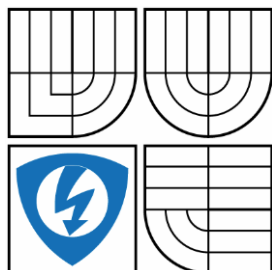


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

NÁVRH REGULÁTORU OTÁČEK PRO BLDC MOTOR POUŽITÝ PRO QUADROCOPTER

DESIGN OF ELECTRONIC SPEED CONTROLLER FOR BLDC MOTOR USED IN QUADROCOPTER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

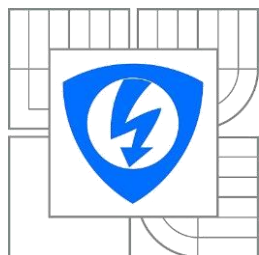
Bc. Radek Libicher

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Libor Veselý, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Radek Libich

ID: 134542

Ročník: 2

Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Návrh regulátoru otáček pro BLDC motor použitý pro quadcopter

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je návrh řídicí desky pro BLDC motor.

1. Zpracujte rešerši týkající se BLDC motorů a jejich možnosti řízení.
2. Navrhněte a odzkoušejte algoritmus řízení BLDC motorů na platformě CompactRIO se stávajícím hardware.
3. Navrhněte vlastní řešení řídicí desky pro BLDC motor pro quadcopter.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Hughes, A.: Electric Motors and Drives. Oxford. Newnes, 2006. s. 431. ISBN: 0-7506-4718-3.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 18.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Libor Veselý, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a realizací elektrického regulátoru otáček pro BLDC motor, který bude použit v létajícím prostředku nazývaném kvadrokoptéra. V první části práce jsou vysvětleny způsoby řízení a bezsenzorové komutace motoru. Následně je popsán návrh vlastního hardware regulátoru. Pro tento regulátor byl naprogramován a odladěn řídicí firmware.

Klíčová slova

Kvadrokoptéra, BLDC, motor, CompactRIO, regulátor, ESC, bezsenzorové řízení

Abstract

This thesis deals with the design and implementation of the electronic speed controller for a BLDC motor that will be used in a quadcopter. The first part of the thesis explains the methods of control and sensorless commutation respectively. The following part describes the design of the hardware controller. The control firmware was programmed and debugged for this controller.

Keywords

Quadcopter, BLDC, motor, CompactRIO, controller, ESC, sensorless control

LIBICHER, R. Návrh regulátoru otáček pro BLDC motor použitý pro quadcopter. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 66 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Libor Veselý, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh regulátoru otáček pro BLDC motor použitý pro quadcopter jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 18. května 2015

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Liboru Veselému, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 18. května 2015

.....
podpis autora

1 OBSAH

1	Obsah	7
2	Seznam obrázků a tabulek	9
3	Úvod.....	11
4	Konstrukce a zapojení BLDC motoru	13
4.1	Rozdělení pohonů.....	13
4.2	Základní popis BLDC motoru.....	13
4.3	Principy spínání střídače	14
4.3.1	Nezávislé vs. komplementární spínání	14
4.3.2	Unipolární spínání.....	15
4.3.3	Bipolární spínání.....	16
4.4	Metody snímání a vzorkování BEMF [26]	17
4.4.1	Majoritní funkce [25].....	17
5	Popis dynamiky BLDC motoru	19
5.1	Elektrická část	19
5.2	Mechanická část	21
6	Možnosti řízení BLDC motoru	23
6.1	Řízení se senzory.....	23
6.1.1	Hallové snímače.....	23
6.1.2	Absolutní enkodér.....	23
6.1.3	Princip.....	24
6.2	Bezsenzorové řízení [3].....	25
6.2.1	Řízení v otevřené smyčce (rozběh).....	25
6.2.2	Řízení ve vysokých otáčkách.....	25
7	Implementace algoritmů na platformě CompactRIO	29
7.1	Generování PWM signálu	29
7.2	Start Motoru	30
7.3	Komutace motoru.....	30
7.4	Měření a vyhodnocení BEMF	31
8	Návrh hardware.....	32
8.1	Výkonová část.....	32
8.1.1	MOSFET.....	32
8.1.2	Budiče tranzistorů	33
8.2	Řídící a sensorická část	34
8.2.1	Obvody napájení	34
8.2.2	MCU a komunikační rozhraní	35
8.2.3	Měření BEMF	37
8.2.4	Snímání teploty	38
8.2.5	Měření proudu.....	39
8.3	Návrh plošného spoje.....	40

9	Popis Software	42
9.1	CodeWarrior.....	42
9.2	Graphical Configuration Tool.....	42
9.3	FreeMASTER	43
9.4	Funkce Main.....	43
9.5	Inicializace periférií mikrokontroléru	44
9.6	Indikace stavů regulátoru	45
9.7	Generování PWM pro střídač.....	45
9.8	Detekce a vyhodnocení BEMF	46
9.9	Komutace	48
9.10	Funkce pro start motoru.....	49
9.11	Komunikační rozhraní regulátoru.....	49
10	Naměřené hodnoty a ladění	52
10.1	Signály pro spínání tranzistorů ve střídači	52
10.2	Měření BEMF	52
11	Závěr	54
12	Seznam literatury	56
13	Seznam příloh	58

2 SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK

Obr. 1 Kvadrokoptéra (převzato z [12])	11
Obr. 2 Rozdělení elektrických pohonů (převzato z [11])	13
Obr. 3 Konstrukce BLDC motoru (převzato z [27]).....	14
Obr. 4 Střídač (převzato z [28])	14
Obr. 5 Princip komplementárního spínání (převzato z [28])	15
Obr. 6 BEMF signál při unipolárním spínání	16
Obr. 7 BEMF signál při bipolárním spínání	16
Obr. 8 Elektrické zapojení vinutí jednotlivých fází	20
Obr. 9 Průběh funkcí $f_x(\varphi_{el})$ pro jednotlivé fáze	21
Obr. 10 Umístění Hallových snímačů v BLDC motoru	23
Obr. 11 Princip absolutního magnetického enkodéru (převzato z [10]).....	24
Obr. 12 Průběh měřeného BEMF signálu (převzato z [13]).....	26
Obr. 13 Průběh BEMF pro různé rychlosti (platí S1=S2)	27
Obr. 14 Komutace pomocí měření intervalu od poslední komutace (převzato z [24])...	28
Obr. 15 Systém CompactRIO (převzato z [14])	29
Obr. 16 Generování PWM signálu vycentrovaného do středu periody	30
Obr. 17 Programová smyčka pro start motoru.....	30
Obr. 18 Programová smyčka pro komutaci motoru.....	31
Obr. 19 Programová smyčka pro měření BEMF	31
Obr. 20 Pouzdro tranzistoru IRF1324S-7PPbF	33
Obr. 21 Zapojení budiče tranzistorů	34
Obr. 22 Napájecí obvody	35
Obr. 23 Zapojení řídicího mikrokontroléru	37
Obr. 24 Obvod pro úpravu velikosti BEMF	38
Obr. 25 Obvod pro měření teploty.....	38
Obr. 26 Převodní charakteristika obvodu LM60	39
Obr. 27 Měření proudu DC BUSu pomocí bočníku	40
Obr. 28 CodeWarrior	42
Obr. 29 Graphical Configuration Tool	43
Obr. 30 Zjednodušený vývojový diagram funkce Main	44
Obr. 31 Princip generování PWM signálu (převzato z [21]).....	46
Obr. 32 Zjednodušený vývojový diagram algoritmu komutace	48
Obr. 33 Spínání dolního tranzistoru ve větvi střídače	52
Obr. 34 Spínání horního tranzistoru ve větvi střídače	52
Obr. 35 detekce průchodu BEMF nulou pomocí signálu z GPIO pinu	53
Obr. 36 Měření BEMF pomocí FreeMASTER	53

Tab. 1 Vybrané metody vzorkování BEMF (převzato z [26]).....	17
Tab. 2 Významné stavy pro Majoritní filtr	18
Tab. 3 Komutační tabulka pro řízení (1- sepnut, 0- rozepnut)	24
Tab. 4 Vybrané parametry tranzistoru IRF1324S-7PPbF [23]	33
Tab. 5 Seznam příkazů pro komunikaci s regulátorem	50
Tab. 6 Popis Status registru	51

3 ÚVOD

Od doby vzletu prvního stroje těžšího než vzduch, již uplynulo už více jak 100 let a vývoj v té oblasti jde stále kupředu. První tyto stroje-letadla byly určeny pro rychlou dopravu jednočlenné či dvoučlenné posádky mezi dvěma městy. Velmi brzy se našlo jejich uplatnění ve vojenství. Nejdříve převážně jako pozorovací letouny a na konci První světové války i jako bojové stíhačky vyzbrojené kulometem. Letadla řídíme do kategorie s pevnými nosnými plochami. Vztlak je zde vyvolaný specifickým profilem pevného křídla, které při obtékání vzduchu vyvolává zvýšený tlak pod křídlem. V průběhu Druhé světové války se začíná experimentovat se stroji s rotujícími nosnými plochami, které dnes nazýváme vrtulníky. Jejich velké přednosti se ukázaly ve válce v Koreji a ve Vietnamu jako prostředek pro rychlý přesun vojáku na bojiště či z bojiště. Zde vztlak vyvolává povětšinou jedna vrtule, která se otáčí vysokou rychlostí. Pro dosažení potřebné říditelnosti, je zde nutné mít možnost naklápět listy vrtule kolem její osy. V průběhu druhé poloviny 20. století začíná velký rozvoj bezpilotních strojů UAV¹, které byly zpočátku určené pouze pro vojenské účely. V poslední době se můžeme stále častěji setkat s malými dálkově ovládanými létajícími prostředky, často nazývanými jako drony. Nachází uplatnění především v monitorování území pomocí vestavěné kamery. Můžeme je proto nalézt ve výbavě policie a hasičů, případně televizních společností. Typickým představitelem je tzv. kvadrokoptéra². Obsahuje čtyři rotory umístěné zpravidla ve vrcholech pomyslného čtverce. Každý z rotorů má nezávislý pohon s vlastním motorem. Manévrovatelnost kvadrokoptéry je docílená rozdílným tahem jednotlivých rotorů. Poloha je určována prostřednictvím akcelerometrů a gyroskopických snímačů, případně je používán i systém s GPS navigací. Představitel kvadrokoptéry je vyobrazen na Obr. 1.



Obr. 1 Kvadrokoptéra (převzato z [12])

¹ Z anglického Unmanned Aerial Vehicle

² Také často nazývaný jako quadrotor, quadcopter

Nedílnou součástí každé kvadrokoptéry je čtveřice elektronických regulátorů otáček motorů, tzn. ESC³. Tato diplomová práce se bude zabývat právě konstrukcí tohoto regulátoru. Ten má za úkol řídit otáčky motorů, dle příkazů posílaných z řídicí jednotky kvadrokoptéry. Musíme poznamenat, že takřka jedinými motory používanými pro tyto stroje jsou BLDC⁴. Právě tyto regulátory značně ovlivňují ovladatelnost a manévrovatelnost celé kvadrokoptéry.

Nyní si stručně popíšeme obsah následujících hlavních kapitol. První část této práce se zabývá teorií řízení BLDC motoru. Primárně je zde zaměřena pozornost na bezsenzorové řízení, které se v kvadrokoptéře typicky používá. Jsou zde objasněny různé možnosti spínání, komutace a také úskalí, která mohou při návrhu řízení motoru nastat. V teoretické části práce je dále popsán matematický model motoru, což usnadňuje pochopení jeho činnosti a řízení. Některé teoretické poznatky byly vyzkoušeny na platformě CompactRio se školním přípravkem s motorem. Druhá část se již zabývá návrhem vlastního hardware regulátoru motoru pro kvadrokoptéru. Zde najdeme podrobně popsané zapojení, výběr a dimenzování jednotlivých součástí pro regulátor. Poslední významnou částí práce je popis software. Princip řídicího programu je zde rozdělen do několika významných částí, které jsou vysvětleny ukázkami zajímavých částí kódu či vývojovým diagramem. V samotném závěru jsou shrnuty dosažené výsledky návrhu hardware i software a možný další vývoj.

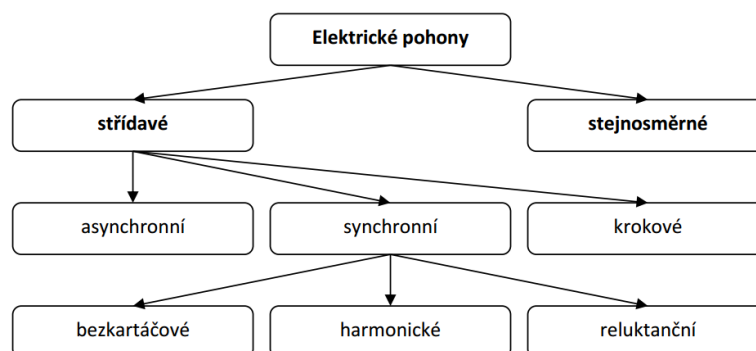
³ Z anglického **E**lectronic **S**peed **C**ontroller

⁴ **B**rushless **D**C electric motor nebo také označovaný jako electronically commutated motor (ECM)

4 KONSTRUKCE A ZAPOJENÍ BLDC MOTORU

4.1 Rozdělení pohonů

Elektromotor je točivý elektrický stroj sloužící k přeměně elektrické energie na mechanickou. Drtivá většina dnešních elektromotorů využívá silových účinků magnetického pole, vyvolané elektromagnety nebo permanentními magnety. Jako základní dělení se nejčastěji uvádí rozdělení podle typu napájení na stejnosměrné a střídavé. Častěji používané střídavé motory pak na asynchronní a synchronní. Celá hierarchie rozdělení je ukázána na Obr. 2.



Obr. 2 Rozdělení elektrických pohonů (převzato z [11])

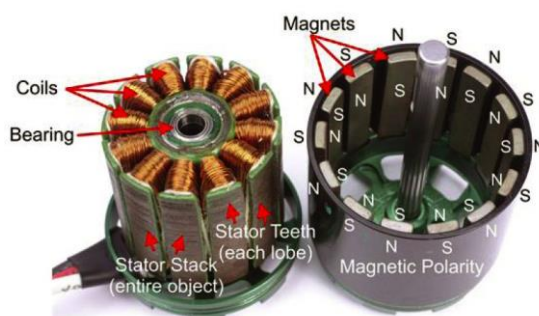
Předmětem našeho zájmu je BLDC motor spadající do kategorie střídavé-synchronní. Tyto motory od klasických DC motorů s permanentními magnety liší tím, že nemají v sobě zabudovaný komutátor, který činí největší slabinu těchto motorů. Kartáče komutátoru, často tvořené uhlíky, trpí vysokým opotřebením a také jiskřením, které způsobuje elektromagnetické rušení. Cenová dostupnost a spolehlivost BLDC motorů proto vytlačila ve většině aplikací motory s kartáči.

4.2 Základní popis BLDC motoru

BLDC motor je konstrukčně sestaven se statoru, na němž jsou umístěny pólové nástavce, kterých bývá zpravidla 8 až 16. Na pólových nástavcích bývá většinou navinuto 3-fázové vinutí zapojené do hvězdy. Zřídka se můžeme setkat i s 2-fázovým vinutím, případně i s více fázovým vinutím a zapojením do trojúhelníku. Středový vodič nebývá v zapojení zpravidla vyveden. Další nedílnou součástí statoru bývají ložiska, ve kterých rotuje rotor. Ten se skládá se silných permanentních magnetů stejného počtu jako pólových nástavců statoru. Jejich počet také určuje krok motoru a tím pádem i případné zvlnění momentu.

Kvůli absenci mechanického komutátoru, musí být motor komutován elektronicky. Aby to bylo možné, je nezbytné znát okamžitou polohu rotoru. Jak uvidíme v dalších kapitolách, to je možné dvěma způsoby – senzorově a bezsenzorově.

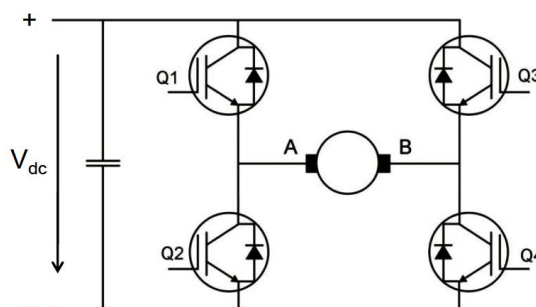
K implementaci prvně zmíněného způsobu je nutné, aby měl motor zabudované snímače. Těmi jsou buďto Hallové snímače nebo méně používané enkodéry. Bezsenzorové řízení je převážně založené na měření zpětného elektromotorického napětí (dále jen BEMF⁵) vždy na volné fázi motoru, pomocí kterého je odhadována pozice rotoru. Značnou výhodou senzorové komutace je řízení v nízkých otáčkách, kdy bezsenzorové řízení selhává. Další možnosti řízení jsou algoritmy založené na estimaci stavů motoru.



Obr. 3 Konstrukce BLDC motoru (převzato z [27])

4.3 Principy spínání střídače

Fáze motoru jsou povětšinou buzeny pomocí 3-fázového střídače. Ten obsahuje dva spínací tranzistory pro každou fázi. Sepnutím horního tranzistoru připojíme danou fázi na kladné napájecí napětí, podobně sepnutím dolního tranzistoru fázi uzemníme. Tímto docílíme mít možnost měnit smysl proudu jednotlivými fázemi. Řídící elektronika musí zajistit, aby v žádném okamžiku nedošlo k sepnutí horního i dolního tranzistoru střídače současně. Pro zjednodušení budeme v následujících podkapitolách uvažovat pouze dvoufázový střídač vyobrazený na Obr. 4.



Obr. 4 Střídač (převzato z [28])

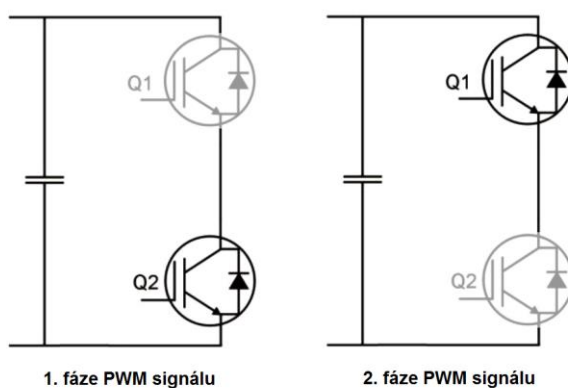
4.3.1 Nezávislé vs. komplementární spínání

Topologie jedné větve střídače zpravidla tvoří horní a dolní spínací tranzistory. V režimu nezávislého spínání bývá dolní tranzistor rozepnutý a na horní tranzistor je

⁵ z anglického **back electromotive force**

přiváděn PWM signál, tak aby bylo dosaženo požadovaného středního proudu. Zřídka se lze setkat i s připojením s opačnou konfigurací, kdy je horní tranzistor rozepnutý a signál přiváděn na dolní tranzistor. Je tedy patrné, že v jedné fázi PWM signálu je vývod mezi tranzistory připojen na napájecí napětí a v druhé fázi je odpojen od jakéhokoliv potenciálu.

