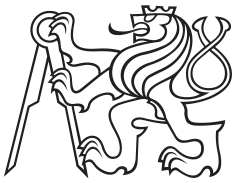
Diplomová práce



České
vysoké
učení technické
v Praze

F3

Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Model BLDC motoru pro bezsenzorovou regulaci

Bc. Petr Brázdil

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka
Květen 2021

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Brázdil** Jméno: **Petr** Osobní číslo: **466233**

Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**

Zadávající katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**

Studijní program: **Elektronika a komunikace**

Specializace: **Elektronika**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Model BLDC motoru pro bezsenzorovou regulaci

Název diplomové práce anglicky:

BLDC Motor Model for Sensorless Control

Pokyny pro vypracování:

Prostudujte funkci a možnosti řízení bezkartáčovýh stejnosměrných tzv. BLDC motorů. Na základě zadání konkrétního typu motoru změřte, případně analyzujte parametry daného motoru. Dle zjištěných parametrů vytvořte model BLDC motoru pro Simulink, který bude vyhovovat pro další simulace regulačního bezsenzorového systému. Podle možností proveďte srovnání výsledků simulace modelu a reálného motoru. Na základě vytvořeného modelu navrhněte bezsenzorovou regulaci motoru, kterou ověřte simulací a zhodnoťte dosažené výsledky. Postup prací konzultujte jak se zadávající firmou, tak s vedoucím práce.

Seznam doporučené literatury:

[1] Gamazo-Real, J.C.; Vázquez-Sánchez, E.; Gómez-Gil, J. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. Sensors 2010, 10, 6901-6947

[2] P. P. Acarnley and J. F. Watson, 'Review of position-sensorless operation of brushless permanent-magnet machines,' in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, pp. 352-362, April 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.870868

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka, katedra teorie obvodů FEL

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

Datum zadání diplomové práce: **03.02.2021** Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2022**

doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka	prof. Ing. Pavel Hazdra, CSc.	prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce	podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry	podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

17.5.2021
Datum převzetí zadání

Brázdil
Podpis studenta

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

Poděkování

Chtěl bych touto cestou poděkovat panu Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi a Ing. Janu Stejskalovi za možnost konzultace k dané problematice. Zároveň děkuji panu Ing. Miroslavu Flegrovi a společnosti Veolia Smart Systems za poskytnuté prostředky a informace v souvislosti s touto prací.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně, a že jsem uvedl veškerou použitou literaturu.

V Praze, 12. května 2021

Abstrakt

Tato práce je zaměřená na návrh bezsenzorového řízení BLDC motoru v prostředí Simulink programu MATLAB. K návrhu se využívá modelu vytvořeného na základě konkrétního typu motoru. Při modelování motoru je použito odhadovaného průběhu indukovaného napětí na základě spektrální analýzy změřeného průběhu. Zároveň v sobě model zahrnuje i tzv. cogging moment síly. Pro bezsenzorové řízení je využita metoda založená na integraci indukovaného napětí, resp. napětí na plovoucí fázi motoru. Stěžejním parametrem se pro tuto metodu stává prahová hodnota integrace. Za tímto účelem je navržen algoritmus pro ladění této hodnoty za běhu motoru. Další částí řízení motoru jsou PI regulátory otáček a proudu. V případě regulátoru otáček se využívá metody dynamické saturace. V poslední části práce jsou provedeny simulace k ověření funkce modelu motoru a navrženého bezsenzorového řízení.

Klíčová slova: BDLC motor, bezsenzorová regulace, model BLDC motoru, cogging moment síly, metoda integrovaní indukovaného napětí, indukované napětí, Simulink/MATLAB, PI regulátor, dynamická saturace integrátoru

Vedoucí: Doc. Dr. Ing. Jiří Hospodka

Abstract

This thesis is focused on the design of sensorless control of BLDC motor in Simulink/MATLAB environment. Model of a given motor is created for the purpose of control design. In the model estimated waveform of back-EMF is used based on spectral analysis of the measured waveform. Cogging torque is also included. A method based on integration of back-EMF is employed for the sensorless control. The threshold of integration is an important parameter in this method. An additional algorithm was designed for adjusting the threshold while the motor runs. The next part of the motor control are speed and current PI regulators. A method of dynamic clamping is used in case of a speed regulator. At last simulation are performed to verify the model of motor and the designed sensorless control.

Keywords: BLDC motor, sensorless control, BLDC motor model, cogging torque, back-EMF integration method, back-EMF, Simulink/MATLAB, PI regulator, dynamic integrator clamping

Title translation: BLDC Motor Model for Sensorless Control

Obsah

Úvod **1**

Část I
Modelování BLDC motoru

1 Teoretický úvod **5**
1.1 Obecný popis BLDC motoru 5
1.2 Matematický model 6
1.2.1 Zapojení do hvězdy 6
1.2.2 Zapojení do trojúhelníku 9

2 Implementovaný model **11**
2.1 Obecný popis 11
2.2 Elektrická část 12
2.2.1 Průběh indukovaného napětí 13
2.3 Mechanická část 16
2.3.1 Cogging moment síly 17

Část II
Řízení BLDC motoru

3 Teoretický úvod **23**
3.1 Elektronická komutace 23
3.2 Senzorové řízení 25
3.2.1 Enkodéry 25
3.2.2 Resolvery 25
3.2.3 Hallova sonda 26
3.2.4 Reluktanční senzory 27
3.3 Bezsenzorové metody řízení 28
3.3.1 Přímá detekce průchodu nulou 29
3.3.2 Integrační metoda 29
3.3.3 Metoda třetí harmonické 30
3.3.4 Freewheeling diode metoda . . 30
3.3.5 Metoda FOC 31
3.3.6 Observer metody 32

4 Implementované řízení motoru **33**
4.1 Obecný popis 33
4.2 Řízení komutace 34
4.2.1 Bezsenzorový algoritmus 36
4.2.2 Rozběhový algoritmus 40
4.3 Řízení PWM 41
4.3.1 Regulátor otáček 41
4.3.2 Regulátor proudu 42

Část III
Simulace

5 Ověření modelu motoru **47**
5.1 Průběh indukovaného napětí . . . 47
5.2 Průběh fázových proudů 48
5.3 Cogging moment síly 50

6 Simulace řízení motoru **53**
6.1 Bezsenzorový algoritmus 53
6.2 Rozběh motoru 58

Závěr **63**

Literatura **65**

Přílohy

A **69**

Obrázky

1.1 Způsoby rozložení statorového vinutí 5
1.2 Způsoby umístění rotoru u BLDC motorů 6
1.3 Náhradní schéma fázového vinutí v zapojení do hvězdy (Y) 6
1.4 Průběh funkce $F(\theta_e)$ pro motor s koncentrovaným (lichoběžníkový průběh) a distribuovaným (sinusový průběh) statorovým vinutím 8
1.5 Náhradní schéma fázového vinutí v zapojení do trojúhelníku (Δ) 9

2.1 Schéma elektrické části modelu . 12
2.2 Vnitřní zapojení bloku *elektricky blok* 13
2.3 Změřený průběh indukovaného napětí 14
2.4 Vypočtené spektrum indukovaného napětí s vyznačenými harmonickými složkami 15
2.5 Porovnání jedné elektrické periody odhadovaného a změřeného průběhu indukovaného napětí 15
2.6 Schéma mechanické části modelu 16
2.7 Vnitřní zapojení bloku *mechanicky blok* 17
2.8 Výsledný průběh cogging momentu z analýzy v programu FEMM 4.2 a jeho zjednodušený odhad 19
2.9 Vypočtené spektrum cogging momentu s vyznačenými harmonickými složkami 19
2.10 Normovaný průběh cogging momentu 20

3.1 Obvodové zapojení pro elektronickou komutaci 23
3.2 Způsob komutování fázových proudů $i_i(\theta_e)$ (plná čára) při lichoběžníkovém tvaru indukovaného napětí $e_i(\theta_e)$ (čárkovaná čára) 24
3.3 Způsob komutování fázových proudů $i_i(\theta_e)$ (plná čára) při sinusovém tvaru indukovaného napětí $e_i(\theta_e)$ (čárkovaná čára) 24
3.4 Hallovy sondy umístěné mezi póly statorového vinutí 26
3.5 Hallovy sondy a pomocné permanentní magnety umístěné na hřídeli motoru 27
3.6 Princip snímání polohy rotoru reluktančním senzorem 27
3.7 Náhradní schéma při vybuzení fázového vinutí zapojeného do hvězdy (Y) 28
3.8 Náhradní schéma při vybuzení fázového vinutí zapojeného do hvězdy (Δ) 29
3.9 Integrace indukovaného napětí při nižších ($e_1(t)$) a vyšších ($e_2(t)$) otáčky motoru 30
3.10 Ilustrace metody založené na třetí harmonické složce indukovaného napětí 31
3.11 Ilustrace prostorových vektorů fázového proudu a magnetického toku v rovině *d-q* 32

4.1 Celkové zapojení řízení motoru . 34
4.2 Vnitřní zapojení bloku řídicí jednotky 34
4.3 Vnitřní zapojení bloku *rizeni komutace* 35
4.4 Vnitřní zapojení bloku *mereni faz napeti* 36
4.5 Vnitřní zapojení bloku *bezsenzorovy algoritmus* 37
4.6 Vnitřní zapojení bloku *integrace emf* 38
4.7 Vnitřní zapojení bloku *perioda a zpozdeni* 39
4.8 Vnitřní zapojení bloku *prah integralu* 39
4.9 Vnitřní zapojení bloku *casova synchronizace* 39
4.10 Vnitřní zapojení bloku *rozbehovy algoritmus* 41
4.11 Vnitřní zapojení bloku *rizeni PWM* 41
4.12 Vnitřní zapojení bloku *regulator otacek* 42

Tabulky

4.13 Vnitřní zapojení bloku *PI regulator* 43
4.14 Vnitřní zapojení bloku *regulator proudu* 43

5.1 Porovnání průběhů změřeného a simulovaného indukovaného napětí 47
5.2 Porovnání průběhů změřeného a simulovaného napětí U_{LN} 48
5.3 Porovnání průběhů změřeného a simulovaného fázového proudu v zatíženém stavu 49
5.4 Průběh fázového proudu a jeho efektivní hodnoty v nezatížené stavu 50
5.5 Ustálení úhlu natočení rotoru θ_{r} ve stabilní poloze 51
5.6 Ustálení úhlu natočení rotoru θ_{r} při rozběhnutí a následném zastavení motoru 51

6.1 Ilustrace činnosti bezsenzorového algoritmu 54
6.2 Výsledný průběh fázových proudů a elektromagnetického momentu síly 55
6.3 Srovnání průběhu napětí U_{emf} při fixně zvolené a přizpůsobené prahové hodnotě integrálu 56
6.4 Ilustrace činnosti algoritmu pro přizpůsobování prahové hodnoty integrálu 57
6.5 Průběh úhlové rychlosti v nezatíženém a zatíženém stavu . . . 59
6.6 Ukázka činnosti regulátoru otáček 60
6.7 Ukázka činnosti regulátoru proudu 61
6.8 Změna řízení komutace ze senzorového na bezsenzorový algoritmus 62

A.1 Kompletní schéma modelu motoru 70
A.2 Ukázka struktury motoru vytvořené v programu FEMM 4.2 . 71
A.3 Vývojový diagram algoritmu pro změnu prahové hodnoty integrálu . 72

2.1 Parametry modelovaného motoru 11
2.2 Úrovně harmonických složek indukovaného napětí 16
2.3 Úrovně harmonických složek cogging momentu 19

4.1 Spínací schéma můstkového měniče 35
4.2 Použité frekvence 35
4.3 Výběr fázového napětí na základě aktuálního sektoru 38
4.4 Výběr sektoru na základě úhlu natočení rotoru 40

6.1 Parametry regulátorů 58

ctuthesis t1606152353

Úvod

Kvůli vzrůstajícím nárokům na účinnost elektrických spotřebičů získávají motory typu BLDC (Brushless Direct Current) stále větší popularitu. Nahrazují tak klasické stejnosměrné motory, které ke své činnost využívají mechanické komutace. Avšak právě komutátor je jedním ze zdrojů výkonových ztrát u stejnosměrných motorů. Zároveň je vyžadována častá údržba z důvodu opotřebování uhlíkových kartáčů.

V případě BLDC motorů se naopak vyžívá elektronická komutace. Díky tomu je možné dosahovat lepší účinnosti a spolehlivosti. Dále pak nižší hlučnosti a mechanického opotřebení, což vede i delší životnosti [1, 2]. BLDC motory tak nacházejí uplatnění v mnoha aplikacích. Například jako pohon pump, ventilátorů či kompresorů, kde se předpokládá malá změna zátěže, resp. otáček. Dále pak v průmyslu, pohonech elektrických vozidel, servo řízení, robotice či letectví [1–3].

Pro správnou funkci elektronické komutace je zapotřebí znát přesnou polohu rotoru. Za tímto účelem lze využít standardních polohových senzorů. Použití senzorů však může být pro některé aplikace nevýhodné. Zejména v případech, kde je kladen důraz na minimální celkové rozměry a náklady instalace [3].

Možnou alternativou, díky rozvoji v mikroprocesorové technice, je implementovat bezsenzorové metody řízení. V dnešní době se nabízí široká škála těchto metod. Od těch méně náročných, které například využívají detekce průchodu indukovaného napětí nulou, až po ty sofistikovanější typu FOC, které umožňuje přesnější kontrolu nad výsledným točivým momentem motoru.

Cílem této práce je návrh algoritmu pro bezsenzorové řízení BLDC motoru. Návrh se opírá o model vytvořený na základě konkrétního typu motoru. Zároveň jsou brány v potaz požadavky aplikace, pro kterou je daný motor určen. Konkrétně pohon okenních žaluzií. Model motoru i samotné řízení je implementováno v prostředí Simulik programu MATLAB.

První část práce se zaměřuje na vytváření modelu BLDC motoru. V modelu je použitý odhad průběhu indukovaného napětí, který byl získán na základě spektrální analýzy změřeného průběhu. Dále v sobě model obsahuje i tzv. cogging moment síly.

V druhé části jsou nejprve představeny možné způsoby řízení BLDC motorů, a pak následuje popis implementované řízení. Hlavním bodem je zvolená bezsenzorová metoda založena na integraci indukovaného napětí, resp. napětí

na plovoucí fázi motoru. Nakonec je zde popsána PWM regulace a rozběhový algoritmus.

Poslední část už je věnovaná simulacím. Nejprve je ověřena funkce modelu motoru na základě porovnání výstupů simulací s naměřenými údaji, a nakonec jsou provedeny simulace samotného řízení motoru.

Část I

Modelování BLDC motoru

Kapitola 1

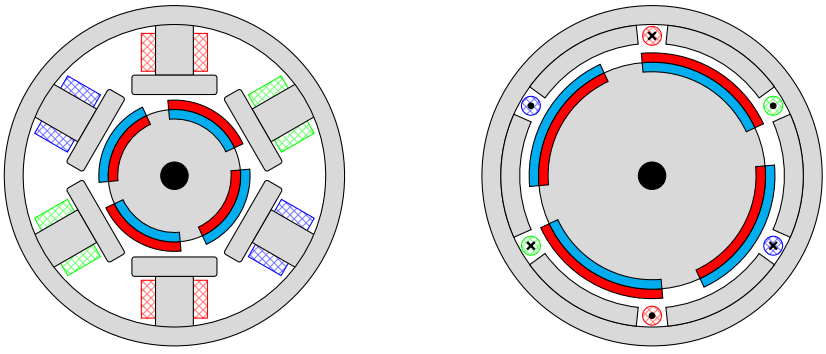
Teoretický úvod

1.1 Obecný popis BLDC motoru

BLDC (Brushless Direct Current) motor je bezkartáčový stejnosměrný motor. Oproti klasickému stejnosměrnému motoru je u BLDC motorů zdrojem hlavního magnetického pole rotor. Statorovým vinutím pak protéká elektronicky komutovaný proud. Díky tomu není u BLDC motorů zapotřebí komutátoru, který je u klasických stejnosměrných motorů zdrojem ztrát.

Z hlediska tvaru indukovaného napětí se rozlišují dva druhy BLDC motorů: lichoběžníkové a sinusové. BLDC motory se sinusovým tvarem indukovaného napětí jsou většinou uváděny pod zkratkou PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor). Tvar indukovaného napětí je dán tvarem permanentních magnetů rotoru a rozložením statorového vinutí [4].

Na obrázku 1.1 jsou znázorněny dva základní způsoby rozložení statorového vinutí. Lichoběžníkový průběh indukovaného napětí je typický pro motory s koncentrovaným statorovým vinutím. Zatímco sinusový průběhy je typický pro distribuované statorové vinutí.

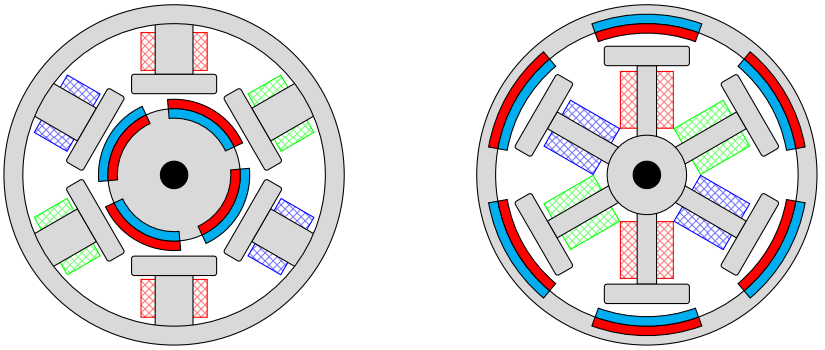


(a) : koncentrované vinutí **(b) :** distribuované vinutí

Obrázek 1.1: Způsoby rozložení statorového vinutí

Dále se z hlediska umístění rotoru rozlišují BLDC motory s vnitřním a vnějším umístěním rotoru, viz. obrázek 1.2.

Podle způsobu zapojení statorového vinutí se rozlišují BLDC motory se zapojením do hvězdy (Y) nebo do trojúhelníku (Δ). Zapojení vinutí do hvězdy



(a) : s vnitřním umístěním rotoru **(b) :** s vnějším umístěním rotoru

Obrázek 1.2: Způsoby umístění rotoru u BLDC motorů

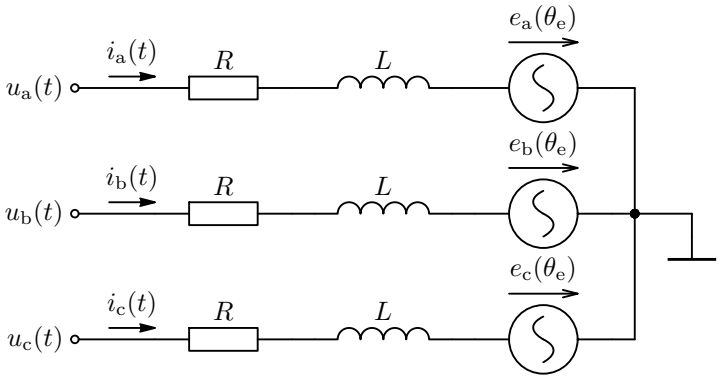
je efektivní zejména, pracuje-li motor při nízkých otáčkách a vysokém zatěžovacím momentu. Naproti tomu zapojení do trojúhelníku je výhodné pro vyšší otáčky. Motory s tímto zapojením ovšem vyžadují vhodný návrh konstrukce, aby se zamezilo výskytu třetí harmonické složky indukovaného napětí. Ta vede ke vzniku proudu cirkulujícího ve smyčce trojúhelníkového zapojení. Cirkulující proud vytváří reluktanční moment síly, který může způsobovat vibrace motoru. Na druhou stranu BLDC motory s trojúhelníkovým vinutím jsou výhodné z hlediska masové výroby [5, 6].

1.2 Matematický model

Tato kapitola je zaměřena na popis matematického modelu BLDC motoru. V první části je popsán model v případě zapojení statorového vinutí do hvězdy (Y). Druhá část je naopak věnována zapojení do trojúhelníku (Δ).

1.2.1 Zapojení do hvězdy

Na obrázku 1.3 je zobrazeno náhradní schéma fázových vinutí BLDC motoru v zapojení do hvězdy (Y).



Obrázek 1.3: Náhradní schéma fázového vinutí v zapojení do hvězdy (Y)

Jednotlivá fázová vinutí jsou tvořena sériovou kombinací rezistoru R, induktoru L a střídavého zdroje napětí $e_{\mathrm{a}}(\theta_{\mathrm{e}})$, $e_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}})$ a $e_{\mathrm{c}}(\theta_{\mathrm{e}})$. Pro jednoduchost se předpokládá symetrie fázových vinutí, a proto jsou hodnoty odporů a induktorů shodné. Střídavé zdroje napětí reprezentují indukované napětí ve fázových vinutích. Všechny tři fáze jsou na jednom konci spojeny v jednom bodě (střed hvězdy). V tomto budě vzniká tzv. virtuální nula. Okamžitá hodnota indukovaného napětí je závislá na elektrickém úhlu θ_{e}, pro který platí

$$\theta_{\mathrm{e}} = \frac{p}{2}\theta_{\mathrm{r}}, \tag{1.1}$$

kde p představuje počet pólových nástavců rotoru a θ_{r} je úhel natočení rotoru.

Pro jednotlivá fázová napětí platí

$$u_{\mathrm{a}}(t) = Ri_{\mathrm{a}}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{a}}(t)}{\mathrm{d}t} + e_{\mathrm{a}}(\theta_{\mathrm{e}}) \tag{1.2}$$

$$u_{\mathrm{b}}(t) = Ri_{\mathrm{b}}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{b}}(t)}{\mathrm{d}t} + e_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}}) \tag{1.3}$$

$$u_{\mathrm{c}}(t) = Ri_{\mathrm{c}}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_{\mathrm{c}}(t)}{\mathrm{d}t} + e_{\mathrm{c}}(\theta_{\mathrm{e}}). \tag{1.4}$$

Pro okamžité hodnoty indukovaného napětí v závislosti na elektrickém úhlu platí

$$e_{\mathrm{a}}(\theta_{\mathrm{e}}) = \frac{k_{\mathrm{e}}}{2}\omega F\left(\theta_{\mathrm{e}}\right) \tag{1.5}$$

$$e_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}}) = \frac{k_{\mathrm{e}}}{2}\omega F\left(\theta_{\mathrm{e}} - 120°\right) \tag{1.6}$$

$$e_{\mathrm{c}}(\theta_{\mathrm{e}}) = \frac{k_{\mathrm{e}}}{2}\omega F\left(\theta_{\mathrm{e}} + 120°\right), \tag{1.7}$$

kde k_{e} je rychlostní konstanta[1)], ω je úhlová rychlost motoru a $F\left(\theta_{\mathrm{e}}\right)$ funkce popisující normovaný průběh indukovaného napětí. Na obrázku 1.4c jsou znázorněny průběhy funkce $F\left(\theta_{\mathrm{e}}\right)$ pro BLDC motory s lichoběžníkovým a sinusovým tvarem indukovaného napětí.

