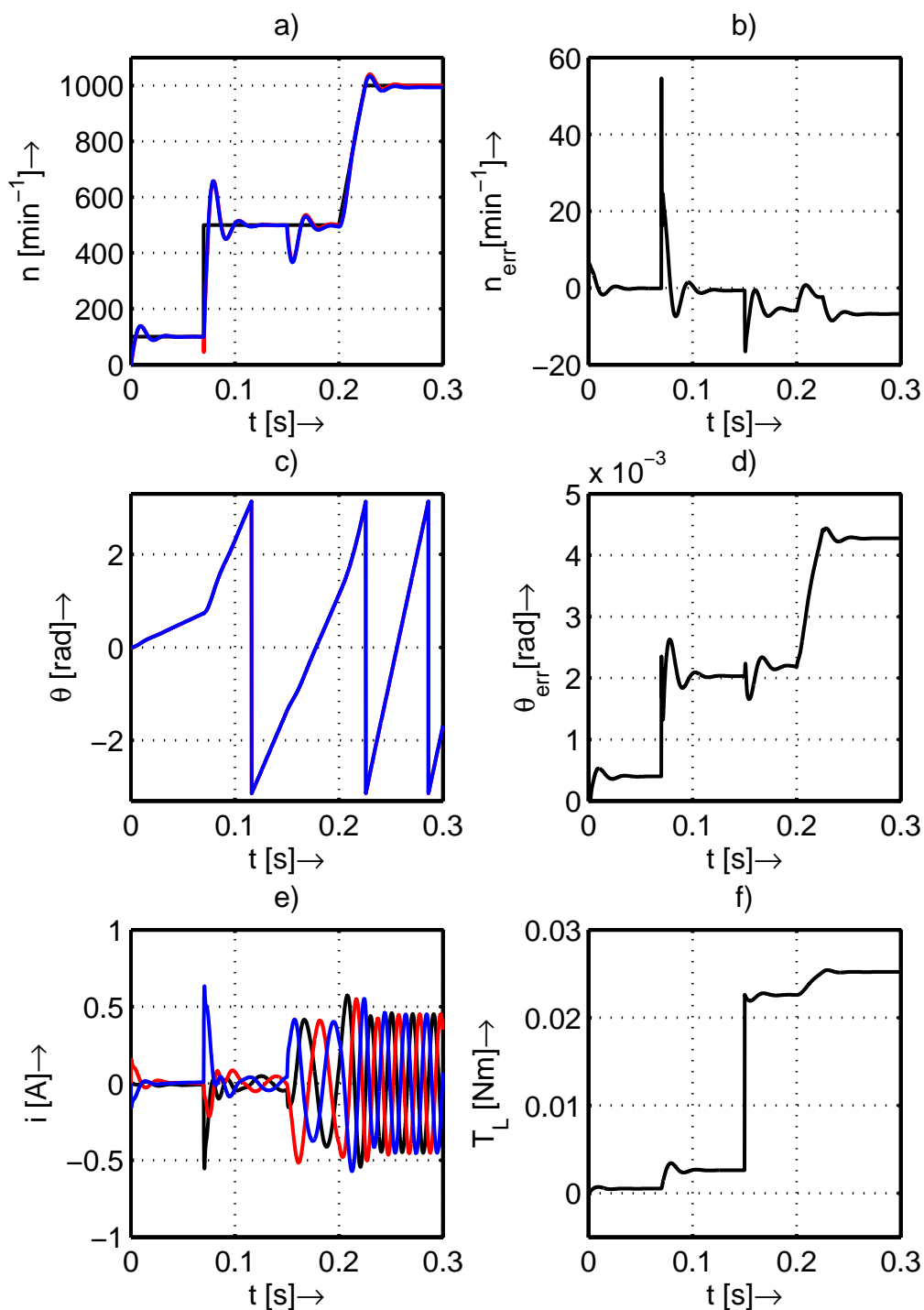
Obr. 3.32: Simulační výsledky pro EKF. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



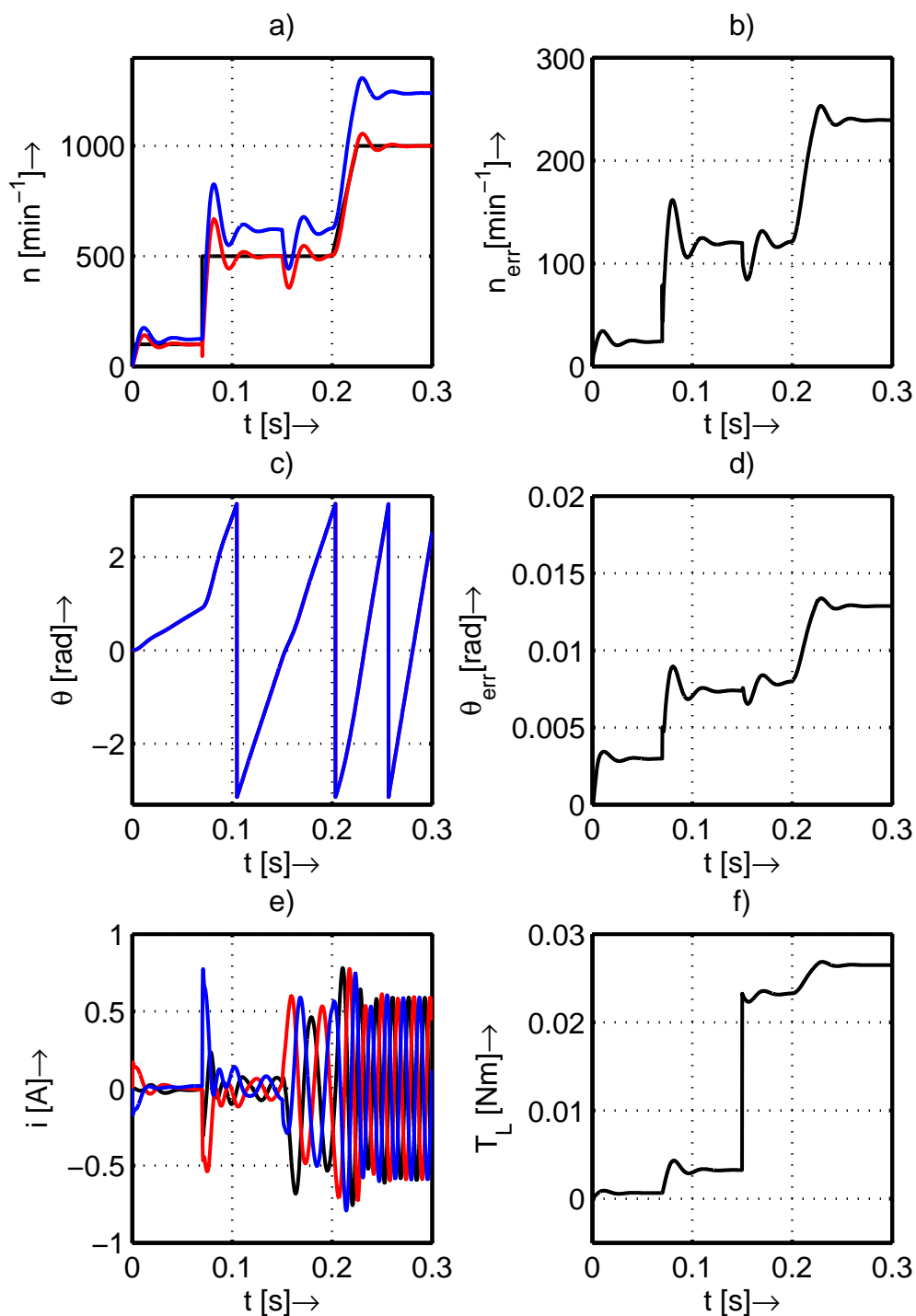
Obr. 3.33: EKF - vliv šumu měřeného proudu o střední hodnotě  $m = 0$  A a rozptylu  $\sigma^2 = 10^{-5}$  A. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.34: EKF - vliv zpožděného měření proudu o dva kroky. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.35: EKF - vliv změny odporu statorového vinutí na hodnotu  $R = 0,3276 \Omega$ .  
a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru;  
b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.



Obr. 3.36: EKF - vliv změny magnetického toku magnetů na hodnotu  $\psi_m = 0,01$  Wb. a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment.

### 3.5 EKF s rozšířeným vektorem stavů

V předchozí kapitole 3.4 byl ověřen vliv změn parametrů motoru. Jednou z možností jak se vyvarovat problémům s proměnnými parametry motoru je jejich zahrnutí do vektoru estimovaného stavu. Nevýhodou je nárůst výpočetní náročnosti algoritmu.

Z důvodu pozorovatelnosti rozšířeného vektoru stavu je opět nutné uvažovat kritické stavy, kdy může docházet k nekorektní estimaci s následnou ztrátou stability řídicího systému. V případě estimace statorového odporu  $R$  je logicky nutné aby motorem protékal proud. V případě estimace magnetického toku permanentních magnetů  $\psi_m$  je zapotřebí aby se motor otáčel resp. aby poslední člen napěťové rovnice modelu (1.18) nebyl v průběhu času estimace nulový.

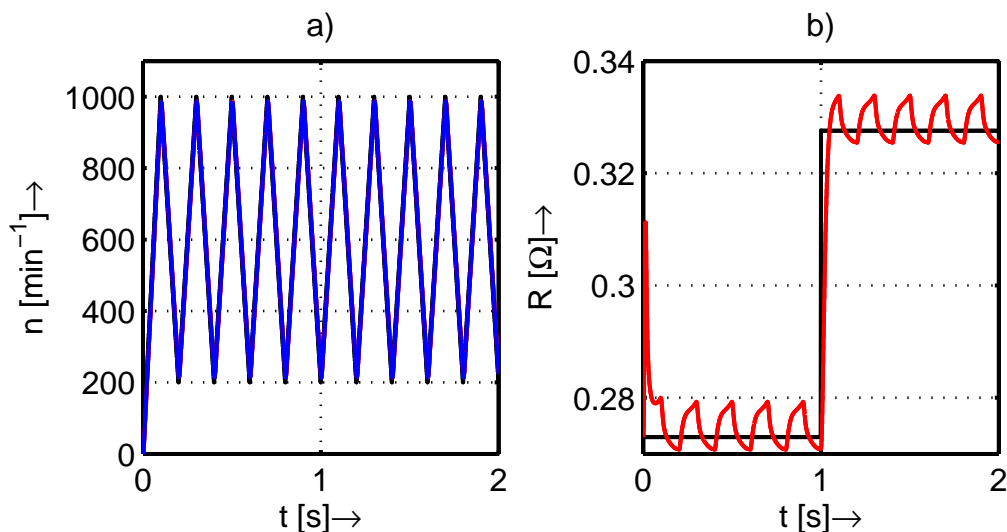
V modelu motoru uvažujeme pomalou změnu estimovaných parametrů na intervalu  $T_s$  tzn.  $\dot{R} \approx 0$ ,  $\dot{\psi}_m \approx 0$ . Jacobiho matice pro vektory stavů  $\hat{\mathbf{x}}_k = [\hat{i}_{\alpha k}, \hat{i}_{\beta k}, \hat{\omega}_{ek}, \hat{\theta}_{ek}, \hat{R}_k]^T$  a  $\hat{\mathbf{x}}_k = [\hat{i}_{\alpha k}, \hat{i}_{\beta k}, \hat{\omega}_{ek}, \hat{\theta}_{ek}, \hat{\psi}_{mk}]^T$  mají následující tvary:

$$\mathbf{F}_{Rk} = \begin{bmatrix} \dots & -T_s \frac{i_{\alpha k}}{L} \\ \dots & -T_s \frac{i_{\beta k}}{L} \\ \dots & 0 \\ \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{F}_{\psi k} = \begin{bmatrix} \dots & \frac{\omega_{ek}}{L} \sin(\theta_{ek}) \\ \dots & -\frac{\omega_{ek}}{L} \cos(\theta_{ek}) \\ \dots & 0 \\ \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

