

Řízení PMSM s LC filtrem pomocí MPC s modulátorem

Pracoviště: RICE
Číslo dokumentu: 22190-030-2022
Typ zprávy: Výzkumná zpráva
Řešitelé: Ing. Antonín Glac
Hlavní řešitel: Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 28
Datum vydání: 1.11.2022
Oborové zařazení: 2.2 Electrical engineering, Electronic engineering, Information engineering - Electrical and electronic engineering

Zadavatel / zákazník:

Zpracovatel / dodavatel:

Západočeská univerzita v Plzni
Research and Innovation centre for Electrical
Engineering
Univerzitní 8
306 14 Plzeň

Kontaktní osoba:

Ing. Antonín Glac
tel. 377634108
glac@fel.zcu.cz

Tato zpráva vznikla s podporou projektu SGS-2021-021

Anotace

Tato výzkumná zpráva se zabývá popisem řízení synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM) připojeného k měniči přes LC filtr. Využívá kombinaci prediktivního řízení (MPC), který vypočítává požadované napětí, a PWM modulátoru pro generování spínacích pulzů měniče.

Klíčová slova

IPMSM, MPC, LC filtr,

Název zprávy v anglickém jazyce / Report title

Model Predictive Control of PMSM with LC filter using PWM modulator

Anotace v anglickém jazyce / Abstract

This research report deals with PMSM equipped with LC filter control using model predictive control algorithms. Deadbeat MPC controller is used to compute the reference voltage vector to the PWM modulator.

Klíčová slova v anglickém jazyce / Keywords

IPMSM, MPC, LC filter,

Seznam symbolů a zkratek

DSP	Digitální signálový procesor
LQ	Lineárně kvadratický regulátor
IM	Asynchronní motor (Induction Motor)
IPMSM	Synchronní stroj s vnitřními perm. magnety
MTPC	Optimální křivka Maximum Torque per Current
PI	Proporcionálně integrační regulátor
PWM	Pulzně šířková modulace
I_{sd}	Proud v ose d
I_{sq}	Proud v ose q
I_{max}	Maximální amplituda statorového proudu
U_{sd}	Napětí v ose d
U_{sq}	Napětí v ose q
L_{sd}	Indukčnost v ose d
L_{sq}	Indukčnost v ose q
L_m	Vzájemná indukčnost mezi osami [d, q]
R_s	Statorový odpor jedné fáze
ψ_{pm}	Magnetický tok permanentních magnetů
ψ_{0d}	Magnetický tok v ose d bez působení statorového proudu
ψ_{sd}	Magnetický statorový tok v ose d
ψ_{sq}	Magnetický statorový tok v ose q
$R_{s(comp)}$	Odpor statorového vinutí zahrnující vliv teploty
R_{sN}	Jmenovitý statorový odpor jedné fáze
ϑ_s	Teplota statorového vinutí
ϑ_e	Teplota čela motoru
m_m	Měřený moment na hřídeli soustrojí
θ_m	Úhel natočení rotoru

ω_m

Mechanická úhlová rychlost rotoru

ω_{el}

Elektrická úhlová rychlost rotoru

Obsah

1 Úvod	5
1.1 Stavový model	5
1.2 Diskretizace stavového modelu	6
1.3 Předvýpočet požadovaných hodnot	7
1.4 Přírůstková forma	8
1.5 Další optimalizace	8
2 MPC - Model Predictive Control	8
2.1 FCS-MPC	8
2.2 GPC/Deadbeat control	9
2.2.1 Integrační složka	10
3 Simulace	12
3.1 Bez uvažování dopravního zpoždění PWM	13
3.2 S uvažováním dopravního zpoždění PWM	15
4 Experimentální měření	19
4.1 Implementace	19
4.2 Měření - GPC	19
4.3 Měření - GPC s integrační složkou	22
5 Závěr	25

1 Úvod

Tato výzkumná zpráva se zabývá řízením synchronního motoru (konkrétně IPMSM), připojeném přes LC filtr k napěťovému střídači. Testovány jsou metody založené na prediktivním řízení, pro zápis je použit stavový model.

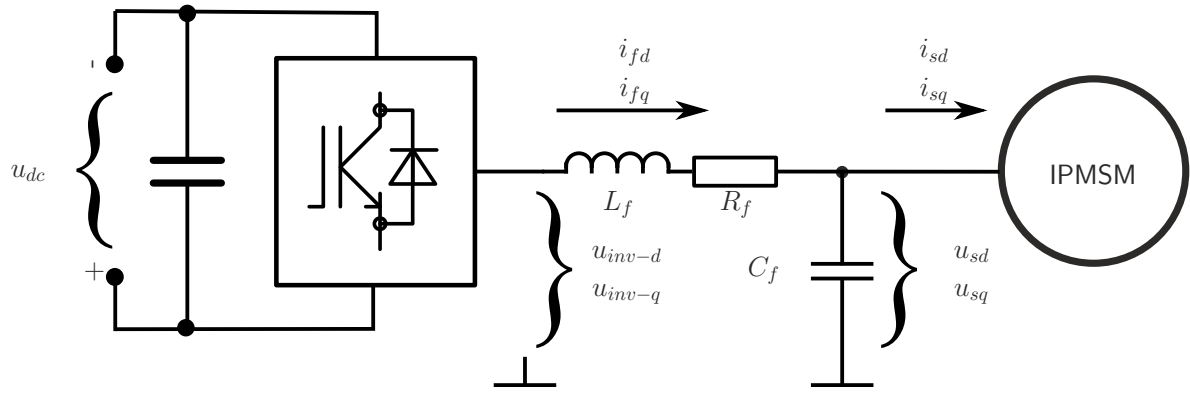
1.1 Stavový model

Použitý typ řízení využívá stavový model IPMSM s LC filtrem [1].

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1)$$

Jako stavové veličiny byly zvoleny proudy vinutím stroje, napětí na kondenzátoru LC filtru a proud indukčností LC filtru. Pro zohlednění vlivu permanentních magnetů je přidána složka 1, která se v čase nemění. Vstupy stavového modelu jsou výstupní napětí měniče. Vše je přepočítáno do rotujícího dq souřadného systému, svázaného s tokem permanentních magnetů na rotoru.

$$\begin{aligned} \mathbf{x} &= [i_{sd}, i_{sq}, u_{sd}, u_{sq}, i_{fd}, i_{fq}, 1]^T \\ \mathbf{u} &= [u_{inv-d}, u_{inv-q}] \end{aligned} \quad (2)$$



Obr. 1.1: Popis proudů a napětí stroje s LC filtrem v dq souřadném systému

$$\begin{aligned}
 \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{sd}} & \omega_{el} & \frac{1}{L_{sd}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{el} & -\frac{R_s}{L_{sq}} & 0 & \frac{1}{L_{sq}} & 0 & 0 & -\frac{\omega_{el}\psi_{pm}}{L_{sq}} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 & \omega_{el} & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} & -\omega_{el} & 0 & 0 & \frac{1}{C_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \omega_{el} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & -\omega_{el} & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \\
 \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3}$$

1.2 Diskretizace stavového modelu

Pro řízení systému v diskrétní oblasti je nutné diskretizovat i stavový model. Predikce stavových veličin pro další krok má tvar:

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \tag{4}$$

, kde $\mathbf{A}_d$ a $\mathbf{B}_d$ jsou diskretizované matice $\mathbf{A}$ a $\mathbf{B}$.