Z pomoci $F\left(\theta_{\mathrm{e}}\right)$ lze vyjádřit vztahy pro elektromagnetický moment síly, který generují jednotlivá fázová vinutí

$$T_{\mathrm{a}}(\theta_{\mathrm{e}}, t) = \frac{k_{\mathrm{t}}}{2}i_{\mathrm{a}}(t)F\left(\theta_{\mathrm{e}}\right) \tag{1.8}$$

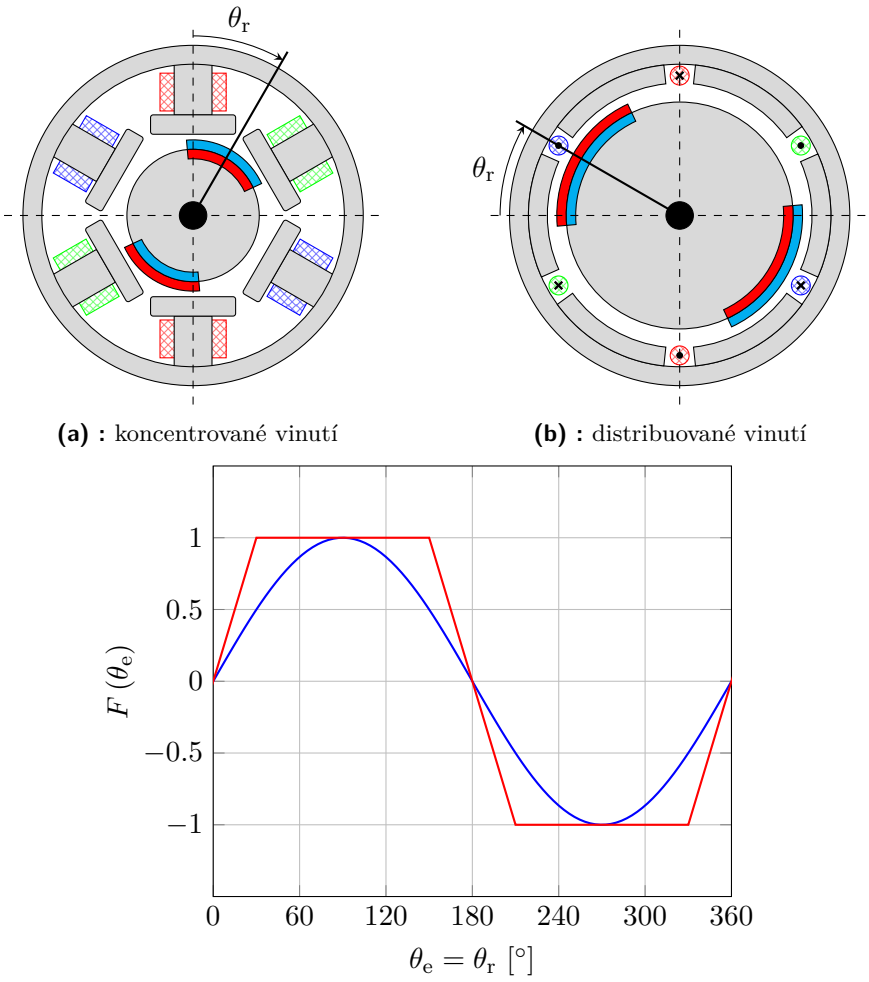
$$T_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}}, t) = \frac{k_{\mathrm{t}}}{2}i_{\mathrm{b}}(t)F\left(\theta_{\mathrm{e}} - 120°\right) \tag{1.9}$$

$$T_{\mathrm{c}}(\theta_{\mathrm{e}}, t) = \frac{k_{\mathrm{t}}}{2}i_{\mathrm{c}}(t)F\left(\theta_{\mathrm{e}} + 120°\right), \tag{1.10}$$

[1)] Rychlostní konstanta je konstantou úměrnosti mezi indukovaným napětím a úhlovou rychlostí.

kde k_t je momentová konstanta[2)]. Pro výsledný elektromagnetický moment síly pak platí

$$T_\mathrm{e}(\theta_\mathrm{e}, t) = \frac{k_\mathrm{t}}{2}\Big[F\left(\theta_\mathrm{e}\right) i_\mathrm{a}(t) + F\left(\theta_\mathrm{e} - 120°\right) i_\mathrm{b}(t) + F\left(\theta_\mathrm{e} + 120°\right) i_\mathrm{c}(t)\Big] \tag{1.11}$$



(a) : koncentrované vinutí

(b) : distribuované vinutí

(c) : průběh funkce $F\left(\theta_\mathrm{e}\right)$

Obrázek 1.4: Průběh funkce $F\left(\theta_\mathrm{e}\right)$ pro motor s koncentrovaným (lichoběžníkový průběh) a distribuovaným (sinusový průběh) statorovým vinutím

[2)] Momentová konstanta je konstantou úměrnosti mezi elektromagnetickým momentem síly a proudem fázového vinutí.

Z 2. Newtonova zákona lze odvodit vztah mezi výsledným točivým momentem a úhlovou rychlostí motoru

$$T_\mathrm{e} - T_\mathrm{z} = J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} + b\omega, \tag{1.12}$$

kde T_z je zatěžovací moment, J moment setrvačnosti a b konstanta tření.

1.2.2 Zapojení do trojúhelníku

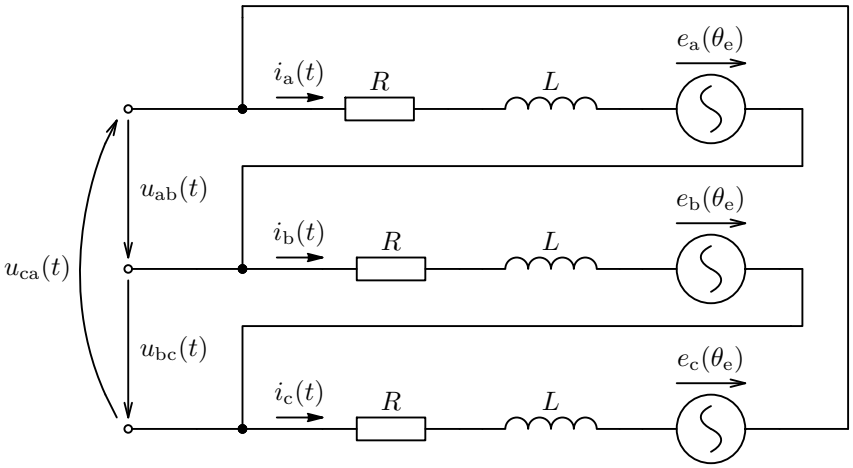
V případě statorového vinutí zapojeného do trojúhelníku (Δ) platí podobné vztahy, jako u zapojení do hvězdy (Y). Nicméně v tomto případě už nelze jednoduše vyjádřit jednotlivá fázová napětí vůči bodu virtuální nuly. Jak ukazuje náhradní schéma na obrázku 1.5, tato možnost se zde nenabízí.

Lze však využít vztahů pro sdružená napětí, pro která platí

$$u_\mathrm{ab}(t) = u_\mathrm{a}(t) - u_\mathrm{b}(t) = Ri_\mathrm{a}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{a}(t)}{\mathrm{d}t} + e_\mathrm{a}(\theta_\mathrm{e}) \tag{1.13}$$

$$u_\mathrm{bc}(t) = u_\mathrm{b}(t) - u_\mathrm{c}(t) = Ri_\mathrm{b}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{b}(t)}{\mathrm{d}t} + e_\mathrm{b}(\theta_\mathrm{e}) \tag{1.14}$$

$$u_\mathrm{ca}(t) = u_\mathrm{c}(t) - u_\mathrm{a}(t) = Ri_\mathrm{c}(t) + L\frac{\mathrm{d}i_\mathrm{c}(t)}{\mathrm{d}t} + e_\mathrm{c}(\theta_\mathrm{e}). \tag{1.15}$$



Obrázek 1.5: Náhradní schéma fázového vinutí v zapojení do trojúhelníku (Δ)

Kapitola 2
Implementovaný model

Tato kapitola je zaměřena na popis implementovaného modelu BLDC motoru. Úvodu kapitoly je věnován obecnému popisu modelu a prostředí, ve kterém je model vytvořen. V dalších kapitolách jsou popsány jednotlivé části modelu.

2.1 Obecný popis

Model motoru byl implementován v prostředí Simulink programu MATLAB. Kromě bloků ze standardní Simulink knihovny bylo využito bloků z knihovny Simscape. Knihovna Simscape umožňuje intuitivnější modelování fyzikálních systémů. Obsahuje stavební prvky zastupující různé fyzikální domény. Z jednotlivých prvků lze sestavovat náhradní schémata modelovaného systému. To umožňuje vytvářet rozsáhlé systémové struktury bez nutnosti odvozování matematických vztahů, které daný systém popisují.

V případě modelu BLDC motoru byla využita knihovna Simscape při tvorbě elektrické a mechanické části. Výhodou tohoto přístupu je univerzálnost modelu. Model je možné simulovat standardním způsobem, kdy je motor vybuzen elektricky a sleduje se jeho mechanická odezva. Zároveň je možné model simulovat opačným způsobem, tedy že je motor vybuzen mechanicky a sledují se odezvy elektrických veličin.

Elektrická a mechanická část modelu jsou vzájemně propojeny dvojicí bloků pojmenovaných *elektricky blok* a *mechanicky blok*. Kompletní schéma modelu je k dispozici v příloze na obrázku A.1.

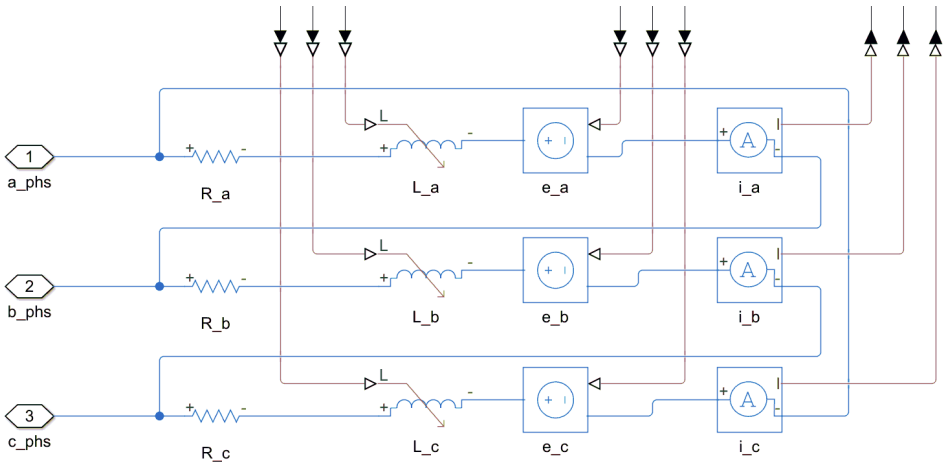
Tabulka 2.1: Parametry modelovaného motoru

Parametr	Hodnota
počet pólů rotoru	16
počet pólů statoru	12
odpor mezi vývody [mΩ]	125
indukčnost mezi vývody [µH]	105
max. otáčky naprázdno [ot./min.]	4980
momentová konstanta [$\mathrm{mN\,m\,A^{-1}}$]	34,48

Předlohou pro model je motor od společnosti Constar. Jedná se o BLDC motor s vnějším umístěním rotoru a koncentrovaným statorovým vinutím. Samotné statorové vinutí je zapojené do trojúhelníku (Δ). V tabulce 2.1 jsou uvedeny parametry motoru.

2.2 Elektrická část

Elektrická část modelu je tvořená obvodem z elektrických Simscape bloků, viz. obrázek 2.1. Obvod je odvozen ze schématu na obrázku 1.5, tedy z náhradního schématu pro motor se statorovým vinutím zapojeným do trojúhelníku.



Obrázek 2.1: Schéma elektrické části modelu

Navíc je do každé fáze přidán blok ampérmetru pro měření proudu v jednotlivých fázích. Význam měření proudů je uveden v kapitole 2.3. Hodnoty rezistorů, které představují činný odpor vinutí, bylo nutné dopočítat, neboť hodnota uvedená v tabulce 2.1 odpovídá odpor mezi vývod motoru. V případě zapojení do hvězdy by postačilo pouze vydělit tuto hodnotu dvěma. Nicméně pro zapojení do trojúhelníku platí vztah

$$R_{\text{fáz}} = \frac{3}{2} R_{\text{výv}}, \tag{2.1}$$

kde $R_{\text{fáz}}$ je odpor fázového vinutí a $R_{\text{výv}}$ je odpor mezi vývody. Hodnota odporu všech tří rezistorů je tedy 187,5 mΩ.

Induktory představující indukčnost vinutí a indukovaného napětí v podobě řízených napěťových zdrojů jsou ovládány signály z bloku s názvem *elektricky blok*. Vnitřní uspořádání bloku je znázorněné na obrázku 2.2.

Jak je možné vidět model je prozatím implementován s konstantní indukčností fázových vinutí. Model je tedy možné dodatečně doplnit o proměnlivou indukčnost v závislosti na úhlu natočení rotoru. Tento jev je pak možné využít například pro určení počáteční polohy rotoru, zejména při návrhu bezsenzorového rozběhu motoru [7]. Konstantní hodnota indukčnosti byla

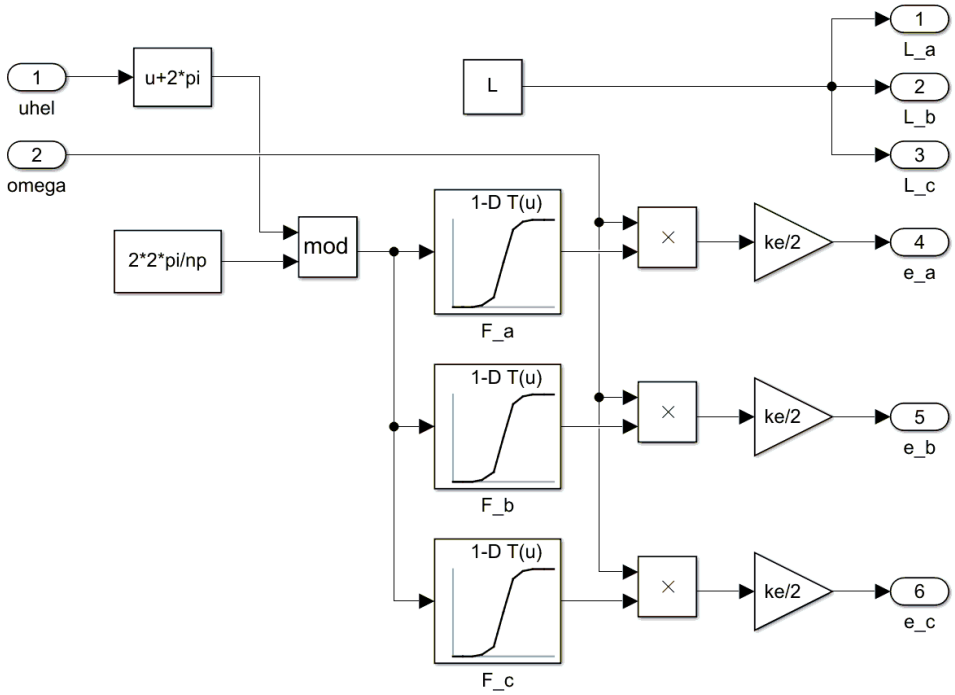
spočtena z tabulky 2.1 stejně, jako odpor fázového vinutí[1)]. Výsledná hodnota je 157,5 µH.

Na základě rovnic 1.5, 1.6 a 1.7 byly pospojovány bloky, které dohromady umožňují generovat indukované napětí pro jednotlivé fáze. Ve vyhledávacích tabulkách *F_a*, *F_b* a *F_c* jsou obsaženy normované průběhy indukovaného napětí, viz. kapitola 2.2.1. Výstup vyhledávacích tabulek je vynásoben úhlovou rychlostí a polovinou rychlostní konstanty.

Aby bylo možné vyhledávací tabulky správně adresovat, využívá se zde bloku s funkcí modulo. Výstup modulo bloku je definován jako

$$\mathrm{mod}\left(\theta_\mathrm{r}, \frac{2 \cdot 2\pi}{N_\mathrm{p}}\right), \tag{2.2}$$

kde θ_r je mechanický úhel natočení rotoru a N_p je počet magnetických pólů rotoru. Výstupem je tedy interval úhlu θ_r, který představuje jednu periodu elektrického úhlu θ_e.



Obrázek 2.2: Vnitřní zapojení bloku *elektricky blok*

2.2.1 Průběh indukovaného napětí

Z rovnice 1.11 vyplývá, že výsledný průběh elektromagnetického momentu síly je závislý na průběhu proudu a indukovaného napětí v dané fázi.

Některé modely BLDC motorů uvažují ideální lichoběžníkový průběh indukovaného napětí. Reálné průběhy indukovaného napětí se však od toho

[1)] Při výpočtu fázové indukčnosti byly zanedbané vzájemné indukčnosti.

ideálního výrazně vzdalují. Konstrukční provedení motoru má dopad na výsledné prostorové harmonické složky indukovaného napětí. Především pak počet pólových nástavců rotoru a statoru. Modely s ideálním průběhem indukovaného napětí tedy neumožňují adekvátně simulovat zvlnění výsledného elektromagnetického moment síly [8, 9].

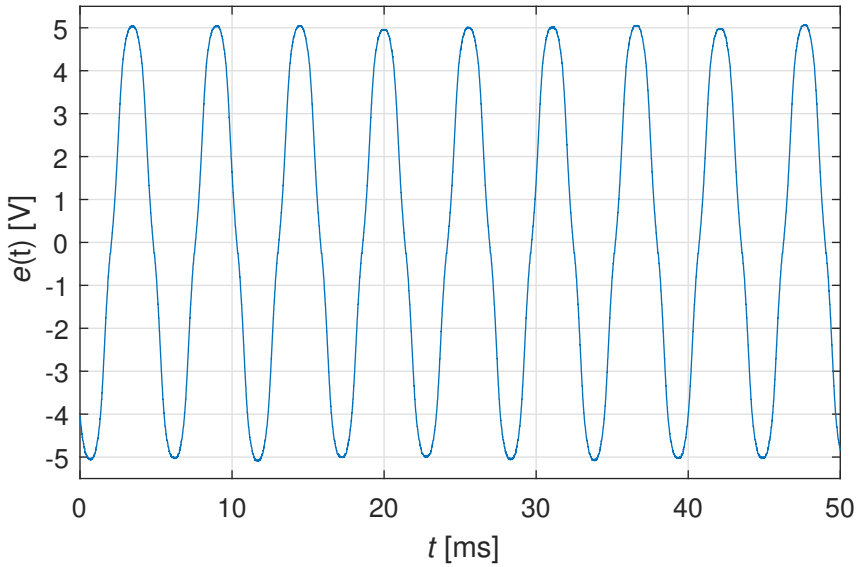
Pro věrohodnější výstupy simulací byl v implementovaném modelu použit průběh indukovaného napětí odpovídající skutečnému průběhu. Na obrázku 2.3 je možné vidět změřený průběh indukovaného napětí jedné fáze. Měření bylo provedeno při rychlosti otáčení 1356 ot./min., což odpovídá 142 $\mathrm{rad\,s^{-1}}$. Měření při dostatečně vysokých otáčkách zabraňuje vlivu rušivých jevů, které by se mohly projevovat při nízkých otáčkách.

Z průběhu je možné odečíst amplitudu indukovaného napětí 5 V. Ze znalosti otáček, resp. úhlové rychlosti, rotoru a amplitudy indukovaného napětí lze vypočítat rychlostní konstantu k_e. Pro tu platí

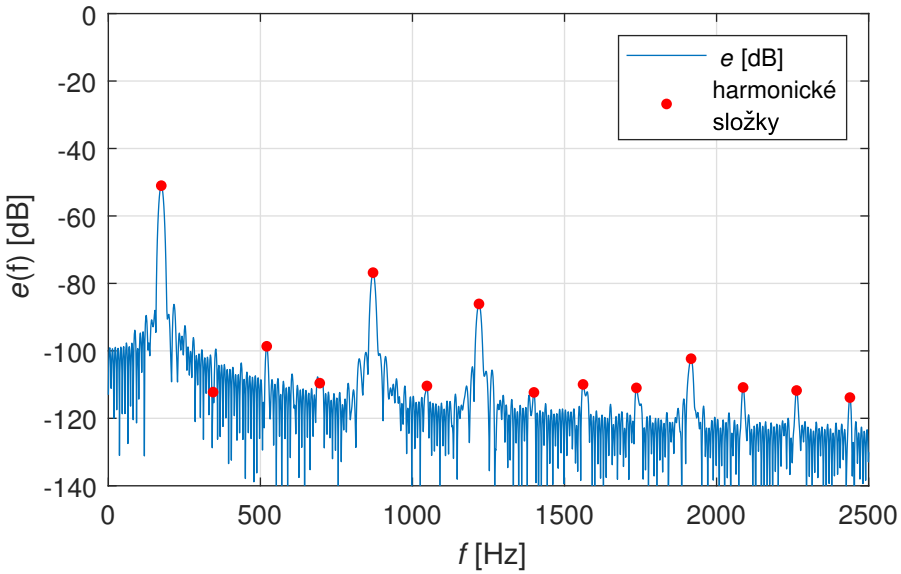
$$k_\mathrm{e} = \frac{2 \cdot e_\mathrm{max}}{\omega}, \tag{2.3}$$

kde e_max je amplituda indukovaného napětí a ω úhlová rychlost rotoru. Výsledná hodnota rychlostní konstanty je přibližně 0,07 V s.

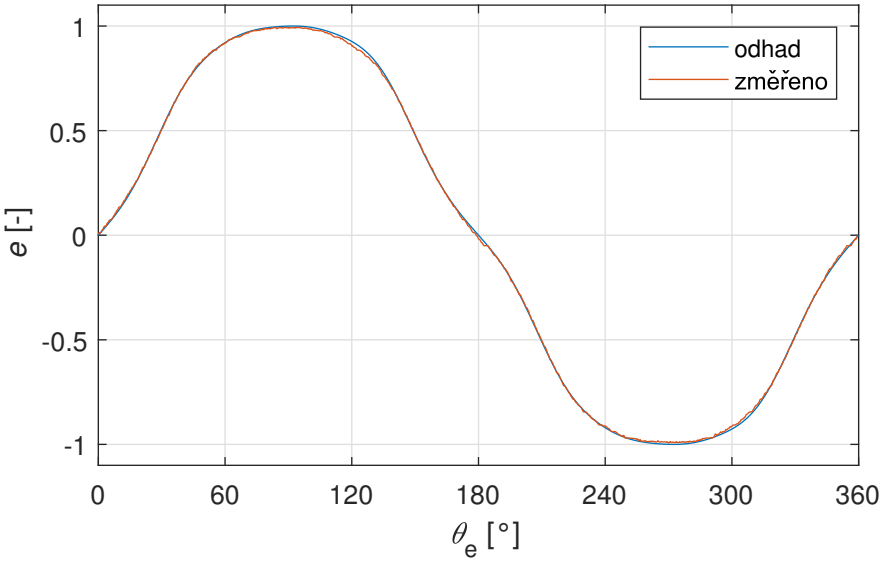
Za pomoci DFT bylo vypočteno spektrum změřeného indukovaného napětí, viz. obrázek 2.4. Ve spektru je možné si povšimnout dominantní 1., 5. a 7. harmonické složky. S využitím těchto složek byl syntetizován odhadovaný průběhu indukovaného napětí. Úrovně jednotlivých složek jsou vypsány v tabulce 2.2.



Obrázek 2.3: Změřený průběh indukovaného napětí



Obrázek 2.4: Vypočtené spektrum indukovaného napětí s vyznačenými harmonickými složkami



Obrázek 2.5: Porovnání jedné elektrické periody odhadovaného a změřeného průběhu indukovaného napětí

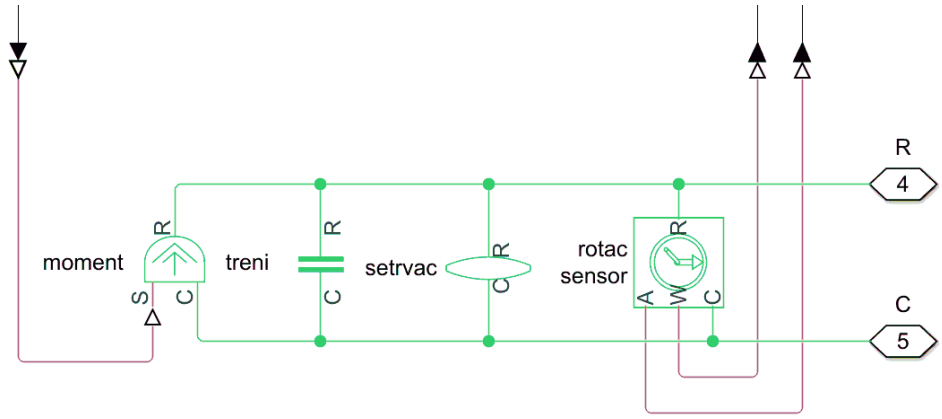
Na obrázku 2.5 je porovnána jedna elektrická perioda změřeného a odhadovaného průběhu indukovaného napětí. Oba průběhy mají normovanou amplitudu. Jak je možné vidět, průběhy se shodují. Drobné odchylky lze přisoudit například deformaci magnetického toku či jiným rušivým vlivům.