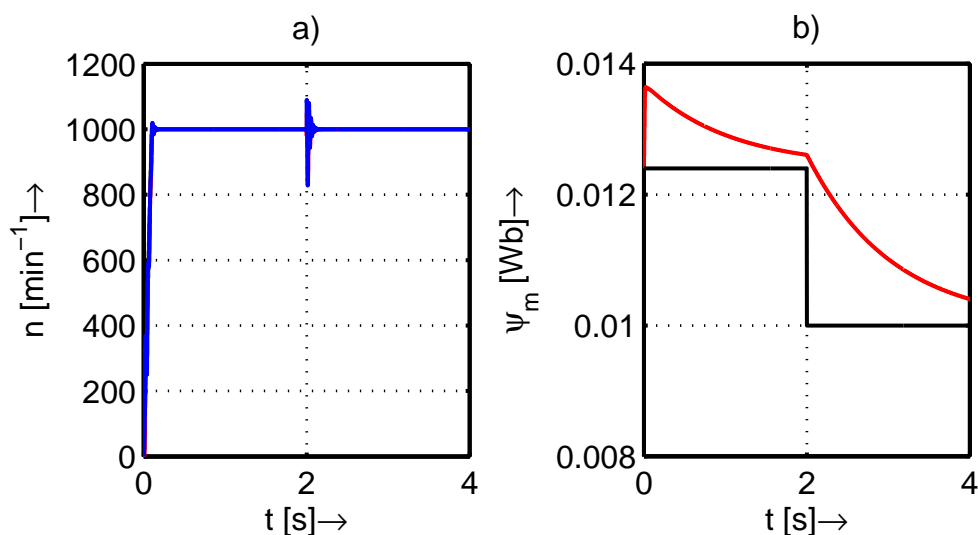
Výsledek estimace s rozšířeným vektorem o odpor statoru  $R$  viz podklady pro MATLAB-Simulink v příloze A.7 je na obrázku 3.37. Pro zajištění nenulových proudů byla kromě momentu viskózního tření  $T_f$  zavedena neustálá změna žádané rychlosti. Na odporu statoru se neustálá změna žádané rychlosti do určité míry projevila, avšak z pohledu na obrázek 3.37b) je patrná konvergence střední hodnoty estimovaného odporu ke skutečné hodnotě. Z praktického hlediska je nesmyslné uvažovat skokovou změnu odporu statoru. Avšak z pohledu estimátoru tato simulace vypovídá o robustnosti v limitní situaci tzn. pokud takto rychlá změna nevede k nestabilitě, nepovede k ní ani pomalejší změna parametru  $R$ . Dále je vhodné poznamenat, že ve vektoru stavu Kalmanova filtru byl odpor statoru inicializován na hodnotu  $\hat{R} = 0.273 \Omega$ .

V případě estimace s rozšířeným vektorem o magnetický tok permanentních magnetů  $\psi_m$  (viz příloha A.7) byl vektor stavu Kalmanova filtru rovněž inicializován na hodnotu  $\hat{\psi}_m = 0.0124 \text{ Wb}$  a v simulaci je opět uvažována teoretická skoková změna diskutovaného parametru, přičemž tento kritický jev nevede k nestabilitě systému. Naopak, systém je stabilní a z obrázku 3.38 je patrná postupná konvergence  $\hat{\psi}_m$  k reálné hodnotě, avšak s mnohem větší setrvačností než v případě estimace odporu  $R$ . Došlo tedy k odstranění markantní závislosti estimátoru na změně tohoto parametru viz kapitola 3.4.

Z výše uvedeného je zřejmé, že v praktické realizaci estimace s rozšířeným vektorem stavu by bylo nutné aktivovat estimaci parametrů motoru jen v případech, kdy jsou tyto parametry pozorovatelné.



Obr. 3.37: Simulační výsledky pro EKF s estimací odporu statoru  $R$  při teoretické skokové změně  $R$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) reálný (černá) a estimovaný (červená) odporu statoru  $R$ .



Obr. 3.38: Simulační výsledky pro EKF s estimací magnetického toku  $\psi_m$  při teoretické skokové změně  $\psi_m$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) reálný (černá) a estimovaný (červená) magnetický tok  $\psi_m$ .

Souběžně s estimací primárních stavových veličin je Kalmanův filtr schopen estimovat i zátěžný moment  $T_L$ , což může být využito jako dopředná vazba (feed-forward) na výstup rychlostního regulátoru. Tímto krokem se zlepší přechodný děj při zatížení motoru.

Prezentované vylepšení je popsáno ve článku [17]. Pro implementaci EKF s estimací zátěžného momentu je autory zvolen model v  $d$ - $q$  souřadnicích. Ve stavové rovnici rychlosti je navíc uvažováno i tření v ložiscích motoru. Z důvodu výpočetní přesnosti byl však estimátor v této diplomové práci implementován opět v souřadnicích  $\alpha$ - $\beta$  se stavovým vektorem  $\hat{\mathbf{x}}_k = [\hat{i}_{\alpha k}, \hat{i}_{\beta k}, \hat{\omega}_{ek}, \hat{\theta}_{ek}, \hat{T}_{Lk}]^T$ . Viskózní tření není obvykle známo, proto v modelu estimátoru není uvažováno a jako takové se zákonitě projeví v estimaci zátěžného momentu motoru. Model nyní obsahuje nenulovou stavovou pohybovou rovnici tzn.  $\dot{\omega} \neq 0$ , resp.:

$$\frac{d}{dt}\omega_e = \frac{1}{J} \left( \frac{3}{2} P_p^2 (\psi_m \cos(\theta_e) - \psi_m \sin(\theta_e)) - P_p T_L \right). \quad (3.75)$$

Uvažuje se pomalá změna zátěžného momentu  $T_L$  na intervalu  $T_s$  vzhledem k ostatním stavovým veličinám, tudíž derivace se předpokládá nulová  $\dot{T}_L \approx 0$ . Jacobiho matice:

$$\mathbf{F}_{Tk} = \begin{bmatrix} \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & 0 \\ \frac{P_p^2}{J} \frac{3}{2} \psi_m \sin(\theta_e) & -\frac{P_p^2}{J} \frac{3}{2} \psi_m \cos(\theta_e) & 1 & 0 & -T_s \frac{P_p}{J} \\ \dots & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

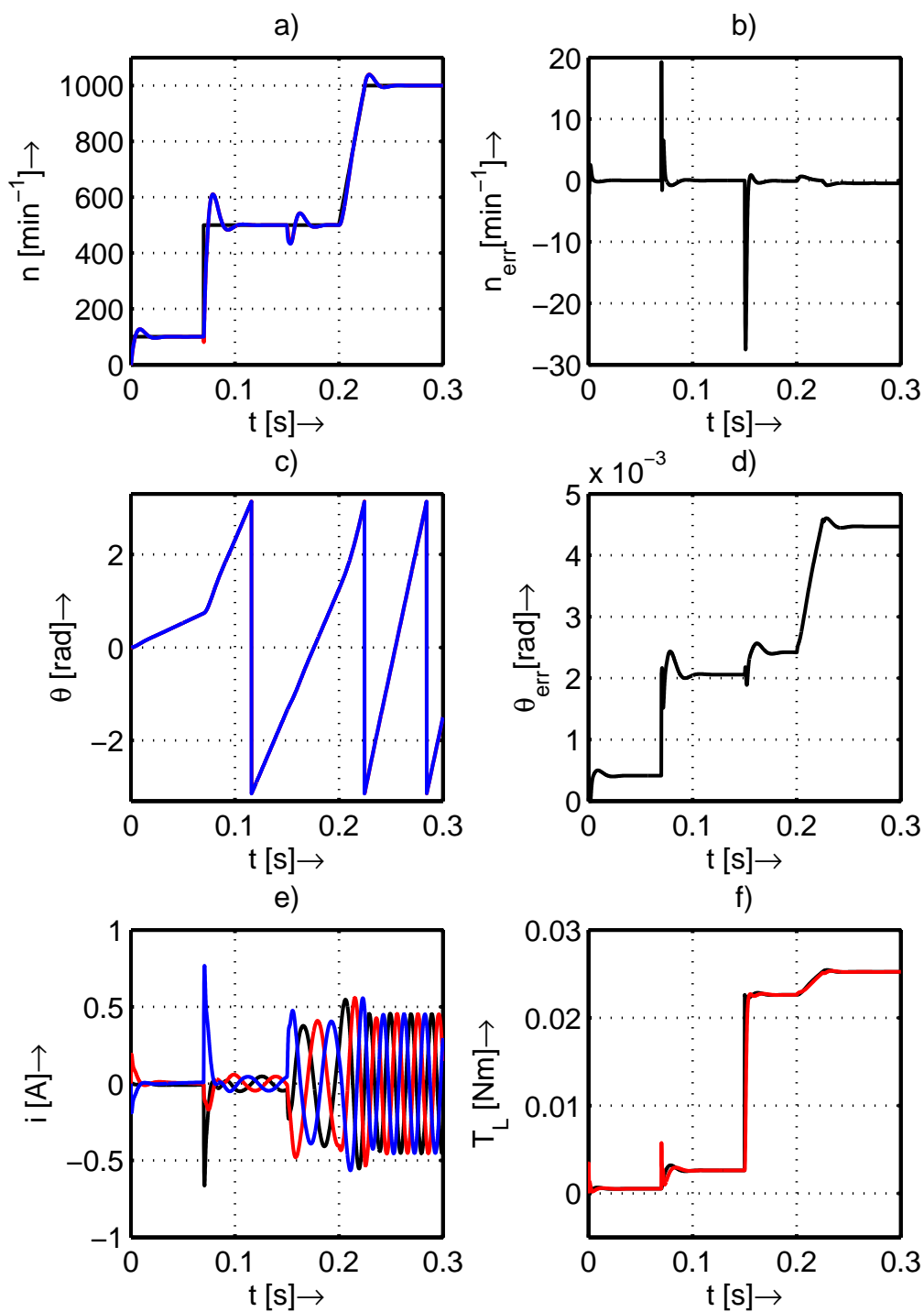
Kovarianční matice šumu modelu a šumu procesu byly nastaveny následovně:

$$\mathbf{Q} = \text{diag}(1; 1; 1; 1; 0,001) \quad (3.77)$$

$$\mathbf{R} = \text{diag}(1; 1) \quad (3.78)$$

Z obrázku 3.39 získaného opět ze simulace v MATLAB-Simulink (viz příloha A.7) je patrné, že prezentovaná úprava řídicího algoritmu motoru vede k lepšímu přechodnému ději během skokové změny zátěže motoru než v případě EKF bez estimace zátěžného momentu viz obrázek 3.32. Je nutné podotknout, že regulační obvod vykazoval stabilní chování i bez filtru rekonstruované veličiny, který je zmiňován v [17].





Obr. 3.39: Simulační výsledky pro EKF s estimací zátěžného momentu  $T_L$ . a) Žádaná (černá), estimovaná (červená) a skutečná (modrá) rychlost motoru; b) chyba estimované rychlosti; c) estimovaný (červená) a skutečný (modrá) úhel natočení rotoru; d) chyba estimovaného úhlu natočení rotoru; e) proudy motoru  $i_a$  (černá),  $i_b$  (červená),  $i_c$  (modrá); f) Zátěžný moment (černá), estimovaná zátěž (červená).