Přesnou diskretizaci modelu lze provést pomocí maticového exponentu (5).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= e^{\mathbf{A}dt} \\ \mathbf{B}_d &= \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{A}_d - \mathbf{I}) \mathbf{B} \end{aligned} \quad (5)$$

Přesná metoda má velké nároky na výpočetní výkon, není proto vhodná pro výpočty v reálném čase. Zavádí se proto aproximace pomocí Taylorova rozvoje.

Nejjednodušší variantou je diskretizace prvního řádu (Eulerova metoda) (6).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot dt \\ \mathbf{B}_d &= \mathbf{B} \cdot dt \end{aligned} \quad (6)$$

Se zvyšujícím se řádem roste i přesnost, např. použitím diskretizace 2. řádu (7).

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= \mathbf{I} + \mathbf{A} \cdot dt + \frac{1}{2} \mathbf{A}^2 \cdot dt^2 \\ \mathbf{B}_d &= \mathbf{B} \cdot dt + \frac{1}{2} \mathbf{A} \cdot dt^2 \mathbf{B} \end{aligned} \quad (7)$$

Pro testovaný stroj s LC filtrem je nutné využít minimálně dvoukrokovou diskretizaci, Eulerova metoda není dostatečně přesná. V článku [1] je využívána diskretizace 3. řádu, naše provedené simulační experimenty ukázaly minimální rozdíl oproti diskretizaci 2. řádu.

1.3 Předvýpočet požadovaných hodnot

Ze stavových rovnic samotného synchronního stroje:

$$\begin{aligned} \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \omega_{el} i_{sq} + \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} &= -\omega_{el} i_{sd} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \frac{\omega_{el} \psi_{pm}}{L_{sq}} \end{aligned} \quad (8)$$

vychází rovnice pro předvýpočet požadavků ostatních stavových veličin. V ustáleném stavu je možné zanedbat derivace proudu.

$$\begin{aligned} u_{sd}^* &= R_s i_{sd}^* - \omega_{el} L_{sq} i_{sq}^* \\ u_{sq}^* &= R_s i_{sq}^* + \omega_{el} L_{sd} i_{sd}^* + \omega_{el} \psi_{pm} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}\ddot{i}_{fd}^* &= \dot{i}_{sd}^* - \omega_{el} C_f u_{sq}^* \\ \dot{i}_{fd}^* &= i_{sq}^* + \omega_{el} C_f u_{sd}^*\end{aligned}\tag{10}$$

Vektor požadovaného stavu $\mathbf{x}^*$ má tvar:

$$\mathbf{x}^* = [\dot{i}_{sd}^*, \dot{i}_{sq}^*, u_{sd}^*, u_{sq}^*, i_{fd}^*, i_{fq}^*, 1]^T\tag{11}$$

1.4 Přírůstková forma

Pokud uvažujeme, že se otáčky stroje mění v čase relativně pomalu ($\frac{d\omega_{el}}{dt} = 0$), můžeme zavést zápis v přírůstkové formě:

$$\begin{aligned}\Delta x(k) &= x(k) - x(k-1) \\ \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1)\end{aligned}\tag{12}$$

Predikci stavových veličin pak lze provést jako:

$$\hat{x}(k+1) = x(k) + \mathbf{A}_d \Delta x(k) + \mathbf{B}_d \Delta u(k)\tag{13}$$

1.5 Další optimalizace

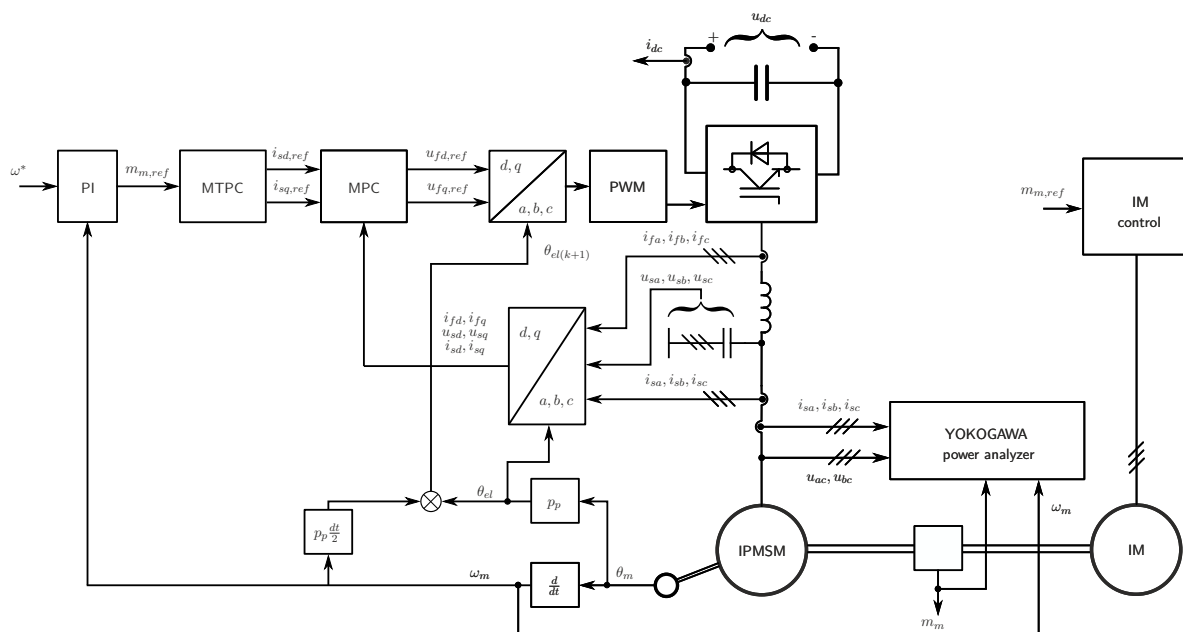
V článku [1] je dále použit Kalmanův filtr k estimaci napětí na kondenzátoru filtru a proudu indukčností filtru. V praxi to ušetří čidla proudu a napětí, jedinými senzory zůstávají čidla proudu strojem a čidlo polohy rotoru stroje.

2 MPC - Model Predictive Control

Reálná implementace PWM modulátoru vnáší do systému jednokrokové dopravní zpoždění. Pro výpočet akčního zásahu je nutné provést predikci stavu dle (13) a tuto hodnotu porovnávat s referencí.