Naproti tomu koncept komplementárního spínání spočívá v přivádění PWM signálu na oba uvedené tranzistory. Signál pro dolní tranzistor získáme pouze inverzí PWM signálu pro horní tranzistor. Tím zajistíme, že potenciál mezi tranzistory je zde v každém okamžiku připojen na kladné napětí nebo je uzemněn. V kladné části PWM signálu je horní tranzistor sepnut a dolní rozepnut. Druhé části je tomu naopak. Jelikož doba potřebná pro sepnutí i rozepnutí tranzistorů není nulová, je nezbytné uplatnit tzv. Dead Time. Jde o časový úsek mezi okamžikem sepnutím spodního a rozepnutím horního tranzistoru a naopak. Typicky se tento interval nastavuje měřením na hotovém hardwaru. Správnost nastavení Dead Time je zásadní, jelikož špatné nastavení může zapříčinit zničení tranzistorů.



Obr. 5 Princip komplementárního spínání (převzato z [28])

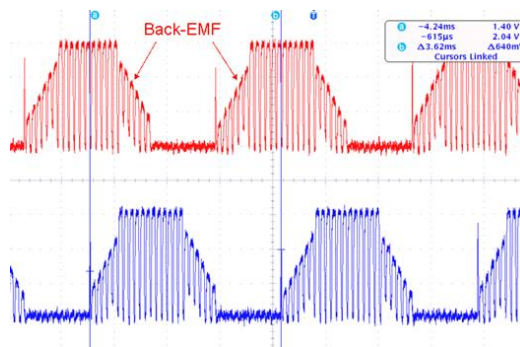
4.3.2 Unipolární spínání

V případě unipolárního spínání prochází proud vinutím pouze jedním směrem. Lze zde použít nezávislé i komplementární spínání větví. Uvážíme zapojení podle Obr. 4 a spínání rozdělíme do následujících kroků.

- Uzavřeme tranzistory Q2 a Q3
- Otevřeme tranzistor Q4
- Přivedeme PWM signál na tranzistor Q1

Použijeme-li nezávislé spínání větví v neaktivní části PWM signálu není jeden vývod vinutí připojen na žádný potenciál, což může být někdy problematické, jelikož se na něm indukují vysoká napětí. Řešením je komplementární spínání, kdy v neaktivní části PWM jsou oba vývody vinutí uzemněny. V důsledku toho se také potenciál středového bodu vinutí neustále mění. To způsobuje významné rušení BEMF. Tato

situace je znázorněna na Obr. 6. Výhodou unipolárního spínání je jeho jednoduchost a také menší elektromagnetické rušení vznikající na vinutí motoru při spínání.



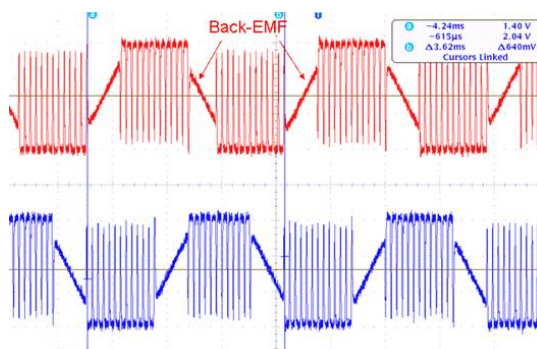
Obr. 6 BEMF signál při unipolárním spínání

4.3.3 Bipolární spínání

Jak již název naznačuje, v tomto případě prochází proud vinutím oběma směry. Na všechny čtyři tranzistory, na kterém je připojeno dané vinutí, je přiváděn PWM signál vhodné polarity. Typické je zde, použití komplementárního spínání větví. Značnou výhodou zajisté je, že středový bod vinutí je neustále na stejném potenciálu a tím pádem není v BEMF na modulovaný PWM signál. Situaci si opět rozebereme rozdělením do kroků s odkazem na Obr. 4.

- na tranzistory Q1 a Q4 připojíme daný PWM signál
- na tranzistory Q2 a Q3 připojíme invertovaný PWM signál

Rozlišitelnost PWM je však pouze poloviční oproti unipolárnímu spínání, protože 50% střída znamená, že proudy jedním a druhým směrem vinutí jsou totožné. Proto můžeme smysl proudu vinutím měnit změnou střídý PWM.



Obr. 7 BEMF signál při bipolárním spínání

4.4 Metody snímání a vzorkování BEMF [26]

V následujících řádcích si rozebereme metody detekce napětí BEMF na fázích BLDC motoru. První rozdělení metod provedeme podle potenciálu, vůči kterému je napětí na fázích měřeno. Tento potenciál by měl odpovídat středovému bodu vinutí motoru. Jelikož středový bod vinutí není u těchto motorů zpravidla vyveden, musíme implementovat jednu s následujících metod. Jako první se nabízí, vytvoření virtuálního středového bodu vinutí pomocí trojce rezistorů zapojených do hvězdy. Zde je však nezbytné zvolit rezistory s vysokou přesností. Napětí virtuálního středového bodu je dále přivedeno na vstup AD převodníku a řídicí program procesoru zajistí jeho vyhodnocení. Mezi další časté řešení patří měření vůči polovině napětí na DC BUSu. V tomto případě je jeden vstup AD převodníku zapojen na potenciál DC BUSu a stejně jako v předchozím případě řídicí program zajistí další potřebné výpočty. Odpadá tím nutnost zapojení dalších pomocných rezistorů. Posledním a také nejkomplicovanějším způsobem určení potenciálu středu je pouze výpočtem ze všech napětí fází motoru. Výpočetní náročnost zde ovšem bývá tak vysoká, že se tento způsob uplatňuje jen velmi málo.

Nyní si ukážeme jak synchronizovat vzorkování BEMF, tak abychom dosáhli co nejpřesnějšího měření. Kdybychom provedli měření bez žádné synchronizace, dosáhneme špatných výsledků, jelikož bývá signál velmi zašuměný. Šum zde v největší míře způsobuje PWM signál přiváděný na tranzistory ve střídači. Je tedy výhodné synchronizovat měření s určitým bodem v PWM signálu. Výběr vhodného bodu synchronizace závisí na dané aplikaci jeho způsobů použití. Přehled nejzákladnějších bodů vzorkování je shrnut v Tab. 1. Mnohé řídicí algoritmy jsou schopny mezi jednotlivými metodami přepínat, nejčastěji v závislosti na otáčkách.

Metoda	Výhody	Nevýhody
Na konci PWM „OFF“	Vysoká citlivost	Neumožňuje použití při 100% PWM
Klasická při PWM „ON“	Umožňuje 100% PWM	Nutnost analogového filtru
Smíšená při PWM „OFF“ i „ON“	Vysoká citlivost a umožňuje 100% PWM	Složitost
Při PWM „ON“ ve vysoké frekvenci“	Umožňuje 100% PWM	Nevhodné pro nízké rychlosti

Tab. 1 Vybrané metody vzorkování BEMF (převzato z [26])

4.4.1 Majoritní funkce [25]

Jak bude i v následujících kapitolách popsáno, pro stanovení okamžiků komutace musíme přesně zjistit okamžik průchodu signálu BEMF nulou. To je však dosti komplikované. Pokud bychom stanovili tuto dobu jako první změnu znaménka

v signálu, došlo k nepřesnosti. Šum signálu způsobí několikanásobnou změnu znaménka v blízkosti průchodu signálu nulou, což znesnadňuje přesnou detekci. Jednou variantou řešení je implementace některého z digitálních filtrů. Typickým používaným představitelem je nelineární Majoritní filtr. Myšlenka filtrace zde spočívá v nalezení okna v signálu, kde horní polovina okna obsahuje většinou kladné hodnoty a spodní polovina většinou záporné hodnoty signálu. Případně naopak, podle sklonu detekovaného signálu. Pro zjednodušení budeme dále předpokládat pouze detekci průchodu nulou ze záporné části signálu na kladnou. Dále pro účely algoritmu budeme reprezentovat kladné hodnoty signálu logickou jedničkou a záporné logickou nulou.

Samotný algoritmus si lze představit jako stavový automat. Při použití okna o velikosti 6 bude mít automat $2^6 = 64$ stavů. Jednotlivé stavy představují posledních 6 logických hodnot, které byly převedeny na vstup automatu. Přejít mezi stavy je určen tabulkou, kterou můžeme zjednodušeně popsat pomocí následujících vztahů.

$$HODNOTA[N] = N \cdot 2 \text{ pro } N = 0 - 31 \quad (1)$$

$$HODNOTA[N] = (N - 32) \cdot 2 \text{ pro } N = 32 - 63 \quad (2)$$

Je zřejmé, že první polovina tabulky obsahuje pouze hodnoty indexů vynásobené dvěma. U druhé poloviny je od indexů odečtena konstanta 32 a opět provedeno vynásobení dvěma. Přejít na další stav provedeme součtem hodnoty v tabulce a aktuální logickou hodnotou na vstupu. Takto získanou hodnotu použijeme jako index v tabulce pro získání následující hodnoty. Jak již bylo zmíněno, pro nás jsou zajímavé stavy, jejichž hodnota v binární podobě ve třech nejvíce významných bitech obsahuje většinou jedničky (tedy 2 či 3 jedničky) a ve spodních třech bitech většinou nuly. Tyto stavy jsou v dekadické i binární formě uvedeny v Tab. 2. Po detekci uvedeného stavu je vhodné přejít do výchozího stavu číslo 1, aby nebylo možné detekovat dvě detekce průchodu nulou bezprostředně po sobě. Podle toho modifikujeme tabulku, která již v těchto stavech nebude odpovídat rovnicím (1) a (2).

Dekadicky	Binárně	Dekadicky	Binárně
24	011000	48	110000
25	011001	49	110001
26	011010	50	110010
28	011100	52	110100
40	101000	56	111000
41	101001	57	111001
42	101010	58	111010
44	101100	60	111100

Tab. 2 Významné stavy pro Majoritní filtr

5 POPIS DYNAMIKY BLDC MOTORU

V této kapitole se budeme zabývat matematickým popisem BLDC motoru, který rozdělíme na část dynamiky elektrického vinutí motoru a mechanické dynamiky rotoru. Pro zjednodušení uvážeme některá zjednodušení. Jak uvidíme i tak je výsledný model nelineární, kde hlavní nelinearitou je velikost BEMF, které závisí nelineárně na úhlovém natočení rotoru.

5.1 Elektrická část

Budeme uvažovat elektrické zapojení motoru do hvězdy podle Obr. 8. Pro jednotlivá měřená napětí proti středu N platí:

$$U_A = R_A i_{LA} + L_A \frac{di_{LA}}{dt} + M_{AB} \frac{di_{LB}}{dt} + M_{AC} \frac{di_{LC}}{dt} + e_A(\varphi_{el}, \omega) \quad (3)$$

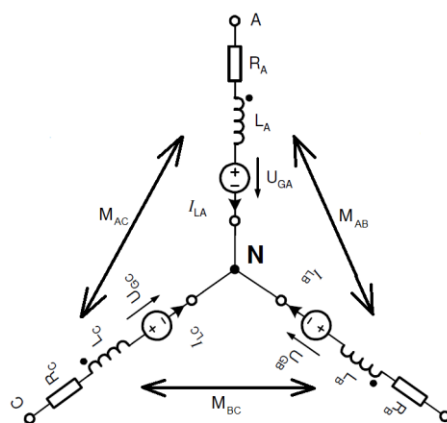
$$U_B = R_B i_{LB} + L_B \frac{di_{LB}}{dt} + M_{AB} \frac{di_{LA}}{dt} + M_{BC} \frac{di_{LC}}{dt} + e_B(\varphi_{el}, \omega) \quad (4)$$

$$U_C = R_C i_{LC} + L_C \frac{di_{LC}}{dt} + M_{BC} \frac{di_{LB}}{dt} + M_{AC} \frac{di_{LA}}{dt} + e_C(\varphi_{el}, \omega) \quad (5)$$

kde:	$U_{A,B,C}$	jsou napětí vinutí proti středovému bodu N	[V]
	$i_{LA, LB, LC}$	jsou proudy protékající fázemi	[A]
	$R_{A,B,C}$	jsou odpory vinutí fází	[Ω]
	$L_{A,B,C}$	jsou indukčnosti fází	[H]
	$M_{AB, AC, BC}$	jsou vzájemné indukčnosti mezi fázemi	[H]
	$e_{A,B,C}$	jsou indukovaná napětí na fázích	[V]

Můžeme uvažovat, že jednotlivé fáze jsou vinuty o stejném počtu závitů. Taktéž jsou vyrobeny s totožného materiálu. Dále uspořádání cívek i polových nástavců bývá zpravidla symetrické. S těchto poznatků můžeme vyvodit následující symetrii:

$$\begin{aligned} M_{AB} = M_{AC} = M_{BC} = M; \quad R_A = R_B = R_C = R; \\ L_A = L_B = L_C = L \end{aligned} \quad (6)$$



Obr. 8 Elektrické zapojení vinutí jednotlivých fází

Ve středovém uzlu N, také zajisté platí První Kirchhoffův zákon, podle kterého:

$$i_{LA} + i_{LB} + i_{LC} = 0 \quad (7)$$

Pomocí těchto vztahů jsme schopni diferenciální rovnice (3) až (5) značně zjednodušit na tvar:

$$U_A = Ri_{LA} + (L - M) \frac{di_{LA}}{dt} + e_A(\varphi_{el}, \omega) \quad (8)$$

$$U_B = Ri_{LB} + (L - M) \frac{di_{LB}}{dt} + e_B(\varphi_{el}, \omega) \quad (9)$$

$$U_C = Ri_{LC} + (L - M) \frac{di_{LC}}{dt} + e_C(\varphi_{el}, \omega) \quad (10)$$

Pozorný čtenář si zajisté všiml, že fázová napětí zde uvažovaná, jsou vztažena proti středovému bodu vinutí. Ten však zpravidla nebývá u reálného motoru zapojený. Z toho důvodu musíme velikost potenciálu středového bodu dopočítat⁶. Vztah mezi napětím proti středu a napětím mezi fázemi jsou:

$$U_A = U_{AB} + U_S \quad (11)$$

$$U_B = U_{BC} + U_S \quad (12)$$

$$U_C = U_{AC} + U_S \quad (13)$$

Dosazením do rovnic (8) až (10) a použitím Kirchhoffových zákonů vyjádříme napětí středového bodu.

$$U_S = \frac{U_A + U_B + U_C - e_A(\varphi_{el}, \omega) - e_B(\varphi_{el}, \omega) - e_C(\varphi_{el}, \omega)}{3} \quad (14)$$

Pokročíme dále. Nelinearitu do systémů zanáší indukované elektromotorické napětí e_x , které vypočteme následovně:

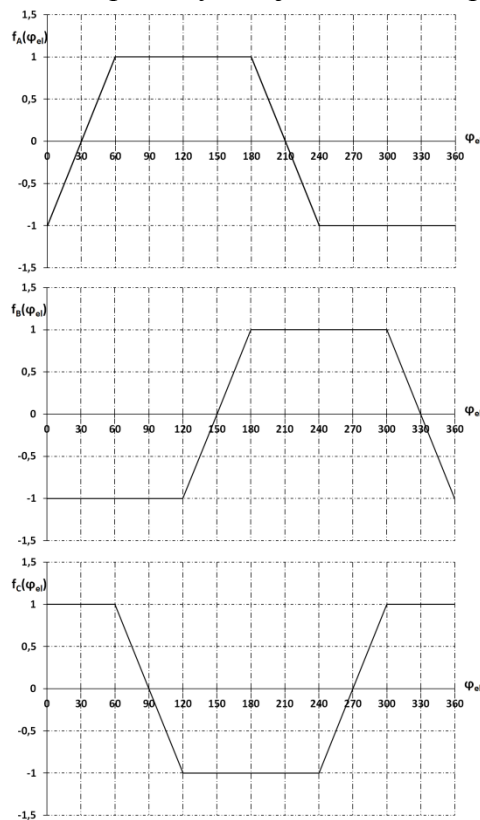
$$e_x(\varphi_{el}, \omega) = NBlr\omega f_x(\varphi_{el}) = \lambda\omega f_x(\varphi_{el}) \quad (15)$$

kde: N je počet závitů v jedné fázi [-]
 B je intenzita magnetického pole rotoru [T]

⁶ Toto napětí můžeme vztahovat k libovolnému pevnému bodu.

l	je délka vodiče kolmého na směr rotoru	[m]
r	je poloměr rotoru	[m]
φ_{el}	je elektrické úhlové natočení	[rad]
ω	je úhlová rychlost rotoru	[rad/s]
λ	je konstanta úměrnosti mezi ω a e_x	[Vs]

Funkce $f_x(\varphi_{el})$ má obvykle tvar trapézu (lichoběžníku) nebo tvar sinusoidy. V našem případě budeme uvažovat prvně zmíněný průběh, který je obvyklý pro BLCD motory používané jako pohon kvadrokotéru. Na Obr. 9 vidíme tyto průběhy pro všechny 3 fáze. Funkce se skládá ze tří lineárních úseků. Po dobu 240° je průběh konstantní a v úseku 120° se mění polarita. Jednotlivé průběhy fází jsou vůči sobě posunuty o 120° .



Obr. 9 Průběh funkcí $f_x(\varphi_{el})$ pro jednotlivé fáze

5.2 Mechanická část

Vyjdeme ze známého vztahu pro výpočet výkonu na hřídeli. Z něj vyjádříme neznámý moment M_x . Výkon vyvolaný jednou fází je roven součinu proudu fáze a indukovaného elektromotorického napětí.

$$M_x = \frac{P_x}{\omega} = \frac{i_{Lx} e_x(\varphi_{el}, \omega)}{\omega} \quad (16)$$

Jde tedy o nelineární průběh s tvarem dle Obr. 9. Závislost na úhlovém kmitočtu ω se však s využitím vztahu (15) vykrátí. Celkový moment statoru vyjádříme jako sumu jednotlivých momentů fází následovně:

$$M_c = \sum M_x = \sum \frac{i_{Lx} e_x(\varphi_{el}, \omega)}{\omega} \quad (17)$$

Chování rotoru motoru, lze popsat matematickou rovnicí, která vychází z mechaniky d'Alembertova principu. Tento zákon popisuje rotující těleso kolem své osy – je-li těleso v dynamické rovnováze, je výslednice všech momentů působících na těleso rovna nule. Musíme však uvážit znaménkovou konvenci, podle které budeme označovat spotřebovaný výkon s kladným znaménkem a dodávaný se záporným znaménkem. Stejný princip platí pro znaménka momentů.

$$\sum_{i=1}^n M_i + M_d = 0 \quad (18)$$

Dynamický moment M_d je podobně jako u přímočarého pohybu roven součinem momentu setrvačnosti a úhlového zrychlení, který vyjadřuje další vztah. Pro zjednodušení uvažujeme moment setrvačnosti časově invariantní.

$$M_d = J\varepsilon = J \frac{d\omega}{dt} \quad (19)$$

Provedeme další zjednodušení a budeme počítat pouze s viskózním třením B_v , které je závislé lineárně na úhlové frekvenci. Připočteme zatěžovací moment M_z a sestavíme pohybovou rovnici rotoru.

$$M_c = J \frac{d\omega}{dt} + B_v \omega + M_z \quad (20)$$

Jak již bylo zmíněno, pokud je rotor v dynamické rovnováze, musí platit rovnost mezi (17) a (20). Ještě připomeňme, že vztah mezi elektrickým natočením a mechanickým natočením. Tyto hodnoty jsou svázány, přes počet dvojic pólových nástavců jak je uvedeno ve vztahu (21).

$$\varphi_{mech} = \frac{2}{p} \varphi_{el} \quad (21)$$

6 MOŽNOSTI ŘÍZENÍ BLDC MOTORU

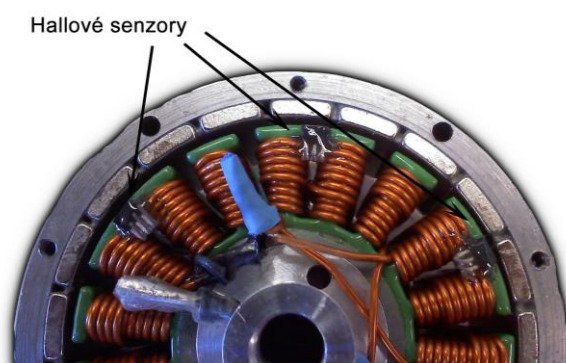
Jak již bylo uvedeno výše, pro zajištění komutace BLDC motoru, je nezbytné znát polohu jeho rotoru. Jen správná komutace zajišťuje maximální účinnost, plynulost chodu a také minimální zvlnění momentu. Při nepřesných časech komutace, dochází trhaným pohybům rotoru a proudovým nárazům, které mohou poškodit střídač. U BLDC není nutné určovat polohu kontinuálně, ale postačí stanovit 6 základních poloh rotoru, při kterých má docházet ke komutaci. V každé z těchto šesti poloh se napájí dané dvě fáze pulzně šířkově modulovaným signálem.

