České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická
Katedra elektrických pohonů a trakce

Prediktivní řízení asynchronního motoru

Bakalářská práce

Matěj Plášil

Studijní program: Elektrotechnika, energetika a management
Studijní obor: Aplikovaná elektrotechnika

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.

Praha, květen 2024

Vedoucí práce:
Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D.
Katedra elektrických pohonů a trakce
Fakulta elektrotechnická
České vysoké učení technické v Praze
Technická 2
160 00 Praha 6
Česká Republika

Copyright © Květen 2024 Matěj Plášil

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Plášil** Jméno: **Matěj** Osobní číslo: **499021**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**

Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**

Specializace: **Aplikovaná elektrotechnika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Prediktivní řízení asynchronního motoru

Název bakalářské práce anglicky:

Predictive Control of Induction Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Popište možné způsoby modelování asynchronního motoru napájeného z měniče.
2. Popište princip vektorového řízení a přímého řízení momentu asynchronního motoru.
3. Prozkoumejte možnost využití prediktivního řízení v pohonech s asynchronními motory.
4. V prostředí MATLAB/Simulink implementuje vybranou strategii prediktivního řízení asynchronního motoru.
5. Na vybraných průbězích demonstrujte chování a funkčnost vašeho modelu řízení.

Seznam doporučené literatury:

[1] J. Rodriguez and P. Cortes, Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. Hoboken: Wiley, 2012.
[2] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo and J. Rodriguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
[3] J. Rodriguez et al., "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 4, pp. 3927-3942, April 2022.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D. katedra elektrických pohonů a trakce FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **15.02.2024** Termín odevzdání bakalářské práce: **24.05.2024**

Platnost zadání bakalářské práce: **21.09.2025**

Ing. Ondřej Lipčák, Ph.D. podpis vedoucí(ho) práce	podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D. podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

. Datum převzetí zadání

Podpis studenta

© ČVUT v Praze, Design: ČVUT v Praze, VIC

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze, květen 2024

.....
Matěj Plášil

Poděkování

Zde bych chtěl poděkovat svému vedoucímu Ing. Ondřeji Lipčákovi, Ph.D. za odborné vedení mé bakalářské práce. „Děkuji za zábavné téma, za správná rozhodnutí, za vstřícnost a cenné rady.” Na tomto místě také děkuji své rodině za jejich podporu při studiu i v životě.

Abstrakt

Elektrické pohony jsou v dnešní době nedílnou součástí výrobního průmyslu. Se vzrůstajícími nároky průmyslových aplikací vzniká tlak na kvalitu a přesnost řídicích procesů elektrických pohonů. Vývoj v oblasti výkonové elektroniky, mikroprocesorových systémů a umělé inteligence umožňuje rozvoj řídicích technik elektrických pohonů. Jednou z větví těchto řídicích strategií jsou techniky prediktivního řízení.

Tato práce vychází z principu prediktivní techniky řízení Model Predictive Control (MPC). Myšlenku MPC v praxi reprezentují metody Finite-Control-Set Model Predictive Control (FCS-MPC) a Continuous-Control-Set Model Predictive Control (CCS-MPC). Metoda FCS-MPC pracuje s variabilní spínací frekvencí na rozdíl od metody CCS-MPC, kde je díky modulátoru použita fixní spínací frekvence. Hlavním záměrem práce je detailně pospat metodu FCS-MPC, přičemž metoda CCS-MPC je zmíněna pouze okrajově.

Práce dokumentuje implementaci metody FCS-MPC do prostředí Simulink, kde byl pro testování metody sestaven výkonový model. Hlavní prvky metody FCS-MPC, jako prediktivní model a optimalizace v časovém rámci, jsou zahrnuty v řídicí části. Práce dále popisuje chování metody během řízení asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Výsledky jsou vyhodnoceny pomocí simulace průběhů daných veličin. Závěrem je zhodnocení řídicí metody FCS-MPC.

Klíčová slova: Prediktivní řízení, Model Predictive Control, Finite Control Set, asynchronní motor, regulátor.

Abstract

Electric drives are an integral part of today's manufacturing industry. With the increasing demands of industrial applications, there is pressure on the quality and accuracy of the control processes of electric drives. Developments in power electronics, microprocessor systems, and artificial intelligence enable the advancement of control techniques for electric drives. One branch of these control strategies is predictive control techniques.

This work is based on the principle of the Model Predictive Control (MPC) technique. In practice, the idea of MPC is represented by the methods FCS-MPC and CCS-MPC. The FCS-MPC method operates with a variable switching frequency, in contrast to the CCS-MPC method, which uses a fixed switching frequency thanks to a modulator. The main aim of this work is to detail the FCS-MPC method, with the CCS-MPC method being mentioned only marginally.

The work documents the implementation of the FCS-MPC method into the Simulink environment, where a power model was assembled for testing the method. The main elements of the FCS-MPC method, such as the predictive model and optimization within the time frame, are included in the control part. The work also describes the behavior of the method during the control of a squirrel-cage induction motor. The results are evaluated using simulations of the given quantities. In conclusion, the control method FCS-MPC is evaluated.

Keywords: Predictive control, Model Predictive Control, Finite Control Set, Induction Machine, controller.

Seznam tabulek

3.1 Spínací stavy napěťových vektorů [6] 10

6.1 Štítkové údaje asynchroního motoru 18
6.2 Parametry asynchronního stroje 18

Seznam obrázků

2.1 Třífázový systém vinutí statoru a, b, c a rotoru A, B, C [3] 3
2.2 Clarkové transformace fázových napětí 5

3.1 Obvodové schéma třífázového napěťového střídače [3] 8
3.2 Hexagon základních napěťových vektorů [6] 9

4.1 Klasifikace metod prediktivního řízení používaných ve výkonové elektronice [6] 12

5.1 FCS-MPC blokový diagram [12] 15
5.2 CCS-MPC blokový diagram [11] 16

6.1 Výkonová část simulačního modelu 19
6.2 Řídicí část simulačního modelu 19
6.3 Konstrukce výstupního subsystému řídicí části 21
6.4 Blokové schéma regulace otáčivé rychlosti Asynchronní motor (AM) 22
6.5 Rovnice rotorového toku $\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k)$ v Triggered Subsystému 25
6.6 Výpočet hnacího momentu M v Triggered Subsystému 28

7.1 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 800\ \mathrm{min}^{-1}$ 32
7.2 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 800\ \mathrm{min}^{-1}$ 32
7.3 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 800\ \mathrm{min}^{-1}$ 33
7.4 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 800\ \mathrm{min}^{-1}$ 33
7.5 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$ 34
7.6 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$ 34
7.7 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$ 35

7.8 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$ 35
7.9 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ s použitím centrální diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm, $M_\mathrm{z} = 20$ Nm a $M_\mathrm{z} = 30$ Nm 37
7.10 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d resp. i_q s použitím centrální diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm, $M_\mathrm{z} = 20$ Nm a $M_\mathrm{z} = 30$ Nm 37
7.11 Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ s použitím dopředné diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm, $M_\mathrm{z} = 20$ Nm a $M_\mathrm{z} = 30$ Nm 38
7.12 Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d resp. i_q s použitím dopředné diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_\mathrm{z} = 10$ Nm, $M_\mathrm{z} = 20$ Nm a $M_\mathrm{z} = 30$ Nm 38
7.13 Simulované průběhy hnacího momentu M a mechanických otáček rotoru n během rozběhu na žádanou hodnotu 800 min^{-1} při nezatíženém stroji . . . 39

Seznam zkratek

AM Asynchronní motor. x, 1, 6, 22, 40

CCS-MPC Continuous-Control-Set Model Predictive Control. vii, 14, 16

DTC Direct Torque Control. 9

FCS-MPC Finite-Control-Set Model Predictive Control. vii, x, 1, 14, 15, 17, 19, 21, 24, 28, 30, 40

MPC Model Predictive Control. vii, 1, 12, 13, 16

PI Proporcionálně Integrační. 14

PID Proporcionálně Integračně Derivační. 1

SVM Space Vector Modulation. 15

Obsah

Seznam tabulek **ix**

Seznam obrázků **x**

Seznam zkratek **xii**

1 Úvod **1**

2 Matematický model asynchronního stroje **2**
2.1 Předpoklady odvození matematického modelu 2
2.2 Vlastní a vzájemné indukčnosti stroje 2
2.2.1 Tokové rovnice 3
2.3 Clarkové transformace 4
2.3.1 Matice přechodu 4
2.3.2 Zavedení prostorového vektoru 5
2.4 Parkova transformace 5
2.5 Výsledné rovnice asynchronního stroje 6

3 Třífázový napěťový střídač **8**
3.1 Zavedení napěťových vektorů 9

4 Prediktivní řízení **11**
4.1 Výhody aplikace prediktivního řízení ve výkonové elektronice 11
4.2 Metody prediktivního řízení výkonových měničů a pohonů 11

5 Model Predictive Control **13**
5.1 Úvod 13
5.2 Výhody a nevýhody MPC 13
5.3 Aplikace MPC z hlediska výkonového měniče 14
5.3.1 Finite-Control-Set Model Predictive Control 14
5.3.2 Continuous-Control-Set Model Predictive Control 15

6 Simulační schéma metody Finite-Control-Set MPC **17**
6.1 Výkonová část 17
6.2 Řídicí část 19
6.3 Regulace otáčivé rychlosti 21
6.3.1 Výpočet saturace otáčkového regulátoru 22
6.4 Sestavení prediktivního modelu 23
6.4.1 Definice napěťových vektorů 25
6.4.2 Diskretizace rovnice statorového proudu 26

6.5 Minimalizace ztrátové funkce 27
6.6 Výpočet hnacího momentu 28
6.7 Konfigurace použitého řešiče 28

7 Simulační výsledky **30**
7.1 Rozběh asynchronního motoru metodou FCS-MPC 30
7.2 Postupné zatěžování na hřídeli 36

8 Závěr **40**

Kapitola 1

Úvod

V minulém století v oblasti automatických zpětnovazebních systémů dominoval Proporcionálně Integračně Derivační (PID) regulátor. V dnešní době se PID regulátory stále hojně používají v jednoduchý aplikacích jako například regulace průtoku, tlaku, výšky hladiny a v mnoha dalších aplikacích. Nicméně několik nevýhod musí být uvedeno. Ačkoli existuje několik metod pro nalezení konstant PID regulátoru, často je obtížné nalézt správnou parametrizaci a to zejména u nelineárních nebo časově proměnných systémů. Další nevýhodou PID algoritmu je schopnost pracovat s omezeními. Například základní návrh PID je neefektivní pro zařízení s nutným omezením dead time [1],[2].
Právě výše uvedené nevýhody klasického řízení eliminuje metoda pokročilého řízení MPC. Původní zakladatelé teorie MPC zdůraznily, že klasické řízení dokonale vyhovuje 90% všem regulačním problémům. Pouze pro zbývající zlomek je třeba aplikovat pokročilé řízení. Zde je třeba podotknout, že MPC je vhodný přístup téměř pro všechny aplikace. Zároveň hlavní myšlenka MPC nemusí být omezena pouze na pohony elektrické. Samotná aplikace metody MPC je velmi intuitivní a srozumitelná [2].
Schopnost předvídat budoucí chování v kombinaci s výše uvedenými výhodami činí z MPC skvělou alternativu pro řízení široké škály pohonných systémů.
Naše práce zprvu popisuje konstrukci matematického modelu AM. Následně je uvedeno prediktivní řízení a detailní popis techniky MPC. Cílem práce je simulovat řízení AM metodou FCS-MPC. Proto následující kapitoly obsahují popis konstrukce simulačního modelu v prostředí Simulink a vyhodnocení simulovaných výsledků. Práce je zakončena závěrem, kde je metoda FCS-MPC objektivně zhodnocena.

Kapitola 2

Matematický model asynchronního stroje

Abychom vytvořily prediktivní model, o kterém pojednává sekce 6.4, potřebujeme odvodit matematický model zátěže. V této kapitole bude stručně popsán matematický model asynchronního stroje.

2.1 Předpoklady odvození matematického modelu

- Motor je napájen třífázovou souměrnou soustavou, všechna napětí jsou harmonická,
- tloušťka vzduchové mezery je konstantní, drážkování se zanedbává,
- statorová vinutí jsou rozložena po obvodu vzduchové mezery sinusově, vinutí jednotlivých fází jsou vůči sobě natočena o 120°,
- ztráty v železe jsou zanedbány,
- motor pracuje v lineární části magnetizační charakteristiky, neuvažujeme vliv sycení magnetického obvodu,
- statorová a rotorová vinutí jsou souměrná, mají stejnou impedanci [3].

2.2 Vlastní a vzájemné indukčnosti stroje

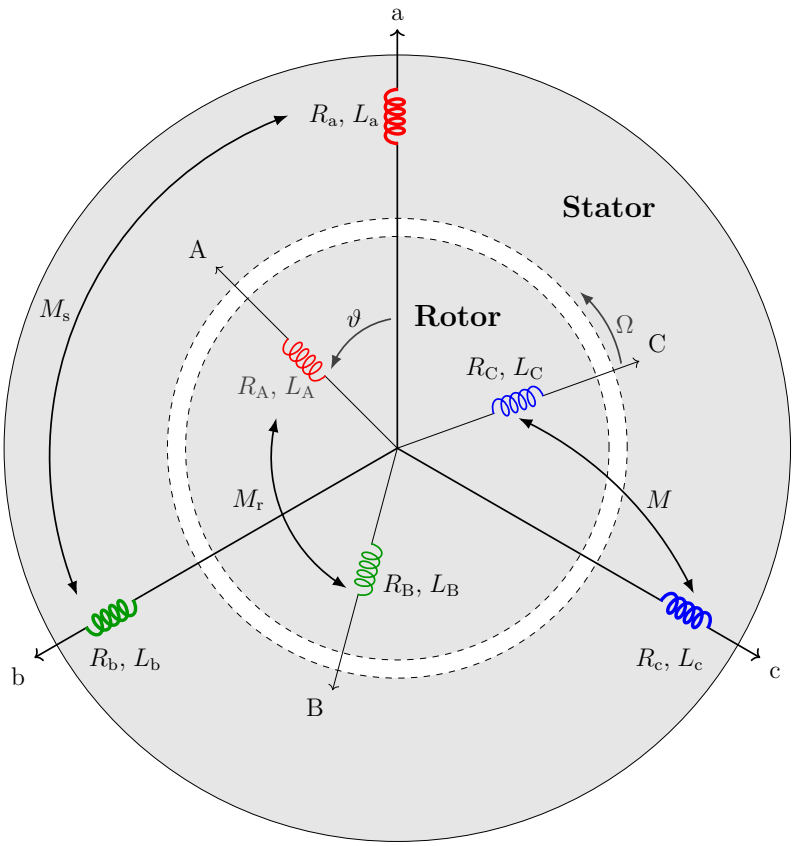
Třífázový asynchronní motor s vinutou kotvou má tři statorová a tři rotorová vinutí. Pro sestavení rovnic označme činné odpory vinutí a jednotlivé indukčnosti asynchronního motoru [3]:

- $L_{\mathrm{a}} = L_{\mathrm{b}} = L_{\mathrm{c}}$ vlastní indukčnosti jedné fáze statorového vinutí,

- M_s vzájemná indukčnost dvou fází statorového vinutí,
- $L_\mathrm{A} = L_\mathrm{B} = L_\mathrm{C}$ vlastní indukčnost jedné fáze statorového vinutí,
- M_r vzájemná indukčnost dvou fázi rotorového vinutí,
- M vzájemná indukčnost odpovídajících si fází statorového a rotorového vinutí.

Indukčnost M je proměnná s natočením rotoru ϑ [3].

Vhodné znázornění asynchronního motoru s vinutou kotvou je na (2.1).