2.1 FCS-MPC

Řízení popsané v článku [1] využívá prediktivní řízení s konečným počtem akčních zásahů (FCS-MPC). Spínací kombinace je vybrána za základě ztrátové funkce (14), která obsahuje



kvadratické odchylky proudu strojem, napětí na kondenzátoru a proudu indukčností LC filtru. Váhy jednotlivých penalizací jsou určeny maticí $\mathbf{W}$ (15).

$$g = [\hat{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}^*]^T \mathbf{W} [\hat{\mathbf{x}}(k+1) - \mathbf{x}^*] \quad (14)$$

$$\mathbf{W} = diag(1, 1, w_{ws}, w_{ws}, w_{if}, w_{if}, 1)^T \quad (15)$$

Nevýhodou FCS-MPC je požadavek na krátkou periodu vzorkování, protože konkrétní napěťový vektor je sepnut po celou dobu periody. To vede na velké zvlnění proudu, resp. momentu. Řízení dle článku [1] jsme simulačně ověřili pro tříúrovňový měnič použitý v článku, přesto je pro další použití zvlnění proudu (momentu) příliš vysoké.

2.2 GPC/Deadbeat control

Obecný prediktivní kontrolér (GPC) na základě modelu vypočítá požadované vstupní napětí pro dosažení požadovaných proudů a napětí na výstupu systému. Jednokroková verze prediktivního regulátoru se označuje jako Deadbeat control (16).

$$\mathbf{u}^*(k) = \mathbf{B}_d^{-1}(\mathbf{x}^* - \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k)) \quad (16)$$

Pokud matice B_d není čtvercová (nelze vytvořit inverzní matici), je nutné využít matici penalizací W a vytvořit ekvivalentní matici:

$$B_d^{-1} \sim (B_d^T W B_d)^{-1} B_d^T W \quad (17)$$

Zápis v přírůstkové formě má tvar:

$$\Delta u^*(k) = (B_d^T W B_d)^{-1} B_d^T W [(x^* - \hat{x}(k+1)) - A_d \Delta x(k+1)] \quad (18)$$

$$u^*(k) = u(k-1) + \Delta u^*(k) \quad (19)$$

Řídicí veličiny u je možné transformovat do fázových souřadnic abc a zavést je do vstupu PWM modulátoru pro generování spínacích pulzů měniče. Výhodou je možnost dosažení nízké nebo nulové střední hodnoty napětí na výstupu měniče v rámci jedné periody.

Nutnou součástí algoritmu je saturace požadované hodnoty napětí dle maximálních možností měniče.

$$u_{inv}^*(k) = \frac{u^*(k)}{|u^*(k)|} \cdot \frac{U_{dc}}{2} \quad (20)$$

Přírůstková forma kompenzuje chybu predikce stavu v případě, že je chyba predikce konstantní.

$$\begin{aligned} \Delta x(k) &= x(k) - x(k-1) \\ &= (x^* - x(k)) - A_d \Delta x(k) \\ &= x^* - x(k) - A_d x(k) + A_d x(k-1) \\ &= x^* - x(k) - \hat{x}(k+1) + \hat{x}(k) \\ &= [x^* - \hat{x}(k+1)] + [x(k) - \hat{x}(k)] \\ &= [x^* - \hat{x}(k+1)] + \hat{e}(k) \\ &= [x^* - (x(k+1) + \hat{e}(k+1))] + \hat{e}(k) \\ &= [x^* - x(k+1)] + \hat{e}(k) - \hat{e}(k+1) \end{aligned} \quad (21)$$

2.2.1 Integrační složka

Samotný Deadbeat GPC regulátor funguje pouze jako proporční složka PI regulátoru. Integrační složku je možné vypočítat nezávisle na Deadbeat GPC regulátoru a podobně jako u PI

regulátoru ji sečíst s výstupem proporční složky.

$$\begin{aligned}u_{inv-d} &= u_{d-MPC} + u_{d-Integ} \\u_{inv-q} &= u_{q-MPC} + u_{q-Integ}\end{aligned}\tag{22}$$

Integrační (sumační) část se vypočte na základě odchylky proudu strojem:

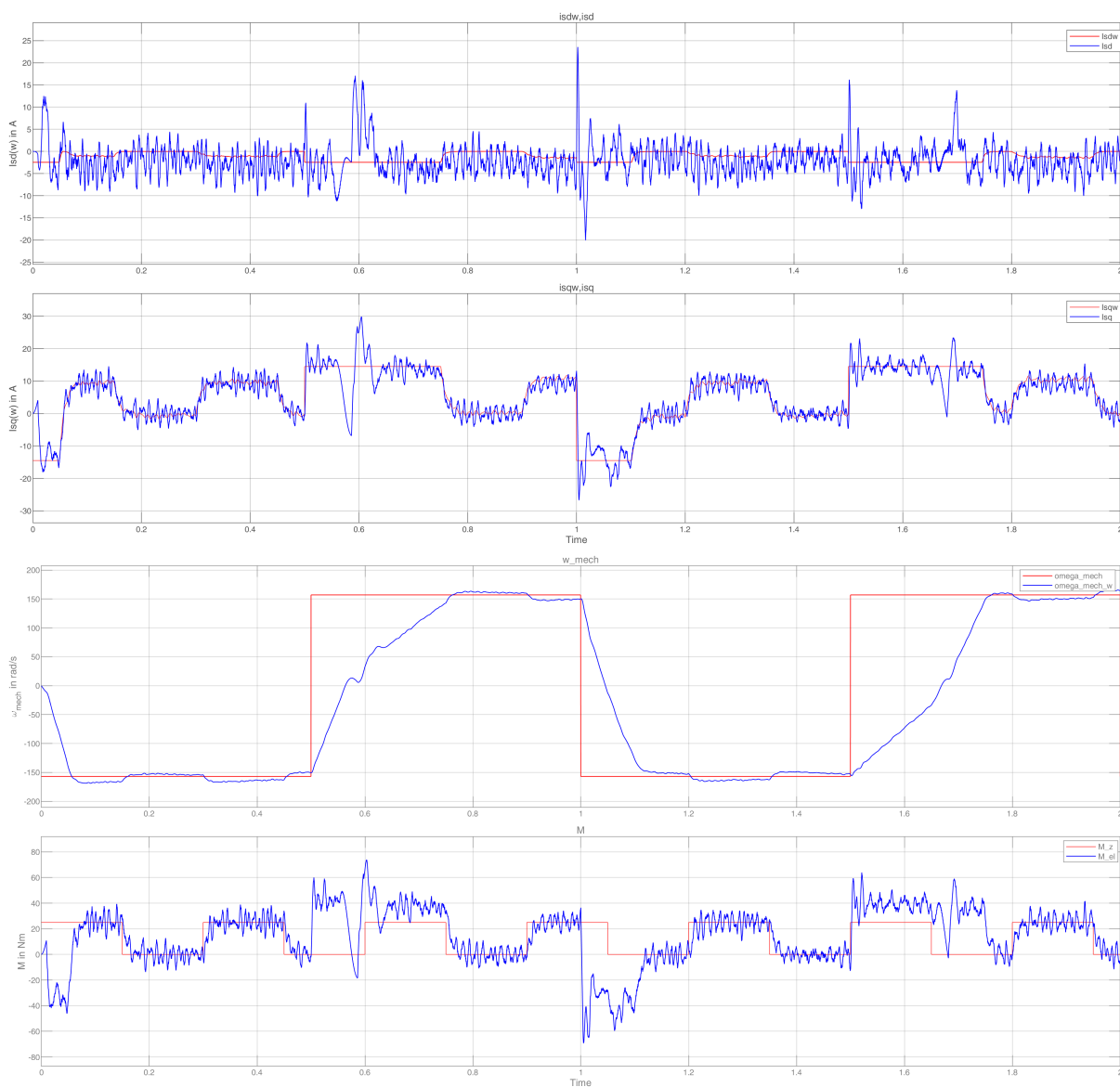
$$\begin{aligned}u_{d-Integ}(k) &= u_{d-Integ}(k-1) + K_I(i_{sd}^* - i_{sd}) \\u_{q-Integ}(k) &= u_{q-Integ}(k-1) + K_I(i_{sq}^* - i_{sq})\end{aligned}\tag{23}$$