6.1 Řízení se senzory

V mnoha aplikacích je nutné použít BLDC motor se snímači polohy. Typické aplikace jsou přesné servopohony a také pohony, které je nutné řídit v nízkých otáčkách. Použitím senzorů je možné dosáhnout rychlejší dynamiky motoru. Zpravidla již bývá příslušný senzor integrován uvnitř motoru. Nejčastěji jsou používány Hallové snímače a absolutní enkodéry, jak na optickém i magnetickém principu.

6.1.1 Hallové snímače

Hallové snímače jsou nejčastěji používanými snímači polohy pro BLDC motory. Bývají umístěny na okrajích statoru v rozstupech 60° elektrických. Výstupem každého senzoru je binární informace udávající polaritu magnetu nacházející se v jeho blízkosti. Při použití standardně používaných 3 hallových snímačů máme celkem 8 stavů, z nich pouze 6 stavů může reálně nastat. Zřídka se můžeme setkat i s Hallovými senzory s analogovým výstupem, jenž výstupní signál je ve tvaru sinu či cosinu.

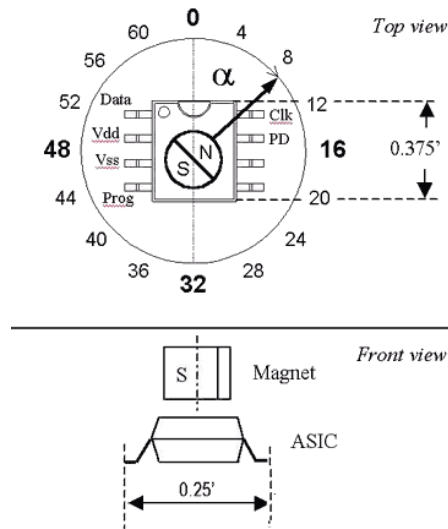


Obr. 10 Umístění Hallových snímačů v BLDC motoru

6.1.2 Absolutní enkodér

Dalším možným typem snímače je absolutní magnetický enkodér. Ten je velmi často integrován v jediném obvodu i s vyhodnocovacími obvody. Pouzdro obvodu se instaluje do víka na nezátížené straně hřídele. Výstup bývá analogový nebo častěji

digitální s rozlišením 8 – 14 bitů. Výhodou je snadná instalace, vysoké rozlišení a také nízká cena.



Obr. 11 Princip absolutního magnetického enkodéru (převzato z [10])

6.1.3 Princip

Jeden z nejjednodušších řídicích algoritmů se senzory spočívá ve snímání jedné ze šesti poloh rotoru pomocí senzorů a následné sepnutí tranzistorů střídače na základě komutační tabulky. Tato tabulka obsahuje pro každou polohu rotoru odpovídající stavy tranzistorů, jak je ukázáno v Tab. 3. Její sestavení spočívá v připojování předem daných polarit napětí na fáze a měření stavů Hallových sond. Z takto získaných dat je následně možné sestavení tabulky. Výhodou této metody je její jednoduchost, naopak limitující může být vyšší zvlnění momentu.

$\varphi_{el} [^\circ]$	Hallové senzory			Stavy tranzistorů						
	stav	A	B	C	T_{A+}	T_{A-}	T_{B+}	T_{B-}	T_{C+}	T_{C-}
0-60	1	1	1	0	0	1	0	0	1	0
60-120	2	1	0	0	0	1	1	0	0	0
120-180	3	1	0	1	0	0	1	0	0	1
180-240	4	0	0	1	1	0	0	0	0	1
240-300	5	0	1	1	1	0	0	1	0	0
300-360	6	0	1	1	0	0	0	1	1	0

Tab. 3 Komutační tabulka pro řízení (1- sepnut, 0- rozepnut)

Pro potřeby vyšší dynamiky motoru je výhodnější použití vektorového řízení, kterým zpravidla dosáhneme vyššího výkonu a preciznější řízení při rozběhu i brzdění. Hlavní nevýhodou tohoto typu řízení je vysoká náročnost výpočetního algoritmu. Princip se zakládá na myšlence neměnit pouze velikost fázových proudů, ale také jejich fází, pomocí kterých lze nastavovat moment motoru.

6.2 Bezsenzorové řízení [3]

Samotný princip bezsenzorového řízení je velmi podobný se zásadami řízení se senzory, s tím rozdílem, že není přímo k dispozici informace o poloze rotoru. Pozici, však musíme nepřímou odhadovat, typicky měřením veličin na fázích motoru. Většinou touto veličinou je napětí BEMF na fázích motoru. Zřídka se můžeme setkat i s aplikacemi využívající měření změny indukčnosti vinutí.

6.2.1 Řízení v otevřené smyčce (rozběh)

Jednou z možností řízení je nastavení střídavy PWM na základě aktuální rychlosti. Jedná se o řízení v otevřené smyčce, které je založené na známých parametrech motoru. Metoda také předpokládá časovou invarianci těchto parametrů. Cílem je dosáhnout dostatečné rychlosti rotoru pro možnost řízení pomocí metod založených na měření BEMF. Tato metoda je využívána výhradně pouze pro rozběh motoru, jelikož při něm může docházet k trhaným pohybům rotoru v důsledku špatného předstihu magnetického pole.

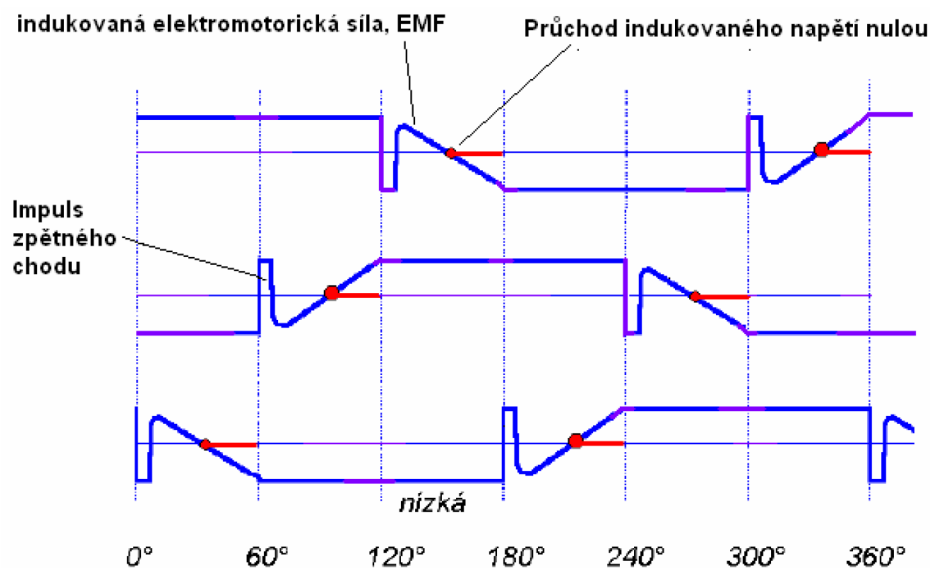
Pro dosažení hladkého chodu při rozběhu, musí být střída PWM signálu lineární funkcí rychlosti rotoru podle:

$$PWM(v) = C_0 + C_1 v \quad (22)$$

Od rychlosti rotoru musíme odvodit časy mezi jednotlivými komutacemi. Čili při zvyšujících se otáčkách se musí čas komutace snažit. Nejprve je ovšem nutné rotor zarovnat do výchozí polohy. To se provede připojením dvou fází na danou polaritu po krátkou dobu. Následně je aplikován PWM signál podle výše uvedeného vztahu. Jakmile je dosaženo potřebné rychlosti, dojde k přepnutí jiný algoritmus řízení. Zpravidla bývá tato rychlost udávána jako desetina maximální rychlosti motoru.

6.2.2 Řízení ve vysokých otáčkách

Na Obr. 12 je znázorněno napětí BEMF, které je měřeno vždy na nepřipojené fázi rotujícího motoru. V těchto signálech je obsažena informace o aktuální poloze rotoru. Celý soubor tří signálů můžeme rozdělit do šesti úseků po 60°, kdy jako dělicí body zvolíme průchody signálu nulou. Úkolem řídicí elektroniky je stanovit co možná nejpřesněji tyto body. Problém detekce je ještě stížen, jelikož po odpojení fáze vzniká napěťová špička opačné polarity, kterou musí řídicí elektronika ignorovat. Avšak správný okamžik komutace je ještě o 30° zpožděný po průchodu signálu nulou. Zajištění potřebného zpoždění si probereme v následujících podkapitolách.



Obr. 12 Průběh měřeného BEMF signálu (převzato z [13])

6.2.2.1 Metoda s pevným zpožděním

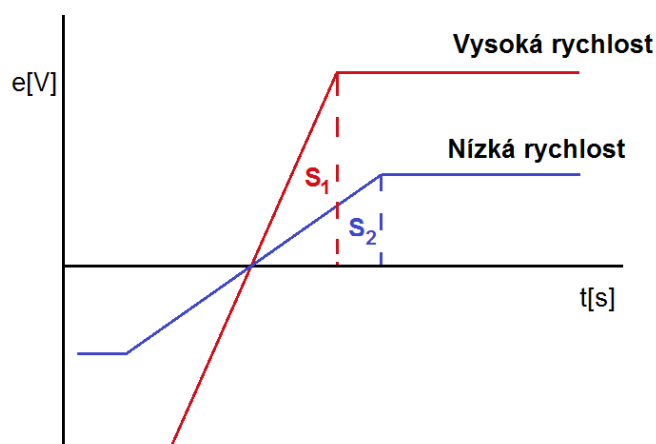
V nejjednodušších aplikacích je možné zpoždění 30° realizovat pomocí čítače. Eventuálně se můžeme setkat s řešením využívající ke zpoždění RC filtry. Typicky se tento postup používá u motorů řízených v konstantních otáčkách.

6.2.2.2 Metoda integrace indukovaného napětí

Lze dokázat, že plocha pod signálem BEMF je vždy konstantní pro různé rychlosti motoru. Tohoto poznatku můžeme využít, právě pro stanovení zpoždění 30° elektrických. Po průchodu signálu nulou začneme s jeho numerickou integrací. Jakmile integrátor dosáhne hodnoty stanovené konstanty, integrátor vynulujeme a provedeme komutaci. Zmíněný postup musíme aplikovat nezávisle pro všechny tři fáze. Velikost plochy, která zajistí zpoždění 30° elektrických si nyní vypočítáme. S použitím vztahů (15),(21) odvodíme, že:

$$S = \int_{t_1}^{t_2} e dt = \frac{1}{2} \lambda 30^\circ \quad (23)$$

Kde čas t_1 je bod průchodu signálu nulou a t_2 je časem komutace. Celkový pohled na situaci pro dvě různé rychlosti motoru je vyobrazen na Obr. 13. Na rozdíl od předchozí metody, zde je velikost zpoždění úměrná rychlosti motoru. Problémem této metody je konstanta λ , která udává otáčky motoru na jeden volt (KV) a je tedy závislá na typu použitého motoru.



Obr. 13 Průběh BEMF pro různé rychlosti (platí $S_1=S_2$)

6.2.2.3 Metoda integrace třetí harmonické

Lze dokázat, rozkladem do Fourierovy řady, že součtem všech tří napětí BEMF se navzájem sečtou každé třetí harmonické a všechny ostatní se vyruší, jak je vidět v následujícím vztahu.

$$e_{A,B,C} = e_A + e_B + e_C = 3E_3 \sin(3\varphi_{el}) + 3E_9 \sin(9\varphi_{el}) + \dots \quad (24)$$

Dále bude platit pro jednotlivé koeficienty Fourierovy řady E_n , že $E_3 \gg E_9$, proto provedeme zjednodušení:

$$3E_3 \sin(3\varphi_{el}) + 3E_9 \sin(9\varphi_{el}) + \dots \approx 3E_3 \sin(3\varphi_{el}) \quad (25)$$

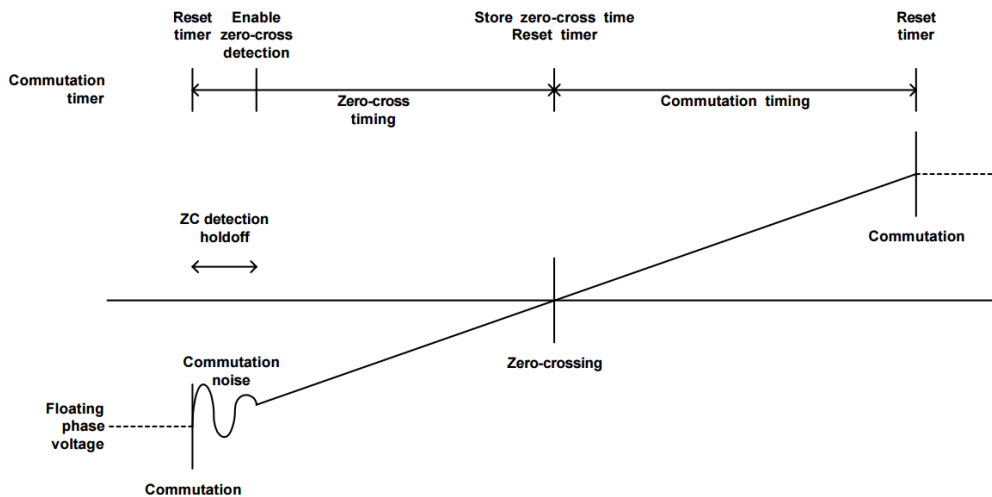
Výsledný průběh bude velmi podobný tvaru sinusoidy. Nyní srovnáme fázově tuto sinusoidu s požadovanými okamžiky komutace. Zjistíme, že komutace nastává v extrémech sinusoidy. To je pro nás nevýhodné, jelikož detekce maxim by byla problematická. Je výhodné tento problém převést detekci nulových bodů. To lze velmi snadno dosáhnout integrací signálu.

Nyní se nabízí otázka měření součtu jednotlivých signálů BEMF. Velmi obvyklé bývá měření poloviny napájecích napětí vůči středu vinutí N , vytvořeného pomocí 3 rezistorů shodných hodnot. Bohužel, tímto způsobem bývá signál velmi zašuměný a je ovlivněn i napěťovými špičkami při odpojení fází. Kromě toho je možné jednotlivé signály fází numericky sečíst v řídicím procesoru.

6.2.2.4 Metoda měření délky intervalu od poslední komutace [24]

Tento způsob je hojně využíván právě ke komutaci modelářských regulátorů. Princip zde spočívá v měření délky intervalu od doby poslední komutace do okamžiku detekce průchodu právě snímané fáze nulou. K měření zmíněného intervalu se nejčastěji používá vhodně nakonfigurovaný časovač. Z důvodů vysokého rušení těsně po poslední komutaci se začátek detekce průchodu signálu nulou zpožďuje, aby nedošlo k chybné detekci. Po detekci průchodu signálu nulou je vygenerován stejně dlouhý interval, jaký

byl změřen. Po uplynutí onoho intervalu dojde k další komutaci. Popsanou situaci nastiňuje Obr. 14. Vzhledem k vysoké robustnosti ve velkém rozmezí otáček a také jednoduchosti, patří tento algoritmus mezi nejčastěji využívané.



Obr. 14 Komutace pomocí měření intervalu od poslední komutace (převzato z [24])

7 IMPLEMENTACE ALGORITMŮ NA PLATFORMĚ COMPACTRIO

CompactRIO je vestavěný modulární řídicí a měřicí systém, které poskytuje možnosti Real-time řízení. Jeho základem je rám, v němž je integrované programovatelné pole FPGA. Rozhraní pro řízení daného systému je přes vyměnitelné moduly, které se zasouvají do rámu. Výrobce - firma Nation Instruments poskytuje celou řadu modulů od jednoduchých vstupně/výstupných binárních modulů až po vysokofrekvenční osciloskopické jednotky. Celý systém lze jednoduše programovat připojením přes ethernetový port v grafickém prostředí LabView.

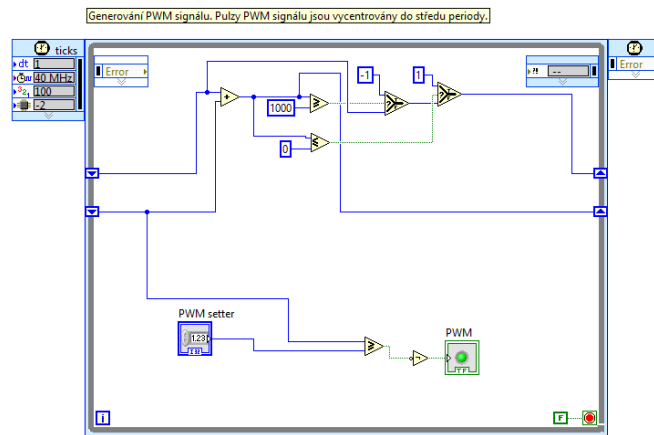


Obr. 15 Systém CompactRIO (převzato z [14])

Výše uvedený systém byl připojen k vývojnému kitu s BLDC motorem. Tento vývojový kit obsahuje 3-fázový střídač a všechny podpůrné obvody nezbytné pro chod motoru. Jsou zde integrovány i ochranné obvody, zabráňující přetížení motoru, případně poškození střídače. Celkově zapojení umožňuje ověřování výše uvedených algoritmů na reálném motoru.