Obrázek 2.1: Třífázový systém vinutí statoru a, b, c a rotoru A, B, C [3]

2.2.1 Tokové rovnice

Pro spřažené magnetické toky ψ_k můžeme napsat celkem šest tokových rovnic. Spřažený magnetický tok je definován statickou definicí indukčnosti

$$\psi = \sum \Phi = LI. \tag{2.1}$$

S využitím diagramu (2.1) odvodíme tokovou rovnici pro vinutí fáze a. Odvození je analogické pro všechna vinutí. S ohledem na Obrázek 2.1 napíšeme tokovou rovnice fáze a ve tvaru [3]:

$$\psi_a = L_s i_a + i_b M_s \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) + i_c M_s \cos\left(-\frac{2}{3}\pi\right) + i_A M \cos(\vartheta) + i_B M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right). \quad (2.2)$$

Máme-li vinutí spojeno do hvězdy, pak platí [3]:

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (2.3)$$

$$i_A + i_B + i_C = 0. \quad (2.4)$$

Tokové rovnice lze dále zjednodušit dosazením rovnice (2.4→2.2):

$$\psi_a = L_1 i_a + i_A M \cos(\vartheta) + i_B M \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) + i_C M \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right), \quad (2.5)$$

kde $L_1 = L_s + \frac{1}{2}M_\mathrm{s}$ značí výslednou indukčnost jedné fáze statorového vinutí. Indukčnost jedné fáze rotorového vinutí označíme $L_2 = L_r + \frac{1}{2}M_\mathrm{r}$.

Analogickým způsobem vyjádříme zbývající tokové rovnice.

2.3 Clarkové transformace

Clarkové transformace byla publikována ve třicátých letech minulého století americkou elektroinženýrkou Edith Clarke. Ke Clarkové transformaci můžeme přistupovat s využitím matice přechodu, nebo zavedením prostorového vektoru [3].

2.3.1 Matice přechodu

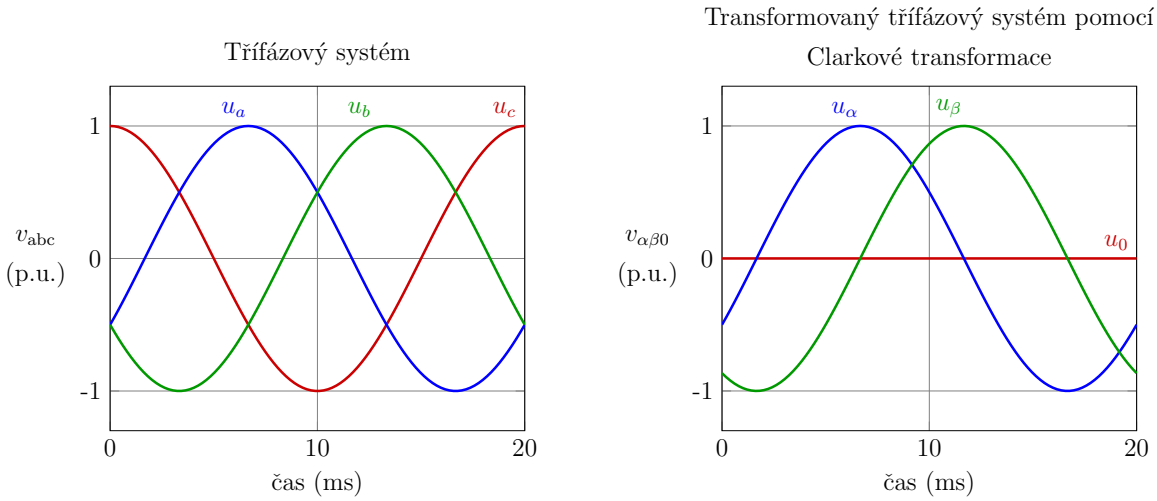
Clarkové transformace je definována maticí přechodu $\boldsymbol{A}$ ze soustavy abc do soustavy spřažené se statorem $\alpha\beta 0$. Souřadná soustava $\alpha\beta 0$ má ortonormální bázi. Vynásobením vektoru vyjádřeném vzhledem soustavě $\boldsymbol{v}_{\mathbf{abc}}$ maticí $\boldsymbol{A}$ obdržíme vektor jehož souřadnice jsou vyjádřeny vzhledem ortonormální bázi $\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\alpha\beta 0}}$ [4].

$$\boldsymbol{v}_{\boldsymbol{\alpha\beta 0}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{v}_{\mathbf{abc}} \quad (2.6)$$

Za standardní Clarkové transformaci je považována forma amplitudově invariantní. V prostředí Simulink je amplitudově invariantní Clarkové transformace definována předpisem [4]:

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\mathrm{a} \\ v_\mathrm{b} \\ v_\mathrm{c} \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

Na Obrázku 2.2 je vidět aplikace Clarkové transformace na třífázové napětí sítě. Okamžitá hodnota napětí je vyjádřena v poměrných jednotkách.



Obrázek 2.2: Clarkové transformace fázových napětí

2.3.2 Zavedení prostorového vektoru

Druhou možností přístupu je zavedení prostorového vektoru. Z Clarkové transformace plyne možnost vektorové reprezentace třífázových napětí vzhledem komplexní rovině $\alpha\beta 0$. Zavádíme prostorový vektor, který je definován jako

$$\boldsymbol{v} = u_{\mathrm{aN}} + u_{\mathrm{bN}}\boldsymbol{a} + u_{\mathrm{cN}}\boldsymbol{a^2}, \tag{2.8}$$

kde $\boldsymbol{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi}$, $u_{\mathrm{aN}}, u_{\mathrm{bN}}, u_{\mathrm{cN}}$ jsou napětí jednotlivých větví střídače proti záporné svorce střídače.

Pro operátory natočení platí:

$$1 + \boldsymbol{a} + \boldsymbol{a^2} = 0. \tag{2.9}$$

2.4 Parkova transformace

Parkovu transformaci můžeme chápat jako transformaci prvku ze systému abc, nebo vektoru vzhledem soustavě $\alpha\beta 0$ do rotující souřadné soustavy $dq0$, která je pevně spřažena s rotorem. V souřadné soustavě $dq0$ se složky vektorů stanou stejnosměrnými veličinami

[5]. V prostředí Simulink je Parkova transformace ze systému *abc* do souřadného systému $dq0$ definována, jak je uvedeno v [4]:

$$\begin{pmatrix} v_\mathrm{d} \\ v_\mathrm{q} \\ v_0 \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\mathrm{a} \\ v_\mathrm{b} \\ v_\mathrm{c} \end{pmatrix} \tag{2.10}$$

2.5 Výsledné rovnice asynchronního stroje

Bez dalšího odvození odcitujeme šest napěťových a šest tokových rovnic asynchronního motoru vzhledem k soustavě *abc*.

Napěťové rovnice statorového a rotorového vinutí [3]:

$$u_\mathrm{a} = R_\mathrm{s} i_\mathrm{a} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{a}}{\mathrm{d}t}, \qquad u_\mathrm{b} = R_\mathrm{s} i_\mathrm{b} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{b}}{\mathrm{d}t}, \qquad u_\mathrm{c} = R_\mathrm{s} i_\mathrm{c} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{c}}{\mathrm{d}t}, \tag{2.11}$$

$$u_\mathrm{A} = R_\mathrm{r} i_\mathrm{A} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{A}}{\mathrm{d}t}, \qquad u_\mathrm{B} = R_\mathrm{r} i_\mathrm{B} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{B}}{\mathrm{d}t}, \qquad u_\mathrm{C} = R_\mathrm{r} i_\mathrm{C} + \frac{\mathrm{d}\psi_\mathrm{C}}{\mathrm{d}t}. \tag{2.12}$$

Tokové rovnice [5]:

$$(\psi_\mathrm{a}, \psi_\mathrm{b}, \psi_\mathrm{c}, \psi_\mathrm{A}, \psi_\mathrm{B}, \psi_\mathrm{C})^\mathrm{T} = \begin{pmatrix} L_\mathrm{s} & 0 & 0 & M\cos\vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) \\ 0 & L_\mathrm{s} & 0 & \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M\cos\vartheta & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \\ 0 & 0 & L_\mathrm{s} & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & M\cos\vartheta \\ M\cos\vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & L_\mathrm{r} & 0 & 0 \\ \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M\cos\vartheta & \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & 0 & L_\mathrm{r} & 0 \\ \cos\left(\vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) & M\cos\vartheta & 0 & 0 & L_\mathrm{r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\mathrm{a} \\ i_\mathrm{b} \\ i_\mathrm{c} \\ i_\mathrm{A} \\ i_\mathrm{B} \\ i_\mathrm{C} \end{pmatrix} \tag{2.13}$$

S využitím Parkovy transformace můžeme rovnice vyjádřit vzhledem k soustavám $\alpha\beta0$ spřažené se statorem a rotující soustavě $dq0$. Výsledné transformované rovnice AM v obecném souřadném systému otáčejícím se rychlostí ω_k vůči statoru, se nejčastěji udávají ve tvaru [5]:

$$\boldsymbol{u}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}} = R_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}}}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{k}}\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}}, \tag{2.14}$$

$$\boldsymbol{u}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}} = R_{\mathrm{r}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}} + \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}}}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}\left(\omega_{\mathrm{k}} - \omega\right)\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}}, \tag{2.15}$$

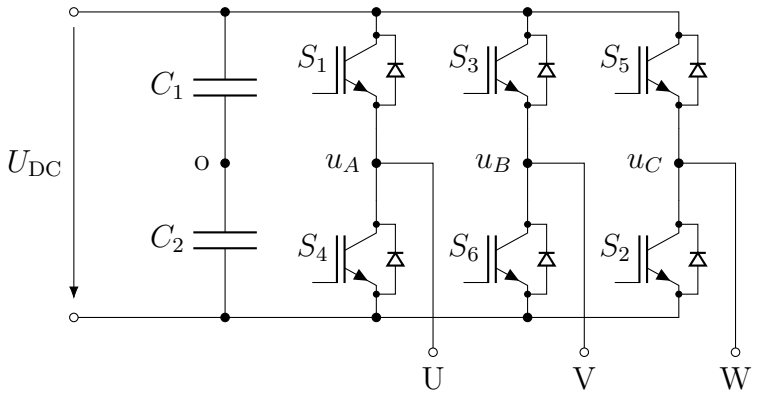
$$\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}} = L_{\mathrm{s}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}} + L_{\mathrm{m}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}}, \tag{2.16}$$

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}} = L_{\mathrm{r}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{r}}^{\mathbf{k}} + L_{\mathrm{m}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{\mathbf{k}}. \tag{2.17}$$

Kapitola 3

Třífázový napěťový střídač

Asynchronní motor nemůže být sám zdrojem napětí, proto musí být napájen pouze z takového typu střídače, který je schopen zajistit komutaci svých součástek [3]. Nejběžnější takovým střídačem je třífázový střídač, jehož obvodové schéma je na Obrázku 3.1. Jedná se o měnič ze stejnosměrného napětí na střídavé napětí požadované frekvence. Střídač má šest větví, v každé větvi je vypínatelná součástka s antiparalelně zapojenou zpětnou diodou [3].

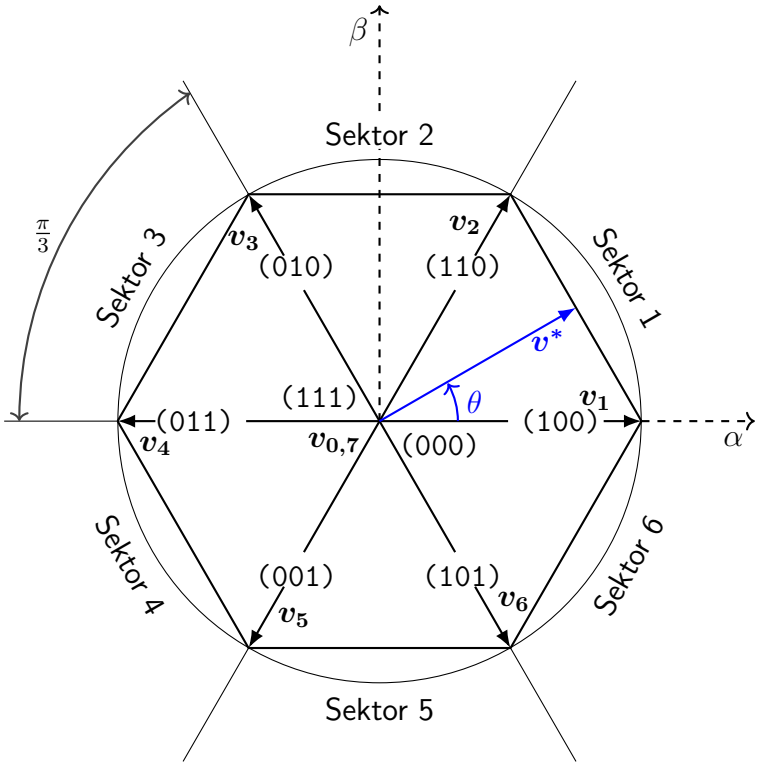


Obrázek 3.1: Obvodové schéma třífázového napěťového střídače [3]

Protože proces vypínání u výkonových součástek trvá obecně déle než proces zapínání, může dojít k současnému vedení komplementární dvojice spínačů, například S_1 a S_4. Vedení obou spínačů komplementární dvojice ve stejném časovém okamžiku způsobí zkrat stejnosměrného meziobvodu. Tomu lze zabránit implementací dead time, kdy v každém cyklu zpozdíme náběžnou hranu řídicích pulzů pro vypínatelné součástky o odpovídající čas.

3.1 Zavedení napěťových vektorů

Třífázový napěťový střídač umožňuje osm přípustných kombinací sepnutí tranzistorů. Jednotlivé kombinace sepnutí představují napěťové vektory $\boldsymbol{v}$. Směr změny statorového toku odpovídá, po zanedbání statorového odporu R_s, směru směrnice tečny statorového toku $\boldsymbol{\psi_s}$ [6]. Této skutečnosti využívá řídicí technika Direct Torque Control (DTC). Grafické znázornění napěťových vektorů je zakresleno na Obrázku 3.2.



Obrázek 3.2: Hexagon základních napěťových vektorů [6]

S využitím Clarkové transformace reprezentujeme třífázové napětí v_abc prostorovým vektorem, viz 2.3.2. Výstupní napětí třífázového střídače závisí na spínacím stavu každé fáze a velikosti napětí na stejnosměrném meziobvodu U_{DC} [6]:

$$v_\mathrm{xN} = S_\mathrm{x} U_\mathrm{DC}, \tag{3.1}$$

kde $x = \{a, b, c\}$.
Dosazením (3.1) do (2.8) dostáváme:

$$\boldsymbol{v} = \frac{2}{3} U_\mathrm{DC} \left(S_\mathrm{a} + \boldsymbol{a} S_\mathrm{b} + \boldsymbol{a^2} S_\mathrm{c} \right), \tag{3.2}$$

kde koeficient $(2/3)U_\mathrm{DC}$ reprezentuje velikost napěťových vektorů $\boldsymbol{v_1}$ až $\boldsymbol{v_6}$. Spínacích kombinace $S_\mathrm{abc} = (0,\ 0,\ 0)$ a $S_\mathrm{abc} = (1,\ 1,\ 1)$ odpovídají nulovým napěťovým vektorům $\boldsymbol{v_0}$ a $\boldsymbol{v_7}$ jejichž velikost je nulová.

Možné spínací kombinace jsou uvedeny v Tabulce 3.1.