## 4 IMPLEMENTACE ALGORITMŮ NA DSP

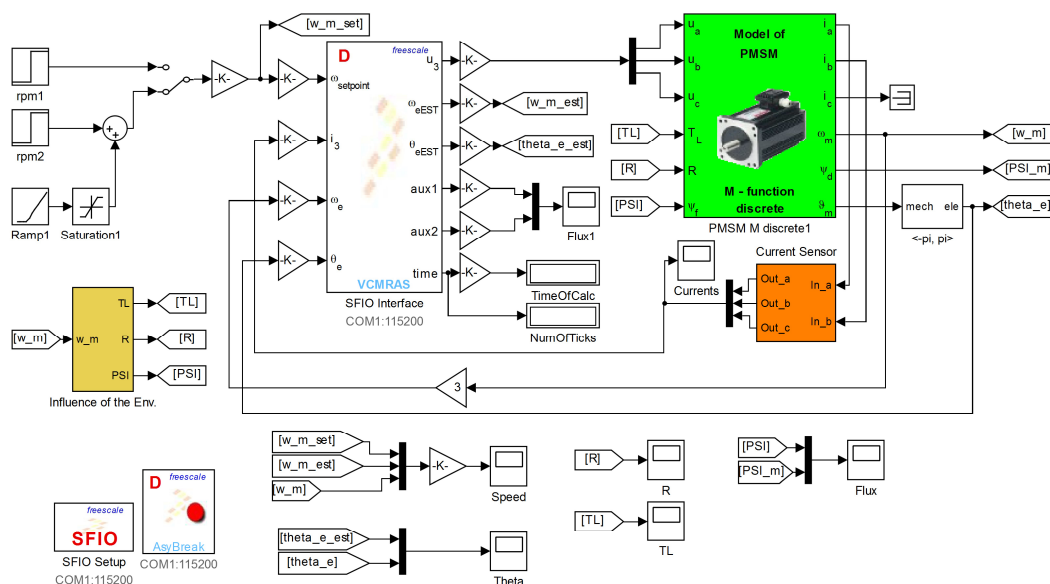
Následující kapitola se zabývá rozborem implementace vybraných algoritmů bezsnímačového řízení motoru na mikroprocesor s pevnou řádovou čárkou.

Kapitola 3 - řešerše algoritmů pro bezsnímačové řízení SPMSM se zabývala širší škálou estimátorů. Z pohledu na výsledky simulací jednotlivých estimátorů se dá usuzovat o jednoznačné metodice pro návrh funkčního estimátoru, který přes svou matematickou sloužitost umožňuje jednoduché rozšíření vektoru stavu o další klíčové stavy. Jedná se o algoritmus EKF. Z praktického pohledu ovšem narážíme při implementaci EKF na dva problémy - obvykle nejsou známy statistické informace potřebné pro korektní nastavení kovariančních matic a postup jejich návrhu je často empirický. Případně je nutné použít další algoritmus, který alespoň přibližně určí rozptyly jednotlivých stavů a měření. Druhým problémem je výpočetní náročnost algoritmu, kdy v konečné aplikaci řízení by takto rozsáhlý algoritmus zabíral většinu výpočetního času. S ohledem na skutečnost, že se zde jedná o malý pohon, kde je cena výpočetní jednotky vzhledem k celkové ceně pohonu relativně vyšší, než v případě pohonu o větším výkonu je zřejmé, že tento algoritmus zde zatím nemá své místo. Což se ovšem může s příchodem architektury ARM, či poklesem cen více-jádrových architektur brzy změnit. Ve většině případů je možné obstojně aplikovat jednodušší deterministický estimátor při mnohem nižší výpočetní náročnosti. Jedná se tedy o metody založené na BEMF - přímý výpočet BEMF z napěťové rovnice motoru, redukovaný Luenbergerův pozorovatel a algoritmus SMO. Dále má své pevné místo mezi estimátory pro bezsnímačové řízení PMSM algoritmus MRAS. Jelikož redukovaný Luenbergerův pozorovatel je možno nalézt v knihovně `56800E_ACLIB.lib` viz [24], nebudeme se jeho implementací dále zabývat. V následujících podkapitolách jsou tedy rozvedeny tři zbývající estimátory.

K rozšíření algoritmu vektorového řízení a následně modifikovaných metod s redukovaným počtem snímačů přispěl pokles cen výkonných výpočetních systémů - digitálních signálových procesorů (DSP - Digital Signal Processor). Jedná se o procesory speciálně přizpůsobené na zpracování signálů. Obvykle jsou založeny na Duální Harvardské architektuře optimalizované na rychlejší a efektivnější výpočet standardních vztahů používaných v signálových a řídicích aplikacích (sčítání, násobení, bitové posuvy a instrukce „multiply and accumulate“). Díky duální architektuře dokáží paralelně zpracovávat data a instrukce. Kombinací jádra DSP a periférií vhodných pro danou aplikaci vzniká optimalizovaný procesor, pro který se zavádí označení digitální signálový kontrolér (DSC - Digital Signal Controller).

Vzhledem ke spolupráci ústavu VUT FEKT ÚAMT s firmou Freescale byly pro účel projektu k dispozici vývojové kity s 16-ti bitovými procesory řady 56F800E. Simulační ověření algoritmů implementovaných na DSP 56F8346VFVE s výpočetním

výkonem až 60 MIPS probíhaly metodou Processor-in-the-loop, kdy se jednotlivé části bezsnímačového vektorového řízení postupně implementovaly na DSP a výstupy se srovnávaly se simulacemi v prostředí MATLAB-Simulink díky komunikaci s procesorem pomocí nástroje SFIO Toolbox. Komunikační nástroj byl vytvořen na VUT FEKT ÚAMT a představuje kód na DSP spolu s druhou částí na PC, kterou představuje knihovna pro MATLAB-Simulink. Obsažené funkce a bloky se tedy starají o komunikaci přes sériovou linku a čekání při příjmu a odeslání dat v obou směrech. SFIO Toolbox rovněž disponuje nástroji pro ladění kódu („debugging“) a měření výpočetního času algoritmů realizovaných na DSP.



Obr. 4.1: Simulační schéma bezsnímačového vektorového řízení při ladění metodou Processor-in-the-loop v prostředí MATLAB-Simulink.

## 4.1 Amplitudová normalizace - měřítko

Na avizovaném procesoru probíhají výpočty v pevné řádové čarce („fixed point“), což s sebou přináší řadu výhod i nevýhod. Mezi výhody patří úspora paměťového místa procesoru, zapříčiněná postradatelnou funkcí exponentu při vyjádření čísla v

paměti mikroprocesoru a nižší nároky na výpočetní jednotku. Výsledkem je potencionálně rychlejší výpočet a nižší náklady na výrobu procesoru v porovnání s procesory s plovoucí řádovou čárkou („floating point“). Rozsah čísel v procesoru je tedy  $\langle -1,0; 1,0 \rangle$  resp.  $\langle -1,0; 1 - 2^{-(n-1)} \rangle$ , kde  $n$  je počet bitů, což s sebou přináší nevýhodu v nutnosti normalizace všech fyzikálních veličin do tohoto rozsahu. S čímž souvisí také problém přetečení, který může nastat při nesprávně zvolených normách či při operaci součtu. Za účelem předejití fatálnímu dopadu na počítaný algoritmus se u procesorů vyskytují saturační logické obvody, které přetečení zabrání. Saturace bývá součástí ALU a v případě DSP řady 56F800E fy Freescale se jedná o nástroje „data limiter“ a „MAC output limiter“.

Amplitudová normalizace spočívá v zavedení takového měřítka  $N_x$  veličiny  $x$ , aby normalizovaná bezrozměrná veličina  $(x/N_x)$  spadala do rozsahu čísel výpočetního systému. Absolutní hodnota takové bezrozměrné veličiny tedy nepřekročí hodnotu 1. Problematiku dále přiblížíme na konkrétním příkladu. Mějme systém, popsany rovnicemi:

$$\frac{d}{dt}x = ax + bu \quad (4.1)$$

$$y = cx + du \quad (4.2)$$

Určíme maximální absolutní hodnoty, kterých mohou jednotlivé veličiny  $x$ ,  $u$ , a  $y$  nabývat a definujeme je jako normy  $N_x$ ,  $N_u$ ,  $N_y$ . Zavedeme normalizované veličiny dělením jednotlivých veličin normami a do rovnic (4.1) a (4.2) dosadíme za stavové, vstupní a výstupní veličiny jejich bezrozměrné ekvivalenty:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{x}{N_x} \right) N_x = a \left( \frac{x}{N_x} \right) N_x + b \left( \frac{u}{N_u} \right) N_u \quad (4.3)$$

$$\left( \frac{y}{N_y} \right) N_y = c \left( \frac{x}{N_x} \right) N_x + d \left( \frac{u}{N_u} \right) N_u \quad (4.4)$$

Následnou úpravou zajistíme, že žádná z normalizovaných hodnot nepřekročí cílený rozsah čísel:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{x}{N_x} \right) = a \left( \frac{x}{N_x} \right) \frac{N_x}{N_x} + b \left( \frac{u}{N_u} \right) \frac{N_u}{N_x} \quad (4.5)$$

$$\left( \frac{y}{N_y} \right) = c \left( \frac{x}{N_x} \right) \frac{N_x}{N_y} + d \left( \frac{u}{N_u} \right) \frac{N_u}{N_y} \quad (4.6)$$

Dále je v případě implementace ve zlomkové/frakční aritmetice nutné zajistit, aby výsledné koeficienty, jež jsou násobeny s jednotlivými veličinami v normalizovaných rovnicích spadaly do rozsahu 16-ti bitové reprezentace. Tento problém se dá elegantně obejít pomocí bitových posunů dle vztahu:

$$k_{shifted} = k \cdot 2^n \quad (4.7)$$

kde  $k$  je původní konstanta a  $k_{shifted}$  je konstanta  $k$  posunutá o  $n$  bitů doleva. Pokud posuneme původní konstantu  $k$  podle vztahu (4.7) na číslo, které se vejde do rozsahu frakční aritmetiky procesoru, můžeme touto hodnotu násobit veličinu ve frakční aritmetice. Skutečnou hodnotu v desetinné aritmetice pak získáme zpětným posunem o  $n$  bitů doprava viz:

$$k \cdot x = ((k \cdot 2^n) \cdot x) \cdot 2^{-n} \quad (4.8)$$

Pro zajištění co nejvyšší přesnosti výpočtu je vhodné, aby násobící konstanta  $k_{shifted}$  spadala v absolutní hodnotě do intervalu  $(0,5; 1,0)$ . Pro bitový posun  $n$  pak platí podmínka:

$$\frac{\log(0.5) - \log(k)}{\log(2)} \leq n < \frac{\log(1) - \log(k)}{\log(2)} \quad (4.9)$$

Je-li původní číslo  $k$  násobkem mocniny 2, pak výsledná čísla zlomků v (4.9) jsou celá čísla. S ohledem na interval  $(-1,0; 1,0)$  se tedy za bitový posun  $n$  volí výsledek levé strany podmínky (4.9). V případě ostatních čísel, tedy takových, které nejsou násobkem mocniny 2 jsou výsledné zlomky v reálném tvaru a za výsledný posun  $n$  se volí celé číslo mezi dvěma hodnotami zlomků (4.9). Uvedený postup je vhodné zautomatizovat ve formě skriptu generujícího inicializační část kódu, která se po každé změně automaticky načte do projektu programu.

Poslední tematika k normalizaci ve frakční aritmetice připadá v úvahu v okamžiku optimalizace kódu. Za účelem snížení výpočetní náročnosti se u výpočtů např. stavových veličin modelů použije instrukce „multiply and accumulate“, která v jednom kroku vynásobí dvě čísla a výsledek přičte k hodnotě získané v minulém kroku výpočtu. S ohledem na tuto skutečnost je ovšem nutné přizpůsobit logiku bitových posunů, kdy se dílčí výsledky výpočtu stavové veličiny posouvají o rozdíl mezi velikostně seřazenými bitovými posuny jednotlivých koeficientů.

Norma	Hodnota	Jednotka
$N_{\omega_e}$	410	rad/s
$N_{\theta}$	$\pi$	rad
$N_u$	12	V
$N_e$	12	V
$N_i$	3,5	A
$N_{\psi}$	0,015	Wb

Tab. 4.1: Velikosti norem použité při simulacích metodou Processor-in-the-loop.