7.1 Generování PWM signálu

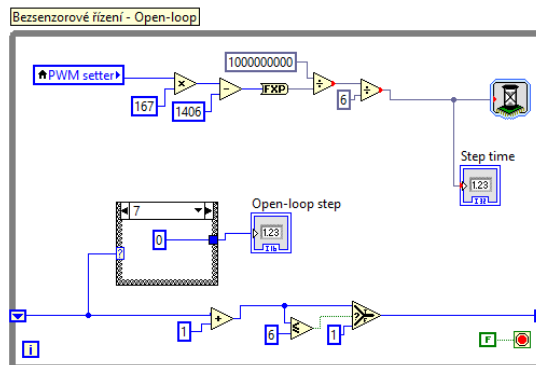
Základem pro řízení všech algoritmů je generování PWM signálu, které nám zajistí plynulou regulaci otáček. Jde o generování průběhu s pevnou frekvencí a proměnou střídou. Je výhodné, pro pozdější synchronizaci signálu s měřeními proudu, vycentrovat kladný pulz signálu vždy to středu jedné periody. To je možné docílit, pomocí reverzibilního čítače, který počítá impulzy do určené maximální hodnoty a poté zpět do nuly. Tímto vytvoříme trojúhelníkový průběh, který komparujeme s požadovanou střídou výstupního průběhu. Vytvořený generátor ilustruje Obr. 16.



Obr. 16 Generování PWM signálu vycentrovaného do středu periody

7.2 Start Motoru

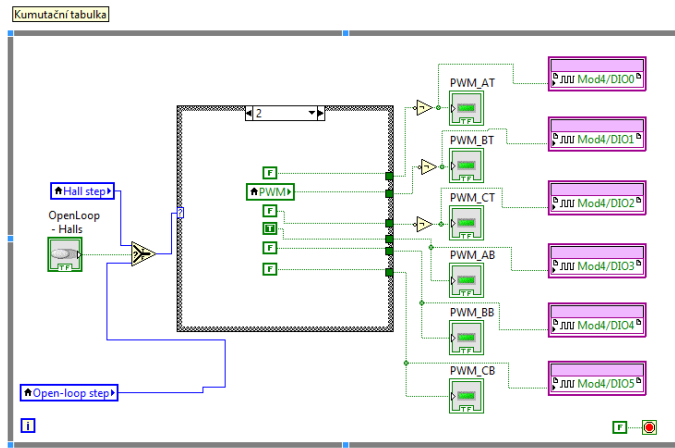
Start motoru zajišťuje navržená programovaná logika, podle které se jednotlivé komutační okamžiky vypočítávají na základě nastavené velikosti PWM, jak bylo popsáno v 6.2.1. Výpočet zpoždění mezi kroky komutace byl proveden podle vzorce s koeficienty, které byly vypočteny na základě měření s motorem řízeného pomocí halových sond.



Obr. 17 Programová smyčka pro start motoru

7.3 Komutace motoru

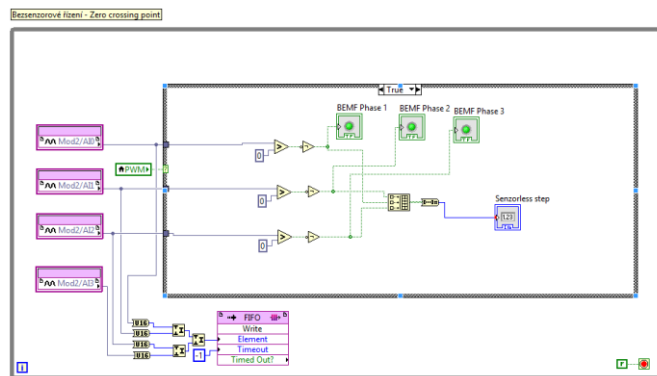
Komutační tabulka z Tab. 3 byla převedena to programové struktury switch-case. Jak již bylo popsáno, zde pro každou pozici rotoru je definován stav všech tranzistorů. Vygenerovaný PWM signál je vždy přiváděn na horní tranzistory střídače. Signály pro dolní tranzistory střídače musí být invertovány, protože to vyžadují vstupní piny střídače.



Obr. 18 Programová smyčka pro komutaci motoru

7.4 Měření a vyhodnocení BEMF

V této programové smyčce jsou signály BEMF vyhodnocovány. Pomocí struktury switch-case je měření synchronizováno s generovaným PWM signálem. Tyto signály jsou také posílány přes DMA kanál do vizualizace.



Obr. 19 Programová smyčka pro měření BEMF

8 NÁVRH HARDWARE

8.1 Výkonová část

Nezbytnou součástí každého regulátoru BLDC motoru je již několikrát zmiňovaný třífázový střídač. Tranzistory střídače spolu s jeho budiči tvoří výkonovou část regulátoru. Velmi časté bývá poškození či úplně zničení právě této části z důvodů přetěžování regulátoru případně připojení příliš vysokého napětí. Je proto nutné provést návrh dostatečně robustní, jelikož zničení byť jen jediného tranzistoru způsobí havárii kvadrokoptéry. Následující dvě podkapitoly, seznámí čtenáře s dimenzováním těchto součástek.

8.1.1 MOSFET

Správný výběr spínacích tranzistorů MOSFET je velmi důležitý, protože výrazně ovlivní velké množství parametrů regulátoru. Při výběrů tranzistorů bylo primárně pohlíženo na splnění následujících stanovených parametrů.

- napětí U_{DS} minimálně 21 V
- minimální odpor R_{DS}
- maximální proud I_{DS}
- malé pouzdro
- nízká kapacita Q_G

Minimální napětí U_{DS} 21 V vychází z požadavku napájet regulátor i 4-čláčkovým Li-Poly akumulátorem, který má v plně nabitém stavu napětí 16,8 V. Standardně se uvádí, že tranzistory MOSFET by měly být provozovány maximálně na 80% tohoto napětí, při zachování dlouhé životnosti. Klíčovým parametrem výběru je co možná nejnižší odpor v sepnutém stavu R_{DS} . Jeho velikost ovlivňuje výsledné ztrátové výkony na tranzistorech. Nízkou hodnotu tohoto odporu tedy zaručíme vysokou účinnost a nízké tepelné namáhání regulátoru.

Z velkého množství MOSFET tranzistorů byl nakonec vybrán typ IRF1324S-7PPbF od výrobce International Rectifier. Potvrdilo se, že nejdůležitějším parametrem výběru je odpor R_{DS} , jelikož ostatní parametry splňovalo velké množství tranzistorů různých výrobců. Právě vybraný tranzistor vyniká právě velmi nízkým odporem 0,8 m Ω , při splnění ostatních parametrů. Jeho vybrané parametry jsou shrnuty v Tab. 4. Uváděný proud $I_D=240$ A v tabulce musíme brát s dostatečnou rezervou, protože nejsme schopni zajistit dostatečné chlazení regulátoru. Typicky se uvádí, že tranzistory je možno bezpečně provozovat na pětinový až čtvrtinový zlomek jejich maximálního proudu.

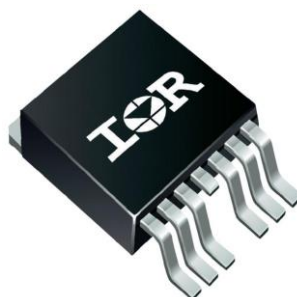
Označení	Hodnota	Popis
R_{DS} (typ)	0,8 m Ω	Typický odpor mezi Drain a Source v sepnutém stavu
I_D	240 A	Maximální stálý proud přes Drain
I_{DM}	1640 A	Maximální pulzní proud přes Drain
U_{DSS}	24 V	Maximální napětí mezi Drain a Source

Tab. 4 Vybrané parametry tranzistoru IRF1324S-7PPbF [23]

U vybraného tranzistoru jsme schopni vypočítat jeho maximální ztrátový výkon, při nejvyšším přípustném zatížení regulátoru 50 A.

$$P_T = R_{DS} \cdot I_{max}^2 = 0,8 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2 = 2 \text{ W} \quad (26)$$

V každé sekvenci komutace motoru jsou ve střídači sepnuty dva tranzistory, proto lze odhadnout výsledné tepelné ztráty na regulátoru na 4W. Nicméně nesmíme zapomenout na fakt, že při zahřívání odpor R_{DS} roste. Tepelné zatěžování regulátoru bude ve fázi testování změřeno a případně doplněn vhodně dimenzovaný chladič.



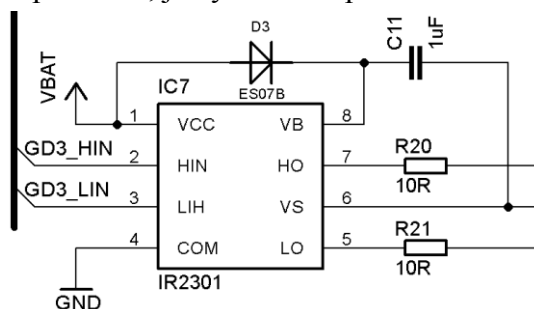
Obr. 20 Pouzdro tranzistoru IRF1324S-7PPbF

8.1.2 Budiče tranzistorů

V každé větvi střídače byly použity pouze tranzistory s vodivostním kanálem typu N. Tranzistory s kanálem typu P se používají v podobných aplikacích jen zřídka. Technologie výroby MOSFET totiž dovoluje výrobu tranzistorů s kanálem N s lepšími parametry, a to zejména co se týče jejich vnitřních odporů. Aby bylo možné tyto tranzistory vybudit, je výhodné použití integrovaných budičů⁷. Firma International Rectifier nabízí celou řadu budících obvodů pro tranzistory MOSFET, z níž byl vybrán obvod IR2301. Při detailnějším zkoumání vnitřního zapojení tohoto obvodu zjistíme, že v sobě obsahuje jednoduchou nábojovou pumpu. Na horní tranzistory větvi střídače musíme přivádět dostatečně vysoké napětí, které nám právě zajistí právě nábojová pumpa. K správné činnosti pumpy, byla připojena dioda D3 a kondenzátor C11. Tento kondenzátor musí mít dostatečně vysokou kapacitu s ohledem na frekvenci spínání tranzistorů, proto byla vybrána nejvyšší dostupná hodnota v dané velikosti součástky.

⁷ Anglicky nazývaných jako Gate Driver

Jednotlivé výstupy budičů jsou připojeny na Gate tranzistorů přes rezistory o odporu 10 Ω . Je nutno uvažovat nenulovou indukčnost mezi elektrodami Gate a Source tranzistorů, která může při neúměrně rychlém sepnutí tranzistorů zničit. Právě zmíněné rezistory zajistí omezení rychlosti sepnutí na přijatelnou mez. Správnost volby odporu těchto rezistorů je vhodné ověřit měřením na osciloskopu. Je-li při sepnutí viditelný překmit na elektrodě Gate, je nezbytné hodnotu odporu zvýšit. Naopak je-li náběh napětí příliš pomalý a bez překmitu, je výhodné odpor snížit.



Obr. 21 Zapojení budiče tranzistorů

8.2 Řídící a sensorická část

Celá řada komerčně vyráběných regulátorů pro kvadrokoptéry využívá jako řídicí prvek mikrokontrolér Atmega8 z rodiny AVR. Integrované periferie těchto mikrokontrolerů nabízejí jen dosti omezené možnosti a také zejména při regulaci ve vysokých otáčkách narážejí na výkonové limity. V této práci byl použit výkonnější 32bitový čip od firmy Freescale, s daleko propracovanějšími periferiemi. Také další zejména sensorické obvody, které budou v této kapitole popsány, nebývají ve standardní výbavě komerčních regulátorů. Jejich nasazení, však může snížit riziko poškození regulátoru.

8.2.1 Obvody napájení

K zajištění maximální přesnosti měření analogových veličen jsou napájecí obvody odděleny na část digitální a analogovou. První zmíněná část poskytuje napájení pouze řídicímu mikrokontroléru a indikačním LED diodám. Druhá analogová větev poskytuje napájení všem ostatním obvodům a také analogově digitálnímu převodníku integrovaném v řídicím mikrokontroléru.

Základem digitální větve je napěťový LDO regulátor LM293. Pro správnou funkci obvodu je nezbytné přivádět na vstup napětí v rozsahu 4,75 až 26V. Výstupní napětí 3,3V je možné zatížit maximálně proudem 500 mA. Všechny zmíněné parametry vyhovují požadavkům regulátoru. Podle doporučení výrobce byly připojeny filtrační kondenzátory C2, C3 a C15 na vstup a výstup LDO regulátoru.

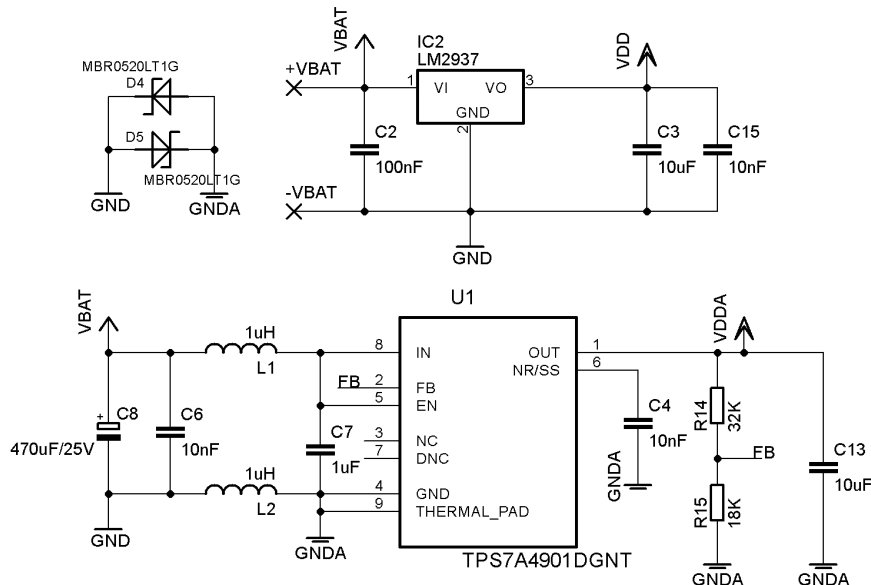
Celá analogová část je oddělena od digitální části pomocí tlumivek L1 a L2. Při jejich zapojení podle schématu, však hrozí vznik nebezpečného napětí mezi potenciály

GND a GNDA. Z toho důvodu byly přidány dvě antiparalelně zapojené Shocklyho diody D4 a D5, které napětí saturují na přijatelně vysokou hodnotu. Samotná analogová větev je napájena prostřednictvím speciálně navrženého obvodu TPS7A4901 určeného pro AD převodníky. Zde není výstupní napětí pevně dané, ale definované napětěovým děličem R14 a R15 vztahem (27). Hodnota R15=18 kΩ, byla zvolena z důvodů snadné postupnosti této součástky. Pro správnou činnost regulátoru je také nutné dodržet podmínku (28).

$$R_{14} = R_{15} \left(\frac{U_{výst}}{1,188} - 1 \right) = 18 \cdot 10^3 \left(\frac{3,3}{1,188} - 1 \right) = 32 \text{ k}\Omega \quad (27)$$

$$\frac{U_{výst}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{3,3}{32 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3} = 66 \cdot 10^{-6} > 5 \cdot 10^{-6} \quad (28)$$

Je nezbytné podotknout, že na rezistory napětěového děliče jsou kladeny vysoké nároky na toleranci jejich hodnoty. Byla zvolena tolerance rezistorů 0,1%, která zabezpečuje přesné napětí na výstupu obvodu. Z důvodů stability analogového číste byly dále přidány kondenzátory C4, C7 a C13, jejíž hodnota odpovídá požadavkům výrobce. Elektrolytický kondenzátor C8 potlačuje napětěové špičky na vstupu, které mohou vzniknout, díky indukčnosti dlouhého přívodního kabelu při spínání vysokých proudů. Na tento kondenzátor jsou kladeny vysoké nároky, proto byla zvolena nejvyšší dostupná kapacita s ohledem na jeho rozměry.



Obr. 22 Napájecí obvody

8.2.2 MCU a komunikační rozhraní

Jádrem regulátoru je řídicí mikrokontrolér MC56F82743 od firmy Freescale. Jde o speciálně navržený obvod pro řízení elektrických pohonů. Integruje v sobě 12bitový AD převodník pracující na principu postupné aproximace. Nabízí funkci přesné detekce průchodu signálu nulou, kterou lze velmi efektivně využít pro snímání BEMF. Jeho napájecí napětí je přiváděno na piny VDDA a VSSA a je odděleno od digitální části

obvodu. Referenční napětí převodníku je pevně nastaveno na hodnotu 3,3 V. Další jeho předností je propracovaný PWM generátor specificky určen pro buzení třífázových střídačů.

Na Obr. 23 můžeme vidět zapojení výše uvedeného mikrokontroléru. Napájení je zajištěno z dvojce napájecích větví, popsaných v předchozí kapitole. Kondenzátor C1, zapojený na vstupu VCAP potlačuje vf rušení AD převodníku. Jeho kapacita byla zvolena podle doporučení výrobce. Ke komunikaci regulátoru s řídicí deskou kvadroptéry byla vybrána sériová rozhraní I2C a UART. Prvně zmíněné rozhraní nabízí jen poloduplexní přenos dat, ale pomocí dvou vodičů můžeme adresovat i více regulátorů. Zato rozhraní UART poskytuje plně duplexní přenos dat, avšak pouze s jedním regulátorem. Obě tato rozhraní jsou vyvedeny na tři pinové konektory na okraji plošného spoje. Pro programování a ladění řídicího software bylo vyvedeno na další konektor rozhraní JTAG. Výrobce doporučuje zapojení pull-up rezistorů na piny RESETB a TMS o hodnotě 2,2 KΩ. Tyto rezistory jsou označeny ve schématu jako R12 a R13. Použitý programátor od firmy Freescale USB-TAP používá příliš rozměrný konektor JTAG, který je nevhodný v zapojení na regulátoru. Byla proto vytvořena redukce převádějící jednotlivé signály z malého konektoru umístěného regulátoru na konektor programátoru USB-TAP.

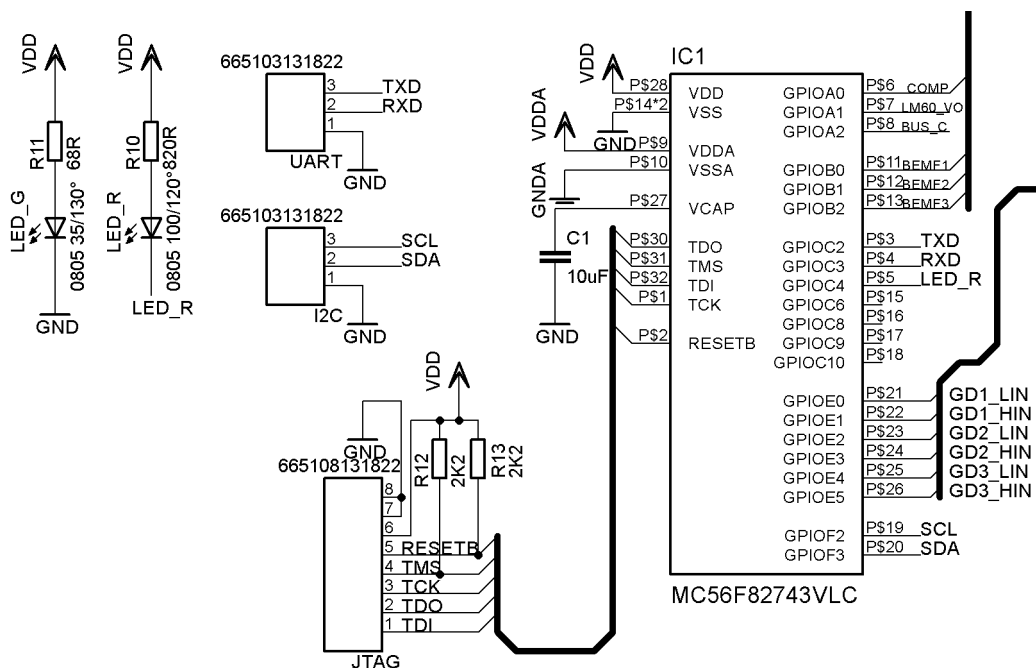
K indikaci stavů a k snadnému ladění programu byla přidána indikační LED dioda LED_R. Hodnota ochranného rezistoru R10 diody byla vypočtena následovně.

$$R_{10} = \frac{U_{VDD} - U_{LED_R}}{I_{LED_R}} = \frac{3,3 - 1,7}{2 \cdot 10^{-3}} = 800 \Omega \approx \mathbf{820 \Omega} \quad (29)$$

Druhá LED dioda LED_G indikuje připojené napájecí napětí na vstup regulátoru. Zde vypočteme ochranný odpor diody obdobně.

$$R_{11} = \frac{U_{VDD} - U_{LED_G}}{I_{LED_G}} = \frac{3,3 - 2}{20 \cdot 10^{-3}} = 65 \Omega \approx \mathbf{68 \Omega} \quad (30)$$

Celkový pohled na řídicí část regulátoru je ukázán na Obr. 23.