Tabulka 2.2: Úrovně harmonických složek indukovaného napětí

Harmonické složky	Úroveň
e_1	-51,0 dB
e_5	-76,8 dB
e_7	-86,1 dB

2.3 Mechanická část

Mechanická část modelu je tvořena obvodem z mechanických Simscape bloků, viz. 2.6. Skládá se z bloku řízeného zdroje točivého momentu, mechanického tření a momentu setrvačnosti. Dále je zde zapojen blok rotačního senzoru. Ten poskytuje informaci o úhlu natočení rotoru a jeho úhlovou rychlost. Tyto veličiny slouží jako vstupní hodnoty pro bloky *elektricky blok* a *mechanicky blok*. Údaj o úhlu natočení je zároveň využit pro senzorový rozběh motoru, více v kapitole 4.2.2.



Obrázek 2.6: Schéma mechanické části modelu

Některé mechanické parametry byly odhadnuty na základě měření modelovaného motoru. Konkrétně se jedná o konstantu tření. K jejímu odhadu bylo využito měření fázového proudu v nezatíženém stavu, více v kapitole 5.2. Výsledná hodnota konstanty tření je $b = 1{,}4 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{N\,m\,s}$. Hodnota momentu setrvačnosti byla zvolena náhodně $J = 2 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{kg\,m^2}$.

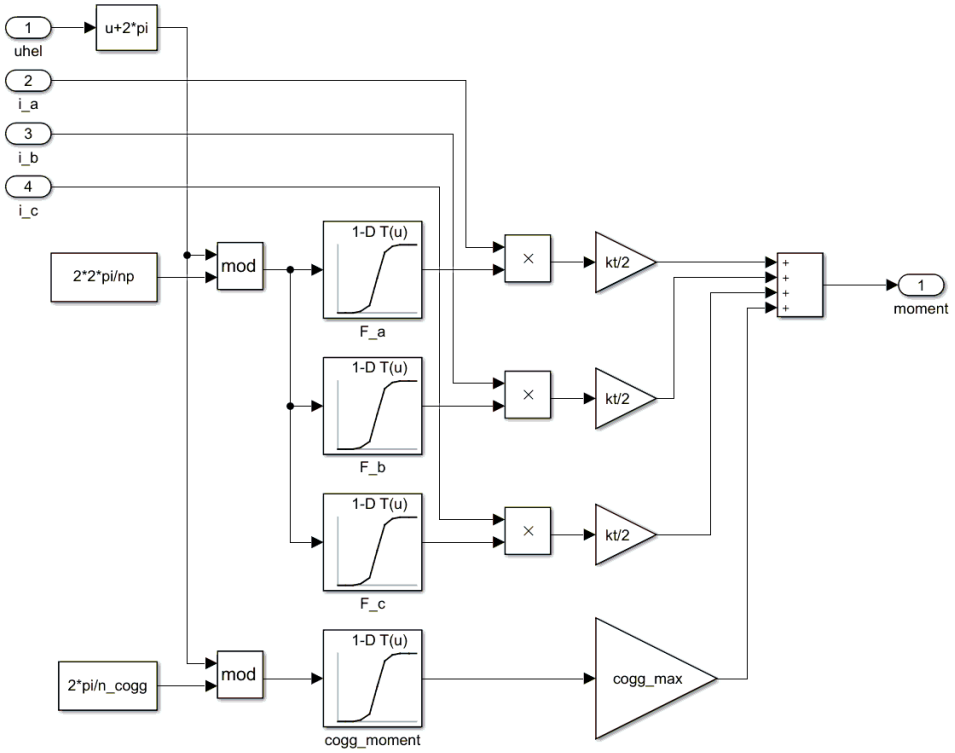
Zdroj točivého momentu je řízen výstupním signálem bloku *mechanicky blok*. Vnitřní struktura tohoto bloku je znázorněna na obrázku 2.7. Trojice vyhledávacích tabulek *F_a*, *F_b* a *F_c* v sobě obsahuje normovaný průběh indukovaného napětí, podobně jako v bloku *elektricky blok*. Výstup těchto tabulek je vynásoben proudem příslušné fáze a následně polovinou momentové konstanty. Výsledné signály tedy představují elektromagnetický moment síly generovaný jednotlivými fázovými vinutími. Zapojení těchto bloků vychází z rovnice 1.11. Proudy jednotlivých fází jsou měřeny v elektrické části, viz. 2.2.

Poslední vyhledávací tabulka *cogg moment* obsahuje normovaný průběh tzv. cogging momentu síly, viz. 2.3.1. Důvodem implementace průběhu cogging momentu je, aby se model motoru vždy zastavil v dané stabilní poloze. Tato skutečnost pak může být užitečná zejména při návrhu bezsenzorového rozběhu motoru, kde je stěžejním údajem výchozí poloha rotoru. Jelikož není cílem analyzovat vliv cogging momentu na výsledné zvlnění točivého momentu, byla zvolena nižší amplituda, než která vyšla z analýzy v kapitole 2.3.1.

Vyhledávací tabulky s normovaným průběhem indukovaného napětí jsou adresovány přes funkci modulo stejně, jako v případě elektrické části. Vstup tabulky s normovaným průběhem cogging momentu je definován jako

$$\mathrm{mod}\left(\theta_\mathrm{r}, \frac{2\pi}{N_\mathrm{cogg}}\right), \tag{2.4}$$

kde N_cogg je počet stabilních poloh.



Obrázek 2.7: Vnitřní zapojení bloku *mechanicky blok*

2.3.1 Cogging moment síly

Cogging moment síly je typickým jevem u motorů s permanentními magnety. Projevuje se i v případě, kdy nejsou statorová vinutí vybuzena proudem.

Permanentní magnety produkují magnetické pole, které se uzavírá přes magnetické jádro statoru a rotoru. Díky své nepravidelnosti vykazuje vzduchová mezera mezi statorem a rotorem různou velikost reluktance. Permanentní

magnety se tak snaží dostat do pozice, kdy je reluktance nejnižší. Navenek se to projevuje tím, že se rotor nachází vždy v určité stabilní poloze. Cogging moment síly pak brání vychýlení z této polohy [10, 11].

Pro celkový počet stabilních poloh platí

$$N_{\text{cogg}} = \text{NSN}(N_{\text{p}}, N_{\text{s}}), \tag{2.5}$$

kde N_{p} je počet pólů rotoru, N_{s} je počet statorových nástavců a NSN je funkce nejmenšího společného násobku. V případě modelovaného motoru je počet stabilních poloh $N_{\text{cogg}} = 48$. Úhel mezi dvěma stabilními polohami lze vyjádřit jako

$$\theta_{\text{cogg}} = \frac{360°}{N_{\text{cogg}}}. \tag{2.6}$$

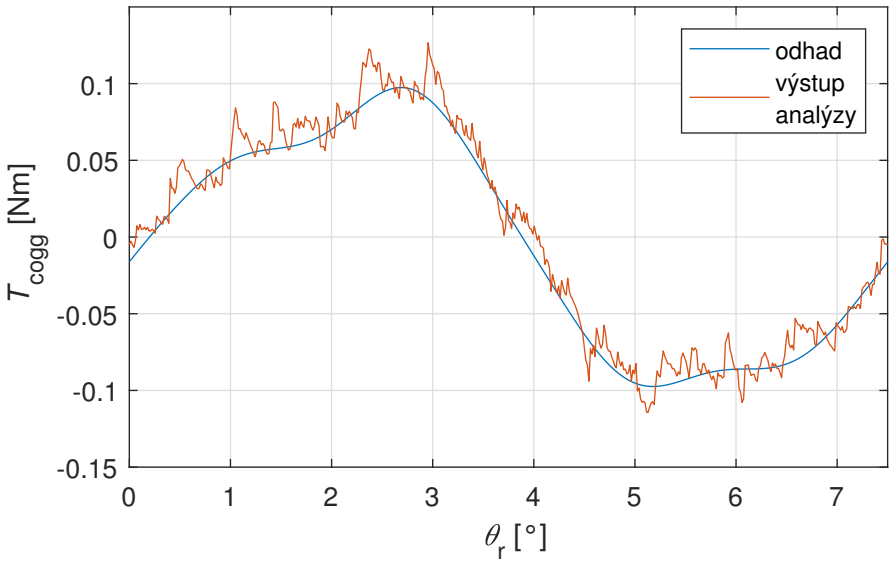
Výsledný úhel pro daný motor je tedy 7,5° [12].

Průběh cogging momentu byl získán z analýzy v programu FEMM 4.2, kde byla vytvořena přibližná struktura motoru, viz. obrázek A.2. Bohužel přesné údaje o rozměrech a materiálech nejsou pro daný motor k dispozici. Výstup analýzy je tedy nutné brát jako hrubý odhad. Nicméně pro použití v implementovaném modelu motoru je to postačující.

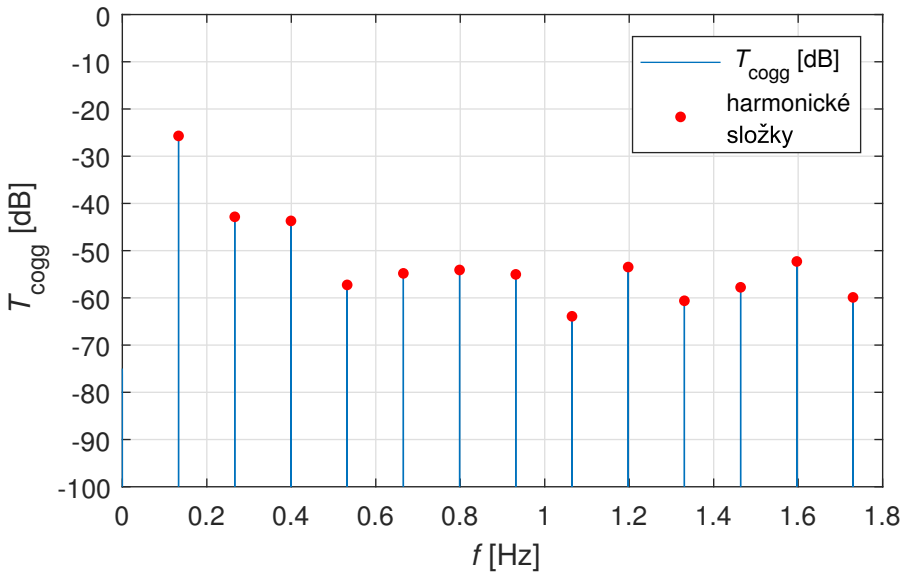
Pro analýzu cogging momentu byl použit skript v jazyce Lua. Analýza spočívala v po postupném natáčení rotoru v rozsahu úhlu od 0° až po výše uvedených 7,5° s krokem 0,015°. V každém kroku byla programem spočtena hodnota momentu síly působící na rotor. Z jednotlivých bodů analýzy byl sestaven výsledný průběh cogging momentu, viz. obrázek 2.8.

Pro zachování určité míry komplexnosti modelu byl vytvořen odhad tohoto průběhu. Opět byla provedena spektrální analýza, na základě které byl syntetizován odhadovaný průběh. Spektrum cogging momentu je na obrázku 2.9 s vyznačenými harmonickými složkami. Pro syntézu byly vybrány pouze první tři složky. Jejich úrovně jsou vypsány v tabulce 2.3.

Na obrázku 2.8 je vidět odhadovaný průběh cogging momentu. Pro účely modelu byl následně vytvořen normovaný průběh, viz. obrázek 2.10. Stabilní poloha se nachází v úhlu zhruba 3,68°, kdy cogging moment prochází nulou. V případě úhlů 0° a 7,5° se nejedná o stabilní polohy. Při mírném vychýlení začne působit moment síly tak, že se rotor vrátí opět do stabilní polohy.



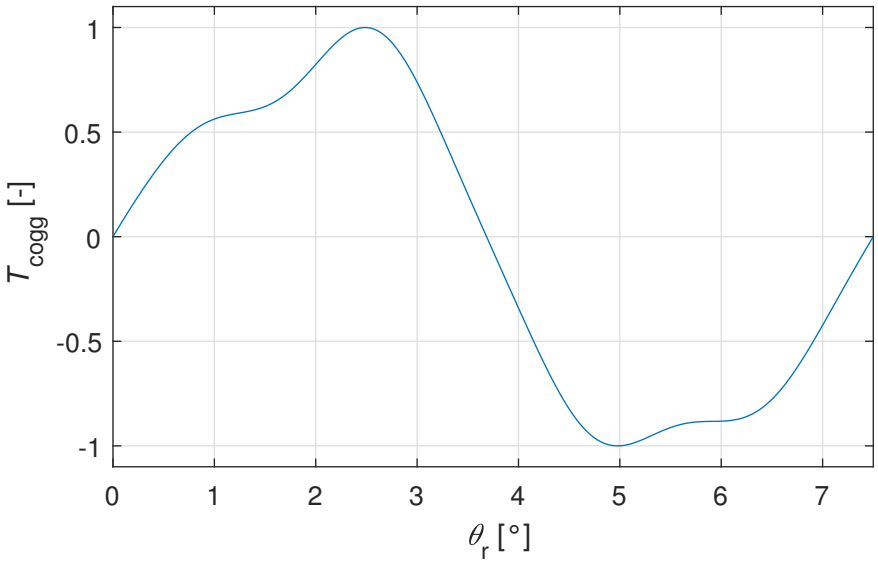
Obrázek 2.8: Výsledný průběh cogging momentu z analýzy v programu FEMM 4.2 a jeho zjednodušený odhad



Obrázek 2.9: Vypočtené spektrum cogging momentu s vyznačenými harmonickými složkami

Tabulka 2.3: Úrovně harmonických složek cogging momentu

Harmonické složky	Úroveň
T_{cogg1}	-25,7 dB
T_{cogg2}	-42,8 dB
T_{cogg3}	-43,7 dB



Obrázek 2.10: Normovaný průběh cogging momentu

Část II

Řízení BLDC motoru

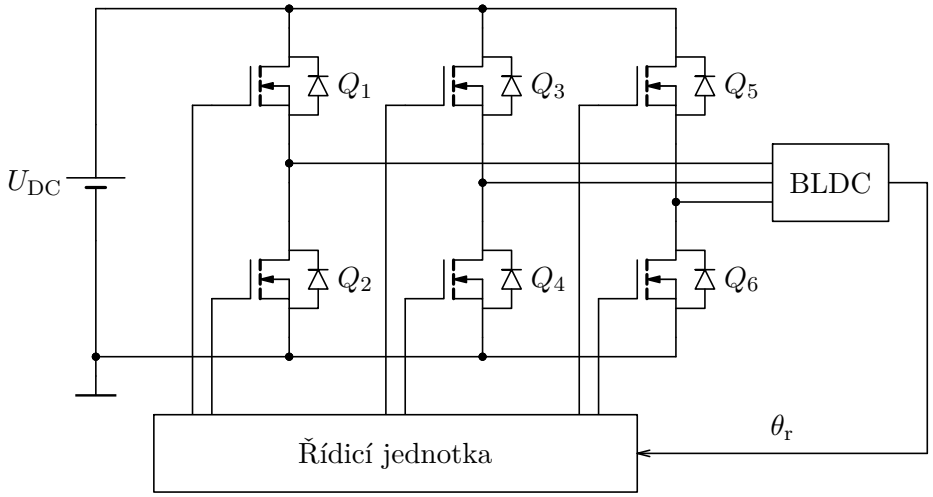
Kapitola 3

Teoretický úvod

Tato kapitola seznamuje se způsobem řízení BLDC motorů. Jsou zde popsány některé vybrané senzorové i bezsenzorové metody řízení.

3.1 Elektronická komutace

Pro správnou funkci BLDC motoru je zapotřebí vhodným způsobem provádět komutaci jednotlivých fázových proudů. Cílem je zajistit, aby magnetické pole, generované ve vinutí statoru, bylo vždy kolmé k magnetickému poli rotoru. Zapojení pro elektronickou komutaci BLDC motorů je zobrazené na obrázku 3.1.

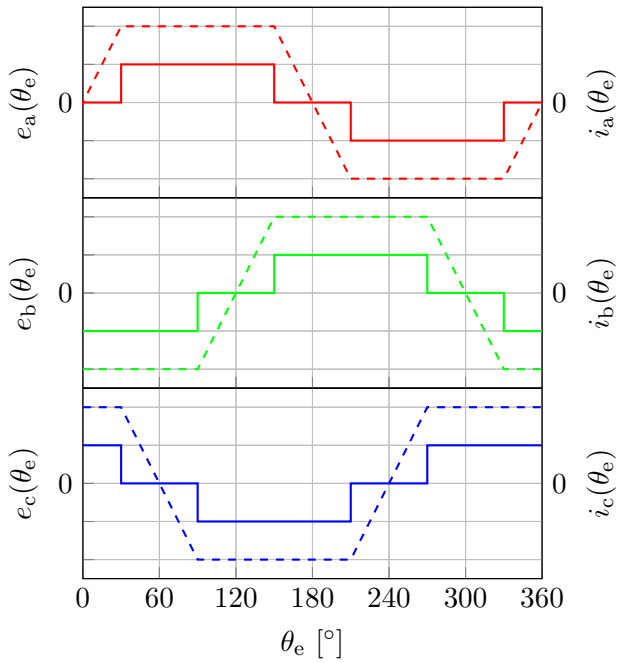


Obrázek 3.1: Obvodové zapojení pro elektronickou komutaci

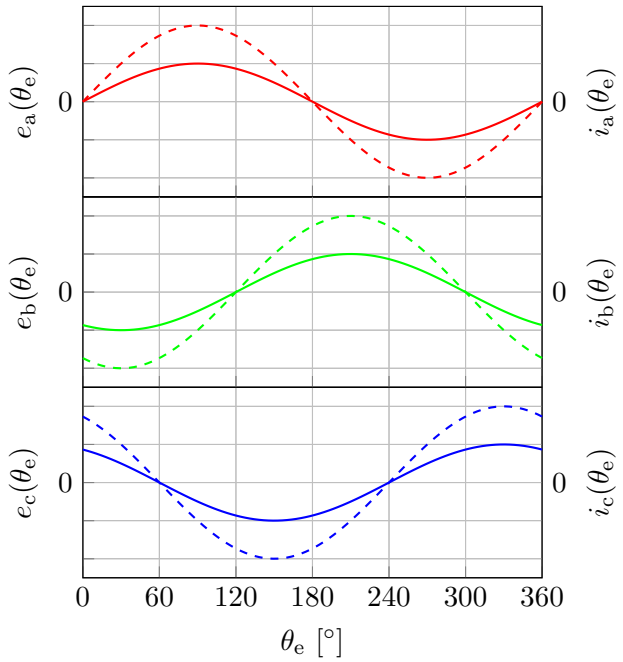
Motor je buzen z třífázového můstkového měniče. Řídicí jednotka, na základě aktuální polohy rotoru, řídí spínání jednotlivých tranzistorů. K získání údaje o poloze rotoru lze využít polohových senzorů nebo bezsenzorových metod. Regulace střední hodnoty napětí, přiváděného na svorky motoru, je řízeno pulsně šířkovou modulací (PWM).

Při správném komutování fázových proudů lze dosáhnout konstantního průběhu elektromagnetického momentu síly. Z rovnice (1.11) vyplývá, že průběh

elektromagnetického momentu síly závisí na průběhu proudu a indukovaného napětí daného fázového vinutí.



Obrázek 3.2: Způsob komutování fázových proudů $i_i(\theta_e)$ (plná čára) při lichoběžníkovém tvaru indukovaného napětí $e_i(\theta_e)$ (čárkovaná čára)



Obrázek 3.3: Způsob komutování fázových proudů $i_i(\theta_e)$ (plná čára) při sinusovém tvaru indukovaného napětí $e_i(\theta_e)$ (čárkovaná čára)

V případě motorů s lichoběžníkovým průběhem indukovaného napětí se typicky využívá tzv. six-step komutačního schématu. Na obrázku 3.2 je tento způsob komutace znázorněn. Jednotlivá fázová vinutí jsou vybuzena proudem v intervalu 120° elektrického úhlu θ_e, když je průběh indukovaného napětí v maximu. Střední hodnota proudu je regulována střídou PWM signálu.

U motorů se sinusovým průběhem indukovaného napětí je proces komutace nazýván jako fázování. Aby mohl být výsledný elektromagnetický moment síly konstantní, musí fázový proud svým průběhem kopírovat průběh indukovaného napětí, viz. obrázek 3.3. Vhodnou změnou střídy PWM signálu nebo pomocí SVM (Space Vector Modulation) lze dosáhnout sinusového průběhu fázového proudu [4].

3.2 Senzorové řízení

V předchozí kapitole 3.1 bylo uvedeno, že pro správnou komutaci je zapotřebí znát aktuální polohu rotoru. Tato část je zaměřena na stručný přehled měření polohy rotoru za pomoci senzorů.

3.2.1 Enkodéry

Enkodéry se hojně využívají pro řízení servo aplikací, u kterých se vyžaduje přesný údaj o poloze hřídele motoru. Jsou schopné dosahovat většího rozlišení než Hallovy sondy.

U optických enkodérů prochází světlo štěrbinami v masce kotouče a dopadá na optický detektor. Kotouč je mechanicky spojen s hřídelí motoru. Otáčením hřídele dochází k střídavému propouštění a clonění světla. V případě inkrementálních enkodérů se čítají jednotlivé pulzy světla. Aby bylo možné detekovat směr otáčení se využívá dvojice detektorů.

Protože inkrementální enkodéry měří relativní změnu polohy, hrozí k možné ztrátě informace o aktuální poloze natočení hřídele. Tento problém řeší tzv. kódové (absolutní) enkodéry. Jednotlivým polohám hřídele je přidělen unikátní kód. Díky tomu poskytuje enkodér na svém výstupu informaci o konkrétní poloze.

Optické enkodéry nabízejí relativně vysoké rozlišení a míru přesnosti. Na druhou stranu jsou optické enkodéry poměrně drahé a nevhodné pro aplikaci v prašném či vlhkém prostředí [13, 14].

3.2.2 Resolvery

Resolvery vycházejí z podobného principu funkce, jako lineárně variabilní diferenciální transformátory (LVDT). LVDT se využívají pro detekci lineárního pohybu, resp. lineární změny polohy. Jsou přitom schopny dosahovat vysoké přesnosti.

LVDT se v jednoduchosti skládá ze stacionárního primárního a sekundárního vinutí a pohyblivého feromagnetického jádra. Naproti tomu resolvery jsou tvořeny dvěma sekundárními vinutími a jedním otočným primárním

vinutím. Primární vinutí, umístěné na pohyblivé části, je napájeno střídavým napětím přes otočný transformátor. Sekundární vinutí jsou vůči sobě natočena o 90°. Na jejich svorkách se indukuje střídavé napětí z primárního vinutí. Amplituda indukovaného napětí se mění sinusově v závislosti na úhlu natočení primárního vinutí, resp. rotoru. Pro průběh indukovaných napětí v obou sekundárních vinutí platí

$$u_1(t) = U_{\max} k_1 \sin\theta_\mathrm{r} \sin(2\pi f + \alpha) \tag{3.1}$$

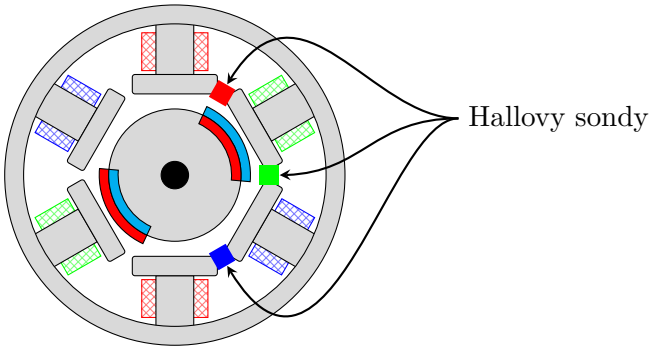
$$u_2(t) = U_{\max} k_2 \sin\theta_\mathrm{r} \sin(2\pi f + \alpha), \tag{3.2}$$

kde $U_{\max}$ je amplituda střídavého napětí v primárním vinutí, k_1 a k_2 jsou převodní poměry mezi primárním a sekundárním vinutí, θ_r je úhel natočení rotoru, f je frekvenci střídavého napětí a α je fázový posuv.

Výstupní signály z resolverů jsou relativně odolné vůči vnějšímu elektromagnetickému rušení. Signály je zároveň možné přenášet na značnou vzdálenost bez výrazné ztráty přesnosti [15].

3.2.3 Hallova sonda

Hallovy sondy se využívají v široké škále aplikací, kde je potřeba detekovat nebo měřit magnetické pole. Hallův jev, na kterém jsou sondy založené, objevil Edwin Hall v roce 1879. Polovodičová destička, kterou protéká elektrický proud, je vystavena magnetickému poli. Vzniklá Lorentzova síla způsobí vytlačení nosičů náboje k jedné straně destičky. Výskyt většího množství nosičů náboje na jedné straně destičky vede ke vzniku tzv. Hallova napětí. Přítomnost a velikost magnetického pole tak lze pomocí tohoto napětí měřit.