## 4.2 Vektorové řízení

Kompletní řízení motoru bylo sestaveno pomocí intrisických funkcí a funkcí knihoven 56800E\_MCLIB.lib [22] a 56800E\_GFLIB.lib [23], kde byly využity funkce PI regulátorů GFLIB\_ControllerPIp(), goniometické funkce GFLIB\_SinTlr() a GFLIB\_Co-sTlr(). Dále funkce pro transformace souřadnic MCLIB\_ClarkTrf(), MCLIB\_Park-Trf() a jejich inverze MCLIB\_ClarkTrfInv(), MCLIB\_ParkTrfInv(), dále funkce pro linearizaci MCLIB\_DecouplingPMSM() a funkce pro limitaci vektoru MCLIB\_VectorLimit().

## 4.3 Algoritmus ATO

Na následujících řádcích jsou uvedeny jednotlivé rovnice pro sestavení ATO ve frakční aritmetice. Algoritmus se v této podobě používá u přímého výpočtu BEMF a u algoritmu SMO.

Při pohledu na obr. 3.1 můžeme psát jednotlivé rovnice pro klíčové signály zleva:

$$m_{\alpha n}(k) = -\frac{N_e}{N_m} \cdot e_{\alpha n}(k) \cdot \cos(\theta_e(k)) \quad (4.10)$$

$$m_{\beta n}(k) = \frac{N_e}{N_m} \cdot e_{\beta n}(k) \cdot \sin(\theta_e(k)) \quad (4.11)$$

kdy byla norma  $N_m$  volena jako  $N_m = N_e$ . Odchylka pro vstup do adaptačního pravidla:

$$err_n(k) = \frac{N_m}{N_{err}} \cdot m_{\alpha n}(k) - \frac{N_m}{N_{err}} \cdot m_{\beta n}(k) \quad (4.12)$$

Pokud hodnotu normalizovaného nelimitované akčního zásahu adaptačního pravidla resp. PI regulátoru označíme jako  $x_n(k)$  pak platí:

$$x_n(k) = \frac{N_{er}}{N_x} \cdot K_p \cdot err_n(k) + s_n(k) \quad (4.13)$$

Aktualizovaná hodnota v sumátoru  $s_n(k+1)$  PI regulátoru v normalizovaném nelimitovaném tvaru:

$$s_n(k+1) = s_n(k) + \frac{K_p \cdot T_s}{T_i} \cdot \frac{N_{err}}{N_x} \cdot err_n(k) \quad (4.14)$$

Výstupem regulátoru je úhlová elektrická rychlost  $x_n(k)$ , která se dále filtruje:

$$\hat{\omega}_{en}(k+1) = \hat{\omega}_{en}(k) + \frac{T_s}{T_f} (x_n(k) - \hat{\omega}_{en}(k)) \quad (4.15)$$

Elektrický úhel rotoru  $\hat{\theta}_{en}(k)$  se získá sumací:

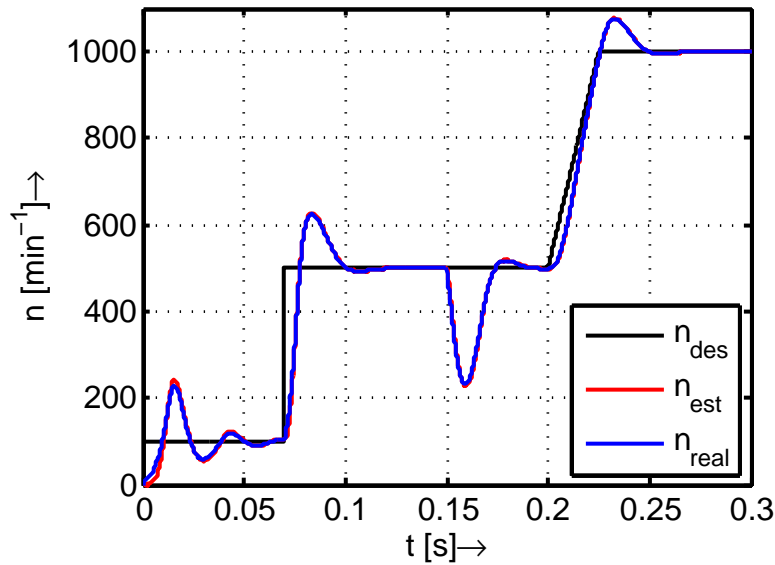
$$\hat{\theta}_{en}(k+1) = \hat{\theta}_{en}(k) + x_n(k) \cdot \frac{T_s \cdot N_x}{N_\theta} \quad (4.16)$$

## 4.4 Algoritmus přímého výpočtu BEMF

Vycházíme zde ze spojité napěťové rovnice motoru (3.3). Přímý výpočet BEMF ve frakční aritmetice tedy představuje kalkulaci:

$$\hat{e}_{\alpha\beta n}(k) = \frac{N_u}{N_e} \mathbf{u}_{\alpha\beta n}(k) - R \frac{N_i}{N_e} \mathbf{i}_{\alpha\beta n} - \frac{N_i}{N_e} \frac{L}{T_s} (\mathbf{i}_{\alpha\beta n}(k) - \mathbf{i}_{\alpha\beta n}(k-1)) \quad (4.17)$$

Spojením přímého výpočtu BEMF a algoritmu ATO získáme algoritmus odhadující otáčky  $\hat{\omega}_e$  a elektrický úhel natočení rotoru  $\hat{\theta}_e$  viz výsledek simulace metodou Processor-in-the-loop (graf 4.2, příloha B.1).



Obr. 4.2: Průběh otáček motoru pro přímý výpočet BEMF implementovaný na DSP. V čase  $t = 0,15$  s je motor zatížen momentem  $T_L = 0,02$  Nm.

## 4.5 Algoritmus SMO

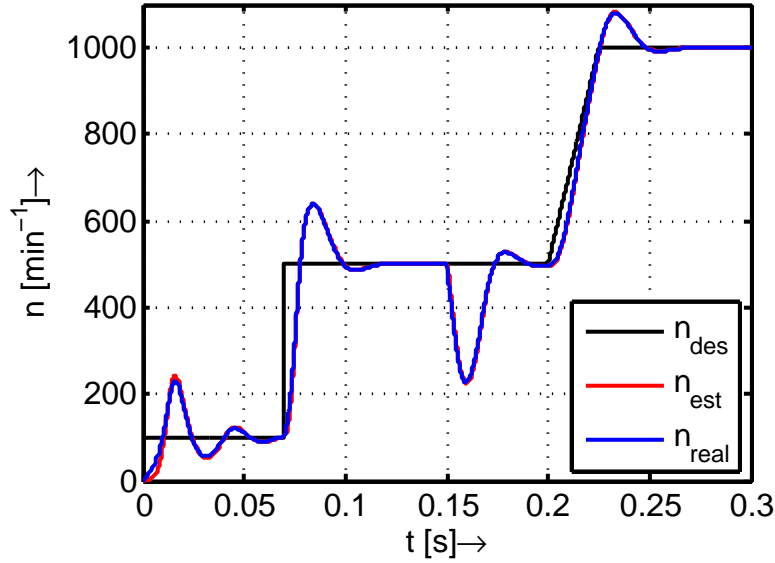
U algoritmu SMO vycházíme z jeho nejjednodušší formy prezentované rovnicemi (3.7) a (3.8). Pro normalizovaný proud  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n}(k+1)$  v diskrétní podobě platí:

$$\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n}(k+1) = \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n}(k) + \frac{T_s}{L} \frac{N_u}{N_i} \mathbf{u}_{\alpha\beta n}(k) - T_s \frac{R}{L} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n} - \frac{T_s}{L} \frac{N_e}{N_i} \hat{e}_{\alpha\beta n}(k) \quad (4.18)$$

Adaptační pravidlo, jehož výstupem je avizované BEMF  $\hat{e}_{\alpha\beta n}(k)$ :

$$\hat{e}_{\alpha\beta n}(k) = \frac{N_i}{N_e} k (\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta n}(k) - \mathbf{i}_{\alpha\beta n}(k)) \quad (4.19)$$

Na obrázku 4.3 je uveden simulační výsledek pro tuto metodu implementovanou na DSP s ověřením metodou Processor-in-the-loop viz příloha B.2.



Obr. 4.3: Průběh otáček motoru pro SMO implementovaný na DSP. V čase  $t = 0,15$  s je motor zatížen momentem  $T_L = 0,02$  Nm.

## 4.6 Algoritmus MRAS

Jak již bylo zmíněno v rešeršní kapitole 3.2, během simulací byla testována metoda MRAS s korekčními PI regulátory. Pro normalizovaný referenční napěťový model magnetického toku dle diferenciálních rovnic (3.33) platí:

$$\hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k+1) = \hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k) + r \cdot \mathbf{u}_{\alpha\beta n}(k) - s \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta n}(k) + t \cdot \mathbf{u}_{c\alpha\beta n}(k) \quad (4.20)$$

kde  $r = T_s N_u / N_\psi$ ,  $s = T_s R N_i / N_\psi$  a  $t = T_s N_u / N_\psi$ . Dále uveďme normalizovaný adaptivní model vycházející z diferenciálních rovnic (3.24):

$$\hat{\psi}_{i\alpha n}(k) = L \frac{N_i}{N_\psi} i_{\alpha n}(k) + \frac{\psi_m}{N_\psi} \cos(\hat{\theta}_e) \quad (4.21)$$

$$\hat{\psi}_{i\beta n}(k) = L \frac{N_i}{N_\psi} i_{\beta n}(k) + \frac{\psi_m}{N_\psi} \sin(\hat{\theta}_e) \quad (4.22)$$

Odchytky pro interní korekci referenčního modelu:

$$\Delta \hat{\psi}_{\alpha\beta n}(k) = \frac{N_\psi}{N_{\Delta\psi}} \hat{\psi}_{i\alpha\beta n}(k) - \frac{N_\psi}{N_{\Delta\psi}} \hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k) \quad (4.23)$$

Následují dva PI regulátory, jejichž výstupy představují korekční napětí  $\mathbf{u}_{c\alpha\beta n}(k)$ . Normalizace PI regulátoru byla uvedena v kapitole 4.3. Dále je klíčový výpočet odchytky pro hlavní adaptační algoritmus (3.29). Jak již bylo avizováno v rešerši, z důvodu zjednodušení je možné předpokládat, že oba vektory magnetických toků,



jak vektor referenčního modelu tak adaptivního modelu, nabývají stejných absolutních hodnot. Jmenovatel proto zjednodušíme a pro normalizaci použijeme vztah (3.30). Následně můžeme psát:

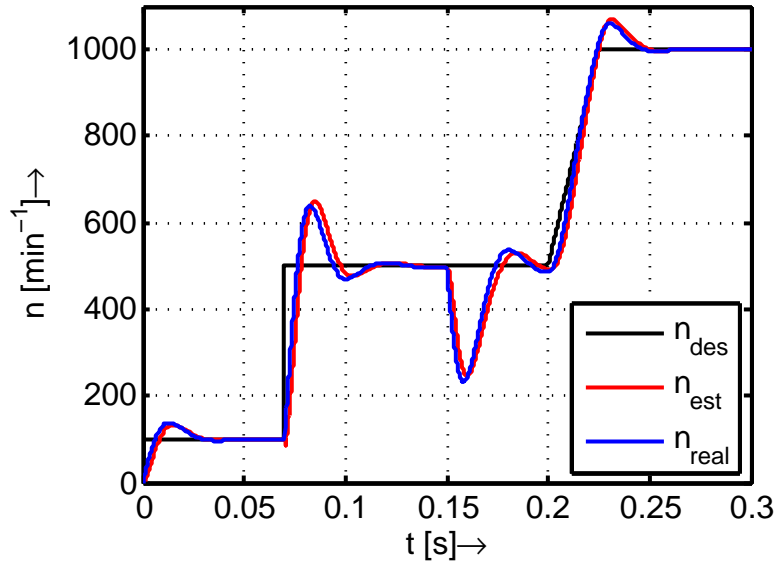
$$\Delta\hat{\theta}_{en} = \frac{N_\psi N_\psi}{N_\theta \psi_m^2} (\hat{\psi}_{u\beta} \hat{\psi}_{i\alpha} - \hat{\psi}_{u\alpha} \hat{\psi}_{i\beta}) \quad (4.24)$$

Výsledek simulace pro MRAS s korekčními regulátory referenčního modelu je uveden na obrázku 4.4 a podklady pro simulaci je možné nalézt v příloze B.3.