Obr. 23 Zapojení řídicího mikrokontroléru

8.2.3 Měření BEMF

Aby bylo možné měření BEMF signálu na každé fázi motoru, je nezbytná úprava jeho velikosti. Rozsah měřených hodnot integrovaného AD převodníku je odvozen od vstupních signálů VDDA a VSSA, v našem případě je tedy akceptován rozsah 0-3,3V. Maximální napětí indukované na jedné fázi je dané maximální velikostí napájecího napětí. Pro 4-článkový Li-Poly akumulátor činí maximální napětí 16,8V, musíme proto navrhnout odpovídající napěťový dělič. Celkový náhled na obvodové zapojení děliče je nastíněn na Obr. 24. Pro dělič platí:

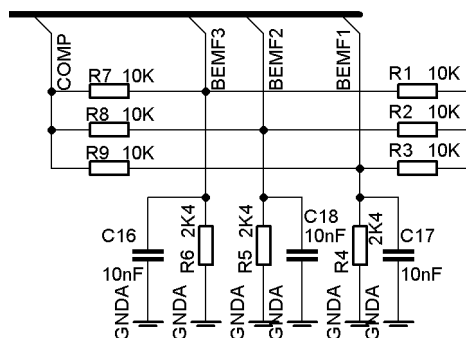
$$\frac{U_{BEMF1}}{U_{PHASE1}} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \quad (31)$$

Zvolíme $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ a dosadíme nejvyšší přípustné hodnoty U_{BEMF1}, U_{PHASE1} . Nyní můžeme dopočítat R_4 .

$$\frac{3,3}{16,8} = \frac{R_4}{R_4 + 10 \cdot 10^3} \rightarrow R_4 = 2444,4 \Omega \approx 2,4 \text{ k}\Omega \quad (32)$$

Z řady E24 zvolíme hodnotu 2K4 a pro zajištění přesného dělicího poměru pro všechny fáze vybereme rezistory s 1% tolerancí hodnoty. Jelikož má být měřeno napětí proti středu vynutí, které však není vyvedeno, musíme vytvořit virtuální střed. K tomu slouží rezistory R7-9, jejíž společný vodič přivedeme na další vstup AD převodníku. Vyhodnocovací program mikrokontroléru, pak musí zajistit výpočet rozdílu mezi napětím na fázi a virtuálním středem vinutí. Kondenzátory C16-18 potlačí vysokofrekvenční rušení. Jejich velikost však značně ovlivňuje zpoždění signálu a tím i správnou detekci průchodu signálu nulou. Pro první testování byla vybrána hodnota

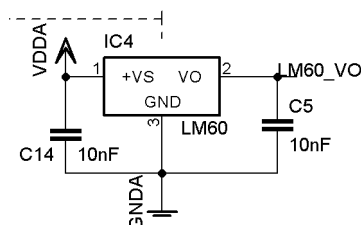
10nF. Velikost této kapacity v závislosti na správnosti detekce signálu, bude diskutována v závěru této práce.



Obr. 24 Obvod pro úpravu velikosti BEMF

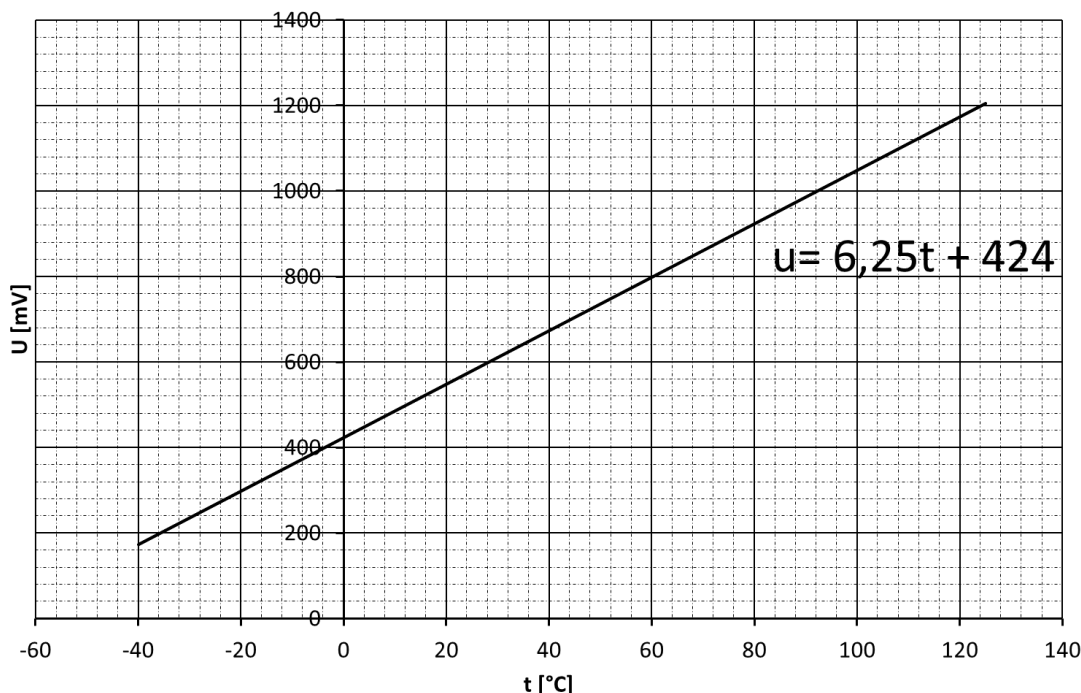
8.2.4 Snímání teploty

Aby nedošlo k tepelnému přetížení budících MOSFET tranzistorů, je na plošném spoji zapojen teplotní snímač LM60. Vysoká tepelná zátěž tranzistorů je velmi problematická, jelikož způsobuje nárůst jejich vnitřních odporů. Jde tedy o kladnou zpětnou vazbu a tím hrozí přehřátí regulátoru. Výše zmíněný snímač, byl vybrán z důvodů jeho malých rozměrů a také analogového výstupu, který lze bez doplňujících součástek zapojit přímo na vstup AD převodníku. V zapojení byly pouze přidány kondenzátory C14 a C5 pro potlačení vysokofrekvenčního rušení. Nižší přesnost a samo zahřívání obvodu zde nejsou limitujícími faktory, protože snímané teploty budou pouze porovnávány s pevně stanovenými hladinami teplot, které by regulátor neměl překročit.



Obr. 25 Obvod pro měření teploty

Teplotní rozsah snímače je od -40 do 125 °C. V tomto rozsahu je převodní charakteristika lineární, jak je naznačeno na Obr. 26. Při teplotě 0 °C má obvod nastaveno pevné předpětí 424 mV, proto je možné měřit i případné záporné hodnoty teplot.



Obr. 26 Převodní charakteristika obvodu LM60

8.2.5 Měření proudu

Jako další prvek, minimalizující riziko přetížení regulátoru, slouží snímač proudu DC BUSu postavený na integrovaném obvodu INA195. Tento obvod obsahuje integrovaný diferenční zesilovač, zesilující 100 krát, připojený na snímací bočník. Standardní zapojení tohoto bočníku je mezi kladné napětí a zátěž, avšak z důvodů úspory místa na DPS bylo zvoleno zapojení proti zemi. Tomu musela být i uzpůsobena polarita signálů Vin.

Vzhledem k vysokým proudům protékajícím BUSem, musíme vhodně dimenzovat velikost snímacího bočníku R_{22} i s ohledem na velikost snímaného napětí. Zvolíme maximální možný ztrátový výkon na bočníku $P_z=1$ W. Pro maximální možný proud pro regulátor $I_{max}=50$ A, pak vypočte velikost bočníku R_b následovně.

$$P_{max} = I_{max}^2 \cdot R_b \rightarrow R_b = \frac{P_{max}}{I_{max}^2} = \frac{0,5}{50^2} = \mathbf{400 \mu\Omega} \quad (33)$$

Nyní vypočte napětí při maximální proudu DC BUSu na výstupu obvodu INA195.

$$U_{max} = I_{max} \cdot R_b \cdot 100 = 50 \cdot 400 \cdot 10^{-6} \cdot 100 = \mathbf{2 V} \quad (34)$$

Vidíme, že výsledné napětí, které je přiváděno na vstup AD převodníku spadá do napěťové reference 3,3V. Zvyšování odporu bočníku by již nebylo vhodné, vzhledem k jeho vysokému ztrátovému výkonu. K vytvoření bočníku a o tak nízké hodnotě rezistence využijeme měděný vodič připájený na cestu plošného spoje. Uvážíme vodič o průřezu $S=0,5$ mm². Nyní vypočteme délku vodiče.

$$R_b = \rho_{cu} \frac{l}{S} \rightarrow l = \frac{R_b S}{\rho_{cu}} = \frac{400 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}}{1,68 \cdot 10^{-8}} = \mathbf{11 mm} \quad (35)$$

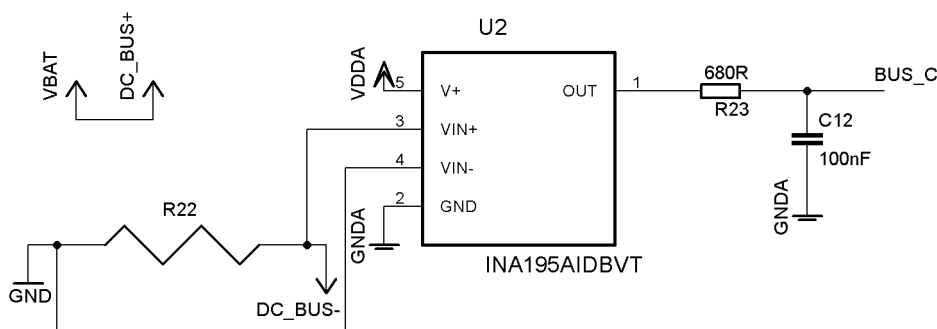
kde:	R_b	je odpor bočnicku	$[\Omega]$
	l	je délka vodiče	$[m]$
	S	je průřez vodiče	$[m^2]$
	ρ_{cu}	je rezistivita mědi	$[\Omega m]$

Návrh plošného spoje byl proveden s ohledem na výše uvedený výpočet. Odpor měděné cesty a cínové pájky lze zanedbat, jelikož je mnohem větší, nežli odpor měděného drátu. Výpočet bočnicku, avšak musíme brát pouze jako orientační, jeho přesná hodnota bude ověřena měřením.

Výstup proudového snímače je filtrován RC obvodem, tvořeného rezistorem R_{23} a kondenzátorem C_{12} . Zlomový kmitočet jeho frekvenční charakteristiky stanovíme dle následujícího vztahu.

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{23} C_{12}} = \frac{1}{2\pi \cdot 680 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = \mathbf{2340 \text{ Hz}} \quad (36)$$

Tento kmitočet byl zvolen z důvodu vyloučení nutnosti synchronizovat měření proudu s budícími signály tranzistorů.



Obr. 27 Měření proudu DC BUSu pomocí bočnicku

8.3 Návrh plošného spoje

S ohledem na cenu prototypu desky byl zvolen dvouvrstvý plošný spoj s prokovy. Vybraná výrobní technologie neumožňovala vytvoření desky se slepými a pohřbenými prokovy, tudíž by vyšší počet vrstev postrádal smysl. Navíc motiv bylo možné vytvořit i na pouhých dvou vrstvách.

Na návrh plošného spoje bylo kladeno několik kritérií. Základním požadavkem byly co možná nejmenší rozměry desky. Dále bylo vhodné, aby výkonové spoje na plošném spoji byly co nejkratší z důvodů tepelného zatěžování. Nebylo také možné vést výkonové spoje přes prokovy, z důvodů jejich omezeného proudového zatížení. Ukázalo se, že nejvýhodnější je vyčlenit jednu stranu desky pro výkonovou část a druhou na řídicí část. Rozměr desky byl pak definován velikostí pouzder výkonových tranzistorů a při jejich zachování není další zmenšení rozměrů prakticky možné.

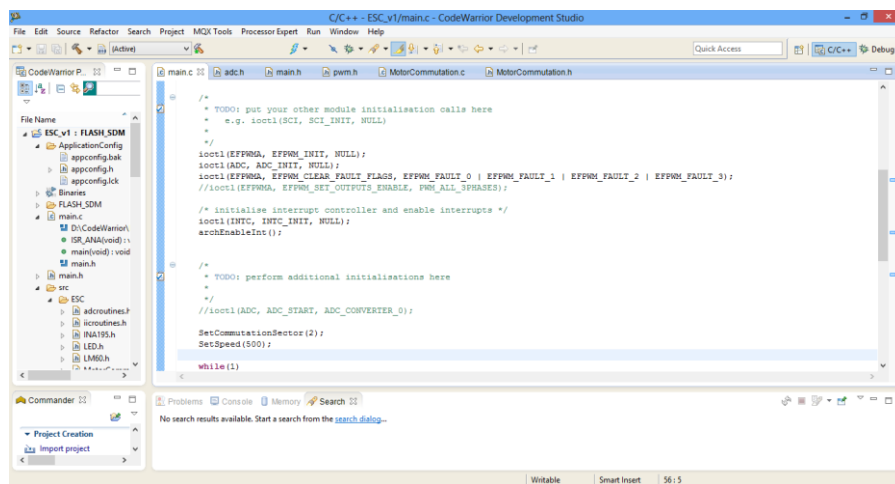
Samotné rozložení součástek na desce zhruba odpovídá rozdělení na jednotlivé části uvedené v předchozích podkapitolách. Zejména u výkonových tranzistorů, tím bylo dosaženo zkrácení cest na minimum. Do blízkosti tranzistorů byl umístěn teplotní snímač k dosažení co nejkratších časových konstant při proudění tepla. Celý motiv plošného spoje byl navrhnutý metodou spojovacích čar v návrhovém systému Eagle, kde u signálu GNDA bylo použito rozlévání mědi k dosažení lepšího stínění.

Dalším úskalím návrhu bylo zajištění kvalitního odvodu tepla z výkonových tranzistorů. Bohužel nebylo možné využít tepelné plošky tranzistorů, jelikož pod nimi byly vedeny cesty na plošném spoji. Jako řešení se nabízí použití plošného spoje s více vrstvami. Zde je však nutné si uvědomit, že výborní technologie by vyžadovala přinejmenším slepé prokovy. Náklady na výrobu takovéto desky by byly neúměrně vysoké, proto byla tato varianta zamítnuta a tepelné plošky jsou od desky izolovány. K odvodu tepla, tak slouží pouze silové cesty k elektrodám Gate a Source, vyztužené již zmíněnými měděnými vodiči a připájené cínovou pájkou.

9 POPIS SOFTWARE

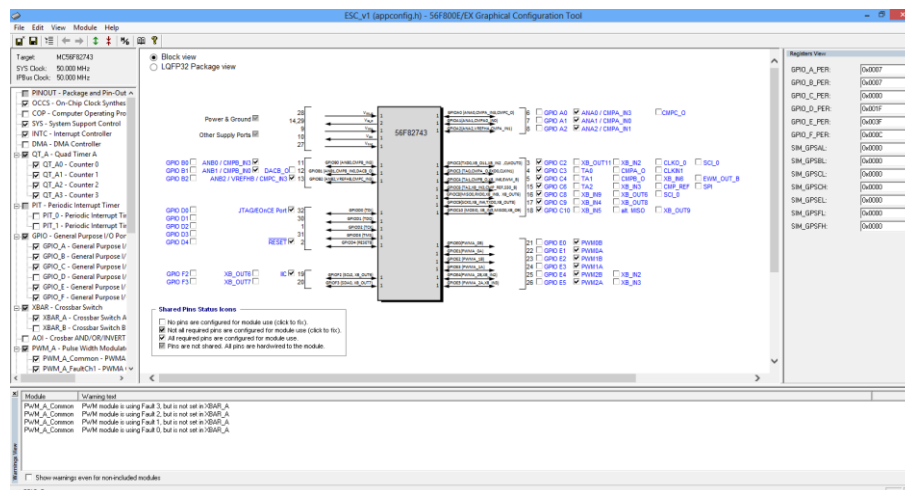
9.1 CodeWarrior

K vývoji software pro procesory firmy Freescale je hodně využíváno prostředí CodeWarrior. Jedná se o plně integrované vývojové prostředí, nabízející nespočet funkcí pro snadný vývoj aplikací. Prostředí integruje editor, kompilátor, linker a v neposlední řadě debugger. Hlavní výhodou prostředí je možnost propojení s použitým programátorem USB-TAP. To nám umožňuje ladění programů přímo na čipu. Dále lze do prostředí doinstalovat další přídavní moduly, pro ještě snadnější vývoj programů. Typickým příkladem takového modulu je v následující kapitole zmíněný Graphical Configuration Tool. Okno vývojového prostředí je ukázáno na Obr. 28.



9.2 Graphical Configuration Tool

Toto softwarové prostředí slouží pro základní konfiguraci obvodů pro velké množství čipů od firmy Freescale. Je založeno na jednotném grafickém aplikačním rozhraní. Prostředí umožňuje rychleji se seznámit a nakonfigurovat cílové zařízení. Uživatelé oprostí od nutnosti nastavovat jednotlivé řídicí registry periférií obvodu. V této aplikaci pouze stačí nastavit přes grafické rozhraní periférii a program vygeneruje příslušný zdrojový kód pro konfiguraci. Vygenerovaný kód je volán pomocí inicializačních funkcí v hlavní funkci *main*. Další výhodou aplikace je, že dokáže vyhledat potencionální chyby v nastavení periférií a upozornit na ně uživatele. Výsledný program se tak stává mnohem přehlednější a dobře čitelný pro programátory.



