

Bakalářská práce

**Řízení BLDC motoru s Halovými
sondami pomocí six-step algoritmu
založeného na STSPIN32F0A**

**Control of BLDC motor with Hall
Sensors via Six-step Algorithm Based on
STSPIN32F0A**

Martin Kala

Vedoucí práce: Ing. Jan Stejskal



České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra řídicí techniky
duben, 2022

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kala** Jméno: **Martin** Osobní číslo: **492011**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra řídicí techniky**
Studijní program: **Kybernetika a robotika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Řízení BLDC motoru s Halovými sondami pomocí six-step algoritmu založeného na STSPIN32F0A

Název bakalářské práce anglicky:

Control of BLDC motor with Hall Sensors via Six-step Algorithm Based on STSPIN32F0A

Pokyny pro vypracování:

- 1) Popište princip BLDC motoru.
- 2) Proveďte rešerši algoritmů pro řízení BLDC motoru.
- 3) Analyzujte evaluační desku STEVAL-SPIN3202 a popište její části.
- 4) Implementujte senzorový six-step algoritmus a ověřte jeho funkčnost.

Seznam doporučené literatury:

- [1] R. Krishnan, 'Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives,' 1st edition, CRC Press, 616 p., 2010, ISBN 978-0-8247-5384-9
- [2] J. Yiu, 'The Definitive Guide to ARM Cortex -M0 and Cortex-M0+ processors', Elsevier Science&Technology, 864 p., 2013, ISBN:978-0-12408-082-9.
- [3] STMicroelectronics, 'Getting started with the STEVAL-SPIN3202 evaluation board, advanced BLDC controller with embedded STM32 MCU,' UM2278 User manual [on-line]

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Jan Stejskal katedra elektrických pohonů a trakce FEL

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

Datum zadání bakalářské práce: **07.02.2022**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **30.09.2023**

Ing. Jan Stejskal
podpis vedoucí(ho) práce

prof. Ing. Michael Šebek, DrSc.
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení:

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

Praha, dne

.....

podpis

Abstrakt

Tato práce se zabývá bezkartáčovými stejnosměrnými motory. V rámci elektrických pohonů jsou kategorizovány a je popsán princip jejich funkce, tedy zarovnávaní magnetického pole permanentních magnetů na rotoru do magnetického pole vytvořeného cívkami statoru. Dále je popsáno zpětné indukované napětí a jsou rozebrány nejčastěji používané senzory polohy. Z řídicích strategií jsou představeny six-step, přímé řízení momentu a vektorové řízení. Následně je sestaven matematický model BLDC motoru, na kterém je v prostředí MATLAB/Simulink odsimulováno six-stepové řízení.

V poslední části je popsána implementace six-stepového řízení na řídicí desce STEVAL-SPIN3202 od STMicroelectronics. Jsou popsány způsoby zabezpečení řídicí elektroniky a logika přepínání stepů. Výsledkem je pak srovnání fázových proudů ze simulace a ze skutečného motoru.

Cílem první poloviny této práce je podat uchopitelný popis funkce, řízení a řídicí elektroniky BLDC motoru, uvést jeho matematický model a odsimulovat na tomto modelu six-step řídicí algoritmus. Ve druhé polovině je pak cílem popsat proces implementace takového algoritmu, a nastínit komplikace, se kterými je potřeba během vývoje počítat. Dalším cílem je porovnat průběhy proudů v simulaci s průběhy skutečného motoru. Motor v tomto projektu použitý je Linix-45ZWN24-40.

Klíčová slova: Elektrická komutace, elektrické pohony, six-step, senzorové řízení, BLDC.

Abstract

The topic of this project is the brushless direct current motor. In this work, it is categorized within the electric drive domain, and the principle behind the rotation is described, which revolves around the alignment of the magnetic field of the permanent magnets on the rotor with the magnetic field generated by the windings along the stator. The back electromotive force is also described, along with the most frequently used position sensors. From the array of control algorithms, six-step, direct torque control and field oriented control methods are discussed. Then, the mathematical model is proposed, upon which the simulation of the six-step control algorithm is based in the MATLAB/Simulink environment.

In the last part, implementation of said six-step algorithm is described on the STEVAL-SPIN3202 control board from STMicroelectronics. Possible safety measures for the control electronics are discussed, as well as the logic behind individual steps. The result is the comparison between phase currents of a real motor and the phase currents from the simulation.

The goal of the first half of this work is to offer a comprehensible description of a BLDC drive, offer a mathematical model and simulate six-step control. The goal of the second half is to describe the process of implementing such algorithm, complications, which need to be taken into consideration, and to compare simulation of the motor with real motor performance. The motor used in this project is Linix-45ZWN24-40.

Keywords: Electronic commutation, electric drives, six-step, sensor control, BLDC.

Obsah

1	Úvod	9
2	Související práce	11
3	Teorie BLDC pohonu	12
3.1	Konstrukce	12
3.2	Princip funkce	13
4	Řízení	15
4.1	Indukované napětí	15
4.2	Střídač	16
4.3	Snímání polohy rotoru	16
4.3.1	Odhad polohy z BEMF (Bezsensorné řízení)	16
4.3.2	Halovy sondy	17
4.3.3	Přesnější metody	17
5	Řídící algoritmy	18
5.1	Six-step algoritmus	18
5.2	Přímé řízení momentu (DTC)	19
5.3	Vektorové řízení (FOC)	19
6	Řídící hardware - STEVAL-SPIN3202	21
7	Simulace six-step řízení	23
7.1	Matematický model	23
7.2	Simulace	24
7.2.1	Parametry motoru	24
7.2.2	BEMF	24
7.2.3	Implementace	25
7.2.4	Výsledky simulace	26
8	Implementace	28
8.1	Zabezpečení desky	28
8.1.1	Přepětíová ochrana	28
8.1.2	Proudová ochrana	29
8.1.3	Deadtime	29
8.1.4	System window watchdog	29
8.2	Identifikace sekvence stepů a mapování signálu z Halových sond	30
8.3	Implementace algoritmu	32

8.4	Řízení rychlosti	34
8.4.1	Zpětná vazba	34
8.4.2	Reference	34
8.4.3	PI regulátor	34
9	Závěr	36

Seznam zkratk a pojmů

Seznam zkratk

DC - Stejnoseměrný proud

BLDC - Bezkartáčový stejnosměrný

BEMF - Zpětné indukované napětí

DTC - Přímé řízení momentu

FOC - Vektorové řízení

PWM - Pulsně šířková modulace

STM - STMicroelectronics

CCR - Capture compare registr

WWDG - System window watchdog

FPU - Floating point unit

Seznam termínů

zero-crossing - Moment, ve kterém zpětné indukované napětí prochází nulou.

Clarkové transformace - Matematická operace pro přechod do α - β souřadnic.

Parkova transformace - Matematická operace pro přechod do d-q souřadnic. Jedná se o Clarkové transformaci zřetězenou s rotační maticí definovanou pomocí elektrické polohy rotoru.

step - Konkrétní stav střídače, tj. které fáze jsou připojené na kladnou a které na zápornou polaritu zdroje.

komutace - Přechod mezi dvěma stepy

interlocking - Ochranná funkce řídicí desky, která zabraňuje současnému otevření obou tranzistorů ve stejném půl můstku.

DC-Link - Zdroj stejnosměrného napětí a kondenzátor ve střídači.

Kapitola 1

Úvod

Teorie elektrického pohonu je stejně stará jako objev elektřiny samotné. První experimenty začaly koncem 18. století, první zkonstruovaný motor přišel v roce 1834 ze Spojených států amerických, kdy Thomas Davenport sestavil stejnosměrný motor pro pohon malého modelu autíčka. V 19. století pak další vynálezci, jako Nikola Tesla, který vynalezl motor asynchronní, nebo William Sturgeon, položili základy vývoje elektrických strojů. [1] Od té doby je tato problematika hluboce prozkoumaná a objevení nových typů motorů není očekáváno. Další výzkum se tedy spíše soustřeďuje na zdokonalování stávajících typů motorů.

Stejnoseměrné (DC) motory mají spoustu svých aplikací daných díky možnosti napájení ze zdroje stejnosměrného proudu, tedy baterie. V modelářství či v bezdrátovém nářadí jsou proto velmi časté, ale najdeme je použité i v průmyslu, například jako pohony obráběcích strojů.

V současnosti se lze v aplikacích převážně setkávat se dvěma druhy DC motorů. Tyto varianty se liší realizací komutátoru, tedy prvku, který zaručuje změnu orientace magnetického pole tak, aby se hřídel motoru otáčela. Kartáčový motor tuto komutaci realizuje lamelami komutátoru, na které dosedají kartáče vedoucí proud. Nevýhodou této konstrukce je fyzické tření mezi těmito kartáči a lamelami, řízení je však velmi jednoduché. Zároveň jsou kvůli možnému jiskření na komutátoru nepoužitelné v některých průmyslových odvětvích. Moderní DC motory již spoustu svých nevýhod potlačily díky pokročilým materiálům, které tření a opotřebování komutátoru minimalizují. Morální zastaralost je však odsunula do stínů ostatních druhů motorů.

Jedním z takových je bezkartáčový stejnosměrný motor (BLDC), který řeší původní problémy svého protějšku. Díky elektrické komutaci není jiskřivý, v chemickém průmyslu je proto dobře aplikovatelný. Kromě zvýšené účinnosti nabízí i vyšší výkon, a lze i specifickým řídicím algoritmem snížit hlučnost jeho chodu. To však přichází za podstatně vyšší cenu nejen za samotný motor, ale i za elektroniku, ze které je pohon ovládán.

Protože se vektory magnetického pole rotoru a statoru otáčejí stejně rychle, řadí se BLDC motory k synchroním motorům. Často se lze setkat s jejich přiřazením do střídavých motorů, protože samotný motor má na fázích střídavé napětí, samotná elektronika je však napájena stejnosměrně. Střídač pak, jak už název napovídá, pro korektní chod motoru napětí proměňuje na střídavé.

V této práci je v sekci 3.1 představena teorie BLDC motorů a v kapitole 6 popsána řídicí deska STEVAL-SPIN3202, která obsahuje všechny potřebné kompo-

nenty k řízení motoru. Je také předložen zjednodušený matematický model BLDC motoru a provedena simulace jeho řízení. V kapitole 8 je pak popsána implementace simulovaného řídicího algoritmu na uvedené řídicí elektronice, metody zabezpečení obvodů desky a řízení rychlosti motoru ve zpětné vazbě.

Kapitola 2

Související práce

BLDC motory se používají velmi často v modelářství kvůli jejich dlouhé životnosti, vysokým otáčkám za minutu a nízké hmotnosti. Proto se o nich lze dočíst spoustu informací na modelářských portálech. Ty se v této práci staly nepřímým zdrojem informací. Nejsou to však spolehlivé zdroje, proto nejsou v této práci citovány. V této sekci jsou však uvedeny některé stránky, aby nebyly zcela vynechány, protože byly jako zdroj použity.