V případě varianty MRAS s kvazi-integrátory přechází rovnice referenčního modelu do tvaru:

$$\hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k+1) = \hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k) + r \cdot \mathbf{u}_{\alpha\beta n}(k) - s \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta n}(k) - t \cdot \hat{\psi}_{u\alpha\beta n}(k) \quad (4.25)$$

kde  $r = T_s N_u / N_\psi$ ,  $s = T_s R N_i / N_\psi$  a  $t = (T_s N_u) / (T_f N_\psi)$ .

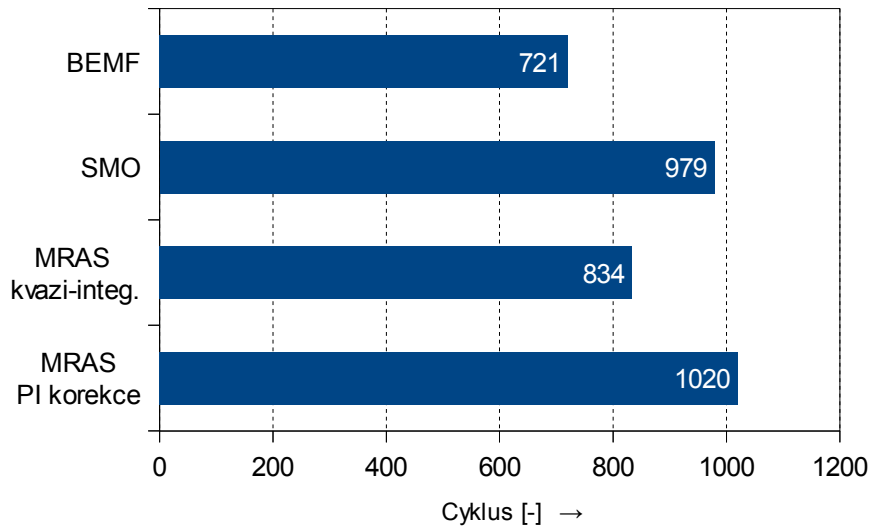


Obr. 4.4: Průběh otáček motoru pro MRAS s PI korekčními regulátory referenčního modelu implementovaný na DSP. V čase  $t = 0,15$  s je motor zatížen momentem  $T_L = 0,02$  Nm.

## 4.7 Porovnání výpočetní náročnosti algoritmů

Pomocí nástroje SFIO Toolboxu byly změřeny výpočetní náročnosti jednotlivých estimátorů viz porovnání na obrázku 4.5. Při zvolené vzorkovací periodě  $T_s = 100 \mu s$  a frekvenci procesoru  $f_{clock} = 60$  MHz je výpočetní kapacita procesoru 56F8346:

$$C_{max} = \frac{T_s}{1/f_{clock}} = \frac{100 \cdot 10^{-6}}{1/(60 \cdot 10^6)} = 6000 \quad (4.26)$$



Obr. 4.5: Porovnání estimátorů z hlediska výpočetní náročnosti

což je vzhledem k potřebě cca 900 cyklů pro vektorové řízení a cca 1000 cyklů pro estimátor dostatečně velká výkonová kapacita. V případě procesoru 56F8023 použitého pro reálné řízení viz kapitola 6 s frekvencí  $f_{clock} = 32$  MHz a vzorkovací periodou  $T_s = 125 \mu s$  je výpočetní kapacita:

$$C_{max} = \frac{T_s}{1/f_{clock}} = \frac{125 \cdot 10^{-6}}{1/(32 \cdot 10^6)} = 4000 \quad (4.27)$$

Z uvedeného grafu 4.5 je zřejmé, že nejméně náročný je dle očekávání přímý výpočet BEMF s výsledkem 721 cyklů. Na druhém místě se umístil MRAS s kvazi-integrátory, který dosáhl náročnosti 834 cyklů. O poslední místo se dělí SMO s 979-ti cykly a MRAS s korekčními PI regulátory s 1020-ti cykly.

## 5 PARAZITNÍ NELINEARITY STŘÍDAČE

V simulacích viz kapitola 3 byl uvažován střídač jako ideální měnič elektrické energie, kdy se předpokládalo, že výsledná napětí algoritmu řízení jsou aplikována přímo na svorky motoru. Testy na reálném pohonu však ukázaly, že v řídicím algoritmu je zapotřebí zohlednit alespoň nejmarkantnější nelinearity střídače mezi které patří zejména:

- vliv zvlnění napětí DC meziobvodu
- vliv ochranných dob výkonových tranzistorů
- vliv úbytků napětí na výkonových tranzistorech a diodách

V následujících podkapitolách jsou rozebrány jednotlivé eliminace těchto jevů na základě zdrojů [20] a [21].

### 5.1 Zvlnění napětí DC meziobvodu

Při generování stříd pro PWM modulátor standardně uvažujeme, že DC napětí meziobvodu je konstantní, což ve skutečnosti není pravda. Vlivem režimu práce střídače (generátorický nebo motorický režim) a nedokonalou filtrací napětí z usměrňovače dochází ke zvlnění napětí meziobvodu. Následkem tohoto jevu vzniká nežádoucí nepřesnost v generovaném napětí měniče. Vlivem zvlnění klesá střední hodnota napětí DC meziobvodu, což v globálním pohledu představuje snížení proporcionálního zesílení střídače. Jelikož je zvlnění napětí závislé na velikosti zátěže a na zmiňovaném režimu střídače, je nutné napětí meziobvodu kontinuálně měřit a provádět kompenzaci napětí, které jsou výsledkem řídicího algoritmu viz rovnice:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta Elim} = \frac{u_{DCnom}}{u_{DCmeas}} \cdot \mathbf{u}_{\alpha\beta} \quad (5.1)$$

kde  $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$  představuje vstupní žádané napětí z řídicího algoritmu,  $u_{DCmeas}$  představuje aktuální napětí DC meziobvodu,  $u_{DCnom}$  je jmenovitá hodnota napětí DC meziobvodu a  $\mathbf{u}_{\alpha\beta Elim}$  je kompenzované napětí.

Pro realizaci kompenzace zvlnění napětí DC meziobvodu byla využita funkce `MCLIB_ElimDCBusRip()` z knihovny `56800E_MCLIB.lib` viz [22]. Kompenzace byla nasazena u všech tří testovaných estimátorů (přímý výpočet BEMF, SMO, MRAS).

### 5.2 Zkreslení výstupních napětí vlivem ochranných dob

Výkonové spínací prvky vlivem parazitních vlastností vykazují kromě nenulových úbytků napětí v sepnutém stavu, také konečné spínací a vypínací časy. Z důvodu

zabránění vzniku příčného proudu v jednotlivých větvích střídače musí být zavedena ochranná doba (DT - Dead Time)  $t_{DT}$  mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru dané větve viz [20]. Nedodržení kritických časů spínání tranzistorů může vést až k destrukci střídače. Zavedená ochranná doba však způsobuje odlišný tvar výstupního napětí střídače, které neodpovídá přesně střídě požadované pro danou větev a dále dochází ke vzniku vyšší harmonických složek, což je opět pro bezsnímačové řízení nežádoucí, jelikož estimátor počítá s nepřesnými hodnotami.

Kritickým se tento jev stává zejména v oblasti nízkých otáček motoru, kdy je střída minimální a doby sepnutí tranzistorů se blíží k velikostem ochranných dob. Uvažujme reálnou situaci, kdy je použita na střed zarovnaná PWM s frekvencí  $f_{PWM} = 16$  kHz. Pro maximální střidu činí doba sepnutí větve<sup>1</sup>  $t_{xonMax} = T_{PWM} = 62,5 \mu s$  pro maximální fázové napětí  $u_{xMax} \doteq 6$  V (uvažujeme napětí DC meziobvodu  $u_{DC} = 12$  V), kde  $x = a, b, c$ . Za předpokladu, že se pohybujeme v oblasti nízkých otáček, kdy je generováno fázové napětí např.  $u_x = 0,5$  V, musí čas sepnutí větve nabývat hodnoty:

$$t_{xon} = \frac{u_x}{u_{xMax}} \cdot t_{xonMax} = \frac{0,5}{6} \cdot 62,5 \cdot 10^{-6} \doteq 5,2 \mu s, x = a, b, c \quad (5.2)$$

Pokud porovnáme tuto hodnotu s ochrannou dobou tranzistorů, která byla nastavena na hodnotu  $t_{DT} = 1 \mu s$  je patrné, že relativní chyba střídý zde dosahuje hodnoty:

$$\delta_s = \frac{t_{DT}}{t_{xon}} \cdot 100 = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{5,2 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 \doteq 20 \%. \quad (5.3)$$

Na této jednoduché úvaze je postavena nejtriviálnější kompenzace vlivu ochranných dob (5.4), kdy ovšem musíme uvažovat směr proudu v jednotlivých fázích a na základě této informace pak zvětšit či zmenšit žádanou střidu před vstupem do PWM modulátoru viz [21]:

$$s_{xComp} = s_x + \frac{t_{DT}}{T_{PWM}} \cdot \text{sgn}(i_x), x = a, b, c \quad (5.4)$$

kde  $s_x$  je žádaná střída a  $s_{xComp}$  je střída po kompenzaci. Nevýhodou této metody je využití funkce signum. Naměřené hodnoty proudu jsou zatíženy šumem, tudíž v nízkých otáčkách se při malých hodnotách proudu mění znaménka proudů náhodně, což spolu s uvedenou metodou kompenzace může vést k rozkmitání řídicího algoritmu jak se ukázalo při testování estimátoru MRAS viz kapitola 6.2.

---

<sup>1</sup>Horní a dolní tranzistor každé větve pracuje v komplementárním režimu, kdy je sepnut vždy jen jeden z tranzistorů větve. Pro každou větev lze tedy definovat dva binární stavy - stav log. 1 definuje sepnutí horního tranzistoru a stav log. 0 sepnutí dolního tranzistoru.

### 5.3 Zkreslení výstupních napětí střídače vlivem úbytků napětí na spínacích prvcích

Pro zjednodušení modelování spínacích prvků je obvyklé uvažovat, že úbytky napětí na spínacích prvcích jsou aproximovány lomenými přímkami [20]:

$$u_{Tx}(i_x) = u_{T0} + R_{Ton}i_x, \quad x = a, b, c \quad (5.5)$$

$$u_{Dx}(i_x) = u_{D0} + R_{Don}i_x, \quad x = a, b, c \quad (5.6)$$

Úbytek napětí na spínacích prvcích je závislý na směru proudu v dané fázi střídače. V případě kladného proudu  $i_x > 0$ , kdy teče proud směrem do zátěže je veden tranzistorem a v opačném případě  $i_x < 0$  je veden diodou. Úbytek lze popsat následujícími vztahy [20]:

$$\Delta u_x = u_{Dx} + s_x(u_{Tx} - u_{Dx}), \quad i_x > 0, \quad x = a, b, c \quad (5.7)$$

$$\Delta u_x = -u_{Tx} + s_x(u_{Tx} - u_{Dx}), \quad i_x < 0, \quad x = a, b, c \quad (5.8)$$

Kompensace úbytku napětí na spínacích prvcích pak provedeme analogicky ke korekci vlivu ochranných dob [20]:

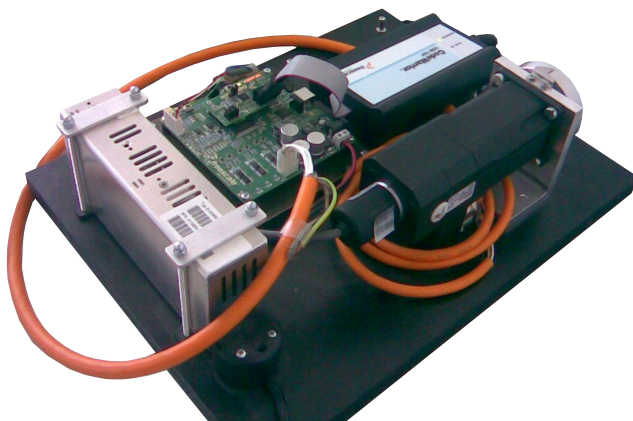
$$s_{xComp} = s_x + \frac{\Delta u_x}{u_{DC}}, \quad x = a, b, c \quad (5.9)$$

Na řídicím modulu [25] použitým pro testování se nachází výkonové tranzistory MOSFET, což znamená, že v rovnici (5.5) nefiguruje prahové napětí  $u_{T0}$ . Dále odpor v sepnutém stavu daného tranzistoru se pohybuje kolem hodnoty  $R_{DS(ON)} = 20 \text{ m}\Omega$  viz [26]. Tudíž vliv úbytku napětí na tranzistorech můžeme zanedbat. Jinak je tomu v případě diod, které v tomto případě při proudu  $I_{SD} = 4 \text{ A}$  vykazují úbytek napětí  $U_{SD} = 1 \text{ V}$  viz [26]. Z časových důvodů však tato kompensace nebyla testována ani u jednoho z estimátorů.