S_a	S_b	S_c	Napěťový vektor $\boldsymbol{v}$
0	0	0	$\boldsymbol{v_0} = 0$
1	0	0	$\boldsymbol{v_1} = \frac{2}{3}U_\mathrm{DC}$
1	1	0	$\boldsymbol{v_2} = \frac{1}{3}U_\mathrm{DC} + \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}U_\mathrm{DC}$
0	1	0	$\boldsymbol{v_3} = -\frac{1}{3}U_\mathrm{DC} + \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}u_\mathrm{DC}$
0	1	1	$\boldsymbol{v_4} = -\frac{2}{3}U_\mathrm{DC}$
0	0	1	$\boldsymbol{v_5} = -\frac{1}{3}U_\mathrm{DC} - \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}U_\mathrm{DC}$
1	0	1	$\boldsymbol{v_6} = \frac{1}{3}U_\mathrm{DC} - \mathrm{j}\frac{\sqrt{3}}{3}U_\mathrm{DC}$
1	1	1	$\boldsymbol{v_7} = 0$

Tabulka 3.1: Spínací stavy napěťových vektorů [6]

Kapitola 4

Prediktivní řízení

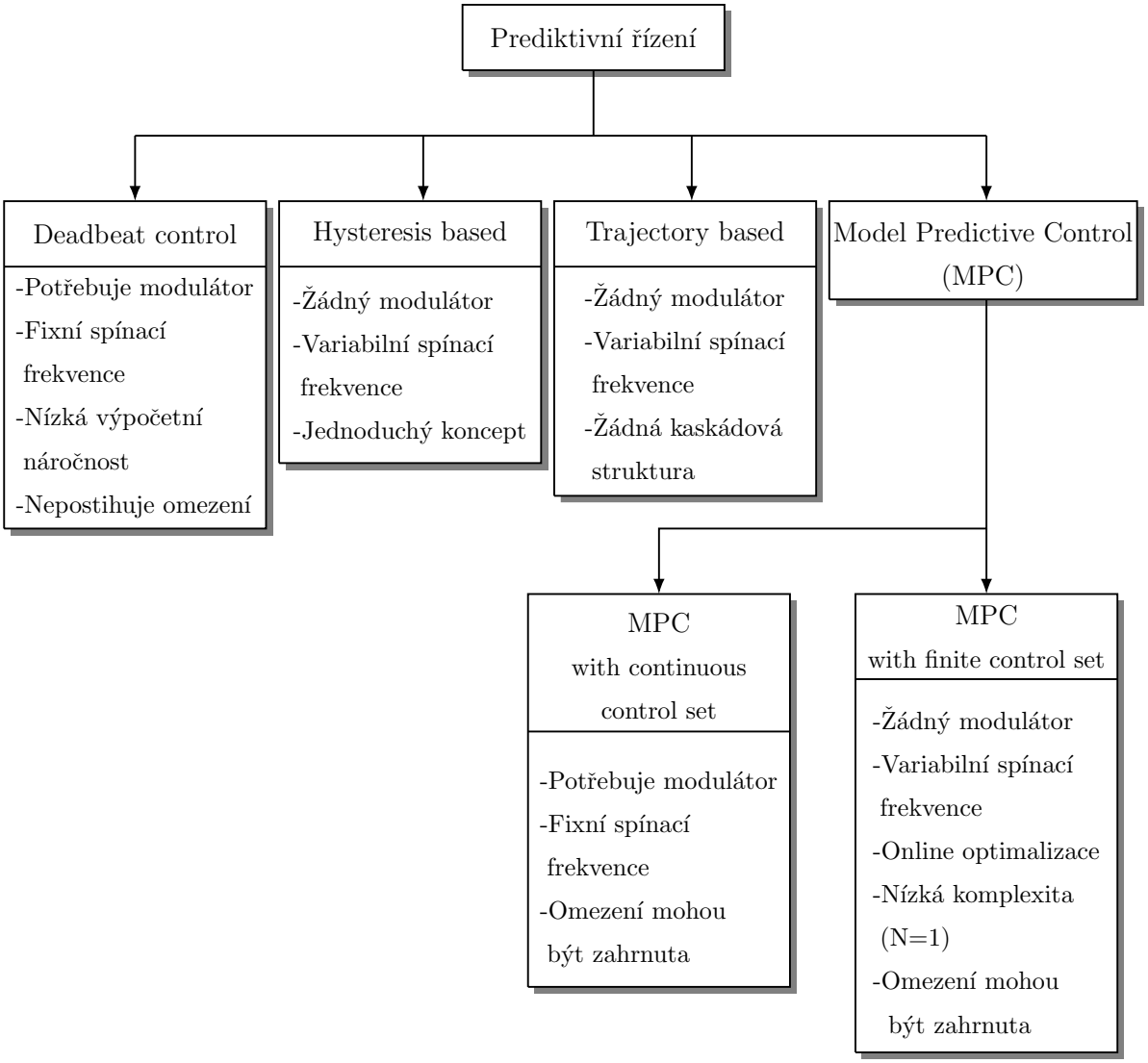
4.1 Výhody aplikace prediktivního řízení ve výkonové elektronice

Výkonové měniče a pohony jsou nelineární systémy, které zahrnují lineární a nelineární části. Elektrický pohon sestává z kombinace elektrotechnických zařízení, jejichž stavy jsou zpravidla řízeny diskrétními vstupními signály. Z pohledu řízení musíme zvážit limity systému a restrikce dané bezpečností [3], [6].
V dnešní době většina řídicích metod pracuje s diskrétními časovými kroky. Tyto řídicí strategie jsou implementovány v rámci řídicích platform, jejichž výpočetní schopnosti se neustále zlepšují [6].
Výše uvedené charakteristiky pohonu, inovace v oblasti mikroelektroniky a znalost modelu elektrických zařízení jsou důvody proč zvolit prediktivní řízení, které pracuje s diskrétním časem, omezení jsou jednoduše implementovatelná a umožňuje práci s nelineárními systémy [6].

4.2 Metody prediktivního řízení výkonových měničů a pohonů

Základní charakteristikou prediktivního řízení je model systému, který umožňuje předpovědět budoucí chování řízených proměnných. Predikovaná informace je použita k dosažení optimálního ovládání podle předdefinovaného optimalizačního kritéria. Optimalizační kritéria se různí dle použité techniky prediktivního řízení [6].
Optimalizační kritérium prediktivního řízení na bázi hystereze drží řízenou proměnou v mezích hysterezního pásma [6]. Metoda Deadbeat control predikuje řídicí zásah tak, aby odchylka od žádané hodnoty byla nulová. Metoda má rychlou odezvu na přechodné jevy a

skvělé vlastnosti v ustáleném stavu. V rámci prediktivního řízení založeném na trajektorii jsou proměnné nuceny sledovat předdefinovanou trajektorii [6]. Metoda MPC využívá pro optimalizaci minimalizace ztrátové funkce [6]. Dnes se metoda uplatňuje v průmyslu a odvětví elektromobility, kde jsme pomocí modelu schopni předpovědět budoucí trajektorii vozidla [6]–[8].



Obrázek 4.1: Klasifikace metod prediktivního řízení používaných ve výkonové elektronice [6]

Kapitola 5

Model Predictive Control

5.1 Úvod

MPC je široce rozšířená technologie pro návrh řízení komplexních multivariabilních procesů. MPC bylo vyvinuto v 60. letech, přičemž zájem průmyslu o řídicí techniku odstartoval až o dakádu později. MPC bylo uspěšně používáno v chemickém průmyslu, kde díky dostatečně dlouhým časovým konstantám nevznikají vysoké nároky na výpočetní systémy. První aplikace MPC ve výkonové elektornice se objevily v 80. letech u systémů s nízkou spínací frekvencí. K dalšímu rozvoji MPC přispěla inovace mikroprocesorových systémů [6],[9].

5.2 Výhody a nevýhody MPC

MPC popisuje širokou škálu řídicích technik, nikoli specifickou metodu řízení. Společnými znaky jsou model zátěže pro predikci budoucího chování systému a minimalizace ztrátové funkce. Tato struktura nám poskytuje následující výhody:

- aplikace pro širokou škálu systémů,
- postihuje multivariabilní případy,
- snadné zahrnutí nelinearit do modelu,
- jednoduché ošetření omezení [6].

Nevýhodami jsou vysoký počet početních operací a přímý vliv kvality použitého modelu zátěže na kvalitu řízení [6].

5.3 Aplikace MPC z hlediska výkonového měniče

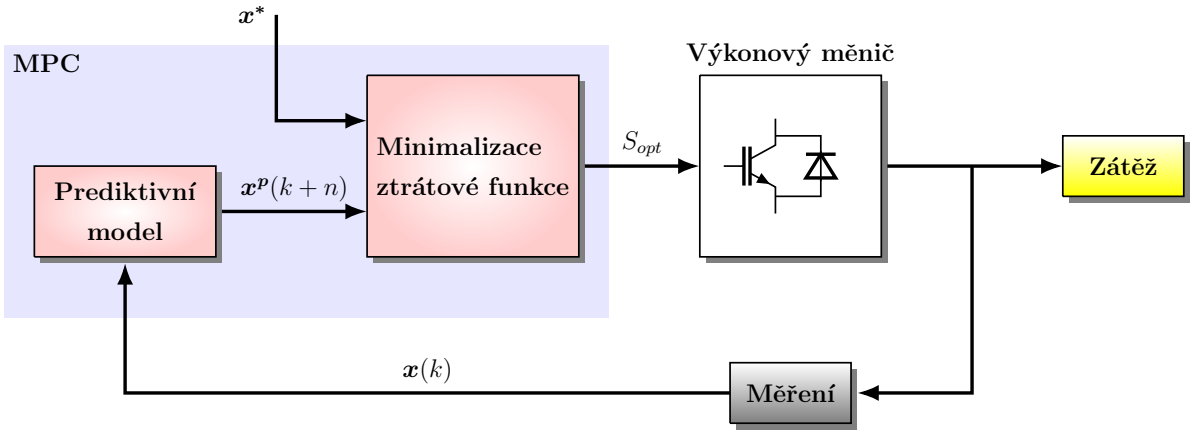
Z pohledu výkonového měniče rozlišujeme dvě základní metody prediktivního řízení založené na modelu zátěže.
První metodou je FCS-MPC, která se díky následujícím výhodám:

- krátká doba odezvy,
- snadná práce s nelinearitami a omezeními,
- jednoduchá a přímočará implementace,

stala populární metodou v oblasti elektrických pohonů [10]. Pro výše uvedené výhody byla metoda blíže analyzována v kapitole 6.
Druhou a zároveň alternativní metodou k FCS-MPC je CCS-MPC, která je popsána v sekci 5.3.2.

5.3.1 Finite-Control-Set Model Predictive Control

Metoda eliminuje potřebu modulátoru a lineárního Proporcionálně Integrační (PI) regulátoru. V případě chyby FCS-MPC vytvoří korekční řídicí zásah před tím, než dojde k nežádoucí změně obvodových veličin. Narozdíl od FCS-MPC reagují jiné řídicí techniky na chybu až po změně obvodových veličin [11].
Technika FCS-MPC je obecně kombinací tří základních subsystémů, jmenovitě extrapolace, prediktivního modelu a ztrátové funkce. Blok extrapolace na základě známé posloupnosti hodnot odhadne budoucí žádanou hodnotu. Z hlediska zadání této bakalářské práce jsou žádané hodnoty konstantní a blok extrapolace nemá vůbec žádný význam. Prediktivní model vypočítává budoucí hodnoty řízených proměnných. Ztrátová funkce bývá obvykle definována jako absolutní hodnota rozdílu referenční a predikované proměnné [11].
FCS-MPC je založeno na konečném počtu možných spínacích stavů výkonového měniče [6]. Spínací stavy, které minimalizují odchylku od žádané hodnoty jsou aplikovány přímo na měnič [11].
Pro simulační účely této práce jsme do role výkonového měniče zvolili třífázový napěťový střídač. Třífázový střídač je schopen sepnout osm napěťových vektorů, jak je popsáno v sekci 3.1. Úloha pro FCS-MPC spočívá v nalezení optimálního napěťového vektoru v každé periodě pracovního cyklu.

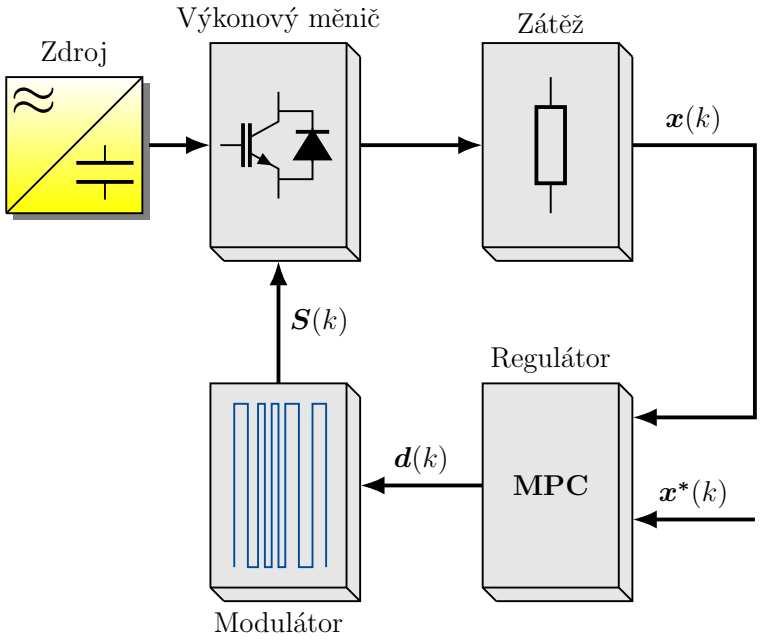


Obrázek 5.1: FCS-MPC blokový diagram [12]

Na obrázku 5.1 je blokově znázorněno obecné schéma metody FCS-MPC. Vstupem do bloku minimalizace ztrátové funkce je žádaná hodnota x^* a hodnota predikovaná $x^p(k+n)$, kde n vyjadřuje počet kroků. Predikovaná hodnota je odhadnuta v prediktivním modelu s využitím hodnot aktuálních $x(k)$, získaných měřením a hodnot minulých $x(k-n)$. Výstupem bloku minimalizace je optimální řídicí zásah S_{opt}, kterým je řízen výkonový měnič. V oblasti výkonové elektroniky je zátěž napájena z výkonového měniče, jehož výstupem jsou obvodové veličiny o daných parametrech.

5.3.2 Continuous-Control-Set Model Predictive Control

Algoritmus řízení metody je založen na predikci stavových proměnných pomocí diskrétního modelu systému. Abychom získali optimální řídicí zásah, minimalizujeme ztrátovou funkci s využitím predikovaných stavových proměnných. Na rozdíl od FCS-MPC metoda pracuje ve spojitých pracovních cyklech. V případě třífázových výkonových měničů je nutné použít modulátor, obvykle Space Vector Modulation (SVM) [11].



Obrázek 5.2: CCS-MPC blokový diagram [11]

Obrázek 5.2 znázorňuje obecné schéma metody CCS-MPC. Do bloku MPC vstupují aktuální změřená hodnota na zátěži $\boldsymbol{x}(k)$ a žádaná hodnota $\boldsymbol{x}^*(k)$. Výstupem bloku MPC, resp. vstupem do bloku modulátoru je střída $\boldsymbol{d}(k)$ [11]. Modulovaný signál $\boldsymbol{S}(k)$ je přiveden na hradla spínačů výkonového měniče.

Kapitola 6

Simulační schéma metody Finite-Control-Set MPC

Pro sestavení simulačního modelu jsme použili nástroj Simulink, který je součástí programu MATLAB R2023b. Účelem simulace je prozkoumat a zhodnotit prediktivní metodu řízení FCS-MPC. Similační model je rozdělen na výkonovou a řídicí část. Pro sestavení výkonové části modelu jsme využili bloky, které jsou součástí knihovny Simscape Electrical.

6.1 Výkonová část

Vstupní člen výkonové části simulačního modelu tvoří stejnosměrný zdroj. Stejnosměrný zdroj nahrazuje v praxi používanou kombinaci usměrňovače a filtru. Filtr obvykle tvoří kondenzátory, které slouží pro vyhlazení usměrněného napětí. Použitím stejnosměrného zdroje zanedbáváme nepříznivé vlivy způsobené usměrňovačem. Zároveň pro vyvedení středu stejnosměrného meziobvodu jsou použity rezistory. Protože v praxi se liší velikost napětí na stejnosměrném meziobvodu v závislosti na použitém usměrňovači, stanovili jsme hodnotu $U_{\mathrm{DC}} = 550$ V.

Stejnosměrný obvod napájí třífázový napěťový střídač. Třífázový střídač je blíže popsán v sekci 3. V simulačním modelu sestává třífázový střídač z ideálních polovodičových spínačů, které jsou opatřeny zpětnými diodami.