Nezbytné je zastavení integrace při překročení omezovače napětí (nebo antiwindup funkce).

3 Simulace

Pro zobrazení průběhů simulace byl vybrán testovací průběh, který zadává požadovanou rychlost otáčení stroje (jmenovité otáčky v obou směrech) a s jinou periodou mění zátěžný moment stroje z nuly na určitou hodnotu (odpovídá asi $2/3$ jmenovitého momentu stroje). Výsledky jsou zobrazeny na Obr. 3.1 pro metodu FCS-MPC, na Obr. 3.2 pro regulaci proudu stroje pomocí PI regulátorů a na Obr. 3.3 pro navrhovanou metodu MPC (GPC). Všechny metody byly testovány při stejné vzorkovací a spínací frekvenci, což se promítlo do vysokého zvlnění proudu u metody FCS-MPC. Pro porovnání je uveden i výsledek simulace řízení s LQ regulátorem popsáním v [2].

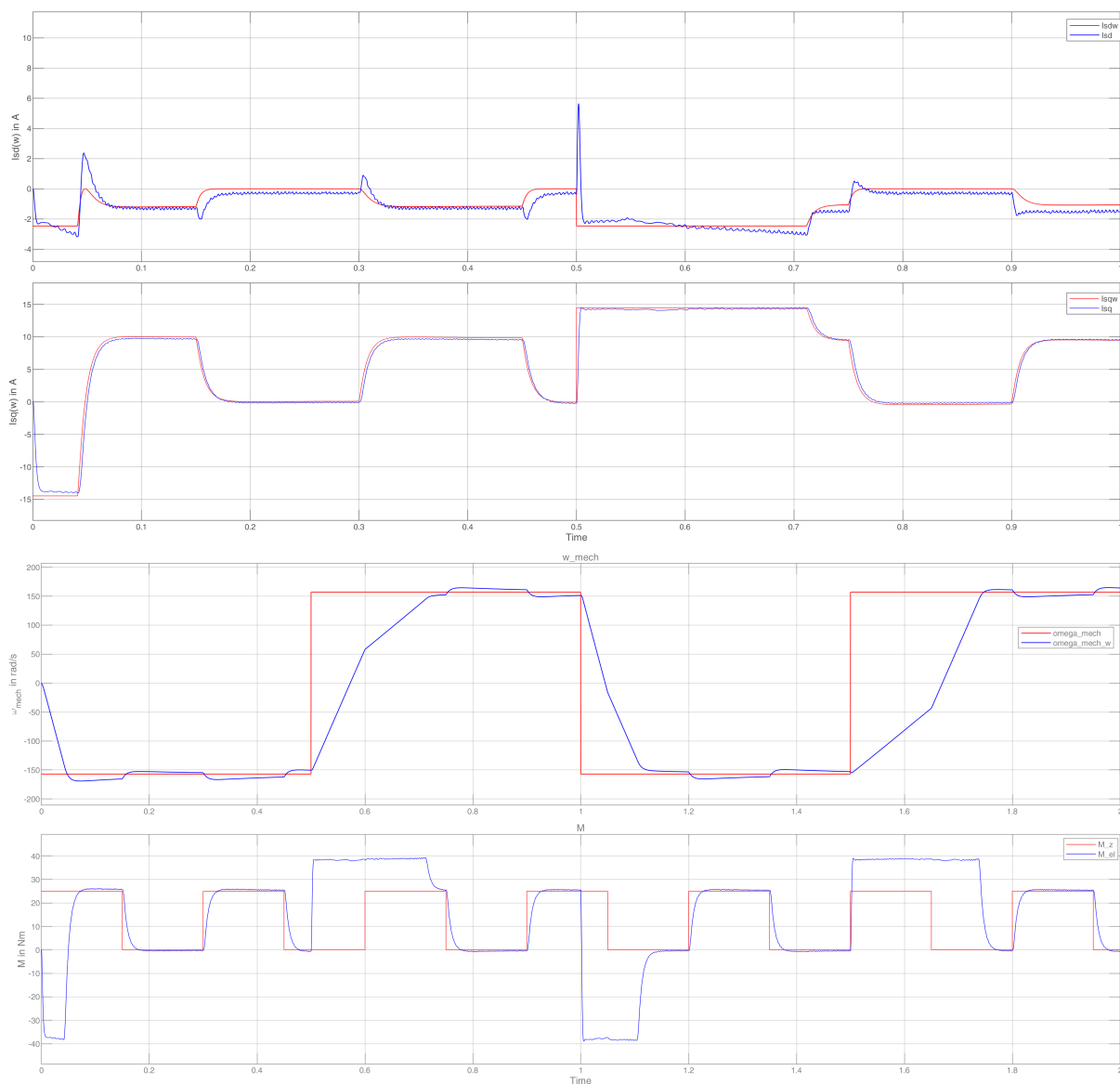
3.1 Bez uvažování dopravního zpoždění PWM



Obr. 3.1: FCS-MPC - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq



Obr. 3.2: PI regulace proudů stroje - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq



Obr. 3.3: MPC (GPC) - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq

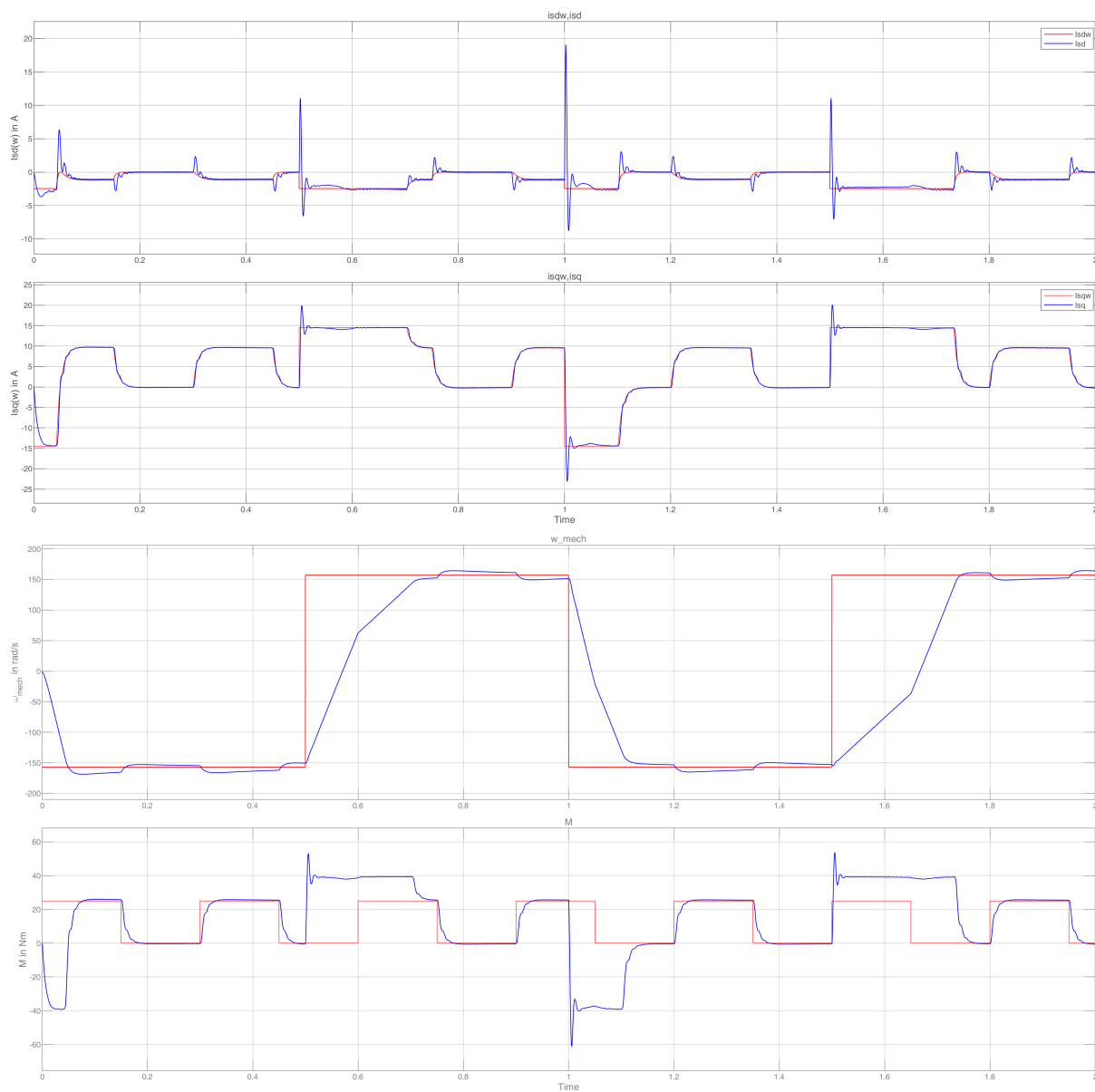
3.2 S uvažováním dopravního zpoždění PWM

Během periody PWM dojde k (mírné) změně polohy souřadného systému dq . Aby výsledné proudy v systému dq odpovídaly referencím, bylo nutné pro zpětnou Parkovu transformaci přidat predikci polohy o 1/2 periody PWM.

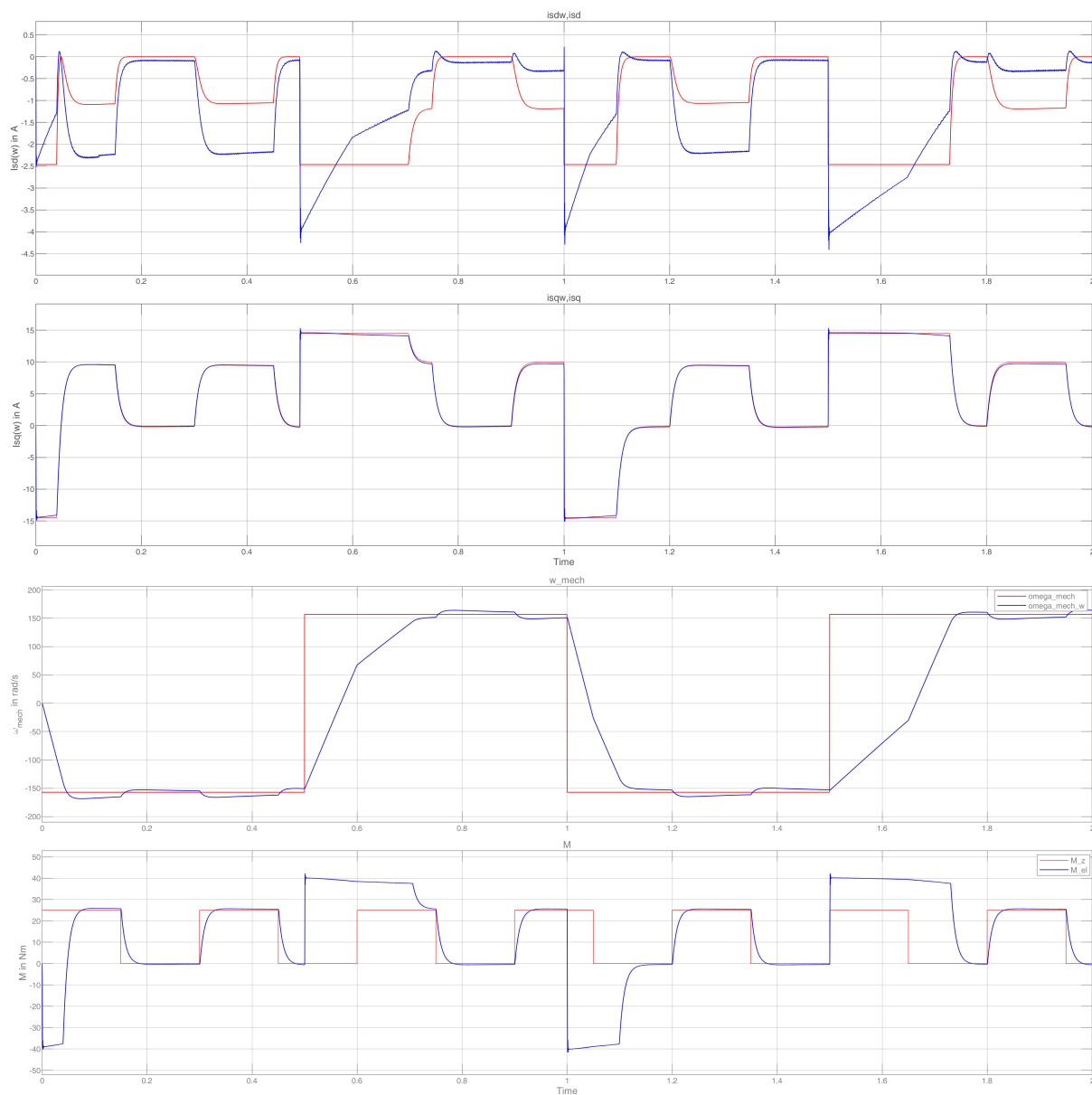
$$\vartheta = \vartheta_{sensor} + p_p \omega_m \frac{dt}{2}$$