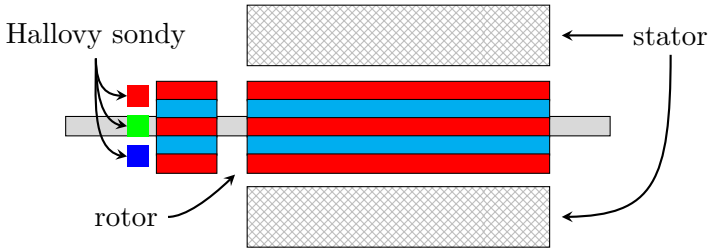


Obrázek 3.4: Hallovy sondy umístěné mezi póly statorového vinutí

U BLDC motorů jsou Hallovy sondy umístěny uvnitř motoru. Typicky je trojice sond umístěna mezi póly statorového vinutí. Na obrázku 3.4 je tento způsob instalace naznačen. V přítomnosti permanentního magnetu nabývá

Hallovo napětí kladné nebo záporné hodnoty, podle polarity magnetického pole.

Instalace Halllových sond přímo do struktury motoru vyžaduje náročnější, a tím i nákladnější, postup výroby. Z tohoto důvodu jsou v některých případech Hallovy sondy instalovány vně motoru, viz. obrázek 3.5. Na hřídel jsou připevněny permanentní magnety ve shodném pořadí, jako permanentní magnety rotoru. Tento způsob instalace zároveň umožňuje jednodušší manipulaci či opravu [16].

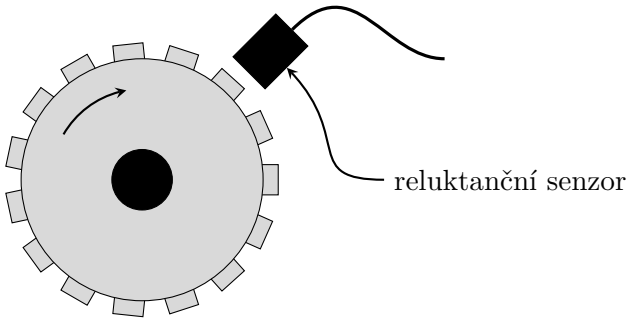


Obrázek 3.5: Hallovy sondy a pomocné permanentní magnety umístěné na hřídeli motoru

3.2.4 Reluktanční senzory

Dalším způsobem měření polohy rotoru je použití reluktančního senzoru. Senzor se skládá z permanentního magnetu, feromagnetického jádra a snímací cívky.

Na hřídeli motoru je umístěno ozubené kolo, viz. obrázek 3.6. Reluktanční senzor je instalován do těsné blízkosti ozubeného kola. Otáčením dochází ke změně reluktance mezi senzorem a ozubeným kolem. Změna reluktance způsobuje, že se mění i magnetický tok procházející snímací cívkou. Na cívce se tak indukují napěťové pulsy, které indikují přechod mezi zubem a mezerou.



Obrázek 3.6: Princip snímání polohy rotoru reluktančním senzorem

Významnou výhodou reluktančních senzoru je jejich relativně nízká cena. Nacházejí uplatnění ve spoustě aplikacích, jako například v automobilovém průmyslu, v průmyslových a stavebních strojích, snímání rychlosti a prokluzu

u trakčních lokomotiv, atd. Oproti Hallovým sondám jsou reluktanční senzory vhodné pro aplikace s výsokou okolní teplotou [17].

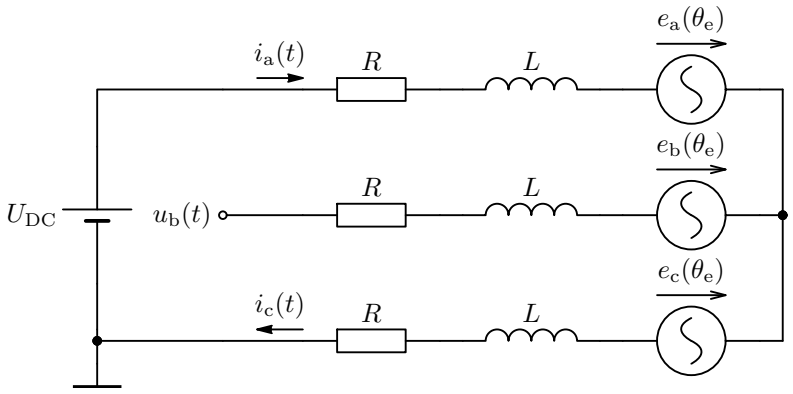
3.3 Bezsenzorové metody řízení

Použití senzorů pro detekci polohy rotoru má vliv na celkovou cenu a rozměr instalace BLDC motorů v dané aplikaci. Bezsenzorový způsob řízení BLDC motorů nabízí v tomto případě řešení. Zejména při řízení otáček v aplikacích, kde se zátěž mění relativně pomalu a předvídatelně, je bezsenzorové řízení výhodné [1]. Informace o poloze rotoru se v tomto případě získává pouhým měřením napětí na vstupních svorkách motoru nebo proudů, kterými jsou jednotlivé fáze motoru buzeny.

Jednu skupinu tvoří bezsenzorové metody, které vycházejí z průběhu indukovaného napětí. Pro měření indukovaného napětí se využívá skutečnosti, že při spínání podle six-step schématu je jedna z vstupních svorek motoru plovoucí. Na obrázku 3.7 je tato situace ilustrovaná v případě zapojení vinutí do hvězdy. Pro napětí na plovoucí svorce pak platí

$$u_{\mathrm{b}}(t) = \frac{1}{2}U_{\mathrm{DC}} + \frac{3}{2}e_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}}), \tag{3.3}$$

kde U_{DC} je napětí napájecího zdroje.

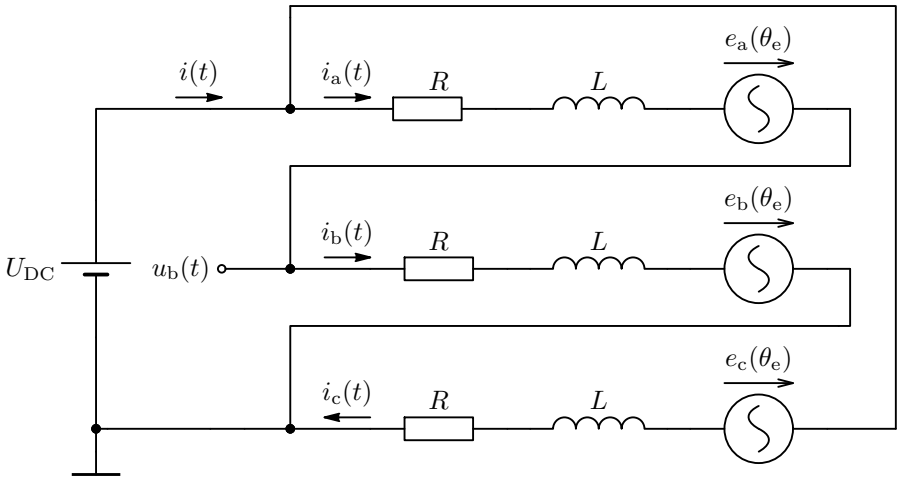


Obrázek 3.7: Náhradní schéma při vybuzení fázového vinutí zapojeného do hvězdy (Y)

Napětí tedy obsahuje informaci o průběhu indukovaného napětí. Bohužel v případě vinutí zapojeného do trojúhelníku je situace komplikovanější. Na obrázku 3.8 je opět znázorněné náhradní schéma tentokrát s vinutím zapojeným do trojúhelníku. Jak je možné vidět nenulový proud prochází všemi fázovými vinutími. Pro napětí na plovoucí svorce platí

$$u_{\mathrm{b}}(t) = \frac{1}{2}U_{\mathrm{DC}} - \frac{1}{2}e_{\mathrm{c}}(\theta_{\mathrm{e}}) + e_{\mathrm{b}}(\theta_{\mathrm{e}}). \tag{3.4}$$

Měřené napětí na plovoucí svorce tedy obsahuje součet dvou průběhů indukovaného napětí. Výsledný průběh napětí je sinusový [6].



Obrázek 3.8: Náhradní schéma při vybuzení fázového vinutí zapojeného do hvězdy (Δ)

Jiné bezsenzorové metody řízení, jako například FOC, ke své funkci využívají měření fázových proudů. Další zase vycházejí z matematického modelu motoru. Následující kapitoly představují stručný výběr a popis některých bezsenzorových metod řízení BLDC motoru.

3.3.1 Přímá detekce průchodu nulou

Tato metoda patří mezi ty jednoduší z hlediska implementace. Využívá se v ní detekce průchodu indukovaného napětí nulou.

Z obrázku 3.2 vyplývá, že ke komutaci fázového proudu by mělo docházet s fázovým posuvem 30° od okamžiku průchodu indukovaného napětí nulou. Fázového posuvu lze docílit pomocí filtru typu dolní propust.

I přes svoji jednoduchost má tato metoda svá úskalí. Jedním z problémů je už samotná detekce průchodu nulou. Vzhledem k tomu, že amplituda indukovaného napětí je přímo úměrná otáčkám motoru, je tato detekce při nízkých otáčkách náročná. Nízký odstup signálu od šumu vede k větší chybovosti detekce [1].

Pevně nastavený fázový posuv filtru může vést ke zhoršení odhadu komutace v širším rozsahu otáček. Řešením tohoto problému je programovatelné časové zpoždění upravované v závislosti na aktuálních otáčkách motoru. Situace je však komplikovanější při prudkých změnách otáček, zejména u systémů s nízkým momentem setrvačnosti [3, 18].

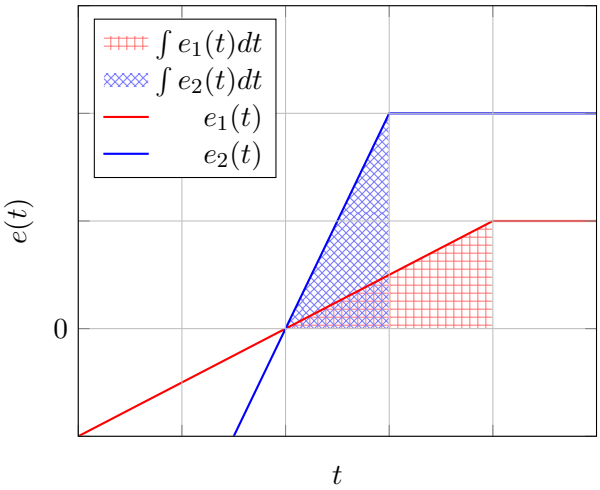
Metoda detekce průchodu nulou se využívá v cenově nenáročných aplikacích, jako jsou pohony ventilátorů, pump a kompresorů [3].

3.3.2 Integrační metoda

Princip této metody je založen na integraci indukovaného napětí. Hodnota integrálu představuje plochu pod grafem indukovaného napětí. Tato plocha by měla být shodná při libovolných otáčkách motoru, viz. obrázek 3.9. Integrace

je započata od průchod indukovaného napětí nulou. Po dosažení určité předem definované prahové hodnoty integrálu je provedena komutace.

Integrační metoda je odolnější vůči spínanému šumu. Zároveň je schopná adaptace při změnách otáček motoru. Avšak při nízkých otáčkách dochází k výraznější chybovosti, vlivem akumulace šumu [3].



Obrázek 3.9: Integrace indukovaného napětí při nižších ($e_1(t)$) a vyšších ($e_2(t)$) otáčky motoru

3.3.3 Metoda třetí harmonické

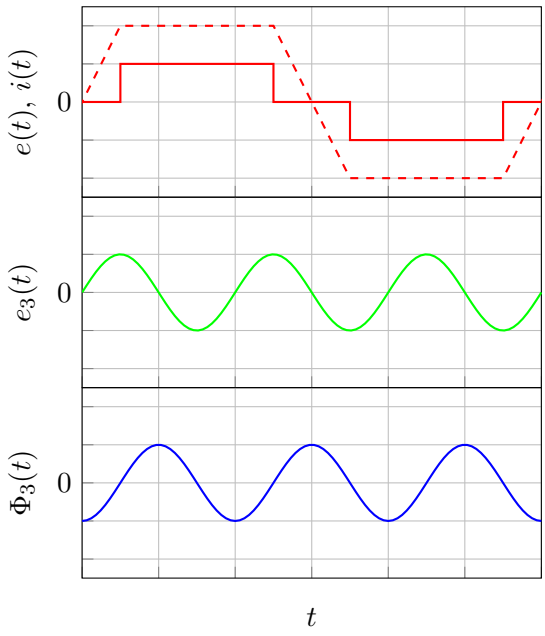
V této metodě se využívá třetí harmonické složky obsažené v indukovaném napětí.

Součtem indukovaných napětí ze všech třech fází jsou eliminovány základní a vyšší harmonické složky kromě třetí. Výsledná suma tedy obsahuje pouze třetí harmonickou složku indukovaného napětí $e_3(t)$. Integrací $e_3(t)$ lze obdržet průběh třetí harmonické složky magnetického toku rotoru $\Phi_3(t)$ [1]. Na obrázku 3.10 je možné vidět, že průchod $\Phi_3(t)$ nulou přesně odpovídá momentu, kdy má dojí ke komutaci fázového proudu.

Metoda třetí harmonické je schopna pracovat v širokém rozsahu otáček. Protože je frekvence $e_3(t)$ třikrát větší než frekvence samotného indukovaného napětí, je možné operovat i v relativně nižších otáčkách. Avšak při nízkých otáčkách dochází, díky integraci, k akumulaci šumu, a tedy i k větší chybovosti [3].

3.3.4 Freewheeling diode metoda

Metoda využívá měření proudu, který prochází zpětnými diodami měniče. V případě buzení BLDC motoru podle 6-step schématu protéká proud pouze dvěma fázovými vinutími a jedno fázové vinutí je plovoucí. Po průchodu indukovaného napětí v plovoucím vinutí nulou začne zpětnou diodou procházet



Obrázek 3.10: Ilustrace metody založené na třetí harmonické složce indukovaného napětí

proud. Tímto způsobem lze nepřímo detekovat průchod indukovaného napětí nulou [3].

Metoda vykazuje větší chybovost při přechodových dějích. Zároveň je potřeba šesti nezávislých zdrojů napětí pro zapojení komparátoru, aby bylo možné detekovat proud v jednotlivých diodách. Nicméně při nízkých otáčkách je tato metoda lepší v porovnání s metodou přímé detekce průchodu nulou a metodou třetí harmonické [1].

3.3.5 Metoda FOC

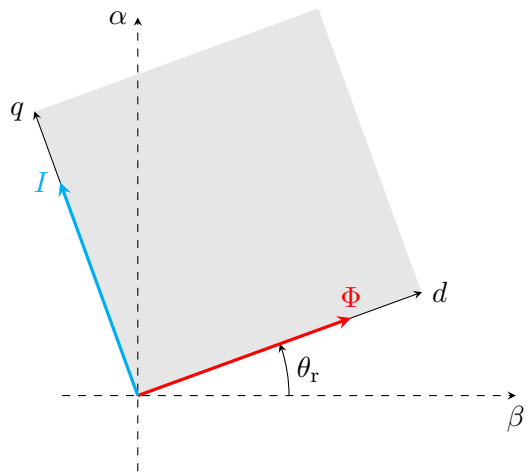
Metoda řízení FOC (Field Oriented Control) nebo též vektorová regulace patří mezi komplexnější strategie řízení BLDC, resp. PMSM motorů. S výpočetním výkonem, kterého dosahují dnešní mikroprocesory, lze efektivně provádět matematické operace potřebné pro realizaci tohoto způsobu řízení.

Princip FOC metody je založen na regulaci elektromagnetického momentu síly. Velikost momentu je dána vektorovým součinem vektorů magnetického toku statoru a rotoru. Pokud je tedy úhel mezi těmito vektory 90°, je elektromagnetický moment maximální.

Za pomoci matematických transformací (Clarkova a Parkova transformace) je vypočtena soufázová a kvadraturní složka prostorového vektoru statorového proudu. Cílem pak je udržet vektor proudu zarovnaný ve směru kvadraturní složky magnetického toku. Aby toho bylo možné dosáhnout, je zapotřebí udržovat soufázovou složku proudu nulovou. Kavdraturní složkou proudu pak lze regulovat výsledný elektromagnetický moment. Pro vytvoření vektoru statorového proudu je potřeba měřit jednotlivé fázové proudy. Vzhledem

k tomu, že se předpokládá symetrie fázových vinutí, stačí měřit pouze dva fázové proudy.

FOC metoda řízení nabízí vyšší účinnost v širokém rozsahu otáček motoru. V případě metod založených na měření, resp. vyhodnocování, indukovaného napětí nelze dobře kontrolovat výsledný elektromagnetický moment. FOC metoda je ovšem na řízení elektromagnetického momentu založena, a tudíž je schopna dosahovat nižšího zvlnění [4, 19].



Obrázek 3.11: Ilustrace prostorových vektorů fázového proudu a magnetického toku v rovině *d-q*

3.3.6 Observer metody

Další kategorií jsou metody řízení založené na znalosti parametrů modelu daného motor. Bohužel komplexnost systému mnohdy neumožňuje obdržet všechny potřebné parametry přímo měřením.

Řešením tohoto problému může být vytvoření modulu, který na základě vstupních veličin reálného systému odhaduje výstupní veličiny. Odhadované a skutečné výstupní hodnoty jsou pak porovnány. Na základě zjištěné chyby odhadu se pomocí zpětné vazby upravují jednotlivé parametry modelu. Takový model se pak nazývá observer (pozorovatel).

Výhodou metod, založených na tomto principu, je schopnost odhadnou parametry motoru, které by jinak bylo náročné změřit [1].

Kapitola 4

Implementované řízení motoru

V této kapitole je popsáno samotné řízení BLDC motoru. První část je věnovaná bezsenzorovému algoritmu a následně je popsána PWM regulace.

4.1 Obecný popis

V prostředí Simulink byl implementován model bezsenzorového řízení BLDC motoru. Za tímto účelem byl použit model motoru z předchozí části. Při návrhu modelu řízení byly brány v potaz požadavky aplikace, pro kterou je motor určen, tedy pro pohon okenních žaluzií.

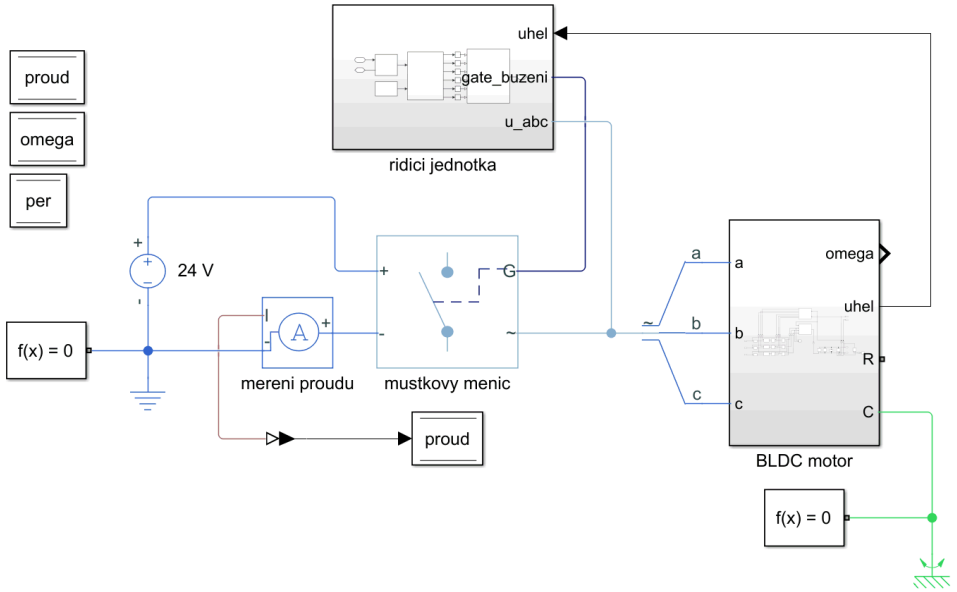
Protože je model motoru sestavený ze Simscape bloků, bylo i v případě modelu řízení využito prvků z této knihovny. Na obrázku 4.1 je zobrazeno celkové zapojení. Motor je buzen z můstkového měniče, který je ovládán řídicí jednotkou. Celý obvod je napájen, dle požadavků aplikace, ze stejnosměrného zdroje napětí 24 V. Dále je zde obsažen blok pro měření proudu, který je využit při regulaci budicího proudu motoru a pro proudovou limitaci. Hodnota proudu je ukládána do globální proměnné s názvem *proud*. Kromě této proměnné jsou ve schématu definovány ještě dvě globální proměnné *omega* a *per*. Do proměnné *per* se ukládá perioda komutace změřená prostřednictvím bezsenzorového algoritmu. Proměnná *omega* obsahuje hodnotu úhlové rychlosti spočtené na základě *per*.

V aplikace, pro kterou je motor určen, je využita kombinace senzorového a bezsenzorového řízení komutace. Senzorové řízení slouží k rozběhu motoru, zatímco samotný běh motoru už je řízen bezsenzorově. Vzhledem k tomu, že je daná aplikace relativně nenáročná, byla pro bezsenzorové řízení zvolena integrační metoda řízení. Za tímto účelem jsou snímána fázová napětí na vstupních svorkách motoru. Zároveň je čten údaj o aktuálním úhlu natočení rotoru pro realizaci senzorového řízení.

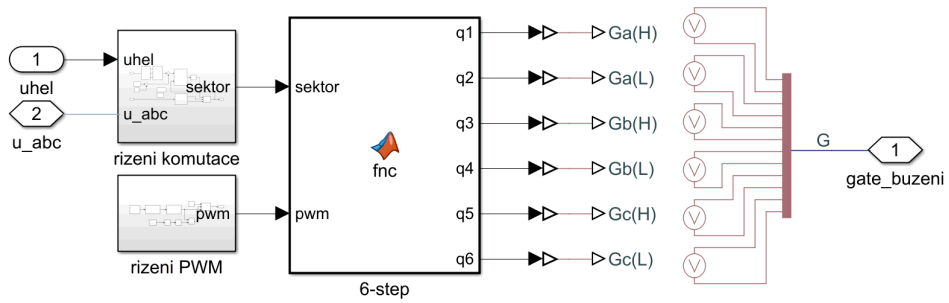
Na obrázku 4.2 je znázorněno vnitřní zapojení řídicí jednotky. Zapojení obsahuje dva stěžejní bloky s názvy *rizeni komutace* a *rizeni PWM*. Blok *rizeni komutace* provádí přepínání mezi jednotlivými sektory 6-step spínacího schématu. Střední hodnotu napětí, přiváděného na fáze motoru, pak pomocí PWM signálu reguluje blok *rizeni PWM*. Výstupy obou bloků jsou přivedeny na vstup bloku *6-step*. Tento blok na základě aktuálního sektoru pouští PWM signál na řídicí elektrody příslušných tranzistorů v můstkovém měniči.

V bloku *6-step* je definováno 6-step schéma spínaní, které je znázorněno v tabulce 4.1. Tabulka se skládá ze dvou částí podle směru otáčení motoru.[1)] Směr otáčení se volí před spuštěním simulace parametrem v *main.m* skriptu.

V tabulce 4.2 jsou vypsány hodnoty frekvencí, které se v tomto modelu řízení využívají.



Obrázek 4.1: Celkové zapojení řízení motoru



Obrázek 4.2: Vnitřní zapojení bloku řídicí jednotky

4.2 Řízení komutace

Jedním ze stěžejních procesů při řízená BLDC motorů je elektronická komutace. Tuto funkci zajišťuje blok s názvem *rizeni komutace*. Na obrázku 4.3 je zobrazeno vnitřní zapojení tohoto bloku.

Zapojení se skládá ze dvou částí. Senzorová část, reprezentovaná blokem *rozbehovy algoritmus*, slouží k rozběhu motoru. Druhou část představuje blok

[1)] Kladný a záporný směr vychází polarity signálu úhlové rychlosti.