Stránka ['radiocontrolinfo.com'](http://radiocontrolinfo.com) nabízí několik článků s teorií za elektrickými pohony, které se v modelářství hojně používají. Obdobně pak web ['howtomechatronics.com'](http://howtomechatronics.com) popisuje ve článku ['How Brushless Motor and ESC Work'](#) princip funkce BLDC motorů a nastiňuje i způsob řízení.

Dalším, již spolehlivým zdrojem informací jsou dokumentace samotných motorů nebo řídicích desek, ve kterých bývají popsány řídicí algoritmy, případně samotný princip funkce motoru. Výrobci také často uvádí krátké materiály k obecné práci s motory a jejich příslušenstvím.

Prvním zmíněným je STMicroelectronics. Od této francouzsko-italské společnosti bude použita řídicí deska STEVAL-SPIN3202, ke které je kromě samotné dokumentace přiložen i článek ['Getting started with the six-step firmware library'](#), ve které jsou přehledně popsány především průběhy proudů a napětí při řízení six-step algoritmem. Další je firma Renesas Electronics, která na svých stránkách také nabízí přehled BLDC motorů, řízení a způsobů snímání polohy rotoru.

Kapitola 3

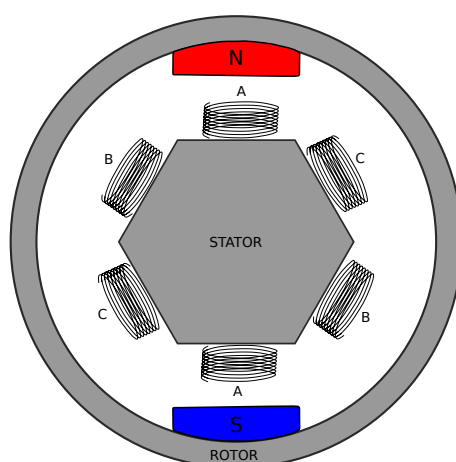
Teorie BLDC pohonu

3.1 Konstrukce

Základní charakteristikou BLDC motorů je způsob komutace, která je realizována třífázovým napájením cívek v motoru. V jeho vzduchové mezeře tak dojde k vytvoření otáčivého magnetického pole. [2] Samotný motor je pak dělen na dvě základní komponenty: rotor a stator.

Rotorem se myslí část, která je v kontaktu s hřídelí a při chodu motoru se otáčí. Jsou k němu připevněny permanentní magnety, které jsou rozpoloženy tak, aby naproti sobě byly opačné magnetické póly. Tyto magnety tvoří magnetické pole uvnitř vzduchové mezery motoru, díky kterému lze pohybovat rotorem za pomoci statoru.

Stator nese vinutí, která okolo sebe po vybuzení proudem vytvářejí magnetické pole. To interakcí s polem permanentních magnetů na rotoru otočí rotorem tak, aby se vektory magnetických indukcí rotoru a statoru zarovnaly. Schematický příklad struktury rozpoložení statorových vinutí a magnetů na rotoru je na obr. 3.1.1. Většina motorů je třífázových, neboli že vinutí na statoru jsou rozdělena do tří sku-



Obrázek 3.1.1: Schématické znázornění rozpoložení vinutí a magnetů v motoru

pin, kde každá je řízena individuálním proudem. Existují i motory s jiným počtem fází, ale ty nejsou tématem této práce. Proto budeme nadále uvažovat třífázový BLDC motor.

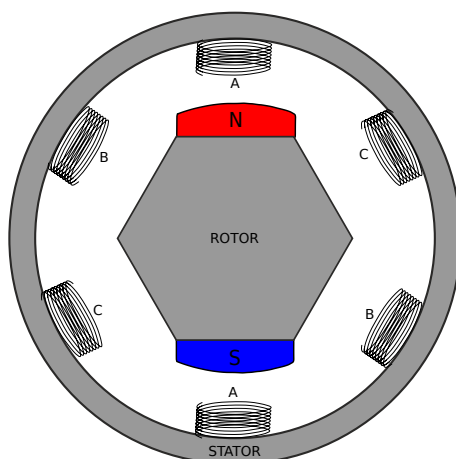
Pro popis polohy motoru se používají tradiční mechanické veličiny jako úhel nebo úhlová rychlost. Lze se setkat i s úhlem elektrickým, případně elektrickou úhlovou rychlostí. Pro přepočítání mezi těmito dvěma veličinami lze použít vztah

$$\omega_e = \frac{p}{2}\omega_m \quad (3.1)$$

$$\theta_e = \frac{p}{2}\theta_m, \quad (3.2)$$

kde p udává počet magnetických pólů na rotoru, zlomek $\frac{p}{2}$ tedy udává počet magnetických pól-párů.

Podle vzájemné polohy rotoru a statoru se rozlišují 2 druhy BLDC motorů. In-runner má statorová vinutí rozestavená okolo rotoru, tento druh motoru bývá obecně výkonnější. [3] Na obrázku obr. 3.1.2 je naznačen inrunner motor. Out-runner má naopak stator uvnitř rotoru. Na obr. 3.1.1 je tedy out-runner. Tyto motory naopak mívají nižší výkon, ale disponují vyšší účinností. [3] Zároveň se také hodí pro aplikace s vysokými otáčkami, proto jsou velmi populární v modelářství.

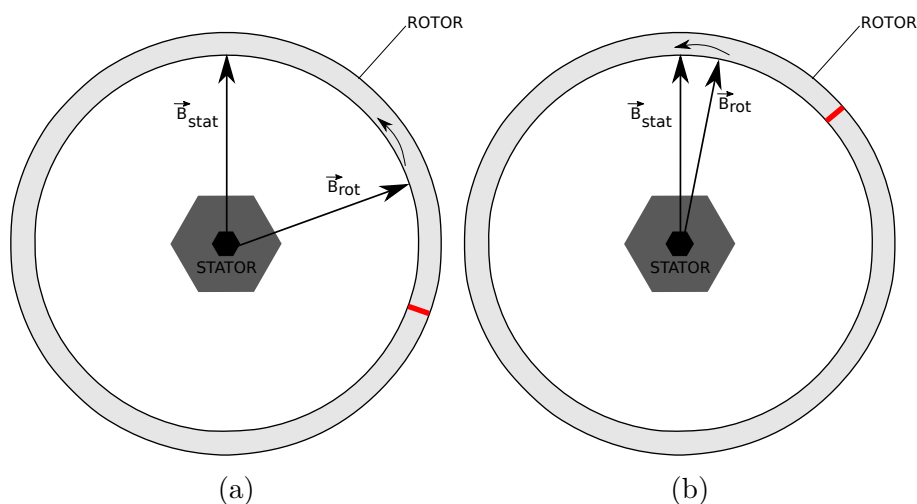


Obrázek 3.1.2: Schématické znázornění motoru s vnitřním rotorem

3.2 Princip funkce

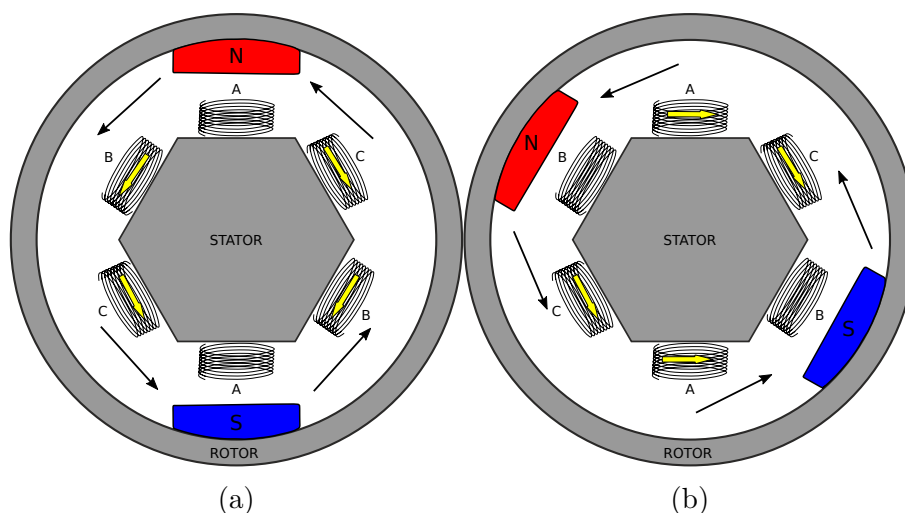
Vodič pod proudem ve svém okolí v důsledku pohybujících se nabitých elementárních částic vytváří magnetické pole. Velikost tohoto magnetického pole lze zvětšit navinutím vodiče do cívky. Tyto cívky pak budou tvořit statorová vinutí v motoru. Induktor pod proudem se tedy začne chovat jako magnetický dipól, jehož orientace je závislá na směru protékání proudu cívkou.

Pokud vybudíme statorová vinutí, vytvoříme ve vzduchové mezeře motoru vektor magnetické indukce. Pole permanentních magnetů na rotoru se zarovná do osy statorového pole, čímž dojde k otočení hřídele. Tato synchronizace vektorů magnetických indukcí je znázorněna na obr. 3.2.1.



Obrázek 3.2.1: Synchronizace vektorů magnetických indukcí rotoru a statoru

Pokud je vždy před tímto zarovnáním vybuzeno vinutí takovým způsobem aby se vektor statorové magnetické indukce pootočil ve směru otáčení hřídele, bude ho vektor rotorového magnetického pole "pronásledovat". Tomuto přepnutí mezi dvěma stavy statorového pole se říká komutace, jejím opakováním je docíleno kýženého rotačního pohybu rotoru. Tato komutace je znázorněna, tentokrát s vyznačenými směry proudů a polaritami magnetických dipólů, na obr. 3.2.2.