Zátěž tvoří asynchronní motor s kotvou nakrátko. Vinutí asynchronního motoru je spojeno do hvězdy. Štítkové parametry stroje jsou následující:

P_n	3,6 kW
I_n	11,5 A
U_n	380 V
f_n	50 Hz
$\cos\varphi_\mathrm{n}$	0,8
n_n	935 ot $\cdot$ min^{-1}
p_p	3

Tabulka 6.1: Štítkové údaje asynchroního motoru

kde P_n je jmenovitý výkon stroje, I_n je jmenovitý fázový proud stroje, U_n je jmenovité sdružené napětí stroje, f_n je jmenovitá napájecí frekvence stroje, $\cos\varphi_\mathrm{n}$ je jmenovitý účiník stroje, n_n jsou jmenovité otáčky stroje a p_p je počet pólpárů.
Parametry stroje, které se používají v rámci jeho matematického modelu, byly získány z klasických zkoušek naprázdno a nakrátko. Moment setrvačnosti byl změřen doběhovou metodou:

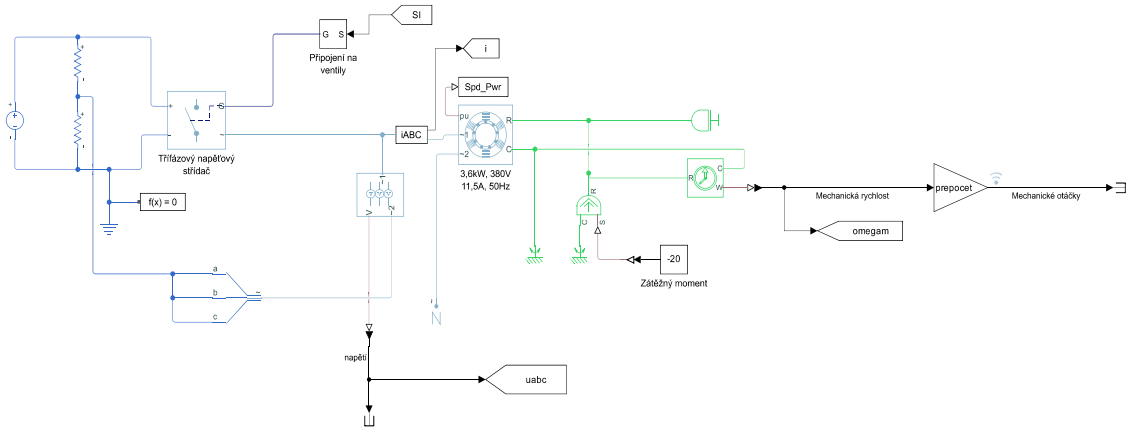
Parametr	Hodnota	Jednotka
R_s	1,7	Ω
R_r	3	Ω
$L_{\mathrm{s}\sigma}$	13,9	mH
$L_{\mathrm{r}\sigma}$	13,9	mH
L_m	175	mH
L_s	188,9	mH
L_r	188,9	mH
J	0,1	kg $\cdot$ m^2

Tabulka 6.2: Parametry asynchronního stroje

kde R_s, resp. R_r je statorový, resp. rotorový odpor, $L_{\mathrm{s}\sigma}$, resp. $L_{\mathrm{r}\sigma}$ je statorová, resp. rotorová rozptylová indukčnost, L_m je magnetizační indukčnost, L_s, resp. L_r je statorová, resp. rotorová indukčnost a J je moment setrvačnosti hřídele.
V simulačním modelu je asynchronní motor doplněn o ideální zdroj aktivního zátěžného momentu a ideální senzor mechanické úhlové rychlosti ω_m, která je pomocí vztahu:

$$n = \frac{30}{\pi}\omega_\mathrm{m} \tag{6.1}$$

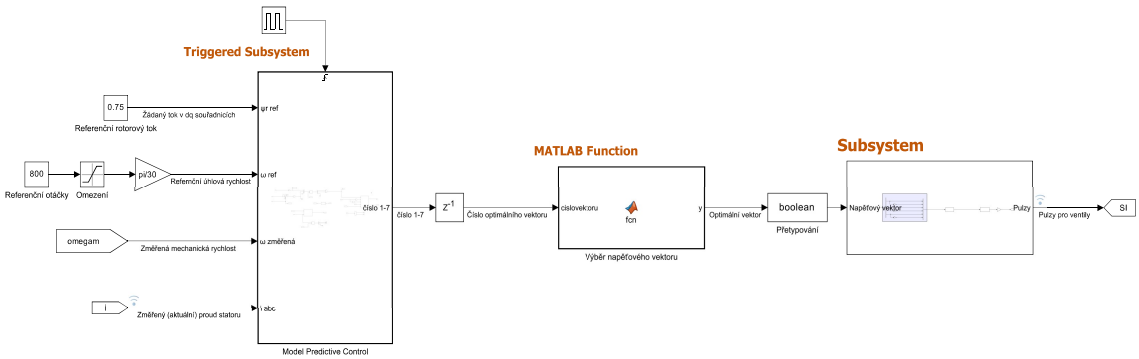
přepočtena na počet otáček za minutu n.



Obrázek 6.1: Výkonová část simulačního modelu

6.2 Řídicí část

Úkolem řídicí části je zajistit sepnutí optimální kombinace ventilů napěťového střídače. Blokové schéma řídicí části je na Obrázku 6.2. Vstupem do řídicí části je referenční hodnota rotorového toku ψ_r^* a referenční hodnota otáček n^*. Dalšími vstupy jsou aktuální otáčky a měřený proud statoru. Aktuální otáčky potřebujeme pro sestavení regulační smyčky. Měřený proud statoru používáme pro výpočet aktuální hodnoty rotorového toku $\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k)$. Výstupem řídicí části je impulzní signál, který je přiveden na hradla ventilů napěťového střídače.



Obrázek 6.2: Řídicí část simulačního modelu

Hlavním blokem řídicí části je Triggered Subsystem. Blok je použit z důvodu simulace diskrétní povahy algoritmům, které jsou v reálu zpracovávány procesorem. Triggered Subsystem v sobě zahrnuje regulační smyčku, prediktivní model, ztrátovou funkci a její minimalizaci. Jeho výstupem je optimální napěťový vektor, reprezentovaný číslem 1 až 7. Protože blok Triggered Subsystem v sobě shrnuje všechny prvky FCS-MPC, bude níže připomenut v dalších sekcích.

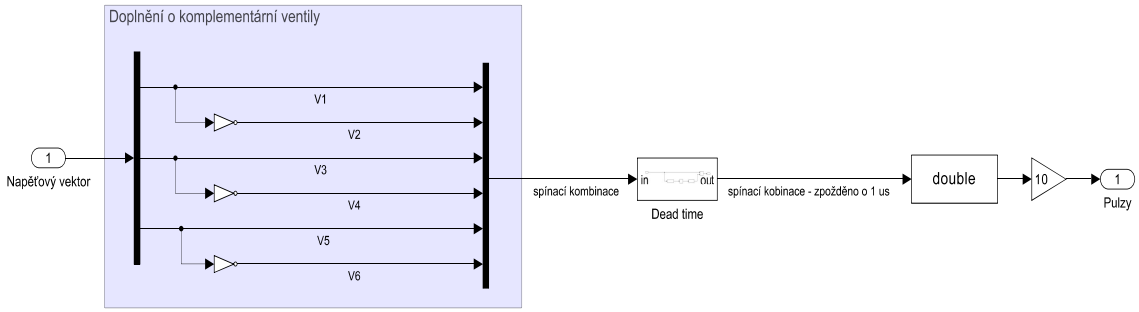
Číslo 1 až 7 je vstupem do MATLAB funkce, kde se na základě čísla optimálního napěťového vektoru vybere optimální spínací kombinace S_{abc}.

```
function y = fcn(cislovektoru)

% matice napetovych vektoru
V = [0, 0, 0;...% v0
     1, 0, 0;...% v1
     1, 1, 0;...% v2
     0, 1, 0;...% v3
     0, 1, 1;...% v4
     0, 0, 1;...% v5
     1, 0, 1];...% v6

% vyber napetoveho vektoru
switch cislovektoru
    case 1
        y = V(1,:); %v0
    case 2
        y = V(2,:); %v1
    case 3
        y = V(3,:); %v2
    case 4
        y = V(4,:); %v3
    case 5
        y = V(5,:); %v4
    case 6
        y = V(6,:); %v5
    case 7
        y = V(7,:); %v6
    otherwise
        y = V(1,:); %v0
end
```

V MATLAB funkci jsme definovali matici `V`, kde jsou obsaženy spínací kombinace vektorů $\boldsymbol{v_0}$ až $\boldsymbol{v_6}$. Vektor $\boldsymbol{v_7}$ není použit. Příkaz `switch` nastaví příslušnou spínací kombinaci S_{abc} na výstup funkce.

Spínací kombinace S_{abc} vstupuje do subsystému, kde dojde k doplnění o komplementární

spínač. Komplementární dvojice spínačů tvoří přepínač, který přepíná fázi ke kladnému nebo zápornému přívodu [3]. Logická úroveň `1` znamená, že horní spínač je sepnutý a dolní spínač je vypnutý. Logická úroveň `0` znamená sepnutý spodní spínač a vypnutý horní spínač.

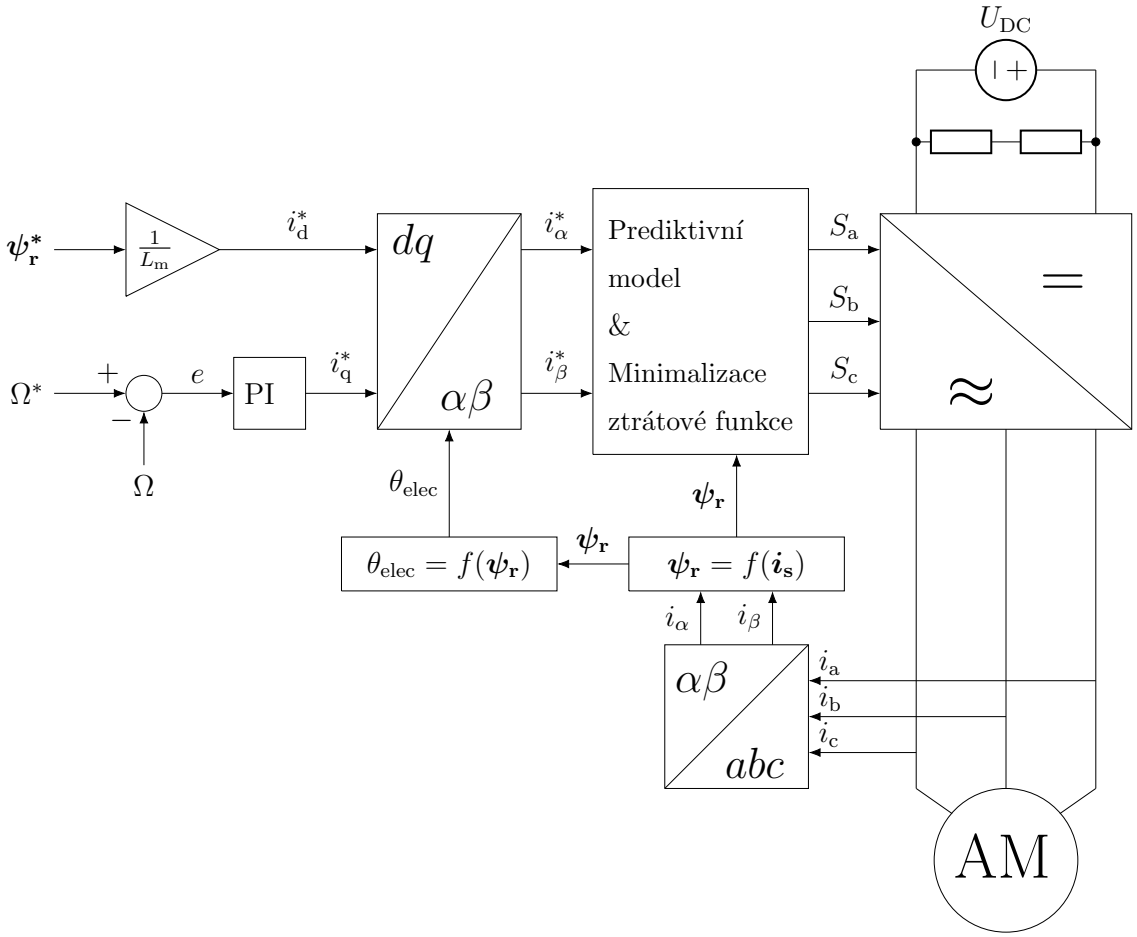


Obrázek 6.3: Konstrukce výstupního subsystému řídicí části

6.3 Regulace otáčivé rychlosti

Na Obrázku 6.4 je blokově znázorněno řídicí schéma metody FCS-MPC. Vstupem je žádaný rotorový tok ψ_{r}^{*} a žádaná otáčivá rychlost Ω^{*}. Rotorový tok je podělením magnetizační indukčností L_{m} dále reprezentován tokotvornou složkou proudu i_{d}. O volbě konkrétní žádané hodnoty rotorového toku ψ_{r}^{*} pojednává sekce 6.3.1. Žádaná hodnota otáčivé rychlosti Ω^{*} vstupuje do regulační smyčky. Vstupním členem regulační smyčky je součtový člen, kde je proveden rozdíl žádané a skutečné hodnoty otáčivé rychlosti. Skutečná hodnota mechanických otáček je získána měřením. Regulační odchylka vstupuje do PI regulátoru jehož výstupem je momentotvorná složka proudu i_{q}. Proudové složky i_{d} a i_{q} jsou transformovány pomocí inverzní Parkovy transformace do soustavy $\alpha\beta$. V prediktivním modelu dojde k predikci budoucí hodnoty statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$, který je následně optimalizován. Výsledný řídicí zásah je spínací kombinace příslušných ventilů třífázového střídače. V bloku třífázové střídače dojde k sepnutí optimálního napěťového vektoru, napětí je příčinou toku statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$, statorový proud je příčinou změny hnacího momentu M a změna momentu znamená změnu mechanické otáčivé rychlosti Ω.

V obvodu statoru dochází k měření proudu. Změřený proud statoru je transformován pomocí Clarkové transformace do soustavy $\alpha\beta$. Následně je změřený proud $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ použit pro výpočet rotorového toku $\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{r}}$. V prediktivním modelu je rotorový tok dosazen do rovnice statorového proudu. θ_{elec} je úhel, který svírá vektor rotorového toku s osou α stojícího systému.



Obrázek 6.4: Blokové schéma regulace otáčivé rychlosti AM

6.3.1 Výpočet saturace otáčkového regulátoru

Pomocí štítkových parametrů motoru vyjádříme statorový tok při jmenovitém zatížení ψ_{sn} vztahem [13]:

$$\psi_{\mathrm{sn}} = \frac{\sqrt{\left(U_{\mathrm{fn(max)}} - R_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{n(max)}} \cos\varphi_{\mathrm{n}}\right)^2 + \left(R_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{n(max)}} \sin\varphi_{\mathrm{n}}\right)^2}}{\omega_{\mathrm{n}}}, \tag{6.2}$$

kde $U_{\mathrm{fn(max)}}$ resp. $I_{\mathrm{fn(max)}}$ je amplituda jmenovitého napětí resp. proudu, ω_{n} je elektrická úhlová rychlost při jmenovité frekvenci a φ_{n} je jmenovitý fázový posun.

Úhel mezi reálnou a imaginární složkou jmenovitého statorového toku vyjádříme ve tvaru [13]:

$$\phi = \arcsin\left(\frac{R_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{s}} \sin\varphi_{\mathrm{n}}}{\omega_{\mathrm{n}} \psi_{\mathrm{sn}}}\right). \tag{6.3}$$

Rovnice (6.3) nám umožní vyjádřit velikosti složek jmenovitého statorového toku jako [13]:

$$\psi_{\mathrm{snRe}} = \psi_{\mathrm{sn}} \cos \phi, \tag{6.4}$$

$$\psi_{\mathrm{snIm}} = \psi_{\mathrm{sn}} \sin \phi. \tag{6.5}$$

Analogicky pro velikosti složek jmenovitého proudu můžeme psát [13]:

$$I_{\mathrm{snRe}} = \psi_{\mathrm{sn}} \cos \varphi_{\mathrm{n}}, \tag{6.6}$$

$$I_{\mathrm{snIm}} = \psi_{\mathrm{sn}} \sin \varphi_{\mathrm{n}}. \tag{6.7}$$

Přepočet mezi složkami statorového a rotorového toku je vyjádřen ve tvaru [13]:

$$\psi_{\mathrm{rnRe}} = \frac{L_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{m}}} \left(\psi_{\mathrm{snRe}} - \sigma L_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{snRe}} \right), \tag{6.8}$$

$$\psi_{\mathrm{rnIm}} = \frac{L_{\mathrm{r}}}{L_{\mathrm{m}}} \left(\psi_{\mathrm{snIm}} - \sigma L_{\mathrm{s}} I_{\mathrm{snIm}} \right). \tag{6.9}$$

S použitím Pythagorovy věty plyne [13]:

$$\psi_{\mathrm{rn}} = \sqrt{\psi_{\mathrm{rnRe}}^2 + \psi_{\mathrm{rnIm}}^2}. \tag{6.10}$$

Jmenovité hodnoty tokotvorné a momentotvorné složky proudu vypočteme jako [13]:

$$I_{\mathrm{sdn}} = \frac{\psi_{\mathrm{rn}}}{L_{\mathrm{m}}}, \tag{6.11}$$

$$I_{\mathrm{sqn}} = \sqrt{I_{\mathrm{n(max)}}^2 - I_{\mathrm{sdn}}^2}. \tag{6.12}$$

Aplikováním výše uvedených vztahů na námi použitý motor dostáváme žádanou hodnotu žádanou hodnotu rotorového toku $\psi_{\mathrm{r}} \approx 0{,}75$ Wb. Saturační mez regulátoru odpovídá velikosti momentotvorné složky i_{q}. Po zaokrouhlení jsme mez saturace PI regulátoru stanovili rozhraním -16 a 16 A.