Tabulka 4.1: Spínací schéma můstkového měniče

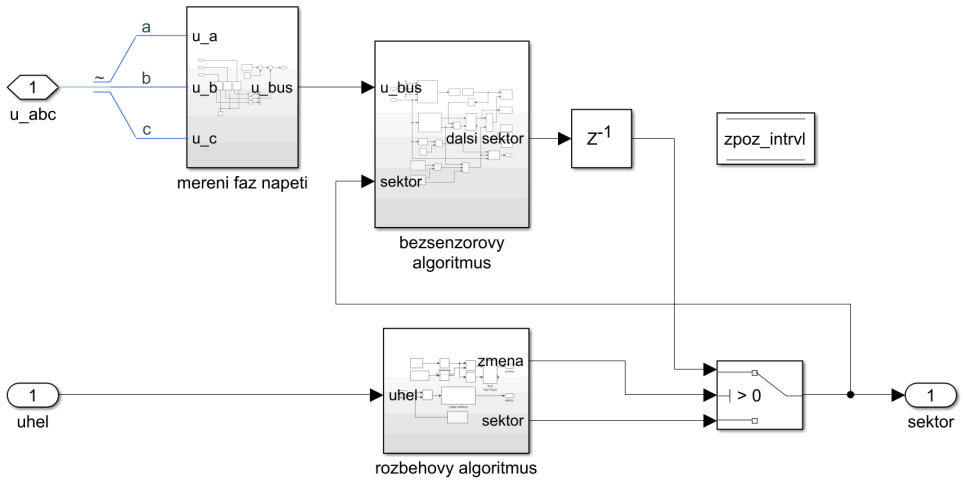
	Kladný směr						Záporný směr					
Sektor	Q_1	Q_1	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6	Q_1	Q_1	Q_3	Q_4	Q_5	Q_6
0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0
3	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0
4	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1
5	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1

Tabulka 4.2: Použité frekvence

Parametr	Hodnota [kHz]
hodinový kmitočet	1000
vzorkovací frekvence	50
frekvence PWM	45

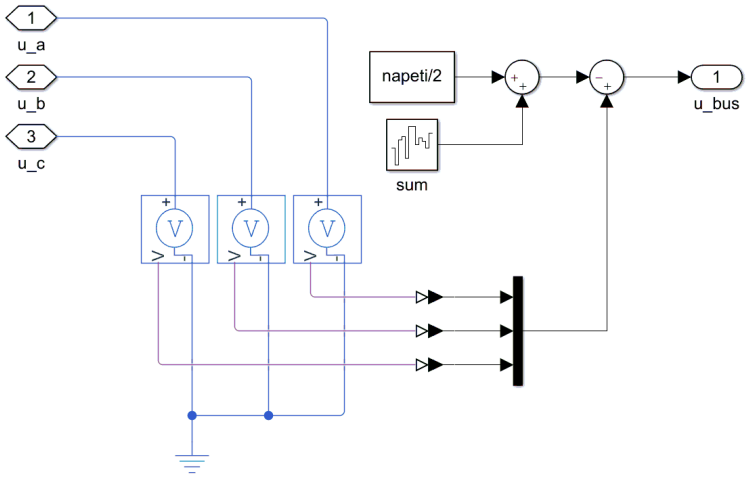
bezsenzorovy algoritmus, ve kterém je implementován bezsenzorový algoritmus řízení komutace. Oba bloky jsou popsané v kapitolách 4.2.1 a 4.2.2.

Pro bezsenzorový algoritmus byla zvolena metoda založena na integraci indukovaného napětí, resp. napětí na plovoucí svorce motoru. Jednotlivá fázová napětí jsou proto přivedena do bloku s názvem *mereni faz napeti*. Vnitřní uspořádání bloku je na obrázku 4.4. Fázová napětí jsou měřena pomocí Simscape voltmetrů. Průběh fázového napětí na plovoucí svorce, v případě statorového vinutí zapojeného do trojúhelníku, popisuje rovnice 3.4. Od změřených fázových napětí je odečtena polovina napájecího napětí. Výsledné průběhy napětí tedy obsahují už pouze součet indukovaných napětí bez stejnosměrné složky. Pro mírné stížení podmínek funkce bezsenzorového algoritmu je k jednotlivým napětím přičten bílý šum.



Obrázek 4.3: Vnitřní zapojení bloku *rizeni komutace*

Kromě upravených fázových napětí je na vstup bloku *bezsenzorovy algoritmus* přiveden údaj o aktuálním sektoru. Na výstupu bloku se vždy v momentu komutace objeví hodnota nového sektoru. Tato hodnota je před přivedením na výstup bloku *rizeni komutace* zpožděna o jednu periodu hodinového signálu.



Obrázek 4.4: Vnitřní zapojení bloku *mereni faz napeti*

Blok *rozbehovy algoritmus*, který provádí komutace při rozběhu motoru, využívá ke své činnosti informaci o úhlu natočení rotoru. Ta je čtena přímo z výstupu modelu motoru. Zároveň tento blok rozhoduje o přepnutí ze senzorového režimu řízení komutace na bezsenzorový.

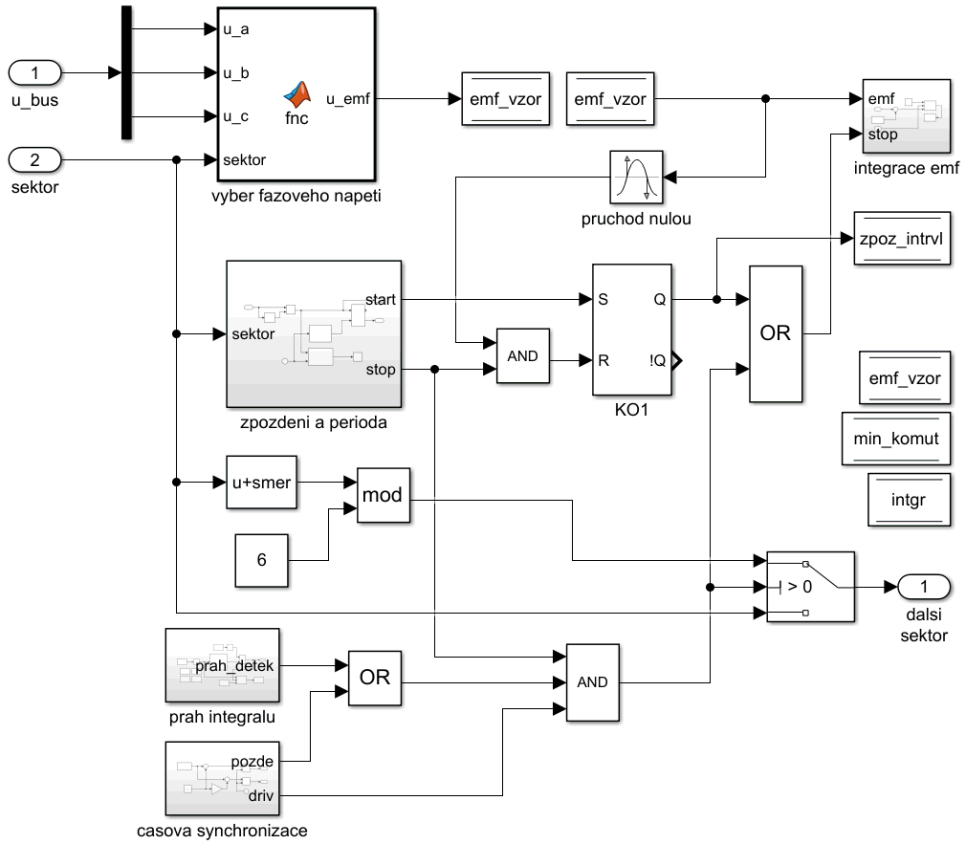
4.2.1 Bezsenzorový algoritmus

Významnou částí při návrhu řízení BLDC motoru je bezsenzorový algoritmus. Jak již bylo zmíněno, zvolená metoda je založená na integraci indukovaného napětí. Na obrázku 4.5 je možné vidět celkové zapojení bloku *bezsenzorovy algoritmus*.

Změřená a předzpracovaná fázová napětí jsou přivedena na vstup bloku *vyber fazoveho napeti*. Tento blok selektuje jednotlivá napětí v závislosti na tom, jaký je aktuální sektor. Schéma, podle kterého jsou napětí selektována, je naznačeno v tabulce 4.3. Výstupní signál bloku je tedy tvořen úseky jednotlivých fázových napětí na plovoucích svorkách motoru. Vzhledem k tomu, že tato napětí jsou tvořeny součtem indukovaných napětí, je výstupní signál bloku *vyber fazoveho napeti* označen jako U_{emf}.

V této podobě je napětí U_{emf} ještě v analogové podobě. V reálné aplikaci však bude napětí vzorkované. Vzorkování je v tomto případě uskutečněné periodickým zapisováním do proměnné *emf_vzor*. Frekvence zapisování je rovna zvolené vzorkovací frekvenci 50 kHz. Navzorkovaný signál je následně přiveden do bloku *integrace emf*, kde dochází k integraci signálu. Vnitřní zapojení bloku je na obrázku 4.6.

Integrace je diskrétní a provádí se součtem aktuálního vzorku napětí s hodnotou integrálu uloženou v proměnné *intgr*. Nulování integrálu se provádí



Obrázek 4.5: Vnitřní zapojení bloku *bezsenzorovy algoritmus*

pomocí přepínače řízeného stop signálem. K nulování dochází v případě, že integrál dosáhne definované prahové hodnoty.

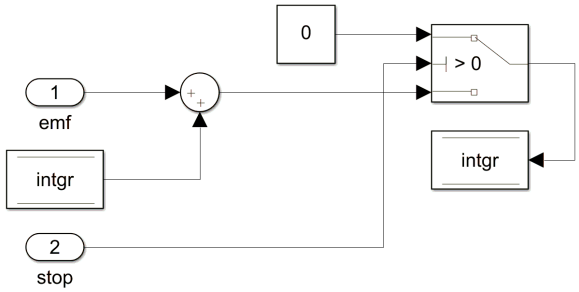
Hodnota integrálu se dále udržuje nulová v průběhu zpožďovacího intervalu. Vzhledem k tomu, že se napětí integruje až po průchodu nulou, byl za tímto účelem vytvořen zpožďovací interval, který je započat po předchozí komutaci. Zároveň tento interval překlenuje dobu, po kterou se při komutaci demagnetizuje vinutí. Délka intervalu je definována v blok *perioda a zpozdeni*. Na obrázku 4.7 je zobrazeno zapojení bloku. V momentě, kdy je detekována změna sektoru, se nastaví klopné obvody *KO1* a *KO2*. Blok *zpozdeni* měří čas od začátku nového sektoru. Po překonání 35 % délky sektoru objeví se na výstupu bloku logická úroveň 1. To způsobí resetování klopného obvodu *KO2*. Zároveň, pokud dojde k průchodu napětí U_{emf} nulou, resetuje se i klopný obvod *KO1*.

Délka trvání sektoru se samozřejmě mění spolu s otáčkami motoru. Proto se v tomto případě využívá změřená doba trvání předchozího sektoru pomocí bloku *delka sektoru*. K měření této doby je využito času předchozí komutace uloženého v proměnné *min_komut*. Doba trvání sektoru je ukládána do proměnné *per* a dále využívá při výpočtu otáček, resp. úhlové rychlosti motoru, viz. 4.3.1.

Stěžejním parametrem integrační metody je prahová hodnota integrálu,

Tabulka 4.3: Výběr fázového napětí na základě aktuálního sektoru

Sektor	Fázové napětí
0	u_c
1	u_b
2	u_a
3	u_c
4	u_b
5	u_a
jinak	0

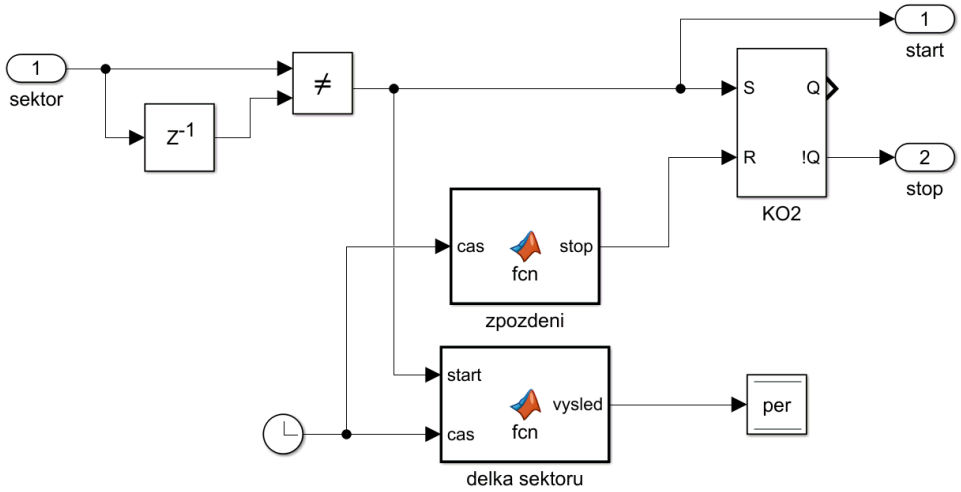


Obrázek 4.6: Vnitřní zapojení bloku *integrace emf*

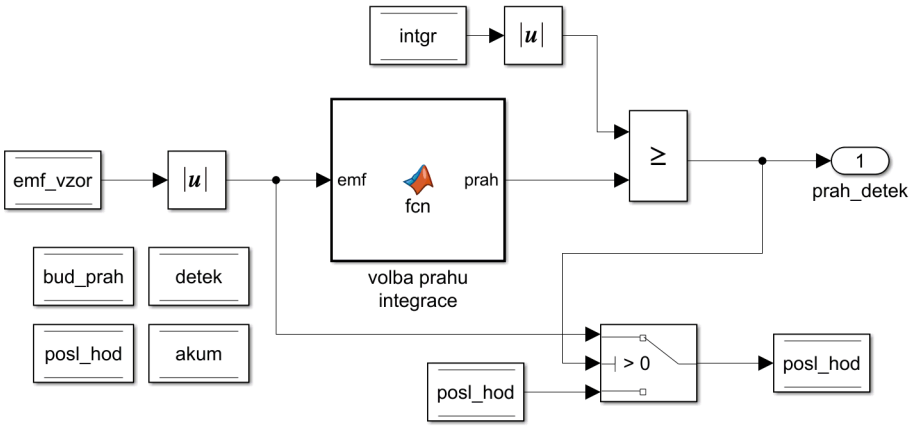
která svým způsobem definuje moment komutace. Její volba má tedy významný vliv na chod bezsenzorového algoritmu. Dosažení prahové hodnoty integrálu detekuje blok *prah integralu*. Zapojení bloku je na obrázku 4.8. Fixně zvolená prahová hodnota nemusí vždy dokonale pokrýt celý rozsah otáček, ve kterém je motor provozován. Významný podíl na tom má fakt, že integrace je prováděna v diskrétní čase. S rostoucími otáčkami se zmenšuje časový úsek, po který se integruje. Integrál tak dosahuje prahové hodnoty s postupně větší zpožděním. To vede k chybné komutaci a případné desynchronizaci, více v kapitole 6.1.

Za tímto účelem byl vytvořen algoritmus, který má za úkol přizpůsobovat prahovou hodnotu za běhu motoru. Algoritmus je implementován ve skriptu bloku *volba prahu integrace*. Funkce algoritmu naznačuje vývojový diagram na obrázku A.3 v příloze. Na vstup bloku je převedena absolutní hodnota napětí uložené v proměnné *emf_vzor*. V případě, že je komutace provedena ve správný okamžik, měla by být hodnota tohoto napětí na konci sektoru shodná s hodnotou na začátku následujícího sektoru. V okamžiku, kdy integrál dosáhne prahové hodnoty, je uložena absolutní hodnota napětí do proměnné *posl_hod*. Tato hodnota je následně porovnána s hodnotou na začátku nového sektoru. Pokud se hodnoty neshodují je snížena nebo zvýšena hodnota pomocné proměnné *akum* o 0,25. Jakmile proměnná *akum* překročí definovanou mez, dojde k patřičné změně prahové hodnoty v proměnné *bud_prah*.

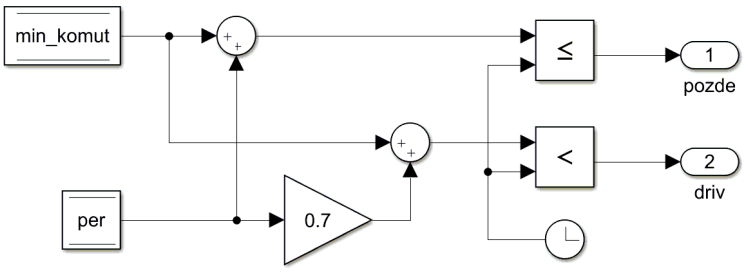
V některých případech může docházet k tomu, že integrace napětí trvá delší dobu, než by měla. To potom vede k chybné komutaci. Pokud by se chybná komutace opakovala, mohlo by dojít k celkové desynchronizaci řízení.



Obrázek 4.7: Vnitřní zapojení bloku *perioda a zpozdeni*



Obrázek 4.8: Vnitřní zapojení bloku *prah integralu*



Obrázek 4.9: Vnitřní zapojení bloku *casova synchronizace*

Blok *casova synchronizace* zajišťuje, aby k takové situaci nedocházelo. Vnitřní zapojení je na obrázku 4.9. Za pomoci údaje o době trvání předchozího sektoru v proměnné *per* a času minulé komutace v proměnné *min_komut* je vypočten, resp. odhadnut, čas následující komutace. Pokud do tohoto času nedojde k dosažení prahové hodnoty integrálu, provede se komutace nuceně. Zároveň je zabráněno brzké komutaci, dokud aktuální sektor nedosáhne 70 %.

4.2.2 Rozběhový algoritmus

V dané aplikaci je využito kombinace senzorového a bezsenzorvého řízení komutace. Senzorové řízení slouží k správnému rozběhu motoru a poté přebírá kontrolu bezsenzorové řízení.

Na obrázku 4.10 je zobrazeno zapojení uvnitř bloku *rozbehovy algoritmus*, který realizuje senzorové řízení. Protože je tato práce zaměřena především na bezsenzorový algoritmus, byla pro jednoduchost zvoleno přímého čtení úhlu natočení rotoru z výstupu modelu motoru. Tento úhel je nejprve přiveden na vstup modulo bloku. Pro výstup bloku platí

$$\mathrm{mod}\left(\theta_\mathrm{r}, 6 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}\right), \tag{4.1}$$

kde θ_r je úhel natočení rotoru a N_sek je celkový počet sektorů v jedné mechanické otáčce, pro který platí

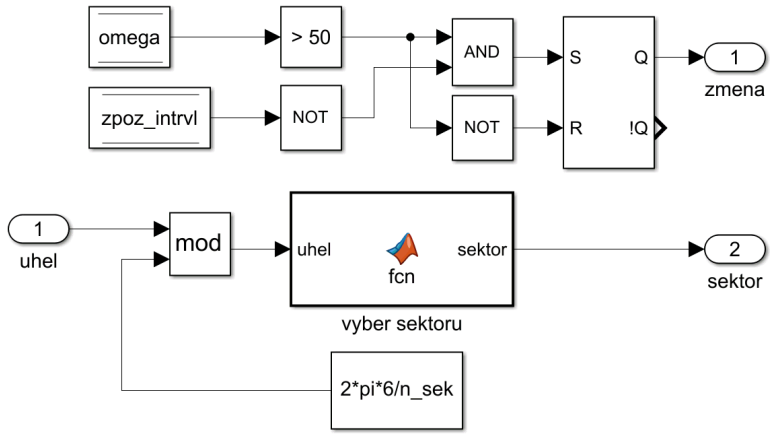
$$N_\mathrm{sek} = 3 \cdot N_\mathrm{p}, \tag{4.2}$$

kde N_p je počet magnetických pólů rotoru. Blok *vyber sektoru* pak provádí výběr sektoru na základě schématu znázorněného v tabulce 4.4.

Kromě změny sektorů, resp. komutace, je zde zároveň definováno přepnutí na bezsenzorové řízení. K přepnutí dochází v případě, že hodnota úhlové rychlosti uložené v proměnné *omega* překročí $50\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. Navíc je moment přepnutí synchronizován s koncem zpožďovacího intervalu. Tím je zaručeno, že bezsenzorový algoritmus převezme kontrolu v průběhu sektoru. V okamžiku komutace by mohlo dojít k dvojité změně sektoru.

Tabulka 4.4: Výběr sektoru na základě úhlu natočení rotoru

Úhel natočení rotoru [°]	Sektor
$0 \leq \theta_\mathrm{r} < \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	5
$\frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}} \leq \theta_\mathrm{r} < 2 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	0
$2 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}} \leq \theta_\mathrm{r} < 3 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	1
$3 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}} \leq \theta_\mathrm{r} < 4 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	2
$4 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}} \leq \theta_\mathrm{r} < 5 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	3
$5 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}} \leq \theta_\mathrm{r} < 6 \cdot \frac{2\pi}{N_\mathrm{sek}}$	4



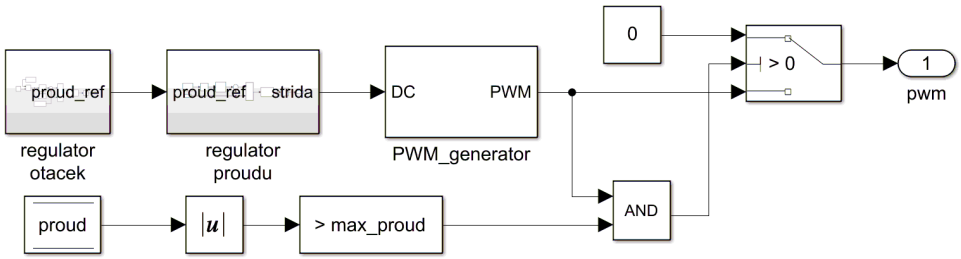
Obrázek 4.10: Vnitřní zapojení bloku *rozbehovy algoritmus*

4.3 Řízení PWM

Kromě komutování je dále zapotřebí regulovat střední hodnotu napětí přiváděného na fáze motoru. V tomto případě bylo využito standardní PWM regulace implementované v bloku *rizeni PWM*. Vnitřní uspořádání je možné vidět na obrázku 4.11.

Stěžejními jsou regulátory reprezentované bloky *regulator otacek* a *regulator proudu*. Jejich popis je v kapitolách 4.3.1 a 4.3.1. Blok *regulator otacek* na svém výstupu generuje proudovou referenci pro blok *regulator proudu*. Výstupem toho bloku je řízena střída generovaného PWM signálu.

Další částí zapojení bloku *rizeni PWM* je proudová limitace. V požadavcích pro danou aplikace je stanovena hodnota špičkového proudu 20 A. Hodnota změřeného proudu je uložena v proměnné *proud*. Čtení z této proměnné probíhá s periodou hodinového signálu. Předpokladem jsou rychlé nadproudové ochrany. V případě, že absolutní hodnota proudu překročí 20 A a zároveň je výstup bloku *regulator proudu* v logické 1, dojde k odstavení PWM signálu.



Obrázek 4.11: Vnitřní zapojení bloku *rizeni PWM*

4.3.1 Regulátor otáček

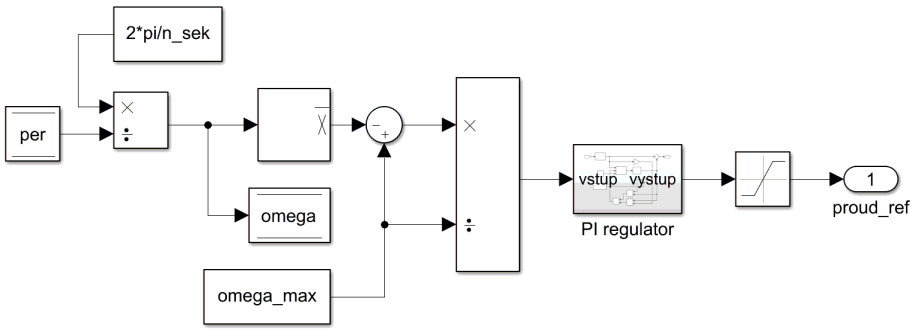
Vnitřní zapojení bloku *regulator otacek* je na obrázku 4.12. Základem zapojení je sériová struktura PI regulátoru.