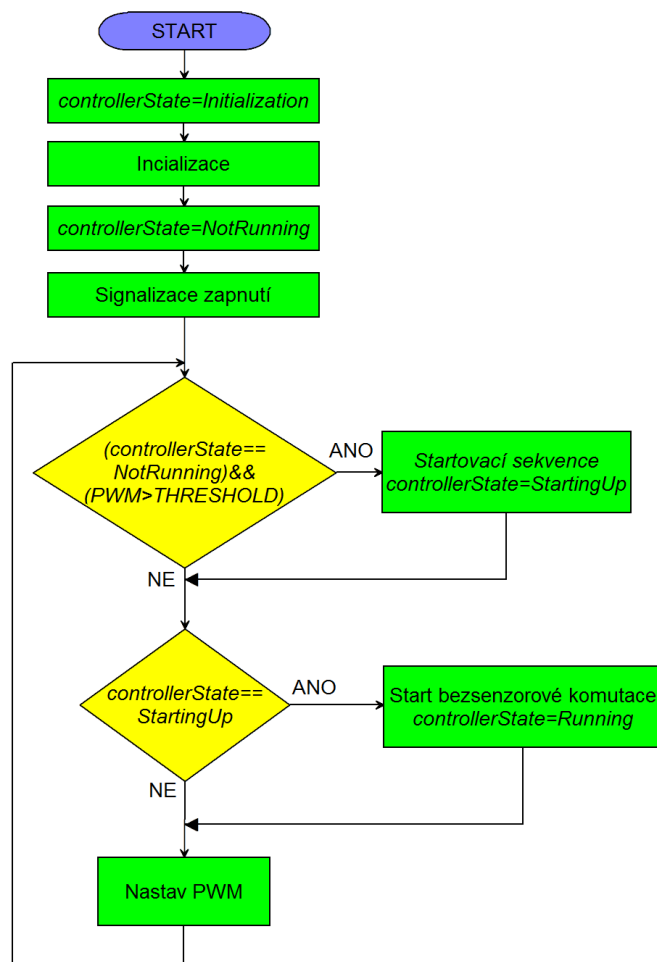
Obr. 29 Graphical Configuration Tool

9.3 FreeMASTER

Tento vývojový nástroj slouží ke sledování proměnných a různých stavů vestavěných systémů od firmy Freescale. Ovladače vložené do daného systému, periodicky posílají hodnoty proměnných přes vybrané rozhraní do počítače. V počítači jsou data zpracována a zobrazena uživateli. Grafická část aplikace v PC umožňuje řadu možností zobrazení načtených dat. Je podporováno i zobrazení do grafů, což je výhodné například pro sledování dat z AD převodníku. Je však možné zobrazovat pouze globální proměnné v programu. Při ladění programu byl tento nástroj použit pro sledování indukovaných napětí na fázích, která jsou klíčová pro stanovení správné doby komutace.

9.4 Funkce Main

Účelem hlavní smyčky programu je primárně pouze přepínání mezi jednotlivými stavy regulátoru. Všechny ostatní operace jsou vykonávány v rutinách přerušení od jednotlivých periférií. Celý program začíná ve stavu *Inicializacion*. Zde je realizována inicializace všech použitých periférií. Program také čeká na náběh napětí na analogové větvi. Dále je signalizováno zapnutí uživateli a regulátor přechází do stavu *NotRunning*. Připomeňme si, že bezsensorovou komutací nelze použít pro velmi nízké otáčky motoru. Z tohoto důvodu byl stanoven práh střidy PWM signálu. Až při jeho překročení se regulátor pokusí motor rozběhnout. Není-li zmíněný práh překročen, regulátor zůstává ve stavu *NotRunning*. K rozběhu motoru je nejprve zavolána startovací sekvence a regulátor se tím dostává do stavu *StartingUp*. Pak následuje spuštění bezsensorové komutace a nastává přechod na stav *Running*. Jestliže startovací sekvence nebyla úspěšná, bezsensorová komutace je ukončena a stav se vrací na *NotRunning* a celý cyklus se opakuje. V každém cyklu hlavní smyčky je také nastavena střída PWM signálu, která je načtena z globální proměnné. Popsaný postup přepínání mezi jednotlivými stavy je zobrazen na Obr. 30.



Obr. 30 Zjednodušený vývojový diagram funkce Main

9.5 Inicializace periférií mikrokontroléru

Na počátku hlavní funkce *main* je napsána sekvence příkazů sloužící k inicializaci všech využívaných periférií. Po provedení inicializace program vyčkává pevně stanovenou dobu na náběh napětí a inicializaci připojených obvodů.

Všechny periférie mikrokontroléru je možné konfigurovat a ovládat pomocí makra *ioctl* se třemi parametry. První parametr udává označení periférie (modulu), druhý jméno příkazu a poslední parametr příkazu. Tímto řešením je dosaženo částečné oprostění uživatele od jednotlivých řídicích registrů, což umožňuje lepší komfort při vývoji. Příklad použití makra pro inicializaci všech GPIO pinu je uveden níže. Parametry pro inicializaci jsou načteny ze souboru *appconfig.h*, který je spravován již zmíněným programem Graphical Configuration Tool.

```
//ioctl(Module_identififier, Command_name, Parameter );
ioctl(GPIO, GPIO_INIT_ALL, NULL);
```

9.6 Indikace stavů regulátoru

Správnou inicializací a chybové stavy regulátoru je výhodné indikovat uživateli, za účelem snadnějšího nalezení potenciálního problému. Hardwarové řešení regulátoru nabízí v zapojení pouze jedinou LED diodu pro indikaci. Umístění diody není příliš dobře viditelné uživateli, proto byla zvolena další metoda indikace pomocí připojeného motoru. Princip indikace pomocí motoru spočívá v přivedení signálu o frekvenci ve slyšitelném pásmu na vývody motoru. Motor se v důsledku přivedeného signálu rozkmitá a generuje tón v dané frekvenci. Změnou frekvence a také délky pulzů můžeme generovat zvuky různých tónů, které je možné velmi výhodně použít k indikaci stavů. Tónovou indikaci je možné použít, jen pokud je motor připojen a je v nečinném stavu. Proto byla v konečném řešení použita indikace LED diodou i pomocí generování tónů motorem.

Pro ovládání LED diody byla naprogramována trojice základních maker – zapnutí, vypnutí a přepnutí diody. Tyto makra již nepotřebují další parametry, jak je ukázáno v následující implementaci.

```
#define LED_R_SET ioctl(GPIO_C, GPIO_CLEAR_PIN, LED_R_BIT)
#define LED_R_CLEAR ioctl(GPIO_C, GPIO_SET_PIN, LED_R_BIT)
#define LED_R_TOGGGLE ioctl(GPIO_C, GPIO_TOGGGLE_PIN, LED_R_BIT)
```

Generování tónů pomocí motoru je značně komplikovanější. Rozhraní funkce pro generování tónů vypadá následovně.

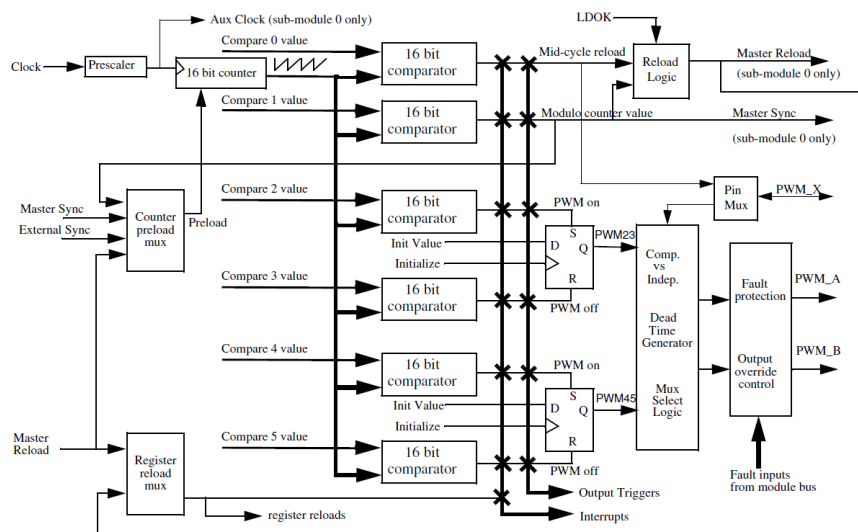
```
Beep(UInt16 cycles, UInt16 impulses, UInt16 ontime, UInt16 offtime);
```

Součtem časů zadaných v parametrech *ontime* a *offtime* definujeme periodu generovaného signálu, která by měla být v rozmezí 2 až 10 ms. Parametrem *impulses* určíme počet generovaných impulsů v čase *ontime*, což nám ovlivní výslednou barvu tónu. V posledním parametru *cycles* stanovíme počet generovaných period, čili délku generovaného tónu.

9.7 Generování PWM pro střídač

PWM generátor implementovaný v použitém mikrokontroléru je rozdělen do čtveřice submodulů. Každý z těchto submodulů může generovat dvojici PWM signálů a umožňuje nastavení všech režimů popsaných v kapitole 4.3. Zjednodušený blokový diagram PWM generátoru je zobrazen na Obr. 31. Generování zde vychází z 16-ti bitového čítače, který generuje pilovitý průběh. Hodinový signál pro čítač je přiveden ze systémových hodin přes konfigurovatelnou předděličku. Dále je pilovitý průběh veden na pětici komparátorů. Speciální význam má pro nás komparátor číslo 0, který je využit jako trigger k synchronizaci měření BEMF. Pro generování PWM jsou podstatné komparátory 2,3 a 4,5. Vždy dvojice těchto komparátorů je zapojena na jeden klopný

obvod typu D. První komparátor klopný obvod nastavuje, druhý resetuje. Na výstupech klopných obvodů tak vzniknou PWM signály, označované jako PWM23 a PWM45, přiváděné do dalších logických obvodů. Chceme-li použít komplementární režim, je pro nás důležitý pouze signál PWM23, ze kterého další logika vytvoří požadovanou dvojici signálu včetně možnosti nastavení Dead Time. V nezávislém režimu je signál PWM23 připojen na jeden výstup procesoru a PWM45 na druhý. Výstupní logika rovněž umožňuje připojení výstupů na logickou jedničku či nulu anebo použití takzvaného maskování, kdy se nachází výstup ve stavu vysoké impedance.



Obr. 31 Princip generování PWM signálu (převzato z [21])

V programovém řešení byl použit nezávislý režim generátoru. Byla vytvořena následující trojice základních maker pro ovládání každého tranzistoru ve střídači.

```
#define SET_OUTPUT(phase,side) ...
#define CLEAR_OUTPUT(phase,side)...
#define PWM_OUTPUT(phase,side)...
```

Jak již název maker napovídá, slouží k sepnutí tranzistoru, rozepnutí tranzistoru a také přivedení PWM signálu na tranzistor. Tato trojice maker je dostačující pro definování všech šesti stavu střídače v Six-step komutaci. Šířka PWM signálu je nastavována globálně pro všechny použité submoduly generátoru pomocí makra *SET_DUTY_CYCLE(val)*. Frekvence 20Khz PWM byla zvolena jako několikanásobek časové konstanty vinutí motoru. Také je vhodné tuto frekvenci nastavit mimo slyšitelné pásmo, aby motor negeneroval nežádoucí zvuky.

9.8 Detekce a vyhodnocení BEMF

Měření BEMF probíhá pomocí dvojice AD převodníků integrovaných v řídicím mikrokontroléru. Ty jsou nakonfigurované v paralelním režimu a spouštěné synchronně s PWM signálem. Při komutaci motoru je vždy mapována volná fáze na jeden AD

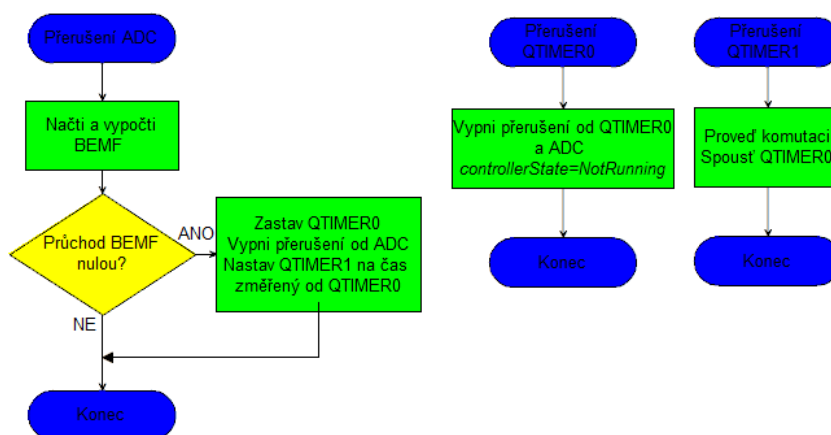
převodník a virtuální střed vinutí na druhý AD převodník. Díky paralelnímu režimu AD převodníků, tak probíhá měření ve stejný okamžik. Po dokončení převodu je vyvoláno přerušení, ve kterém jsou načteny oba změřené vzorky. Následně je napětí změřené na fázi odečteno od napětí na virtuálním středu, tím získáme napětí BEMF, pro které musíme stanovit okamžik průchodu nulou. Průchod nulou může být z kladného znaménka na záporné i naopak, to závisí aktuálním komutačním cyklu. Obecně můžeme komutační cykly rozdělit na liché a sudé a zjistíme, že v případě lichých cyklů dochází k průchodu BEMF v jednom směru a v sudých cyklech v druhém směru. Následující podmínka uvádí právě stanovení průchodu BEMF nulou.

```
if ( (BEMF>0) && (CommutationSector%2==0) || (BEMF<0) && (CommutationSector%2==1) )
```

Pro zajištění zpoždění dalších 30° elektrických po průchodu BEMF nulou byl vybrán algoritmus popsany v kapitole 6.2.2.4. Tento algoritmus je velice robustní a nezávislý na parametrech BLDC motoru. Pro účely algoritmu byly zvoleny dva časovače nakonfigurované následovně s odkazem na Obr. 14.

- QTIMER0 - tento časovač určuje interval od poslední komutace do doby průchodu BEMF nulou (Zero-cross timing).
- QTIMER1 - tento časovač zabezpečuje další zpoždění změřené pomocí předešlého časovače. (Commutation timing)

V době čítání QTIMER1 je přerušení od AD převodníku zakázané. Jakmile uběhne interval nastavený v tomto časovači, je vyvoláno další přerušení, ve kterém je provedena komutace. Po komutaci dochází ke spuštění přerušení od AD převodníku s určitým časovým zpožděním (Holdoff), jelikož těsně po okamžiku komutace dochází k výraznému rušení na vinutí motoru. Pokud není to určité doby detekován průchod BEMF nulou, bezsensorová komutace se zastaví (stav *NotRunning*) a střídač se nastaví do stavu volného otáčení motoru. Pro lepší pochopení jednotlivých operací při komutaci motoru byl celý algoritmus znázorněn ve vývojovém diagramu na Obr. 32.



Obr. 32 Zjednodušený vývojový diagram algoritmu komutace

9.9 Komutace

K stanovení 6 základních komutačních stavů byla napsána odpovídající funkce založena na struktuře Switch-Case. Parametrem funkce je hodnota odpovídající jednomu komutačnímu stavu. Dále je možné nastavit další stav, který odpovídá odpojení všech tranzistorů ve střídači. Použití této funkce zaručuje, že střídač nikdy nemůže být nastaven do zakázaného stavu. Zkrácená podoba této funkce je uvedena na následujících řádcích.

```

void SetCommutationSector(UInt8 sector)
{
    switch(sector)
    {
        case 0:    {
                    CLEAR_OUTPUT(0, 45);           //VDD
                    SET_OUTPUT(0, 23);
                    CLEAR_OUTPUT(1, 45);           //BEMF
                    CLEAR_OUTPUT(1, 23);
                    PWM_OUTPUT(2, 45);             //PWM
                    CLEAR_OUTPUT(2, 23);
                    break;
                }
        case 1:    {
                    CLEAR_OUTPUT(0, 45);           //VDD
                    SET_OUTPUT(0, 23);
                    PWM_OUTPUT(1, 45);             //PWM
                    CLEAR_OUTPUT(1, 23);
                    CLEAR_OUTPUT(2, 45);           //BEMF
                    CLEAR_OUTPUT(2, 23);
                    break;
                }
    }
}

```



```

        .
        default: {
            CLEAR_OUTPUT(0, 45);
            CLEAR_OUTPUT(0, 23);
            CLEAR_OUTPUT(1, 45);
            CLEAR_OUTPUT(1, 23);
            CLEAR_OUTPUT(2, 45);
            CLEAR_OUTPUT(2, 23);
            break;
        }
    }
}

```

Je vidět, že v každém ze stavů 0 až 5 je vždy fáze připojena na napájecí napětí (VDD), na další fázi je generuje PWM signál a na poslední ne měřeno BEMF. V sekci *default* jsou tranzistory rozepnuty a v důsledku toho se motor může volně otáčet. S použitým podmíněným překladem bylo naimplementováno unipolární spínání a to jak ve spínání horních tranzistorů (High Side PWM) i dolních tranzistorů (Low Side PWM).

9.10 Funkce pro start motoru

K realizaci prvotního rozběhu je na motor přivedeno několik komutačních cyklů s pevnými časy mezi jednotlivými komutacemi. Tyto časy jsou uloženy v tabulce a s přibývajícými cykly se zmenšují. Celý algoritmus je založen na smyčce *for*, kde je nejprve provedena komutace a v dalším kroku je s tabulky načteno zpoždění další komutace. Po celou dobu startovací sekvence je na motor přiváděno pevně stanovený PWM signál.

```

for (n=0; n<STARTUP_STEPS; n++)
{
    SetCommutationSector (CommutationSector++);
    Delay_ms (StartupTable[n]);

    if (CommutationSector>5)
        CommutationSector=0;
}

```

9.11 Komunikační rozhraní regulátoru

Z hardwarově implementovaných a vyvedených rozhraní bylo v konečném řešení použito pouze I²C. Rozhraní UART jsem nakonec shledal jako nepříliš vhodné kvůli jeho nízké rychlosti a možnosti připojení pouze jediného regulátoru na jedno rozhraní. Za to k I2C je možné připojení více obvodů k jedné sběrnici. Problém zde však nastává ve volbě slave adres. Pokud bychom chtěli k jedné sběrnici I²C připojit všechny čtyři regulátory v kvadroptéře, musí mít jednotlivé regulátory nastavené rozdílné slave adresy. Z tohoto důvodu musí mít každý regulátor příslušně modifikovaný firmware.

Nabízí se řešení definovat slave adresu hardwarově například pomocí jumperů. To však hardwarové řešení regulátoru nenabízí, jelikož by nejspíše znamenalo zvětšení rozměrů plošného spoje.

Nyní si popíšeme komunikační protokol regulátoru. Byla zvolena výchozí 7-mi bitová adresa regulátoru odpovídající znaku „A“ v ASCII kódu. Celá komunikace s master zařízením je postavena na čtveřici základních příkazů popsanych Tab. 5. Je-li z master zařízení odeslán jakýkoliv jiný příkaz, regulátor tento příkaz ignoruje.

Příkaz	Název příkazu	Popis
'P'	Nastavení výkonu (PWM)	Po přijetí příkazu regulátor očekává přijetí 16-ti bitové hodnoty, která udává výkon regulátoru. Nejprve musí být odeslán horní bajt a poté dolní bajt. Jsou povoleny pouze hodnoty v rozmezí 0 až 2500.
'C'	Požadavek na čtení proudu	Regulátor vrátí 8-mi bitovou hodnotu změřeného proudu DC BUSu. Hodnota je odeslána v ampérech.
'T'	Požadavek na čtení teploty	Regulátor vrátí 8-mi bitovou hodnotu změřené teploty regulátoru. Hodnota je odeslána ve stupních Celsia.
'S'	Požadavek na čtení Status reg.	Regulátor vrátí hodnotu Status registru (viz. Tab. 6).