6.4 Sestavení prediktivního modelu

Abychom mohli předpovědět budoucí hodnotu statorového proudu, musíme sestavit prediktivní model zátěže. Zátěž tvoří asynchronní motor s kotvou nakrátko. Prediktivní model bude sestávat z diferenciální rovnice, která popisuje chování statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ v čase. Statorový proud $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ budeme reprezentovat prostorovým vektorem ve tvaru [6]

$$\boldsymbol{i_s} = \frac{2}{3}(i_\mathrm{a} + \boldsymbol{a} i_\mathrm{b} + \boldsymbol{a^2} i_\mathrm{c}). \tag{6.13}$$

Diferenciální rovnice statorového proudu $\boldsymbol{i_s}$ je popsána v [6] a bude zde bez odvození odcitována:

$$\boldsymbol{i_s} + \tau_\sigma \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i_s}}{\mathrm{d}t} = -\mathrm{j}\omega_\mathrm{k}\tau_\sigma \boldsymbol{i_s} + \frac{k_\mathrm{r}}{R_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_\mathrm{r}} - \mathrm{j}\omega\right)\boldsymbol{\psi_r} + \frac{\boldsymbol{v_s}}{R_\sigma}, \tag{6.14}$$

kde

$$\tau_\mathrm{s} = \frac{L_\mathrm{s}}{R_\mathrm{s}}, \qquad \tau_\mathrm{r} = \frac{L_\mathrm{r}}{R_\mathrm{r}}, \qquad \sigma = 1 - \frac{L_\mathrm{m}^2}{L_\mathrm{s}L_\mathrm{r}}, \qquad k_\mathrm{r} = \frac{L_\mathrm{m}}{L_\mathrm{r}},$$
$$k_\mathrm{s} = \frac{L_\mathrm{m}}{L_\mathrm{s}}, \qquad R_\sigma = R_\mathrm{s} + R_\mathrm{r}k_\mathrm{r}^2, \qquad \tau_\sigma = \frac{\sigma L_\mathrm{s}}{R_\sigma}.$$

Vyvstává požadavek na výpočet rotorového toku $\boldsymbol{\psi_r}$. Rotorový tok $\boldsymbol{\psi_r}$ vypočteme ze vztahu [6]:

$$\boldsymbol{\psi_r} + \tau_\mathrm{r}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi_r}}{\mathrm{d}t} = -\mathrm{j}(\omega_\mathrm{k} - \omega)\tau_\mathrm{r}\boldsymbol{\psi_r} + L_\mathrm{m}\boldsymbol{i_s}. \tag{6.15}$$

Jedná se diferenciální rovnice prvního řádu. Statorový proud $\boldsymbol{i_s}$ a rotorový tok $\boldsymbol{\psi_r}$ jsou vyjádřeny prostorovým vektorem ve vztažné soustavě $\alpha\beta 0$. Protože souřadnicová soustava $\alpha\beta 0$ je svázána se statorem $\omega_\mathrm{k} = 0$, zjednoduší se rovnice (6.14) a (6.15) do tvaru:

$$\boldsymbol{i_s} + \tau_\sigma \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i_s}}{\mathrm{d}t} = \frac{k_\mathrm{r}}{R_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_\mathrm{r}} - \mathrm{j}\omega\right)\boldsymbol{\psi_r} + \frac{\boldsymbol{v_s}}{R_\sigma}, \tag{6.16}$$

$$\boldsymbol{\psi_r} + \tau_\mathrm{r}\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{\psi_r}}{\mathrm{d}t} = \mathrm{j}\omega\tau_\mathrm{r}\boldsymbol{\psi_r} + L_\mathrm{m}\boldsymbol{i_s}. \tag{6.17}$$

Použitá metoda FCS-MPC pracuje v diskrétní cyklech, jak je popsáno v sekci (5.3.1). Rovnice (6.16) a (6.17) je třeba řešit numericky. Pro jednoduchost řešení jsme zvolili dopřednou Eulerovu metodu a metodu centrální diference. Dosažené simulační výsledky obou metod jsou srovnány v kapitole 7.

Dopředná Eulerova metoda aproximuje derivaci v daném bodě $\boldsymbol{i_s}'(t)$ sečnou ke grafu funkce statorového proudu $\boldsymbol{i_s}(t)$. Směrnici sečny vyjádříme ve tvaru:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i_s}(t)}{\mathrm{d}t} \approx \frac{\boldsymbol{i_s}(k+1) - \boldsymbol{i_s}(k)}{T_\mathrm{s}}. \tag{6.18}$$

Vidíme, že dopředná Eulerova metoda pracuje s aktuálním $\boldsymbol{i_s}(k)$ a následujícím $\boldsymbol{i_s}(k+1)$ vzorkem statorového proudu na rozdíl od centrální diference, která využívá vzorek minulý $\boldsymbol{i_s}(k-1)$:

$$\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(t)}{\mathrm{d}t} \approx \frac{\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k+1) - \boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k-1)}{2T_\mathrm{s}}. \tag{6.19}$$

Z důvodu jednoduší a přehlednější implementace v prostředí Simulink jsme pro řešení tokové rovnice (6.17) zvolily lichoběžníkovou metodu. Lichoběžníková metoda je metodou numerické integrace s předpisem [14]:

$$\int_{t_0}^{t_\kappa} \boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(t)\,\mathrm{d}t \approx \frac{1}{2}T_\mathrm{s}\left[\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(0) + \sum_{k=1}^{n-1} 2\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k) + \boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(n)\right], \tag{6.20}$$

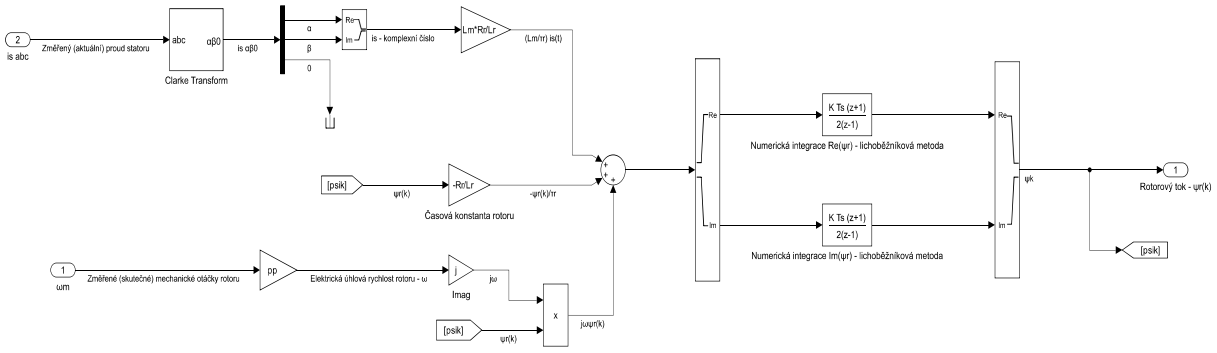
kde n je počet vzorků, meze integrace t_0 a t_κ značí počáteční a koncový čas. Abychom implementovali metodu v prostředí Simulink, musíme rovnici (6.17) přepsat do tvaru:

$$\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(t) = \int \mathrm{j}p_\mathrm{p}\omega_\mathrm{m}\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(t) + \frac{L_\mathrm{m}}{\tau_\mathrm{r}}\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(t) - \frac{\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(t)}{\tau_\mathrm{r}}\,\mathrm{d}t, \tag{6.21}$$

kde elektrická úhlová rychlost rotoru ω je vyjádřena součinem počtu pólpárů p_p a mechanické úhlové rychlosti ω_m:

$$\omega = p_\mathrm{p}\omega_\mathrm{m}. \tag{6.22}$$

Nahrazením spojité integrace v rovnici (6.21) lichoběžníkovou metodou (6.20) dostáváme diskrétní rovnici, kterou lze řešit v rámci Triggered Subsystému, jak je znázorněno na Obrázku 6.5.



Obrázek 6.5: Rovnice rotorového toku $\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k)$ v Triggered Subsystému

Uvnitř Triggered Subsystému sestává časový průběh veličin z diskrétních vzorků, které jsou predikovány, vypočteny nebo v případě měřených veličin vzorkovány s periodou T_s.

6.4.1 Definice napěťových vektorů

V prediktivním modelu rozepíšeme napěťové vektory do složek $\alpha\beta$. Napěťový vektor ve složkovém tvaru je možné interpretovat komplexním číslem, kde složky α a β odpovídají

reálné a imaginární části napěťového vektoru.
V prostředí Simulink je definice napěťových vektorů umístěna v bloku MATLAB function.

```
8  % definice napetovych vektoru v0 - v6
9
10                                % projekce do AlfaBeta
11 v0 =  0;
12 v1 =  1;
13 v2 =  1/2 + (sqrt(3)/2)*1j; % v2 = cos(pi/3) + jsin(pi/3)
14 v3 = -1/2 + (sqrt(3)/2)*1j; % v3 = cos(2*pi/3) + jsin(2*pi/3)
15 v4 = -1;
16 v5 = -1/2 - (sqrt(3)/2)*1j; % v5 = cos(4*pi/3) + jsin(4*pi/3)
17 v6 =  1/2 - (sqrt(3)/2)*1j; % v6 = cos(5*pi/3) + jsin(5*pi/3)
18
19 v =  [v0;v1;v2;v3;v4;v5;v6]; % pole vektoru
```

Symbolem $\boldsymbol{v}(i)$ budeme dále rozumět $i-$tý napěťový vektor pole `v = [v0;v1;v2;v3;v4;v5;v6]`, viz výše na řádku 19.

6.4.2 Diskretizace rovnice statorového proudu

Zbývá rekonstruovat prediktivní model, který je tvořen rovnicí (6.16). Naším cílem je odhadnout budoucí hodnotu statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k+1)$. Rovnici (6.16) zdiskretizujeme

1. dopřednou Eulerovou metodou (6.18),
2. metodou centrální diference (6.19).

Diskretizací rovnice (6.16) pomocí Eulerova vztahu dostáváme pro odhad budoucí hodnoty statorového proudu:

$$\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k+1) = \frac{k_\mathrm{r} T_\mathrm{s}}{R_\sigma \tau_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_\mathrm{r}} - \mathrm{j}p_\mathrm{p}\omega_\mathrm{m}\right)\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k) + \frac{2}{3}\frac{T_\mathrm{s}}{R_\sigma \tau_\sigma} U_\mathrm{DC}\boldsymbol{v}(i) + \left(1 - \frac{T_\mathrm{s}}{\tau_\sigma}\right)\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k). \tag{6.23}$$

S využitím metody centrální diference získáme rovnici statorové proudu ve tvaru:

$$\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k+1) = 2T_\mathrm{s}\frac{k_\mathrm{r}}{R_\sigma}\left(\frac{1}{\tau_\mathrm{r}} - \mathrm{j}p_\mathrm{p}\omega_\mathrm{m}\right)\frac{\boldsymbol{\psi}_\mathbf{r}(k)}{\tau_\sigma} + \frac{4}{3}\frac{T_\mathrm{s}}{\tau_\sigma R_\sigma} U_\mathrm{DC}\boldsymbol{v}(i) - \frac{2T_\mathrm{s}}{\tau_\sigma}\boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k) + \boldsymbol{i}_\mathbf{s}(k-1). \tag{6.24}$$

Vyjádřením $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}(k+1)$ z rovnice (6.16) jsme dokončili sestavení prediktivního modelu.

6.5 Minimalizace ztrátové funkce

Pro naší aplikaci běžně definujeme ztrátovou funkci jako absolutní hodnotu rozdílu extrapolované žádané hodnoty statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}(k+1)$ a predikované hodnoty statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{\mathrm{p}}(k+1)$. Ztrátová funkce je vyjádřena v souřadnicích $\alpha\beta$ ve tvaru [6]:

$$g = |i_{\alpha}^{*}(k+1) - i_{\alpha}^{\mathrm{p}}(k+1)| + |i_{\beta}^{*}(k+1) - i_{\beta}^{\mathrm{p}}(k+1)|. \tag{6.25}$$

Protože referenční hodnota statorového proudu se za vzorkovací periodu T_{s} změní jen velmi málo, přijmeme zjednodušení $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}(k+1) = \boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}(k)$. Zvolená ztrátová funkce pro naší úlohu má předpis [6]:

$$g = |i_{\alpha}^{*}(k) - i_{\alpha}^{\mathrm{p}}(k+1)| + |i_{\beta}^{*}(k) - i_{\beta}^{\mathrm{p}}(k+1)|. \tag{6.26}$$

Ztrátovou funkci (6.26) jsme zvolili pro její jednoduchost a srozumitelnost. Během minimalizace ztrátové funkce připouštíme pouze sedm napěťových vektorů. Nulový napěťový vektor $\boldsymbol{v_7}$ z hlediska simulace zanedbáváme. Postup minimalizace ztrátové funkce je níže detailně rozepsán:

```
22 g_opt = inf;
23
24 for i=1:7 % vypocteme i(k+1) pro kazdy vektor v0 - v6
25
26     % dopredna diference
27     ik1 = ((kr*Ts)/(Rsigma*tausigma))*((1/taur)-pp*omegam*1j)
          *psik + ((2*Ts)/(3*Rsigma*tausigma))*uDC*v(i) + (1 - (
          Ts/tausigma))*ik;
28
29     % centralni diference
30 %   ik1 = 2*Ts*(kr/Rsigma)*((1/taur)-pp*omegam*1j)*(psik/
31 %   tausigma) + (4/3)*Ts*(uDC/(tausigma*Rsigma))*v(i) - 2*
32 %   Ts*(ik/tausigma) + ik_1;
33
34     % ztratova funkce
35     g = abs(real(ik_ref-ik1)) + abs(imag(ik_ref-ik1));
36
37     % minimalizace ztratove funkce
```

```
38      if (g<g_opt)
39          g_opt = g;              % nejmensi odchylka
40          x_opt = i;              % optimalni vektor -> cislo 1-7
41          ikopt = ik1;            % predikovany proud
42      end
43  end
```

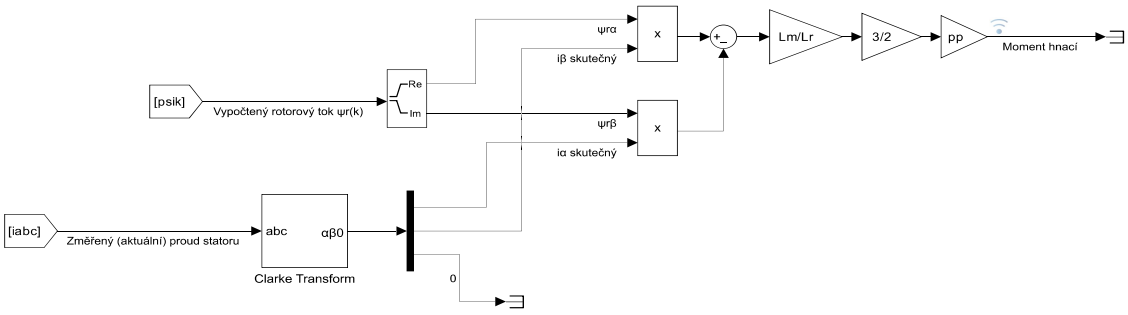
Minimalizací ztrátové funkce získáme optimální napěťový vektor, který aplikujeme na napěťový střídač. Příslušná kombinace sepnutých ventilů vytvoří v obvodu statoru proud, který nejlépe sleduje referenční hodnotu $\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}^{*}$.

