

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
KATEDRA ELEKTRONIKY a INFORMAČNÍCH TECHNOLOGIÍ (KEI)

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Přestavba kolového robota

Autor práce: **Bc. Robert Hubáč**
Vedoucí práce: **Ing. Petr Weissar, Ph.D.**

2022

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2021/2022

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Robert HUBAČ**
Osobní číslo: **E20N0066P**
Studijní program: **N0714A060013 Elektronika a informační technologie**
Specializace: **Výkonová elektronika**
Téma práce: **Přestavba kolového robota**
Zadávající katedra: **Katedra výkonové elektroniky a strojů**

Zásady pro vypracování

Pro stávajícího kolového robota navrhnete a realizujete modul řízení motorů.

- Uvažujte nasazení BLDC motorů.
- Zvolte chovný způsob řízení a použitý mikrokontrolér.
- Zachovejte kompatibilitu stávajícího řešení po mechanické i řídicí stránce – nadřizená jednotka posílá pokyny po CAN sběrnici.

Rozsah diplomové práce: **40 – 60**
Rozsah grafických prací: **dle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **elektronická**

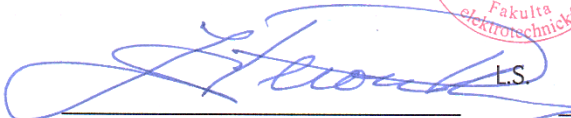
Seznam doporučené literatury:

3-phase Field Oriented Control [online]. [cit. 2021-04-17]. Dostupné z:
<https://www.st.com/en/applications/industrial-motor-control/3-phase-field-oriented-control-foc.html>.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Weissar, Ph.D.**
Katedra elektroniky a informačních technologií

Datum zadání diplomové práce: **8. října 2021**
Termín odevzdání diplomové práce: **26. května 2022**





Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan



Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 8. října 2021

Abstrakt

Diplomová práce se zabývá vektorovým řízením nízkonapětového bezkartáčového synchronního motoru s permanentními magnety. V práci je zdokumentován návrh hardware pro sensorové i bezsensorové řízení dvou motorů o výkonu 150 W do crawleru. Hardware přijímá informace o požadované rychlosti motoru z nadřazené jednotky přes sběrnici CAN.

Hardware je koncipován tak, aby byl rozšiřitelný především o softwarové a funkce a je osazen několika redundantními hardwarovými funkcemi. Z tohoto důvodu je navržen jako rozšiřující modul pro vývojovou desku STM Nucleo-64 F446RE. Záměrem bylo vytvořit modul kompatibilní se SW balíčkem STM MCSDK (Motor Control Software Development Kit) pro realizaci vektorového řízení. Po návrhu a osazení DPS byla oživena část HW obsahující střídač. V práci je též provedena identifikace parametrů motoru pro následnou konfiguraci řízení v aplikaci Motor Control Workbench z balíčku aplikací X-CUBE-MCSDK.

Klíčová slova

bezkartáčový motor, vektorové řízení, crawler, BLDC vs PMSM, STM MCSDK, návrh řízení bezkartáčového motoru

Abstract

The presented diploma thesis deals with vector control of a low-voltage brushless synchronous motor with permanent magnets. This work captures procedure of module for driving two 150 W motors in sensed or sensorless mode. Motors are used in crawler replacing previous equipped brushed motor type. Designed module receives required motor speed from the master unit over the CAN bus.

The hardware is designed to be expandable primarily by software means and several hardware redundant features are equipped as well. For expendability and easy debugging, presented hardware board is designed as an expansion module for the STM Nucleo-64 F446RE development board. The intention was to create a module compatible with the STM MCSDK (Motor Control Software Development Kit) software package for the implementation of vector control. After the design and installation of the PCB, the part of the HW containing the inverter was tested. The work also identifies motor parameters for subsequent control configuration in the Motor Control Workbench application included in the X-CUBE-MCSDK application package.

Key Words

brushless motor, vector control, crawler, BLDC vs PMSM, STM MCSDK, brushless motor control design

Poděkování

Tímto děkuji Ing. Petru Weissarovi, Ph.D. za vedení této diplomové práce a poskytnutí různého HW k testování funkcí pro řízení motorů a programování. Dále patří poděkování Ing. Kamilovi Kosturikovi, Ph.D. za poskytnutí vybavení k oživení navrženého hardware a objednávky potřebných součástek.

Obsah

Úvod.....	- 11 -
1 Představení kolového robota a jeho dosavadní stav	- 13 -
2 Bezkartáčový motor.....	- 14 -
2.1 Zařazení bezkartáčového motoru	- 15 -
2.2 Princip funkce a konstrukce bezkartáčového motoru	- 15 -
2.3 Porovnání BLDC s ostatními typy elektromotorů	- 18 -
2.3.1 Porovnání BLDC a BDC	- 18 -
2.3.2 Porovnání BLDC a PMSM	- 20 -
2.4 Matematický popis bezkartáčového motoru	- 22 -
3 Řízení bezkartáčového motoru	- 25 -
3.1 Clarkeové transformace $\alpha\beta$	- 26 -
3.2 Parkova transformace dq	- 27 -
3.3 Skalární a vektorové řízení.....	- 28 -
3.3.1 Skalární řízení	- 29 -
3.3.2 Vektorové řízení	- 34 -
3.4 Bezsenzorové řízení bezkartáčového motoru.....	- 35 -
4 Přehled existujícího HW pro řízení BL motorů	- 37 -
5 Určení parametrů bezkartáčového motoru	- 39 -
6 Návrh HW pro řízení bezkartáčových motorů	- 44 -
6.1 Výběr součástek a dimenzování	- 45 -
6.1.1 Výběr mikrokontroleru	- 45 -
6.1.2 Výběr tranzistorů pro střídač	- 48 -
6.1.3 Výběr budiče tranzistorů.....	- 53 -
6.1.4 Výběr snímacího rezistoru proudu.....	- 59 -
6.1.5 Výběr zesilovače snímaného proudu	- 60 -
6.1.6 Dimenzování napájení pro vybrané komponenty	- 61 -
6.2 Schémata zapojení a navržená DPS	- 63 -
6.2.1 Vstupní a výstupní konektory	- 66 -
6.2.2 Propojení navrženého modulu s mikrokontrolerem.....	- 69 -

6.2.3	Napájení komponent	- 69 -
6.2.4	Třífázový střídač	- 70 -
6.2.5	Budič tranzistorů	- 73 -
6.2.6	Měření proudu a nadproudová ochrana	- 74 -
6.2.7	Úprava zpětnovazebních signálů	- 74 -
6.2.8	CAN kontrolér	- 76 -
6.2.9	Snímání teploty tranzistorů a motoru	- 76 -
6.3	Uspořádání HW v crawleru	- 77 -
6.4	Oživení DPS	- 79 -
7	Použitý SW pro vektorové řízení	- 81 -
	Zhodnocení a závěr	- 83 -
	Literatura	- 85 -
	Seznam Obrázků	- 92 -
	Přílohy	
	Příloha A	I
	Příloha B	II
	Příloha C	III

Seznam symbolů a zkratek

Značka	Popisek
$\alpha\beta$	Stojící ortogonální souřadný systém
μC	Microcontroller
abc	Souřadný systém tří fázových veličin
AD	AnalogDigital
ADC	Analog to Digital Converter
ASM	Asynchronní motor
BDC	Brushed Direct Current
BEMF	Back ElectroMotive Force
BKIN	Brake Input
BL	BrushLess
BLAC	Brushless Alternating Current
BLDC	BrushLess Direct Current
BOM	Bill Of Material
BPMS	Brushless Permanent Magnet Synchronous
CAN	Controller Area Network
CSA	Current Sense Amplifier
DC	Direct Current
DC-Link	Stejnoseměrný meziobvod
DPS	Deska plošných spojů
DPS	Deska plošných spojů
dq	Rotující ortogonální souřadný systém
DSC	Direct Self Control
DTC	Direct Torque Control
ECM	Electronically Commutated Motor
EMI	Electromagnetic Interference
ESC	Electronic Speed Controller
EVM	Evaluation Module
FOC	Field Oriented Control
FOC	Field Oriented Control
GPIO	General Purpose Input Output
HW	Hardware
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Induction Machine
IPMSM	Interior PMSM
JST	Japan Solderless Terminals (společnost)
KV	Konstanta udávající počet ot/min na volt
LDO	Low Dropout regulátor, Lineární regulátor
Li-Po	Lithium-Polymer
MCSDK	Motor Control Software Development Kit
NTC	Negative Temperature Coefficient
NTC	Negative Temperature Coefficient
p, pp	počet pólů/párů
PC	Personal Computer
PI	Proporčně integrační
PM	Permanent Magnet
PMASynRM	Permanent Magnet Assisted SynRM
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine

Značka	Popisek
PWM	Pulse Width Modulation
RC	Radio Controlled
SDK	Software Development Kit
SGD	Smart Gate Drive
SMD	Surface Mount Device
SPI	Seriál Peripheral Interface
SPMSM	Surface magnet PSMSM
SPWM	Sine PWM
SRM	Synchronní reluktanční motor
SV	Space Vector
SVM	Space Vector Modulation
SVPWM	Space Vector PWM
SW	Software
SynRM	Synchronous Reluctance Motor
UVLO	UnderVoltage LockOut

Úvod

Původní stejnosměrné motory jsou nahrazovány bezkartáčovými motory, které dosahují vyšší výkonové hustoty, lepší účinnosti a netrpí nedostatky způsobenými mechanickým komutátorem stejnosměrného motoru. Jediná nevýhoda bezkartáčového motoru je ve složitějším řídicím systému. Tato nevýhoda je dnes již z velké míry odbourána existencí širokého portfolia integrovaných obvodů s různým stupněm integrace a širokou paletou vlastností, které umožňují splnění požadavků v dané aplikaci. Mimo moderní integrované obvody se objevují v nabídce výrobců i softwarové nástroje pro řízení motoru, které jsou postupně vylepšovány a doplňovány o nové funkce.

Tato diplomová práce se zabývá přestavbou kolového robota (crawleru). Cílem je navrhnout hardware obsluhující řízení dvou bezkartáčových motorů dle instrukcí přijímaných po CAN sběrnici z nadřazené jednotky. Z důvodu možné návaznosti na tuto práci (zejména z hlediska programování, ale i možnosti opravy některých nedostatků) byl kladen důraz na jednoznačnost a přehlednost dokumentace. Hardware v této práci je vytvořen tak, aby byl kompatibilní s balíčkem aplikací a knihoven (MCSDK – Motor Control Software Development Kit) od ST Microelectronics.

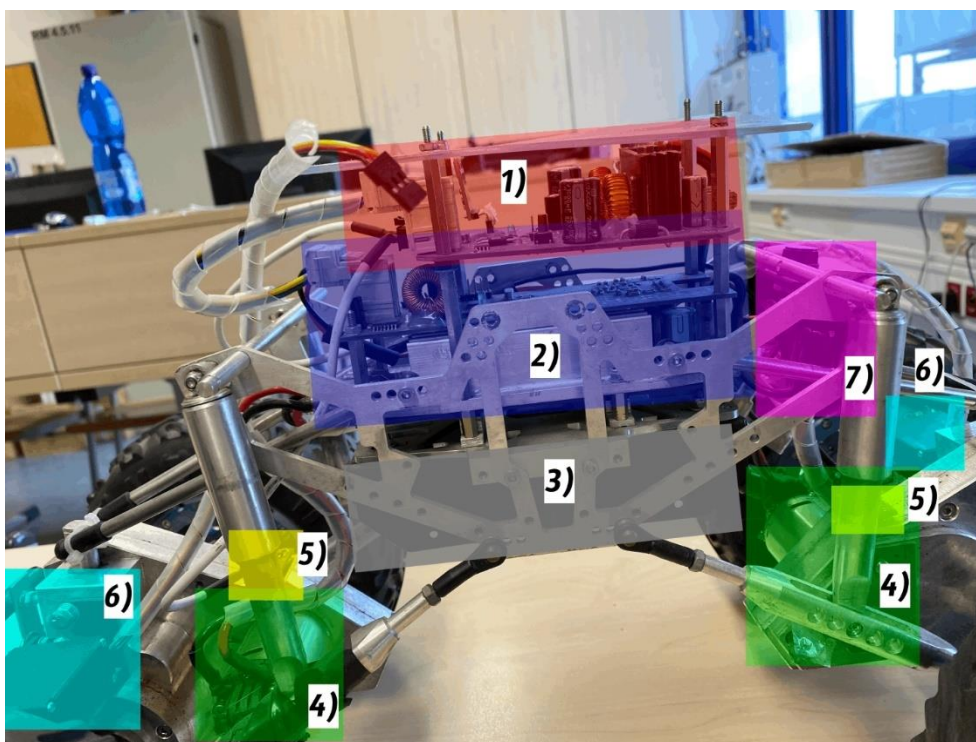
V kapitole 1 této práce je představen stav kolového robota před přestavbou. Následně je v kapitole 2 popsán princip funkce, zařazení použitého motoru mezi jiné typy motorů a je provedeno jeho porovnání se stejnosměrným motorem. Kapitola pokračuje porovnáním dvou velmi podobných typů bezkartáčových motorů BLDC a PMSM a závěrem je představen matematický popis těchto dvou motorů. Kapitola 3 se zabývá řízením bezkartáčového motoru. Jsou zde představeny a porovnány dva základní přístupy k řízení bezkartáčového motoru. Následně je diskutováno, jaký algoritmus řízení je vhodný použít pro zmíněné dva typy bezkartáčového motoru. Následující kapitola 4 poukazuje na různé moduly pro řízení BLDC motorů. Zmíněné moduly jsou demonstrační produkty několika velkých výrobců součástek. Na konci této kapitoly je uvedena tabulka srovnávací vlastnosti modulů a použité součástky.

V praktické části práce (začínající kapitolou 5) je provedeno určení parametrů motoru. Je zde popsáno, z jakého důvodu je vhodné parametry znát a kde budou dále využívány. Nejobsáhlejší část práce tvoří kapitola 6, která se zabývá samotným návrhem hardware. Kapitola 6 je rozdělena do 4 hlavních částí. V první části je řešen výběr součástek a jejich dimenzování tak, aby splnily kladené nároky specifikované na začátku kapitoly. V druhé části je představeno blokové schéma navrženého hardware společně s náhledem na

navrženou desku a poté jsou představeny funkce jednotlivých funkčních bloků. Třetí část se dotkne mechanické stránky projektu, tedy umístěním HW na crawler. Kapitola je zakončena ožíváním hardware (zejména střídače) a jsou zde popsány následné úkony vedoucí k finalizaci ožívání DPS, které nebylo možné provést z důvodu zmíněného v závěru této práce. Poslední kapitola 7 je věnována konfiguraci prostředí STM Motor Control Workbench. Tato aplikace slouží jako startovací bod k vytvoření projektu pro vektorové řízení motoru na použitém mikrokontroleru STM32F446RE.

1 Představení kolového robota a jeho dosavadní stav

Kolový robot (též crawler nebo vozidlo se zvýšenou prostupností terénem) je projekt katedry elektroniky a informačních technologií (KEI, dříve KAE). Crawler je zachycen v původní podobě před přestavbou na Obr. 1. V horní části obrázku je zobrazena deska plošných spojů¹⁾ spravující napájení a bezdrátovou komunikaci přes modul 2,4 GHz (čip nRF24L01+) s SPI výstupem vedoucím do mikrokontroleru, který zajišťoval monitoring a případné odpojení Li-Po baterie³⁾ od napájení, komunikaci po CAN sběrnici s modulem spravujícím řízení²⁾ stejnosměrných motorů⁴⁾. Informace byly přijímány z vysílače zapojeného do PC. Řídící deska plošných spojů zajišťovala též vyhodnocení dat z akcelerometru⁵⁾. Servomotory⁶⁾ obsluhují zatačení přední i zadní nápravy.

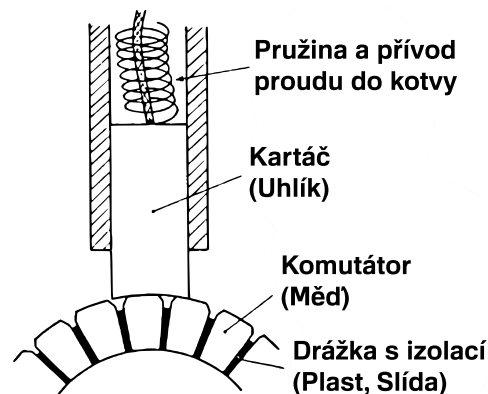


Obr. 1: Fotografie crawleru se stejnosměrnými motory před přestavbou. 1) Řídící deska, 2) Jednotka pro řízení DC motorů, 3) Prostor pro Li-Po dvojčlánkovou baterii, 4) DC motory HPI-Racing X-95, 5) Akcelerometry, 6) Servomotory Hi-Tec HS-475 HB.

Podrobnější popis řídicí elektroniky¹⁾ lze nalézt v bakalářské práci [1] a popis modulu pro řízení stejnosměrných motorů²⁾ v diplomové práci [2]. V kapitole 2 je popsán princip funkce bezkartáčového motoru a kapitola 3 se věnuje jeho řízení.

2 Bezkartáčový motor

Bezkartáčový motor (konkrétně typ BLDC – BrushLess Direct Current) byl vyvinut jako modernější náhrada kartáčového stejnosměrného motoru (BDC – Brushed Direct Current). Za jeho vynálezem stál v roce 1856 německý vývojář Ernst Werner Von Siemens [3]. Skutečného využití dosáhl až o století později s vynálezem tyristorového komutačního obvodu (Harryson a Rye 1955, komerční výroba 1958). Masová výroba bezkartáčového motoru probíhá od roku 1978 [4]. Často je BLDC nazýván elektricky komutovaný motor (ECM – Electronically Commutated Motor), BPMS motor (Brushless Permanent Magnet Synchronous) nebo elektronický motor – kvůli nahrazení mechanického komutátoru elektronickým obvodem. Později bude v textu používáno i označení BL (brushless motor) neboli synchronní motor s permanentními magnety u něhož není důležité, jestli je typu BLDC nebo PMSM. Podrobnější porovnání PMSM a BLDC je v kapitole 2.3.2. Detailní informace lze nalézt např. v příloze C dokumentu [5]. Porovnání BDC a BLDC motoru se věnuje kapitola 2.3.1. Podrobnější informace o různých mechanických provedeních BDC a BLDC motorů lze dohledat v literatuře [6].

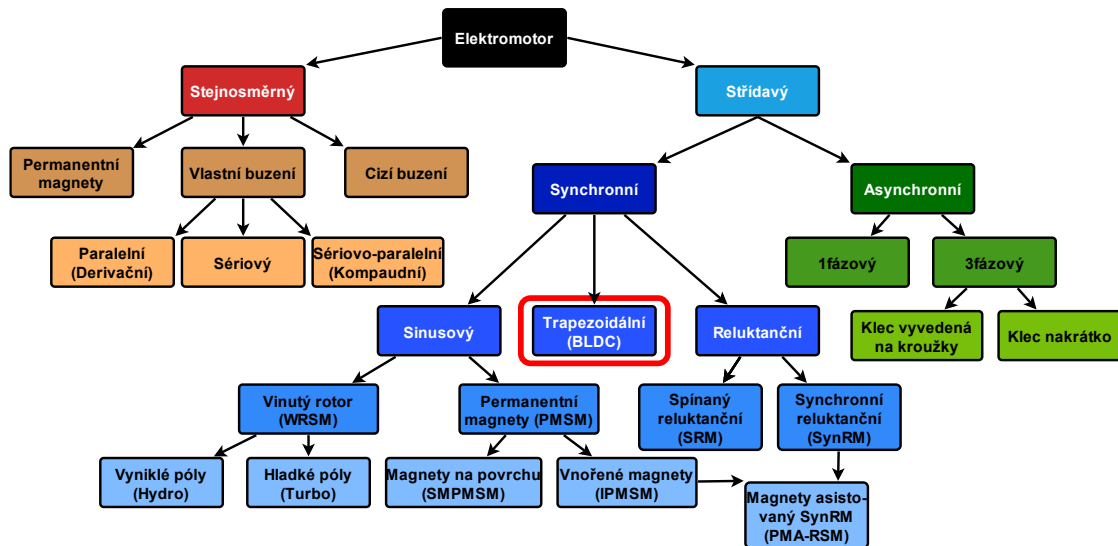


Obr. 2: Komutátor kartáčového stejnosměrného motoru (převzato z [6] str. 32 a upraveno).

Nevýhodou BLDC motoru je dražší a složitější elektronika realizující elektronickou komutaci a nutnost zjišťovat pozici rotoru. V cenově restriktovaných aplikacích může být použita takzvaná bezsenzorová (*sensorless*) technika určení polohy rotoru z měření indukovaného protinapětí (viz kap. 3.4) umožňující ušetřit za senzor polohy, příslušící elektroniku a kabelové vedení. Jako senzor polohy se využívá nejčastěji Hallova sonda. Pro přesnější určení polohy může být použit resolver nebo rotační enkodér. [4, 7]

2.1 Zařazení bezkartáčového motoru

Nejčastěji je myšlen pod pojmem bezkartáčový motor typ BLDC, tedy střídavý synchronní motor s permanentními magnety a nesinusovým tvarem indukovaného protinapětí. Tento název je dán tím, že BLDC byly vyvinuty jako přímá náhrada BDC motorů. Pod pojmem synchronní motor je dnes v oblasti pohonů nejčastěji uvažován PMSM. [5, 8]



Obr. 3: Rozdělení elektrických motorů. (Vytvořeno dle [9–11]).

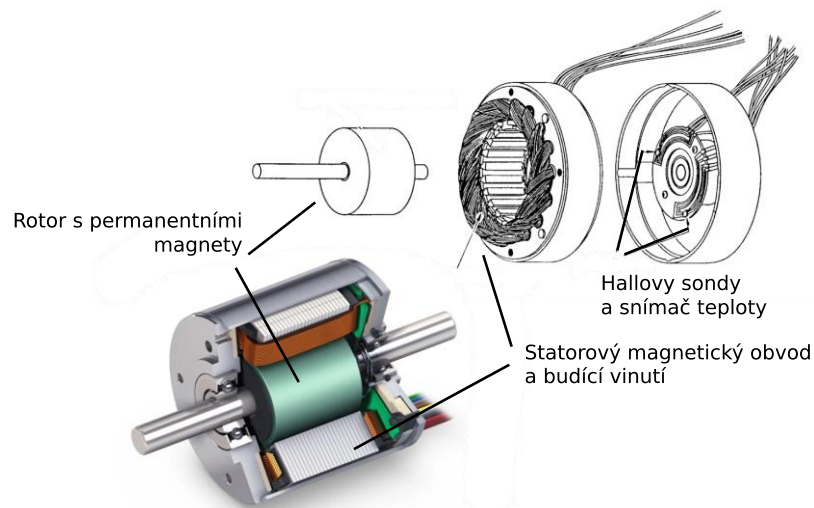
2.2 Princip funkce a konstrukce bezkartáčového motoru

Bezkartáčový motor (viz Obr. 4) funguje na principu vzájemného působení sil mezi magnetickým polem statoru a magnetickým polem rotoru. Magnetické pole rotoru je tvořeno nejčastěji permanentními magnety¹. Magnetické pole statoru je tvořeno třífázovým² vinutím zapojeným do hvězdy nebo trojúhelníka. Otáčení motoru je zajištěno elektronickou komutací, která je popsána v kapitole 3.

Nejčastější typ zapojení statorového vinutí je do hvězdy. Jeho výhodou je nižší ztrátovost, jelikož není umožněna cirkulace parazitních složek proudu (např. třetí harmonická) ve vinutí statoru vlivem indukovaného protinapětí [5]. Zapojení do hvězdy poskytuje vyšší moment při nízkých otáčkách, ale neumožňuje dosažení tak vysokých otáček jako u zapojení do trojúhelníka [12].

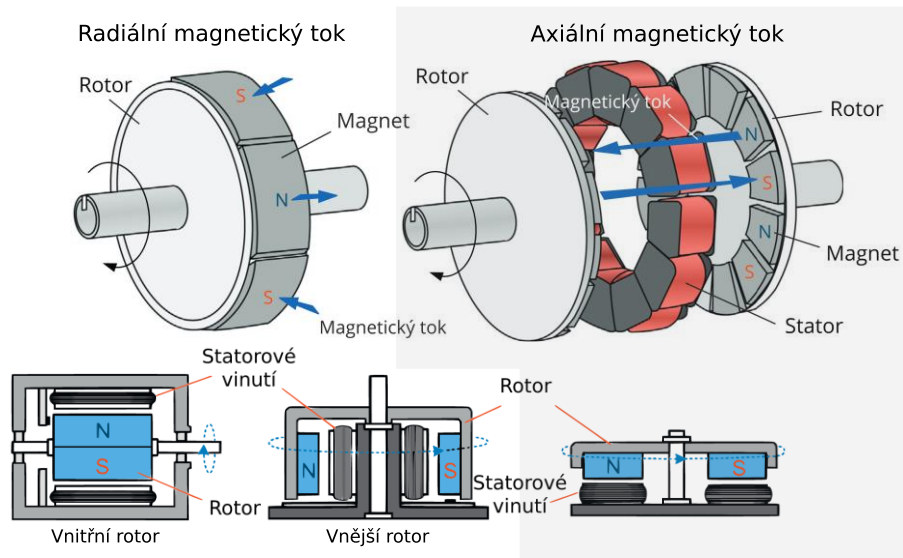
¹ Například 70 W BLDC s permanentními magnety ze vzácných zemin (např. Nd-Fe-B) v rotoru má ¼ objem v porovnání s elektricky buzeným a ½ objem v porovnání s BLDC s ferritovými magnety [4]. Více informací o používaných magnetech a magnetických ocelích v motoru lze nalézt v [10 pp. 6–9]

² Jsou i jednofázově, dvojfázově a vícefázově varianty, ale těmi se tato práce nezabývá.