Obr. 3.4: PI regulace proudů stroje - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM



Obr. 3.5: MPC (GPC) - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM



Obr. 3.6: LQ regulátor [2] s nulovým zadáním pro harmonické reference - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM

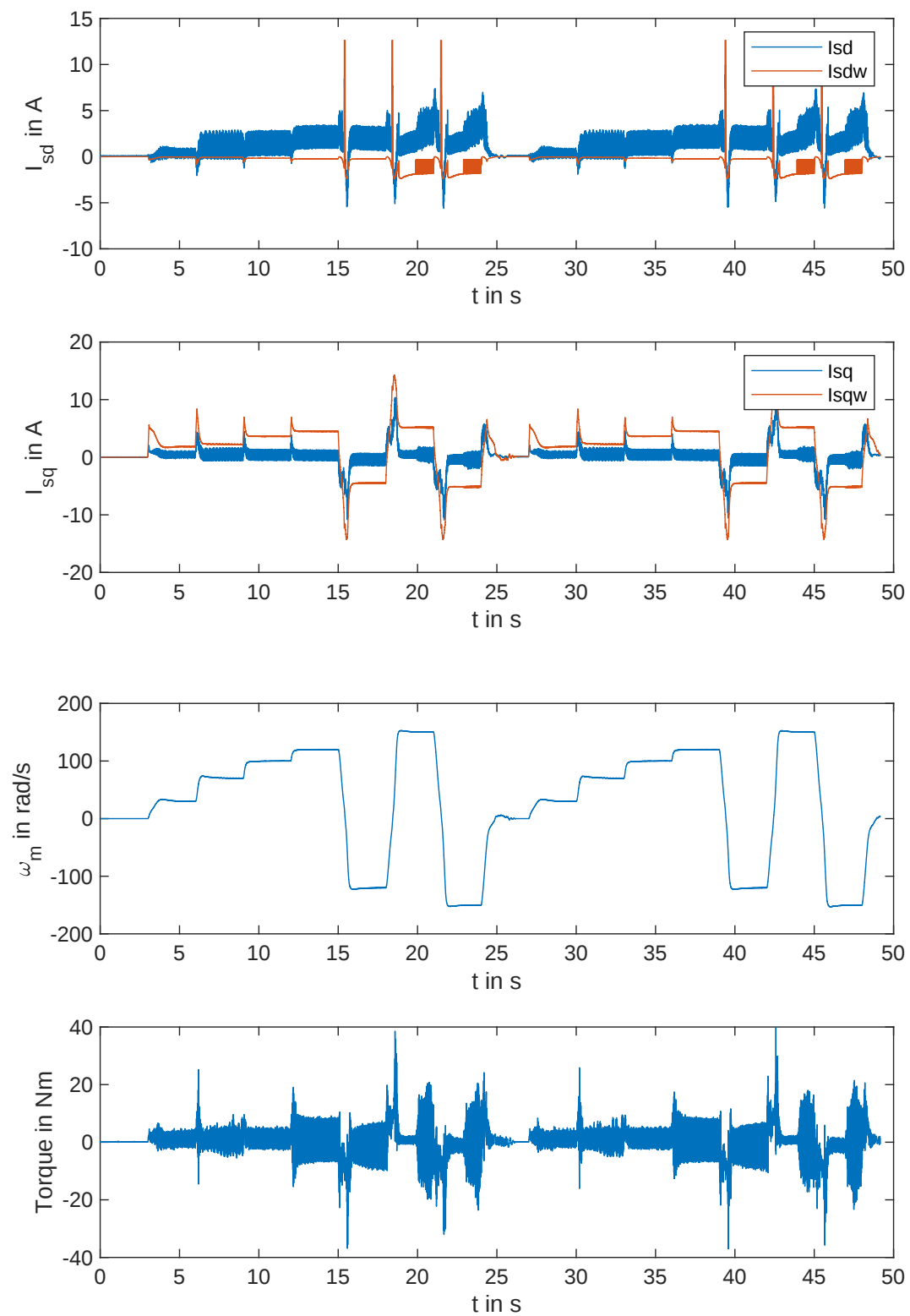
4 Experimentální měření

4.1 Implementace

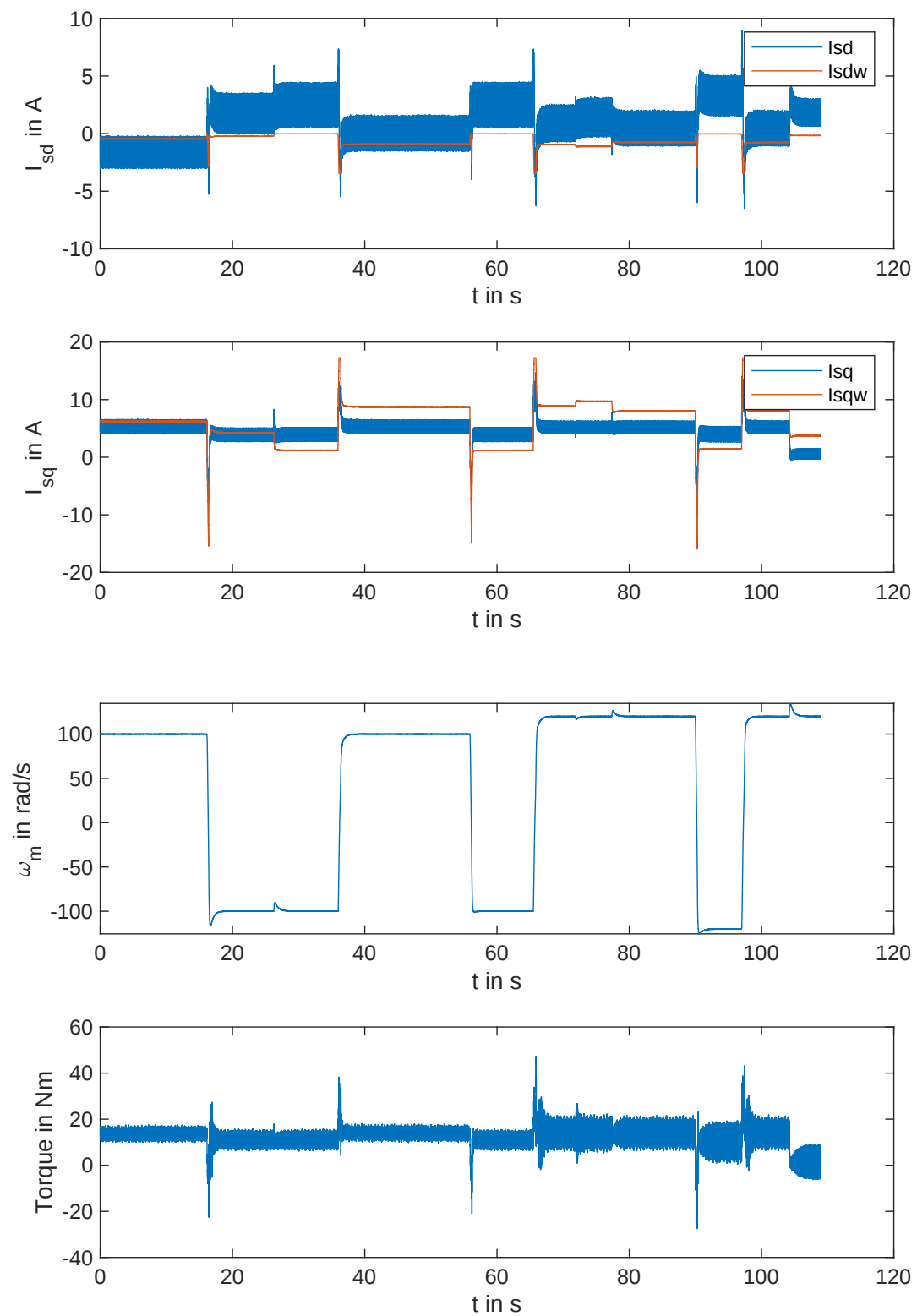
Pomocí Matlabu a Symbolic toolboxu byl algoritmus řízení a diskretizace stavových matic vygenerován jako sada funkcí v jazyce C. Ověření proběhlo pomocí simulace, kdy byl kód v jazyce C vložen ve formě S-funkce. Výsledky simulace jsou srovnatelné se simulačním kódem v Matlabu/Simulinku.