Obrázek 3.2.2: Komutace napětí na statorových vinutích pro otočení rotorem. Žluté šipky naznačují směr toku proudu

Kapitola 4

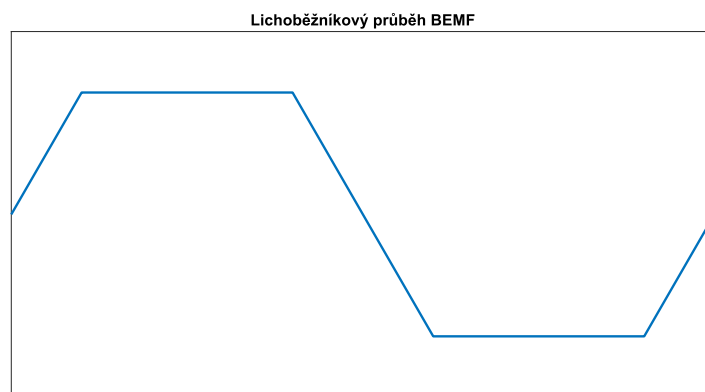
Řízení

4.1 Indukované napětí

Pro řízení je velmi důležitým faktorem zpětné indukované napětí. Kvůli pohyblivému rotoru se bude za chodu motoru do statorových vinutí indukovat napětí podle známého Faradayova zákona:

$$U_{\text{bemf}} = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (4.1)$$

Toto zpětné elektromotorické napětí (BEMF) má buď lichoběžníkový průběh pro statorová vinutí navinutá na zubech, nebo sinusový průběh pro vinutí sinusově distribuovaná po obvodu statoru. Motory s distribuovaným vinutím se pak označují PMSM. Ty potřebují přesnější senzory polohy a jsou náročnější na řízení z hlediska implementace. [4] PMSM nejsou tématem této práce, proto se dále bude předpokládat koncentrované vinutí a lichoběžníkový průběh BEMF, viz obr. 4.1.1. BEMF má lichoběžníkový průběh pouze teoreticky, v praxi je kvůli reálným pa-

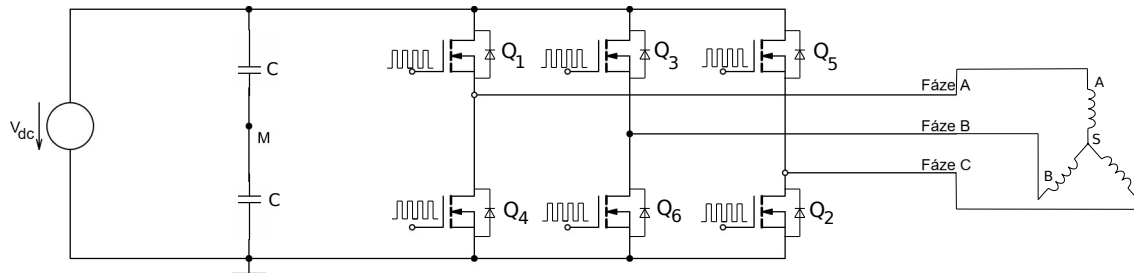


Obrázek 4.1.1: Lichoběžníkový průběh BEMF

rametrům motoru deformováno. Toto napětí se bude za chodu motoru indukovat do všech tří fází motoru, je proto důležité mít řídicí obvody chráněné například zpětnými diodami. Motor díky cívkám statoru vykazuje indukčnost, takže při jejím spínání lze očekávat napěťové špičky, které jsou dalším důvodem k instalaci zpětných diod.

4.2 Střídač

Pro řízení proudu v jednotlivých fázích poslouží střídač, jeho schéma je na obr. 4.2.1. Ten umožní ze stejnosměrného napětí budit jednotlivé fáze statoru v takovém pořadí, aby výsledné rotující magnetické pole roztáčelo rotor. Samotné tranzistory jsou pak



Obrázek 4.2.1: Schéma napěťového střídače

spínány z řídicí desky pomocí pulsně-šířkové modulace (PWM). Rychlost otáčení je určena střídou modulace. Při programování řídicích algoritmů je potřeba mít napaměti, že oba tranzistory jednoho půlmůstku nesmí být současně ani z části otevřeny. Pokud by k tomu došlo, klesla by účinnost motoru kvůli ztrátám energie na částečně otevřeném tranzistoru, případně k poškození zdroje.

Za povšimnutí zde stojí číslování tranzistorů, které se zdá neintuitivní, ale díky němu pak bude spínací sekvence six-stepu v kapitole 5 velmi jednoduchá.

Dva kondenzátory v levé části střídače spolu se zdrojem tvoří stejnosměrný meziobvod, také známý pod anglickým názvem DC-Link. Při chodu motoru lze očekávat skokové změny odběru proudu, které by způsobily nepřesnosti v pohonu a řízení. Kapacitory DC-Linku tyto střídavé složky odfiltrují a vyhlazují průběhy elektrických veličin.

Protože bude mezi dvěma fázemi, o kterých se předpokládá, že jsou stejné, napětí $\frac{V_{dc}}{2}$, je výhodné si vyznačit bod M, který toto napětí sdílí. Pokud bude tedy někdy měřeno napětí mezi fázemi, lze jej vztáhnout k bodu M, aby bylo toto stejnosměrné posunutí odstraněno.

4.3 Snímání polohy rotoru

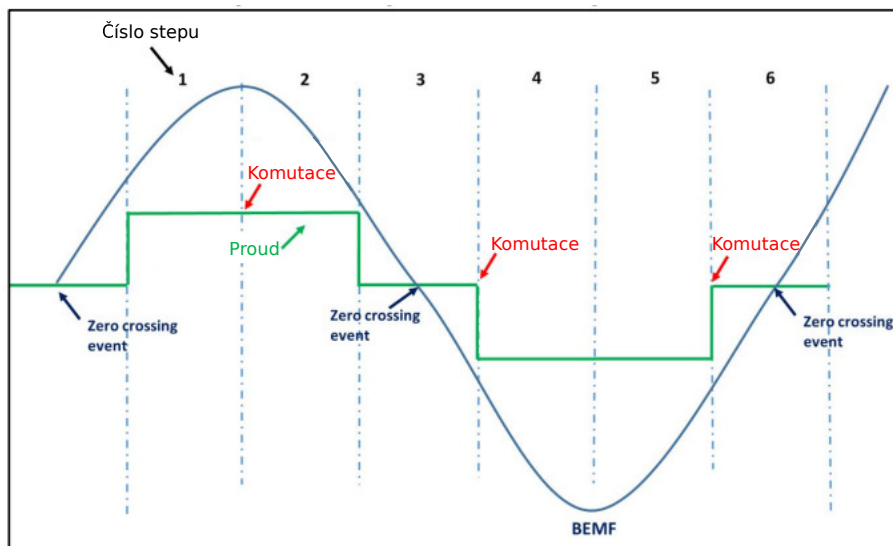
Protože je požadováno, aby byl vektor magnetické indukce statorového vinutí v motoru stále napřed proti rotorovému vektoru, bude potřeba znát polohu rotoru. K jejímu odhadu sice senzorů není třeba, nicméně pro jednoduchost řízení jsou často používány, a pro přesné požadavky na polohu jsou nutností.

4.3.1 Odhad polohy z BEMF (Bezsensorové řízení)

První možností je senzory nepoužívat a polohu motoru odhadovat z napětí indukovaného na fázích. Toto napětí lze tedy měřit v bodě S, kde, za předpokladu stejných parametrů fází, bude napětí $\frac{V_{dc}}{2}$, takže když je vztaženo k bodu M (viz obr. 4.2.1), tak je z něj toto stejnosměrné posunutí odstraněno. To pak vede na bezsensorové řízení.

Při sledování BEMF na jednotlivých fázích bude mít napětí již zmíněný lichoběžníkový průběh. Polarita napětí se bude měnit v momentě, kdy permanentní

magnet na rotoru bude mít příslušnou fázi, této události se říká 'zero-crossing event'. V momentě, kdy BEMF prochází nulou, si lze dopočítat rychlost motoru a na základě ní odhadnout, kdy bude pól magnetu u další fáze a kdy by mělo dojít k další komutaci. Grafický průběh je na obr. 4.3.1 pro harmonický průběh BEMF, ale pro lichoběžníkový průběh je princip stejný. Z této vlastnosti plyne hlavní problém



Obrázek 4.3.1: Průběh BEMF, zero-crossing a příslušná komutace [5]

tohoto snímání polohy. Pro odhad pozice motoru je třeba, aby se již otáčel, což komplikuje proces jeho startu z klidového stavu. K tomu je dedikovaný vlastní způsob, který je ale pro spoustu aplikací nepoužitelný. V některých aplikacích, jako například elektrokolech, se pro roztočení motoru používají Halovy sondy a po startu se přechází na bezsenzorové řízení.

4.3.2 Halovy sondy

Velmi oblíbeným způsobem snímání polohy rotoru jsou Halovy sondy. Ty jsou upevněny na statoru a vzájemně posunuté o 120° , případně o 60° , elektrických. Jejich výstup potom za předpokladu správné instalace určuje body komutace nezávisle na rychlosti otáčení. Tím je eliminována největší nevýhoda metody z předchozí kapitoly. Přetrvává však problém, že poloha je určena pouze každých 60° . Přesnost snímání je navíc závislá na přesnosti umístění sensorů.

4.3.3 Přesnější metody

Některé aplikace mohou vyžadovat přesné určení polohy motoru, k tomu se pak dá použít například kvadrurní enkodér. Dále se lze setkat s použitím optických senzorů [6] nebo magnetorezistivních senzorů [7]. V některých aplikacích, jako například v robotice, je možnost snímat polohu senzorem, který není součástí motoru, lze ho tedy například umístit na poháněný robotický manipulátor.

Kapitola 5

Řídící algoritmy

5.1 Six-step algoritmus

Při chodu motoru jsou v případě six-step algoritmu vždy sepnuté pouze 2 fáze, třetí je ponechána plovoucí, takže existuje dohromady 6 pozic, do kterých lze natočit vektor statorového magnetického pole. Každá poloha bude zapnutá po dobu, za kterou se rotor otočí o úhel $\Delta\theta_e = 60^\circ$. Stav střídače, ve kterém se nachází po dobu, než rotor urazí $\Delta\theta_e$, se říká 'step'.

V sekci 4.1 byla zavedeno značení fází a spínacích tranzistorů. Z nich potom plyne spínací sekvence pro six-step algoritmus, která zaručí postupnou rotaci magnetického pole a rovnoměrné otáčené rotoru. Tato sekvence je v tabulce 1. Konkrétní výstup

Spínací krok	Sepnuté tranzistory
1	Q1, Q2
2	Q2, Q3
3	Q3, Q4
4	Q4, Q5
5	Q5, Q6
6	Q6, Q1

Tabulka 5.1: Spínací sekvence Six-Step řízení

z Hallových sond může být pro každý motor jiný, proto není v této tabulce uveden. Pro implementaci tohoto algoritmu bude tabulka s příslušnými signály ze senzorů uvedena v implementační části této práce.

Tento způsob řízení je jednoduše implementovatelný, jeho hlavní nevýhodou je kolísavý silový moment, který je způsoben náhlým přepínáním proudů. Statorová vinutí se totiž chovají jako induktory, takže pokud jsou nabitě proudem, energie v nich uložená se musí v bodech komutace přelít do zbytku motoru. Toto přelévání pak způsobuje fluktuace v momentu, kvůli kterým je tato metoda nevhodná pro aplikace, kde je zvlnění momentu nežádoucí. Motor tímto způsobem řízený je také poměrně hlučný.

5.2 Přímé řízení momentu (DTC)

Přímé řízení momentu (DTC) je algoritmus podobný six-stepu, je však o něco složitější. Využívá se zde Clarkové transformace do souřadného systému $\alpha\beta$. Intuitivně ji lze chápat jako průmět třífázového systému na dvě rotující osy α a β . Přímá a inverzní Clarkové transformace je definována jako

$$\text{Přímá transformace: } \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

$$\text{Inverzní transformace: } \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Při řízení DTC algoritmem pak nastavujeme požadovaný moment síly a vektor statorového magnetického toku. Ten je nastaven podobným způsobem jako u six-step algoritmu, ale výběr řídicí sekvence střídače je závislý na aktuálním výstupním momentu síly a vektoru magnetického pole.