Obr. 4: Konstrukce bezkartáčového motoru [6, 13].

BL motor je konstruován ve dvou variantách s vnitřním (*inrunner*) a s vnějším (*outrunner*) rotorem. Častější varianta je s vnitřním rotorem, který má výhodu lepšího odvodu tepla ze statoru, nižší moment setrvačnosti, tišší chod a méně vibrací. Varianta s vnějším rotorem má vyšší moment setrvačnosti, takže je vhodnější pro aplikace s menší dynamikou (např. ventilátor, pohon vrtulí pro drony, pračka, hard-disk, CD/DVD mechanikách). Konstrukce vnějšího rotoru umožňuje pro vytvoření dostatečného rotorového toku použít levnější typ magnetů, místo drahých magnetů ze vzácných zemin. Nevýhodou BL motoru s vnějším rotorem je horší odvod tepla ze statoru. Předchozí zmíněné varianty jsou motory s radiálním tokem, kde se magnetický tok uzavírá přes vzduchovou mezeru směrem kolmým k ose hřídele. Motory s axiálním tokem jsou velmi účinné a jsou aktuálním tématem ve vývoji motorů. Jejich klasické využití je ve výtahu nebo jako *in-wheel* motory (motory umístěné v náboji kola). [14]



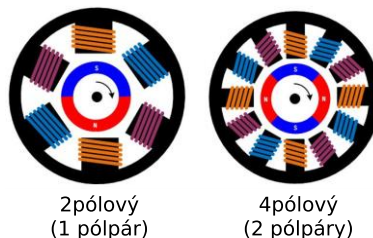
Obr. 5: Různé konstrukce bezkartáčového motoru dle směru toku a umístění rotoru (převzato z [14]).

Střídavé motory mohou mít různý počet pólů p , případně p_p . Počet pólů má vliv na rychlost otáčení motoru dle vztahu (2.1).

$$\omega_m = \frac{f \cdot 60}{p_p} \left[\frac{ot}{min} \right], \quad (2.1)$$

kde ω_m je mechanická rychlost otáčení motoru a f je frekvence statorového pole.

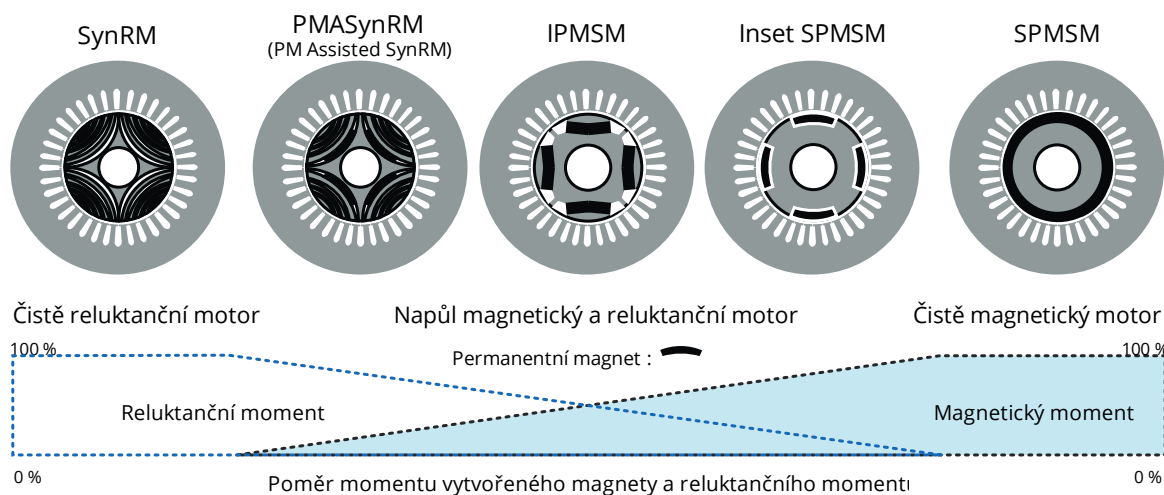
Více pólůvový motor má při stejné frekvenci statorového pole nižší otáčky a lepší momentové vlastnosti³. Nákres motoru s jedním a dvěma pólůvami je zobrazen na Obr. 6.



Obr. 6: Nákres 2 a 4pólůvového třífázového motoru s permanentními magnety [13].

Synchronní motory se dělí dle konstrukce rotoru a umístění magnetů na další podskupiny, což bylo naznačeno na Obr. 3. Různé konstrukce rotoru (zobrazeny na Obr. 7) mají vliv na moment stroje, kdy u vyniklých uspořádání vzniká reluktanční složka momentu, kterou se tato práce nezabývá. Důvodem je, že motor použitý v této práci má povrchové uspořádání magnetů (SPMSM) a tedy téměř nulový reluktanční moment (moment zde tvoří 5 až 10 % celkového momentu stroje) [14].

³ Není myšlen přímo větší moment v poměru $P = M \cdot \omega_m$ jako u převodovek. Podrobnější popis v [62].



Obr. 7: Různá uspořádání rotorů synchronních motorů se zobrazením podílu magnetické a reluktanční složky momentu. [15 p. 164]

2.3 Porovnání BLDC s ostatními typy elektromotorů

Stručné srovnání některých vlastností několika druhů motorů je zobrazeno v Tab. 1. Zmíněná účinnost je myšlena maximální dosažitelná. Menší motory mohou mít nižší účinnost okolo 80-85%.

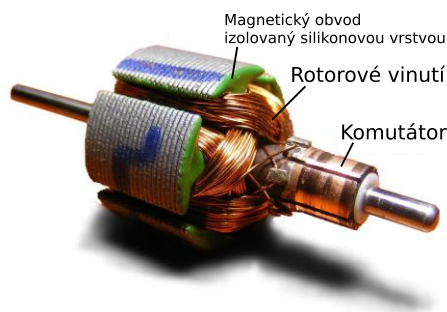
Tab. 1: Srovnání vlastností různých typů elektromotorů (vytvoreno dle [4] str. 4).

Typ motoru	DC	PM motor (BLDC+PMSM)	ASM (IM)	SRM
Hustota výkonu	Nízká	Vysoká	Střední	Velmi vysoká
Účinnost (max)	<90	95-97	90-95	<90
Řízení	Jednoduché	Komplexní	Komplexní	Komplexní
Spolehlivost	Střední	Výborná	Dobrá	Dobrá
Vzniklé ztráty a odvod tepla	Špatné	Dobré	Špatné	Dobré
Použití pro vysokorychlostní aplikace	Špatné	Dobré	Výborné	Výborné
Cena (\$/kW)	10	10-15	8-10	6-10

2.3.1 Porovnání BLDC a BDC

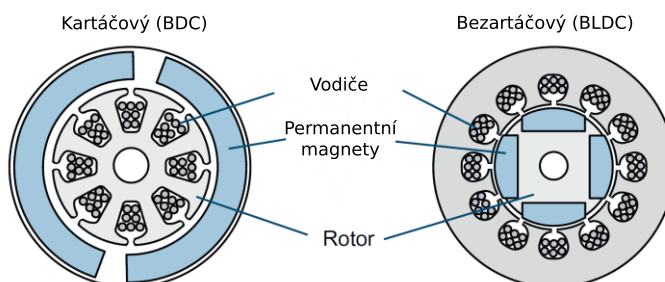
Označení BLDC může svádět ke kategorizaci tohoto typu motoru mezi stejnosměrné motory, ale z principu funkce je tento motor střídavý. BLDC a BDC motor s permanentními magnety mají prohozenou konstrukci. Permanentní magnety BDC motoru jsou umístěny na statoru a rotor je tvořen vinutím a magnetickým obvodem. Nevýhody komutátoru (Obr.

2) spočívají zejména v nutnosti údržby⁴, ale i hluku a EMI rušení pocházející z jiskření komutátoru, které má navíc za následek nemožnost využít BDC motor ve výbušném prostředí. Rotor BDC motoru (viz Obr. 8) je těžší a má větší průměr než rotor BLDC motoru, což zhoršuje dynamické chování motoru. Navíc kvůli přítomnosti komutátoru nemůže BDC motor dosáhnout tak vysokých otáček jako BLDC. [4, 6]



Obr. 8: Rotor stejnosměrného motoru (BDC) [16].

Umístění vinutí s magnetickým obvodem bezkartáčového motoru na vnějšku motoru (okolo rotoru) má pozitivní vliv pro odvod tepla do okolí, protože ztráty vznikají právě ve vinutí a magnetickém obvodu. Porovnání uspořádání magnetů a budícího vinutí je zobrazeno na Obr. 9.



Obr. 9: Porovnání kartáčového a bezkartáčového motoru (převzato z [14]).

Teplu v budícím obvodu vzniká vlivem jouleových ztrát při průchodu proudu vodičem s nenulovým odporem a ztrát vzniklých v magnetickém obvodu statoru vířivými proudy a přemagnetováním. Konstrukce BLDC je z tohoto hlediska výhodnější, protože ztráty vznikají ve statoru, který je na vnějšku a má přímý kontakt s okolním vzduchem. BDC má budící vinutí napojené přes kartáče na rotoru a magnetický obvod na statoru. Ztrátové teplo tak vzniká uvnitř motoru a nemůže tak snadno unikat do okolí. U BDC vzniká další teplo a hluk třením kartáčů o komutátor. BLDC motory mají o 15-20 % vyšší účinnost než BDC

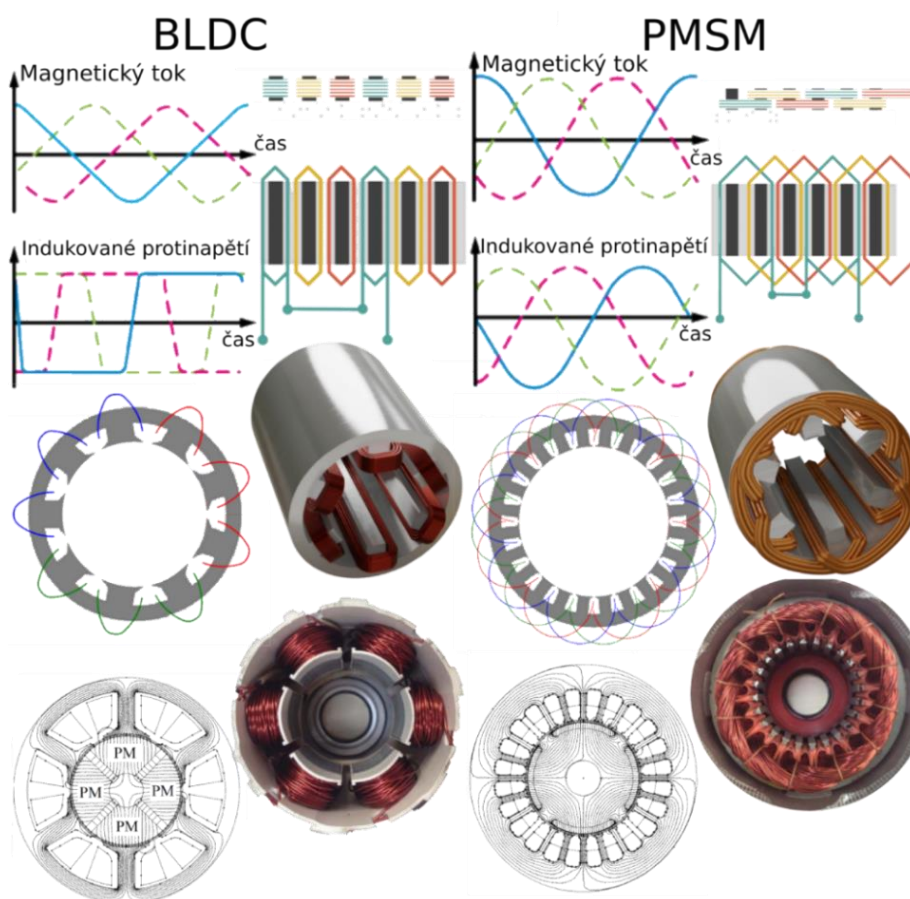
⁴ Dle [14 p. 389] je perioda výměny kartáčů u menších BDC motorů 1 000 hodin, u větších 2 000 hodin a speciální typy až 3 000 hodin.

motory. [5, 6, 14] Přestože má BLDC mnoho výhod oproti BDC, v jednoduchých aplikacích s důrazem na cenu může být kartáčový motor (BDC) výhodnější volbou.

2.3.2 Porovnání BLDC a PMSM

Rozdíl těchto dvou motorů je především ve tvaru jejich indukovaného napětí, což určuje požadovaný tvar napájecího napětí pro vznik konstantního točivého momentu. Mechanické odlišnosti jsou popsány v následujícím textu. Odlišnosti v řízení jsou popsány v kapitole 3.

BLDC motor má nejčastěji koncentrované vinutí a trapezoidní tvar indukovaného protinapětí, což ho předurčuje k řízení obdélníkovým napětím (viz kapitola 3.3.1), kdy má vysoký výkon, jednoduché řízení, a zvlněný moment. PMSM motor má často složitější konstrukci s distribuovaným vinutím a sinusový tvar indukovaného protinapětí. Nejlepších vlastností je dosaženo při řízení sinusovým napětím, kdy má PMSM oproti BLDC nižší zvlnění momentu a lepší účinnost. Porovnání vinutí statoru BLDC a PMSM je znázorněno na Obr. 10.

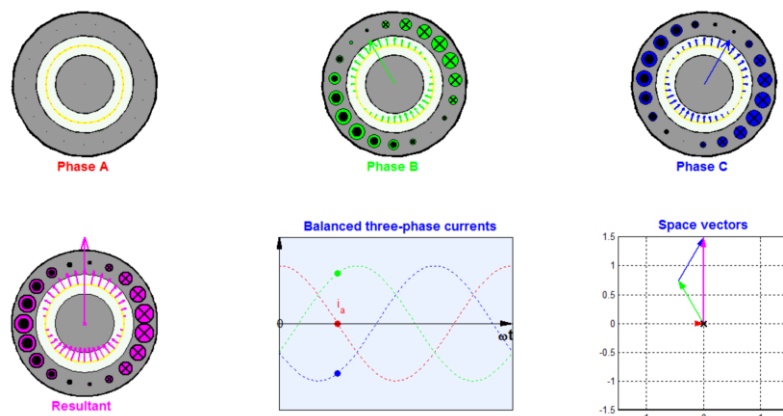


Obr. 10: Porovnání uspořádání koncentrovaného vinutí trapezoidálního (BLDC) a distribuovaného vinutí sinusového (PMSM) synchronního motoru včetně časových průběhů toku a indukovaného protinapětí [17–20].

Výhodou koncentrovaného vinutí je větší hustota výkonu (o 15 % dle [14]), jednodušší a lépe automatizovatelná výroba, nižší ztráty při nízkých otáčkách a nižší *cogging torque*⁵. Nevýhodou jsou vysokofrekvenční složky obdélníkového napětí vytvářející příliš vysoké ztráty při vysokých otáčkách.

Sinusového indukovaného napětí je docíleno tím, že v daném místě má statorová drážka nejvíce závitů, od tohoto místa do obou stran počet závitů klesá (viz Obr. 11: Rotující magnetické pole vytvořené distribuovaným vinutím [21]. Animace dostupná na webu.). Součet vektorů od všech tří fází vytvoří plynule rotující magnetické pole s konstantní amplitudou. Sdílením drážek závity různých fází distribuovaného vinutí je dosaženo zpevnění konstrukci statoru. [18, 22, 23]

Distribuované vinutí má hlavní výhodu sinusového tvaru indukovaného protinapětí, což je výhodné z hlediska ztrát v magnetickém obvodu (zejména při vyšší rychlosti). Při nižších rychlostech má však distribuované vinutí větší ztráty než koncentrované a je náročnější na výrobu. Sinusové indukované protinapětí vznikne při sinusovém rozložení magnetického toku ve vzduchové mezeře od jednotlivých vinutí (zobrazeno na Obr. 11).



Obr. 11: Rotující magnetické pole vytvořené distribuovaným vinutím [21]. Animace dostupná na [webu](#).

Je však nutné dodat, že z mechanického hlediska jsou hranice mezi BLDC a PMSM⁶ motorem těžko definovatelné. Srovnání BLDC a PMSM motoru je shrnuto v Tab. 2

⁵ Cogging torque je reluktanční moment, který existuje v motoru, i když není napájen. Magnetický tok rotoru se snaží uzavírat cestou nejnižší reluktance (magnetického odporu) a tím vytváří moment, který ho otočí do směru, ve kterém se jeho tok uzavře přes nejbližší drážku statoru. Tento jev lze pozorovat jako cvakání nebo neplynulý pohyb při ručním otáčení motoru. Cogging torque je často nezanedbatelný – obzvláště při nízkých rychlostech.

⁶ Např. v [14] str. 164 a 392 je uvedeno, že v poslední době využívá mnoho PMSM motorů koncentrované vinutí.

Tab. 2: Srovnání vlastností BLDC a PMSM motoru [14 p. 392].

Vlastnost Typ motoru	BLDC	PMSM
Indukované protinapětí	Obdélníkové (Trapezoidální)	Sinusové
Konstrukce vinutí	Koncentrované	Distribuované
Ideální proud statorem	Kvazi-obdélníkový	Sinusový
Řídicí obvod	Střídač (Nejčastěji 3-fázový) 120° vedení	3-fázový střídač 180° vedení
Metoda řízení	Skalární řízení (jednoduché). Hallový sondy	Vektorové řízení (komplexní), enkodér/resolver
Zvlnění momentu	Vysoké	Téměř žádné
Cena	Nižší	Vyšší

2.4 Matematický popis bezkartáčového motoru

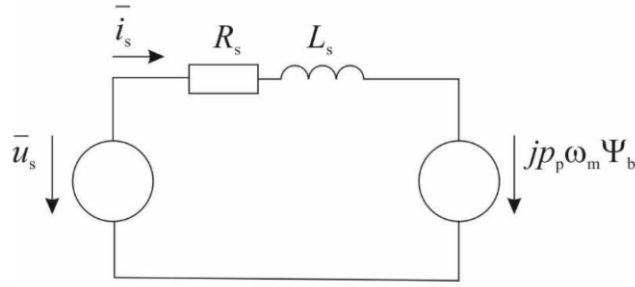
Vznik momentu v BL motoru je založen na interakci dvou magnetických polí. Prvním magnetickým polem je pole statoru. Otáčivého pohybu je dosaženo vytvářením rotujícího statorového pole napájením prostorově rozmístěných cívek elektronickým komutátorem. Druhým magnetickým polem je pole rotoru, které je v případě BL motoru tvořeno permanentními magnety. Moment motoru je daný vektorovým součinem spráženého magnetického toku statoru a rotoru. Je tedy závislý na velikosti obou magnetických toků a úhlu, který spolu svírají dle rovnice (2.2).

$$M = \vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r = \psi_s \cdot \psi_r \cdot \sin\varphi, \quad (2.2)$$

kde $\vec{\psi}_s$ je magnetický tok statoru, $\vec{\psi}_r$ je magnetický tok rotoru a φ je úhel, který tyto dva toky svírají. [11]

Matematický model motoru je ovlivněn konstrukcí rotoru a uspořádáním permanentních magnetů. Rovnice jsou pro rotující souřadný systém dq . Jejich odvození lze nalézt v [4 p. 33, 11, 15 p. 169; 24 p. 3]. Odvození pro BLDC motor v souřadném systému abc lze nalézt v [14 p. 398].

Tři časově proměnné fázové veličiny v systému abc lze převést do rotujícího systému dq pomocí Clarkeové a následně Parkovy transformace. V rotujícím souřadném systému rotoru dq lze všechny typy synchronních strojů nahradit obvodem dle Obr. 12.



Obr. 12: Náhradní schéma synchronního motoru (převzato z [11]).

Obvod lze popsat rovnicí

$$\bar{u}_{s_{dq}} = R_s \bar{i}_{s_{dq}} + j p_p \omega_m L_s \bar{i}_{s_{dq}} + j p_p \omega_m \psi_b, \quad (2.3)$$

rozepsat do složek d a q . Rovnice uvažují zjednodušení pro typ motoru **SPMSM**, který má $L_s = L_{s_d} = L_{s_q}$ a tokem $\psi_b = \psi_{pm}$ ležícím v ose d

$$u_{s_d} = R_s i_{s_d} + L_{s_d} \cdot \frac{di_{s_d}}{dt} - p_p \omega_m L_{s_q} i_{s_q}, \quad (2.4)$$

$$u_{s_q} = R_s i_{s_q} + L_{s_q} \cdot \frac{di_{s_q}}{dt} + p_p \omega_m L_{s_d} i_{s_d} + p_p \omega_m \psi_{pm}, \quad (2.5)$$

$$M = k_p p_p \psi_{pm} i_{s_q}, \quad (2.6)$$

Pro **IPMSM** motor platí rovnice ve tvaru (odlišnosti oproti rovnicím PMSM jsou označeny modře)

$$u_{s_d} = R_s i_{s_d} + L_{s_d} \cdot \frac{di_{s_d}}{dt} - p_p \omega_m L_{s_q} i_{s_q} + L_m \frac{di_{s_d}}{dt} - p_p \omega_m L_m i_{s_d}, \quad (2.7)$$

$$u_{s_q} = R_s i_{s_q} + L_{s_q} \cdot \frac{di_{s_q}}{dt} + p_p \omega_m L_{s_d} i_{s_d} + p_p \omega_m \psi_{pm} + L_m \frac{di_{s_d}}{dt} + p_p \omega_m L_m i_{s_q}, \quad (2.8)$$

$$M = k_p p_p \left[\psi_{pm} i_{s_q} + (L_{s_d} - L_{s_q}) i_{s_d} i_{s_q} + L_m (i_{s_q}^2 - i_{s_d}^2) \right], \quad (2.9)$$

kde u_{s_d} je napětí statoru v ose d , u_{s_q} napětí statoru v ose q , R_s odpor vinutí statoru, i_{s_d} proud v ose d , i_{s_q} proud v ose q , L_{s_d} indukčnost v ose d , L_{s_q} indukčnost v ose q , p_p počet pólů statoru, ω_m mechanická rychlost otáčení rotoru, ψ_{pm} magnetický tok permanentních magnetů, L_m je vzájemná indukčnost mezi osami d a q a k_p je konstanta amplitudově nebo výkonově invariantní transformace (více informací je v kapitole 3.1).

Jelikož je konstrukce **BLDC** motoru velmi podobná PMSM, má i podobný matematický model. Odvození zmíněných rovnic lze nalézt v [14] kapitola 10.3. Pro BLDC motor, který je řízen obdélníkovým napětím a má obdélníkové indukované protinapětí je dq transformace zbytečná. Rovnice z náhradního schématu synchronního motoru (viz Obr. 12) lze vyjádřit v souřadném systému abc vztahem (2.10). [14 p. 401]

$$u_{s_{abc}} = R_s \cdot i_{s_{abc}} + \frac{d\psi_{s_{abc}}}{dt} + u_{i_{abc}}. \quad (2.10)$$

Magnetický tok lze vyjádřit vztahem

$$\psi_{s_{abc}} = L_s \cdot i_{s_{abc}} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s_a} \\ i_{s_b} \\ i_{s_c} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

Při uvažování symetrie všech tří fází lze rovnici převést do tvaru a rozepsat pro jednotlivé fáze

$$u_{s_a} = R_s \cdot i_{s_a} + \left(L_s - \frac{L_m}{2} \right) \frac{di_{s_a}}{dt} + u_{i_a}, \quad (2.12)$$

$$u_{s_b} = R_s \cdot i_{s_b} + \left(L_s - \frac{L_m}{2} \right) \frac{di_{s_b}}{dt} + u_{i_b}, \quad (2.13)$$

$$u_{s_c} = R_s \cdot i_{s_c} + \left(L_s - \frac{L_m}{2} \right) \frac{di_{s_c}}{dt} + u_{i_c}, \quad (2.14)$$

kde R_s je odpor statorového vinutí, i_{s_x} je proud danou fází statoru, L_s je indukčnost vinutí statoru, L_m je vzájemná indukčnost, u_{i_x} je indukované protinapětí v dané fázi statoru.

Indukované protinapětí je dáno rovnicí

$$u_i = \omega_m \cdot \psi_{s_{abc}}, \quad (2.15)$$

Výkon stroje je dán součinem proudu a indukovaného protinapětí. Moment lze získat vydělením mechanickou rychlostí dle vztahu (2.2).

$$M = \frac{i_{s_a} \cdot u_{i_a} + i_{s_b} \cdot u_{i_b} + i_{s_c} \cdot u_{i_c}}{\omega_m} = \frac{2 \cdot U_i \cdot I}{\omega_m}, \quad (2.16)$$

V následujícím textu bude používáno označení BL (Brushless) motor. Použitím tohoto označení je zamýšleno, že nezáleží na typu motoru - BLDC i PMSM (BLAC).