## 6 TESTY NA REÁLNÉM POHONU

Pro testování algoritmů bezsnímačového řízení byl použit modul výkonové elektroniky Freescale *3-Phase BLDC/PMSM Low-Voltage Motor Control Drive* viz [25] doplněný o DPS s řídicím procesorem MC56F8023V viz obrázek 6.1. K programování přes rozhraní JTAG sloužil programátor Freescale USB TAP. Motor byl použit již zmiňovaný TG Drives TGT2-0032-30-24/T0PS1KX-1M viz tabulka 1.1. Pro vykreslování průběhů klíčových veličin za běhu řízení sloužil nástroj výrobce procesoru Freemaster.

Programové vybavení řídicí jednotky představovala hotová aplikace pro snímačové vektorové řízení dodaná vedoucím práce. Následně bylo nutné aplikaci přizpůsobit jednotlivé estimátory z hlediska norem a také z důvodu odlišných verzí knihoven, kdy aplikace snímačového řízení vycházela z starší knihovny `mclib.lib`, přičemž během implementace a testování v prostředí MATLAB-Simulink metodou Processor-in-the-loop byly využívány zmíněné funkce novějších knihoven `56800E_MCLIB.lib` [22] a `56800E_GFLIB.lib` [23].



Obr. 6.1: Testovací přípravek s motorem TG Drives a řídicí jednotkou Freescale s procesorem MC56F8023V

Během praktických testů se ukázalo, že úroveň šumu je mnohem vyšší než předpokládaná úroveň použitá pro simulace. Bylo tedy nutné řádově desetkrát snížit proporcionální zesílení v regulátorech ATO a zároveň řádově desetkrát zvýšit časovou konstantu filtru otáček u všech tří testovaných estimátorů. Neméně důležitým krokem byla také identifikace magnetického toku permanentních magnetů  $\psi_m$ , resp. napěťové konstanty  $K_E$  z naměřených amplitud proudů a napětí v ustáleném stavu rychlosti, při známém odporu statoru  $R$ . Magnetický tok permanentních magnetů dosahoval hodnoty  $\psi_m = 0,0148$  Wb. Dále se markantně projevil vliv nelinearit střídače viz kapitola 5 a výskyt

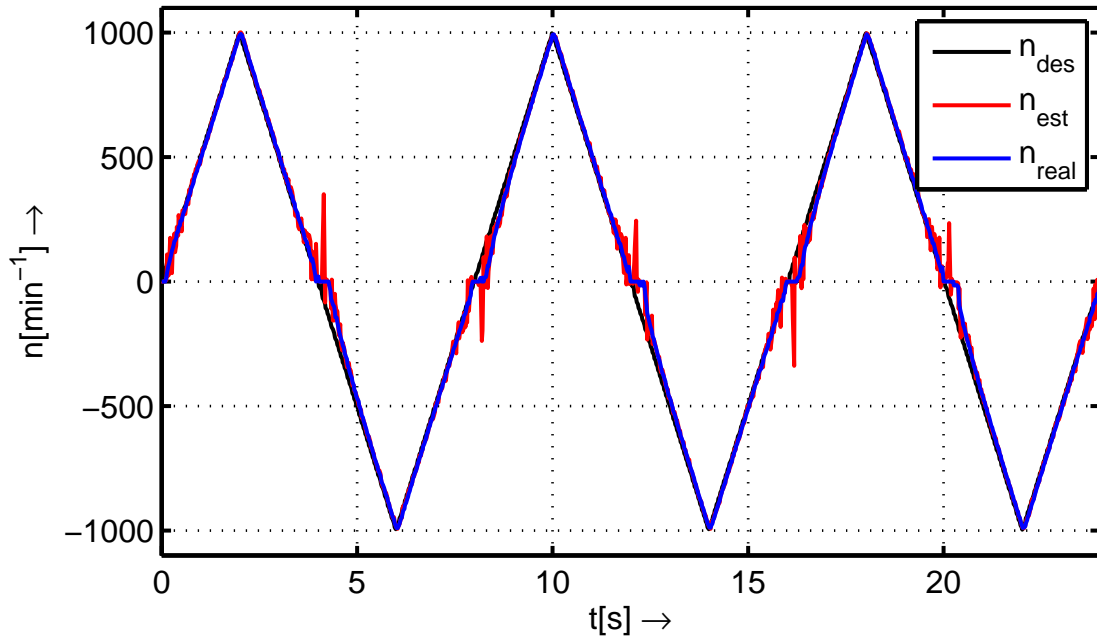
vyšších harmonických složek v měřených proudech způsobený zejména interakcí rotoru a statoru.

Norma	Hodnota	Jednotka
$N_{nm}$	4000	$\text{min}^{-1}$
$N_{\omega_e}$	1257	rad/s
$N_{\theta}$	$\pi$	rad
$N_u$	36,3	V
$N_e$	36,3	V
$N_i$	4	A
$N_{\psi}$	0,025	Wb

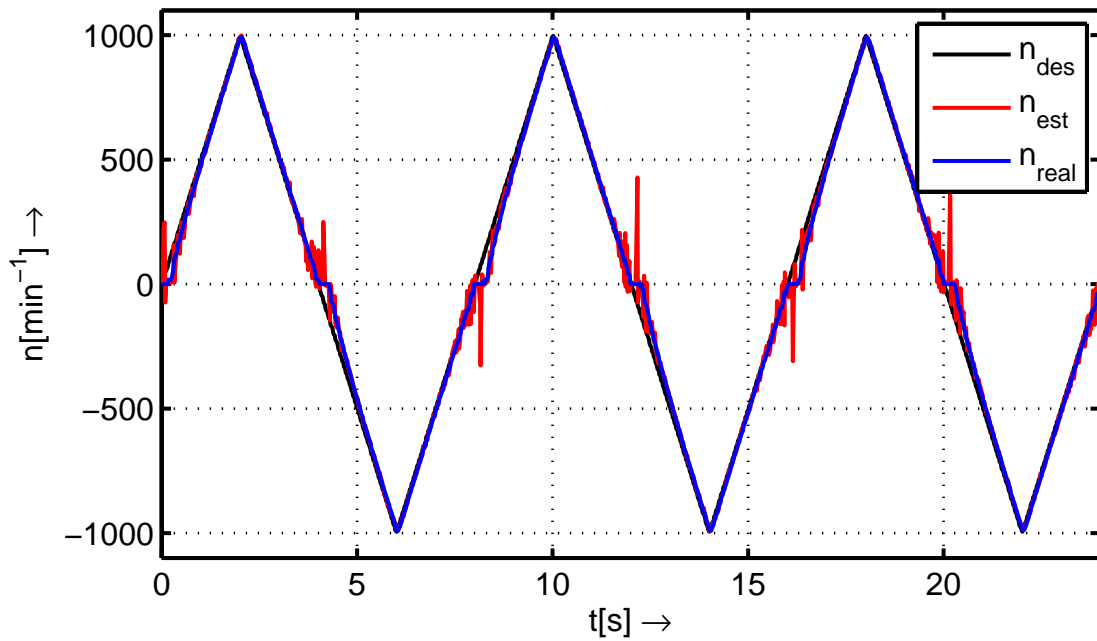
Tab. 6.1: Velikosti norem použité při reálném řízení

## 6.1 Metody založené na BEMF

Jako první byly testovány estimátory založené na BEMF tzn. přímý výpočet BEMF a SMO viz příloha C.1, kdy se ukázalo, že tyto metody nejsou schopny překonat oblast nízkých otáček v případě, kdy se podle estimované úhlové rychlosti  $\hat{\omega}_e$  a úhlu  $\hat{\theta}_e$  začne řídit. Pokud se o to pokusíme, dojde k rozkmitání regulační struktury a ke ztrátě kontroly nad motorem. Tento fakt je zapříčiněn nepozorovatelností motoru metodami založenými na modelu v případě nulových otáček a dále zde hraje roli vysoká úroveň šumu ve kterém se při nízkých otáčkách motoru zpětně indukované napětí ztrácí. Zde by bylo nutné aplikovat rozběh v otevřené smyčce tzv. „open loop startup“, kdy je dočasně rozpojena rychlostní zpětná vazba. Regulátor rychlosti při konstantní žádané hodnotě dává maximální akční zásah, čímž je podmíněn maximální moment motoru o konstantní velikosti. Rotor se tedy začne roztáčet s konstantním zrychlením, přičemž vektorové transformace spoléhají na integraci žádané rychlosti. Po překonání kritické oblasti může dojít k přepnutí na estimované veličiny. Ovšem z časových důvodů nebyla tato varianta rozběhu motoru realizována. Na následujících grafech 6.2 a 6.3 jsou tedy vykresleny estimace otáček pro případ paralelního běhu estimátorů spolu se snímačovým řízením



Obr. 6.2: Průběh otáček pro paralelní běh snímačového řízení a estimátoru s přímým výpočtem BEMF.

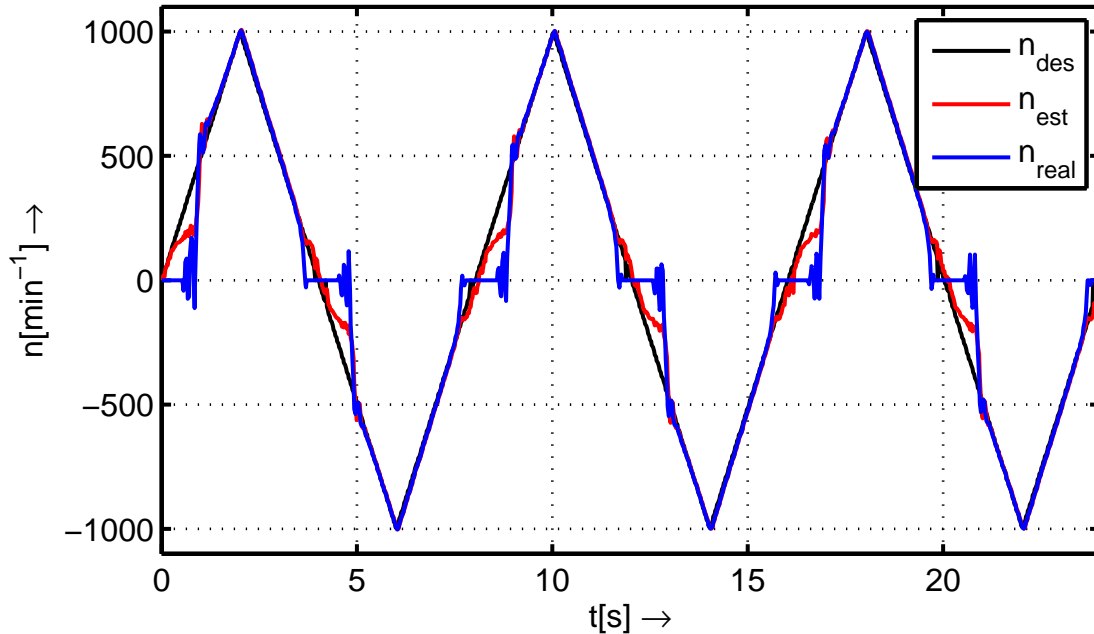


Obr. 6.3: Průběh otáček pro paralelní běh snímačového řízení a estimátoru SMO.