Tab. 5 Seznam příkazů pro komunikaci s regulátorem

Aby mohl master jednoduše detekovat potencionální problémy v běhu regulátoru, byla v programu implementována speciální proměnná (Status registr) indikující možné chybové stavy. Jde o nežádoucí vysoké hodnoty proudu DC BUSu a teploty. K tomu byly v programu vytvořeny pro každou měřenou veličinu dvě pevně stanovené prahové hodnoty. Při překročení těchto prahových hodnot je vždy nastaven příslušný bit. Přehled jednotlivých bitů ve Status registru je uveden v Tab. 6. Horní čtyři bity nejsou využity a je z nich vždy čtena hodnota 0.

-	-	-	-	TC	TH	CC	CH
7	6	5	4	3	2	1	0

TC	Indikace překročení kritické teploty regulátoru.
TH	Indikace vysoké teploty regulátoru.
CC	Indikace překročení kritické hodnoty proudu DC BUSu
CH	Indikace vysokého proudu DC BUSu

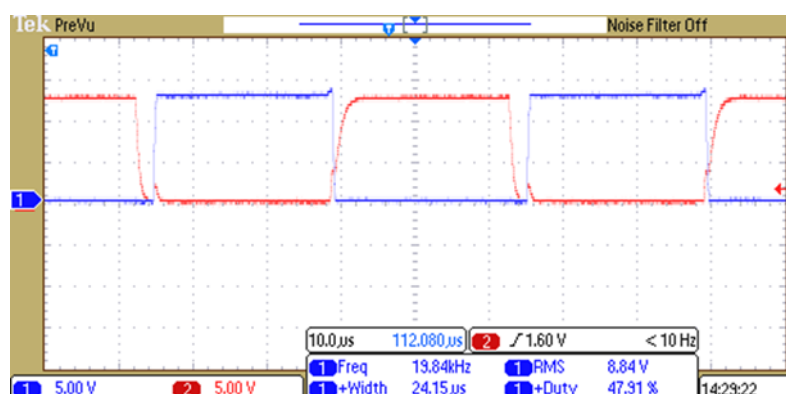
Tab. 6 Popis Status registru

10 NAMĚŘENÉ HODNOTY A LADĚNÍ

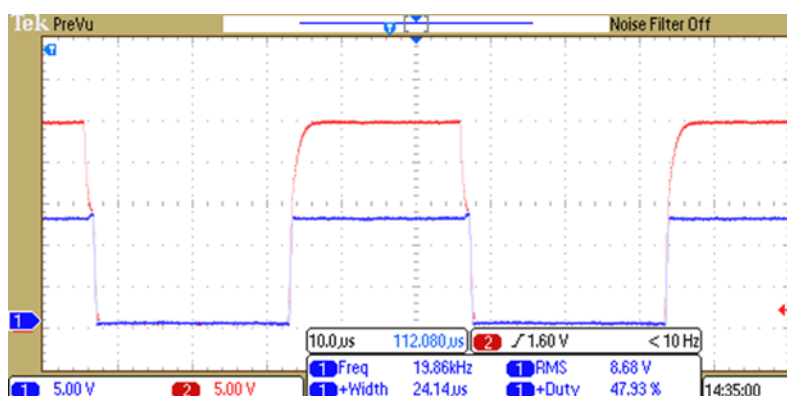
V této kapitole si krátce ukážeme některé zajímavé naměřené hodnoty při vývoji regulátoru. Také uvidíme jak tyto hodnoty vyhodnotit k optimalizaci běhu regulátoru.

10.1 Signály pro spínání tranzistorů ve střídači

Na obrázcích Obr. 33 a Obr. 34 vidíme průběhy na Gate tranzistorů (červený průběh) a napětí mezi tranzistory (modrý průběh) ve větvi střídače. Z těchto průběhů snadno odečteme časy spínání obou tranzistorů, pro optimální nastavení Dead-Time při komplementárním spínání. Čas sepnutí můžeme snížit volbou menší hodnoty rezistoru v Gate (viz. kapitola 8.1). Také si můžeme povšimnout dvojnásobného napětí na Gate při spínání horního tranzistoru pomocí nábojové pumpy integrované v budiči.



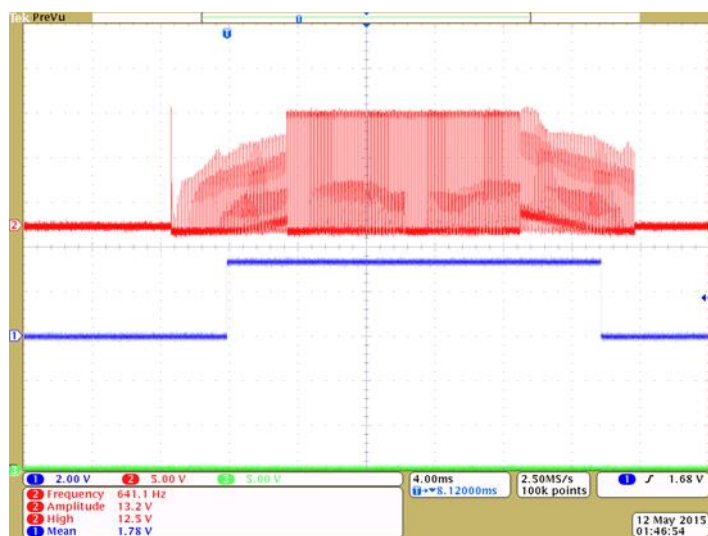
Obr. 33 Spínání dolního tranzistoru ve větvi střídače



Obr. 34 Spínání horního tranzistoru ve větvi střídače

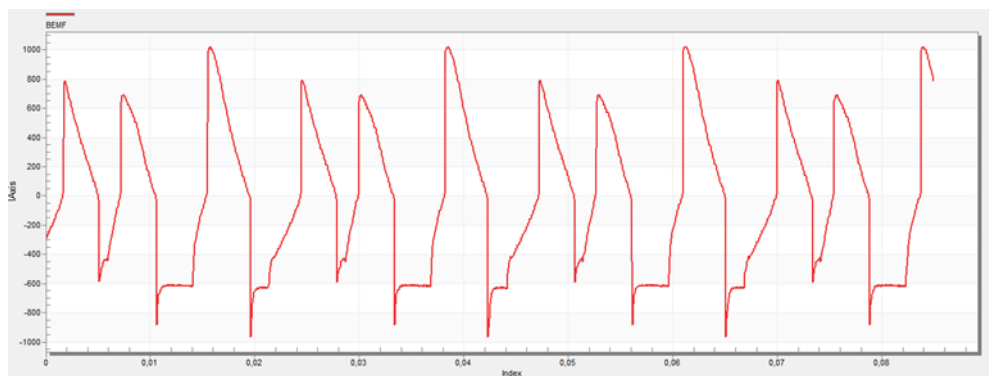
10.2 Měření BEMF

Nyní si ukážeme několik možností jak ladit detekci průchodu BEMF nulou pro různé typy spínání střídače. Vzhledem k tomu, že průchod nulou se vyhodnocuje na základě měření AD převodníku až v řídicím procesoru, je možné použít nevyužitý GPIO pin a na tomto pinu indikovat průchod nulou. Tato situace je vyobrazena na Obr. 35.



Obr. 35 detekce průchodu BEMF nulou pomocí signálu z GPIO pinu

Náběžná a sestupná hrana modrého průběhu v tomto obrázku stanovuje vyhodnocený okamžik průchodu nulou. Další možností je využít program FreeMASTER popsaný v kapitole 9.3. Ten mimo jiné umí zaznamenat balík změřených do paměti a ten odeslat do PC. Na Obr. 36 tak vidíme průběhy BEMF postupně přepínání na právě volné fázi motoru.



Obr. 36 Měření BEMF pomocí FreeMASTER

11 ZÁVĚR

V práci je shrnuta teorie řízení BLDC motoru, která je základem pro vývoj ESC regulátoru. Jednotlivé algoritmy byly testovány na platformě CompactRIO s reálným BLDC. Z testovaných algoritmů byla vybrána metoda měření intervalu od poslední komutace do doby průchodu signálu BEMF nulou.

Při návrhu hardware regulátoru bylo přistoupeno k několika kompromisům. Pro měření proudů DC BUSem bylo zvažováno použití obvodu s Hallovým senzorem. Vzhledem k velkým rozměrům těchto čipů, bylo pro finální řešení použito měření napětí na bočníku. I přes synchronizaci měření proudu s PWM signálem i v rámci komutačního cyklu, napětí na bočníku bylo zatíženo velkým šumem. Po číslicové filtraci proudu je přesnost dostatečná pro účely detekce přetěžování regulátoru. Vzhledem k malým rozměrům použitých součástek byla samotná konstrukce DPS náročná. Při testování hardwaru jsem nezjistil žádné zásadní chyby v návrhu. Dílčí problém vidím ve vyšším zahřívání LDO napěťového regulátoru při napájecím napětí nad 12V. Napěťový úbytek na regulátoru je pak velmi značný a je tedy namísto zvážit použití spínaného regulátoru. Zde však mohou nastat problémy s jeho velikostí na plošném spoji. Dále by bylo vhodné přidání pull-down rezistorů na vstupy budičů tranzistorů. Tím zaručíme, že není možné sepnutí horního i dolního tranzistoru ve větvi střídače, pokud je řídicí procesor v nečinnosti. Z pohledu bezsenzorové komutace se jeví jako zásadní volba kapacity filtračních kondenzátorů BEMF (C15-C18). Po řadě experimentování byla zvolena kapacita 47nF, která zajišťuje dostatečnou filtraci šumu a zároveň signál příliš nezpožďuje.

Při vývoji software se stala klíčová správná volba metody spínání tranzistorů a také správné detekce a vzorkování BEMF. Jako první jsem zkoušel bipolární spínání. Šum vznikající na vinutí byl však velký, že měření BEMF bylo velmi nepřesné. Proto jsem přistoupl k unipolárnímu spínání. Zde se stala velmi důležitá volba bodu synchronizace měření s PWM signálem. Po mnoha pokusech jsem dosáhl uspokojivých výsledků při synchronizaci do středu PWM signálu a spínání horních tranzistorů (High Side PWM). Tento princip synchronizace jsem otestoval na mnoha různých motorech a jevil se jako funkční. Je však nutné poznamenat, že při synchronizaci měření určuje kmitočet PWM také vzorkování BEMF. Při kmitočtu 20 kHz tím může vzniknout chyba stanovení doby průchodu BEMF nulou až 50 uS, což již může být kritické zejména ve vysokých otáčkách. Z tohoto důvodu také nebyla implementována Majoritní funkce popsaná v kapitole 4.4.1. Dále se stal problematický start motoru pomocí tabulky s pevně stanovenými časy komutace. Tento postup je možné odladit pro jeden konkrétní motor. Při přechodu na jiný motor se značně rozdílnými otáčkami na volt, není rozběh motoru spolehlivý. Bylo by tedy vhodné do budoucna promyslet jiný, více robustní

způsob rozběhu motoru. Dále vidím velké možnosti v aplikaci algoritmů pro redukcí zvlnění točivého momentu. Případně přidání metody brždění či regulace otáček motoru.

Výsledný regulátor jsem testoval na motoru i s vrtulí. Dosáhl jsem maximálního zatížení 30A při napájení 12V, pak již byl výkon vrtule v laboratorních podmínkách nebezpečný. Při tomto zatížení se regulátor začal zahřívat na cca 80°C. Pro vyšší výkony regulátoru by proto bylo optimální připevnění vhodného chladiče.

12 SEZNAM LITERATURY

- [1] KRIŽAN, J. Bezsenzorové řízení BLDC motoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2012. 70 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Robert Grepl, Ph.D.
- [2] Zbranek, P. Návrh řídicí desky pro BLDC motor. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 76 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Libor Veselý, Ph.D.
- [3] GAMAZO-REAL, José Carlos, Ernesto VÁZQUEZ-SÁNCHEZ a Jaime GÓMEZ-GIL. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. *Sensors* [online]. 2010, vol. 10, issue 7, s. 6901-6947 [cit. 2014-11-17]. DOI: 10.3390/s100706901. Dostupné z: <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC3231115/>
- [4] AVR493: Sensorless Commutation of Brushless DC Motor (BLDC) using AT90PWM3 and ATAVRMC100. ATMEL, 2006, 20 s. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc7658.pdf>
- [5] 3-Phase Sensorless BLDC Motor Control Using MC9S08MP16: Design Reference Manual. 2009. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM117.pdf
- [6] MC9S08MP16 Controller Daughter Board for BLDC/PMSM Motor Control Drive: Users Manual. 2009. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/LVBLDCMP16DBUM.pdf
- [7] 3-Phase BLDC/PMSM Low- Voltage Motor Control Drive: Users Manual. 2006. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/LVMCDBLDCPMSMUG.pdf
- [8] PAVELKA, Jiří. Elektrické pohony. Vyd. 1. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. 222 s. ISBN 978-80-01-03588-7. Skripta. FEL ČVUT.
- [9] SKALICKÝ, Jiří. Elektrické servopohony. 2. vyd. Brno: Vysoké učení technické, 2001. 86 s. ISBN 80-214-1978-4. Skripta. FEKT VUT.
- [10] An Ultraminiature Rotary Encoder: Based on Magnetic Microsystems Technology. [online]. [cit. 2014-12-30]. Dostupné z: <http://archives.sensorsmag.com/articles/0902/rotary/main.shtml>
- [11] VESELÝ, L. Algoritmy bezsnímačového řízení synchronního motoru s permanentními magnety. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 122s. Vedoucí disertační práce byl doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.
- [12] JamCopters. [online]. [cit. 2015-01-08]. Dostupné z: <http://www.jamcopters.cz/dji-f305-phantom-2-rc-set-kvadkoptery-2-4ghz-s-h3-2d-gi-p347>
- [13] ZDAŘIL, T. Regulátor otáček pro střídavé motory. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 63 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Zdeněk Kincl.
- [14] Increase System Performance with New CompactRIO Offerings. [online]. [cit. 2015-01-08]. Dostupné z: <http://www.ni.com/newsletter/50704/en/>

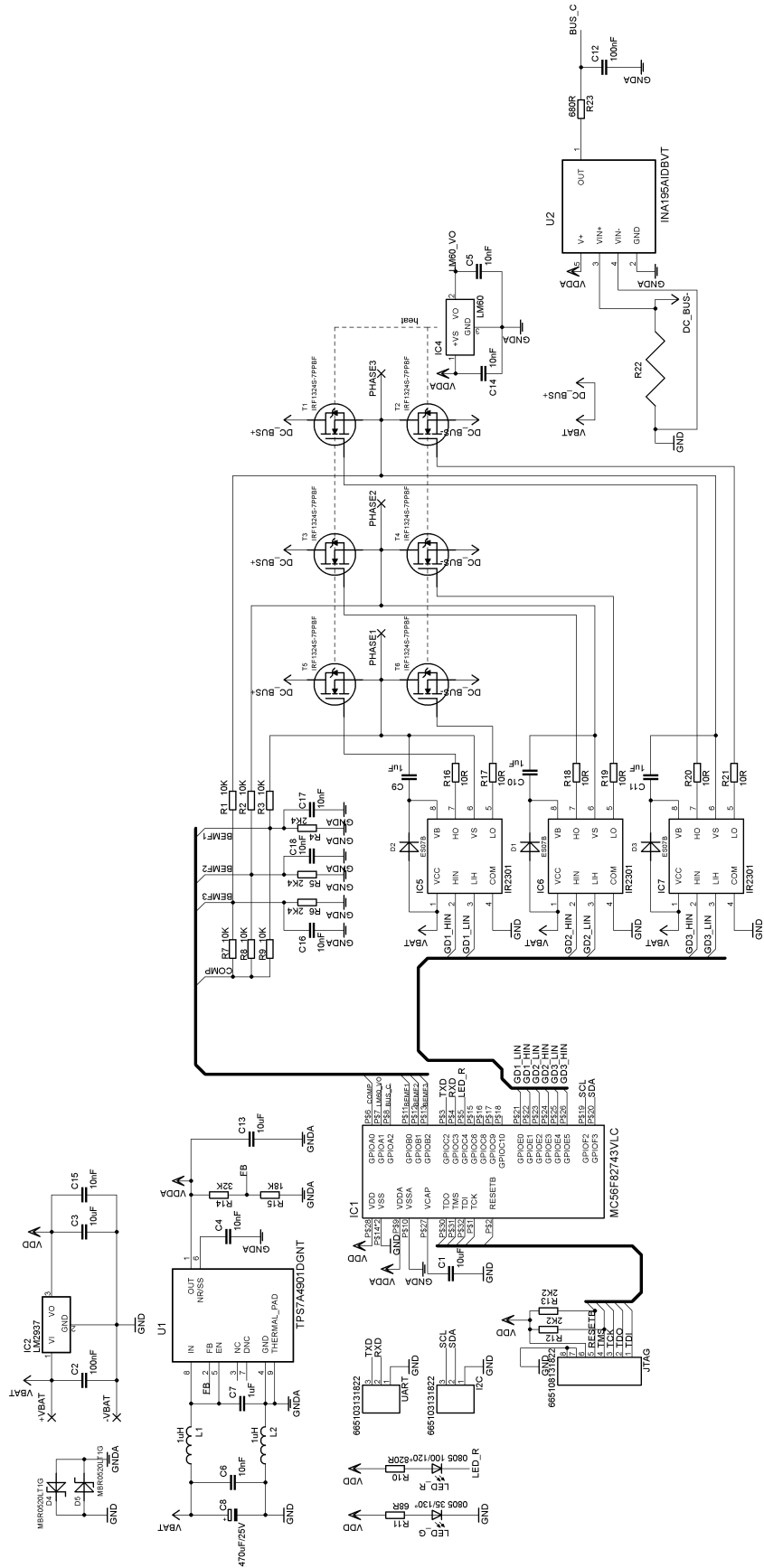
- [1 5] VLACH, Jaroslav, Josef HAVLÍČEK a Martin VLACH. Začínáme s LabVIEW. 1. vyd. Ilustrace Viktorie Vlachová. Praha: BEN - technická literatura, 2008, 247 s. ISBN 978-80-7300-245-9.
- [1 6] TEXAS INSTRUMENTS. TPS7A49: Vin 3V to 36V, 150mA, Ultra-Low Noise, High PSRR, Low-Dropout Linear Regulator. Dallas, 2014. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps7a49.pdf>
- [1 7] TEXAS INSTRUMENTS. LM60/LM60-Q1: 2.7V, SOT-23. Dallas, 2014. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm60.pdf>
- [1 8] TEXAS INSTRUMENTS. LM2937: 2.5-V and 3.3-V 400-mA and 500-mA Voltage Regulators. Dallas, 2014. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2937-3.3.pdf>
- [1 9] TEXAS INSTRUMENTS. INA19x: Current Shunt Monitor -16 V to +80 V Common-Mode Range. Dallas, 2014. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina194.pdf>
- [2 0] FREESCALE. MC56F827xx Reference Manual. 2013. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/ref_manual/MC56F827XXRM.pdf
- [2 1] FREESCALE. MC56F827XX Data Sheet. 2013. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/32bit/doc/data_sheet/MC56F827XXDS.pdf
- [2 2] INTERNATIONAL RECTIFIER. IR2301(S) & (PbF): HIGH AND LOW SIDE DRIVER. 2014. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2301.pdf>
- [2 3] INTERNATIONAL RECTIFIER. IRF1324S-7PPbF: HEXFET Power MOSFET. 2014. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1324s-7ppbf.pdf>
- [2 4] ATMEL. AVR444: Sensorless control of 3-phase brushless DC motors. 2005. Dostupné z: <http://www.atmel.com/images/doc8012.pdf>
- [2 5] MICROCHIP. Sensorless BLDC Control with Back-EMF Filtering Using a Majority Function. 2008. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01160b.pdf>
- [2 6] STMICROELECTRONICS. Sensorless bldc motor control and bemf sampling methods with ST7MS. 2007. Dostupné z: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00020086.pdf
- [2 7] Bldc motor controlling using arduino [online]. LAWRENCE, Matthew. 2015 [cit. 2015-05-16]. Dostupné z: <https://lawrencemattthew.wordpress.com/my-posts/bldc-motor-controlling-using-arduino/>
- [2 8] LEPKA, Jaroslav a Pavel GRASBLUM. Mikroprocesorová technika v aplikacích řízení elektrických pohonů [online]. [cit. 2015-05-17]. Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1106.pdf