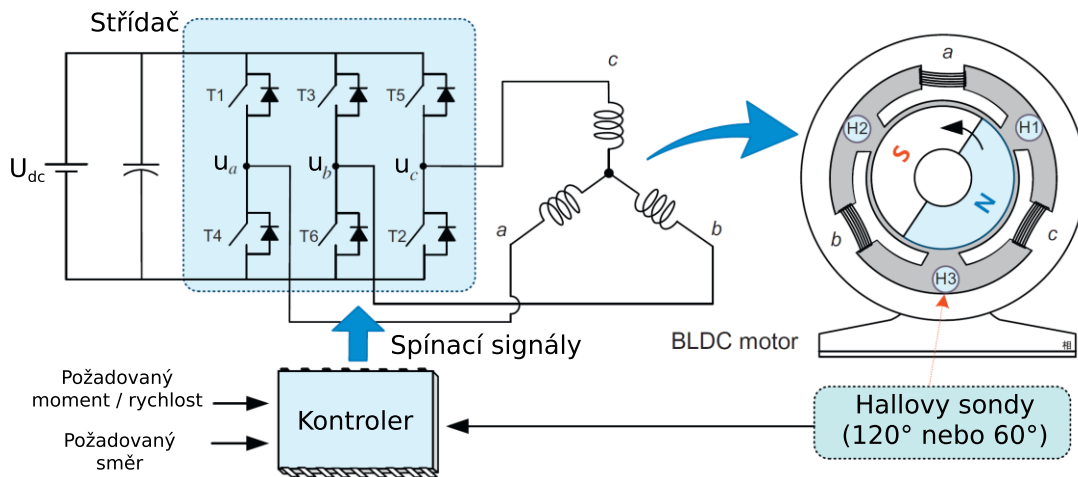
3 Řízení bezkartáčového motoru

Jelikož je k řízení BL motoru potřeba znalost polohy rotorového toku, vyžaduje řídicí schéma logiku, která zajistí elektronickému komutátoru informaci o poloze. Výkonovým stupněm elektronického komutátoru je nejčastěji⁷ 3-fázový nepřímý frekvenční měnič s napěťovým meziobvodem (zjednodušeně řečeno střídač). Principu jeho funkce se podrobněji věnuje například [5 pp. 160–205] a shrnutí je provedeno na poslední zmíněné stránce. Další možný zdroj informací je [25 pp. 265–339] Existují dva hlavní přístupy k řízení BL motoru – skalární a vektorové řízení. Jejich porovnání se věnuje kapitola 3.3.

Dle toho, zda je poloha rotoru určena fyzickým snímačem (Hallova sonda, inkrementální čidlo či resolver) nebo některou z metod využívající informaci o indukovaném protinapětí, se dělí řídicí algoritmy na sensorové a bezsensorové. Podrobnější informace lze nalézt v kapitole 3.4.

Typické schéma pro řízení BL motoru je zobrazeno na Obr. 13. Kontroler může být v nejjednodušším případě analogový, digitální integrovaný obvod nebo 8 bitový mikrokontroler obsluhující skalární obdélníkové řízení. Sofistikovanější výpočetně náročné algoritmy vyžadují nasazení výkonnějšího 32 bitového mikrokontroleru (např. vektorové řízení). Ve schématu nejsou zobrazeny detaily a další potřebné obvody. Tímto tématem se zabývá praktická část práce, zejména kapitola 6.

⁷ Méně častá zapojení jsou uvedena v [4], kapitola 2.1.3.



Obr. 13: Obecné schéma řízení BLDC motoru (převzato z [14] str. 7)

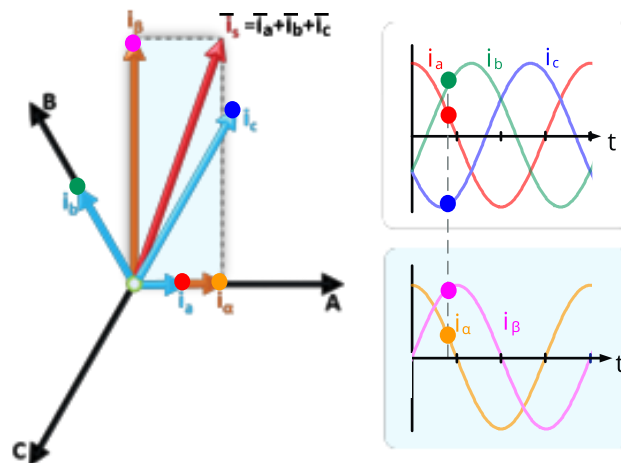
3.1 Clarkeové transformace $\alpha\beta$

Clarkeové transformace je použita pro převod tří sinusových průběhů v souřadném systému abc s fázovým posunem 120° na dva sinusové průběhy ve stojícím ortogonálním souřadném systému $\alpha\beta$ (*stationary reference frame*). Transformace je dána rovnicí (3.1) a její princip je zobrazen na Obr. 14.

Dopředná transformace $abc \rightarrow \alpha\beta$

$$I_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = k_p \cdot T \cdot I_{abc} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

Třetí řádek v matici není potřebný v případě, kdy se jedná o symetrickou napájecí sestavu a symetrickou 3fázovou zátěž, kde platí $I_a + I_b + I_c = 0$. Tím pádem vyjde i složka $I_0 = 0$. Proto je zapsána šedě. Konstanta k_p o hodnotě $\frac{2}{3}$ ve vztahu (3.1) je pro tzv. amplitudově invariantní transformaci. Bez jejího použití by neodpovídala velikost vektorů abc po dopředné a následně zpětné transformaci byla $\frac{3}{2}$ násobkem původních velikostí před transformacemi. Existuje ještě výkonově invariantní transformace s konstantou $\sqrt{\frac{3}{2}}$.



Obr. 14: Clarkeové transformace. Transformace mezi třífázovým systémem abc a ortogonálním systémem $\alpha\beta$ [26].

Zpětná transformace pro přechod ze systému $\alpha\beta$ do abc je dána vztahem

$$U_{abc} = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = T \cdot U_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \\ U_0 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

Konstanty v maticích jsou dány průměty os abc do os $\alpha\beta$ neboli funkcemi \cos v případě osy α a \sin v případě osy β . Do funkcí je dosazován úhel 0° , 120° a 240° .

Transformace jsou zde zmíněny kvůli jejich použití v matematickém modelu stroje a transformacím fázových veličin ve vektorovém řízení. Konkrétně dopředná transformace $abc \rightarrow \alpha\beta$ se aplikuje na měřené proudy a zpětná transformace $\alpha\beta \rightarrow abc$ může být použita pro napětí před algoritmem SPWM. Veličiny po této transformaci jsou stále střídavé průběhy, což není vhodné z hlediska nejpoužívanějšího typu regulace pomocí PI regulátorů. Proto je dále použita Parkova transformace.[27]

3.2 Parkova transformace dq

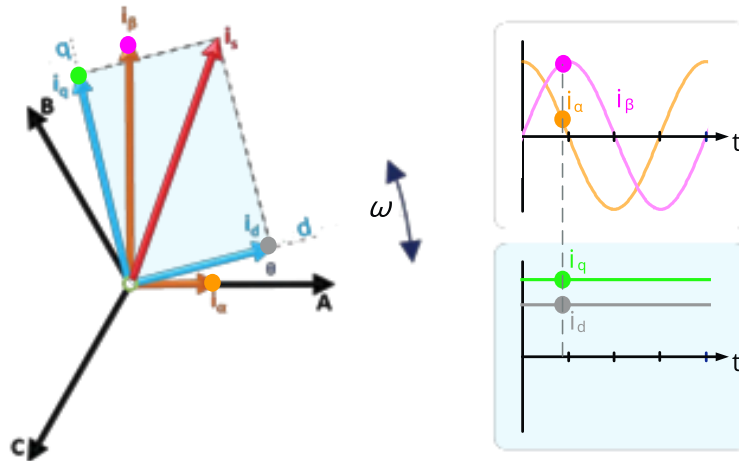
Parkova transformace je použita pro získání stejnosměrných v čase neměnných veličin. Tato transformace je pouze rotační matice, která umožňuje svázat ortogonální systém $\alpha\beta$ s rychlostí otáčení rotoru. Svázání je vhodné zvolit tak, aby osa d nově vzniklého rotujícího dq (*rotary reference frame*) systému ve směru toku permanentních magnetů. Tato volba umožní regulovat moment stroje regulací q složky proudu (více informací v kapitole 3.3.2).

Vztah pro přepočítání veličin ze systému $\alpha\beta$ do systému dq je dán rovnicí (3.3).

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Zpětná transformace $dq \rightarrow \alpha\beta$ lze získat vztahem (3.4) nebo obrácením znaménka úhlu θ .

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$



Obr. 15: Parkova transformace. Transformace z ortogonálního stojícího souřadného systému $\alpha\beta$ do rotujícího systému dq [26, 28].

Souřadný systém rotuje rychlostí ω , což je rychlost otáčení rotorového magnetického pole. Poloha souřadného systému dq se vypočte dle vztahu (3.5)

$$\theta = \int \omega dt + \theta(0), \quad (3.5)$$

kde $\theta(0)$ je počáteční poloha, která je dána vzájemným natočením senzoru polohy a natočením rotoru.

U synchronních motorů je tato rychlost stejná jako mechanická rychlost otáčení rotoru. Asynchronní motory musí obsahovat pomocné dpočty pro zjištění přesné polohy rotorového toku kvůli tomu, že jejich rotorové pole je závislé na skluzu motoru.

3.3 Skalární a vektorové řízení

V kapitole 2.3.2 byly zmíněny odlišnosti mezi BLDC a PMSM a tvar jejich indukovaného protinapětí. Pro minimalizaci zvlnění momentu je ideální napájet motor s obdélníkovým indukovaným protinapětím (BLDC) stejnosměrným⁸ proudem a motor se sinusovým

⁸ Přesněji řečeno obdélníkovým, slovo stejnosměrný se v tomto kontextu používá pro ospravedlnění jména BLDC motoru a je myšlena spíše ideálně stálá hodnota proudu po určitou dobu, než dojde ke komutaci.

indukovaným protinapětím (PMSM) sinusovým proudem (skalárním nebo raději vektorovým řízením). [29]

Na oba typy motorů PMSM i BLDC může být využit kterýkoli z dále zmíněných typů řízení [5]. V následujícím porovnání vlastností dosažených různými typy řízení bude uvažován motor se sinusovým indukovaným protinapětím. V Tab. 3 jsou znázorněné vlastnosti dosažené různými typy řízení. V porovnání je uvažován sinusový bezkartáčový motor PMSM.

Tab. 3: Porovnání vlastností dosažených různými typy řízení synchronního motoru.

Vlastnost \ Typ řízení	Skalární obdélníkové (6step, 120°)	Skalární sinusové (180°)	Vektorové
Složitost algoritmu	Nízká	Střední	Vysoká
Účinnost motoru	Nízká	Střední	Vysoká
Maximální dosažitelná rychlost	Vysoká	Nízká	Střední až vysoká (při odbuzování)
Spínací ztráty střídače	Nízké	Vysoké	Vysoké
Akustický hluk	Vysoký	Nízký	Nízký
Zvlnění momentu	Vysoké ⁹	Střední	Nízké
Cena	Nízká	Střední	Vysoká

3.3.1 Skalární řízení

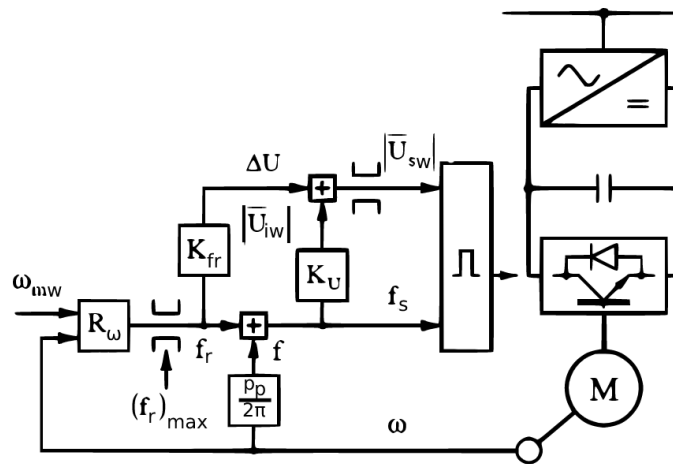
Skalární řízení odkazuje na druh řízení střídavého motoru, při kterém je možno řídit jeho rychlost změnou frekvence a napětí pomocí střídače. Tento druh řízení nemá kontrolu nad úhlem mezi tokem statoru a rotoru. Napětí U a frekvence f jsou udržovány v konstantním vzájemném poměru, protože ovlivňují velikost magnetického toku statoru ψ_s dle rovnice (3.6). Při zvyšování f tedy musí být příslušně zvyšováno U , aby byl zachován konstantní jmenovitý tok a stroj nebyl přebuzen ani podbuzen.

$$\psi_s = \frac{U}{f}, \quad (3.6)$$

Udržování konstantního poměru je možné pouze do doby, kdy není dosaženo maximální hodnoty napětí, která je dána napětím stejnosměrného meziobvodu. Tento moment nastává

⁹ Jak již bylo řečeno, záleží na typu indukovaného protinapětí motoru. Obdélníkový má při obdélníkovém řízení menší zvlnění než při sinusovém. Sinusový má prakticky nulové zvlnění momentu při sinusovém řízení.

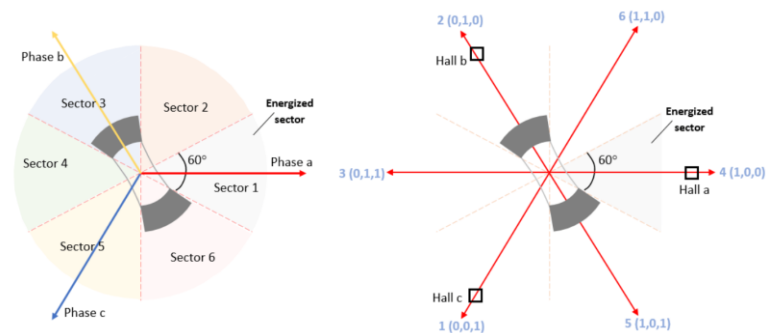
při jmenovité rychlosti, kdy se střída PWM signálu blíží 100 %. Vyšší rychlosti lze docílit dalším zvyšováním frekvence při konstantním napětí, ale klesá magnetický tok statoru a tím i moment stroje. Tento stav se nazývá odbuzování. Řídicí schéma skalárního řízení je zobrazeno na Obr. 16. [30]



Obr. 16: Skalární řízení motoru (převzato z [30]).

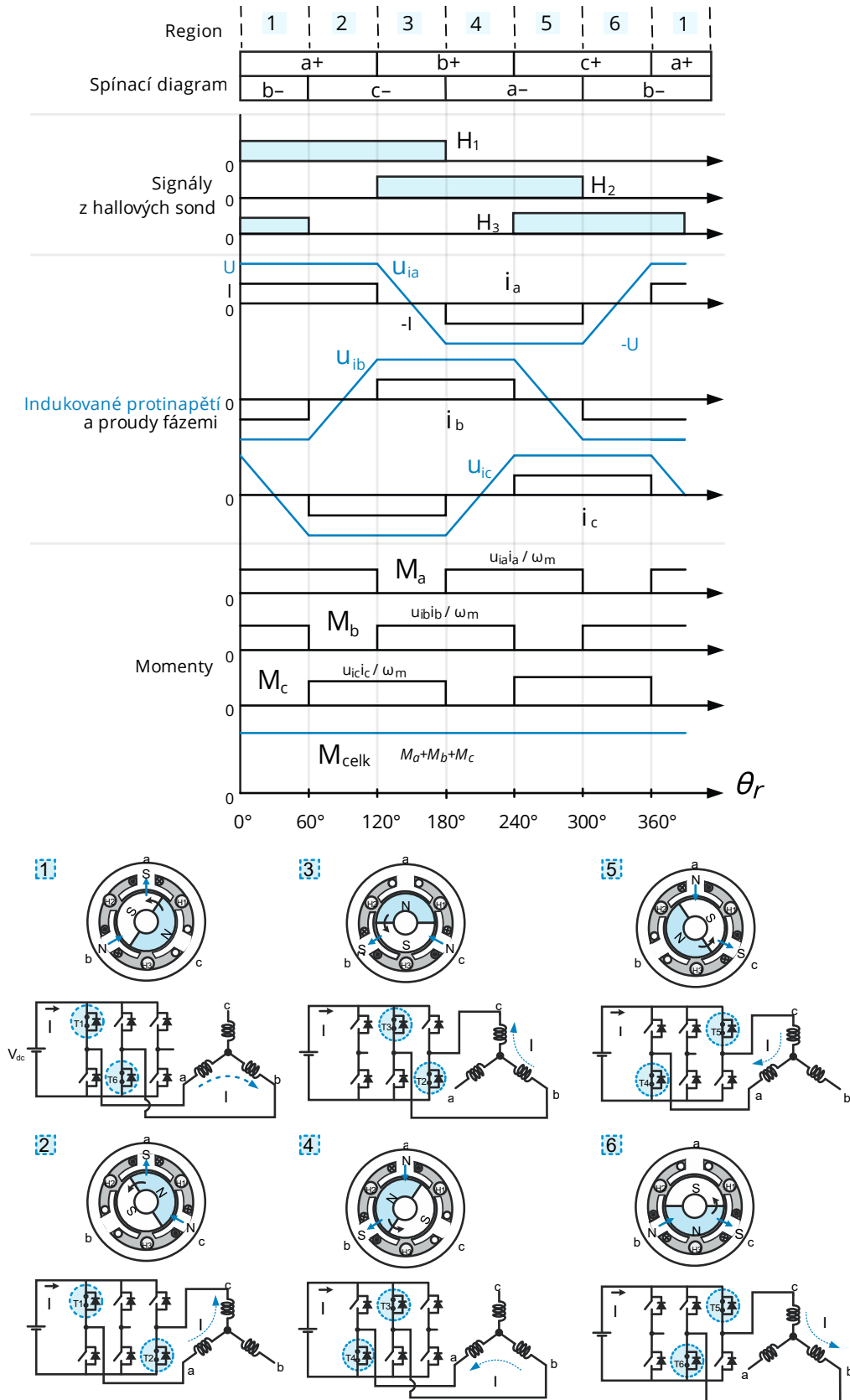
Tento typ řízení se často používá pro asynchronní motory v nenáročných aplikacích. V případě BLDC motoru se nejčastěji využívá obdélníkové řízení (*6-step commutation*), které je popsáno v následujícím textu. Pokud je požadován jiná střední hodnota napájecího napětí než obdélníkového tvaru, je použita PWM modulace pro řízení střídače a vytvoření nejčastěji sinusového tvaru napájecího napětí ve střední hodnotě.

Další možné názvy jsou *block commutation* nebo *120° commutation*. Pro snímání polohy rotoru jsou použity Hallovy sondy nebo sensorless algoritmus. Poloha rotoru je pomyslně rozdělena do šesti diskretních oblastí po 60° (viz Obr. 17).



Obr. 17: Určení diskretní polohy rotoru dle signálu z Hallových sond [31].

Napájecí napětí je připojeno na jednu fázi motoru v kladné polaritě a na jinou fázi v záporné polaritě. Třetí fáze není v tuto dobu připojena. Komutace je prováděna každých 60° dle komutační tabulky. Každý spínací prvek vede proud během jedné periody po dobu 120° . Komutační tabulka (viz horní část Obr. 18) určuje, jakou kombinaci spínacích prvků střídače sepnout při dané poloze rotoru, aby magnetické pole vytvořené statorem působilo silou v požadovaném směru. Požadovaný směr působící síly je v souhlasném směru s otáčením rotoru, pokud chceme vytvářet kladný – akcelerační – moment. V opačném případě, kdy chceme vytvářet záporný – brzdový – moment stačí prohodit znaménka v komutační tabulce neboli změnit spínací kombinace tak, aby tekla proud obráceným směrem.

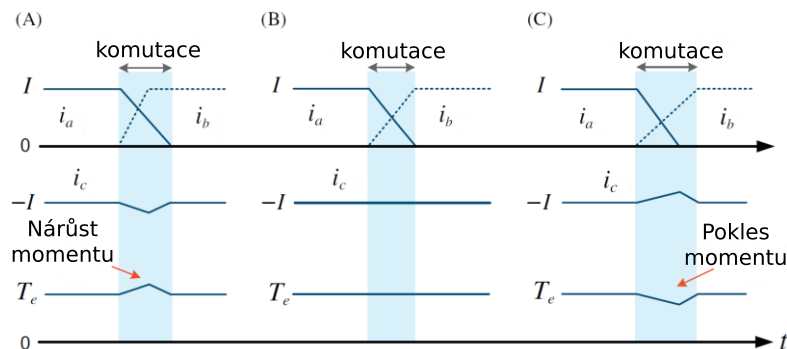


Obr. 18: Spínací diagram, časové průběhy zpětné vazby ze snímače polohy v podobě hallových sond, indukovaných protinapětí, proudů a momentu včetně zobrazení natočení rotoru, zobrazení sepnutých prvků střídače a směru proudů vinutím (převzato z [14 pp. 397, 398] a upraveno).

Principiálně se jedná o nejjednodušší druh řízení, který je snadný na implementaci, umožňuje dosáhnout nejvyšší mechanické rychlosti a točivého momentu a je výhodnější z hlediska spínacích ztrát střídače. Vyšší rychlost a točivý moment jsou ovlivněny amplitudou první harmonické, která dosahuje při obdélníkovém řízení nejvyšší hodnoty. Tato výhoda může být u sinusového a vektorového řízení do jisté míry vykompenzována použitím injektáže 3 harmonické, použitím SVPWM (vektorové pulsní šířkové modulace) či přemodulováním. [25]. Princip přemodulování při použití SVPWM lze nalézt například v literatuře [25 p. 323].

Nevýhodou tohoto typu řízení motoru je velké zvlnění momentu (obzvlášť pokud je použité pro řízení motoru, který nemá obdélníkový tvar indukovaného protinapětí) kvůli proměnnému úhlu mezi tokem rotoru a statoru, které je dáno existencí neplynule rotujícího magnetického pole statoru. Zvlnění momentu způsobuje kolísání rychlosti a tím pádem vibrace, které jsou nežádoucí a jsou zdrojem hluku. Navíc při skalárním řízení hrozí, že při velkém zatížení vypadne synchronní stroj ze synchronismu. [32]

Zvlnění momentu vzniká i u motorů s obdélníkovým tvarem indukovaného protinapětí, a to šestkrát během elektrické periody. Příčinou jeho vzniku je změna proudu v nekomutované fázi (např. C) zapříčiněná rozdílností doby poklesu proudu jedné fáze (např. A) a doby nárůstu proudu druhé fáze (např. B) při jejich komutaci. Tento jev je znázorněn na Obr. 19 při třech různých rychlostech. Podrobnější popis lze nalézt v [14 p. 402]



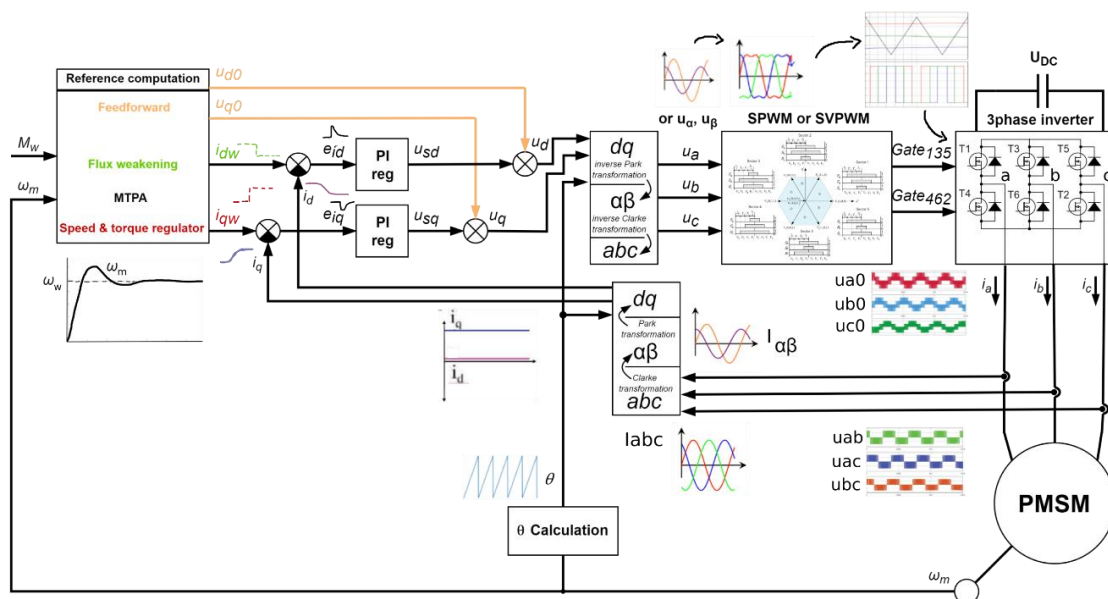
Obr. 19: Zvlnění momentu při trapezoidálním řízení BLDC motoru při třech různých rychlostech. (A) nízké otáčky, (B) střední otáčky (takové, při kterých $U_{DClink}=4 \cdot U_{BEMF}$), (C) vysoké otáčky. [14]

3.3.2 Vektorové řízení

Vektorové řízení je typ řízení střídavých motorů, který umožňuje řídit okamžitý točivý moment. Vektorového řízení umožňuje řídit úhel mezi tokem rotoru a statoru na rozdíl od skalárního řízení. K řízení momentu střídavého motoru přistupuje vektorové řízení jako k řízení stejnosměrného motoru s cizím buzením. U tohoto motoru je možno řídit buzení motoru nezávisle od proudu kotvy, který udává moment stroje. Vektorové řízení je založeno na Parkově a Clarkeově transformaci, díky kterým dokáže přetransformovat tři časově proměnná fázová napětí vzájemně posunutá o 120° do dvou ortogonálních stejnosměrných veličin v d-q systému. Proud v ose d řídí velikost magnetického toku (tokotvorná složka proudu) a proud v ose q řídí moment stroje (momentotvorná složka proudu). Clarkeové a Parkova transformace byly popsány v kapitole 3.1 a 3.2. [5, 6]

Lepší dynamika oproti skalárnímu řízení je dosažena řízením fáze výstupních fázových napětí tak, aby byla zajištěna vzájemná kolmost rotorového a statorového toku. Před používáním vektorového řízení bylo nutné pro zlepšení dynamiky střídavých pohonů vybrat předdimenzovaný stroj [5 pp. 2–3].