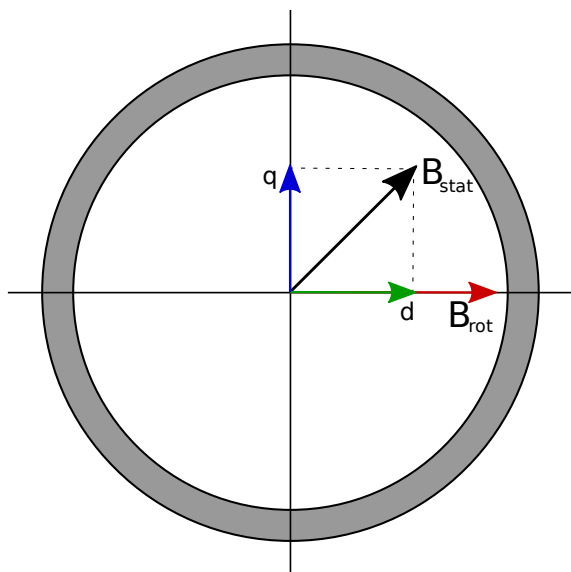
Výhoda oproti six-stepu je v možnosti řízení momentu, který je zvnějšku nastaven, platí se za to však daň náročnější implementace. Navíc je proud do motoru stále skokově přepínán, takže motor má stále relativně hlučný chod a výstupní moment je v bodech komutace vychýlený. [8], [9] Pro řešení těchto problémů musíme přejít na vektorové řízení.

5.3 Vektorové řízení (FOC)

Vektorové řízení (někdy uváděné jako sinové řízení) do jisté míry potlačuje problémy s kolísavým momentem síly díky plynulému přepínání fází. Fázové proudy nyní mají tvar harmonické funkce, v každé fázi o 120° elektrických posunutě. Jejich vzájemná konfigurace je taková, aby výsledný vektor statorového magnetického pole byl napřed před rotorovým o 90° . Právě při tomto vzájemném úhlu bude vytvářený moment síly největší.

V souřadném systému spjatém s rotorem jsou v ustáleném stavu oba vektory magnetického pole konstantní, svírají mezi sebou nějaký úhel ϕ , který určuje velikost momentu, pro $\phi = 90^\circ$ je moment síly největší. Statorový vektor magnetického pole si lze rozložit na dvě složky, jednu ve směru rotorového magnetického pole, druhou na ni kolmou, viz obr. 5.3.1. Složka s rotorovým vektorem rovnoběžná se značí písmenem d (od Direct axis) reprezentuje magnetický tok, složka na ní kolmá, značená písmenem q (od Quadrature axis), reprezentuje silový moment. Protože je magnetický indukční tok v motoru dodávaný permanentními magnety, lze na d -složku uvést v řízení nulovou referenci a maximálního momentu dosáhnout maximalizací q -složky.

Matematicky se jedná o výše zmíněnou transformaci Clarkové zřetězenou s rotační maticí. Výsledná matice je známa jako Parkova transformace. Rotační matice o úhel



Obrázek 5.3.1: Rozložení satorového magnetického spřažení na d a q složky

θ_e pro přepočítání mezi α - β a d-q systémy mají tvar:

$$\text{Přímá transformace: } \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \sin(\theta_e) & 0 \\ -\sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

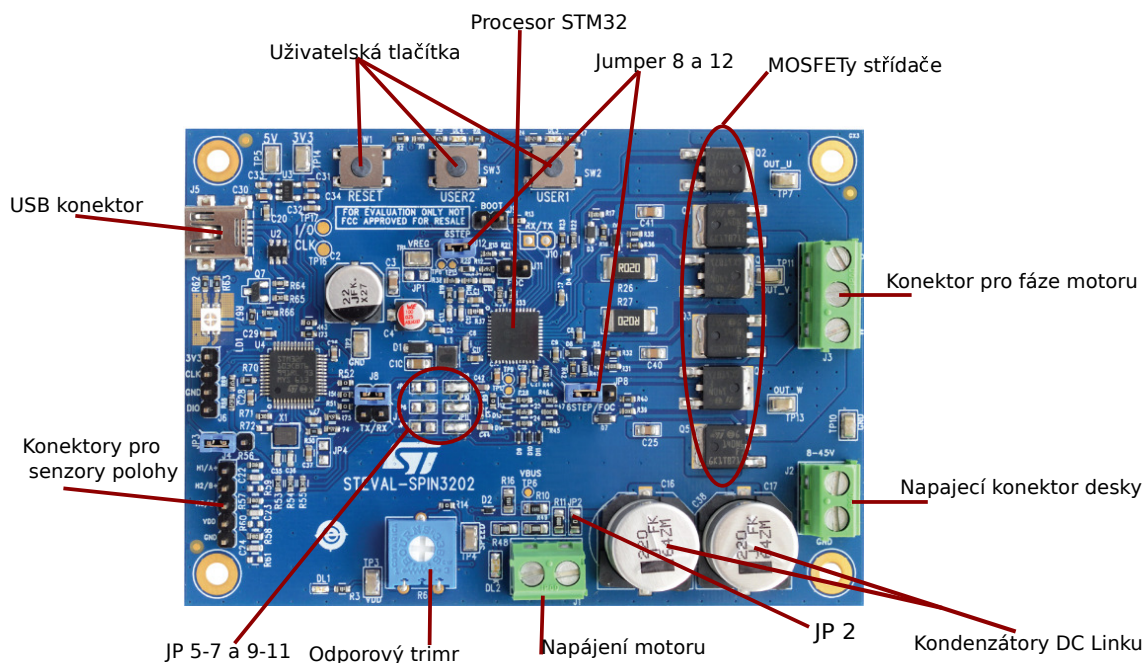
$$\text{Inverzní transformace: } \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) & 0 \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

V implementaci jsou pak z fázových proudů přímou transformací vypočteny d- a q-složky, d-složku je s pomocí jednoho regulátoru tlačena k nule, q-složka je pomocí druhého regulátoru maximalizována. Inverzní transformací pak dostáváme hodnoty fázových napětí, které je potřeba aplikovat na příslušné fáze motoru.

Kapitola 6

Řídící hardware - STEVAL-SPIN3202

Jako řídicí platforma poslouží deska STEVAL-SPIN3202 od firmy STMicroelectronics (STM). Ta v sobě obsahuje příslušenství pro programové rozhraní ST Link, které umožňuje jednoduché připojení k počítači pro programování a debugging. Deska nabízí ovladač BLDC motorů STSPIN32F0A založený na procesoru STM32F031C6.



Obrázek 6.0.1: Řídící deska STEVAL-SPIN3202 [5]

Samotné komponenty, které k řídicímu obvodu přidává tato deska jsou kromě již zmíněného ST linku i tři uživatelská tlačítka a odporový trimr, který například umožní nastavovat požadovanou rychlost motoru. Deska očekává stejnosměrné napájecí napětí v rozsahu 7-45 V, maximální výstupní proud je 15A_{RMS}.

Deska podporuje jak six-step a DTC algoritmy , tak i vektorové řízení. Mezi nimi rozlišují jumpery 8 a 12. Dále také podporuje senzorové i bezsenzorové řízení. To rozlišují body 5-7 pro senzorové řízení a body 9-11 pro bezsenzorové řízení. Sepnutím jumperů 5-7 zapojíme konektory pro Halovy

sondy, ty případně podporují i inkrementální čítací senzory úhlové polohy. Jumpery 9-11 zapojí obvod pro snímání BEMF napětí. Z toho tedy plyne, že bychom měli zaručit, aby nebyly sepnuté obě dvě sady těchto jumperů.

V sekci 4.1 bylo zmíněno, že tranzistory řídicí stejnou fází nesmí být současně úplně otevřené. Řídicí deska pro jistotu přichází s ochranou proti tomuto zkratu, takzvaný interlocking. Ten však brání pouze proti současnému sepnutí, což nemusí stačit, budou-li se tranzistory nějakou dobu zavírat. Je proto potřeba implementovat nějaký dead-time pro zaručení úplného uzavření tranzistoru.

Je možnost desku napájet jiným napětím než motor, to je řízeno pomocí jumperu JP2. V této aplikaci motor sdílí napájecí napětí s deskou.

Řídicím centrem desky je STSPIN32F0A. Jedná se o integrované řešení ovladače třífázových motorů. Implementuje kromě mikrokontroléru regulátory napětí, komparátor, operační zesilovače a gate-drivery tranzistorů střídače. Tento controller nemá floating point unit (FPU), takže efektivní dělení lze provádět pouze bitovým posuvem.

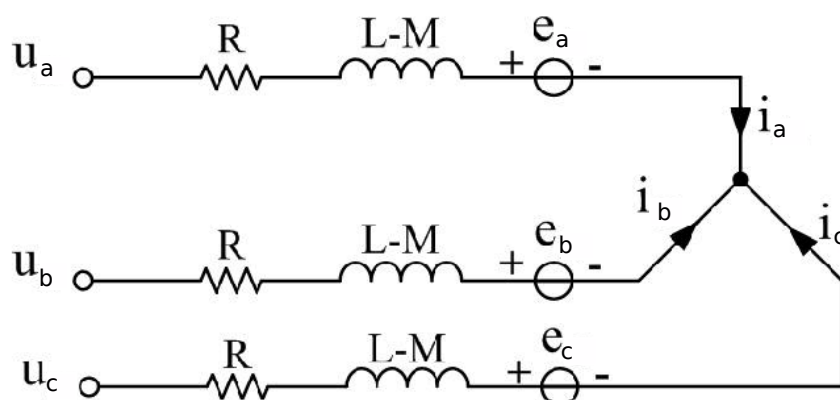
Zmíněný integrovaný mikrokontrolér je ze série STM32F0. Běží na frekvenci hodin 48MHz, nabízí devět timerů a jeden A/D převodník. Jeden z timerů (TIM1) je šestnáctibitový timer s možností komplementární PWM. Při implementaci bude tento timer zodpovědný za ovládání střídače a přivádění napětí na fáze motoru. Mikrokontrolér dále obsahuje dvanáctibitový A/D převodník a komunikační rozhraní USART.

Kapitola 7

Simulace six-step řízení

7.1 Matematický model

Pro simulaci funkce motoru bude potřeba sestavit jeho matematický model. Výchozí bude náhradní schéma pro BLDC motor z obr. 7.1.1, konkrétně v konfiguraci zapojení do hvězdy. Alternativou ke hvězdě je ještě zapojení do trojúhelníka, v této práci se bude nadále pracovat s hvězdou. Při modelování indukčnosti bude brána v potaz



Obrázek 7.1.1: Schéma zapojení do hvězdy [10], [11]

vlastní indukčnost vinutí $L_{a,b,c}$ a vzájemná indukčnost M , která je důsledkem interakce cívky jednoho vinutí s cívkami zbylých dvou vinutí. Pro zjednodušení modelu budou fáze motoru uvažovány symetrické [2], tj.