Na začátku je vypočtena úhlová rychlost motoru. K výpočtu je využita změřená doba trvání jednoho sektoru 6-step komutace, která je uložena v proměnné *per*. Pro úhlovou rychlost platí

$$\omega = \frac{2\pi}{N_{\text{sek}} \cdot t_{\text{sek}}}, \tag{4.3}$$

kde N_{sek} je počet sektorů v jedné mechanické otáčce a t_{sek} je doba trvání sektoru. Výsledná hodnota úhlové rychlosti je uložena do proměnné *omega*. Následně je provedeno průměrování. Rozdílem vypočtené a nastavené maximální úhlové rychlosti je vypočten chybový signál. Ten je ještě navíc vydělen referenční úhlovou rychlostí a poté přiveden na vstup bloku *PI regulator*. Zapojení bloku je na obrázku 4.13. Výstup regulátoru otáček je zakončen saturačním blokem. Ten limituje výstup regulátoru na hodnotu 2,5 A. Tato hodnota vychází z požadavků aplikace na maximální střední hodnotu zatěžovacího proudu.

V bloku *PI regulator* je implementováno zapojení sériového PI regulátoru. Chybový signál je nejprve přiveden do proporcionálního členu. V případě integračního bloku byla využita metoda dynamické saturace. Důvodem použití této metody je zabránění možnému překmitu regulované veličiny. Standardní integrační člen totiž nebere v potaz saturaci regulátoru a nadále zvyšuje svoji výstupní hodnotu [20]. Mezní hodnoty integračního členu jsou tedy měněny v závislosti na výstupu proporcionálního členu.

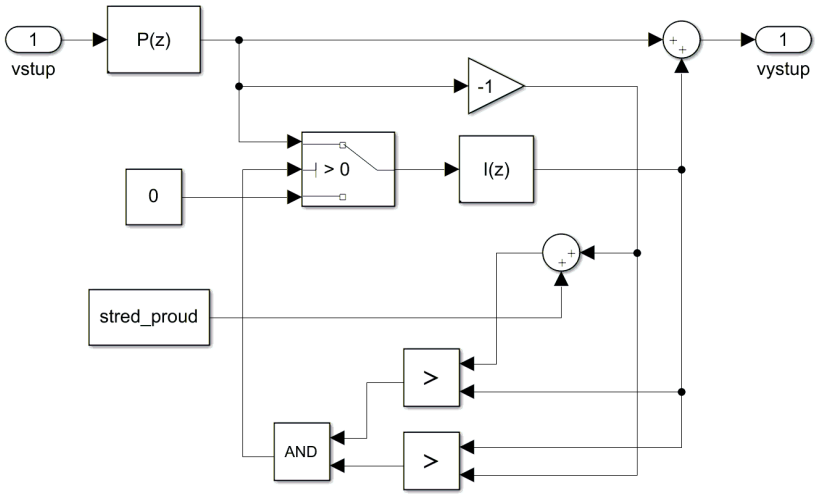


Obrázek 4.12: Vnitřní zapojení bloku *regulator otacek*

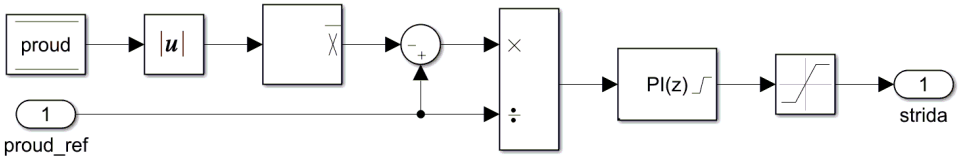
4.3.2 Regulátor proudu

Regulací budicího proudu zastává blok *regulator proudu*, jehož zapojení je na obrázku 4.14.

Hodnota proudu je podobně, jako v případ proudové limitace, čtena z proměnné *proud*. S tím rozdílem, že čtení probíhá s periodou vzorkovacího kmitočtu 50 kHz. Proud je průměrován a odečten od proudové reference. Ta je na vstup bloku *regulator proudu* přivedena z regulátoru otáček. Výsledný chybový signál je touto referencí vydělen a přiveden na vstup PI regulátoru. U regulátoru je nastavena saturace, takže se hodnota výstupu pohybuje v intervalu mezi nulou a jedničkou.



Obrázek 4.13: Vnitřní zapojení bloku *PI regulator*



Obrázek 4.14: Vnitřní zapojení bloku *regulator proudu*

Část III

Simulace

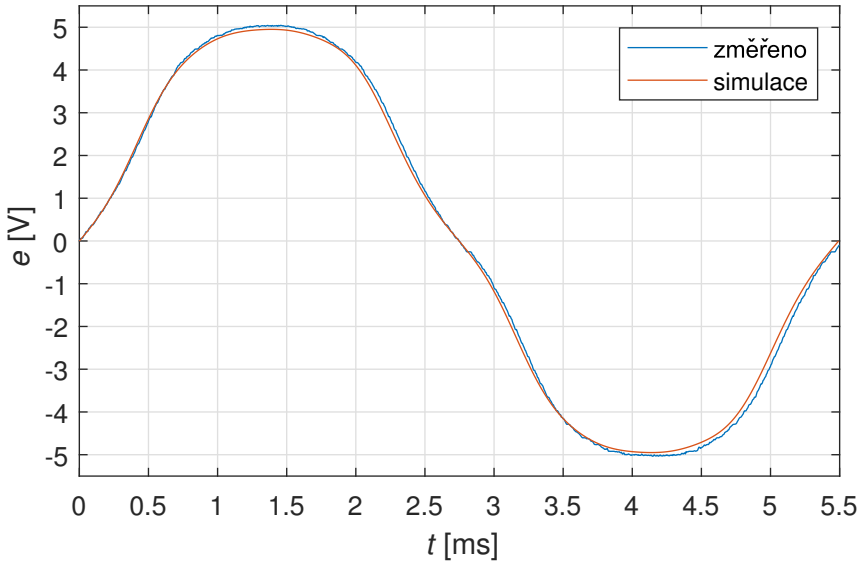
Kapitola 5

Ověření modelu motoru

Tato kapitola je zaměřena na ověření funkce implementovaného modelu motoru. Jsou zde srovnány výstupy simulací s naměřenými údaji. První část je zaměřena na průběhy indukovaného napětí, v druhé části jsou porovnány průběhy fázových proudů a v poslední řadě je ověřeno působení cogging momentu.

5.1 Průběh indukovaného napětí

Nedílnou součástí modelu BLDC motoru je průběh indukovaného napětí. Při modelování motoru bylo pro větší autentičnost využito změřeného průběhu indukovaného napětí. Na základě toho byl syntetizován odhadovaný průběh, který byl použit v modelu.



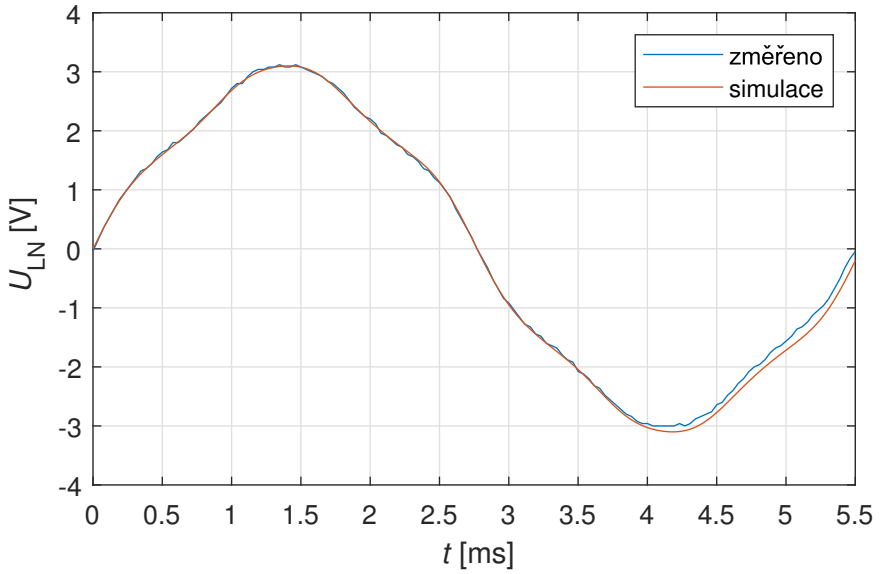
Obrázek 5.1: Porovnání průběhů změřeného a simulovaného indukovaného napětí

Za stejných podmínek, za kterých bylo provedeno měření indukovaného napětí, by mělo být možné při simulaci obdržet shodný průběh, co se amplitudy

a tvaru týče. Protože se model skládá z bloků knihovny Simscape, bylo jej možné vybudit mechanicky a sledovat odezvy v elektrické části. Na svorky mechanické části modelu byl připojen zdroj točivého momentu. Hodnota momentu byla zvolena tak, aby model dosáhl úhlové rychlosti $142\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. Mezi svorky dvou fází byl připojen blok voltmetru.

Na obrázku 5.1 jsou zobrazeny průběhy změřeného a simulovaného indukovaného napětí. Jak je možné vidět průběhy se relativně shodují. Drobné rozdíly jsou způsobené lehce odlišnou úhlovou rychlostí.

Pro úplnost bylo navíc změřeno fázové napětí U_{LN} vůči tzv. virtuální nule (napětí Line-to-Neutral). Toto napětí se měří za pomoci odporové sítě, tvořené třemi rezistory zapojenými do hvězdy. Na obrázku 5.2 jsou zobrazeny průběhy změřeného a simulovaného napětí U_{LN}. Oba průběhy se shodují, přičemž drobné odchylky jsou opět zapříčiněné lehce rozdílnou úhlovou rychlostí.



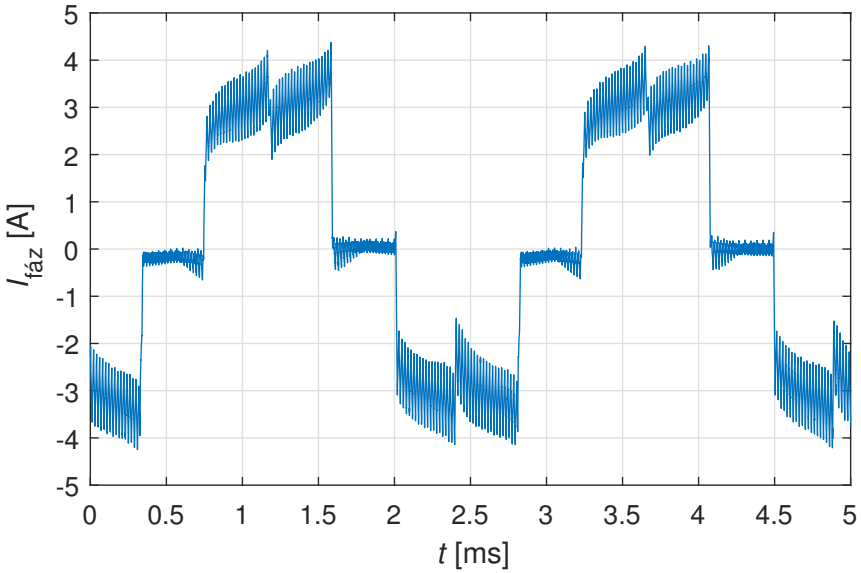
Obrázek 5.2: Porovnání průběhů změřeného a simulovaného napětí U_{LN}

5.2 Průběh fázových proudů

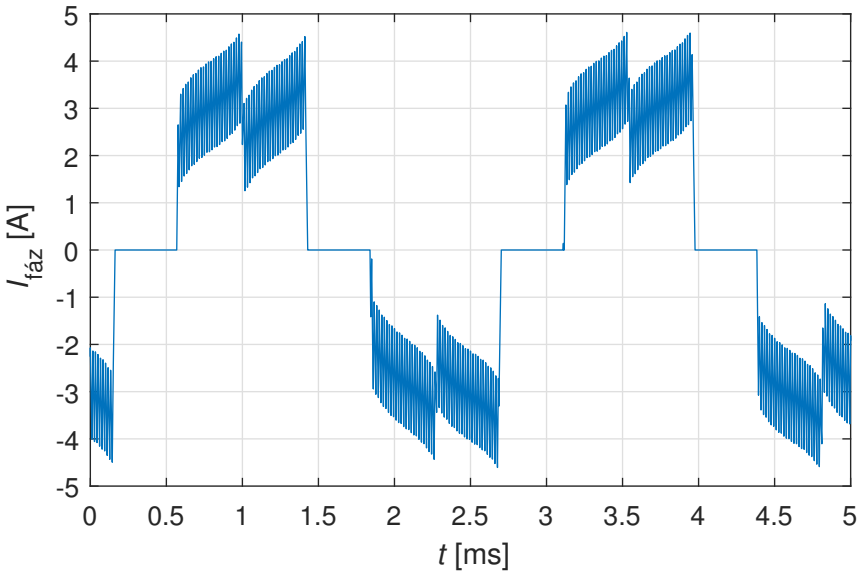
Dalším bodem při ověřování funkce modelu bylo zkoumání průběhu fázového proudu. Za tímto účelem bylo provedeno měření na modelovaném motoru, aby bylo možné porovnat výsledky s výstupem simulace.

Průběh fázového proudu byl měřen při rychlosti otáčení 3000 ot./min. v zatíženém stavu. Frekvence PWM signálu byla 50 kHz. Výsledný průběh fázového proudu je zobrazen na obrázku 5.3a. Za podobných podmínek byla provedena simulace, jejíž výstup je na obrázku 5.3b. Mechanická zátěž byl při simulaci realizována nastavením konstanty tření na hodnotu $b = 1{,}6 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{N\,m\,s}$.

Jak je možné vidět průběhy se přibližně shodují. V případě simulovaného průběhu se však neprojevuje většímu zvlnění. To lze přisoudit menší indukč-



(a) : změřeno

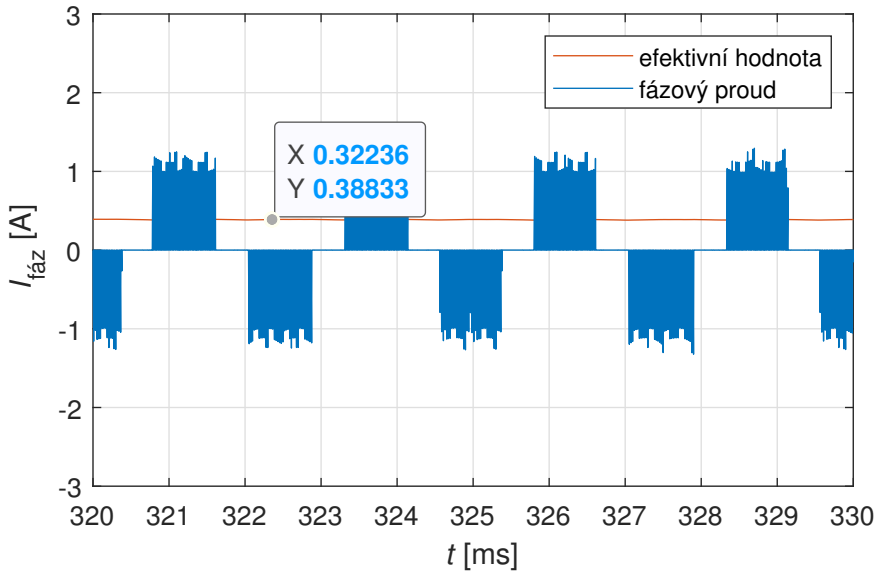


(b) : simulace

Obrázek 5.3: Porovnání průběhů změřeného a simulovaného fázového proudu v zatíženém stavu

nosti definované v modelu motoru oproti té, kterou vykazuje modelovaný motor. Zároveň je možné si povšimnout rozdílu v momentě, kdy je daná fáze odpojena. V případě změřeného průběhu je proud nenulový. Příčinou mohou být parazitní jevy samotného můstkového měniče.

Dále bylo provedeno měření fázového proudu v nezatíženém stavu. Změřena byla efektivní hodnota proudu 386 mA. Stejně tak byla provedena simulace jejíž výstup je na obrázku 5.4. Výsledná efektivní hodnota fázového proudu je přibližně 388 mA. Pro dosažení této hodnoty byla vhodně nastavena konstanta tření v modelu motoru. Finální hodnota konstanty tření je tedy $b = 1{,}4 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{N\,m\,s}$.



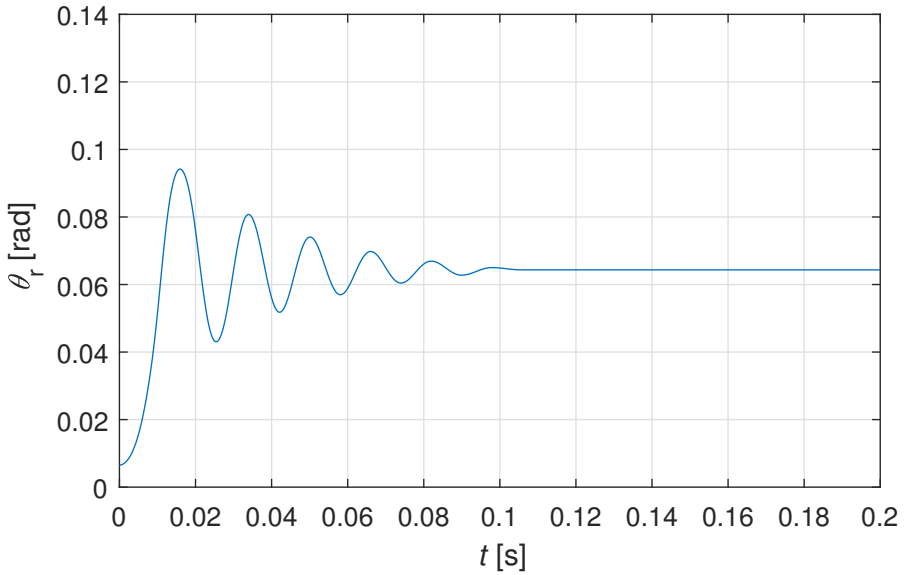
Obrázek 5.4: Průběh fázového proudu a jeho efektivní hodnoty v nezatížené stavu

5.3 Cogging moment síly

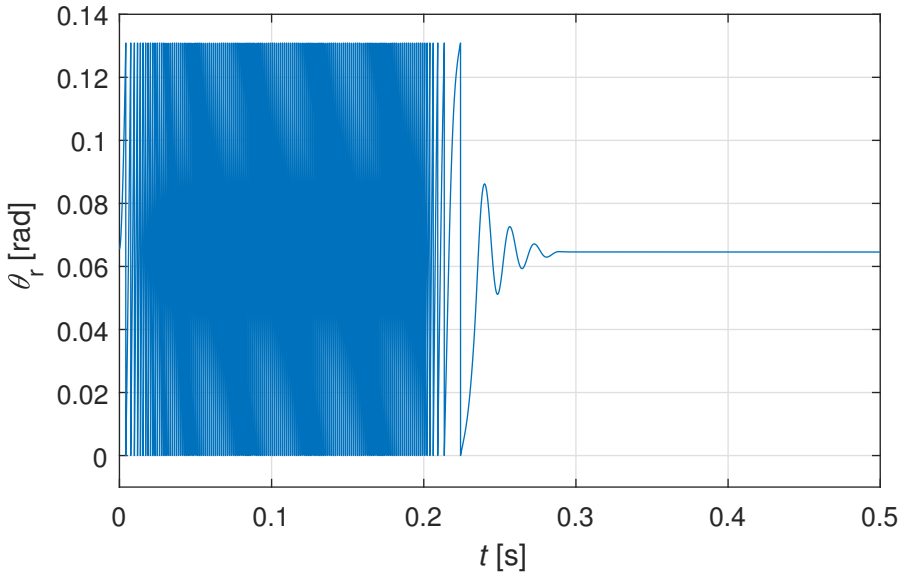
V modelu motoru byl implementován i tzv. cogging moment síly. Důvodem bylo, aby se model vždy zastavil v konkrétní stabilní poloze, kterou průběh cogging momentu definuje. Za tímto účelem byly provedeny simulace s cílem ověřit, zda toto chování model vykazuje.

První simulace spočívala v nastavení výchozího úhlu natočení rotoru tak, aby se model motoru nacházel v nestabilní poloze. Výchozí úhel byl nastaven ve vlastnostech rotačního senzoru na hodnotu $6 \cdot 10^{-3}$ rad. Na obrázku 5.5 je možné vidět průběh úhlu natočení rotoru θ_r. Na začátku průběh tlumeně kmitá okolo stabilní polohy. Po zhruba 0,1 s dochází k ustálení na hodnotě 0,0643 rad, což zhruba odpovídá 3,68°. To souhlasí s normovaným průběhem cogging momentu na obrázku 2.10 v kapitole 2.3.1, kde se v této hodnotě úhlu nachází stabilní poloha.

Další simulace už pouze podtrhuje význam implementace cogging momentu



Obrázek 5.5: Ustálení úhlu natočení rotoru θ_r ve stabilní poloze



Obrázek 5.6: Ustálení úhlu natočení rotoru θ_r při rozběhnutí a následném zastavení motoru

v modelu motoru. Model byl nejprve roztočen na úhlovou rychlost téměř $100\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. K roztočení posloužil externě připojený zdroj točivého momentu s hodnotou $0{,}02\,\mathrm{N\,m}$. Pro dosažení potřebné rychlosti a následného zastavení motoru byla nastavena konstanta tření $b = 2 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{N\,m\,s}$. Na obrázku 5.6 je možné vidět, že se úhel θ_r opět ustálí na hodnotě $0{,}0643\,\mathrm{rad}$.

Kapitola 6

Simulace řízení motoru

V této kapitole jsou obsaženy simulace implementovaného řízení motoru. První část je zaměřena na samotný bezsenzorový algoritmus. V druhé části je simulován rozběh motoru a s tím související funkce regulátorů.

6.1 Bezsenzorový algoritmus

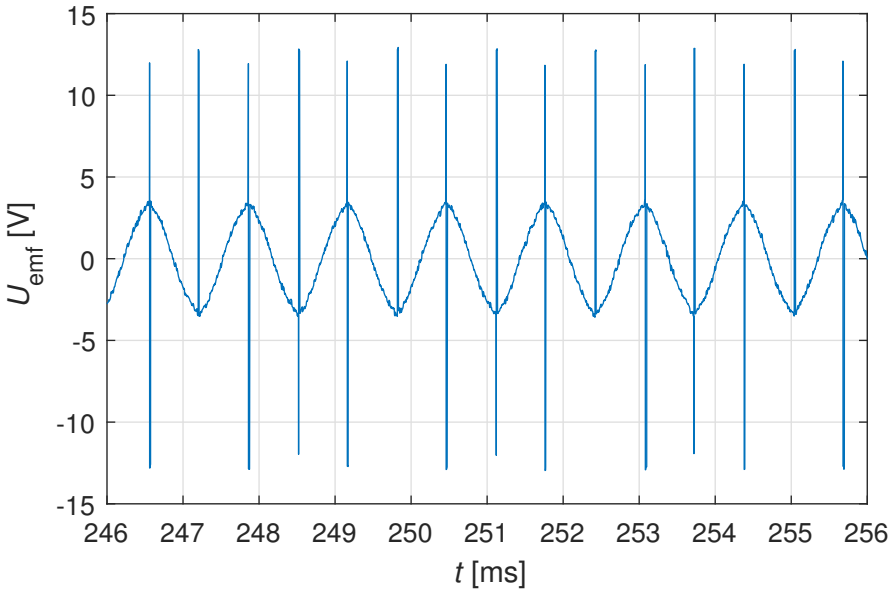
Jedním z cílů této práce byl návrh bezsenzorového algoritmu. Zvolena byla metoda založena na integraci indukovaného napětí, resp. napětí na plovoucí fázi motoru. Tato kapitola obsahuje výstupy simulací, které zachycují funkci implementovaného algoritmu.

První simulace byla zaměřena na ověření samotné integrační metody. Model motoru byl roztočen na hodnotu úhlové rychlosti $200\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$ v zatíženém stavu. Pro simulaci zátěže byla využita konstanta tření nastavená na hodnotu $b = 2{,}5 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{N\,m\,s}$. Na obrázku 6.1a je vidět průběh napětí U_{emf}. Jedná se ve své podstatě o uměle vytvořený průběh, složený z průběhů napětí na plovoucích fázích. V průběhu jsou patrné napěťové špičky, které představují připojení plovoucí fáze k napájecímu napětí zdroje nebo naopak na jeho nulový potenciál. Případně se může jednat o vybuzenou fázi, která přechází do plovoucího stavu. Na obrázku 6.1b je možné vidět průběh integrace napětí U_{emf}. Do první poloviny daného sektoru je hodnota integrálu nulová, díky zpožďovacímu intervalu. Dosáhne-li integrál prahové hodnoty, dochází ke komutaci.