Vektorové řízení je nadřazený pojem několika různým typům vektorového řízení. Nejčastějším z nich je FOC (*Field Oriented Control*), méně časté například DTC (*Direct Torque Control*) nebo DSC (*Direct Self Control*). Tato práce se bude zabývat pouze metodou FOC a bude dále nazývána pouze vektorové řízení. Blokové schéma vektorového řízení je zobrazeno na Obr. 20.

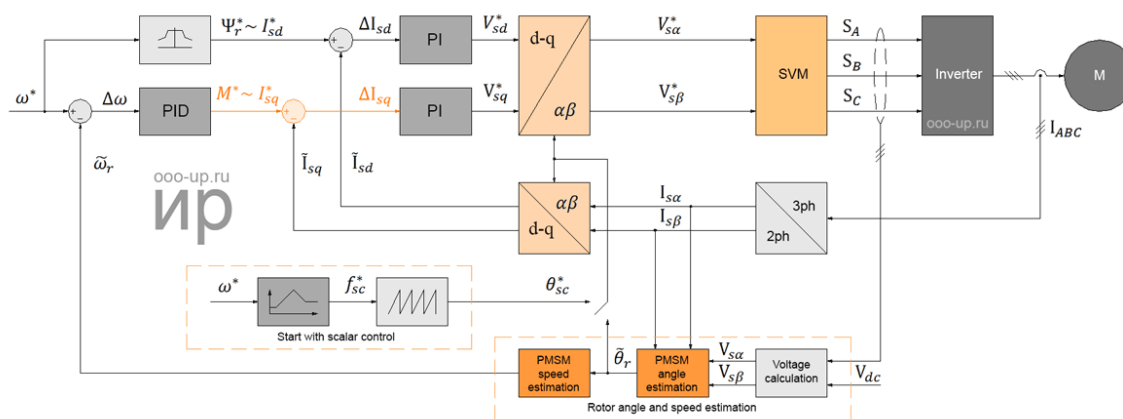


Obr. 20: Blokový diagram vektorového řízení. Vytvořeno dle [25, 26, 28, 30, 33, 34].

Vektorové řízení je značně složitější než skalární a jeho nevýhoda spočívá ve výpočetní náročnosti. Nároky na složitost řídicího systému jsou větší než u 6-step řízení kvůli nutnosti zjišťovat polohu rotoru a proudy vinutím motoru. Z naměřených fázových proudů motoru je provedena transformace do stojícího souřadného systému $\alpha\beta$ (Clarkeové transformace) a následně do rotujícího souřadného systému dq (Parkova transformace). Proudů v dq systému jsou odečteny od požadavků z nadřazeného regulátoru a odchylka vstupuje do PI regulátorů pro složku d a pro složku q . Získané požadavky napětí pro střídač v systému dq lze ještě sečíst s výsledky z bloku předvýpočtu napětí (*feedforward*). Poté je provedena zpětná Parkova transformace do $\alpha\beta$ a případně zpětná Clarkeové transformace do abc . Napětí v souřadném systému abc jsou v SPWM modulátoru porovnány s pilovým průběhem a komparační signál je vstupem pro spínání tranzistorů. Případně lze využít SVPWM a napětí v souřadném systému $\alpha\beta$. Transformace vyžadují znalost polohy rotorového toku, což je zajištěno čidlem polohy (nebo pomocí sensorless algoritmu).

3.4 Bezsenzorové řízení bezkartáčového motoru

Bezsenzorovým řízením je myšleno řízení v uzavřené smyčce se zpětnovazební informací o poloze z měření indukovaného protinapětí. Existuje totiž i řízení v otevřené smyčce, kde není zpětná vazba o poloze rotoru. Řízení v otevřené smyčce může být použito ve velmi jednoduchých aplikacích, kde jsou malé a předem známé zatěžovací momenty (např. ventilátor) nebo jako pomocný prostředek k rozběhu motoru využívající buď bezsenzorový algoritmus nebo čidlo, které neposkytuje absolutní informaci o poloze (např. inkrementální čidlo). Blokové schéma bezsenzorového (v tomto případě vektorového) řízení je zobrazeno na Obr. 21.



Obr. 21: Bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru převzato z [35].

Bezsenzorové metody řízení jsou založeny na určení polohy rotoru z indukovaného protinapětí statorového vinutí (dále pouze BEMF z anglického *Back ElectroMotive Force*).

V případě trapezoidálního řízení lze polohu rotoru určit měřením BEMF nečinného statorového vinutí a v okamžiku průchodu BEMF nulou – neboli při změně polaritě BEMF – je rotor natočen svým pólem přímo k danému vinutí a známe tedy jeho polohu. Přímé měření BEMF je možné pouze při 120° řízení, kdy vzniká vždy v jedné nenapájené fázi 60° okno, kdy je možno měřit indukované protinapětí. Přímé měření BEMF nelze využít pro sinusové a vektorové řízení, jelikož jsou napájené všechny 3 fáze současně, tudíž není časové okno, kdy lze měřit BEMF. Při použití sinusového nebo vektorového řízení lze však též určit polohu rotoru bez využití senzoru. BEMF se musí v tomto případě vypočítat, k čemuž je nutné znát parametry motoru a napájecí napětí.[5]

Bezsenzorové metody nelze využít v případě, kdy má motor nízké otáčky nebo pro řízení polohy motoru (např. servopohon). Další komplikace, která nastává je rozběh motoru bez senzoru. Stojící motor neprodukuje BEMF (viz rovnice (2.15)), takže není možné získat informaci o jeho poloze. [5]

Rozběh motoru při bezsenzorovém řízení lze vyřešit několika způsoby. Jedním z nich je jednoduše dostat rotor do definované polohy vytvořením stojícího pole ve statoru. Tento způsob je velmi jednoduchý, ale není definováno, na kterou stranu se motor začne točit.

Dalším způsobem je injektáž vysokofrekvenčních pulzů na stator, které nepohnou rotorem, ale umožní zjistit jeho polohu. Po zjištění polohy musí proběhnout rozběh v otevřené smyčce, dokud není rychlost dostatečná pro vytvoření dostatečně silného (měřitelného) BEMF.[5]

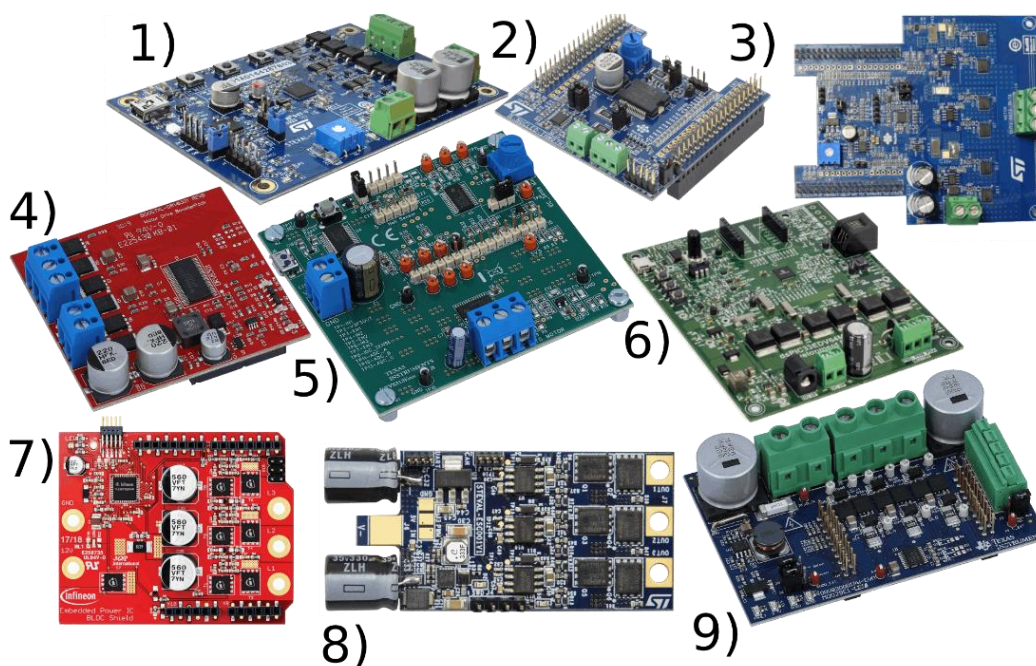
Pro představu o porovnání komplexnosti a výpočetní náročnosti senzorových a bezsenzorových algoritmů lze nahlédnout do literatury [36], kde je na str. 31 zobrazen algoritmus pro senzorové řízení a na str. 35 algoritmus pro bezsenzorové řízení. Přestože se bezsenzorové metody využívají velmi často v low-cost aplikacích pro řízení rychlosti, tato práce se jimi dále podrobněji nezabývá, protože je použit motor s Hallovými sondami. Podrobnější informace o bezsenzorovém řízení lze nalézt například v [7 p. 23].

4 Přehled existujícího HW pro řízení BL motorů

Na trhu je mnoho různých hotových řešení pro řízení BL motorů v modelářské i průmyslové scéně. Jelikož se tato práce zabývá řízením BL motoru pro crawler, bude dále zmíněno několik nalezených buď komerčních produktů nebo tzv. *evaluation modules* (dále pouze EVM), neboli hotových řešení od výrobců součástek (např. Texas Instruments, STMicroelectronics, Infineon atd.). EVM slouží k zrychlení procesu osvojení znalosti funkce různých obvodů nebo jako HW platforma pro odzkoušení SW funkcí.

Častý koncept EVM je v podobě shieldu, tedy DPS, kterou je možné přes pin headery nebo konektor propojit s procesorovou deskou. Toto řešení umožňuje rozdělit případný zdroj problémů do dvou separátních částí a jejich snazší identifikaci. Další výhodou je využití modularity využitím různých mikrokontrolerů se stejným shieldem. EVM jsou však často i v podobě kompaktního řešení s mikrokontrolerem a všemi ostatními obvody na jedné desce.

V případě této diplomové práce byl zvolen návrh řídicího modulu v podobě shieldu pro desku Nucleo od STMicroelectronics. Mimo předchozí zmíněné důvody bylo nutné toto řešení zvolit kvůli současné nedostupnosti integrovaných obvodů a mikrokontrolerů. V Obr. 22 je zobrazeno několik různých desek pro řízení motorů v různých podobách. Jejich vlastnosti s odkazem na web výrobce jsou shrnuty v Tab. 4.



Obr. 22: Různé evaluation desky pro řízení BL motorů.

4 PŘEHLED EXISTUJÍCÍHO HW PRO ŘÍZENÍ BL MOTORŮ

Tab. 4: Shrnutí parametrů dostupných desek pro řízení nízkonapěťových BL motorů.

Vlastnost	Deska	Proud (A _{rms})	Napětí (V)	μC	Budič	Tranzistory	CSA	Cena (Kč)	Výrobce
1	STEVAL-SPIN3201	15	8-45	STSPIN32F0		STD140N6F7	v STSPIN...**	2 283	STM
2	X-NUCLEO-IHM07M1	1.4	8-48	externí*	L6230			337	STM
3	X-NUCLEO-IHM08M1	15	10-48	externí*	L6398 (1f)	STL220N6F7	externí OpAmp	1 115	STM
4	BOOSTXL-DRV8301	10	6-24	externí*	DRV8301	CSD18533Q5A	v DRV8301**	2 563	TI
5	DRV8313 EVM	3	10-65	DRV8313				3 372	TI
6	DM330027	10	10-24	dsPIC33EDV64MC205		IPB054N06N3-G	v dsPIC...**	5 531	Microchip
7	BLDC SHIELD TLE9879	10	6-28	TLE9879QXA40		IPC90N04S5-3R6	v TLE...**	977	Infineon
8	STEVAL-ESC001V1	25	11.1-22.2	STM32F303CBT7	L6398 (1f)	STL180N6F7	externí OpAmp	971	STM
9	DRV8300DIPW-EVM	20	6-100	externí*	DRV8300	CSD19532Q5B	externí OpAmp	2 495	TI

*Mikrokontroler je na samostatné desce a s modulem pro řízení motoru je propojen většinou přes pin headery. Deska s mikrokontrolerem není započtena do ceny.

**Zesilovač informace o proudu (CSA) je často integrován buď v budiči (v případě L6230, který má i integrovaný střídač) nebo kombinaci mikrokontroler-budič-CSA.

Nejčastější komerční variantou pro bezkartáčové motory menších výkonů 50 W až 1 kW v RC modelech jsou jednotky zvané Brushless ESC (*Electronic Speed Controller*). Jejich cena se pohybuje mezi stovkami až pár tisíci korun. Uživatel si zakoupí hardware a nastaví parametry pomocí dodávaného programu. Z nižší cenové kategorie do 400 Kč jsou běžné parametry 30A pro 2S-4S baterie (7.2-14.8 V) při rozměrech 28x13 mm a hmotnosti 9 g, například [Turnigy MultiStar 30A BLHeli-S Rev16 V3 ESC 2~4S \(Opto\)](#). Proudů, kterých dosahují ESC jsou až stovky A. Příkladem může být [Turnigy Fatboy V2 300A ESC 4~15S \(OPTO\)](#).

5 Určení parametrů bezkartáčového motoru

U modelářských motorů nejsou běžně dodávány datasheety s odporem vinutí a jeho indukčností. Dostupné informace o motoru jsou shrnuty v Tab. 5.

Tab. 5: Dostupné parametry BL motoru [Turnigy Trackstar 21.5T](#).

BL motor	TrackStar 21.5T	Turnigy
Výkon	150	W
Napětí	7.2 (2S battery)	V
Proud	22	A
Hmotnost	177	g
Rozměry	36x53 (průměr x délka)	mm
Konstanta KV (otáčky za minutu na volt)	1855	RPM/V
Turns (Počet závitů)	21.5	závitů

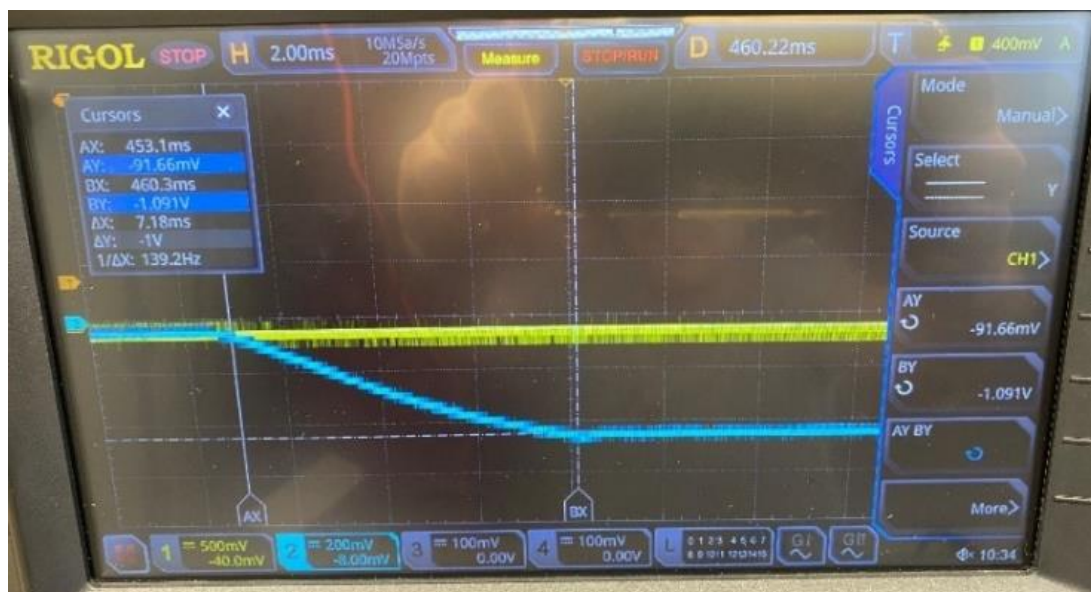
Znalost elektrických a mechanických parametrů motoru umožňuje dosáhnout kvalitnějšího řízení motoru. Tato práce se mechanickými parametry nezabývá. Parametry motoru jsou potřebné pro algoritmus vektorového řízení, obzvláště v případě sensorless vektorového řízení, výpočtu feedforwardu, odbuzování. Znalost parametrů též umožní použít některou z metod kvalifikovaného určení parametrů PI regulátorů a vhodnou spínací frekvenci střídače pro dosažení maximálního povoleného zvlnění proudu způsobujícího zvlnění momentu. Nejsledovanějšími elektrickými parametry u motoru jsou jeho odpor R_s a indukčnost L_s statorového vinutí.

Odpor vinutí R_s lze změřit multimetrem¹⁰, RLC metrem nebo ohmovou metodou. V této práci byla zvolena byla k měření odporu Ohmova metoda. Po zapojení stejnosměrného laboratorního zdroje s proudovým omezením nastaveným na 2 a byl změřen úbytek napětí na svorkách mezi dvěma vinutími 150 mV, což odpovídá odporu 75 mΩ.

Je-li motor zapojen do hvězdy, naměřený odpor vinutí musí být vydělen dvěma. Výsledný odpor jednoho vinutí R_s je **37,5 mΩ**.

Následuje měření **indukčnosti L_s** , kterou lze měřit pomocí přechodného děje, RLC metrem nebo například napájením motoru sinusovým signálem, určit reaktanci a z reaktance dopočítat indukčnost při známém odporu. V práci byla zvolena metoda měření indukčnosti pomocí přechodného děje. Zaznamenaný průběh je na Obr. 23.

¹⁰ Měření multimetrem je vhodné pro motory s odporem vinutí větším než 10 Ω dle [37].

Obr. 23: Měření časové konstanty τ motoru.

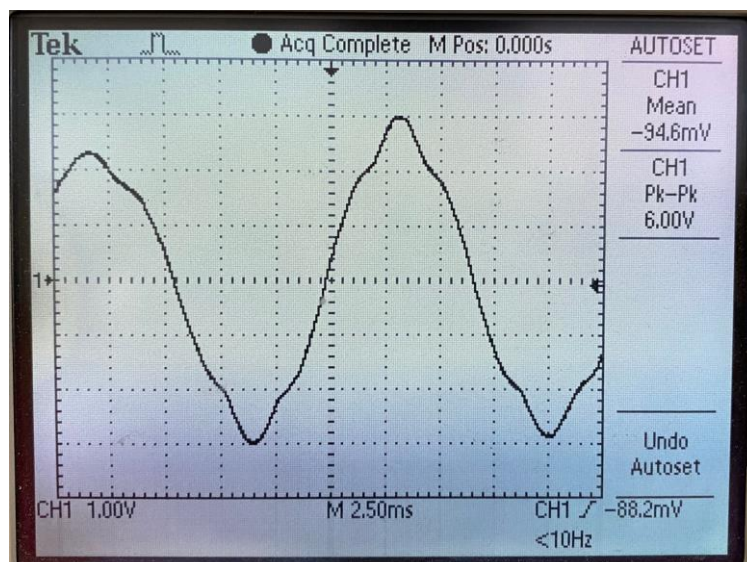
Časová konstanta τ motoru je při odečtení času, kdy dosáhne proud 63 % z ustálené hodnoty. Dle Obr. 23 je $\tau = 4 \text{ ms}$. Indukčnost lze dopočítat ze vztahu pro časovou konstantu RL obvodu.

$$L = \tau \cdot R = 0,004 \cdot 0,075 = 300 \mu\text{H}. \quad (5.1)$$

Indukčnost L_s jednoho vinutí je poloviční, tedy $150 \mu\text{H}$ kvůli zapojení vinutí do hvězdy. Naměřená hodnota slouží spíše jako pro určení potřebné spínací frekvence. Při měření byl použit zdroj s nedostatečným proudovým výstupem, a tak může být indukčnost ještě nižší než naměřená.

Dále je zjišťován **časový průběh a velikost indukovaného protinapětí (BEMF)**. Znalost tvaru indukovaného protinapětí umožní zvolit vhodný typ řízení. Z naměřeného průběhu na Obr. 24 lze vyzorovat, že je indukované napětí **téměř sinusové**. Řízení motoru sinusovým napětím tedy nezpůsobí příliš velké zvlnění momentu. Velikost indukovaného napětí není potřeba měřit, protože má motor známou konstantu KV^{11} **1855** (viz Tab. 5). To znamená, že při 1855 ot/min bude indukované napětí 1 V .

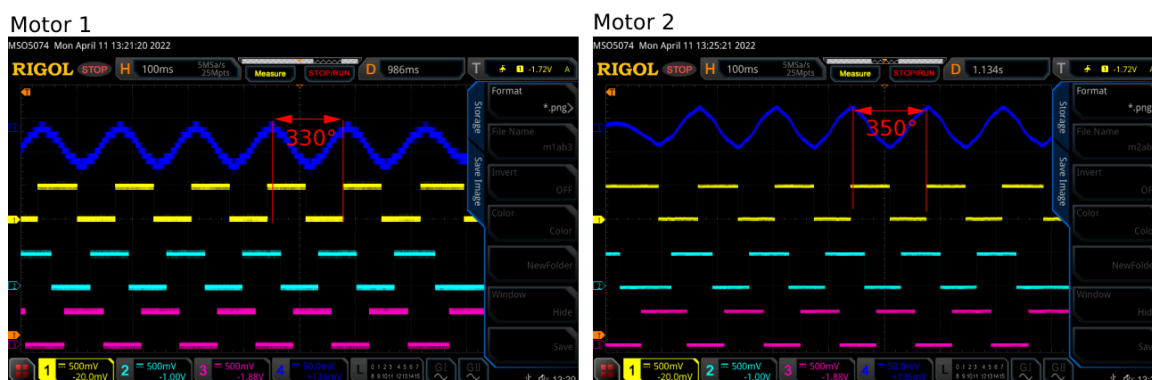
¹¹ U modelářských motorů se nejčastěji udává parametr KV, který určuje počet ot/min na volt aplikovaného napětí.



Obr. 24: Měření indukovaného protinapětí motoru Turnigy Trackstar 21.5T.

Počet pólparů p_p motoru lze zjistit ručním otáčením hřídele motoru napájeného přibližně 10 % nebo méně z nominálního proudu. Při napájení jedné dvojice fází se motor zastaví v jedné pozici. Počet pólparů odpovídá počtu stabilních pozic, na kterých se zastaví rotor. V případě motoru je počet pólparů 1. [37]

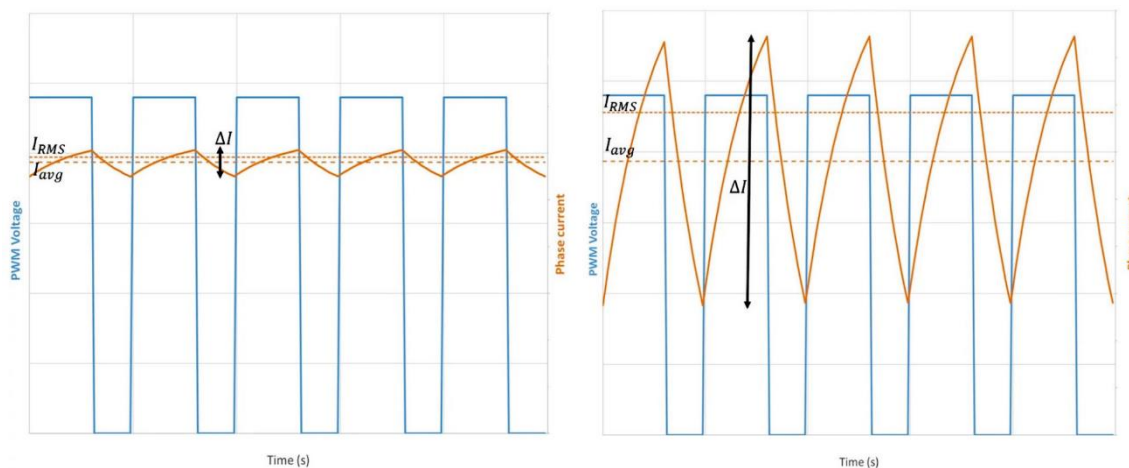
Měření pozice a rozmístění Hallových senzorů. Motor disponuje 3 Hallovými sondami, které jsou společně s NTC termistorem vyvedeny na JST ZH 6 pinový konektor (1,5 mm rozteč pinů). Zbylé 2 kontakty jsou 5V a zem pro napájení Hallových sond. Rozmístění Hallových sond je po 120° , což lze vidět na průbězích v Obr. 25. Ze zjištěných průběhů je nutné určit fázový posun od maxima indukovaného protinapětí po náběžnou hranu signálu z Hallové sondy ve fázi a (žlutý průběh). Tento fázový posun souvisí s úhlem $\theta(0)$ ve vztahu (3.5) a je důležitý pro umístění referenční osy d pro Parkovu transformaci.



Obr. 25: Měření fázového posunu mezi indukovaným protinapětím a signálem z Hallových sond.