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (7.1)$$

$$M_{ab} = M_{ac} = M_{ba} = M_{bc} = M_{ca} = M_{cb} = M \quad (7.2)$$

Matici indukčností proto lze psát jako

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Pro zapojení do hvězdy navíc pro fázové proudy platí rovnost

$$i_a + i_b + i_c = 0, \quad (7.4)$$

z čehož lze odvodit úpravu matice \mathbf{L} , která má výslednou podobu

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Spolu s indukovaným napětím $e_{a,b,c}$ a odporem fáze R (z předpokladu symetrie bude stejný pro všechny fáze) lze kreslit náhradní schéma na obrázku obr. 7.1.1.

To lze podle [12] popsat pomocí Kirchhoffových zákonů jako

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix}, \quad (7.6)$$

vektor BEMF je funkce závislá na mechanické rychlosti a poloze motoru:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_m \cdot K_e \cdot f \left(\begin{bmatrix} f_1(\theta_e) \\ f_2(\theta_e) \\ f_3(\theta_e) \end{bmatrix} \right), \quad (7.7)$$

K_e je konstanta elektromotorického napětí.

Hybný (také elektromagnetický) moment pak lze získat jako

$$M_e = \frac{i_a e_a + i_b e_b + i_c e_c}{\omega_m}, \quad [12] \quad (7.8)$$

kde ω_m je mechanická rychlost otáčení rotoru. Poslední rovnice vychází z D'Alambertova principu.

$$M_e - M_z = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_t \omega_m, \quad [12] \quad (7.9)$$

kde J je moment setrvačnosti, B_t je koeficient tření a M_z je zátěžný moment.

7.2 Simulace

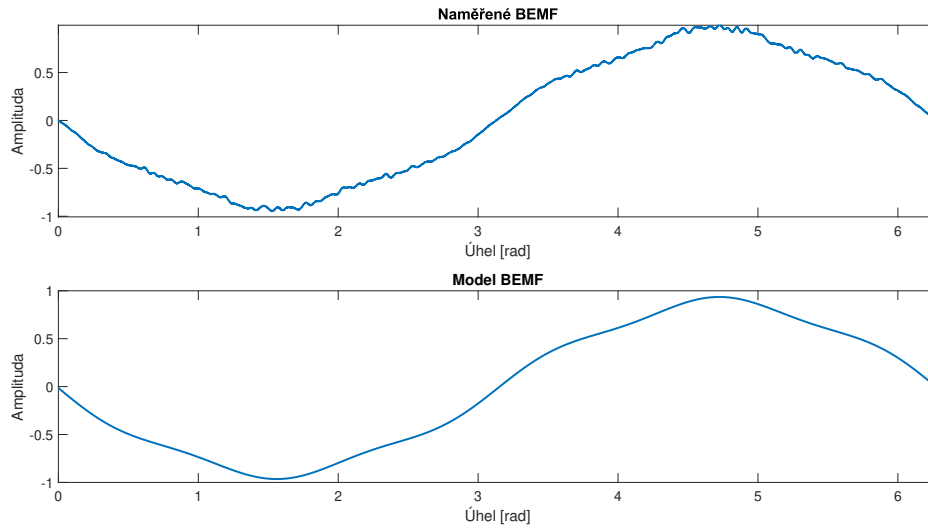
7.2.1 Parametry motoru

Pro simulaci budou uvažovány následující parametry motoru.

$$\begin{aligned} R &= 0.69\Omega, L = 0.44\text{mH} \\ J &= 5 \cdot 10^{-6} \text{kg m}^2, B_t = 4 \cdot 10^{-6} \text{kg m}^2 \text{s}^{-1} \\ p &= 4, M_z = 0.2 \text{N m}, K_e = 3.9 \text{V/kRPM} \end{aligned}$$

7.2.2 BEMF

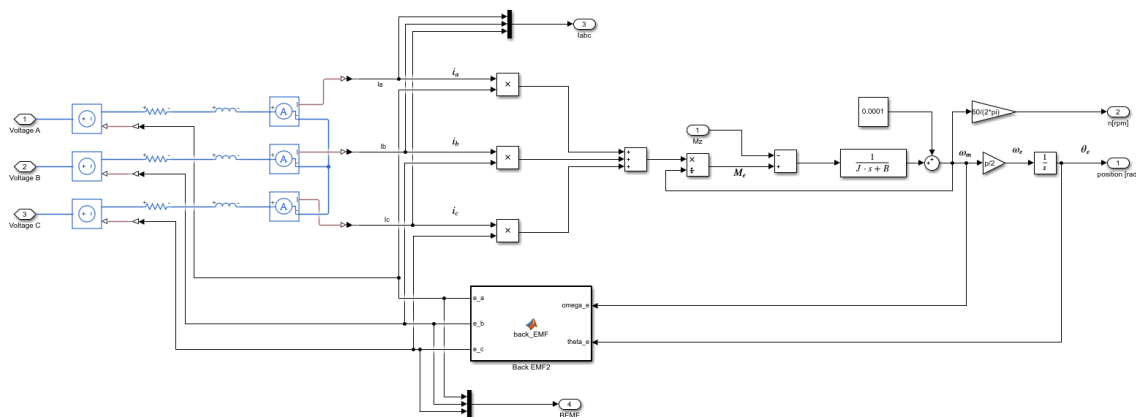
Indukované napětí použité v simulaci vychází ze skutečného naměřeného BEMF. Pro změření průběhu tohoto napětí byly fáze motoru připojeny k osciloskopu, motor byl poté vnějším mechanickým aparátem roztočen. Takto změřený průběh pak byl exportován do Matlabu, kde byl pomocí Fourierovy řady zreplikován. V horní části na obr. 7.2.1 je změřený průběh, ve spodní části je jeho replikace Fourierovou řadou, ze které bylo použito pouze prvních 5 harmonických složek.



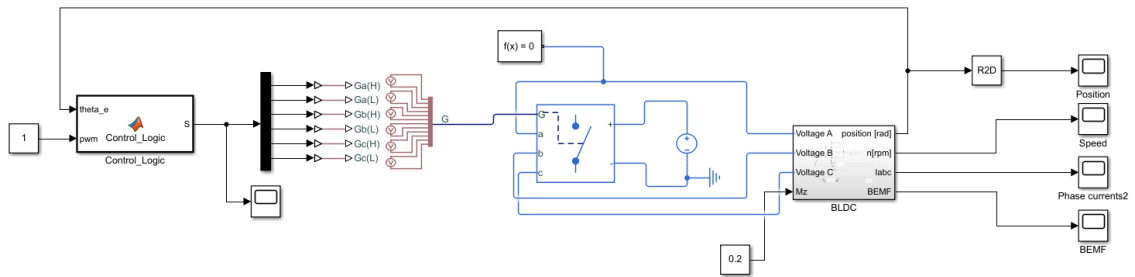
Obrázek 7.2.1: Model indukovaného napětí

7.2.3 Implementace

Simulační schéma je implementováno v Simscape pro Matlab verze 2020b. Na obr. 7.2.2 je schéma samotného motoru. Na obr. 7.2.3 je implementace řídicí logiky motoru.



Obrázek 7.2.2: Simulink schéma modelu motoru

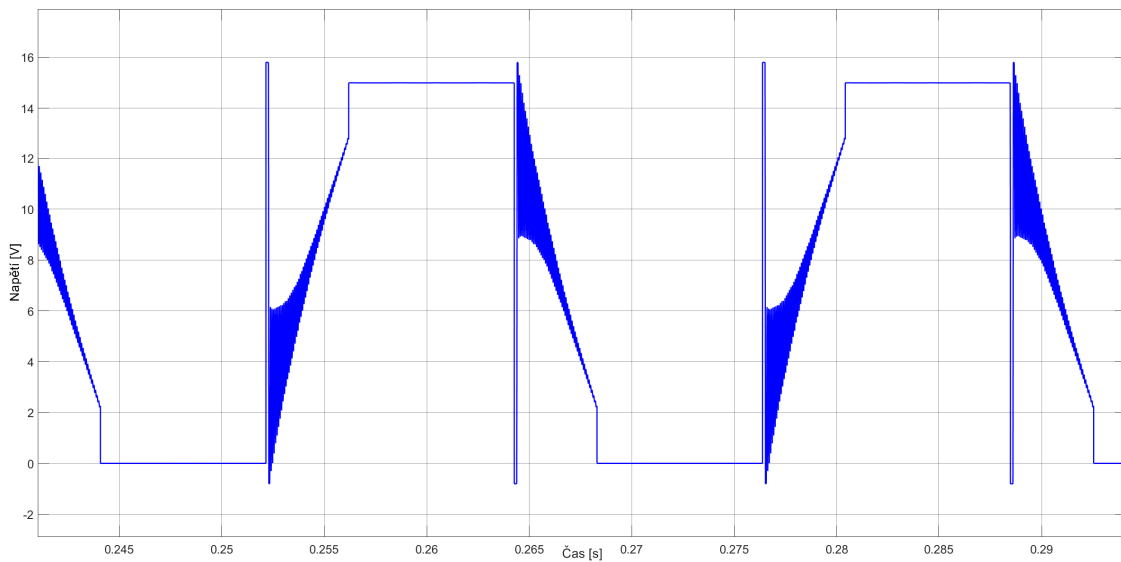


Obrázek 7.2.3: Simulink schéma řídicí logiky motoru

Blok 'Control logic' obsahuje pouze logiku, která ze změřeného úhlu vypočítá správný vektor pro sepnutí fází. Střídač je napájený ze stejnosměrného zdroje o velikosti 15V.

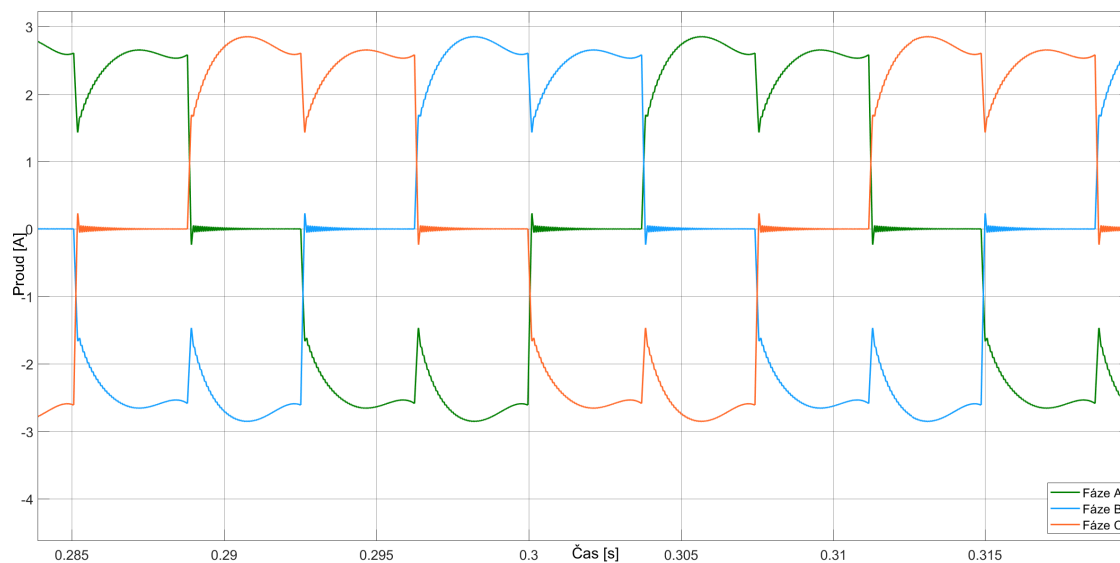
7.2.4 Výsledky simulace

Na obr. 7.2.4 je průběh napětí na fázi A před odečtením BEMF. Jedná se o výstup střídače, který je ovlivněn změnou napětí v reakci na komutaci.