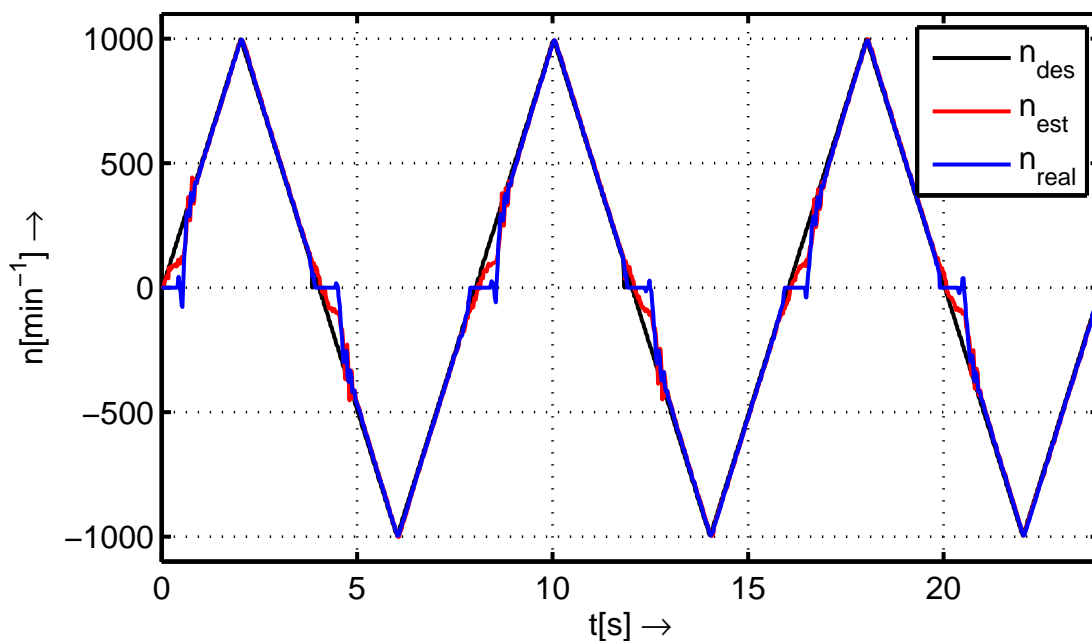
## 6.2 Adaptivní systém s referenčním modelem

Mnohem lepší vlastnosti vykazoval estimátor MRAS s korekčními regulátory, který byl ve většině případů schopen překonat oblast nízkých otáček i v případě, kdy se estimované veličiny použily pro řízení viz obr. 6.4. Řídicí algoritmus viz příloha C.2 vykazoval schopnost stabilního řízení motoru od otáček přibližně  $n \approx 200 \text{ min}^{-1}$ .



Obr. 6.4: Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s PI korekčními regulátory; ochranná doba tranzistorů  $t_{DT} = 2,5 \mu\text{s}$ .

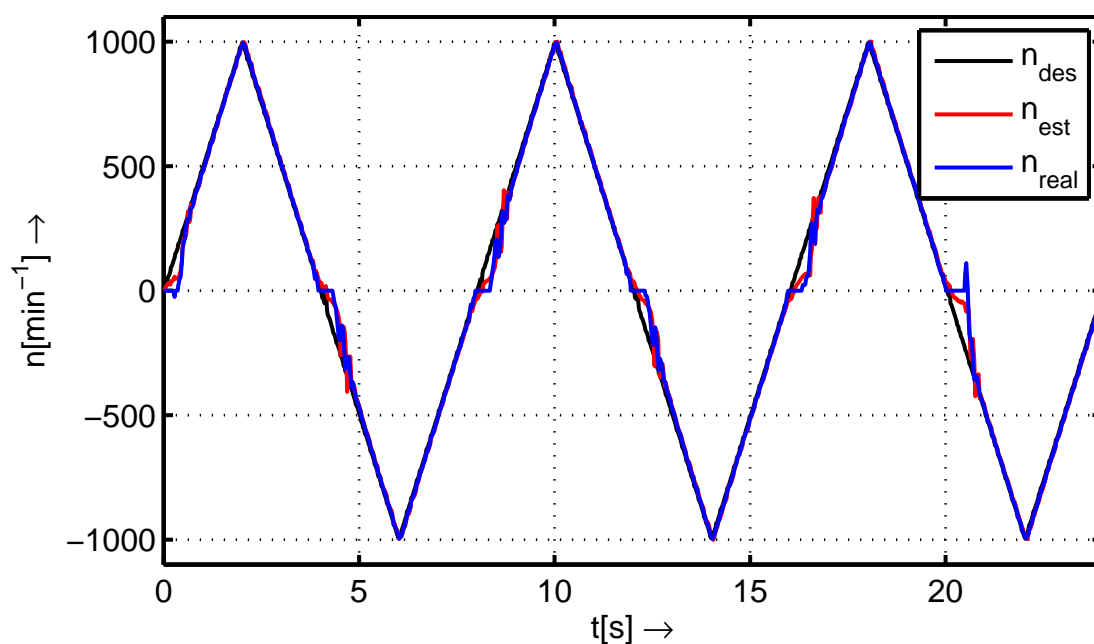
Dále jsem se pokusil o vylepšení chování řídicí struktury v oblasti nízkých otáček. Ukázalo se, že v této oblasti dochází ke kompenzaci odchylek referenčního a adaptivního modelu v plné míře korekčními regulátory, nikoliv adaptačním algoritmem rychlosti, což způsobilo ztrátu estimace. Z důvodu zachování stability bylo totiž nutné nastavit řádově totožné proporcionální zesílení korekčních regulátorů a regulátoru v ATO. Následně bylo tedy upuštěno od korekčních regulátorů referenčního modelu a drift integrátorů byl vyřešen realizací kvazi-integrátorů s přenosy (3.34). Oblast stabilního řízení v nízkých otáčkách se tak rozšířila a zároveň se razantně zvýšila četnost úspěšných startů bez ztráty kontroly nad motorem viz obr. 6.5. Řídicí algoritmus nyní vykazoval schopnost stabilního řízení motoru od otáček přibližně  $n \approx 100 \text{ min}^{-1}$ . Na obr. 6.5 je nyní patrný i proces zarovnání rotoru tzv. „rotor alignment“, který probíhá vždy před startem motoru z důvodů rozběhu z referenční polohy viz průběh  $n_{real}$ .



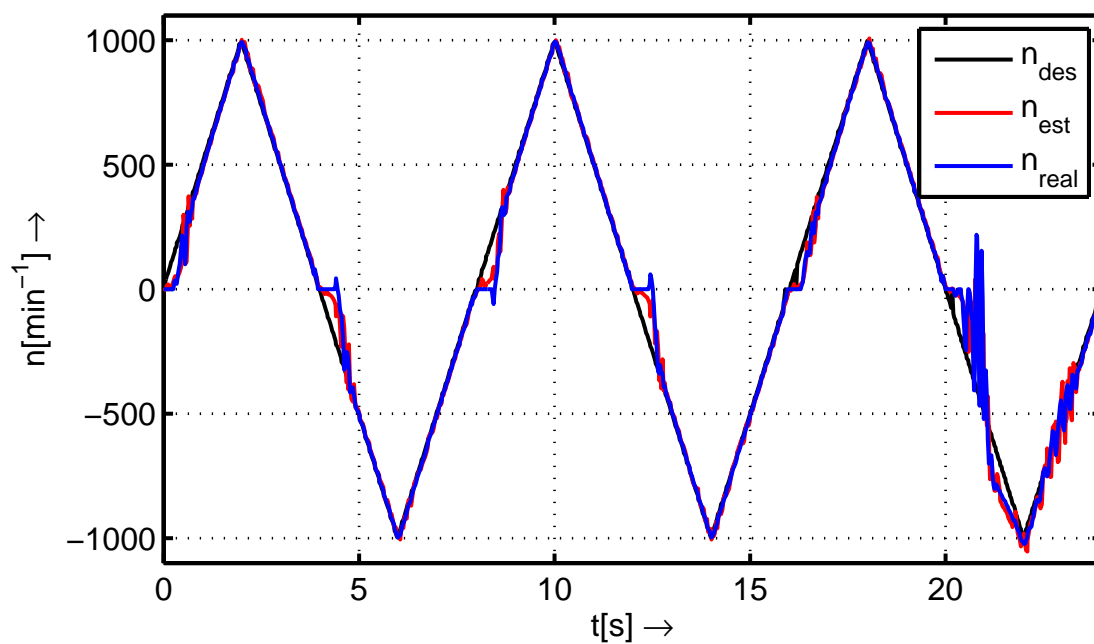
Obr. 6.5: Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů  $t_{DT} = 2,5 \mu s$ .

Po nastudování rychlostí spínacích dob výkonových tranzistorů v daném zapojení [25], které dosahují času  $t_{on} = 285 ns$  byla dále upravena ochranná doba tranzistorů, kdy došlo k jejímu snížení z  $t_{DT} = 2,5 \mu s$  na  $t_{DT} = 1 \mu s$ . Oblast stabilního řízení v nízkých otáčkách se tak opět rozšířila viz obr. 6.6. Řídicí algoritmus nyní vykazoval schopnost stabilního řízení motoru od otáček přibližně  $n \approx 50 \text{ min}^{-1}$ .

Poslední úpravou byl pokus o kompenzaci vlivu ochranných dob realizovaný dle kapitoly 5.2. Z obr. 6.7 je patrné zlepšení zejména při zpomalování motoru na nulové otáčky, kdy estimované otáčky  $n_{est}$  sledují s větší přesností reálné otáčky motoru  $n_{real}$ . Dále se zdá, že se mírně zlepšila i schopnost estimace při startu motoru na nižších otáčkách ovšem za cenu mnohdy kmitavějších odezev než v případě řízení bez kompenzace. V některých situacích ovšem docházelo k nestabilitě řídicí struktury, kterou zapříčinil vliv šumu spolu s funkcí signum v kompenzaci viz kapitola 5.2.



Obr. 6.6: Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$ .



Obr. 6.7: Průběh otáček pro reálné řízení motoru s estimátorem MRAS s kvazi-integrátory; ochranná doba tranzistorů  $t_{DT} = 1 \mu\text{s}$ ; kompenzace vlivu ochranných dob.

## 7 ZÁVĚR

V první části diplomové práce se autor seznámil s modelováním synchronního motoru s permanentními magnety a s vektorovým řízením motoru viz kapitoly 1 a 2. V druhé části - kapitola 3 byla provedena literární rešerše existujících estimačních metod polohy a otáček rotoru pro daný motor, kdy bylo zároveň provedeno simulační ověření jednotlivých algoritmů v prostředí MATLAB-Simulink. Estimátory byly testovány na odolnost vůči šumu, odolnost vůči zpožděnému měření proudů o dva kroky jako simulace zpoždění řetězce zpracování měřených dat a v neposlední řadě byly provedeny testy na změnu parametrů motoru, ke které dochází zejména díky teplotní závislosti odporu statoru  $R$  a remanentní indukce  $B_R$ . Ukázalo se, že uvažované parazitní vlivy není možné zanedbat u žádného z estimátorů.

Ačkoliv se z dosažených výsledků na první pohled zdá, že jednoznačnou metodikou pro návrh optimálního estimátoru je algoritmus EKF, u kterého je možné jednoduše rozšířit vektor stavu o další klíčové veličiny, je nutné brát v potaz jeho výpočetní náročnost a statistické informace potřebné pro jeho nastavení. Práce se proto dále ubírá cestou deterministických metod, které při mnohem nižší výpočetní náročnosti dosahují také obstojných výsledků viz SMO - kapitola 3.1.3 či MRAS - kapitola 3.2.