Ze znalosti parametrů může být dále určena minimální spínací frekvence při použití PWM pro dosažení určitého zvlnění proudu nebo parametry PI regulátorů v algoritmu

vektorového řízení. Na Obr. 26 je zobrazeno zvlnění proudu, které může být malé při volbě dostatečné spínací frekvence pro danou indukčnost zátěže. Je-li indukčnost zátěže příliš malá nebo je spínací frekvence příliš malá, dojde ke zvlnění proudu. Je důležité, aby zvlnění proudu bylo co nejmenší, protože vede ke zvlnění momentu. Zvýšení spínací frekvence vede ke zvýšení spínacích ztrát. [38, 39]



Obr. 26: Porovnání malého (vlevo) a velkého (vpravo) zvlnění proudu při napájení indukční zátěže PWM signálem (převzato z [38]).

Zvlnění proudu ΔI_{pp} (peak-peak) lze kvantifikovat zjednodušeně vztahem [38]

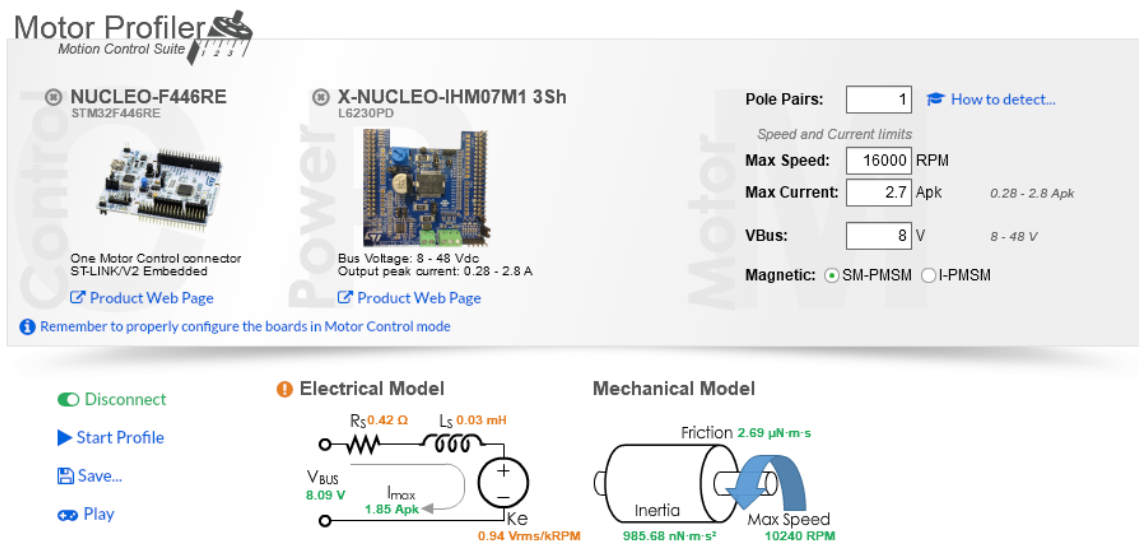
$$\Delta I_{pp} = \frac{U_L \cdot dc(1 - dc)}{L \cdot f_{pwm}}, \quad (5.2)$$

kde U_L je napětí PWM pulzů, dc je střída (*duty cycle*), L je indukčnost zátěže a f_{pwm} je frekvence PWM pulzů. Zvlnění napětí je největší při střídě 0,5.

Při použití frekvence 20 kHz pro motor Turnigy trackstar 21.5T, jehož indukčnost L byla změřena 150 μH (viz rovnice (5.1)) vyjde dosazením do rovnice (5.2) zvlnění proudu $\Delta I_{pp} = 0,7 \text{ A}$. Maximální proud motoru je 22 A, zvlnění proudu 0,7 a je 3% z této hodnoty. Zvlnění se zdá v pořádku, ale použití vyšší spínací frekvence by bylo vhodné, pokud to dovolí spínací ztráty střídače. Případně lze přidat indukčnost na výstup střídače sériově do každé fáze motoru. Spínací frekvence bude použita v kapitole 7 při zadávání parametrů do STM Motor Control Workbench.

Parametry lze změřit i pomocí evaluation modulů různých výrobců. Například STMicroelectronics nabízí ve svém MCSDK (Motor Control Software Development Kit) aplikaci Motor Profiler, která umožňuje měřit parametry motoru. Měření parametrů pomocí této aplikace je zaznamenáno na Obr. 27. Je nutné upozornit, že naměřené výsledky nejsou důvěryhodné z důvodu použití modulu X-NUCLEO-IHM07, jehož maximální proud je

skoro 10x nižší než maximální proud procházející motorem. Navíc dle [40 chap. 2.4] není Motor Profiler vhodný pro motory s $R_s < 1 \Omega$ a $L_s 1 = mH$.



Obr. 27: Ukázka aplikace Motor Profiler pro měření parametrů motoru.

Naměřené parametry budou zadány do aplikace Motor Control Workbench, což je hlavní aplikace, kde se začíná s vytvářením projektu pro generaci kódu vektorového řízení na mikrokontrolerech výrobce STMicroelectronics. Postup konfigurace aplikace je popsán v kapitole 7. V následující kapitole 6 bude popsán návrh hardware pro řízení bezkartáčového motoru. Počínaje dimenzováním a výběrem komponent (kapitola 6.1), na kterou navazuje návrh schémat a layoutu v programu Altium Designer v kapitole 6.2. Mechanickému rozvržení navržených komponent se věnuje kapitola 6.3. Oživení střídače je provedeno v kapitole 6.4.

6 Návrh HW pro řízení bezkartáčových motorů

Úkolem HW je řídit dva 150 W BL motory Turnigy Trackstar 21.5T (viz Obr. 28 vlevo) a dva servomotory HiTec HS-485HB s PWM vstupem (viz Obr. 28 vpravo) dle zpráv přijímaných po CAN sběrnici z řídicí jednotky. Motory Turnigy jsou použity pro pohon přední a zadní nápravy. Servomotory HiTec jsou použity pro zatáčení přední i zadní nápravy.



Obr. 28: BL motor [Turnigy Trackstar 21.5T](#) a servomotor [HiTec HS-485HB](#).

Cílem bylo navrhnout HW řešení tak, aby nevyžadovala výrazné zásahy do stávající konstrukce crawleru a bylo případně možné přejít zpět k původnímu řešení (viz Obr. 1). Původní záměr byl integrovat mikrokontroler a řízení obou motorů na jedné desce, ale kvůli nedostatku mikrokontrolerů na trhu v současnosti bylo zvoleno jednodušší a univerzálnější řešení. Dvě samostatné desky pro každý motor konstruované jako rozšiřující modul pro některou z vývojových desek dle vybraného mikrokontroleru. Postup návrhu spočíval ve výběru vhodného mikrokontroleru, dimenzování výkonových prvků a příslušných budičů. Tyto 3 komponenty zásadně ovlivňují celkovou topologii, dosažené parametry, potřebný zástavbový prostor a výběr dalších komponent. Poté byly zvoleny další potřebné prvky jako zesilovače snímaného proudu (dále pouze CSA – *Current Sense Amplifier*), CAN kontrolér, snímač teploty střídače, a v neposlední řadě prvky pro úpravu napětí z baterie pro napájení jednotlivých obvodů. Okolní součástky jako blokovací kondenzátory, filtry a ochrany byly voleny dle doporučení výrobců v datasheetech nebo *application notes*.

V následující kapitole 6.1 je poskytnuto několik poznámek k výběru důležitých komponent a případným výpočtům parametrů. V kapitole 6.2 jsou zobrazeny schémata jednotlivých funkčních bloků včetně layoutu neboli konkrétního rozvržení a propojení součástek na DPS. Pro návrh byly poznatky ze zdrojů

6.1 Výběr součástek a dimenzování

System bude napájen z 2S Li-Po baterie. Požadavky na danou součástku nebo funkční blok jsou specifikovány v každé kapitole. Součástky byly vybírány především s ohledem na jejich cenu, zastavěný prostor, snadnou pochopitelnost jejich funkce z datasheetu a možností napájení z 5 V. Okolní součástky byly voleny v pouzdře 0805 s výjimkou bootstrap kondenzátorů (0603), LED diod (0603) a Shunt rezistorů (2512).

6.1.1 Výběr mikrokontroleru

Zvolený mikrokontroler musí mít dostatečný výkon pro výpočet vektorového řízení. Vektorové řízení obsahuje rychlou vnitřní smyčku s regulátory proudu, která by se měla provádět synchronně s PWM ideálně v každém cyklu, případně v každém druhém až několikátém cyklu. Běžně používaná frekvence PWM je například 20 kHz, což odpovídá času 50 μ s. Na Obr. 29 je zobrazeno porovnání potřebného času pro vykonání FOC smyčky.



Obr. 29: Doba výpočtu (μ s) jedné smyčky vektorového řízení na různých mikrokontrolerech [41].

Zaměříme-li se na [STM32F446RE](#), doba výpočtu daného algoritmu vektorového řízení trvá 11 μ s, což by při periodě volání 10 kHz (100 μ s) odpovídalo přibližně 10% zatížení mikrokontroleru. Při pohledu do Tab. 6 lze vidět zátěž 11,1 % pro mikrokontroler STM32F446 při použití ST algoritmu bezsenzorového řízení 1 motoru a frekvenci volání FOC smyčky 10 kHz při 20 kHz PWM. 90 % zbylého času – tedy 90 μ s – zůstane pro vykonání pomalejší smyčky nadřazeného regulátoru rychlosti (vykonávaného s periodou běžně 0,1 až 1 ms) a uživatelského kódu jako komunikace po CAN, řízení PWM servopohonu atd.

Tab. 6: Zátěž různých STM32Fx mikrokontrolerů při vektorovém řízení [42].

STM32F	Single motor				Dual motor			
@20kHz PWM / 10kHz FOC								
STM32F	Configuration	Code size (Kb)	RAM usage (Kb)	CPU load (%)	Configuration	Code size (Kb)	RAM usage (Kb)	CPU load (%)
STM32F100	1shunt/ sensorless	17.8	2.6	58.0	NA	NA	NA	NA
STM32F05x	1shunt/ sensorless	16.7	2.7	45.2	NA	NA	NA	NA
STM32F103x	3shunt/ sensorless	16.2	2.5	21.3	Motor 1&2 3 shunt/ sensorless	17.5	3.9	49.4
STM32F2x	3shunt/ sensorless	15.5	2.6	13.9	Motor 1&2 3 shunt/ sensorless	17.5	3.9	29.0
STM32F30x	3shunt/ sensorless	16.7	2.7	15.2 (*)	Motor 1&2 3 shunt/ sensorless	18.8	4.0	33.3
STM32F4x	3shunt/ sensorless	15.5	2.6	11.1	Motor 1&2 3 shunt/ sensorless	17.5	3.9	23.5

Zvolený mikrokontroler musí mít i všechny potřebné periferie pro řízení BL motoru. HW bude od mikrokontroleru vyžadovat následující periferie **6x** Timer v režimu PWM výstup pro spínání tranzistorů střídače (případně 3x, záleží na použitém budiči) + **1x** PWM výstup pro řízení polohy servomotoru, **3x** Timer v režimu Input Capture pro informaci o poloze rotoru z Hallových sond + **1x** input capture pro *případné řízení z radiovysílačky s PWM výstupem*, **1x** Timer v alternativním režimu brake input (BKIN) pro zablokování řízení při nadproudu, **3x** ADC pro měření proudu, **2x** ADC pro měření teploty střídače a motoru, **1x** ADC pro měření napětí stejnosměrného meziobvodu, **3x** ADC pro měření indukovaného protinapětí pro *případné bezsenzorové řízení*, **3x** GPIO pro uživatelské LED diody, nastavení CAN ID zařízení a v neposlední řadě komunikaci po CAN sběrnici.

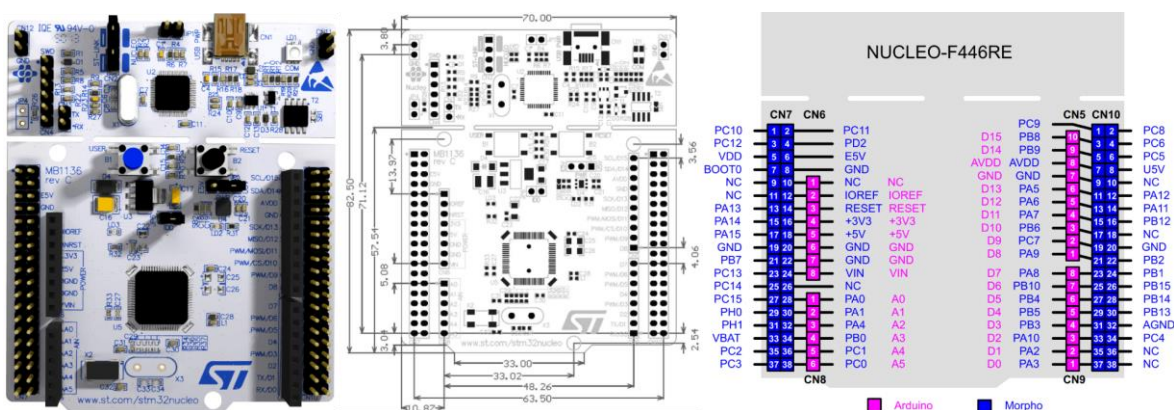
Porovnání periférií, kterými disponuje mikrokontroler STM32F446RE s potřebnými perifériemi je v Tab. 7.

Tab. 7: Srovnání potřebných periférií s dostupnými u mikrokontroleru STM32F446RE.

Periferie	Potřebný počet	Dostupný počet na STM32F446RE
Timer	12	16x 16bit + 2x 32bit 2x watchdog 1x systick
ADC	9	3x12bit 24 channels 7.2 MS/s (triple interleaved mode)
GPIO	3	Zbytek nevyužitých I/O pinů (v případě LQFP64 pouzdra v této aplikaci 12)
CAN	1	2x CAN 2.0B

Ochrana proti nadproudu je zajištěna přivedením signálu z komparátoru integrovaného v CSA na vstup Timeru v alternativní funkci BKIN (Brake Input). Tato funkce umožňuje rychle dostat mikrokontroler do požadovaného předem definovaného stavu pro zamezení případných škod způsobených nadproudem, například zablokování PWM výstupu nebo sepnutí nulové kombinace (většinou všech spodních tranzistorů) [43 p. 38].

Mikrokontroler je použit ve formě vývojové DPS [Nucleo-64-F446RE](#) z důvodu nedostupnosti mikrokontrolerů na trhu. Zařízení bude s mikrokontrolerem připojeno přes dvojici 2x19 pinových headerů (tzv. *Nucleo Morpho Connector*). Nákres Nucleo desky s důležitými rozměry a rozmístěním pinů je zobrazen na Obr. 30.



Obr. 30: Vývojová DPS Nucleo F446RE (zkopírováno z datasheetu).

6.1.2 Výběr tranzistorů pro střídač

Použité tranzistory byly zvoleny v SMD provedení pro úsporu místa na DPS. Nejlepší volba pro nízkonapěťovou aplikaci je MOSFET tranzistory typu N kvůli jejich nízkému R_{DSon} a snadnému řízení v kontrastu s bipolárními tranzistory. Technologie IGBT lze uvažovat u aplikací s napětím od 200 V výše a jejich jednoznačné využití je v oblastech nad 600 V, kde dosahují značně lepších parametrů než klasické MOSFET tranzistory. [44]

Vzhledem k výše zmíněným kritériím byly zvoleny tranzistory SiSS52DN od výrobce Vishay. Jejich důležité parametry jsou shrnuty v Tab. 8.

Tab. 8: Parametry MOSFET tranzistoru [SiSS52DN-T1-GE3](#).

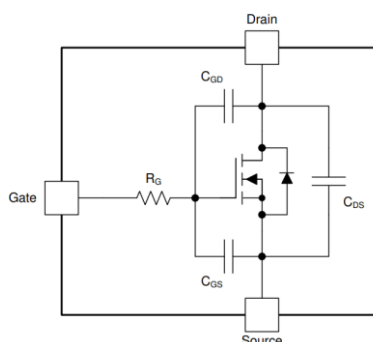
MOSFET (PowerPak 1212-8S) 3.3x3.3mm	SiSS52DN	Vishay Siliconix
$U_{DS(max)}$	30	V
$R_{DS(on)max}$	1,9	m Ω
Q_{Gtyp}	20	nC
P_{Dmax}	3	W
T_j	-55 až 150	°C
R_{thJA} (1x1 inch board, t<10 s)	26	°C/W
U_{GSth}	2,2	V
U_{GSmax}	-12 až +16	V
t_r t_f ($U_{GS}=10$ V, $I=20$ A, $R_g=1$ Ω)	12 12	ns
t_r t_f ($U_{GS}=4,5$ V, $I=20$ A)	300 12	ns
Parametry zpětné diody		
U_{SD}	1.1	V
Q_{RR}	50	nC

Zvolené tranzistory musí mít co nejnižší odpor R_{DSon} , aby byly minimální vodivostní ztráty a zároveň přijatelně nízký náboj Q_G , který má vliv na potřebný proud budícího obvodu řídicí elektrody tranzistoru. Rychlost sepnutí tranzistoru je požadována co největší pro snížení spínacích ztrát, ale příliš vysoká rychlost způsobuje problémy z hlediska EMI, možnosti vzniku oscilací v napětí U_{GS} (anglicky *Gate ringing*), zvýšení přeslechů na DPS a případných problémů se samovolným¹² otevřením komplementárního tranzistoru

¹² Vzhledem k nízkému spínanému napětí a pozvolným strmostem není samovolné otevření řešeno v této práci, při případných problémech lze přidat kondenzátor mezi gate a source tranzistoru. Více informací lze nalézt v [63 p. 20] nebo [57 p. 13].

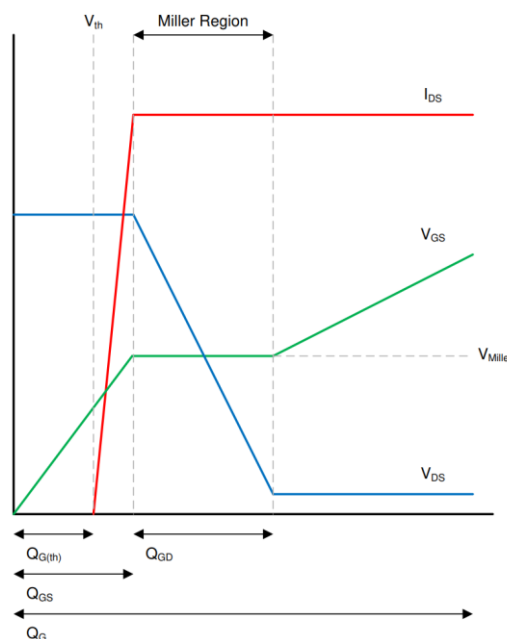
vedoucímu k větrovému zkratu (anglicky *Shoot-Through*). Podrobnější popis parametrů MOSFET tranzistorů a jejich vlivu

Provoz tranzistoru ve spínacím režimu je doprovázen výkonovými ztrátami. Následující část se věnuje výpočtu ztrát tranzistoru a parametrů budiče pro tranzistory. Vodivostní ztráty jsou způsobeny průchodem proudu přes tranzistor s konečně velkou vodivostí v sepnutém stavu. Spínací ztráty jsou způsobeny jevem při spínání MOSFET tranzistoru, kdy sepnutí neproběhne v nekonečně krátké době kvůli parazitním kapacitám tranzistoru (viz Obr. 31).



Obr. 31: MOSFET tranzistor a jeho parazitní vlastnosti z hlediska spínání (převzato z [45])

Časový průběh veličin při sepnutí tranzistoru je zobrazen na Obr. 32.



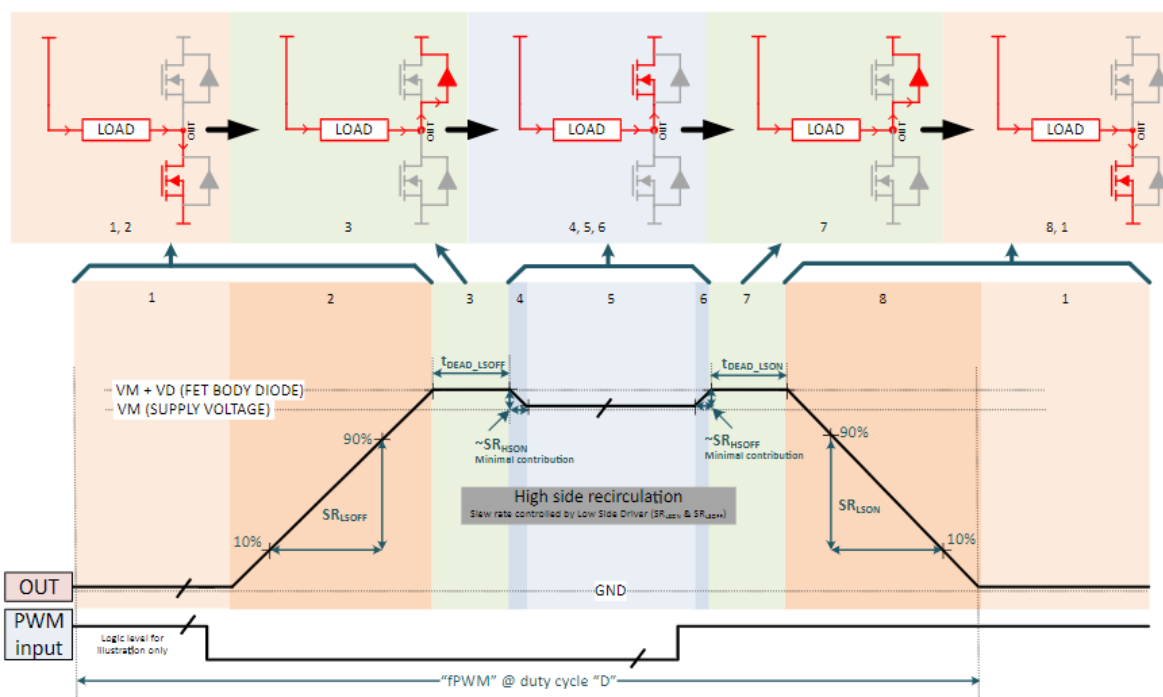
Obr. 32: Časový průběh veličin při spínání tranzistoru (převzato z [45])

Zásadní je kapacita C_{GD} , která se nazývá Millerova kapacita. Ta způsobuje, že pokles napětí U_{DS} tranzistoru neproběhne okamžitě při jeho sepnutí, ale klesá postupně dokud se C_{GD} nenabije. Problém je, že proud začne procházet již při dosažení prahového napětí U_{th} ,

což je dříve, než je nabita kapacita a při nenulovém U_{DS} . Protékající proud vynásobený úbytkem napětí dá výkonovou ztrátu. V datasheetu tranzistoru je udán též náboj Q_G zahrnující ještě zbylé 2 parazitní kapacity z Obr. 31. Q_G je závislý na napětí, protože je na kapacitě závislá kapacita Q_{GD} . Snahou při návrhu výkonového obvodu je minimalizovat čas sepnutí tranzistoru nalezením správného proudu, který je řízen budičem, tak aby spínání proběhlo co nejrychleji a nezpůsobovalo příliš mnoho rušení a dalších problémů. Tomuto tématu se věnuje kapitola 6.1.3.[45]

U vybraného tranzistoru je nutné ověřit, zda jeho ztráty nepřesahují maximální hodnotu uvedenou v datasheetu. Výpočty jsou prováděny dle [46 p. 7].

Při zjednodušené úvaze stejného mrtvého času pro sepnutí i vypnutí tranzistoru, stejnou strmost spínání a vypínání tranzistoru a zanedbání ztrát v oblasti 4 a 6, lze vypočítat ztráty horního tranzistoru P_{HS} ve větvi dle vztahu (6.1). Při výpočtu je uvažována zátěž připojená k větvi střídače dle Obr. 33.



Obr. 33: Tok proudu tranzistorem, jeho zpětnou diodou a zátěží při cirkulaci proudu přes horní diodu (nahore). Časový průběh napětí (převzato z [46]).

Ztráty jsou vypočteny pro střidu $dc = 0,5$ a v závorce jsou uvedeny ztráty pro $dc = 1$.

$$\begin{aligned}
 P_{HS} &= R_{DS(on)} \cdot I_L^2 \cdot (1 - dc) + 2 \cdot U_{SD} \cdot I_L \cdot t_{dead} \cdot f_{pwm} \\
 &= 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 22^2 \cdot (1 - 0,5) + 2 \cdot 1,1 \cdot 22 \cdot 500 \cdot 10^{-9} \cdot 20000 \\
 &= \mathbf{0,847\ W}, (DC = 1 \rightarrow P_{HS} = \mathbf{1,2W})
 \end{aligned}
 \tag{6.1}$$

R_{DSON} je odpor v sepnutém stavu mezi drain a source, I_L je proud tekoucí tranzistorem do zátěže, dc je střída PWM (*duty cycle*), U_{SD} je úbytek napětí na zpětné diodě MOSFET tranzistoru, t_{dead} je mrtvý čas¹³ mezi vypnutím tranzistoru a sepnutím komplementárního tranzistoru, f_{pwm} je frekvence spínacího signálu generovaného pomocí PWM.

Ztráty dolního tranzistoru P_{LS} ve větvi jsou

$$\begin{aligned} P_{LS} &= R_{DSON} \cdot I_L^2 \cdot dc + U_L \cdot I_L \cdot \frac{U_L}{SR} \cdot f_{pwm} \\ &= 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 22^2 \cdot 0,5 + 8,4 \cdot 22 \cdot \left(\frac{8,4}{125 \cdot 10^6} \right) \cdot 20000 = \mathbf{0,61 W}, \end{aligned} \quad (6.2)$$

kde U_L je napětí zátěže a SR [V/μs] je strmost napětí. Použitá strmost ve výpočtu odpovídá času sepnutí 60 ns.