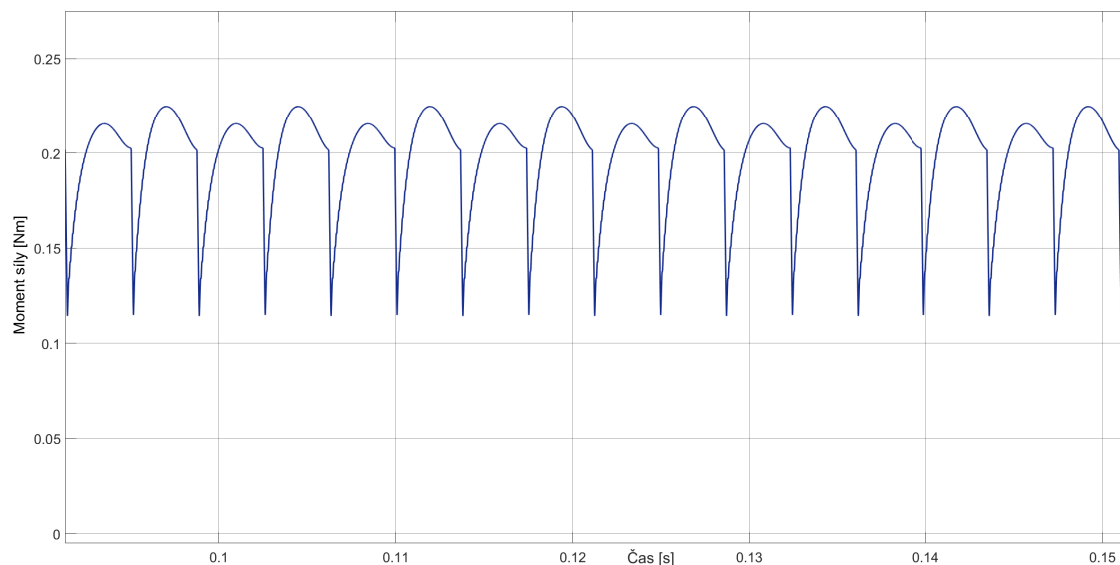
Obrázek 7.2.4: Napětí na fázi A

Na obr. 7.2.5 jsou průběhy proudů ve všech fázích. Za povšimnutí zde stojí rychlé změny proudu v bodech komutace. Na obr. 7.2.6 je průběh momentu síly. Zde je vidět



Obrázek 7.2.5: Proudy ve fázích motoru

hlavní nevýhoda six-step řízení, zmiňované propady momentu způsobené komutací.



Obrázek 7.2.6: Moment síly motoru

Kapitola 8

Implementace

Řídící algoritmus je vyvíjen v integrovaném prostředí Keil Microvision V5. Pro ušetření práce s mapováním paměti procesoru na řídicí desce je dále využít software od STM 'STM32CubeMX', ve kterém lze nastavit pin-out procesoru, frekvenci hodin, konfiguraci interruptů, apod.

Od STM je také dostupná aplikace 'Motor Control Workbench', která obsahuje definici samotné desky STEVAL-SPIN3202 i s příslušným pinoutem procesoru. V tomto projektu však není použita, protože podporuje pouze vektorové řízení.

8.1 Zabezpečení desky

Před vyvíjením samotného řídicího algoritmu je nejprve třeba se zabývat zabezpečením řídicí elektroniky. Protože při chodu dochází k indukci napětí do fází, je potřeba zajistit přepětovou ochranu. Zároveň je také dobré zabezpečit se i proti neočekávaným výchýlkám v amplitudě proudu.

8.1.1 Přepětová ochrana

Pro hlídání napětí na fázích motoru slouží A/D převodník integrovaný do ovladače STSPIN32F0A, kterým řídicí deska disponuje. Převodník běží v 'continuous' režimu, tedy že je převod spouštěn periodicky. Procesor pro tento převodník definuje funkci 'Analog watchdog', která kontroluje, jestli není výstup převodníku mimo softwarem definované pásmo. Pokud ano, dojde k vyvolání interruptu. [13]

Integrovaný převodník je dvanáctibitový, jeho referenční napětí je 3.3V. [13] Pro zvýšení maximálního napětí, které je schopen rozlišit, mu je předřazen napěťový dělič z odporů o velikostech 169kΩ a 9.3kΩ, který měřené napětí zmenší na přibližně 5%.

Povolené okno pro napětí bylo zvoleno 0-30V. Pro horní hranici lze použít až 45V, které dokumentace desky stanovuje jako maximální, ale při běžném chodu motoru se napětí nedostane ani nad 30V. Pro výpočet příslušného výstupu převodníku, který této hodnotě přísluší je nejprve uveden výpočet koeficientu napěťového děliče k , a poté napěťové rozlišení převodníku LSB .

$$k = \frac{9.3}{9.3 + 169} \doteq 0.05 \quad (8.1)$$

$$LSB = \frac{3.3V}{2^{12}} \quad (8.2)$$

Výsledná hodnota reprezentující horní hranici (b_u) povoleného napěťového okna pro Analog watchdog je

$$b_u = \frac{30V \cdot 0.05}{LSB} = 1862. \quad (8.3)$$

Při vyvolání interruptu je pak motor zastaven uzavřením všech tranzistorů střídače.

8.1.2 Proudová ochrana

Pro kontrolu proudu, který motorem protéká je použit do procesoru zabudovaný komparátor. Proud je na bočniku převeden na napětí, to je na komparátoru porovnáváno se softwarem definovanou hodnotou. Výstup komparátoru je připojený na break input hlavního timeru, který spíná fáze motoru. Dojde-li tedy k překročení povolené hranice proudu, jsou všechny fáze motoru odpojeny od napájení. [13]

Deska uživateli nabízí tři komparační úrovně 100mV, 250mV, 500mV na proudovém bočniku o velikosti 10mΩ, kterým odpovídají hodnoty proudů 10A, 25A a 50A. [5] V této aplikaci je jako hranice zvoleno 25A, protože 10A je překročeno při rozběhu motoru.

8.1.3 Deadtime

V rámci každého půlmůstku nesmí dojít k otevření obou tranzistorů současně. Tomu zabráňuje interlocking. Tranzistory se ale zavírají a otevírají konečnou dobu, je tedy potřeba zajistit, že po tuto dobu nejsou sepnuté oba MOSFETy půlmůstku. Protože v kódu není nijak zaručeno, že nedojde k sepnutí horního a spodního tranzistoru jednoho půlmůstku ve dvou po sobě jdoucích stepech, je třeba implementovat deadtime, tedy prodlevu mezi povelem k zapnutí PWM a k jejímu skutečnému spuštění.

V dokumentaci k tranzistorům lze nalézt tabulku s údaji o dobách spínání. Výtah z těchto dat je uveden v tab. 8.1. Tyto hodnoty byly podle výrobce změřeny při

Parametr	Hodnota	Jednotka
Prodleva otevření	24	ns
Doba otevírání	68	ns
Prodleva zavření	39	ns
Doba zavírání	20	ns

Tabulka 8.1: Časové údaje pro tranzistory STD140N6F7 [14]

proudu 40A, což je mnohem více, než jaký proud tranzistory protéká za chodu motoru, takže skutečné hodnoty spínání se budou lišit. Do projektu je implementován deadtime o délce 1μs. Tím bude zaručeno, že nedojde ani k částečnému sepnutí obou tranzistorů v jednom půlmůstku.

Deadtime je implementovaný skrze další timer, který jednoduše napočítá takovou hodnotu svého čítače, která odpovídá jedné mikrosekundě.

8.1.4 System window watchdog

Posledním zabezpečením, které je v projektu použité je System window watchdog (WWDG). Jeho úkolem je zajistit, že se program nedostane do nekonečné smyčky

nebo nějakého jiného nepředvídaného stavu.

Jedná se o k nule odpočítávající čítač, jeho činnost je definována dvěma hodnotami. První (T) je číslo, od kterého čítač počítá, druhé číslo (W) je hodnota čítače, od které je povolen jeho reset. Pokud je hodnota watchdogu mezi W a nulou¹, lze ho resetovat, pokud je resetován mimo toto okno, watchdog vyvolá restart desky.

Perioda hodin, se kterými watchdog počítá, je dána jako

$$t_{WWDG} = t_{clk} \cdot 4096 \cdot PSC \cdot (T[5:0] + 1), \quad [13] \quad (8.4)$$

kde t_{clk} je perioda hodin procesoru (jeho hodiny používají frekvenci 48MHz), PSC je hodnota prescale registru (v této aplikaci je $PSC = 2$) a $T[5:0]$ je spodních šest bitů registru s horní hranicí čítače. Watchdog v programu implementovaný používá hodnoty $T = W = 100$. Z toho tedy plyne velikost okna, ve které musí být resetován:

$$t_{WWDG} \doteq 6.3 \quad [\text{ms}] \quad (8.5)$$

Reset čítače je pak prováděn v hlavním cyklu aplikace, viz obr. 8.1.1. V této smyčce je ošetřeno spouštění motoru tlačítkem, zmíněný restart čítače WWDG a zastavení motoru při opětovném stisku tlačítka.