6.6 Výpočet hnacího momentu

Hnací nebo také elektromagnetický moment jsme vypočetli podle vztahu [5]:

$$M = \frac{3}{2} p_{\mathrm{p}} \frac{L_{\mathrm{m}}}{L_{\mathrm{r}}} \left(\psi_{\mathrm{r}\alpha} i_{\mathrm{s}\beta} - \psi_{\mathrm{r}\beta} i_{\mathrm{s}\alpha} \right). \tag{6.27}$$

Rovnice (6.27) je vyjádřena v souřadnicové soustavě $\alpha\beta 0$. V prostředí Simulink je rovnice umístěna uvnitř bloku Triggred Subsystém, jak je uvedeno na Obrázku 6.6.



Obrázek 6.6: Výpočet hnacího momentu M v Triggered Subsystému

6.7 Konfigurace použitého řešiče

Pro řešení soustavy diferenciálních rovnic jsme zvolili řešič ode15s (stiff/NDF). Řešič pracuje s variabilní délkou kroku. Maximální délku kroku jsme omezili na dobu 1 μs. Minimální použitá délka kroku je 0,5 μs.

Velký vliv na kvalitu FCS-MPC má vzorkovací perioda T_{s}. MPC klade vysoké výpočetní nároky na mikroprocesorové systémy. Z pohledu naší úlohy, by musel mikroprocesor v každé periodě T_{s} provést transformační výpočty, sedmkrát vyřešit rovnici statorového

proudu a provést minimalizaci ztrátové funkce. Abychom se přiblížili reálné aplikaci budeme v simulaci volit vzorkovací periodu $T_\mathrm{s} = 50\ \mu\mathrm{s}$.

Kapitola 7

Simulační výsledky

Prediktivní metodu FCS-MPC jsme simulovali pro námi zvolené aplikace a modifikace prediktivního modelu. Námi zvolený simulační program je MATLAB 2023b, kde byl použit nástroj Simulink. Pro vykreslení simulací v prostředí Simulink je požit nástroj Data Inspector.

Z důvodu zkrácení simulace byl asynchronní motor rozbíhán se současným zadáním konstantního tokotvorného proudu i_{d}, který byl vypočten v sekci 6.3 a momentotvorného proudu i_{q} regulátorem na počátku simulace. Takový způsob rozběhu při zatížení hřídele aktivním momentem zapříčiní přetočení asynchronního motoru do záporných otáček. Protože tok ve stroji není vytvořen, křivka hnacího momentu strmě narůstá od nuly s rostoucím tokem ve stroji. V některý praktických aplikacích je nepřípustné, aby se hřídel otáčela opačným směrem.

7.1 Rozběh asynchronního motoru metodou FCS-MPC

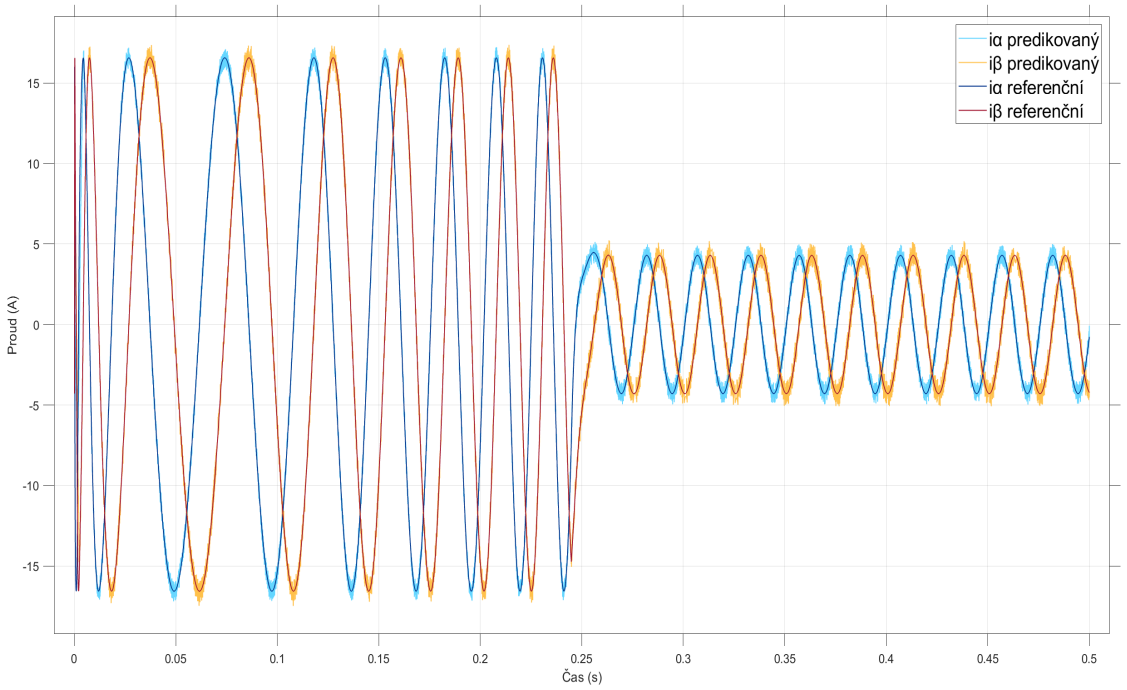
Asynchronní motor byl postupně rozběhnut na hodnoty 800 a 1000 min^{-1}. Pro danou hodnotu otáček jsme simulovali rozběh bez zátěže a se zatížením na hřídeli aktivním momentem $M_{\mathrm{z}} = 20$ Nm. Prediktivní model je řešen metodou centrální diference.

Rozběhový proud je omezen saturační mezí PI regulátoru otáček. Dolní a horní saturační mez PI regulátoru jsme stanovili na hodnoty -16 a 16 A.

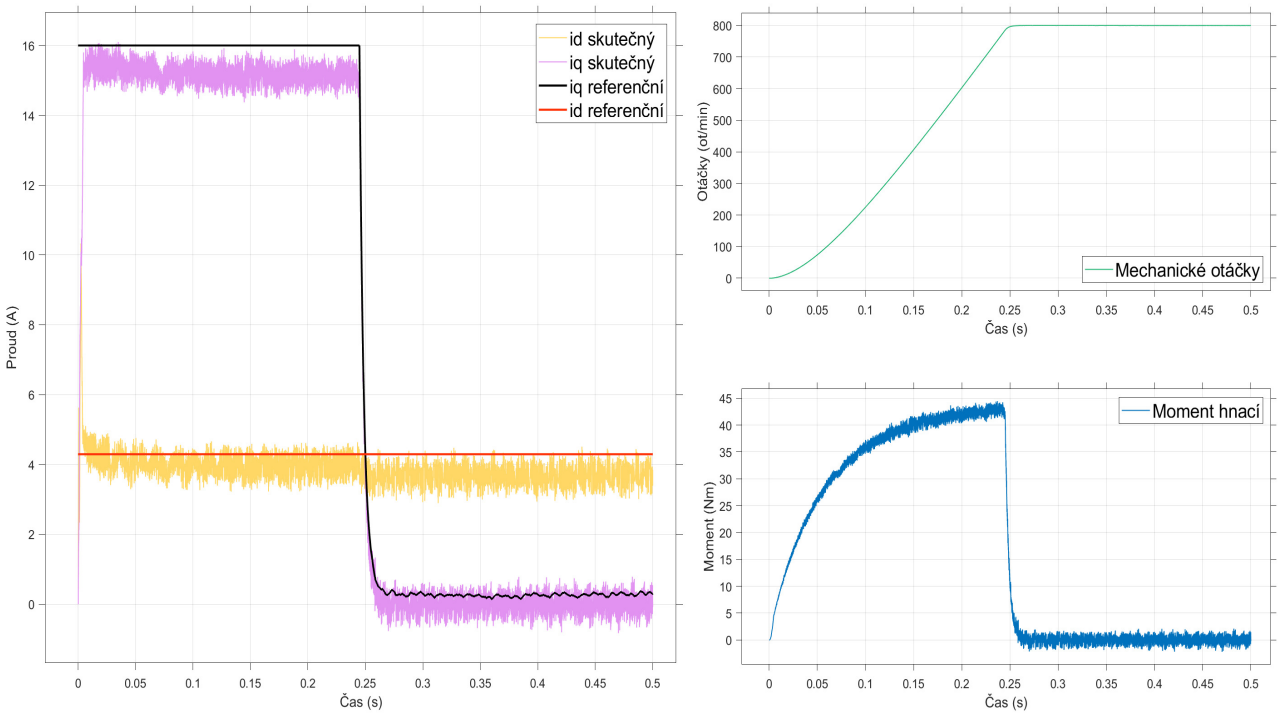
Z grafického znázornění referenčních a skutečných proudových složek i_{d}, resp. i_{q} je patrný odstup od žádaných složek. Příčinou odchylky je pravděpodobně použitá ztrátová funkce, kterou jsme implementovali v její nejjednodušší formě. Zlepšení lze dosáhnout modifikací ztrátové funkce, nebo interpretací ztrátové funkce v souřadnicovém systému $dq0$. Interpretace ztrátové funkce v $dq0$ souřadnicích předpokládá prediktivní model vztažený k této soustavě. Prediktivní model použitý v této práci je vyjádřen v souřadnicích $\alpha\beta0$. Vypočíst predikovaný proud $\boldsymbol{i}^{\mathbf{p}}$ vzhledem k systému $\alpha\beta0$ a poté transformovat predikovaný proud $\boldsymbol{i}^{\mathbf{p}}$

pomocí Parkovy transformace je prakticky obtížné z důvodu vysoké výpočetní náročnosti kladené na procesor.

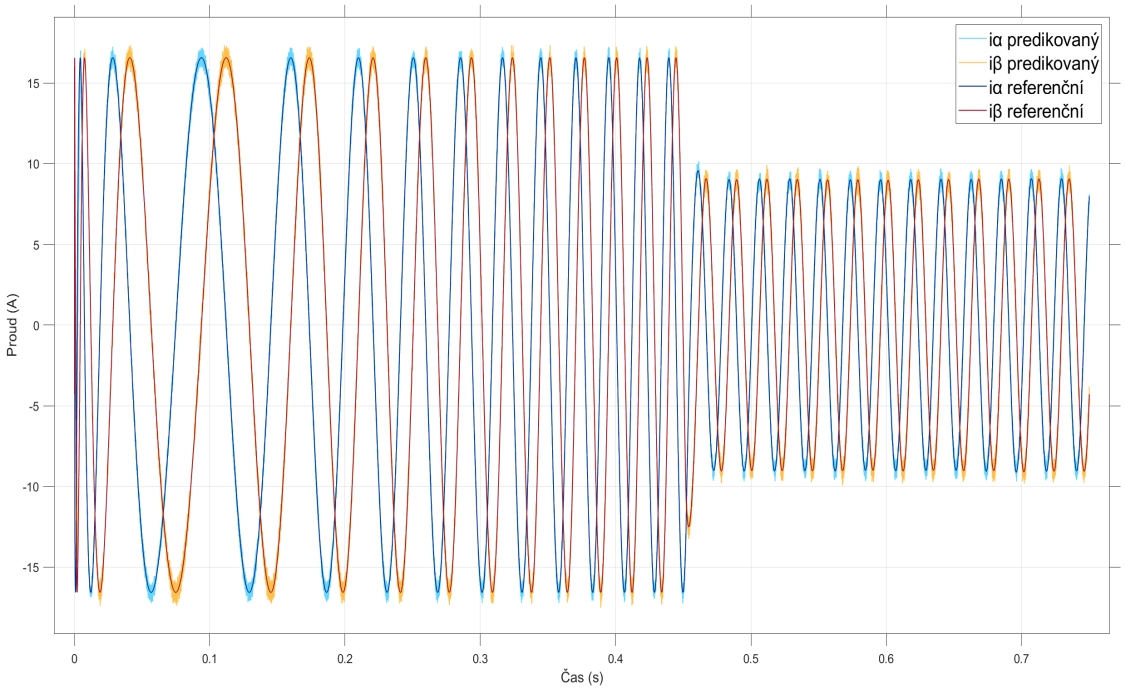
Po dosažení žádané hodnoty otáček n^* dojde na hřídeli k vyrovnání hnacího M a zátěžného M_z momentu. Výsledný dynamický moment je nulový a systém se nachází v dynamické rovnováze $M = M_z$.



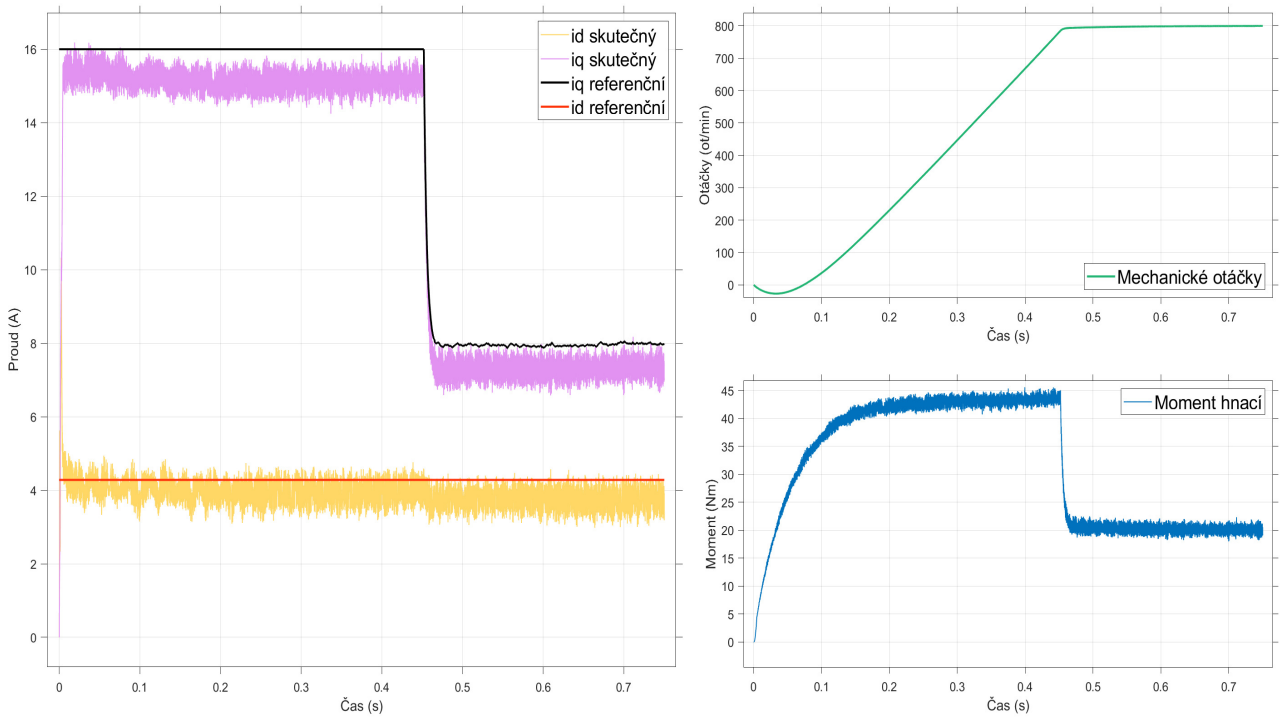
Obrázek 7.1: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^{*} = 800$ min^{-1}