4.2 Měření - GPC

Měřicí cyklus proběhl v otáčkovém režimu, konkrétně s hodnotami [0, 30, 70, 100, 120, -120, 150, -150] rad/s, každá po dobu 3s.



Obr. 4.1: Automaticky nastavovaný rychlostní profil, nezatížený motor



Obr. 4.2: Manuálně nastavovaný rychlostní profil, 20% zatížený motor

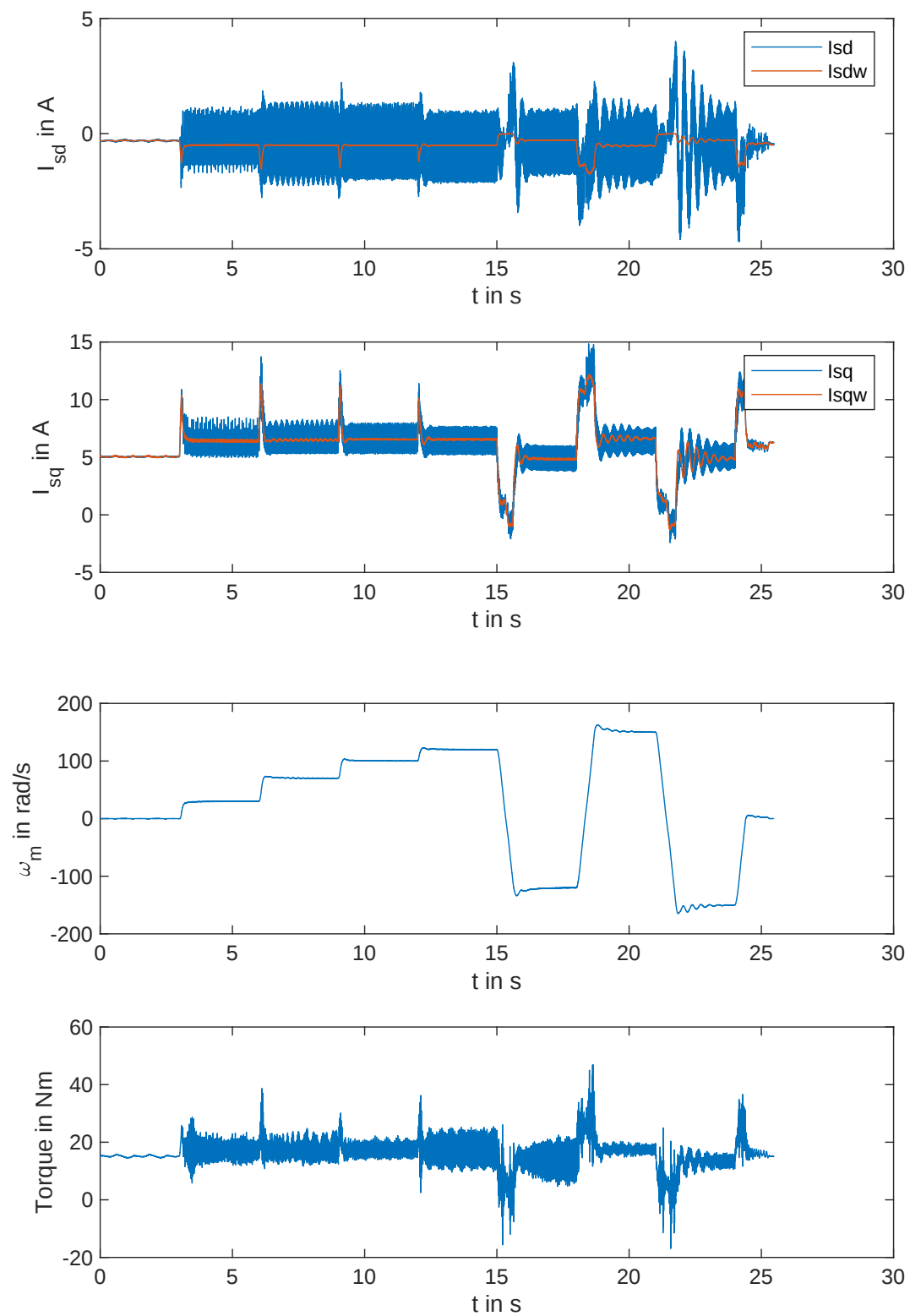
Na experimentálním měření je patrné výrazné zvlnění proudu vlivem drážkování stroje. Na

rozdíl od simulace je problém i s dosažením požadovaných hodnot proudu v ustáleném stavu. Problém neřeší ani prodloužení predikce polohy.