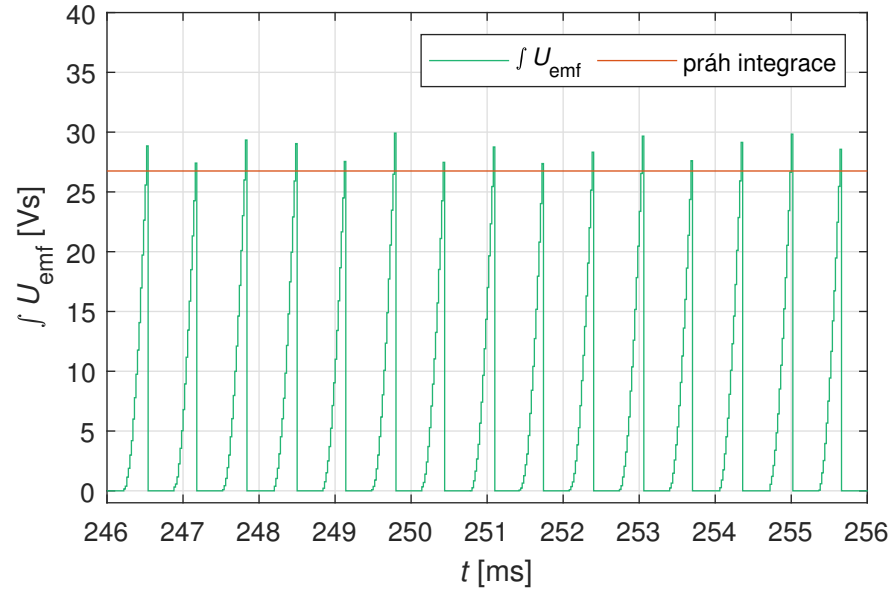
Na obrázcích 6.2a a 6.2b jsou zobrazeny průběhy fázových vinutí a elektromagnetického momentu síly. Průběh momentu síly vykazuje výrazné propady v okamžiku komutace, které jsou typické pro 6-step řízení. Bohužel výsledné zvlnění momentu dosahuje hodnoty až 122 %. Takto velké zvlnění má pravděpodobně na svědomí nízká indukčnost definovaná v modelu motoru.

Významným parametrem integrační metody je prahová hodnota integrálu. V případě fixně zvolené hodnoty může, při zvyšujících se otáčkách, docházet ke zvětšování chyby komutace. Ukázka takové situace je na obrázku 6.3a, kde je zobrazen průběh napětí U_{emf} při úhlové rychlosti $500\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. Práh integrace byl nastaven na hodnotu $30\,\mathrm{V\,s}$. Jak je možné vidět průběhy jednotlivých sektorů jsou ve vzájemné nesymetrii. Hodnota napětí na konci jednoho sektoru je větší než na začátku následujícího.

Za tímto účelem byl vytvořen algoritmu, který se snaží za běhu nalézat vhodnou prahovou hodnotu. Na obrázku 6.3b je opět vidět průběh napětí U_{emf} při stejné úhlové rychlosti jako v předchozím případě. Tentokrát je vzájemná nesymetrie mezi sektory výrazně menší. V grafu je též zobrazen průběh poslední hodnoty napětí daného sektoru, která je uložena v proměnné.

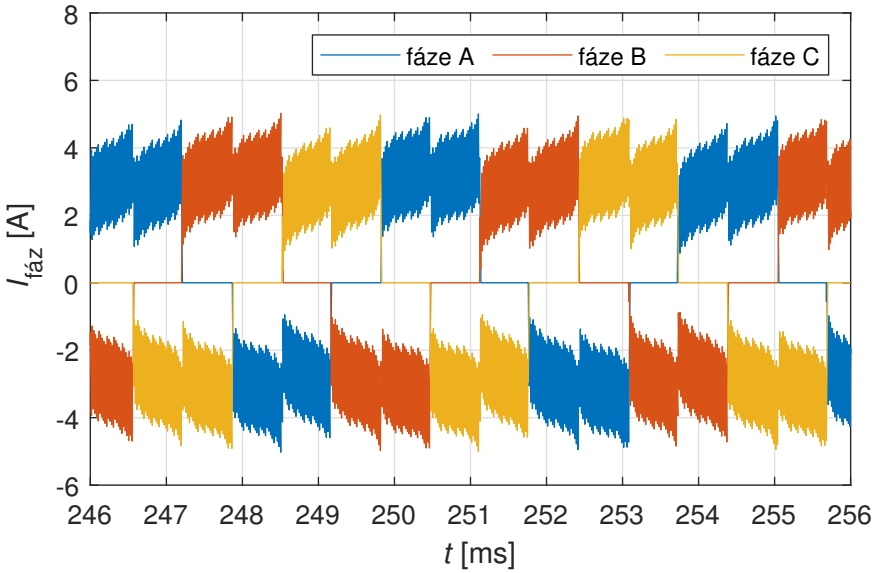


(a) : průběh napětí U_{emf}

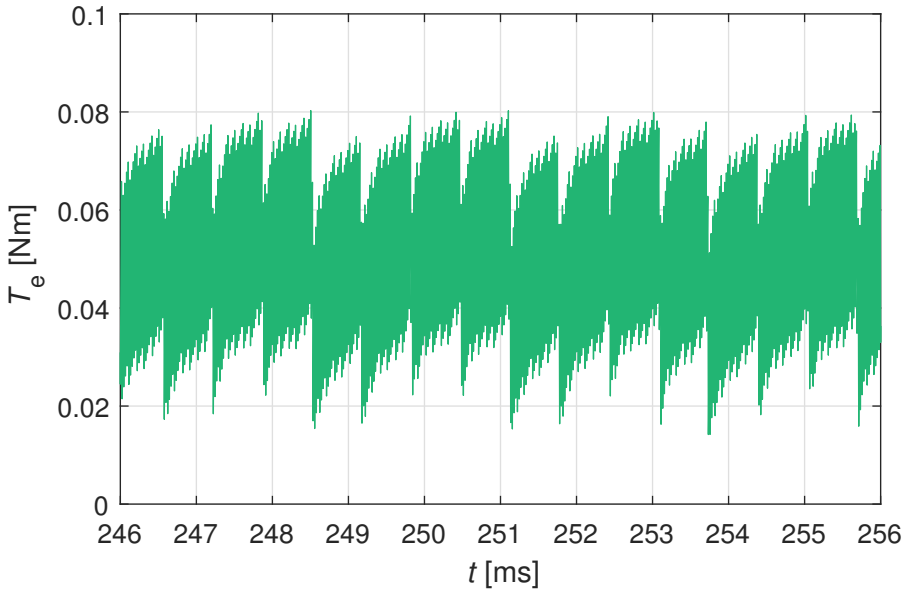


(b) : průběh integrálu napětí U_{emf}

Obrázek 6.1: Ilustrace činnosti bezsenzorového algoritmu



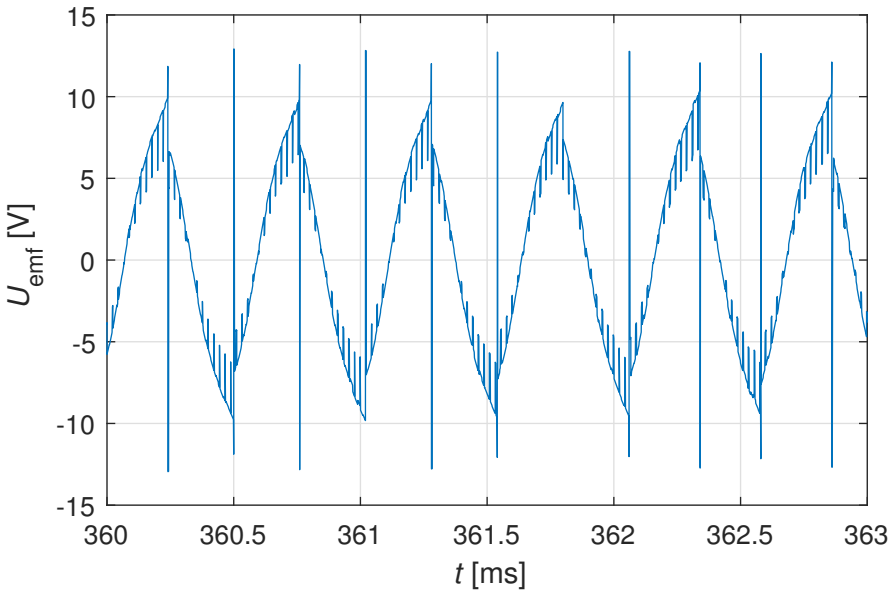
(a) : fázové proudy



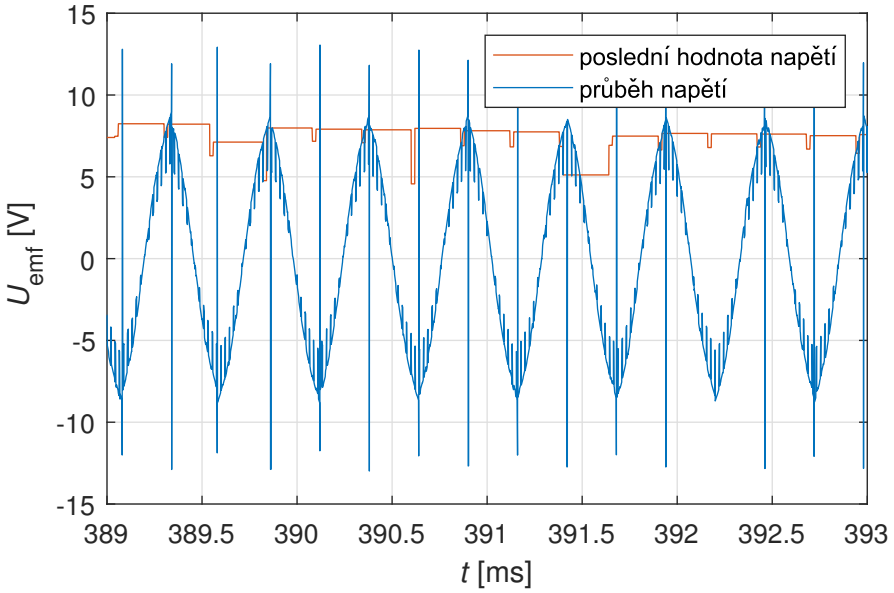
(b) : elektromagnetický moment síly

Obrázek 6.2: Výsledný průběh fázových proudů a elektromagnetického momentu síly

Pro ilustraci funkce tohoto algoritmu je na obrázku 6.4a zobrazen průběh prahové hodnoty. Na počátku je práh nastaven na hodnotu 30 V s. Poté se hodnota snižuje spolu s rostoucí úhlovou rychlostí. Při úhlové rychlosti 500 rad s^{-1} se prahová hodnota stabilizuje přibližně mezi hodnotami 16 V s a 17 V s.

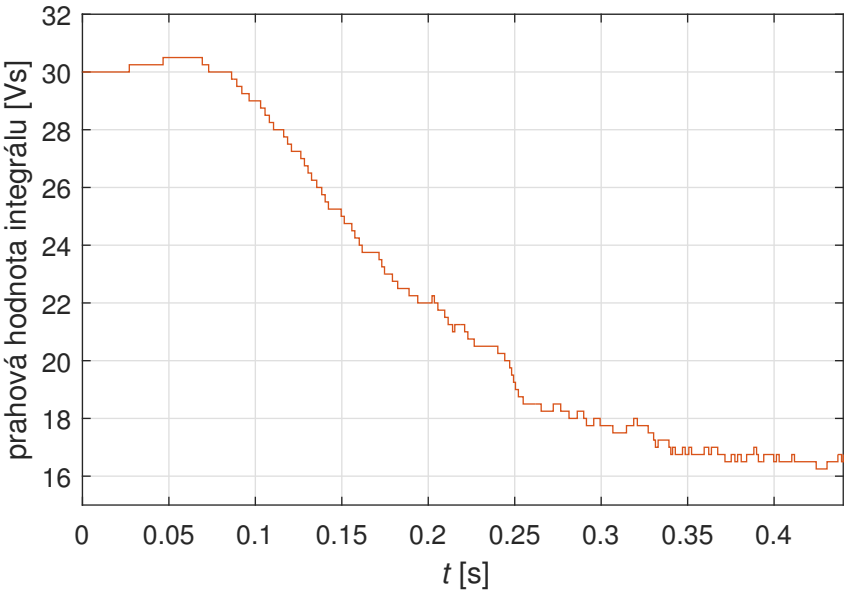


(a) : fixně zvolená prahová hodnota

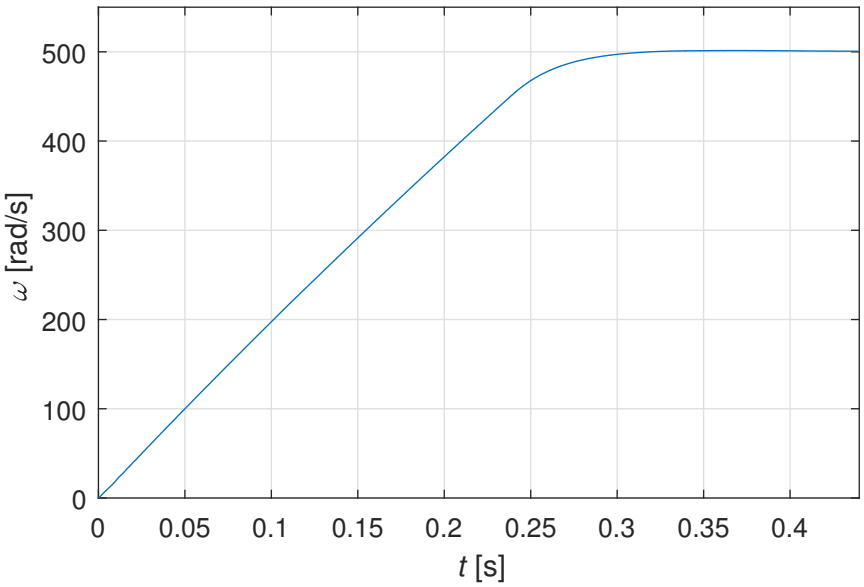


(b) : přizpůsobená prahová hodnota

Obrázek 6.3: Srovnání průběhu napětí U_{emf} při fixně zvolené a přizpůsobené prahové hodnotě integrálu



(a) : průběh prahové hodnoty integrálu



(b) : průběh úhlové rychlosti

Obrázek 6.4: Ilustrace činnosti algoritmu pro přizpůsobování prahové hodnoty integrálu

6.2 Rozběh motoru

V poslední řadě byly provedeny simulace s cílem ověřit funkci regulátoru otáček a proudu. Konkrétně byl simulován rozběh motoru v zatíženém i nezatíženém stavu.

V případě nezatíženého stavu byly ponechány hodnoty mechanické části modelu takové, jaké jsou uvedeny v kapitole 2.3. Charakter a parametry zátěže zatím nejsou známé, tudíž byla zvolena alternativní cesta. V požadavcích pro danou aplikaci je definována maximální střední hodnota zatěžovacího proudu 2,5 A. Cílem tedy bylo dosáhnout při simulaci podobného zatěžovacího proudu. Pro jednoduchost byla zátěž simulována zvýšeným mechanickým třením. Konstanta tření byla nastavena na hodnotu $b = 1{,}1 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{N\,m\,s}$.

Na obrázcích 6.5a a 6.5b jsou zobrazeny průběhy úhlové rychlosti pro oba případy. Při simulaci byla zvolena cílová hodnota úhlové rychlosti $400\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. V nezatíženém stavu je dosaženo této hodnoty zhruba po 0,25 s. V zatíženém stavu je průběh úhlové rychlosti pozvolnější a cílové rychlosti je dosaženo po přibližně 0,5 s.

Dále jsou na obrázcích 6.6a a 6.6b zobrazeny průběhy výstupů proporcionálního a integračního členu PI regulátoru otáček. Právě v integračního členu byla implementována metoda dynamické saturace. Výstup regulátoru otáček definuje proudovou referenci a je tedy limitován maximální střední hodnotou zatěžovacího proudu 2,5 A. V obou případech je možné si všimnout, že výstup integračního členu je nenulový až poté, co výstup proporcionálního členu klesne pod již zmíněnou hodnotu proudu.

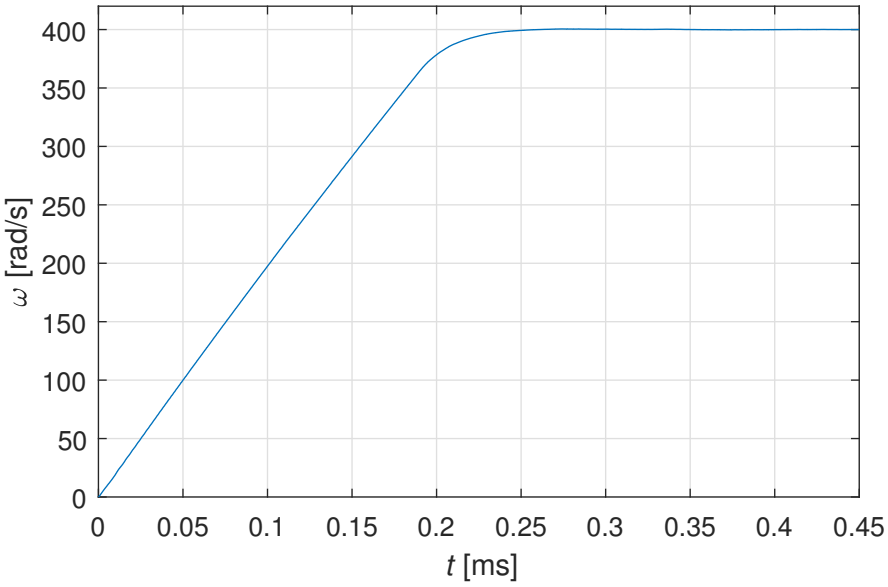
V poslední řadě jsou na obrázcích 6.7a a 6.7b zobrazeny průběhy střední hodnoty zatěžovacího proudu. Je možné si vidět, že v obou případech regulátor udržuje střední hodnotu proudu přibližně okolo 2,5 A. V nezatíženém stavu hodnota proudu klesá pod 0,5 A a při zátěži se proud ustálí zhruba na 2,2 A.

Vzhledem k povaze dané aplikace byly parametry regulátorů zvoleny pro jednoduchost empiricky. V tabulce 6.1 jsou jednotlivé parametry uvedeny.

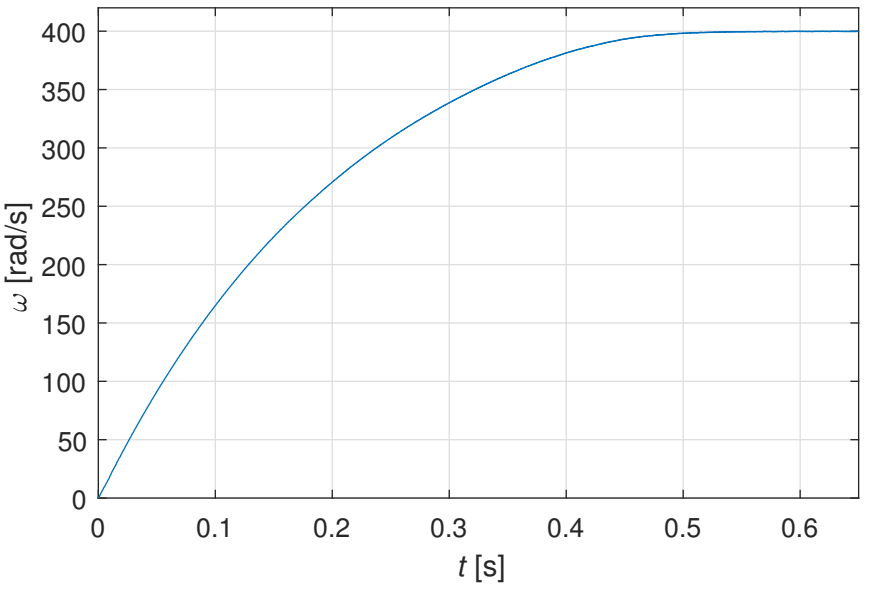
Důležitým okamžikem při rozběhu motoru je přepnutí mezi senzorovým a bezsenzorovým algoritmem. Na obrázcích 6.8a a 6.8 je tento okamžik zachycen. Jak je možné vidět, ke změně dochází v polovině sektoru poté, co úhlová rychlost překročí hodnotu $50\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$. Průběh popisující změnu představuje výstup klopného obvodu v bloku *rozbehovy algoritmus*.

Tabulka 6.1: Parametry regulátorů

	Hodnota	
Parametr	naprázdno	zatíženo
P_{rych}	25	33
I_{rych}	10	20
P_{proud}	0,1	0,1
I_{proud}	314	314