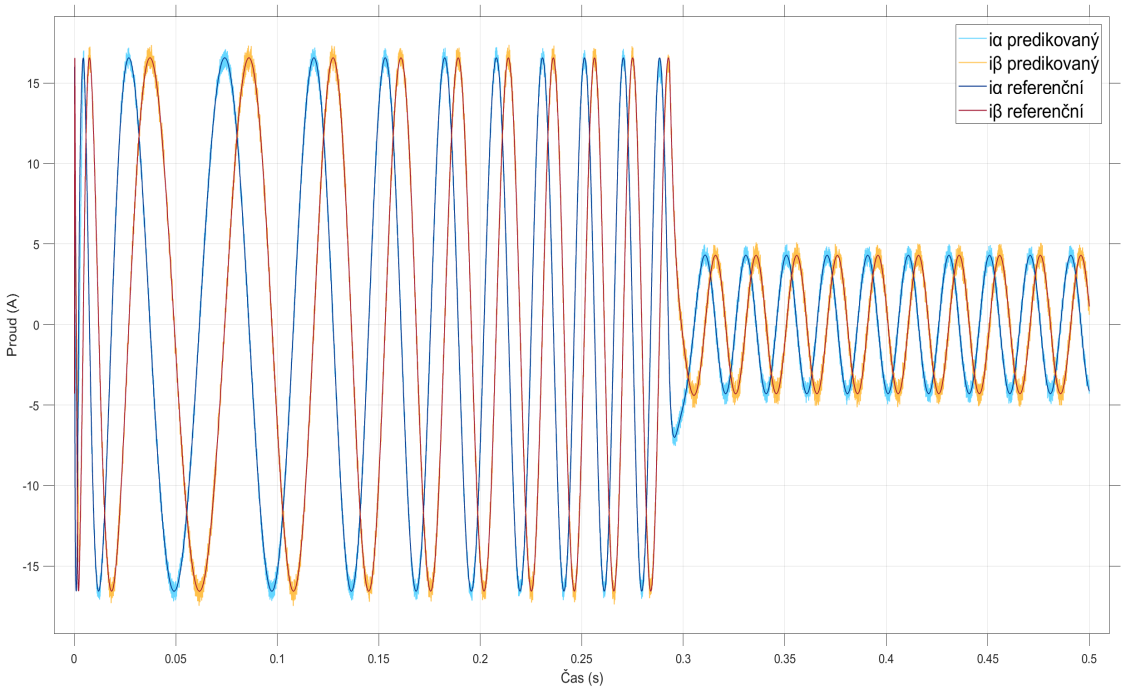
Obrázek 7.2: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_{d}, resp. i_{q} během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^{*} = 800$ min^{-1}



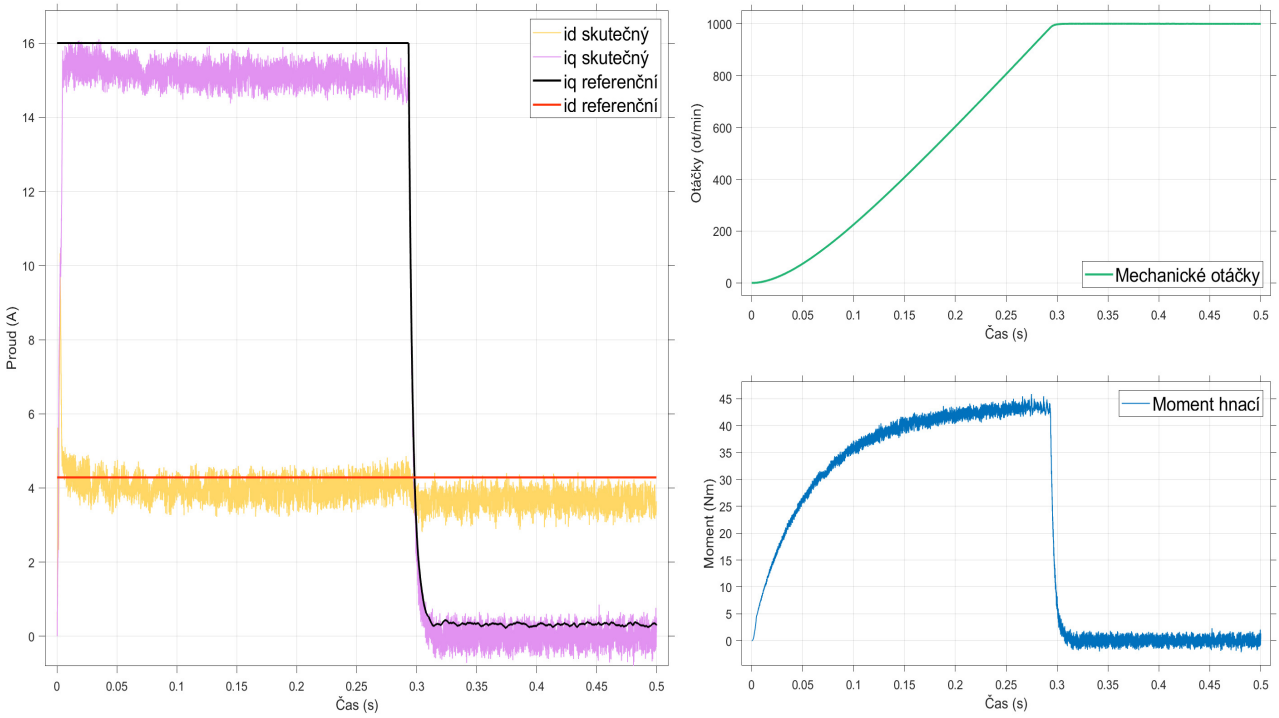
Obrázek 7.3: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 800$ min^{-1}



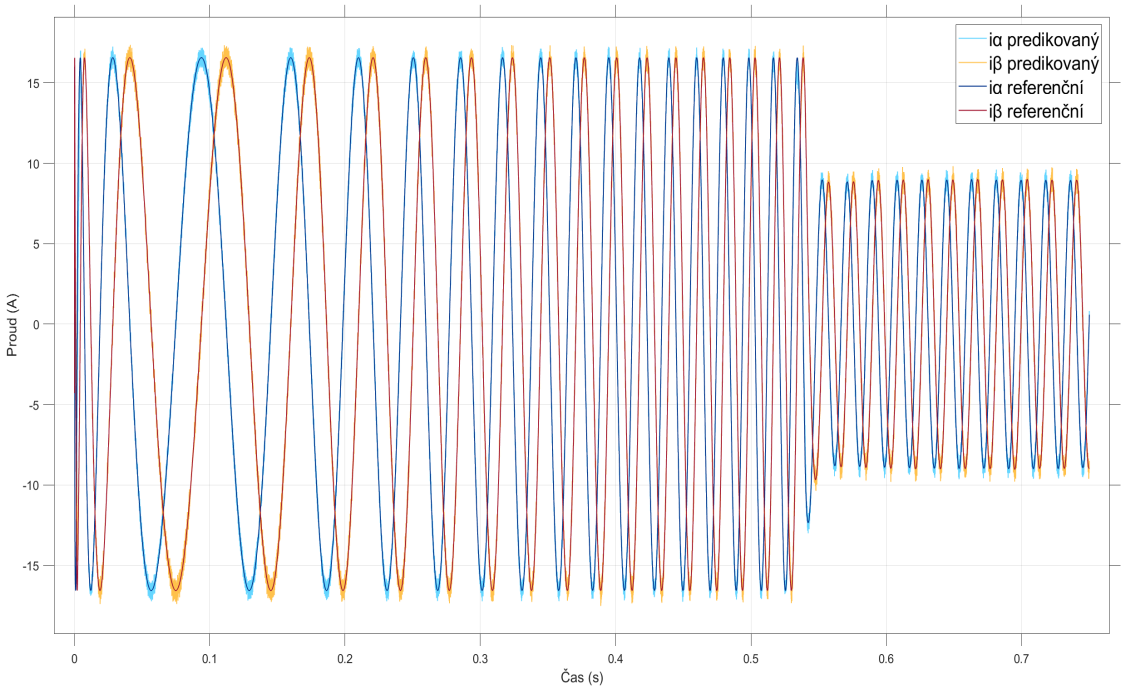
Obrázek 7.4: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 800$ min^{-1}



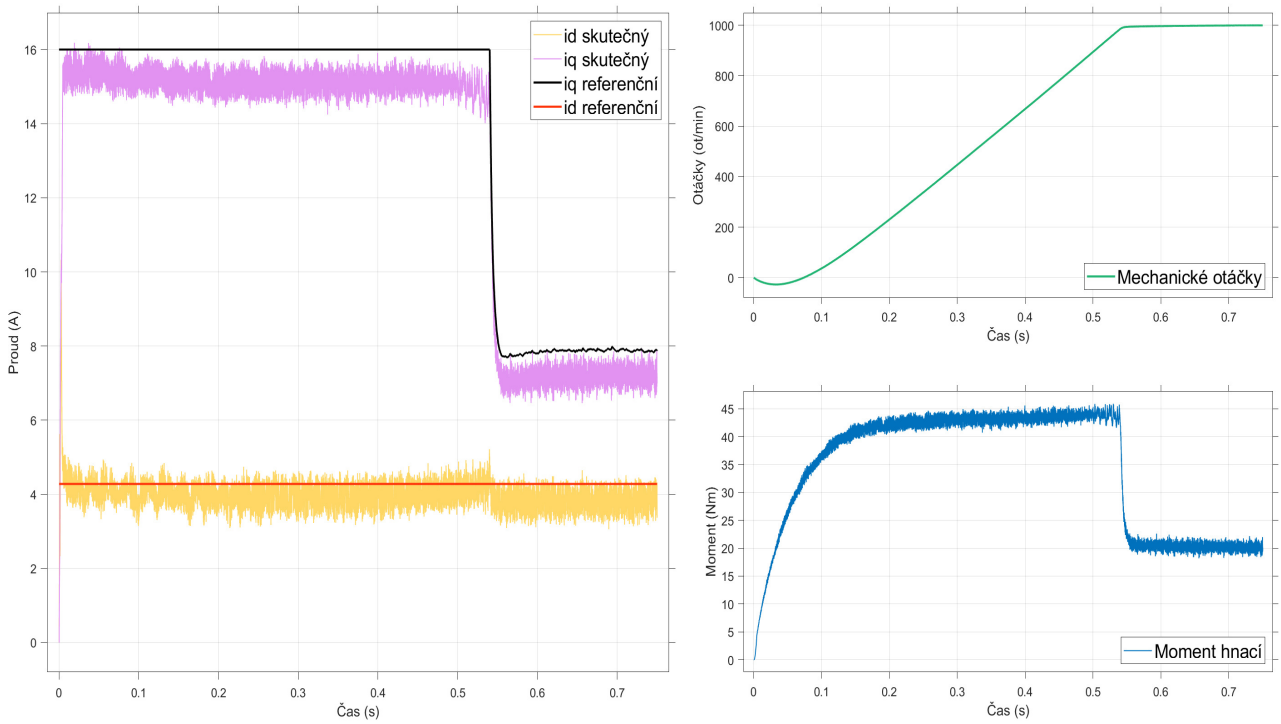
Obrázek 7.5: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$



Obrázek 7.6: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu nezatíženého stroje na žádanou hodnotu $n^* = 1000\ \mathrm{min}^{-1}$



Obrázek 7.7: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}^*$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 1000$ min^{-1}



Obrázek 7.8: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_d, resp. i_q během rozběhu zatíženého stroje aktivním momentem $M_\mathrm{z} = 20$ Nm na žádanou hodnotu $n^* = 1000$ min^{-1}

7.2 Postupné zatěžování na hřídeli

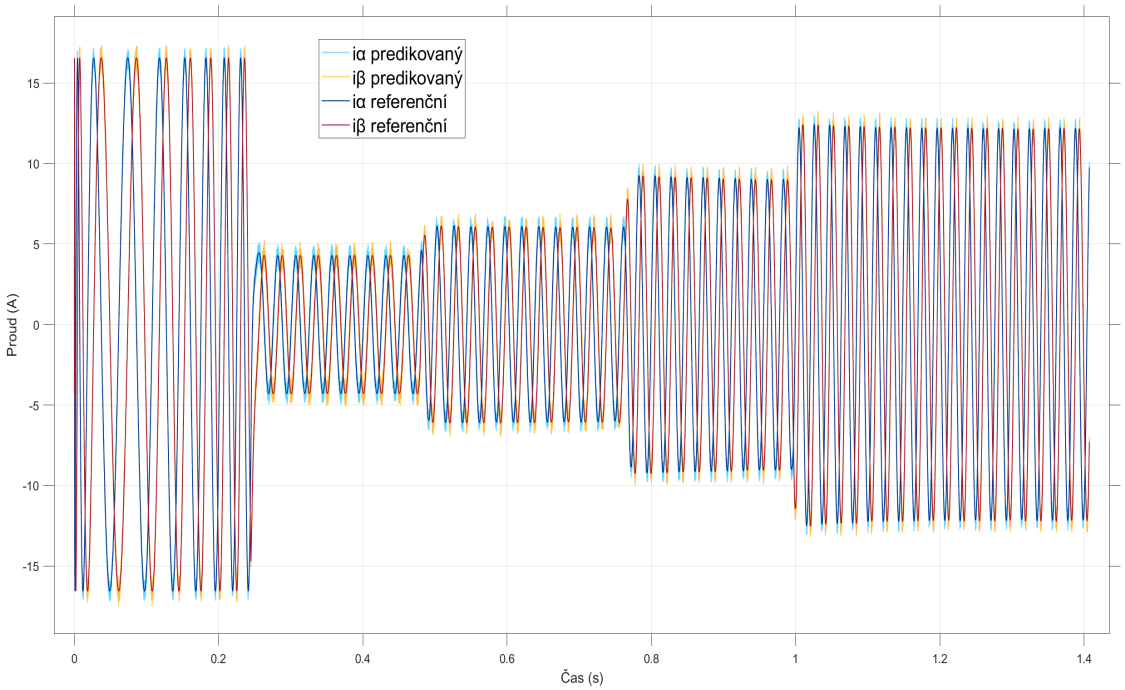
Nezatížený stroj byl rozeběhnut na žádanou hodnotu otáček $n^* = 800$ min^{-1}. Po dokončení rozběhu na referenční hodnotu otáček byl stroj postupně zatěžován na hřídeli aktivním zátěžným momentem $M_z = 10$ Nm, $M_z = 20$ Nm a $M_z = 30$ Nm. V prediktivním modelu je použita metoda centrální diference. Výsledky simulace jsou zachyceny na Obrázku 7.9 a Obrázku 7.10.

Analogickou simulaci jsme provedli s metodou dopředné diference v prediktivním modelu. Simulační výsledky jsou na Obrázku 7.11 a Obrázku 7.12.

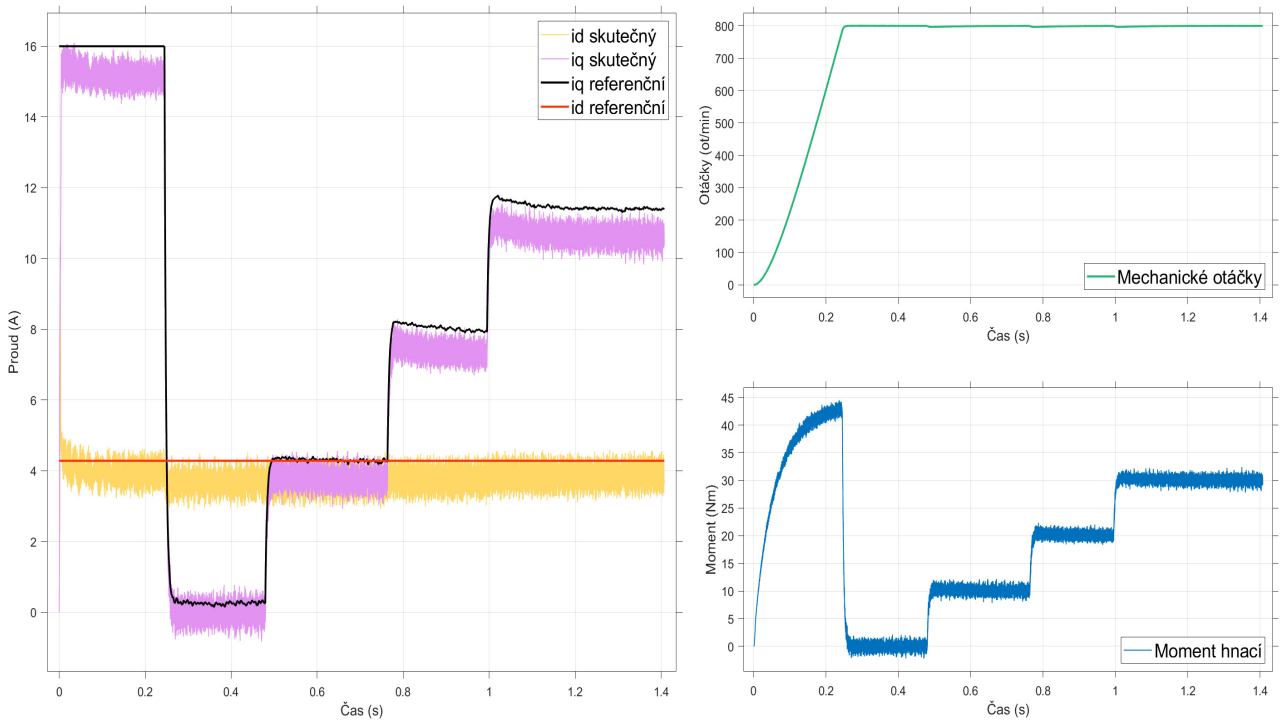
Z průběhů statorového proudu $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$, Obrázek 7.9 a Obrázek 7.11, vidíme, že statorový proud $\boldsymbol{i}_\mathbf{s}$ spojitě vzroste s každou skokovou změnou zátěžného M_z momentu. Během skokového zatížení probíhá ve stroji elektromechanický přechodný děj [3]. Proud ve statorovém vinutí se nemůže změnit skokově, jak plyne z rovnice (6.14). Po dobu trvání přechodného děje bude moment zátěžný větší než moment hnací $M_z > M$. Elektromechanický děj je příčinou podkmitu mechanických otáček n, jak je vidět na Obrázku 7.10 a Obrázku 7.12.