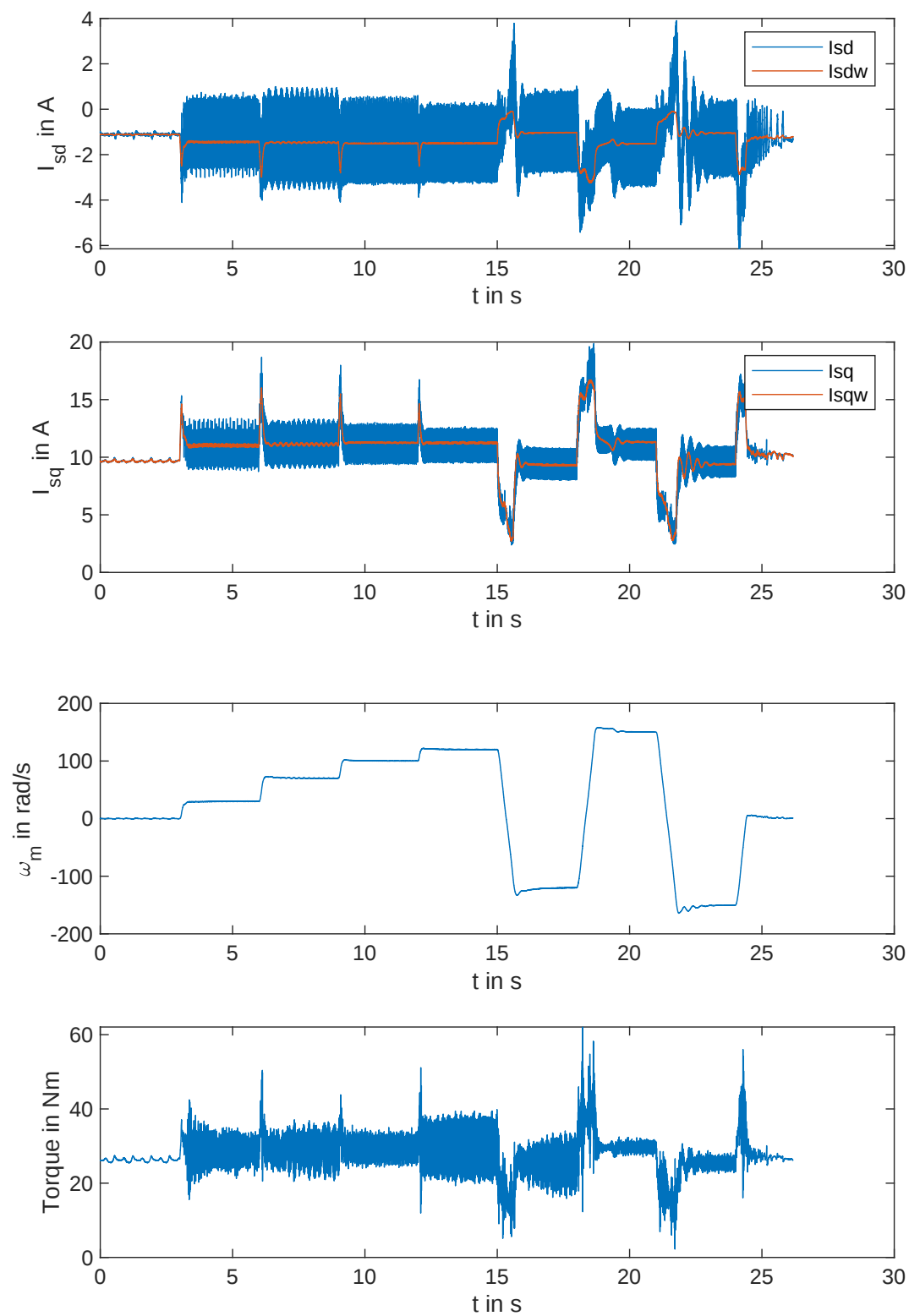
Řízení je v současné verzi schopné udržet požadované otáčky, zůstává ale vysoký rozkmit proudu i momentu.

4.3 Měření - GPC s integrační složkou

Měřicí cyklus proběhl v otáčkovém režimu se stejným zadáním jako v předchozím případě.



Obr. 4.3: GPC s integrační složkou. Automaticky nastavovaný rychlostní profil, stroj zatížený na 33% jmenovité hodnoty



Obr. 4.4: GPC s integrační složkou. Automaticky nastavovaný rychlostní profil, stroj zatížený na 66% jmenovité hodnoty

Integrační složka napětí řeší problém s dosažením hodnoty proudu v ustáleném stavu.

5 Závěr

Výzkumná zpráva se zabývá řízením IPMSM s LC filtrem pomocí metod prediktivního řízení. V simulacích funguje navrhovaná GPC (deadbeat) metoda řízení výrazně lépe než dosud používaná varianta řízení založená na PI regulátorech proudu za LC filtrem. Metoda FCS-MPC by pro srovnatelné výsledky potřebovala výrazně vyšší vzorkovací frekvenci regulátoru (rozkmit proudu během jedné periody PWM je z důvodu malé indukčnosti filtru v desítkách A), nebyla proto dále zkoumána. Metoda GPC s modulátorem byla ověřena i experimentálně. V kombinaci s integrační složkou sleduje otáčkovou referenci i při různé úrovni zatížení stroje.

Reference

- [1] Cheng Xue, Dehong Zhou, and Yunwei Li. Finite-control-set model predictive control for three-level npc inverter-fed pmsm drives with lc filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12):11980–11991, 2021.
- [2] A. Glac. Řízení PMSM s LC filtrem pomocí LQ regulátoru. In *Západočeská univerzita v Plzni, Plzeň*, 2022. Výzkumná zpráva.

Seznam obrázků

1.1	Popis proudů a napětí stroje s LC filtrem v dq souřadném systému	6
2.1	Celkové schéma řízení stroje	9
3.1	FCS-MPC - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq	13
3.2	PI regulace proudů stroje - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq	14
3.3	MPC (GPC) - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq	15
3.4	PI regulace proudů stroje - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM	16
3.5	MPC (GPC) - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM	17
3.6	LQ regulátor [2]s nulovým zadáním pro harmonické reference - Průběh požadovaných a skutečných proudů (nahore), otáček a momentu stroje (dole) v souřadném systému dq s uvažováním dopravního zpoždění PWM	18
4.1	Automaticky nastavovaný rychlostní profil, nezatížený motor	20
4.2	Manuálně nastavovaný rychlostní profil, 20% zatížený motor	21
4.3	GPC s integrační složkou. Automaticky nastavovaný rychlostní profil, stroj zatížený na 33% jmenovité hodnoty	23
4.4	GPC s integrační složkou. Automaticky nastavovaný rychlostní profil, stroj zatížený na 66% jmenovité hodnoty	24

Seznam tabulek

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum	Jméno
1	Všechny	První revize zprávy	01.03.2022	Antonín Glac