13 SEZNAM PŘÍLOH

I	ESC dokumentace.....	58
I.I	Schéma.....	59
I.II	Deska plošného spoje.....	60
I.III	Fotografie.....	61
I.IV	Seznam součástí.....	62
II	Ostatní naměřené hodnoty.....	63
III	Obsah přiloženého CD.....	66

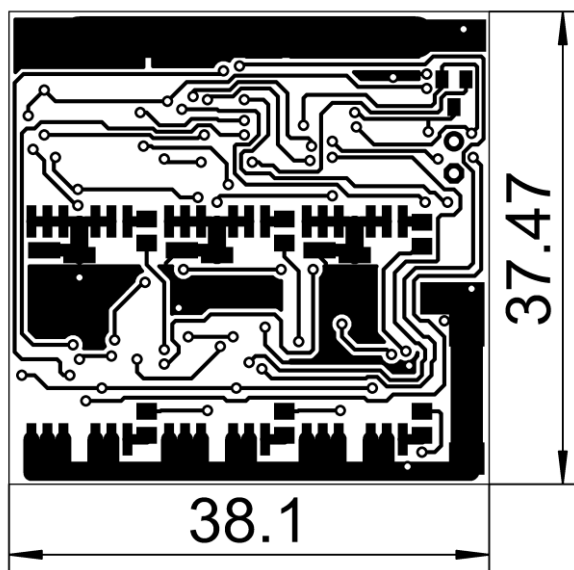
I ESC dokumentace

I.I Schéma

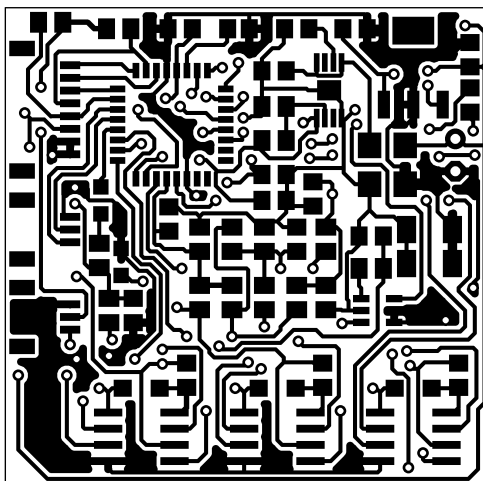


I.II Deska plošného spoje

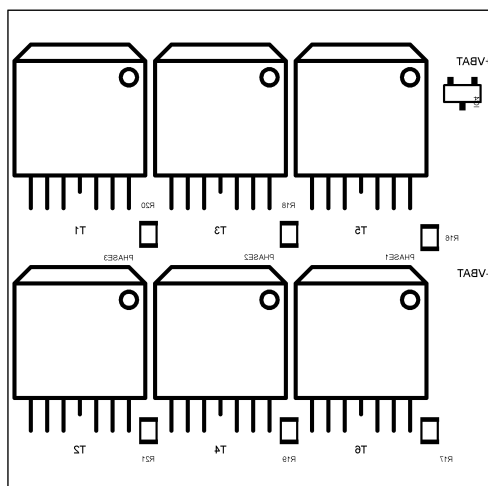
Plošný spoj ze stany Bottom (není v měřítku)



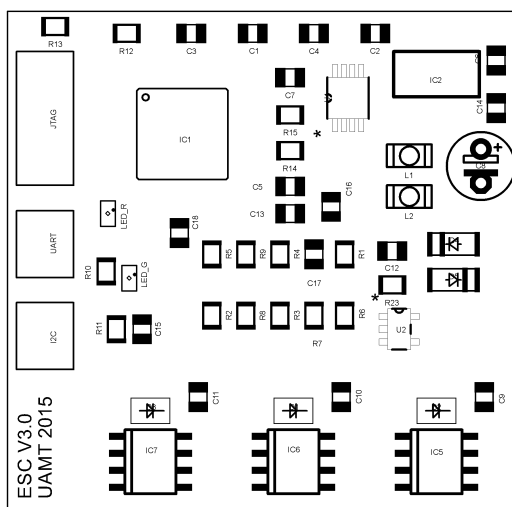
Plošný spoj ze stany TOP (není v měřítku)



Rozmístění součástek ze strany Bottom (není v měřítku)

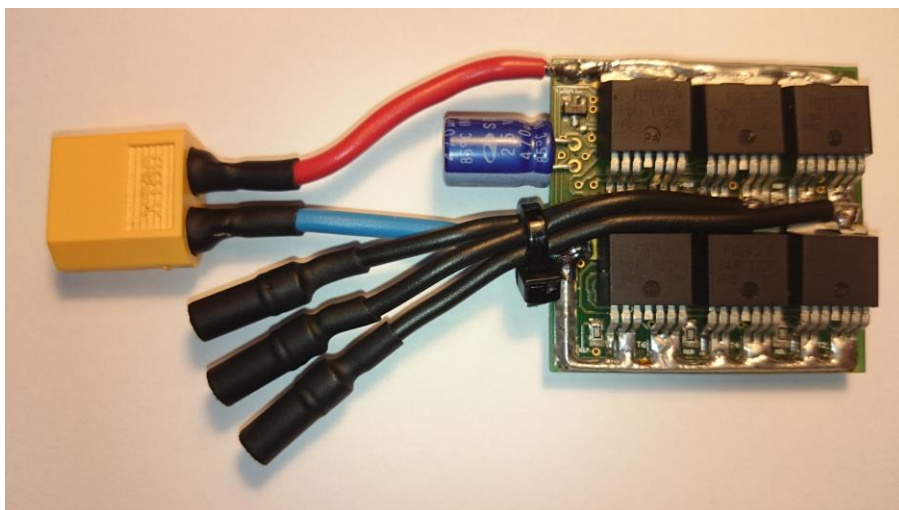


Rozmístění součástek ze strany Top (není v měřítku)

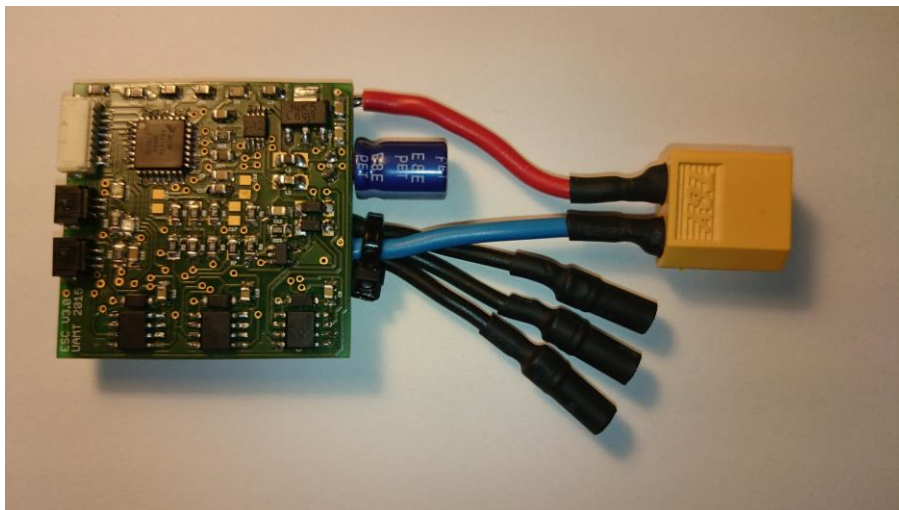


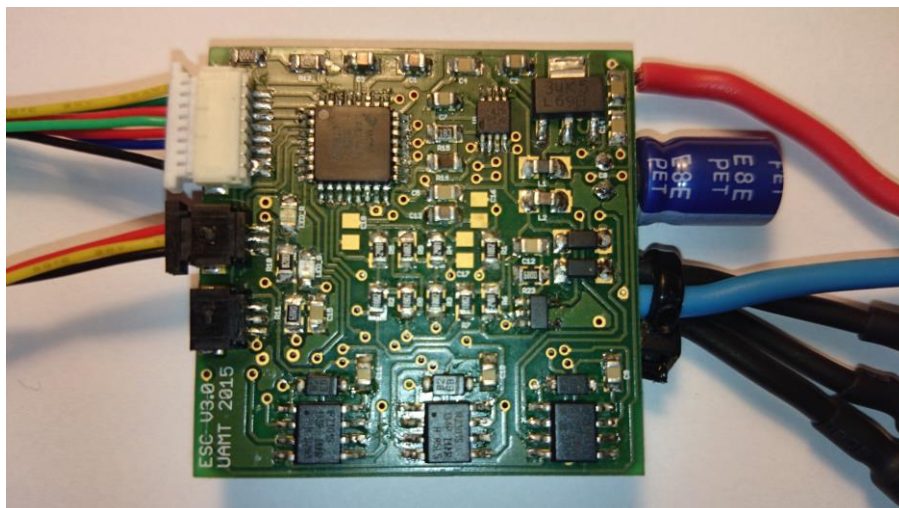
I.III Fotografie

Strana Bottom – výkonová část



Strana Top – řídicí část



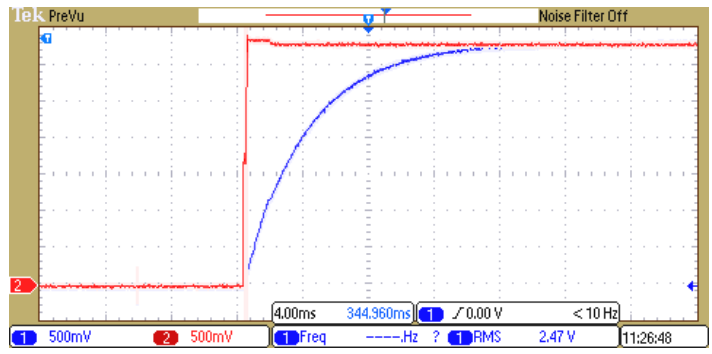


I.IV Seznam součástek

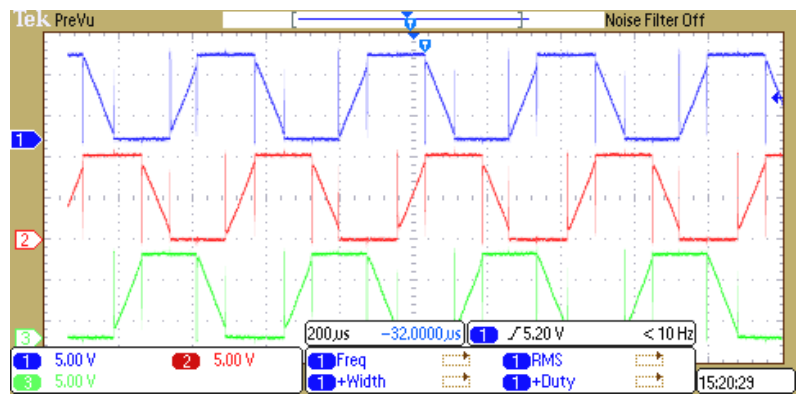
Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	10uF	0805	Keramický kondenzátor
C2	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C3	10uF	0805	Keramický kondenzátor
C4	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C5	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C6	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C7	1uF	0805	Keramický kondenzátor
C8	470uF/25V	E2,5-5	Elektrolytický kondenzátor
C9	1uF	0805	Keramický kondenzátor
C10	1uF	0805	Keramický kondenzátor
C11	1uF	0805	Keramický kondenzátor
C12	100nF	0805	Keramický kondenzátor
C13	10uF	0805	Keramický kondenzátor
C14	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C15	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C16	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C17	10nF	0805	Keramický kondenzátor
C18	10nF	0805	Keramický kondenzátor
D1	ES07B	ES07B	Dioda
D2	ES07B	ES07B	Dioda
D3	ES07B	ES07B	Dioda
D4	MBR0520LT1G	SOD-123 MINI-SMA	Schottkyho dioda
D5	MBR0520LT1G	SOD-123 MINI-SMA	Schottkyho dioda
I2C	665103131822	665103131822	Konektor
IC1	MC56F82743VLC	LQFP-32	Mikrokontrolér
IC2	LM2937	SOT223	LDO regulátor napětí

IC4	LM60	SOT23	Převodník teplota-napětí
IC5	IR2301	SO08	Gate driver
IC6	IR2301	SO08	Gate driver
IC7	IR2301	SO08	Gate driver
JTAG	665108131822	665108131822	Konektor
L1	1uH	0805	Tlumivka
L2	1uH	0805	Tlumivka
LED_G	35/130°	0805	LED dioda zelená
LED_R	100/120°	0805	LED dioda červená
R1	10K	0805	Rezistor
R2	10K	0805	Rezistor
R3	10K	0805	Rezistor
R4	2K4	0805	Rezistor
R5	2K4	0805	Rezistor
R6	2K4	0805	Rezistor
R7	10K	0805	Rezistor
R8	10K	0805	Rezistor
R9	10K	0805	Rezistor
R10	820R	0805	Rezistor
R11	68R	0805	Rezistor
R12	2K2	0805	Rezistor
R13	2K2	0805	Rezistor
R14	32K	0805	Rezistor
R15	18K	0805	Rezistor
R16	10R	0805	Rezistor
R17	10R	0805	Rezistor
R18	10R	0805	Rezistor
R19	10R	0805	Rezistor
R20	10R	0805	Rezistor
R21	10R	0805	Rezistor
R23	680R	0805	Rezistor
T1	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
T2	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
T3	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
T4	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
T5	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
T6	IRF1324S-7PPBF	D2PAK	MOSFET
U1	TPS7A4901DGNT	MSOP	Nízko šumový regulátor napětí
U2	INA195AIDBVT	SOT23	Snímač proudu
UART	665103131822	665103131822	Konektor

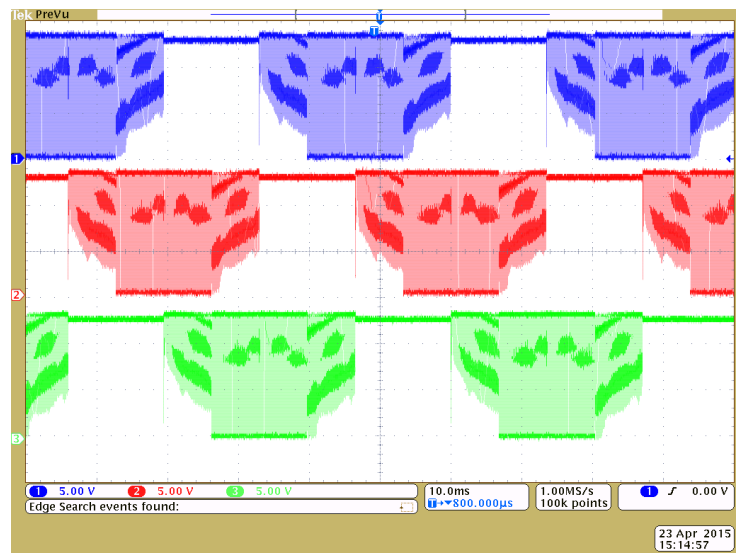
II Ostatní naměřené hodnoty



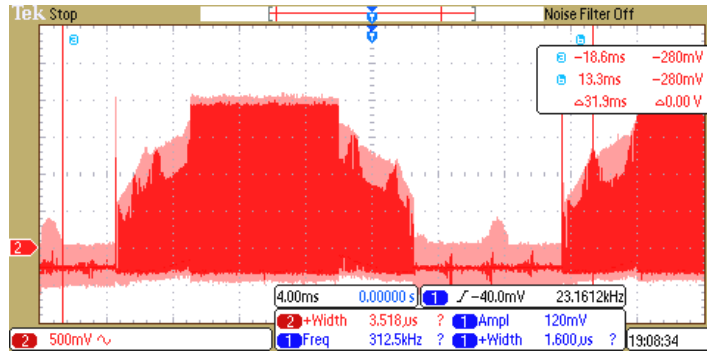
Náběh napětí při zapnutí na digitální (červený průběh) a analogové (modrý průběh) větvi regulátoru.



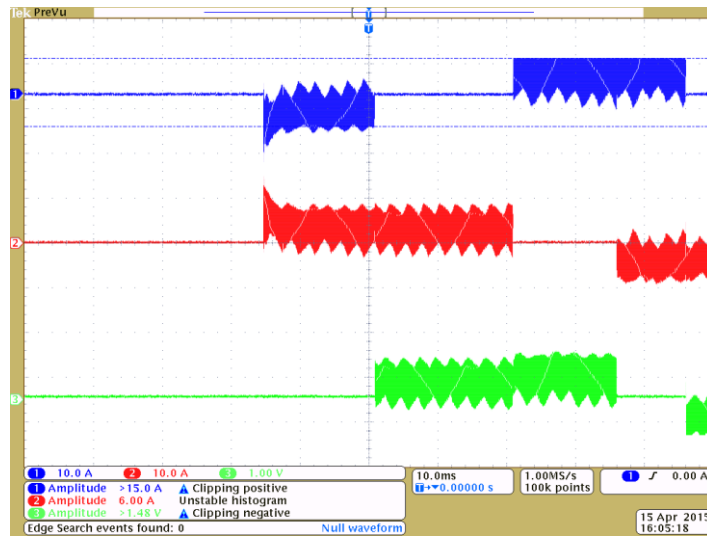
Napětí na fázích při 100% PWM.



Napětí na fázích při unipolárním Low Side PWM spínání.



Napětí na fázi motoru při unipolárním High Side PWM



Napětí na fázích při bipolárním spínání

III Obsah příloženého CD

CD: \Hardware

- Celkové schéma regulátoru, DPS, rozmístění součástek, seznam součástek.

CD: \Hardware\Eagle soubory

- Soubory .sch a .brd návrhu desky vytvořené v systému Eagle.

CD: \Hardware\Fotodokumentace

- Trojce obrázků hotového regulátoru.

CD: \Software

- Obsahuje firmware regulátoru.
- Soubor BLDC.pmp umožňuje zobrazení změřených hodnot pomocí FreeMaster

CD: \CompactRio

- Program pro CompactRio systém k testování algoritmů

CD: \Literatura

- Dokumentace k použitým obvodům.

CD: \elektronická verze DP

- Kompletní diplomová práce ve formátu pdf