Všimněme si také, že skutečná momentotvorná složka i_q se s rostoucím zatížením vzdaluje od složky referenční i_q^*, viz Obrázek 7.10 a Obrázek 7.12. Důvody odchýlení jsou již popsány výše v sekci 7.1.

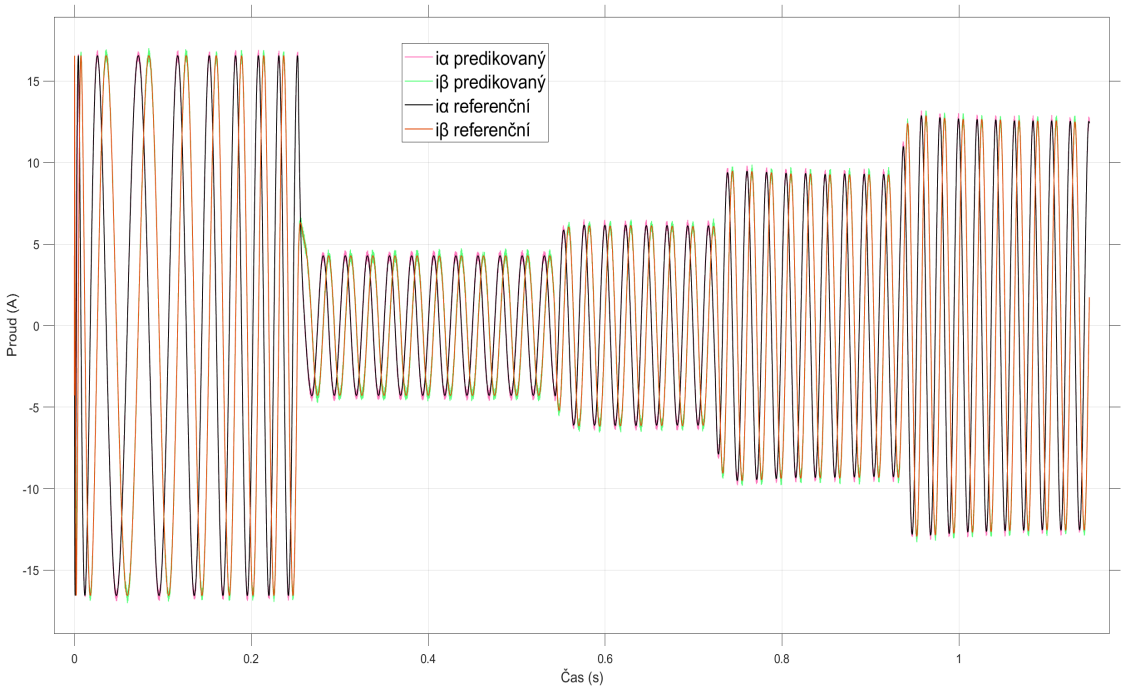
Obrázek 7.13 nabízí srovnání metod řešení prediktivního modelu. Použité metody jsou dopředná Eulerova metoda a metody centrální diference. Z obrázku je patrné, že metoda centrální diference dosahuje rychleji žádané hodnoty při stejném rozběhovém proudu, který je omezen saturační mezí regulátoru. Zároveň z Obrázku 7.10 a Obrázku 7.12 vidíme, že centrální diference lépe sleduje tokotvornou složku i_d. Stroj pracuje s větším nabuzením a tedy i s větším hnacím momentem M. Chování metody centrální diference je celkově více dynamické než v případě Eulerova vztahu.



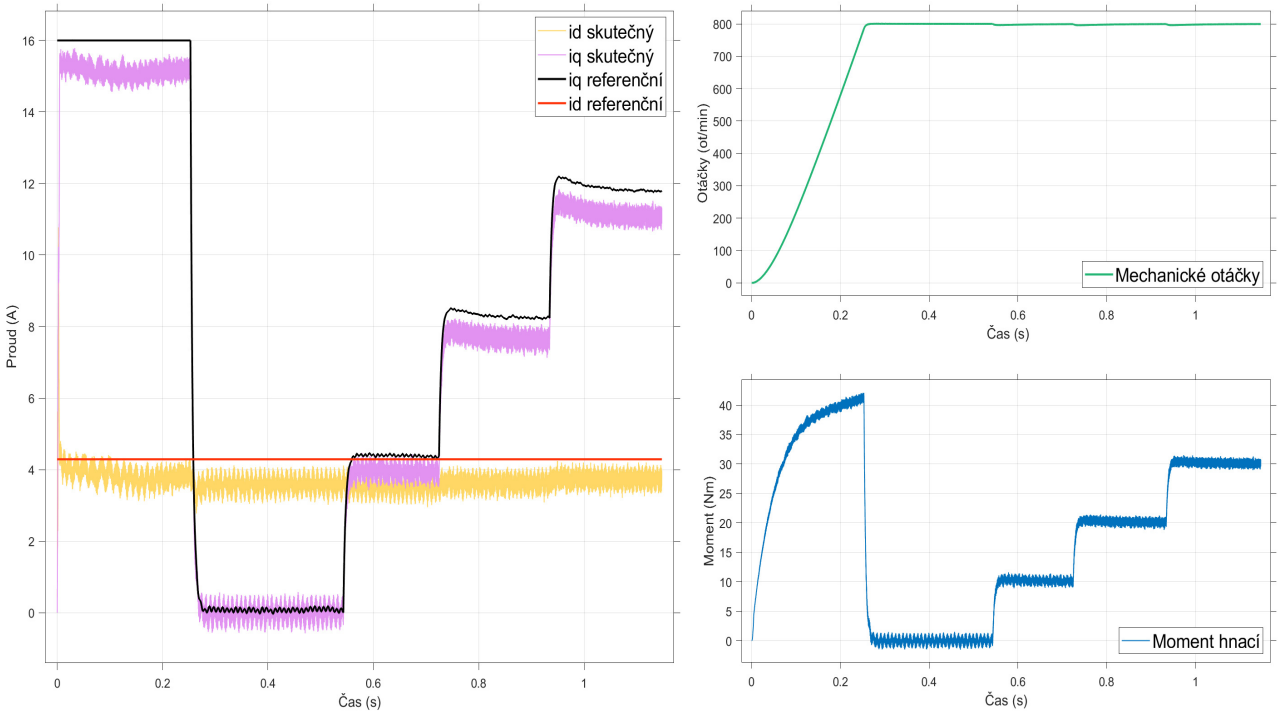
Obrázek 7.9: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ s použitím centrální diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_{\mathrm{z}} = 10$ Nm, $M_{\mathrm{z}} = 20$ Nm a $M_{\mathrm{z}} = 30$ Nm



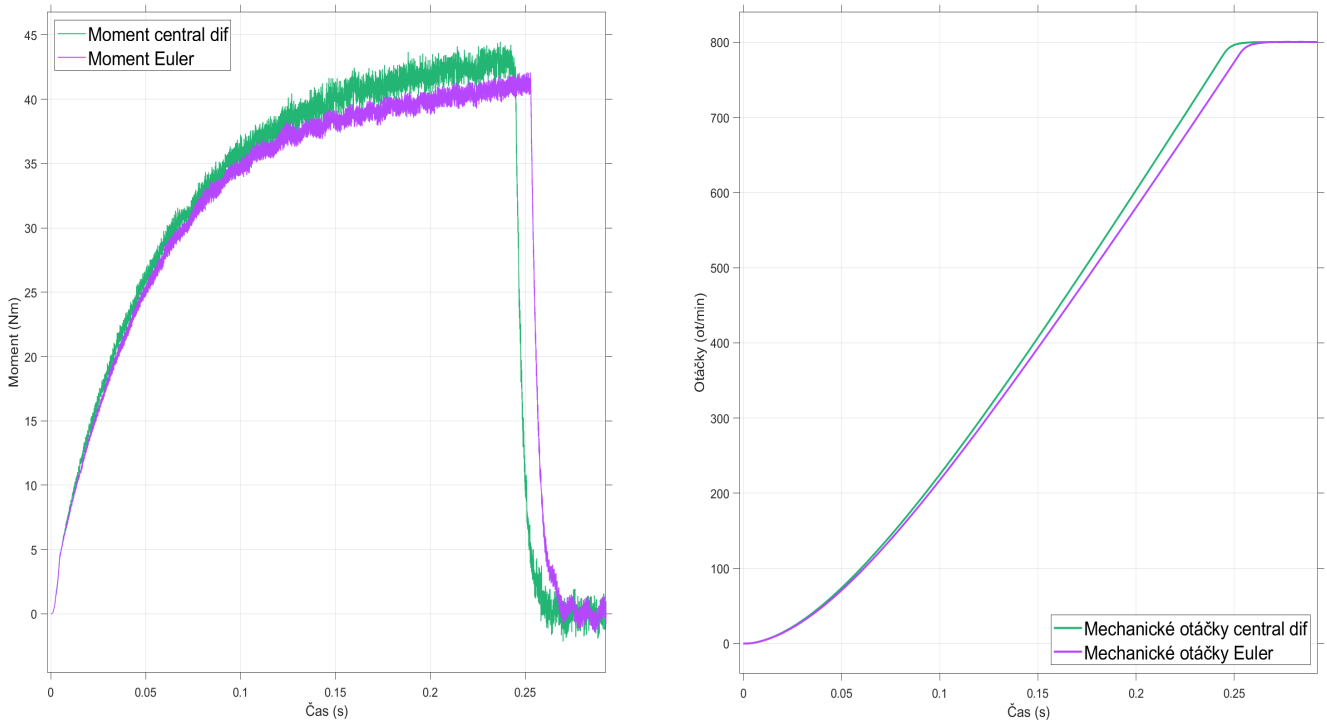
Obrázek 7.10: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_{d} resp. i_{q} s použitím centrální diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_{\mathrm{z}} = 10$ Nm, $M_{\mathrm{z}} = 20$ Nm a $M_{\mathrm{z}} = 30$ Nm



Obrázek 7.11: Simulované průběhy žádaného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}^{*}$ a skutečného statorového proudu $\boldsymbol{i}_{\mathbf{s}}$ s použitím dopředné diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_{\mathrm{z}} = 10$ Nm, $M_{\mathrm{z}} = 20$ Nm a $M_{\mathrm{z}} = 30$ Nm



Obrázek 7.12: Simulované průběhy hnacího momentu M, mechanických otáček rotoru n a proudových složek i_{d} resp. i_{q} s použitím dopředné diference v prediktivním modelu, během postupného zatěžování na hřídeli momentem $M_{\mathrm{z}} = 10$ Nm, $M_{\mathrm{z}} = 20$ Nm a $M_{\mathrm{z}} = 30$ Nm



Obrázek 7.13: Simulované průběhy hnacího momentu M a mechanických otáček rotoru n během rozběhu na žádanou hodnotu 800 min^{-1} při nezatíženém stroji

Kapitola 8

Závěr

Tato práce dokumentuje implementaci metody FCS-MPC do prostředí Simulink. Práce zachycuje chování metody při řízení otáčivé rychlosti asynchronního motoru s kotvou nakrátko. Během sestavení simulačního modelu byl brán ohled na použití metody FCS-MPC v praxi.
Řídicí strategie FCS-MPC ukázala, že má jednoduchý a srozumitelný koncept. Velkou výhodou metody je možnost neustále zlepšovat kvalitu řízení, ať už použitím kvalitnější numerické metody v prediktivním modelu, lepší modifikací ztrátové funkce nebo použitím výkonnějšího procesoru. Protože samotná myšlenka metody pracuje s obecným výkonovým měničem, můžeme metodu využít všude tam, kde máme k dispozici prediktivní model. To metodu předurčuje pro použití v širokém spektru řídicích aplikací.

Cílem práce bylo simulovat prediktivní řízení AM metodou FCS-MPC a zhodnotit simulované výsledky. Pro potřeby simulace byl v prostředí Simulink sestaven simulační model. Dosažené simulační výsledky daných veličin byly zaznamenány a v kapitole 7 zhodnoceny. Souhrn simulačních výsledků potvrzuje výše již výše uvedené. Kvalita metody FCS-MPC je závislá na chybě metody řešení prediktivního modelu, optimalizačním kritériu a vzorkovací periodě T_s, která se odvíjí od výpočetní výkonnosti procesoru.

Reference

[1] K. Holkar, K Wagh a L. Waghmare, "An Overview of Model Predictive Control", *International Journal of Control and Automation International Journal of Control and Automation International Journal of Control and Automation International Journal of Control and Automation*, roč. 3, led. 2011.

[2] M. Schwenzer, M. Ay, T. Bergs a D. Abel, "Review on model predictive control: an engineering perspective", *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, roč. 117, s. 1–23, lis. 2021. DOI: 10.1007/s00170-021-07682-3.

[3] P. KOBRLE a J. PAVELKA, *Elektrické pohony a jejich řízení* (3. přepracované vydání). V Praze: České vysoké učení technické, 2016, ISBN: 978-80-01-06007-0.

[4] C. J. O'Rourke, M. M. Qasim, M. R. Overlin a J. L. Kirtley, "A Geometric Interpretation of Reference Frames and Transformations: dq0, Clarke, and Park", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, roč. 34, č. 4, s. 2070–2083, 2019. DOI: 10.1109/TEC.2019.2941175.

[5] J. B. Ondřej Lipčák, "Matematický model asynchronního motoru, náhradní schéma, měření parametrů, elektromagnetický moment", Prezentace k přednáškém předmětu EPT, 2024.

[6] P. C. Jose Rodriguez, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*. John Wiley Sons, 2012, ISBN: 1119942640, 9781119942641.

[7] X. Wang, Y. Zhang a H. Yang, "Enhanced Robust Deadbeat Predictive Current Control for Induction Motors", in *2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, 2021, s. 600–604. DOI: 10.1109/PRECEDE51386.2021.9680912.

[8] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora et al., "Latest Advances of Model Predictive Control in Electrical Drives—Part I: Basic Concepts and Advanced Strategies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, roč. 37, č. 4, s. 3927–3942, 2022. DOI: 10.1109/TPEL.2021.3121532.

[9] A. Bemporad, "Model Predictive Control Design: New Trends and Tools", in *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, 2006, s. 6678–6683. DOI: 10.1109/CDC.2006.377490.

[10] R. Tarvirdilu-Asl, S. Nalakath, D. F. Valencia, B. Bilgin a A. Emadi, "Finite Control Set Model Predictive Control for Switched Reluctance Motor Drives with Reduced Torque Tracking Error", in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2021, s. 1–6. DOI: 10.1109/IECON48115.2021.9589986.

[11] H. Komurcugil, S. Bayhan, R. Guzman, M. Malinowski a H. Abu-Rub, "Design of Model Predictive Control", in *Advanced Control of Power Converters: Techniques and Matlab/Simulink Implementation*. 2023, s. 73–119. DOI: 10.1002/9781119854432.ch5.

[12] S. Vazquez, J. I. Leon, L. G. Franquelo et al., "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics", *IEEE Industrial Electronics Magazine*, roč. 8, č. 1, s. 16–31, 2014. DOI: 10.1109/MIE.2013.2290138.

[13] J. B. Ondřej Lipčák, "Vektorová regulace asynchronního motoru, odbuzování, optimalizace účinnosti", Prezentace k přednáškém předmětu EPT, 2024.

[14] P. Habala. "Diferenciální rovnice a numerické metody", Faculty of Electrical Engineering, Czech technical university in Prague. (2024), URL: https://www.youtube.com/watch?v=DKewgHvW_GU&ab_channel=CVUTFEL.