Jiný způsob odhadu ztrát tranzistoru dle [47 p. 7] spočívá ve výpočtu vodivostních ztrát, spínacích ztrát a ztrát zpětnou diodou dle následujících vztahů. Výpočet vodivostních ztrát P_{Ron} je proveden dle vztahu

$$P_{Ron} = R_{DSon} \cdot I_L^2 = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot 22^2 = \mathbf{0,72 W}. \quad (6.3)$$

Spínací ztráty P_{SW} jsou dány vztahem

$$\begin{aligned} P_{SW} &= \frac{1}{6} \cdot 0,5 \cdot U_L \cdot I_L \cdot f_{pwm} \cdot \left(\frac{1}{SR_{rise}} + \frac{1}{SR_{fall}} \right) \\ &= \frac{1}{6} \cdot 0,5 \cdot 8,4 \cdot 22 \cdot 20000 \cdot \left(\frac{1}{125 \cdot 10^6} + \frac{1}{125 \cdot 10^6} \right) = \mathbf{5 mW}. \end{aligned} \quad (6.4)$$

Ztráty P_D při průchodu proudu přes zpětnou diodu

$$P_D = f_{pwm} \cdot Q_{RR} \cdot U_L = 20000 \cdot 50 \cdot 10^{-9} \cdot 8,4 = \mathbf{8,4 mW}, \quad (6.5)$$

kde Q_{RR} je náboj potřebný odčerpat z diody pro její zotavení.

$$P_{TOT} = P_{Ron} + P_{SW} + P_D = \mathbf{0,73 W}. \quad (6.6)$$

Teplota tranzistoru při ztrátovém výkonu dle vztahu (6.1) bude

$$T_{jHS} = P_{HS} \cdot R_{thJA} + T_A = 1,2 \cdot 26 + 30 = \mathbf{61} \text{ } ^\circ\text{C}, \quad (6.7)$$

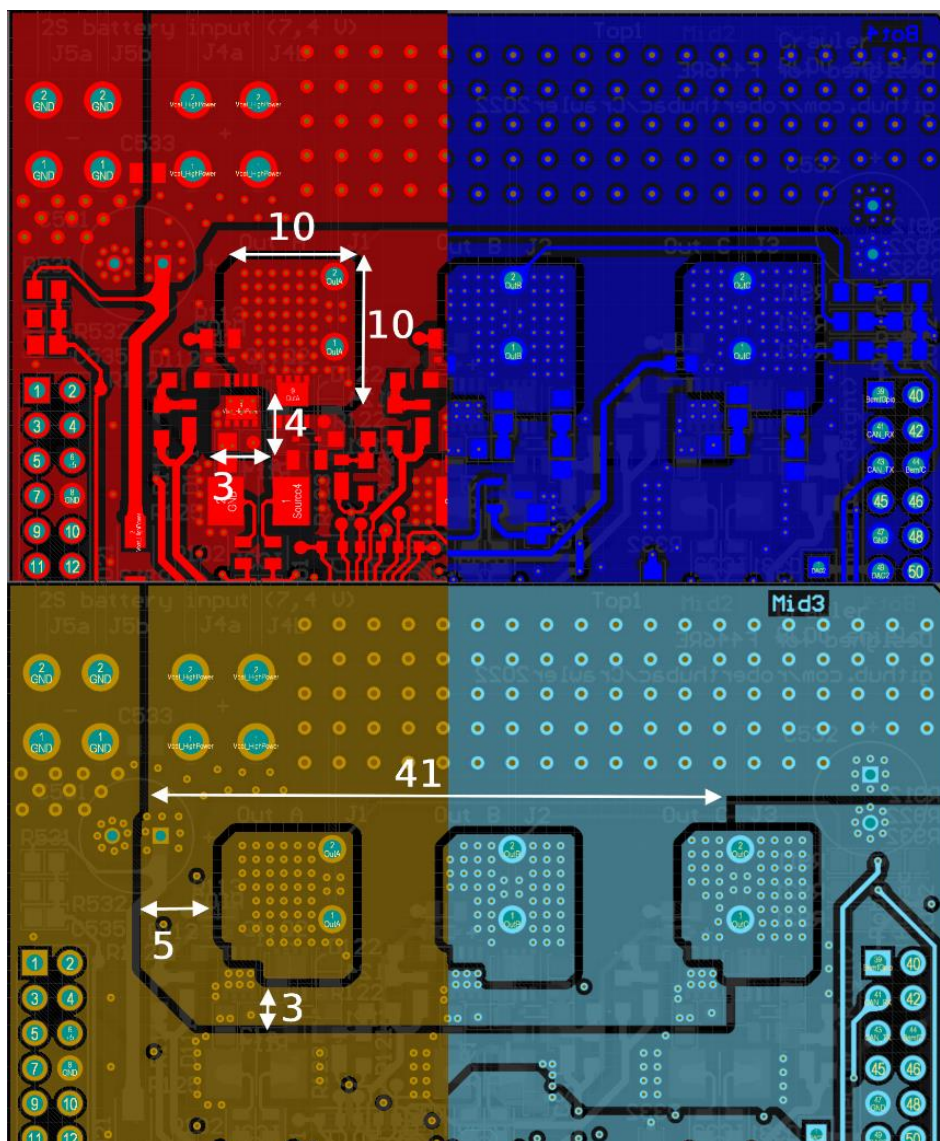
kde R_{thJA} ¹⁴ je tepelný odpor mezi čipem tranzistoru a jeho okolím a T_A je teplota okolí.

Tepelný odpor pro navrženou DPS s dostupnou plochou mědi bude vyšší. Dle Obr. 34 lze odhadnout ze znalosti z pozn. pod čarou 14 a několika dalších poznatků tepelný odpor. Při uvážení použití 4 vrstvé DPS, kde celková síla všech vrstev je 105 μm

¹³ Výpočet minimálního mrtvého času je v rovnici (6.16).

¹⁴ Tepelný odpor je udán v datasheetu pro montáž na měděnou plochu 1 inch² neboli 645 mm², o síle 2oz/sq.mm (70 μm) na DPS o rozměrech 1,5x1,5 inch (3,81x3,81 cm) a tloušťce 1,52 mm.

($35+17,5+17,5+35$) μm . Plocha je 10×10 mm, tedy 100 mm^2 pro Low-Side tranzistor (viz levá horní část Obr. 34). Tato plocha je 6x menší než 645 mm^2 uváděných v datasheetu (tloušťka je těžce porovnatelná, mnoho prokův ve čtyřech slabších vrstvách u navržené DPS proti jedné silné vrstvě mědi dané v datasheetu). Celkově vzato by mohl mít tranzistor v pouzdře PowerPak 1212-8S ($3,3 \times 3,3$ mm) tepelný odpor mezi 50 a 70 $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ dle pozorování z [48] a [49] a pohledu na vrstvy mědi navržené DPS. To by znamenalo teplotu 110 $^{\circ}\text{C}$. Této teploty nejspíše dosaženo nebude, protože parametry použité pro určení ztrát i odhad určení tepelného odporu jsou velmi skeptické a stav, kdy poteče motorem maximální proud by měl být krátkodobý (pokud se nejedná o stav zabrzděného rotoru). Případné dosažení příliš vysoké teploty je hlídáno teplotním snímačem, kterému se věnuje kapitola 6.2.9.



Obr. 34: Plocha mědi pro chlazení MOSFET tranzistorů na DPS.

Obtížněji kvantifikovatelný vliv na teplotu tranzistoru má

- nárůst¹⁵ odporu MOSFET tranzistoru s nárůstem jeho teploty,
- pomalejší nebo rychlejší dosažená rychlost spínání tranzistoru, než byla uvažována při návrhu či jiný jev způsobující vyšší ztráty,
- jiný tepelný odpor, než se kterým bylo počítáno.

Tepelný odpor je dán při SMD montáži kvalitou pájení a množstvím okolní mědi, přes kterou se může odvádět teplo od tranzistoru. Nárůst odporu s teplotou byl vyřešen použitím hodnoty tepelného odporu pro 125 °C ve výpočtech ztrát.

Pokud se jedná o jednodušší aplikaci, vyplatí se pro odladění designu použít hrubý návrh a detaily doladit na prototypu. V případě dražších aplikací pro větší výkony se spíše provádí přesnější výpočty a simulace před sestavením prototypu.

6.1.3 Výběr budiče tranzistorů

Budiče pro tranzistory jsou ve většině případů nezbytným mezistupněm mezi mikrokontrolerem vytvářejícím spínací signály a samotným výkonovým prvkem – tranzistorem. Pro správné sepnutí s minimalizací ztrát a EMI musí být zvolena správná rychlost sepnutí tranzistoru. Maximální možná rychlost sepnutí tranzistoru je udána v jeho datasheetu (zde v Tab. 8). Rychlost sepnutí je závislá především na I_G a Q_G dle vztahu (6.8).

Výpočty jsou prováděny dle [44] a [50]. Před výběrem budiče je potřeba vypočítat potřebný proud pro požadované spínací časy tranzistorů.

$$I_{G_source} = \frac{Q_G}{t_r} = \frac{Q_G}{\frac{U_{GS}}{SR_{rise}}} = \frac{65 \cdot 10^{-9}}{\frac{8,4}{125 \cdot 10^6}} = 0,744 \text{ A}, \quad (6.8)$$

$$R_{g_sink} = \frac{U_{GS}}{I_{G_sink}} = \frac{8,4}{1,5} = 5,6 \text{ } \Omega, \quad (6.9)$$

$$I_{G_sink} = \frac{Q_G}{t_r} = \frac{Q_G}{\frac{U_{GS}}{SR_{fall}}} = \frac{65 \cdot 10^{-9}}{\frac{8,4}{200 \cdot 10^6}} = 1,54 \text{ A}, \quad (6.10)$$

$$R_{g_source} = \frac{U_{GS}}{I_{G_source}} = \frac{8,4}{0,74} = 11,35 \text{ } \Omega, \quad (6.11)$$

¹⁵ Typicky dvojnásobný R_{DSon} při 150 °C než při 25 °C dle [46 p. 2]

Pro minimalizaci ztrát tranzistoru ve spínacím režimu je potřeba též zajistit dostatečné napětí U_{GS} pro jeho provoz v lineární oblasti. To je oblast, kde je jeho odpor R_{DSon} konstantní. Do této oblasti se tranzistor dostane, je-li

$$U_{GS} > U_{DS} + U_{GS(th)}, \quad (6.12)$$

kde U_{GS} je napětí mezi gate a source tranzistoru, U_{DS} je napětí mezi drain a source tranzistoru a $U_{GS(th)}$ je prahové napětí tranzistoru.

Výše zmíněný vztah je snadno splnitelný pro spodní tranzistory ve větvi, kterým stačí napětí U_{GS} pár jednotek voltů pro sepnutí, protože je aplikované U_{GS} vztaženo proti zemi. Pro splnění rovnice (6.12) u horních tranzistorů ve větvi, kterým source plave na potenciálu zátěže, jsou použity bootstrapové kondenzátory pro navýšení napětí o potřebnou hodnotu pro sepnutí nad plovoucí potenciál.

Výpočet kapacit bootstrapových kondenzátorů

Výpočet maximálního povoleného zvlnění ΔU_{BST} na kondenzátoru, aby jeho napětí nekleslo pod minimální mez UVLO (UnderVoltage LockOut), kdy by budič zablokoval řízení tranzistorů.

$$\Delta U_{BST} = U_G - U_{BSTD} - U_{UVLO} = 6 - 0,85 - 4,5 = 0,65 \text{ V}, \quad (6.13)$$

kde ΔU_{BST} je maximální povolené zvlnění bootstrapového kapacitoru, U_G je napájecí napětí budiče, U_{BSTD} je úbytek napětí na bootstrapové diodě a U_{UVLO} je napětí, při kterém dojde k zablokování řízení tranzistorů.

Výpočet potřebného náboje Q_{BST} za jeden spínacího cyklus

$$Q_{BST} = Q_G + \frac{I_{leak_bst_tran}}{f_{pwm}} = 65 \cdot 10^{-9} + \frac{220 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^3} = 76 \text{ nC}, \quad (6.14)$$

kde Q_{BST} je potřebný náboj bootstrapového kapacitoru, Q_G je celkový náboj gate-u tranzistoru, $I_{leak_bst_tran}$ je prosakující proud budiče pro tranzientní stav a f_{pwm} je frekvence spínání tranzistoru.

Kapacita bootstrap kondenzátoru C_{BST_min} je vypočtena dle

$$C_{BST_min} = \frac{Q_{BST}}{\Delta U_{BST}} = \frac{76 \cdot 10^{-9}}{0,65} = 117 \text{ nF}, \quad (6.15)$$

Pro dostatečnou rezervu návrhu je zvolena hodnota 200 nF. V případě použití kondenzátoru o hodnotě vyšší než 1 μF u použitého budiče ve variantě s integrovanými diodami je nutné zajistit omezení proudu přes diody. Kondenzátory je nutné umístit co nejblíže k patřičným pinům budiče a dimenzovat je na 1,5 až 2násobek napětí kvůli napěťovému deratingu kapacity, který hraje významnou roli zejména u keramických kondenzátorů s dielektrikem X5R a X7R a je znatelnější u menších pouzder.

Výběr konkrétního budiče

Na trhu je mnoho různých provedení budičů tranzistorů. V následujícím textu bude popsáno několik různých uspořádání a umístění odkaz na konkrétní budič. Případně lze nahlédnout do nabídky integrovaných budičů v katalogu některého prodejce nebo v [katalogu](#) výrobce TI, kde lze filtrovat produkty

- dle typu řízení (externí – sinus, trapezoidální a FOC nebo integrované v budiči)
- dle integrace střídače v těle budiče (s nebo bez střídače)
- dle dalších integrovaných funkcí (integrovaný)
- dle rozsahu napětí a proudu budiče nebo výstupního (v případě integrovaného střídače).

Před příchodem integrovaných obvodů pro účely buzení tranzistoru byly používány obvody z diskretních součástek. Integrované budiče mohou být jednoúčelové (pouze zajišťují správné sepnutí tranzistoru) v provedení budič jednoho tranzistoru, jedné větve střídače, H-můstku, všech šesti tranzistorů třífázového střídače nebo i více než šesti tranzistorů (například pro brzdný chopper).

Víceúčelové budiče mohou zastávat funkci mnoha dalších obvodů, které jsou potřebné pro řízení motoru, umožňují proměnný budící proud pro optimalizaci spínání tranzistorů přes SPI komunikaci nebo mají bezpečnostní funkce (např. U_{DS} monitoring, interní dead time generátor, Undervoltage Lockout...) snižující riziko poškození tranzistorů nebo okolních komponent na DPS. Příkladem může být SGD (*Smart Gate Drive*) od Texas Instruments v některých modelech z řady DRV83xx nebo [STSPIN32F0](#) od STMicroelectronics. STSPIN32F0 zastupuje funkci mikrokontroleru, budiče třífázového můstku, DC/DC měniče, lineárního regulátoru, operačních zesilovačů a vstupu pro open-drain Hallovy sondy. Vyšší míra integrace je zastoupena například v [DRV8306](#), kde je implementována přímo v budiči logika pro 6-step neboli 120° řízení (viz kapitola 3.3.1). Pro menší výkony integrují budiče ve svém těle i střídač (např. [DRV8312](#) nebo výkonnější [DRV8332](#)).

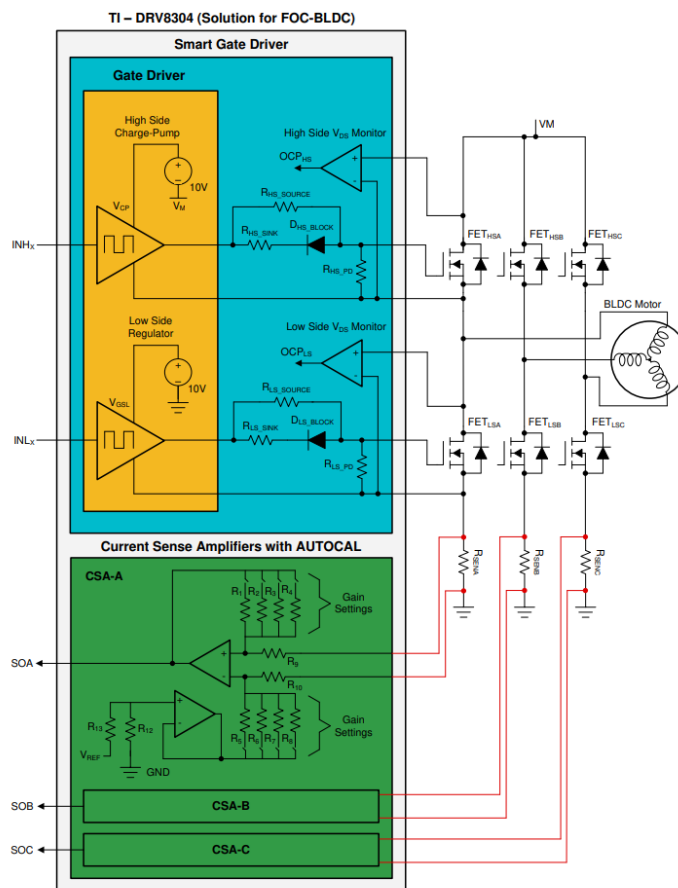
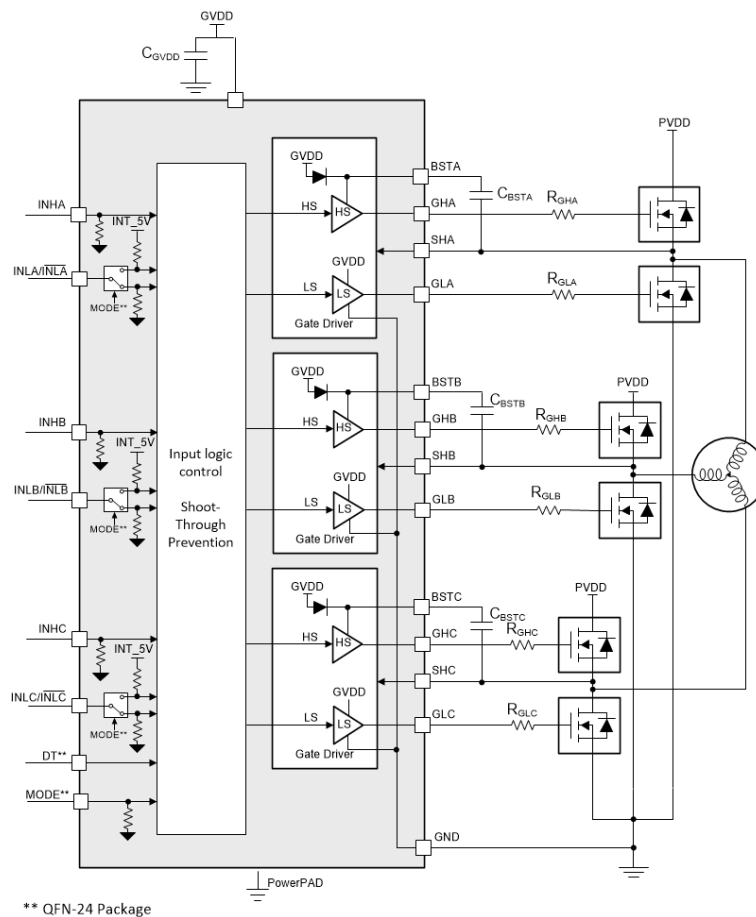


Figure 1. TI Smart Gate Driver for FOC Implementation

Obr. 35: Zjednodušený náčrt budiče tranzistorů [DRV8304](#) (převzato z [51]).

Pro úsporu prostoru na DPS a snížení počtu součástek byl vybrán třífázový budič. V době návrhu DPS byl skladem dostupný pouze základní model DRV8300 (viz Obr. 36). Při volbě tohoto modelu je nutné vyřešit úpravu signálu ze snímacích rezistorů a ochranu proti nadproudu. Snímacími rezistory se zabývá kapitola 6.1.4 a obvodu pro zesílení a úpravu informace o proudu se zabývá kapitola 6.1.4. Výhodou tohoto modelu je naopak škálovatelnost a flexibilita systému na vyšší výkony výběrem okolních součástek s lepšími výkonovými vlastnostmi, než má integrované řešení.

Nevýhodou integrovaného 3fázového budiče je rozdílná indukčnost pro jednotlivé větve střídače, která je způsobena rozdílnou délkou cest na plošném spoji mezi výstupem budiče a gatem tranzistoru. Důvodem je, že je obtížné budič umístit stejně daleko od všech 3 větví střídače.

Obr. 36: Třífázový budič [DRV8300](#) [50].

Konkrétní vybraný budič [DRV8300DPWR¹⁶](#) je v pouzdře TSSOP20 a obsahuje interní diody pro nabíjení bootstrapových kondenzátorů. Kondenzátory jsou připojeny na plovoucí potenciál mezi horní a spodní tranzistor a tím umožňují budiči dodat potřebné napětí k sepnutí horního prvku. Při používání bootstrapových kondenzátorů musí být zajištěno jejich nabíjení pomocí spínání spodního tranzistoru. Pokud není podmínka periodického nabíjení splněna, klesne napětí na kondenzátoru a dojde k blokaci řízení budičem (tzv. *Undervoltage Lockout*). Pro eliminaci tohoto problému lze použít budiče, které disponují interní nábojovou pumpou, která tímto problémem netrpí a v nízkonapěťových aplikacích se jeví jako vhodná (avšak dražší) alternativa.

Minimální mrtvý čas vložený samotným budičem DRV8300 je pevně nastaven na 200 ns. U budiče s pouzdrem QFN24 je možno mrtvý čas nastavit pomocí rezistoru proti zemi na jeden z pinů.

¹⁶ D v označení znamená integrované diody, budič bez diod nese označení N. V názvu budiče není písmeno I, které by značilo invertující logiku. Tento vybraný budič spíná tranzistory při vysoké úrovni na vstupu.

Výpočet minimálního mrtvého času

Pro minimalizaci ztrát střídače je vhodné optimalizovat dobu mrtvého času (viz rovnice (6.1)). Příliš dlouhá doba zvyšuje ztráty vedením proudu přes zpětné diody MOSFET tranzistorů, které jsou ztrátovější než samotný tranzistor z důvodu jejich poddimenzování a snižuje střední hodnotu výstupního napětí zejména při nízkých střídách PWM¹⁷. Příliš krátká doba může vést k větrovému zkratu. [25 p. 331]

$$\begin{aligned} t_{dead} &= (t_{tr_pd_off_max} - t_{tr_pd_on_min}) \\ &+ (t_{drv_pd_max} - t_{drv_pd_min}) \cdot 1,2 = \\ &((300 - 12) + (180 - 70)) \cdot 10^{-9} = 477 \text{ ns}, \end{aligned} \tag{6.16}$$

kde $t_{tr_pd_off_max}$ je maximální zpoždění vypnutí tranzistoru, $t_{tr_pd_on_min}$ je minimální zpoždění zapnutí tranzistoru, $t_{drv_pd_max}$ je maximální zpoždění mezi vstupem a výstupem budiče a $t_{drv_pd_min}$ je minimální zpoždění mezi vstupem a výstupem budiče.

Mrtvý čas bude nastaven v parametrech řízení mikrokontroleru (kapitola 7).

¹⁷ Existují algoritmy ke kompenzaci tohoto jevu.

6.1.4 Výběr snímacího rezistoru proudu

Volba snímacího rezistoru proudu neboli shunt rezistoru musí být taková, aby při průchodu proudu způsobil snesitelně nízkou výkonovou ztrátu, ale zároveň co největší a měřitelný úbytek napětí. Shunt rezistory se umisťují často pod spodní tranzistor do každé větve střídače (anglické označení 3 shunt) nebo pouze jeden mezi zem a společný bod spodních větví tranzistorů (1 shunt). Pro motory s nízkou indukčností vinutí není 1 shunt rezistor příliš vhodný.

Odebírá-li motor maximální proud 22 A, je vhodná hodnota snímacího rezistoru v jednotkách $m\Omega$. Tento rozsah vychází z maximální povolené výkonové ztráty a rozlišitelnosti měřeného proudu (snímací odpor musí vytvářet dostatečný úbytek napětí, který je možno zesílit). Výkonová ztráta snímacího rezistoru a jeho úbytek napětí jsou vypočteny dle rovnice (6.17) a (6.18). Pro tuto konkrétní úlohu byl zvolen snímací rezistor, jehož parametry jsou shrnuty v Tab. 9.

Tab. 9: Parametry shunt rezistoru ke snímání proudu [ULRG32512R003FLFSLT](#).

Rezistor ke snímání proudu	ULRG32512R003FLFSLT	TT electronics
Odpor	3	$m\Omega$
Max. výkonová ztráta	3	W
Tolerance	1	%
Teplotní koeficient	50	ppm/ $^{\circ}C$
Termoelektrické napětí	3	$\mu V/^{\circ}C$
Pouzdro	2512	-

$$P_{Rsh} = R_{sh} \cdot I_{RMS}^2 = 0,003 \cdot \frac{22^2}{\sqrt{2}} = 1 W, \quad (6.17)$$

Tento odpor bude mít maximální úbytek napětí U_{sh} při plném proudu

$$U_{sh} = R_{sh} \cdot I = 0,003 \cdot 22 = 66 mV, \quad (6.18)$$

Volba příliš vysokého odporu by vedla k neuchladitelné výkonové ztrátě, naopak příliš nízký odpor by vytvořil tak nízký úbytek napětí, že by bylo nutné vybírat velmi kvalitní a drahé zesilovače, aby měla informace o měřeném proudu relevantní hodnotu a nebyla zatížena chybami vzniklými nedokonalostmi zesilovače a šumem. To platí obzvláště při menším proudu.