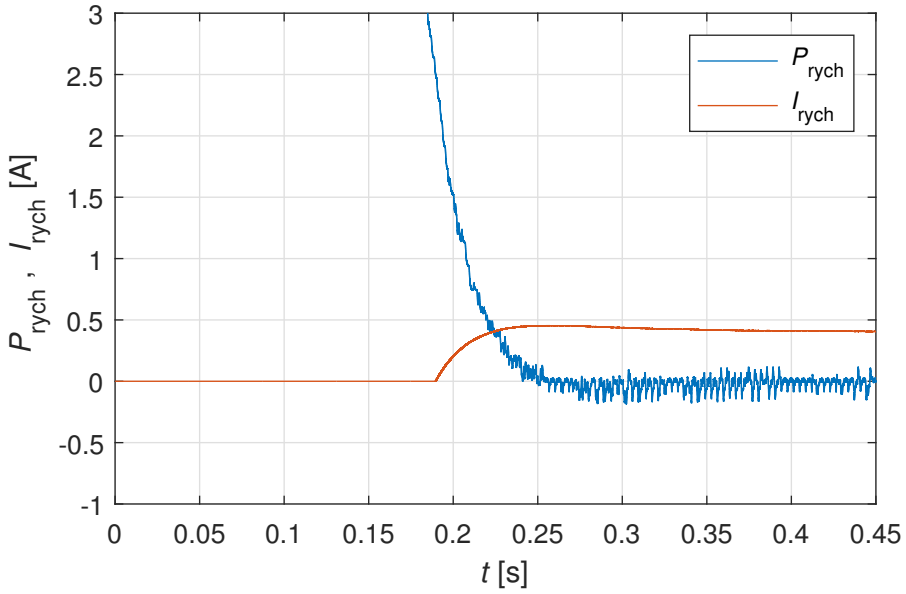


(a) : v nezatíženém stavu

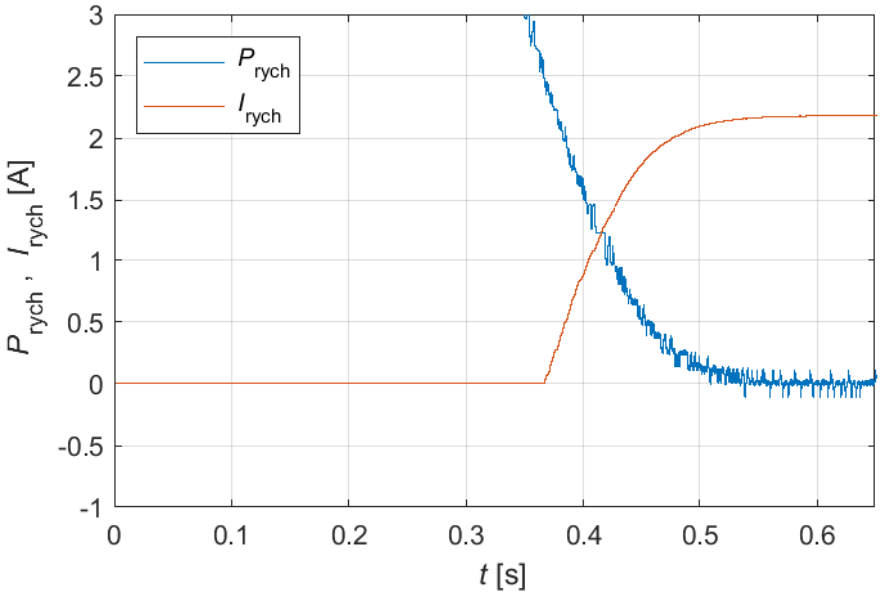


(b) : v zatíženém stavu

Obrázek 6.5: Průběh úhlové rychlosti v nezatíženém a zatíženém stavu

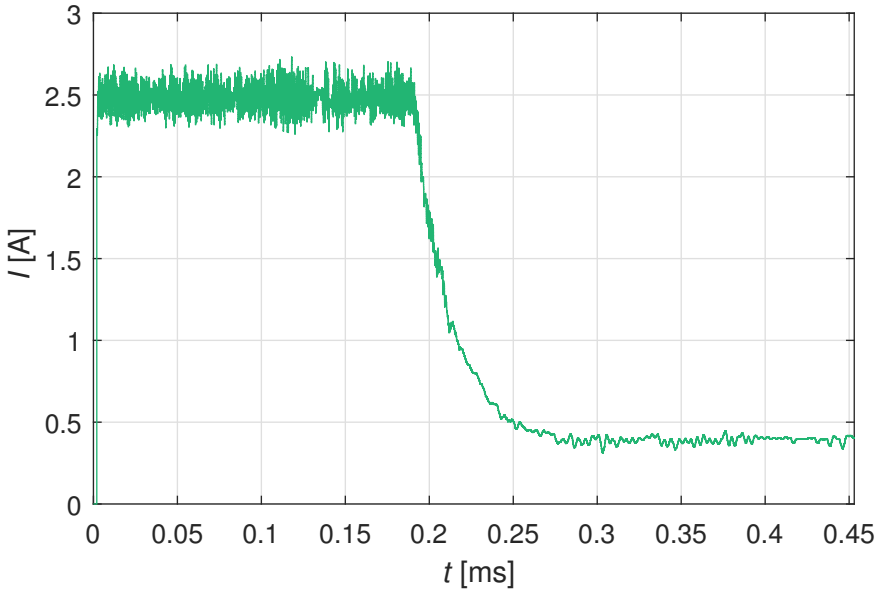


(a) : v nezatíženém stavu

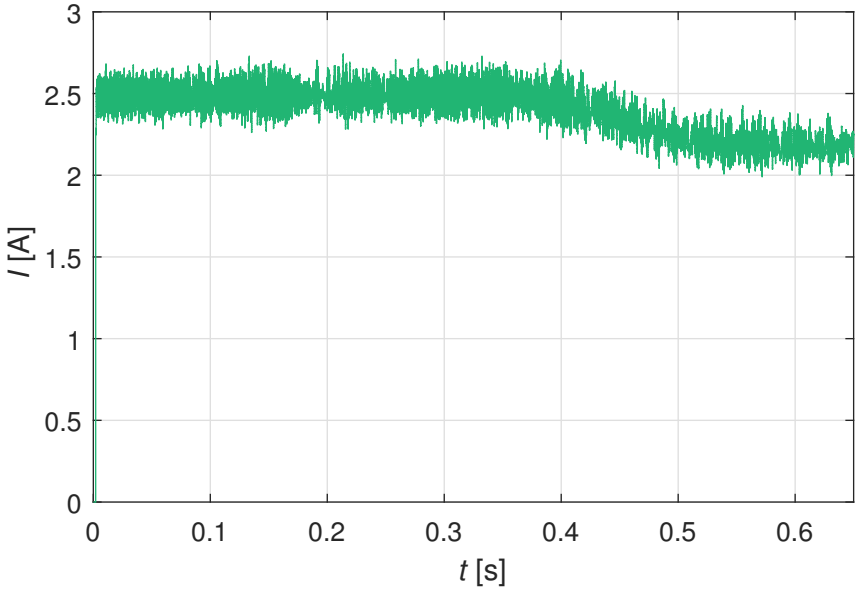


(b) : v zatíženém stavu

Obrázek 6.6: Ukázka činnosti regulátoru otáček

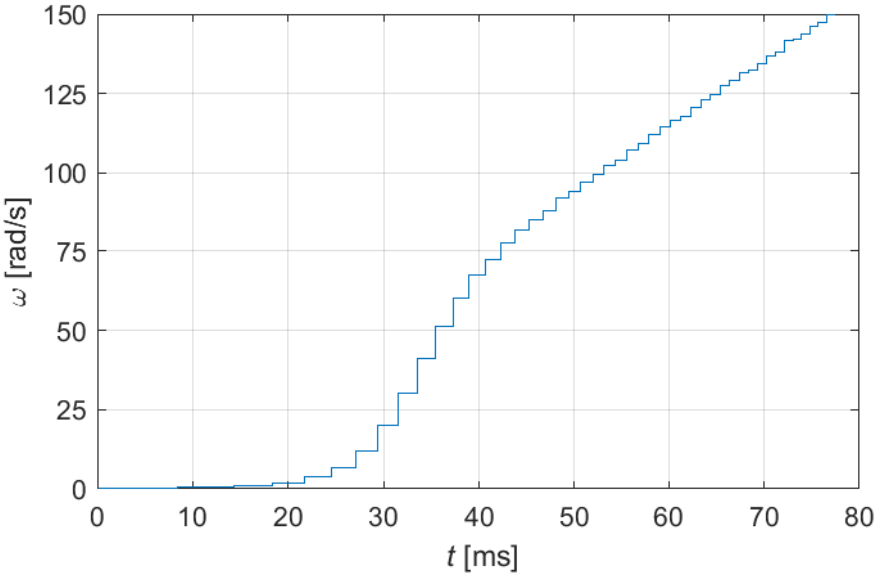


(a) : v nezatíženém stavu

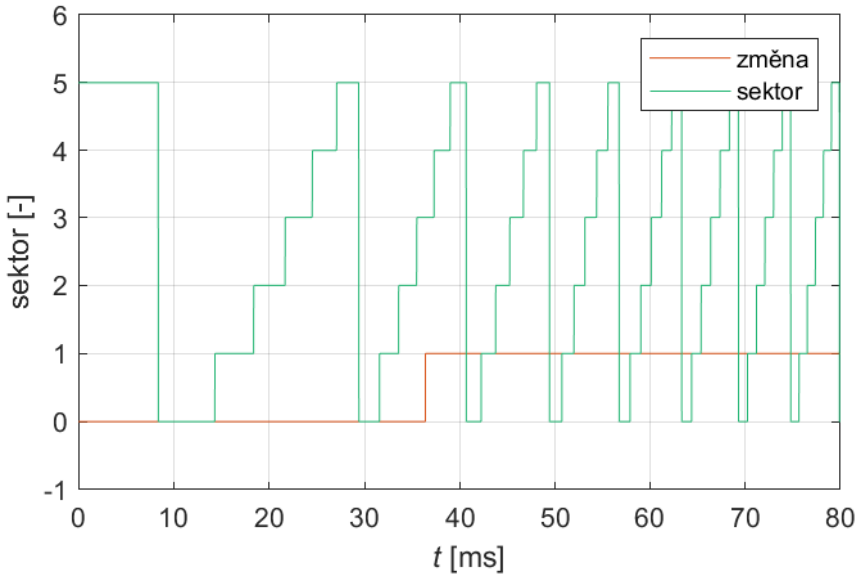


(b) : v zatíženém stavu

Obrázek 6.7: Ukázka činnosti regulátoru proudu



(a) : průběh úhlové rychlosti



(b) : změna algoritmu

Obrázek 6.8: Změna řízení komutace ze senzorového na bezsenzorový algoritmus

Závěr

Cílem této práce byl návrh bezsenzorového algoritmu pro řízení BLDC motoru v prostředí Simulink programu MATLAB. V souvislostí s tím byl vytvořen model na základě konkrétního typu motoru.

První část práce se věnovala modelování BLDC motoru. Byla zde popsána elektrická a mechanická část modelu. Při vytváření elektrické části se využilo odhadu průběhu indukovaného napětí, který byl syntetizován pomocí harmonických složek obsažených ve spektru změřeného průběhu. Použití odhadu skutečného průběhu indukovaného napětí mělo význam z hlediska větší věrohodnosti při simulaci. Do modelu byl dále zakomponován průběh tzv. cogging moment síly získaný pomocí analýzy v programu FEMM 4.2. Díky to mu je model schopný zastavit vždy v dané stabilní poloze.

Další část práce již byla zaměřena na popis navrženého řízení motoru. Pro bezsenzorové řízení komutace se využilo metody založené na integraci indukovaného napětí, resp. napětí na plovoucí fázi motoru. V souvislosti s tím byl vytvořen algoritmus pro ladění prahové hodnoty integrace. Poté následoval popis PWM regulace a s tím spojené PI regulátory otáček a proudu. U regulátoru otáček byla využita metoda dynamické saturace. V průběhu návrhu řízení motoru se vycházelo z požadavků pro danou aplikaci.

Poslední část práce byla už věnovaná simulacím s cílem ověřit funkci modelu motoru a samotné řízení. Nejprve se porovnaly změřené a simulované průběhy indukovaného napětí. Pro úplnost bylo srovnáno i napětí mezi fází a bodem virtuální nuly. V obou případech se průběhy shodovaly.

Dále byl změřen průběh fázového proudu v zatíženém stavu. Při porovnání se simulací bylo zjištěno větší zvlnění proudu. Tuto skutečnost lez přisoudit menší hodnotě indukčnosti v modelu motoru oproti té, kterou reálně vykazuje modelovaný motor. Na základě změřené efektivní hodnoty fázového proudu v nezatíženém stavu, byla navíc odhadnuta konstanta tření.

V poslední řadě byl zkoumán vliv cogging momentu. Výstupy simulací potvrdily, že je model schopný zastavit v dané stabilní poloze.

Nakonec se provedly simulace navrženého řízení motoru. Nejprve byla ověřena funkce bezsenzorového algoritmu. S tím souvisela i činnost algoritmu pro přizpůsobení prahové hodnoty integrace. Výstupy simulací ukázaly, že je tento algoritmus schopný přizpůsobit prahovou hodnotu tak, aby se docílilo vzájemné symetrie mezi průběhy napětí v jednotlivých sektorech. V návaznosti

na funkci bezsenzorového řízení byly zhodnoceny i průběhy fázových proudů a elektromagnetického momentu síly. Průběh momentu vykazoval výrazné zvlnění 122 %. Jedním z možných důvodů je již zmíněná nízká indukčnost definovaná v modelu motoru.

Poslední simulace už pouze ověřily činnost regulátoru otáček a proudu při rozběhu motoru. Simulace byly provedeny v zatíženém i nezatíženém stavu. Výsledky simulací v obou případech prokázaly správnou funkci dynamické saturace PI regulátoru otáček. Při rozběhu motoru byla navíc provedena kontrola přepnutí mezi senzorovým a bezsenzorovým algoritmem. Po dosažení úhlové rychlosti $50\,\mathrm{rad\,s^{-1}}$ došlo v polovině daného sektoru ke změně algoritmu.

Literatura

[1] José Carlos Gamazo-Real, Ernesto Vázquez-Sánchez, and Jaime Gómez-Gil. Position and speed control of brushless dc motors using sensorless techniques and application trends. *sensors*, 10(7):6901–6947, 2010.

[2] S Rambabu. Modeling and control of a brushless dc motor. *Master of Thesis In Power Control and Drives Technology, National Institute of Technology Rourkela*, 2007.

[3] Tae-Hyung Kim, Hyung-Woo Lee, and Mehrdad Ehsani. State of the art and future trends in position sensorless brushless dc motor/generator drives. In *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.*, pages 8–pp. IEEE, 2005.

[4] James Robert Mevey. Sensorless field oriented control of brushless permanent magnet synchronous motors. 2009.

[5] Tae-Yong Lee, Jun-Young Song, Jaehong Kim, Yong-Jae Kim, Sang-Yong Jung, and Jung-Moon Je. Phase advance control to reduce torque ripple of brush-less dc motor according to winding connection, wye and delta. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 9(6):2201–2208, 2014.

[6] Jianqi Qiu and Cenwei Shi. Sensorless control of brushless dc motor with delta connection windings. In *2010 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pages 848–851. IEEE, 2010.

[7] Yen-Chuan Chang and Ying-Yu Tzou. A new sensorless starting method for brushless dc motors without reversing rotation. In *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 619–624. IEEE, 2007.

[8] Junxi Cai, Chunyan Lai, and Narayan C Kar. Modeling and analysis of torque ripple in a brushless dc motor considering spatial harmonics. In *2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, pages 1–4. IEEE, 2017.

[9] YS Jeon, HS Mok, GH Choe, DK Kim, and JS Ryu. A new simulation model of bldc motor with real back emf waveform. In *COMPEL 2000. 7th Workshop on Computers in Power Electronics. Proceedings (Cat. No. 00TH8535)*, pages 217–220. IEEE, 2000.

[10] Pierpaolo Dini and Sergio Saponara. Cogging torque reduction in brushless motors by a nonlinear control technique. *Energies*, 12(11):2224, 2019.

[11] Teeradej Srisiriwanna and Mongkol Konghirun. A study of cogging torque reduction methods in brushless dc motor. In *2012 9th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pages 1–4. IEEE, 2012.

[12] Stefan Leitner, Hannes Gruebler, and Annette Muetze. Cogging torque minimization and performance of the sub-fractional hp bldc claw-pole motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(5):4653–4664, 2019.

[13] Infineon Technologies AG. *Position Feedback for Motor Control Using Magnetic Sensors*, 2010. Rev. 1.1.

[14] Jacek F Gieras. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press, 2002.

[15] Richard Crowder. *Electric drives and electromechanical systems: applications and control*. Butterworth-Heinemann, 2019.

[16] Application Note AN885 Microchip. Brushless dc (bldc) motor fundamentals" by padmaraja yedamale. *Microchip Technology Inc*, 2003.

[17] İhsan Ömür Bucak. Position error compensation via a variable reluctance sensor applied to a hybrid vehicle electric machine. *Sensors*, 10(3):1918–1934, 2010.

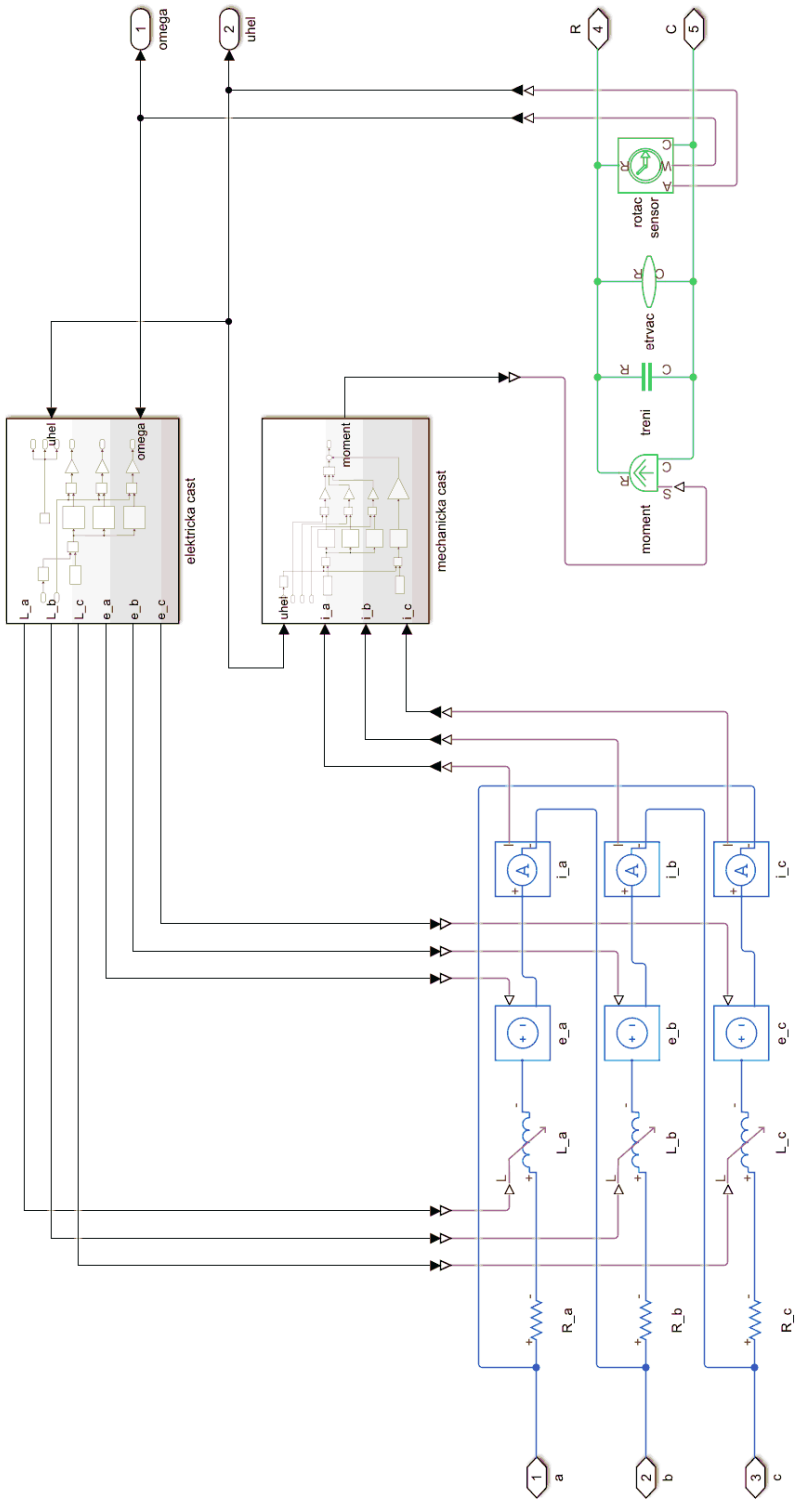
[18] RC Becerra, TM Jahns, and Mehrdad Ehsani. Four-quadrant sensorless brushless ecm drive. In *[Proceedings] APEC'91: Sixth Annual Applied Power Electronics Conference and Exhibition*, pages 202–209. IEEE, 1991.

[19] Texas Instruments. *Sensorless Field Oriented Control of 3-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors*, 2013.

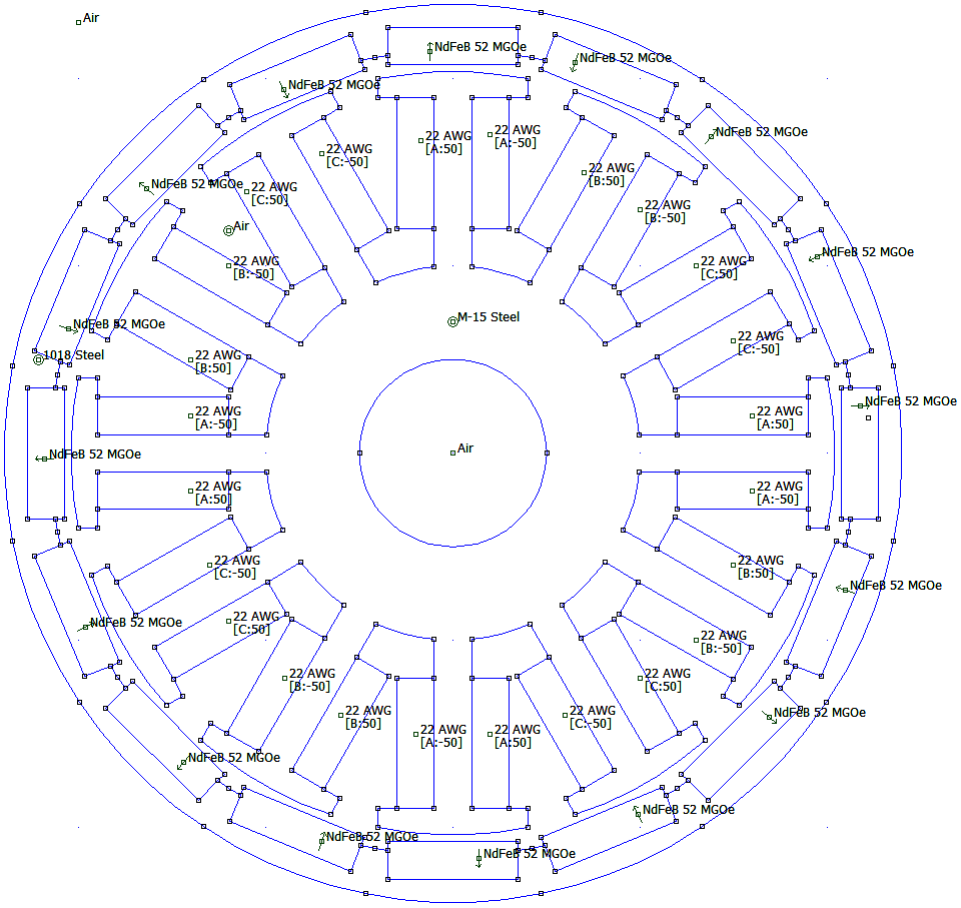
[20] Dave (Wisconsin) Wilson. Teaching your pi controller to behave (part vii). `https://e2e.ti.com/blogs_/b/industrial_strength/posts/teaching-your-pi-controller-to-behave-part-vii`, 13. 04. 2013.

Přílohy

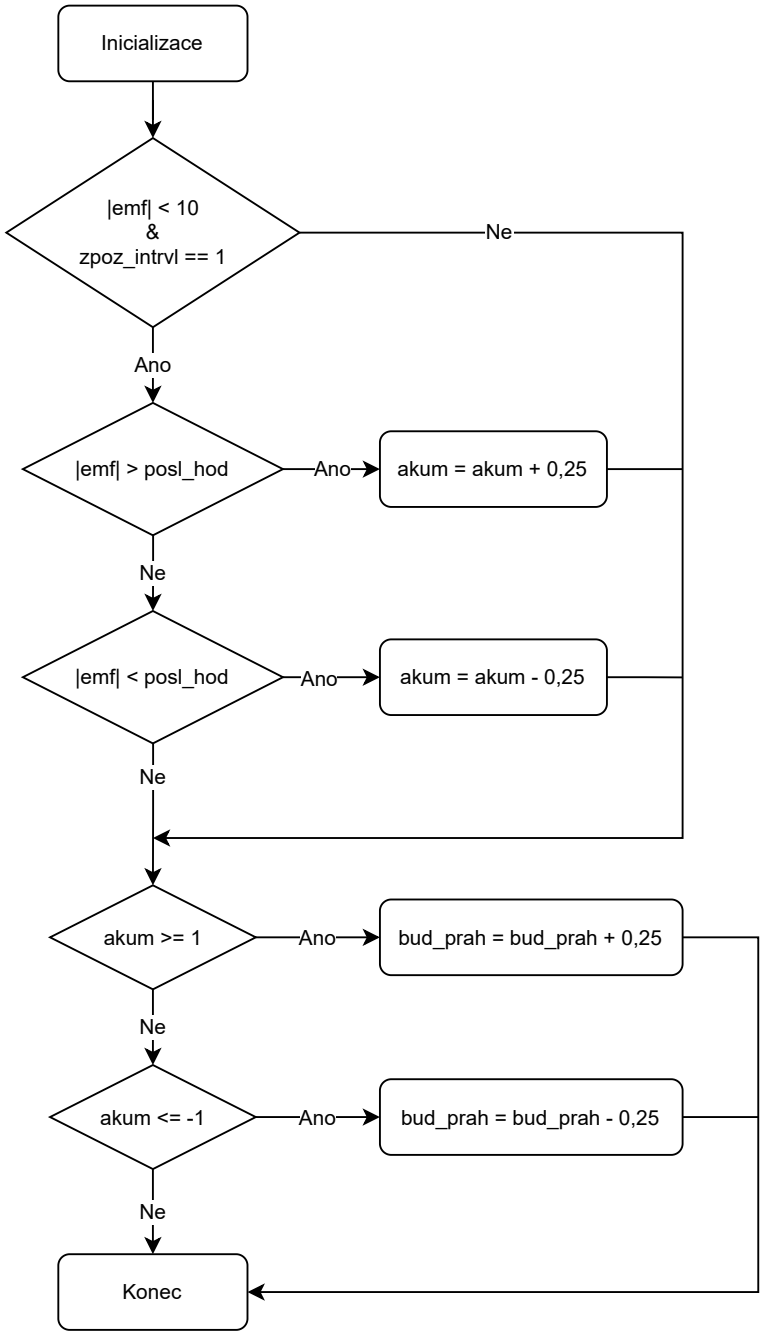
Příloha A



Obrázek A.1: Kompletní schéma modelu motoru



Obrázek A.2: Ukázka struktury motoru vytvořené v programu FEMM 4.2



Obrázek A.3: Vývojový diagram algoritmu pro změnu prahové hodnoty integrálu