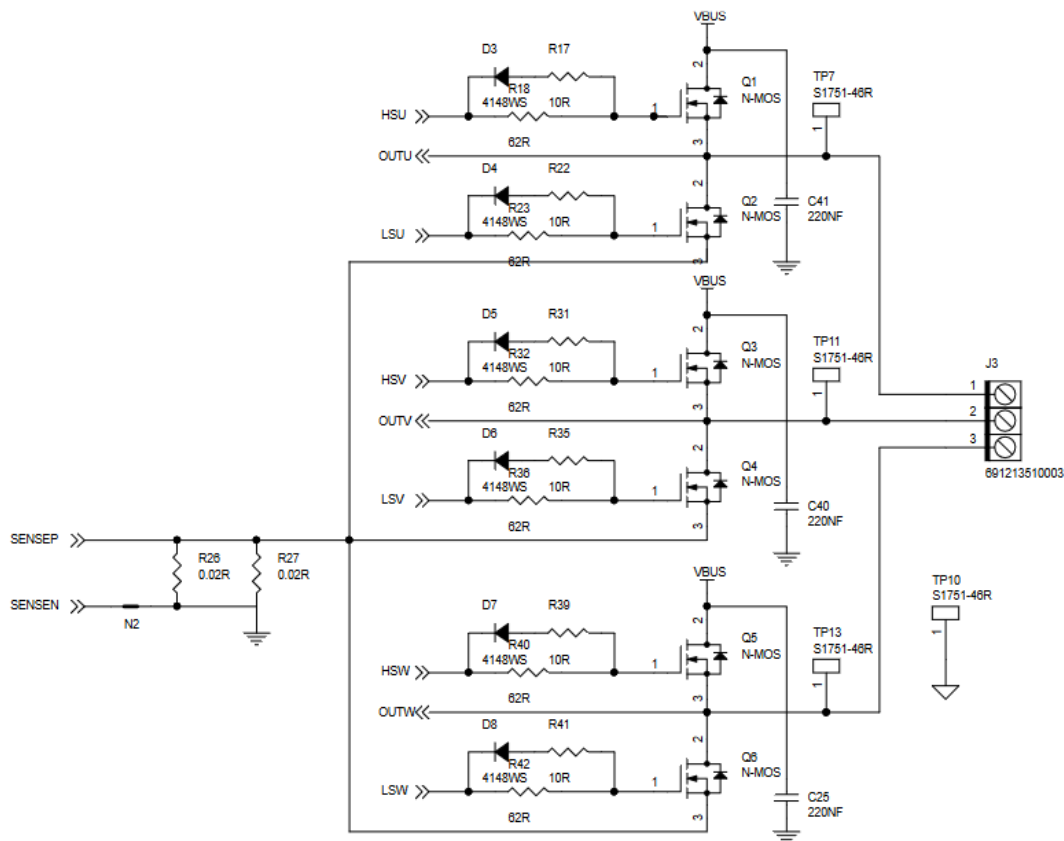
```
150 while (1)
151 {
152     if (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOF, GPIO_PIN_1) != SET && run_motor == 0) {
153         start_up();
154         while (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOF, GPIO_PIN_1) != SET) {
155             HAL_Delay(2);
156             HAL_WWDG_Refresh(&hwwdg);
157         }
158     }
159     else if (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOF, GPIO_PIN_1) != SET && run_motor != 0) {
160         motor_stop();
161         while (HAL_GPIO_ReadPin(GPIOF, GPIO_PIN_1) != SET) {
162             HAL_Delay(2);
163             HAL_WWDG_Refresh(&hwwdg);
164         }
165     }
166     HAL_Delay(2);
167     HAL_WWDG_Refresh(&hwwdg);
168     /* USER CODE END WHILE */
169
170     /* USER CODE BEGIN 3 */
171 }
172 /* USER CODE END 3 */
173 }
```

Obrázek 8.1.1: Implementace hlavní smyčky

8.2 Identifikace sekvence stepů a mapování signálu z Halových sond

Jak již bylo stanoveno v sekci 5.1, je potřeba znát správnou sekvenci stepů. Ta může být obecně různá, protože fáze motoru lze k desce připojit různými způsoby. Pro notaci stepů bude odtud uvažováno označení tranzistorů stejné jako v dokumentaci desky, viz obr. 8.2.1.

¹Ve skutečnosti se nejedná o nulu, čítač dopočítá pouze do hodnoty 64. Pro nastínění funkce je ale nula deskriptivnější.



Obrázek 8.2.1: Schéma střídače na desce STEVAL-SPIN3202 [5]

Typicky by pouze stačilo podívat se do dokumentace motoru a zjistit, který vodič přísluší které fázi, absence dokumentace motoru použitého v této práci to však znemožňuje. Pro nalezení správné sekvence je tedy potřeba postupně spínat jednotlivé fáze, a metodou pokus-omyl nalézt takovou posloupnost, při které se mezi dvěma stepy hřídel motoru otočí o co nejmenší úhel. Takto identifikovaná posloupnost má, s přihlédnutím na značení na obr. 8.2.1, podobu

Spínací krok	Sepnuté tranzistory	Binární signály z Halových sond
1	Q1, Q6	100
2	Q3, Q3	110
3	Q3, Q2	010
4	Q5, Q2	011
5	Q5, Q4	001
6	Q1, Q4	101

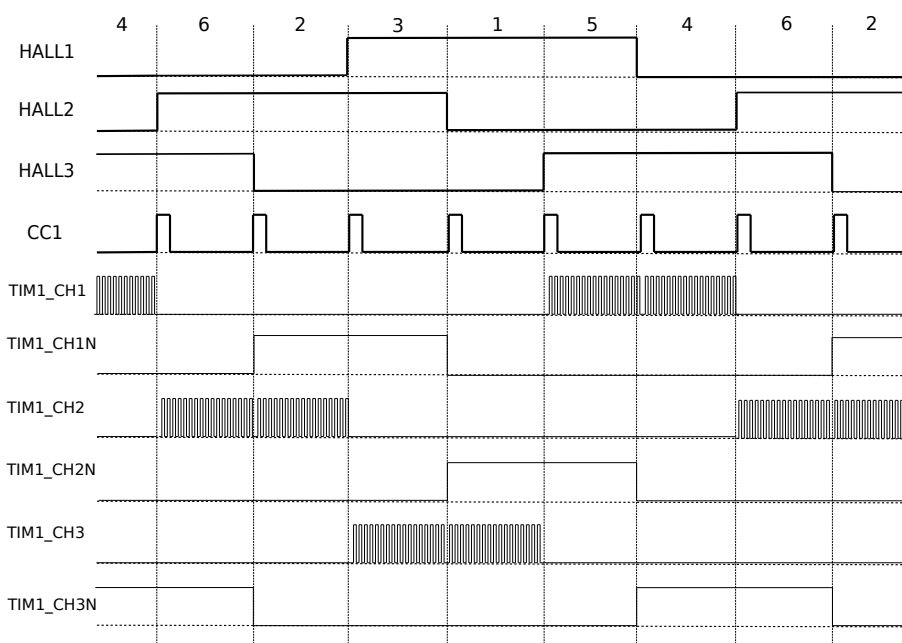
Tabulka 8.2: Spínací sekvence pro zapojení motoru použité v projektu

Poslední zbývá mapování signálů z Halových sond na jednotlivé stepy. Pro toto mapování stačí v debuggeru do proměnné uložit aktuální stav Halových sond a dívat se na jeho hodnotu pro jednotlivé stepy. V tab. 8.2 jsou pro příslušné stepy i signály ze sond, při kterých chceme daný step sepnout.

8.3 Implementace algoritmu

Stiskem tlačítka dojde ke startu motoru, opětovným stiskem se motor zastaví. Pokud dojde k sepnutí jedné napěťové nebo proudové ochrany, motor se zastaví a rozsvítí se indikační LED. Pokud sepne WWDG, deska je restartována, tudíž se motor zastaví a LED zhasnou.

O běh algoritmu se starají dva timery. Timer TIM1 má tři PWM výstupy (například pro channel 1 značený TIM1_CH1). Modulační frekvence je 20kHz. Jeho jediným vstupem je break input, na který je připojen výstup komparátoru proudové ochrany. TIM1 se stará o spínání horních tranzistorů střídače. Spodní tranzistory jsou spínány standardním logickým výstupem. Timer TIM2 má na jeden vstup připojen přes logickou funkci XOR všechny tři Halovy sondy. To způsobí, že jakákoliv změna výstupu jedné z Halových sond vyvolá interrupt Capture Compare 1 (CC1), ve kterém lze provést komutaci. O jaký konkrétní step se jedná je už třeba v rutině, která interrupt ošetřuje, zjistit čtením jednotlivých signálů z Halových sond. Činnost timerů je patrná z obrázku obr. 8.3.1, kde jsou pro změny v signálech z Halových sond vidět hrany spouštějící interrupt a komutace. V horní části jsou signály ze sond přeloženy do desítkové soustavy.



Obrázek 8.3.1: Hodinový diagram zobrazující činnost timeru v závislosti na hodnotách signálů Halových sond

Pro start motoru stačí s hřídelí otočit, aby došlo ke spuštění prvního interruptu timeru TIM2. Proto jsou po stisku tlačítka přečteny singály z Halových sond a na střídač aplikován step jim příslušný. Dále je chod motoru řízen dvěma zmíněnými timery. Funkce, která obstarává start motoru, je na obr. 8.3.2.

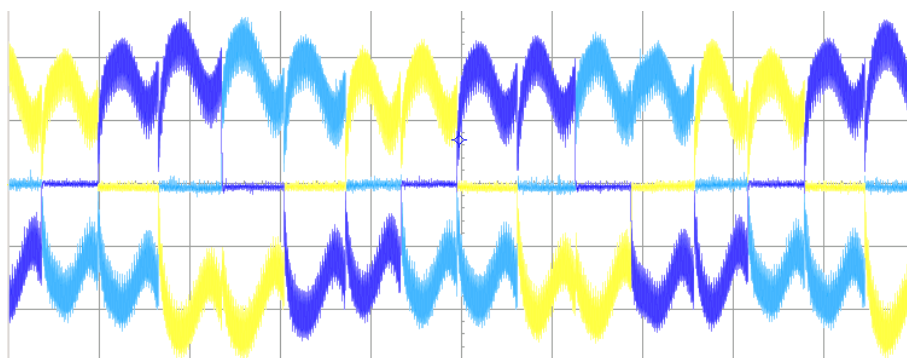
```

614 void start_up() {
615     run_motor = 1;
616     integral_error = 0;
617     error = 0;
618     uint16_t duty_cycle = 1000;
619     uint8_t hall_status = get_hall_status();
620     switch (hall_status) {
621         case(4):
622             execute_step(step1, duty_cycle);
623             break;
624         case(6):
625             execute_step(step2, duty_cycle);
626             break;
627         case(2):
628             execute_step(step3, duty_cycle);
629             break;
630         case(3):
631             execute_step(step4, duty_cycle);
632             break;
633         case(1):
634             execute_step(step5, duty_cycle);
635             break;
636         case(5):
637             execute_step(step6, duty_cycle);
638             break;
639         default:
640             break;
641     }
642 }

```

Obrázek 8.3.2: Funkce pro roztočení motoru

Takto řízený motor, bez zpětnovazebního řízení, za chodu vykazuje proudy, jejichž průběhy jsou na obr. 8.3.3. Tyto fázové proudy byly změřeny proudovými kleštěmi. Měření probíhalo při zatížení motoru, aby se zvýšil proud a byl tak lépe měřitelný. Tyto proudy mají podobné průběhy jako proudy ze simulace na obr. 7.2.5.



Obrázek 8.3.3: Proudové průběhy ve fázích motoru při chodu motoru

Jsou zde patrné jednotlivé stěpy, které odděluje propad v proudu, který poté způsobí i propad momentu. Za povšimnutí stojí různé amplitudy proudu na různých fázích. Ty jsou způsobeny nesymetričností vinutí motoru, což způsobí kolísavý proud a tím pádem i kolísavý moment.

8.4 Řízení rychlosti

Pro motor je implementován PI regulátor, kterým je řízena rychlost otáčení. Měřená rychlost elektrických pohonů je značně kolísavá, proto je vynechána derivační složka regulátoru. Ta by tyto vysokofrekvenční záchvěvy zesilovala.