6.1.5 Výběr zesilovače snímaného proudu

Na snímacím rezistoru vzniklý příliš malý úbytek napětí je potřeba zesílit pro následující zpracování AD převodníkem. Na trhu jsou integrované obvody určené přímo k této úloze, a tak není nutné řešit zapojení operačních zesilovačů a počítat hodnoty okolních rezistorů pro dosažení potřebného zesílení. Tyto integrované obvody se nazývají zkráceně CSA (*Current Sense Amplifiers*) neboli zesilovače snímaného proudu. Jejich výhodou je jednoduchost implementace, malý zastavěný prostor, relativně nízká cena a častá možnost napájet z již existujícího napětí na desce (běžně 5 nebo 3,3 V). Následuje výpočet parametrů CSA a vzniklé chyby měření proudu.

Rozsah ADC je potřeba rozdělit na polovinu, protože chceme snímat kladný i záporný směr proudu (-22 až 22 A). Ze známého úbytku na shunt rezistoru a rozsahu AD převodníku lze vypočítat potřebné **zesílení G** dle vztahu (6.19).

$$G = \frac{U_{ADCmax}}{U_{sh}} = \frac{3,3}{0,066} = 25, \quad (6.19)$$

Jako CSA lze použít například integrovaný obvod INA od výrobce TI. Zesílení vybraného CSA INA180 je na výběr z hodnot 20, 50, 100 a 200 V/V. Pro konkrétní vybraný shunt rezistor je jediná možnost zvolit zesílení 20 V/V. Toto zesílení pokryje značnou část rozsahu převodníku s dostatečnou rezervou pro drobné nepřesnosti způsobené tolerancí snímacího odporu 1 %, zanedbatelným offsetem (max 500 μ V při souhlasném napětí $U_{CM}=12$ V), chybou zisku 1 % a teplotním driftem 20 ppm/ $^{\circ}$ C.

Z důvodu, že v době objednávání součástek již INA180 nebyl dostupný byla vybrána jeho náhrada. Jedná se o obvod INA381A1DGSRQ1 s integrovaným komparátorem pro nadproudovou ochranu. Parametry zvoleného CSA jsou v Tab. 10.

Tab. 10: Parametry zvoleného zesilovače napětí (CSA) [INA381A1](#) ze snímacího rezistoru proudu.

Zesilovač napětí snímacího rezistoru (CSA)	INA381A1DGSRQ1	Texas Instruments
Napájecí napětí	2,7 – 5,5	V
Zesílení	20	V/V
Offsetové napětí	400	μ V
Chyba zisku	1	%
Teplotní drift	1	μ V/ $^{\circ}$ C
Pouzdro	TSSOP10	-

Hodnota nadproudové ochrany je nastavena referenčním napětím na vstup CMPREF. CSA porovnává hodnotu napětí na výstupu U_{outCSA} s napětím U_{CMPREF} . Pokud je napětí U_{outCSA} větší než U_{CMPREF} , dojde ke změně logické úrovně výstupu ALERT z log. 1 do log. 0. Hodnota U_{CMPREF} je vypočtena dle hodnoty proudu I_{max} (zvolený na 25 A), který je považován za nadproud, dle vztahu

$$U_{CMPREF} = (I_{max} \cdot R_{sh} + V_{OS}) \cdot G_{CSA} = (25 \cdot 0,003 + 0,0004) \cdot 20 = 1,508 V. \quad (6.20)$$

Napětí je na vstupu CMPREF vytvořeno pomocí napěťového děliče.

6.1.6 Dimenzování napájení pro vybrané komponenty

V této kapitole bude vybráno řešení pro napájení všech potřebných komponent. Jelikož je systém napájen z napětí 6,5 až 8,4 V, je možné pro snížení napětí využít lineární regulátor napětí. Regulátor je napájen z baterie paralelně jinými kabely, než přes které vede velký proudový odběr motorem kvůli úbytkům napětí. Výstupní napětí regulátoru je zvoleno 5 V. Alternativou by mohlo být 3,3 V, ale to by vedlo ke zvýšení ztrát regulátoru. Na druhou stranu by volba 3,3 V eliminovala problém běžných regulátorů, které pracují s minimálním úbytkem napětí 2 V a při menším úbytku jim může poklesnout výstupní napětí. Problém s malým úbytkem může v této aplikaci nastat, ale případně lze vyřešit použitím LDO regulátoru schopného pracovat s menším úbytkem než 2 V.

Pro výběr konkrétního regulátoru je potřeba znát **maximální odebíraný proud** I_{reg} všech obvodů napojených na lineární regulátor.

$$\begin{aligned} I_{reg} &= I_{nucleo} + I_{LED} + I_{CSA} + I_{CAN} + I_{HALL} + I_{PullUp} \\ &= (500 + 4 \cdot 12 + 3 \cdot 0,1 + 200 + 3 \cdot 5 \\ &\quad + (16 \cdot 0,5 + 3 \cdot 1)) \cdot 10^{-3} = \mathbf{775 mA}. \end{aligned} \quad (6.21)$$

Maximální úbytek napětí ΔU_{reg} je dán rozdílem vstupního a výstupního napětí regulátoru. Při plně nabitě baterii je úbytek

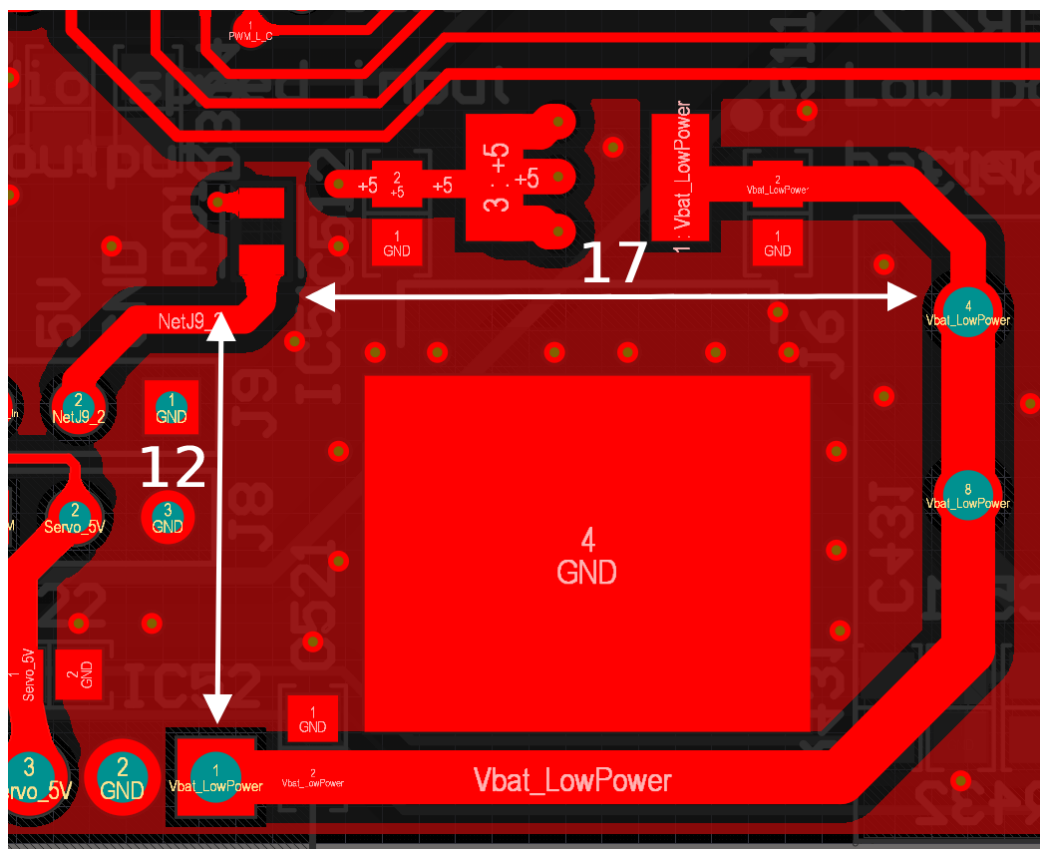
$$\Delta U_{reg} = U_{inmax} - U_{out} = 8,4 - 5 = 3,4 V. \quad (6.22)$$

Výkonová ztráta P_{reg} lineárního regulátoru je dána vztahem

$$P_{reg} = I_{reg} \cdot \Delta U_{reg} = 0,775 \cdot 3,4 = 2,6 W. \quad (6.23)$$

Taková ztráta by při použití SMD D2PAK pouzdra o tepelném odporu junction-ambient 62,5 °C/W (dle [datasheetu](#) str. 4) vytvořila na čipu teplotu 190 °C. Dle měření v literatuře [52] má tranzistor v pouzdře D2PAK tepelný odpor 16,6 °C/W při montáži na plochu 344 mm². Při tomto tepelném odporu by mělo mít pouzdro při ztrátovém výkonu 2,6

W teplotu okolo 70 °C. Na navržené DPS (viz Obr. 37) je plocha okolní mědi přibližně 250 mm² a je prokovená do všech 4 vrstev, takže by se teplo mohlo odvádět dostatečně. Odhadovaný ztrátový výkon by měl být také mnohem nižší ze dvou důvodů. Jeden je nižší odebíraný proud než worst-case odhad dle rovnice (6.21) Druhý je pokles napěťového rozdílu ΔU_{reg} postupným vybíjením baterie.



Obr. 37: Dostupná plocha pro chlazení lineárního regulátoru.

Jako lineární regulátor pro napájení 5V součástek na plošném spoji a Nucleo desky byl zvolen [L7805ACD2T-TR](#) v pouzdře D2PAK.

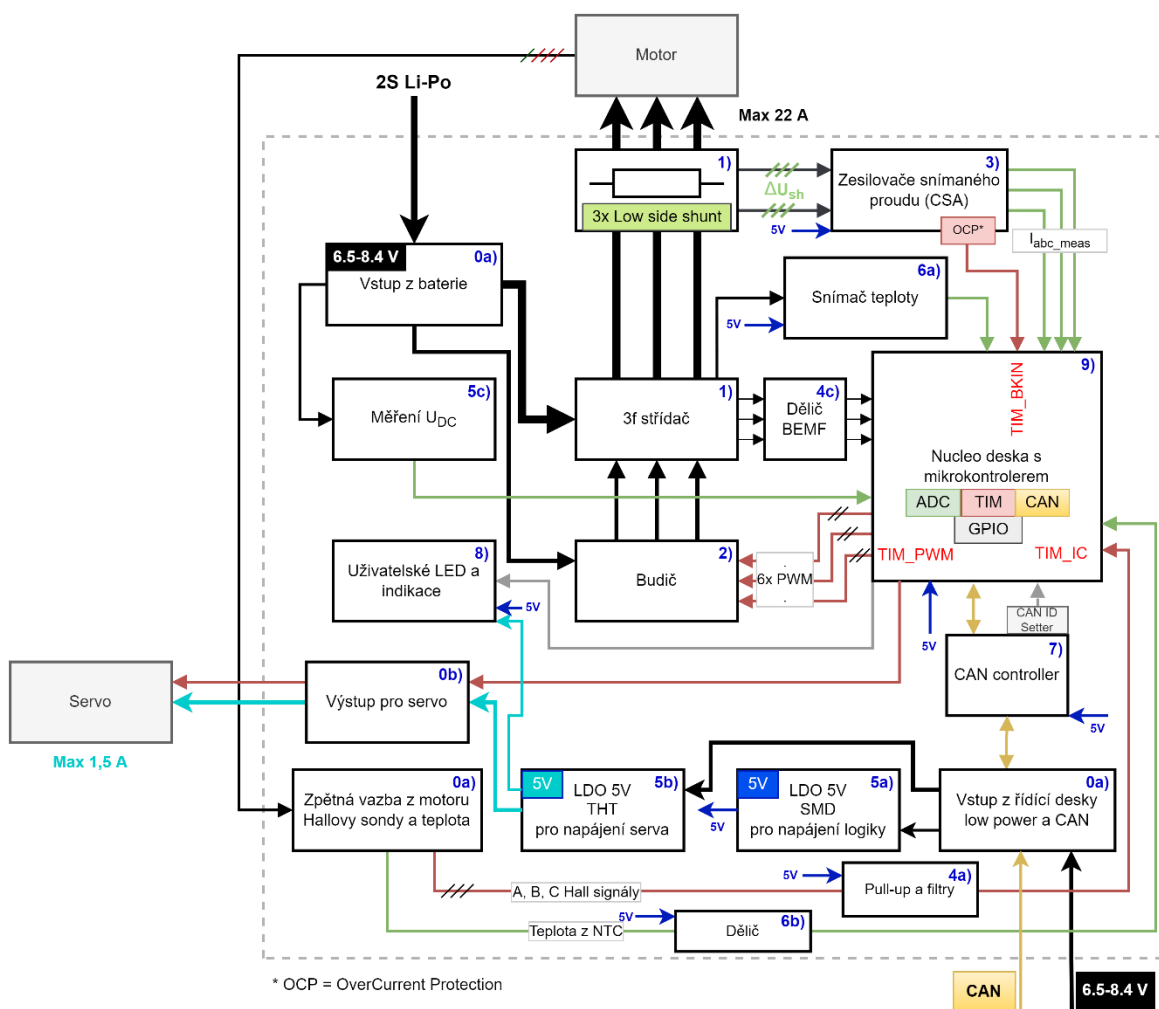
Pro napájení servomotoru HiTec HS-485HB, který potřebuje také napětí 5 V pro svoji činnost byl použit téměř identický lineární regulátor [L7805ACP](#). Jedná se o THT verzi kvůli možnosti budoucí montáže chladiče. Chladič by mohl být nutný, protože servomotor má v parametrech maximální proud 1,5 A. Dle přechozích výpočtů to znamená ztrátu až 5 W.

Některé komponenty mohou pracovat přímo s napětím baterie. Například budič tranzistorů popsány v kapitole 6.1.3, jehož schéma zapojení bude rozebráno v kapitole 6.2.4.

6.2 Schémata zapojení a navržená DPS

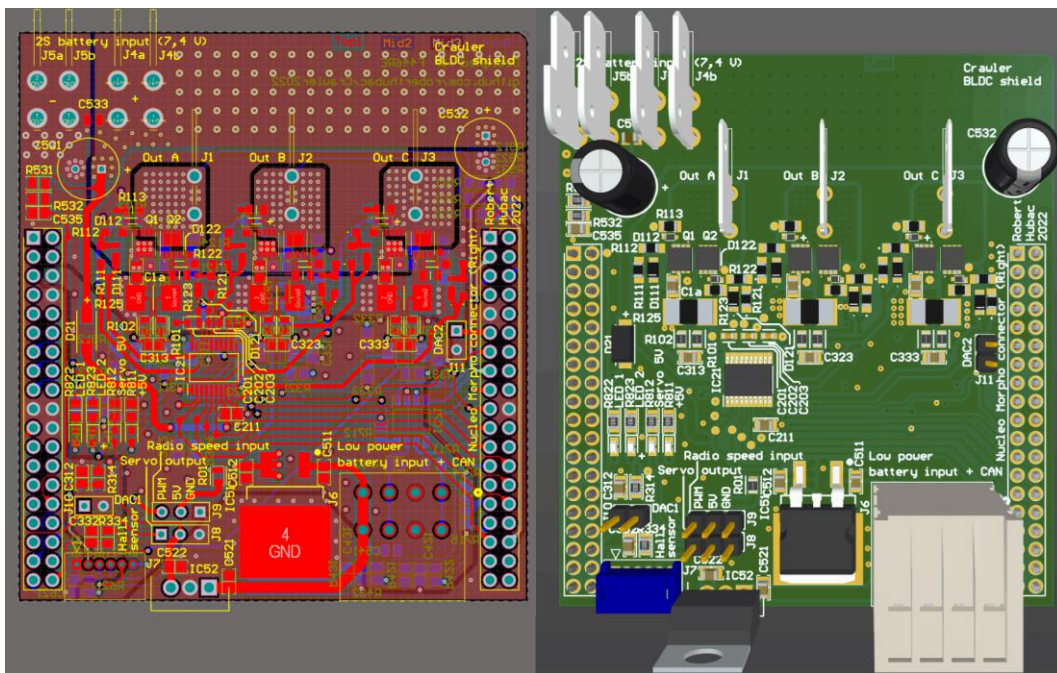
V této kapitole budou popsány jednotlivé funkční bloky společně s náhledem na fyzické propojení komponent na desce plošných spojů.

O funkčnosti a zároveň přibližném rozmístění komponent na desce plošných spojů si lze udělat představu při pohledu na Obr. 38. Modrý text (např. 0a)) odkazuje na schématické bloky v návrhovém SW Altium Designer (viz Příloha B). Tento text se objevuje i na jednotlivých schématech v následujících kapitolách. Použitým číslem vždy začíná označení součástky, která je v daném bloku použita a u každého vstupu do bloku je popisek from ((x), (xa), (xpy) – písmeno x je za číslo bloku, y je za číslo pinu). Stejně tak pro výstup z bloku je ve schématu napsáno kam výstup vede, například to (9p13) znamená, že výstup vede na pin 13 v bloku 9. Soupis součástek (BOM) s odkazy na obchod Mouser je v Příloha A.

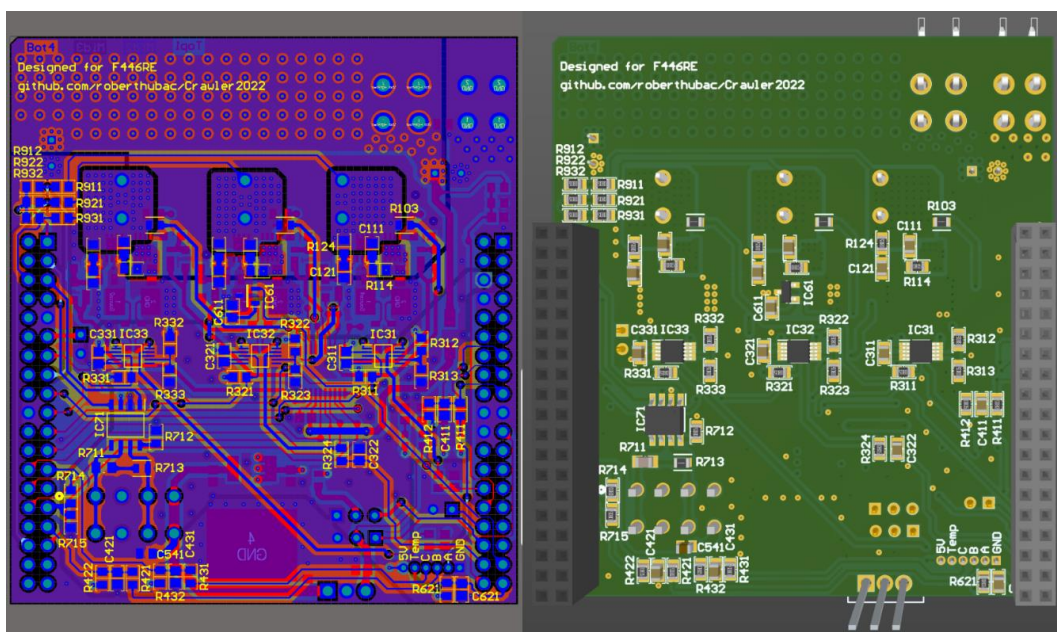


Obr. 38: Blokové schéma navrženého řízení BLDC motoru.

Celkový pohled na desku plošných spojů shora poskytuje Obr. 39 a pohled zespoda je zachycen na Obr. 40.



Obr. 39: Pohled shora na navrženou DPS.

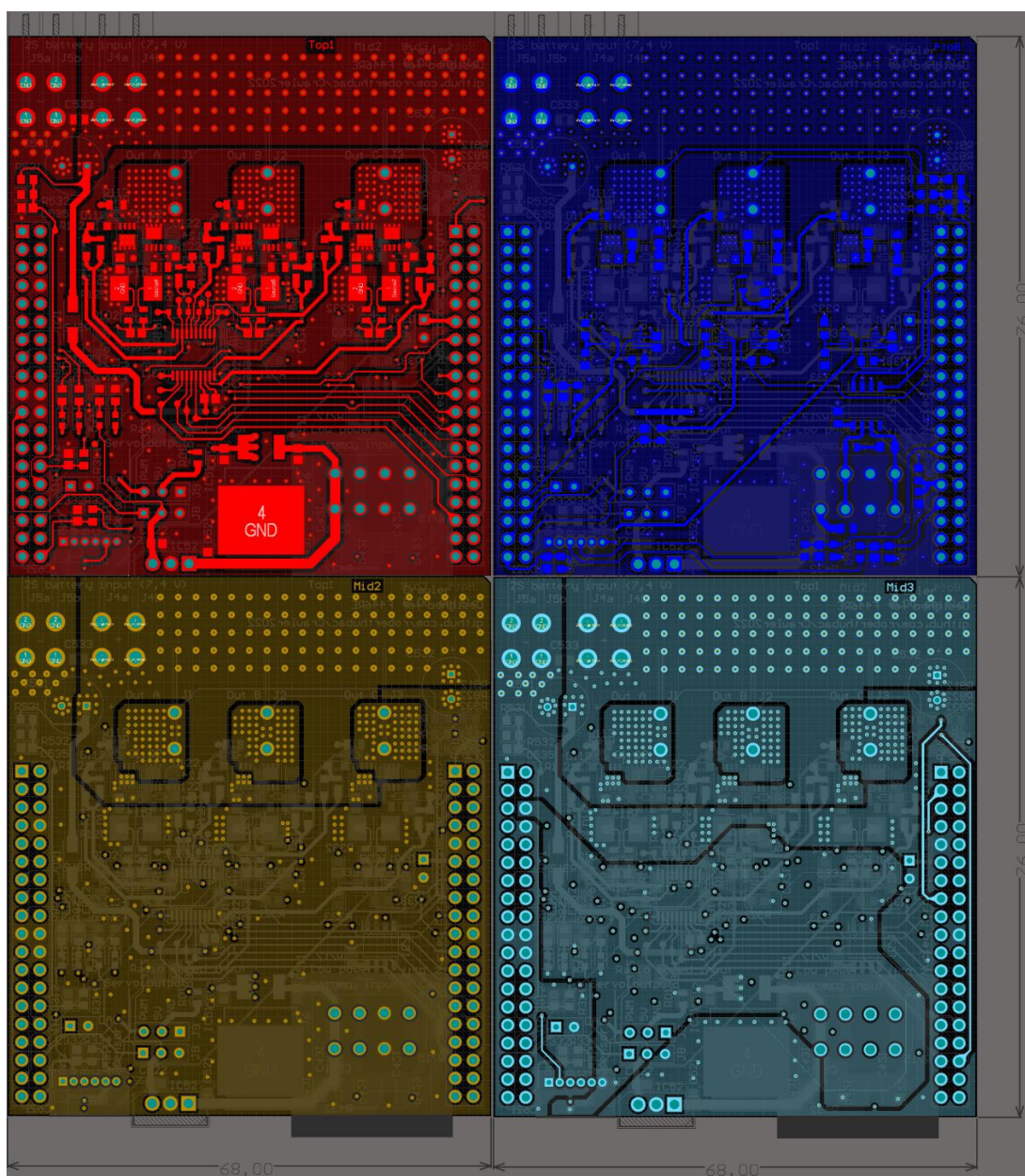


Obr. 40: Pohled ze spodní strany na navrženou DPS. Měřítko 1:1.

Deska má rozměry 68x76 mm. Tloušťka desky je 1,6 mm a jsou použity 4 vrstvy mědi, která je na vnějšku 35 μm (1 oz/ft²) silná a vnitřní vrstvy jsou provedeny 17,5 μm vrstvou mědi. Přehled rozložení vrstev a jejich tloušťky ukazuje Obr. 41. Vrstvy mědi navrženého plošného spoje jsou ukázány v Obr. 42. Barevné označení vrstev koresponduje s barevným označením v Obr. 41.

Name	Type	Thickness	#	Thru 1:4
Top Overlay	Overlay			
Top Solder	Solder Mask	0.0127mm		
Top Layer	Signal	0.035mm	1	
Dielectric 1	Prepreg	0.2mm		
Mid Layer 1	Signal	0.0175mm	2	
Core	Core	1.065mm		
Mid Layer 2	Signal	0.0175mm	3	
Dielectric 2	Prepreg	0.2mm		
Bottom Layer	Signal	0.035mm	4	
Bottom Solder	Solder Mask	0.0127mm		
Bottom Overlay	Overlay			

Obr. 41: Rozložení a tloušťka vrstev v plošném spoji (*PCB layer stackup*).