Implementace algoritmů vektorového řízení, ATO, přímého výpočtu BEMF, SMO a MRAS byla provedena na DSP fy Freescale. Z důvodu výpočtů algoritmů ve frakční aritmetice bylo nutné provést normalizaci všech rovnic viz kapitola 4.1. Ověření funkčnosti algoritmů bylo provedeno metodou Processor-in-the-loop, díky nástroji SFIO Toolbox vyvinutém na VUT FEKT ÚAMT.

Poslední část práce se zabývá problematikou ověření provozuschopnosti na reálném pohonu se servomotorem fy TG Drives viz kapitola 6. Z této kapitoly a z grafu 4.5 je zřejmé, že neoptimálnější estimátor pro reálné bezsnímačové řízení daného motoru je algoritmus MRAS s kvazi-integrátory, pro svou středně velkou výpočetní náročnost mezi testovanými estimátory a poměrně ucházející estimací už od nízkých otáček bez nutnosti startu v otevřené smyčce, kdy byla atakována hranice  $n \approx 50 \text{ min}^{-1}$ . Dále se během testů ukázalo, že v případě bezsnímačového řízení hrají velkou roli parazitní nelinearity střídače. Tato problematika ležící na poli mezi obory Kybernetika a Výkonová elektronika je v případě bezsnímačového řízení bezesporu velmi klíčová. Autor práce se seznámil s konvenčními kompenzačními metodami nelinearit a následně je ověřil na reálném pohonu. Ukázalo se, že na kritickou oblast nízkých otáček mají velký vliv ochranné doby tranzistorů. Uvedená kompenzace (5.4) však v praxi není bez dalších podpůrných algoritmů použitelná, z důvodu vlivu šumu měřeného proudu, kdy docházelo ke ztrátám stability zejména při startech motoru viz kapitoly 5.2 a 6.

## LITERATURA

- [1] Uni-paderborn.de. *Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Automotive Applications*. UNIVERSITÄT PADERBORN. [online]. [cit. 2012-4-14]. Dostupné z: <<http://wwwlea.uni-paderborn.de/forschung/pmsm-control.html>>
- [2] CAHA, Zdeněk a Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. 1. vyd. Praha: SNTL, 1990, 359 s. ISBN 80-030-0418-7.
- [3] ŠUBRT, Jaroslav. *Elektrické regulační pohony II*. Brno, 1987. FEKT VUT.
- [4] PETRUŠKA, Ľubomír. *Simulace řídicích struktur elektromechanických systémů*. Brno, 2010. Diplomová práce. FEKT VUT. Vedoucí práce doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
- [5] BALAŽOVIČ, Petr. *PMSM Control for an H-axis Washing Machine Drive*, [online], [cit. 2012-4-14]. Dostupné z: <[http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref\\_manual/DRM110.pdf](http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM110.pdf)>
- [6] PIVOŇKA, Petr. *Číslicová řídicí technika*. Brno, 2003. Skriptum. FEKT VUT.
- [7] PIVOŇKA, Petr. *Optimalizace regulátorů*. Brno, 2005. Skriptum. FEKT VUT.
- [8] VAS, Peter. *Sensorless vector and direct torque control* New York: Oxford University Press, 1998, 729 s. ISBN 01-985-6465-1.
- [9] ESKOLA, M.; TUUSA, H.: *Comparison of MRAS and novel simple method for position estimation in PMSM drives*, [online], [cit. 2012-4-19]. Dostupné z: <[http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs\\_all.jsp?arnumber=1218115](http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1218115)>
- [10] T. HALKOSAARI: *Speed Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Wind Power Generator - The Redundant Drive Concept*, [online], [cit. 2012-4-19]. Dostupné z: <[http://cdn.intechopen.com/pdfs/9564/InTech-Speed\\_sensorless\\_vector\\_control\\_of\\_permanent\\_magnet\\_wind\\_power\\_generator\\_the\\_redundant\\_drive\\_concept.pdf](http://cdn.intechopen.com/pdfs/9564/InTech-Speed_sensorless_vector_control_of_permanent_magnet_wind_power_generator_the_redundant_drive_concept.pdf)>
- [11] KYEONG-HWA KIM, SE-KYO CHUNG, GUN-WOO MOON, IN-CHEOL BAIK, MYUNG-JOOONG YOUN: *Parameter estimation and control for permanent magnet synchronous motor drive using model reference adaptive technique*, IEEE transactions on industrial electronics, 1995. Dostupné z: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=483427>>

- [12] VÁCLAVEK, Pavel. *Principy bezsnímačového řízení pohonů s asynchronními motory*, VUT Brno, prezentace, 2012.
- [13] RASHED M.; MACCONNEL P. F. A.; FRASER STRONACH A.; ACARNEY P.: *Sensorless indirect rotor field orientation speed control of a permanent magnet synchronous motor with stator resistance estimation*, IEEE transactions on industrial electronics, 2007. Dostupné z: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4168008>>
- [14] *Sliding-mode rotor position observer of PMSM*, TEXAS INSTRUMENTS. [online], [cit. 2012-4-27]. Dostupné z: <[http://e2e.ti.com/cfs-filesystemfile.ashx/\\_key/CommunityServer-Discussions-Components-Files/171/3513.smopos.pdf](http://e2e.ti.com/cfs-filesystemfile.ashx/_key/CommunityServer-Discussions-Components-Files/171/3513.smopos.pdf)>
- [15] HONGRYEL, K.; JUBUM, S.; JANGMYUNG, L.: *A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM*, IEEE EUROCON, 2007. [online], [cit. 2012-4-20]. Dostupné z: <[http://www.researchgate.net/publication/224203513\\_A\\_High-Speed\\_Sliding-Mode\\_Observer\\_for\\_the\\_Sensorless\\_Speed\\_Control\\_of\\_a\\_PMSM](http://www.researchgate.net/publication/224203513_A_High-Speed_Sliding-Mode_Observer_for_the_Sensorless_Speed_Control_of_a_PMSM)>
- [16] ZHENG, Z.; FADEL, M.; LI, Y.: *Sensorless control of PMSM based on extended Kalman filter*, [online], [cit. 2012-4-29]. Dostupné z: <<http://www.diegm.uniud.it/petrella/Azionamenti%20Elettrici%20II/Tesine/Zheng%20et%20al.%20-%20Sensorless%20Control%20of%20PMSM%20Based%20on%20Extended%20Kalman%20Filter.pdf>>
- [17] ZHENG, Z.; FADEL, M.; LI, Y.: *High performance PMSM sensorless control with load torque observation*, IEEE transactions on industrial electronics, 2011. [online], [cit. 2012-4-30]. Dostupné z: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4400436>>
- [18] ŠOLC, F.; VÁCLAVEK, P.; VAVŘÍN, P.: *Řízení a regulace II* Skriptum. VUT, Brno, 2011.
- [19] ŠTECHA, Jan a Vladimír HAVLENA. *Teorie dynamických systémů*. Skriptum. ČVUT, Praha, 2003.
- [20] Klíma, Bohumil. *Číslíkové řízení střídavých pohonů*, Habilitační práce, FEKT VUT, Brno, 2011. 120 s.
- [21] Analog.com. *Analysis and Compensation of Inverter Non-Idealities*, Analog Devices. [online], [cit. 2013-3-1]. Dostupné z: <[http://www.analog.com/industry/motor\\_control/seminars/mctech/ch4.html](http://www.analog.com/industry/motor_control/seminars/mctech/ch4.html)>

- [22] Freescale.com. *Motor Control Library - User Interface Manual*, FREESCALE SEMICONDUCTOR. [online], [cit. 2013-5-11]. Dostupné z: <[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/56800E\\_MCLIB.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/56800E_MCLIB.pdf)>
- [23] Freescale.com. *General Functions Library - User Interface Manual*, FREESCALE SEMICONDUCTOR. [online], [cit. 2013-5-11]. Dostupné z: <[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/56800E\\_GFLIB.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/56800E_GFLIB.pdf)>
- [24] Freescale.com. *Advanced Control Library - User Interface Manual*, FREESCALE SEMICONDUCTOR. [online], [cit. 2013-5-11]. Dostupné z: <[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/56800E\\_aclib.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/56800E_aclib.pdf)>
- [25] Freescale.com. *3-Phase BLDC/PMSM Low-Voltage Motor Control Drive*, FREESCALE SEMICONDUCTOR. [online], [cit. 2013-5-1]. Dostupné z: <[http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/LVMCDBLDCPMSMUG.pdf](http://www.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/LVMCDBLDCPMSMUG.pdf)>
- [26] Fairchildsemi.com. *N-Channel PowerTrench MOSFET*, FDS3672. [online], [cit. 2013-5-1]. Dostupné z: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/FD/FDS3672.pdf>>

# SEZNAM ELEKTRONICKÝCH PŘÍLOH NA CD

## A 01 \_ Simulace

Tento adresář obsahuje podadresáře se simulacemi estimátorů v MATLAB-Simulink.

### A.1 01 \_ BEMF

- přímý výpočet BEMF z napěťové rovnice
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_BEMF.m`

### A.2 02 \_ Luenberger

- Luenbergerův pozorovatel proudu
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_Luenberger.m`

### A.3 03 \_ SMO

- pozorovatel proudu v klouzavém režimu
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_SMO.m`

### A.4 04 \_ SMO \_ Rest

- pozorovatel proudu v klouzavém režimu s estimací statorového odporu  $R$
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_SMO.m`

### A.5 05 \_ MRAS

- adaptivní systém s referenčním modelem
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_MRAS.m`

### A.6 06 \_ MRAS \_ Params

- adaptivní systém s referenčním modelem s estimací statorového odporu  $R$  verze 1 (`MRAS_Rest_v1.mdl`)
- adaptivní systém s referenčním modelem s estimací magnetického toku  $\psi_m$  (`MRAS_PSIest.mdl`)
- adaptivní systém s referenčním modelem s estimací statorového odporu  $R$  verze 2 (`MRAS_Rest_v2.mdl`)
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_MRAS_Params-Est.m`

### A.7 07 \_ EKF

- EKF se základním stavovým vektorem
- EKF s rozšířeným vektorem stavů o statorový odpor  $R$



- EKF s rozšířeným vektorem stavů o magnetický tok  $\psi_m$
- EKF s rozšířeným vektorem stavů o zátěžný moment  $T_L$
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_kalman.m`

## B 02 \_DSP \_PIL

Tento adresář obsahuje podadresáře s projekty v CodeWarrior a schémata v MATLAB-Simulink pro ověření jednotlivých estimátorů metodou Processor-in-the-loop. Ve veřejné verzi elektronických příloh jsou prezentovány zdrojové soubory a simulační schéma v MATLAB-Simulink.

### B.1 01 \_BEMF

- přímý výpočet BEMF z napěťové rovnice ve frakční aritmetice
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_BEMF.m`

### B.2 02 \_SMO

- pozorovatel proudu v klouzavém režimu ve frakční aritmetice
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_SMO.m`

### B.3 02 \_MRAS

- adaptivní systém s referenčním modelem ve frakční aritmetice
- před startem simulace je nutno spustit inicializační skript `init_MRAS.m`

## C 03 \_DSP \_REAL

Tento adresář obsahuje podadresáře s projekty v CodeWarrior, které byly použity pro reálné experimenty na motoru TG Drives. Ve veřejné verzi elektronických příloh není tato část prezentována z důvodu použití projektu vyvinutého na ústavu FEKT VUT ÚAMT, příslušné kódy estimátorů jsou shodné s přílohou B.

### C.1 01 \_SMO \_DirectBEMF

- přímý výpočet BEMF z napěťové rovnice a pozorovatel proudu v klouzavém režimu
- uvedené nastavení platí pro paralelní běh estimátorů vedle snímačového řízení

### C.2 02 \_MRAS

- adaptivní systém s referenčním modelem
- aplikace kompenzace vlivu ochranných dob

- normalizace se zde oproti předchozím simulacím a experimentům, kde probíhalo ruční nastavení provádí automaticky skriptem `Normalization_PrintTo-File.m`

## D 04 \_ DP

Tento adresář obsahuje elektronickou verzi diplomové práce `DP_Malis_2013.pdf`.