8.4.1 Zpětná vazba

Pro měření rychlosti jsou využity Halovy sondy. Při každé detekci komutace dojde k input-capture eventu, při kterém dojde k vyvolání interruptu. Před tímto interruptem je aktuální hodnota čítače příslušného timeru zkopírována do capture-compare registru (CCR). Při znalosti frekvence hodin, které tento timer používá je pak snadné se dopočítat rychlosti otáčení:

$$n = \frac{60 \cdot f}{6 \cdot p \cdot CCR} \quad [\text{RPM}] \quad (8.6)$$

kde p je počet pól párů, f_{CLK} je frekvence hodin timeru a CCR je hodnota v CCR registru. Tento výpočet není v implementaci řízení nikdy použit, protože deska nedisponuje FPU. Pro regulaci je tedy směrodatná pouze hodnota v CCR.

Pokud by byla použita frekvence hodin, kterou nabízí řídicí deska, tj. 48MHz, byla by hodnota regulační odchylky v řádech stotisíců, zatímco regulovaná veličina, střída PWM, má rozpětí v řádu tisíců. To by způsobilo problémy při regulaci, proto je pro hodiny timeru implementován prescaler koeficient o velikosti 100. Frekvence hodin pro timer TIM2 je tedy 480kHz, čímž se regulační odchylka bude řádově shodovat s rozsahem střídý modulace.

8.4.2 Reference

Referenci lze nastavit skrze do desky zabudovaný potenciometr. Napětí na něm je pomocí A/D převodníku přeloženo na žádaný počet tiků čítače. Pro rozsah střídý, kterou lze pro řízení použít, je třeba hodnotu změřenou A/D převodníkem přepočítat na podobnou hodnotu. Převodník je dvanáctibitový, což znamená, že jeho výstup se bude pohybovat v rozmezí 0-4096. Tato hodnota je zredukována na rozsah 800-2848. Číselně je rozsah střídý pokryt rozmezím 0-2400, takže potenciometr nepokrývá všechny rychlosti, kterých motor dokáže s příslušným napájením dosáhnout.

8.4.3 PI regulátor

Při ladění regulátoru lze pro konstanty používat pouze celá čísla, zlomky lze realizovat pouze s druhou mocninou ve jmenovateli. Toto omezení opět vyplývá z absence FPU.

Nejprve byla nastavena integrační složka na nulu, a byla nalezena složka proporční taková, u které systém začal oscilovat. Pro regulaci byla poté použita poloviční hodnota. Pro složku integrační byl poté zvolen iterativní postup, kdy se jejím obměňováním hledal stav uzavřené smyčky, kdy regulovaný systém dokázal sledovat změny v referenci.

Výsledný regulátor používá konstanty

$$K_p = \frac{1}{32}$$
$$K_i = \frac{1}{32}.$$

Tento postup návrhu regulátoru byl inspirován Ziegler-Nicholsovou metodou ([15]), která pro stanovení integrační konstanty vyžaduje změření frekvence oscilací. K tomuto měření nebyly v době vypracovávání k dispozici prostředky, iterativní hledání vyhovující konstanty bylo však dostačující.

Na obr. 8.4.1 je implementace regulátoru spolu s anti-windup metodou, clampingem.

```
562 void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim) {
563     error = (int32_t)(TIM2->CCR1 - reference_speed_cnt);
564     integral_error += Ki*(error>>SHIFT_CONTROL_I);
565     int32_t controller_output = ((P_CONTROL*error)>>SHIFT_CONTROL_P) + integral_error;
566
567     if (controller_output > DUTY_CYCLE_MAX) {
568         duty_cycle = DUTY_CYCLE_MAX;
569         if (error > 0) {
570             Ki = 0;
571             integral_error = 0;
572         } else {
573             Ki = I_CONTROL;
574         }
575     } else if (controller_output < DUTY_CYCLE_MIN) {
576         duty_cycle = DUTY_CYCLE_MIN;
577         if (error < 0) {
578             Ki = 0;
579             integral_error = 0;
580         } else {
581             Ki = I_CONTROL;
582         }
583     } else {
584         duty_cycle = controller_output;
585         Ki = I_CONTROL;
586     }
587 }
```

Obrázek 8.4.1: Implementace řídicí smyčky

Kapitola 9

Závěr

V této práci byla popsána konstrukce a princip funkce bezkartáčového stejnosměrného motoru. Synchronizovaným buzením statorových vinutí dochází ke vzniku rotujícího magnetického pole ve vzduchové mezeře motoru. Permanentní magnety na rotoru jsou pak vlivem statorového pole uvedeny do pohybu.

Pro řízení je potřebná ovládací elektronika. Střídač, složený ze tří půl-můstků, nabízí možnost vytvářet podle požadavku regulátoru střídavé napětí ze stejnosměrného napájení. Toto zařízení musí počítat se spínáním indukčnosti a se zpětným indukovaným napětím, a musí proto být před těmito jevy náležitě chráněna.

Protože je pro řízení potřeba znát polohu motoru, přidávají se do motorů senzory. Různé druhy používaných senzorů zde byly rozebrány. Nejpopulárnější jsou v případě six-stepového řízení Halovy sondy, časté jsou také kvadraturní enkodéry. Použití senzorů se lze vyvarovat, protože polohu můžeme snímat na základě průběhu zpětného indukovaného napětí, pak se mluví o bezsenzorovém řízení.

Byly popsány metody řízení: six-step, přímé řízení momentu a vektorové řízení, a byly předloženy jejich hlavní nevýhody. Vektorové řízení vykazuje nejplynulejší chod motoru, je však implementačně i výpočetně náročné, kvůli matematickým transformacím, které algoritmus charakterizují. Přímé řízení momentu, ačkoliv v teorii plně funkční a použitelné, se v praxi příliš neujímá, používá se spíše six-step nebo vektorová metoda.

Implementační část tohoto projektu používá jako řídicí elektroniku ovládací desku STEVAL-SPIN3202 od STM. Ta je obecným řešením jak pro six-step, tak pro sinové řízení, nabízí velké množství zabezpečovacích funkcí, takže se hodí pro experimentování.

BLDC motor byl popsán matematickým modelem. Ten vycházel z obvodových rovnic, které popisují náhradní schéma motoru a D'Alambertova zákona. Došlo k řadě zjednodušení, jmenovitě u indukčností vinutí motoru. Charakteristický lichoběžníkový tvar zpětně indukovaného napětí byl za účel simulace replikován pomocí Fourierovy řady, která vycházela ze změřeného průběhu napětí reálného motoru.

Na uvedeném modelu motoru byla provedena simulace řídicího algoritmu six-step. Ten je výhodný obzvláště pro jednoduchoost své implementace, má však problémy například s kolísavým momentem síly. Tato nevýhoda byla podložena daty ze simulace, kde byl pozorovatelný nejen kolísavý moment, ale i proud ve všech fázích.

Ve druhé polovině projektu byl pak popsán proces implementace six-step algoritmu na řídicí desce. Byly popsány metody zabezpečení obvodů, mapování signálů

pozičních sensorů na jednotlivé polohy a timery, které celé řízení dirigují. Byly také změřeny proudy na fázích za chodu motoru, proběhlo jejich porovnání s proudy ze simulace. Nakonec byl navržen PI regulátor pro řízení rychlosti otáčení stanovené potenciometrem.

Námět na další práci na six-stepovém řízení je zdokonalení PI regulátoru, ale více prostoru nabízí bezsensorové řízení. Pokud by bylo nutné polohové senzory zachovat, nabízí se pro navazující projekty ostatní řídicí algoritmy, tedy řízení momentu a vektorové řízení. Zajímavé problémy by mohlo přinést také zvýšení výkonu motoru.

Bibliografie

- [1] Martin Doppelbauer. *The invention of the electric motor 1800-1854*. 2018. URL: <https://www.eti.kit.edu/english/1390.php>.
- [2] Jan Stejskal. “BLDC pohony a jejich specifika”. . Praha: České Vysoké Učení Technické v Praze, fakulta Elektrotechnická, 2021.
- [3] Jon Sensinger, Stephen Clark a Jack Schorsch. “Exterior vs. interior rotors in robotic brushless motors”. In: květ. 2011, s. 2764–2770. ISBN: 978-1-61284-386-5. DOI: 10.1109/ICRA.2011.5979940.
- [4] Stefán Baldursson. “BLDC Motor Modelling and Control – A Matlab®/Simulink® Implementation”. Master Thesis. Göteborg: Institutionen för Energi och Miljö International masters program in Electric Power Engineering Chalmers Tekniska Högskola, 2005.
- [5] *Getting started with the STEVAL-SPIN3202 evaluation board*. UM2278. Rev. 2. ST Microelectronics. Čvc. 2021.
- [6] Md. Rifat Hazari et al. “Design of a Brushless DC (BLDC) motor controller”. In: *2014 International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology*. 2014, s. 1–6. DOI: 10.1109/ICEEICT.2014.6919048.
- [7] Ondřej Pijáček. “Univerzální řídicí jednotka pro BLDC motory”. Diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav automatizace a měřicí techniky, 2016.
- [8] N. Parhizkar, Mehdi Shafiei a Mojtaba Bahrami Kouhshahi. “Direct torque control of brushless DC motor drives with reduced starting current using fuzzy logic controller”. In: 1 (srp. 2011). DOI: 10.1109/URKE.2011.6007863.
- [9] D. Casadei et al. “FOC and DTC: two viable schemes for induction motors torque control”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 17.5 (2002), s. 779–787. DOI: 10.1109/TPEL.2002.802183.
- [10] Arman Jaya et al. “Design of PID-fuzzy for speed control of brushless DC motor in dynamic electric vehicle to improve steady-state performance”. In: zář. 2017, s. 179–184. DOI: 10.1109/ELECSYM.2017.8240399.
- [11] Rakesh Saxena, Yogesh Pahariya a Aditya Tiwary. “Modeling and Simulation of BLDC Motor Using Soft Computing Techniques”. In: *Communication Software and Networks, International Conference on* 0 (ún. 2010), s. 583–587. DOI: 10.1109/ICCSN.2010.121.
- [12] R. Krishnan. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017. ISBN: 9781420014235. URL: <https://books.google.cz/books?id=U-RxikH3aXEC>.

- [13] *RM0091 Reference manual*. DocID018940. Rev. 9. ST Microelectronics. Led. 2017.
- [14] *STD140N6F7 Datasheet*. DS11454. Rev. 3. ST Microelectronics. Dub. 2018.
- [15] J. G. Ziegler a N. B. Nichols. “Optimum Settings for Automatic Controllers”. In: *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* 115.2B (čvn. 1993), s. 220–222. ISSN: 0022-0434. DOI: 10.1115/1.2899060. eprint: https://asmedigitalcollection.asme.org/dynamicsystems/article-pdf/115/2B/220/5546571/220_1.pdf. URL: <https://doi.org/10.1115/1.2899060>.