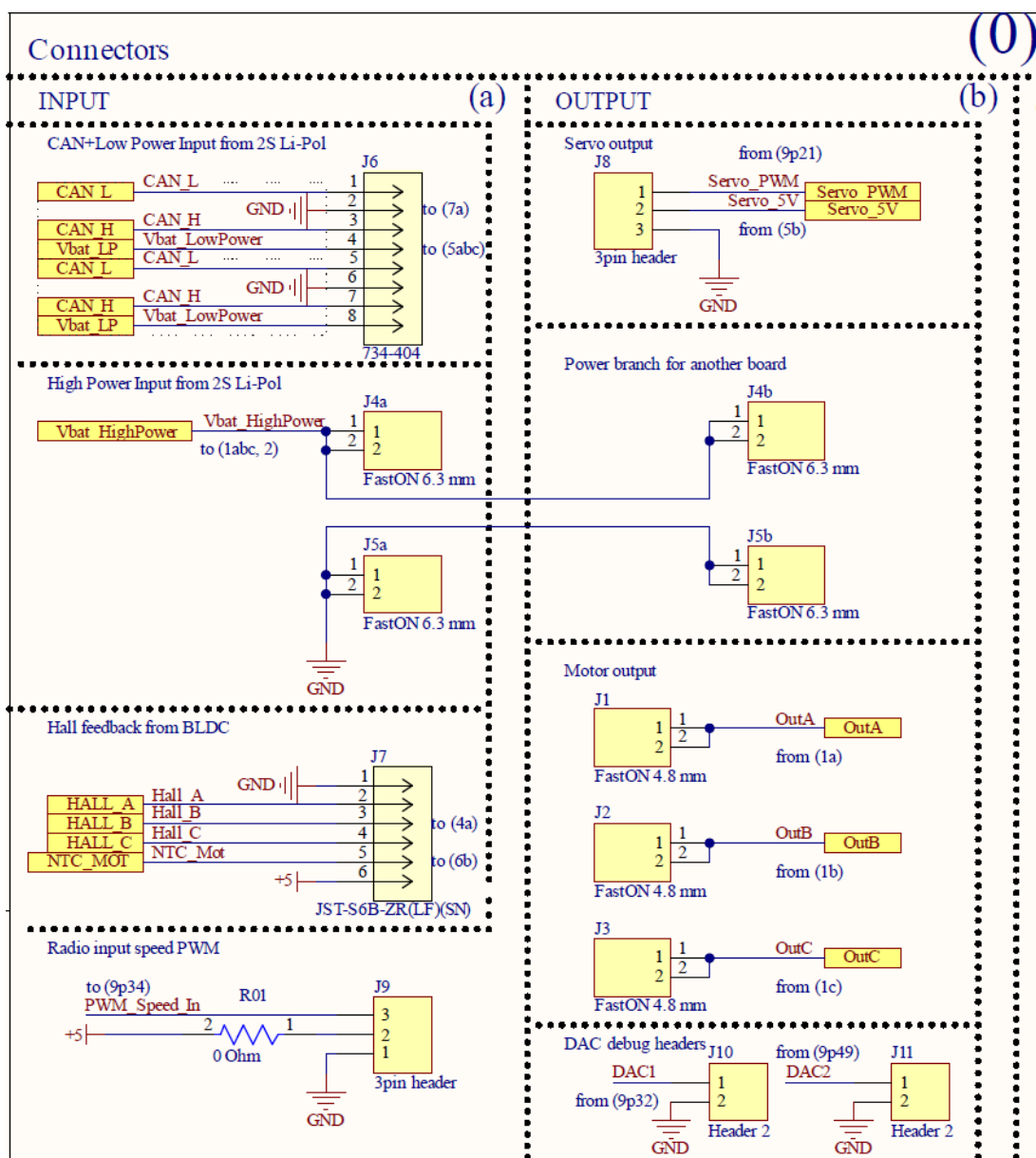
Obr. 42: Jednotlivé vrstvy v desce plošných spojů. Měřítko 1:1.

Znalosti k návrhu desky plošných spojů byly čerpány ze zdrojů [53–56]. Deska by šla nejspíše navrhnout i ve dvouvrstvém provedení, o což byly pokusy při návrhu prvního prototypu, ale nakonec se od dvouvrstvého řešení ustoupilo. Důvodem bylo značné množství prokovů mezi vrstvami (dále pouze *via*), které navyšují indukčnost spoje a obtížnost provést návrh tak, aby bylo dosaženo kvalitního rozvodu zemního potenciálu. Komplikace to přinášelo i z hlediska umístění součástek blízko sobě, kdy nebyl dostatek prostoru k propojení a cesty by musely být velmi blízko, což by zvyšovalo přeslechy.

Cena čtyřvrstvé desky není o moc vyšší než cena dvouvrstvé a poskytuje mnohem lepší dosažitelné parametry. Její hlavní výhodou je možnost dosáhnout nízké indukčnosti tras umístěním zemní plochy do vrstvy, která je co nejbližší vrstvě, ve které je veden spoj. V Obr. 41 je **zemní plocha pro horní vrstvu** vzdálena 0,2 mm od **horní vrstvy spojů** a **zemní plocha pro spodní vrstvu spojů** 0,2 mm od **spodní vrstvy spojů**. Použití tohoto 4 vrstvého rozložení poskytuje slušný základ ke snaze realizovat DPS, která bude dosahovat uspokojivých výsledků z hlediska integrity signálu i EMC rušení. Následující kapitoly se věnují rozvržení a zapojení součástek jednotlivých funkčních bloků. Celkový přehled všech schémat je poskytnut v Příloha B.

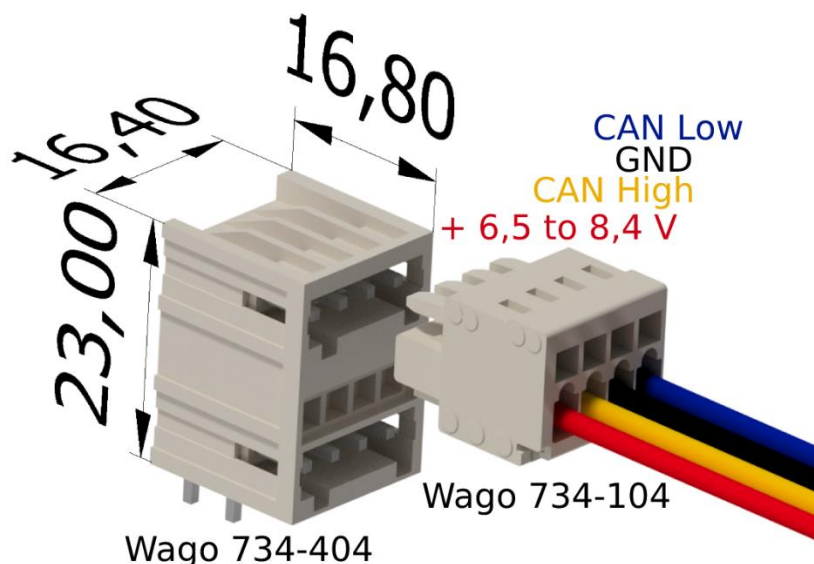
6.2.1 Vstupní a výstupní konektory

Původní systém byl koncipován tak, že napájení z baterie bylo rozbočeno do dvou cest přímo za pojistkou a vypínačem. Jedna cesta vedla přes faston konektory do řídicí desky (viz Obr. 1^{blok1}), kde byla použita pro napájení místních komponent a v neupravené podobě bylo napájení vyvedeno na 4 pinový konektor (J6, Příloha A) společně s CAN sběrnici. Z tohoto konektoru byla napájena logická část modulu řídicího motory. Druhá cesta vedla přímo na výkonovou část modulu řídicího motory (viz Obr. 1^{blok2}). Pro zachování kompatibility byl zvolen stejný přístup k řešení napájení. Schéma zapojení konektorů na DPS je zobrazeno na Obr. 43.



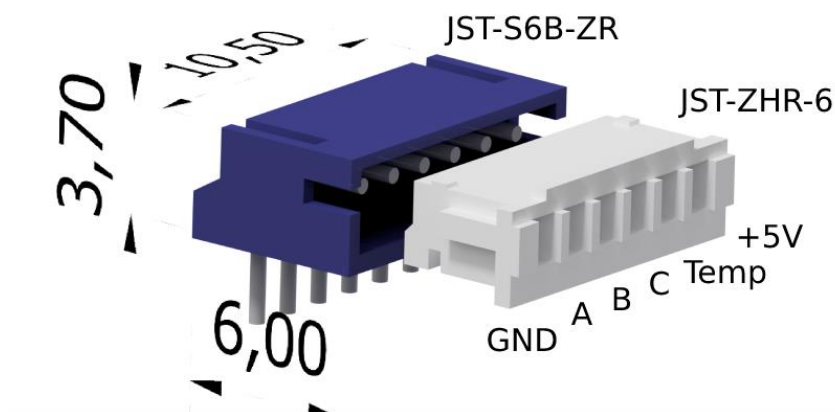
Obr. 43: Schéma zapojení konektorů.

Konektory J1, J2 a J3 jsou výstupní fastony pro napájení motoru. Konektory J4 a J5 jsou vstupní napájecí faston konektory pro výkonovou část. Konektor J6 slouží pro napájení lineárních regulátorů (zmiňených v kapitole 6.1.6, jejichž schéma zapojení je v kapitole 6.2.3).



Obr. 44: Rozměry a pinout konektoru J6 pro napájení lineárních regulátorů a komunikaci po CAN sběrnici.

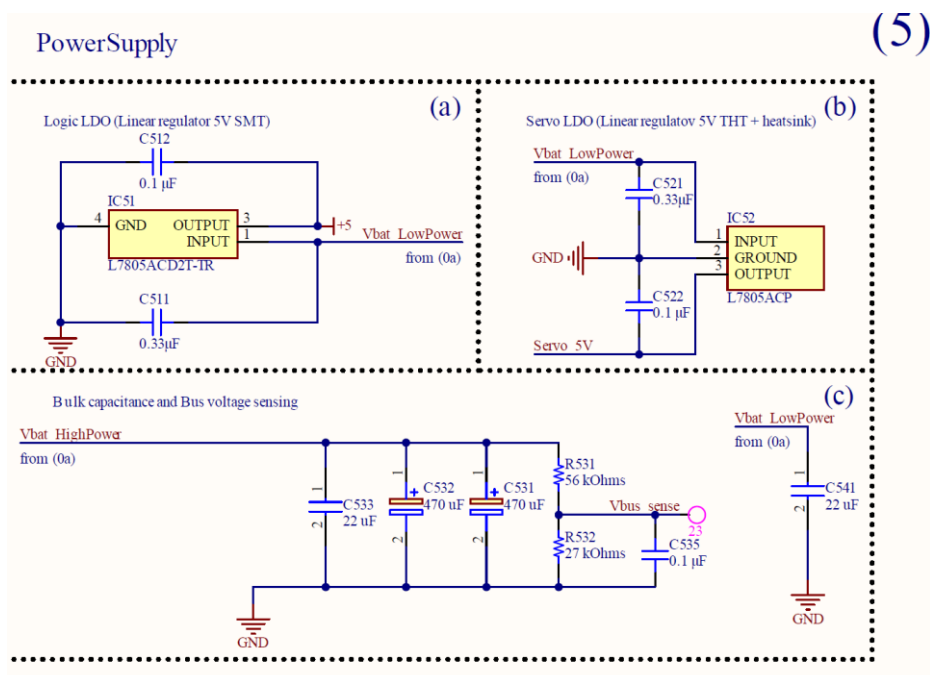
Konektor J7 slouží pro připojení hallových sond z motoru včetně snímání teploty.



Obr. 45: Rozměry a pinout konektoru J7 pro zpětnou vazbu z motoru.

Konektor J8 slouží k řízení servomotoru pro zatáčení kol. Servomotory Hi-Tec mají zabudovanou řídicí elektroniku. K jejich provozu je potřeba napájení 5 V a jejich poloha je řízena pulzy o frekvenci 50 Hz. Podle šířky pulzu, která je u většiny těchto servomotorů okolo 1 ms se motor natočí do určitého úhlu. Například 1 ms znamená polohu -90° , 1,5 ms je pro polohu 0° a 2 ms šířka pulzu otočí motor do polohy $+90^\circ$.

Konektor J9 může být použit v případě příjmu informací z 2,4 GHz radiovysílačky. Konektor byl přidán jako náhradní alternativa k řízení navržené desky, aby byla možnost ji použít i bez řízení po CAN sběrnici. Konektory J10 a J11 jsou napojeny na DAC mikrokontroleru a mohou být použity například při debugování aplikace.



Obr. 47: Schéma zapojení lineárních regulátorů, vstupní kapacity a snímání napětí stejnosměrného napětíového meziobvodu.

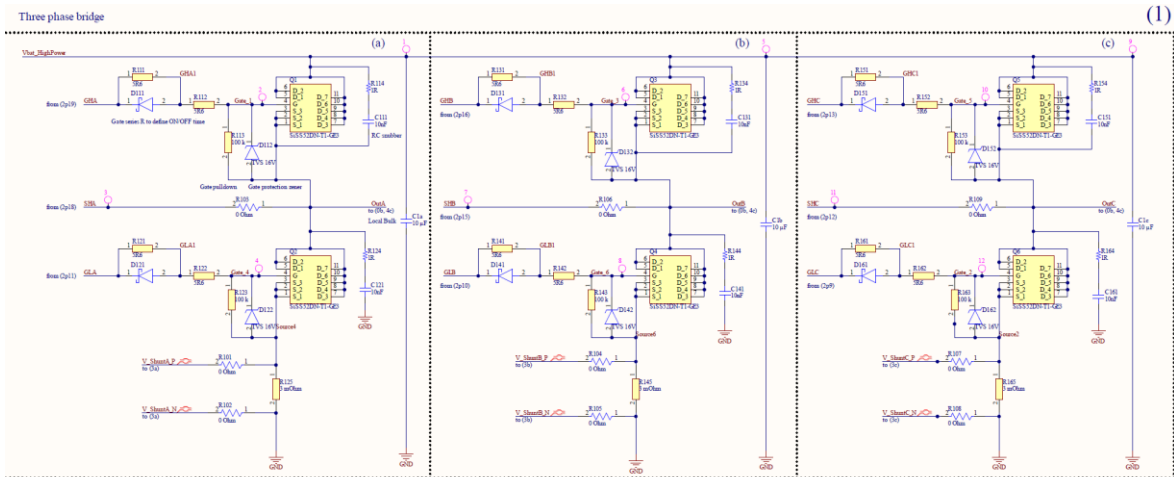
Napájení procesorové Nucleo desky, na kterou je navržená deska připojena je realizováno připojením výstupního napětím 5 V z regulátoru. Na Nucleu je nutné při tomto způsobu napájení nastavit jumper JP5 do polohy E5V (viz [User manual Nucleo](#) str 21). Funguje-li Nucleo v režimu napájení z externího 5Voltového zdroje a má být připojeno k USB, je nutné dodržet správné pořadí daného v user manuálu. Nejprve zapnout zdroj napájející E5V vstup a poté připojit Nucelo k USB. Případně přepojit JP5 do polohy U5V a poté nezáleží na pořadí.

Kdyby mělo dojít k přivedení napětí 5 V z vnějšku na konektor J6 navržené DPS pro řízení motorů (například zdrojem, který by byl implementován v nové budoucí verzi nadřazeného řídicího modulu (viz Obr. 1¹⁾), lze regulátory na této desce odpájet a propojit pady vstupních pinů s výstupními.

6.2.4 Třífázový střídač

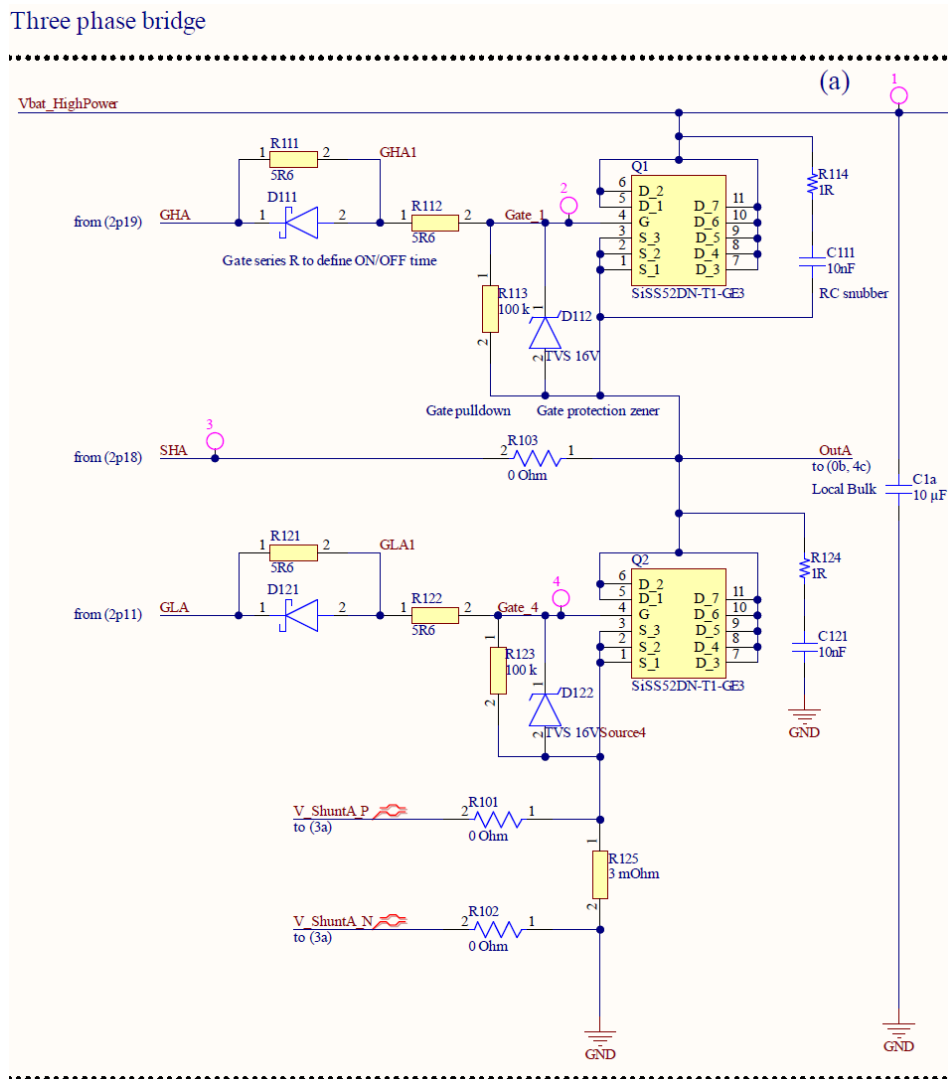
Okolo třífázového střídače se objevuje několik součástek, jejichž hodnoty budou v průběhu oživení střídače experimentálně optimalizovány, aby bylo dosaženo správného spínání tranzistorů. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 48. Hlavní použitou komponentou jsou zde tranzistory [SiSS52DN-T1-GE3](#).

6 NÁVRH HW PRO ŘÍZENÍ BEZKARTÁČOVÝCH MOTORŮ



Obr. 48: Schéma zapojení třífázového napěťového střídače

Detail zapojení pro jednu větev (fáze A) je zobrazen na Obr. 49.



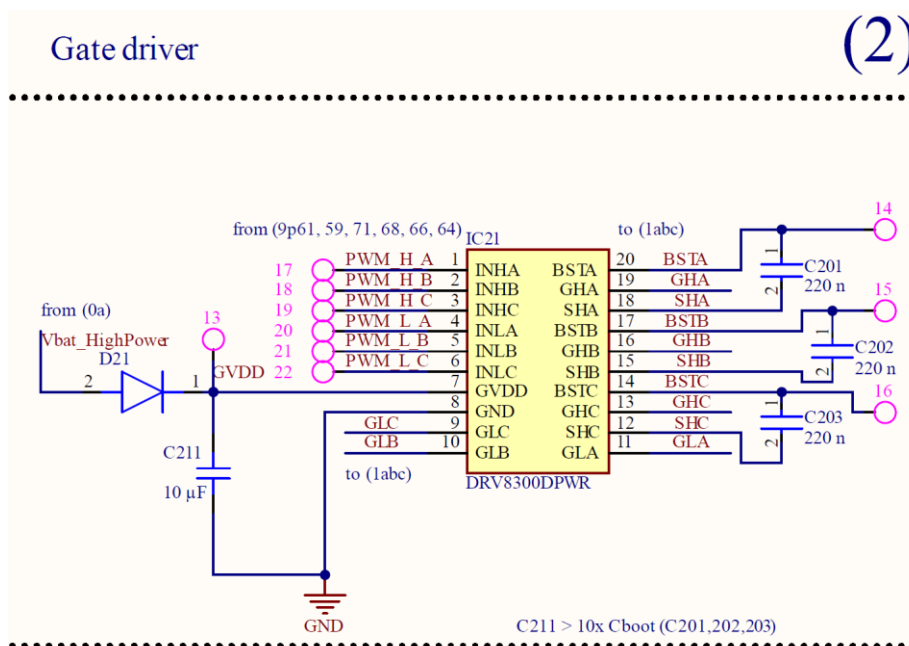
Obr. 49: Detail zapojení jedné větve třífázového střídače.

Funkce jednotlivých součástek je shrnuta v následujících bodech. Za písmeno x lze dosadit 1 až 6, protože je ve střídači 6 tranzistorů se stejným zapojením okolních součástek.

- Odpor R_{1x1} a R_{1x2} tvoří R_g , jehož zvětšením lze zmenšit proud nabíjecí parazitní kapacitu tranzistoru a tím zpomalit jeho spínání.
- Dioda D_{1x1} umožňuje docílit jiné hodnoty R_g pro spínání a pro vypínání tranzistoru.
- Dioda D_{1x2} je ochrana proti zničení tranzistoru napětím přesahujícím mezní hodnoty U_{GS} tranzistoru. Napětí může překročit mezní hodnoty U_{GS} například vlivem velké parazitní indukčnosti a rychlém sepnutí tranzistoru (tzv. *overshoot*) nebo vlivem Q_{RR} zpětné diody (viz [57 p. 5]).
- Odpor R_{1x3} slouží jako pull-down rezistor. Zajišťuje, aby se na gate tranzistoru neobjevilo rušivé napětí, které by jej mohlo sepnout. Případné zmenšení jeho hodnoty zajišťuje spolehlivější stažení napětí U_{GS} k nule, ale příliš nízká hodnota způsobí výkonovou ztrátu.
- Kombinace R_{1x4} a C_{1x1} je tzv. *snubber*. Umožňuje řešit problémy s kmitáním napětí U_{DS} (*gate ringing*) vzniklého při spínání. Kmitání je způsobeno parazitní indukčností tras a kapacitami tranzistoru, které tvoří LC obvod. Volba správné hodnoty RC umožní zmírnit strmost napětí a zkrátit periodu kmitů.
- C_{1x} slouží jako lokální blokovací kondenzátor, aby nevznikaly poklesy napětí ve zbytku obvodu při spínání velkých proudů do zátěže.
- R_{125} je snímací rezistor proudu (shunt rezistor). Kdyby bylo zjištěno jeho dosažení příliš vysoké teploty, bude nutné ho nahradit menší hodnotou a přehodnotit případně použít CSA s větším zesílením (viz rovnice (6.19)).

6.2.5 Budič tranzistorů

Budič je zapojen dle doporučení v datasheetu [DRV8300](#) (viz Obr. 36). Jeho schéma zapojení ukazuje Obr. 50.

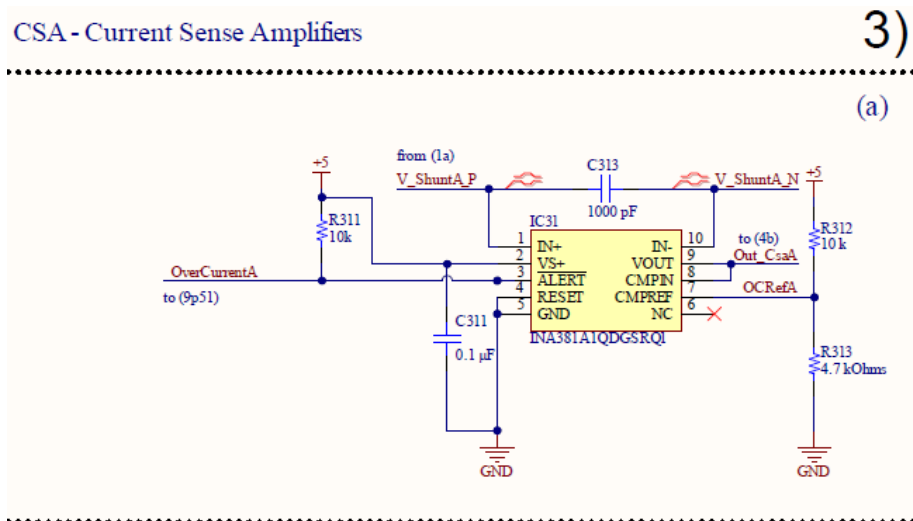


Obr. 50: Zapojení 3-fázového budiče tranzistorů.

C211 slouží jako blokovací kondenzátor. Je k němu připojena dioda D21, která slouží k zamezení vybíjení kondenzátoru při proudovém odběru motoru. Budič je totiž napájen ze společné se střídačem ze společné cesty od baterie a pokles napájecího napětí budiče by mohl zablockovat jeho výstupy. Kondenzátory C201 až C203 jsou bootstrapové kondenzátory. Výpočet jejich kapacity je proveden v kapitole 6.1.3.

6.2.6 Měření proudu a nadproudová ochrana

Pro měření proudu je použit shunt rezistor. Jeho malý úbytek napětí musí být zesílen. Schéma zapojení zesilovače [INA381A1QDGSRQ1](#) specializovaného pro snímání proudu je zobrazeno na Obr. 51.



Obr. 51: Schéma zapojení CSA (zesilovače snímaného proudu).

Odpor R311 je pull-up rezistor pro logický výstup ALERT o nadproudu, který je typu open-drain. Pull-up je zde důležitý, aby nebyla samovolně indikována informace mikrokontroleru o nadproudu. C311 je blokovací kondenzátor. R321 a R313 tvoří dělič napětí, který vytváří $U_{CMPREF} = 1,6 V$. Nadproudová ochrana je tedy nastavena na 23,5 a dosazením při použití děliče dle Obr. 51. Hodnota 23,5 a byla získána dosazením $U_{CMPREF} = 1,6 V$ do vztahu (6.20). Kondenzátor C313 slouží k případné filtraci vstupního snímaného napětí jeho efekt filtrace může být podpořen výměnou nulových odporů R102 a R102 v Obr. 49 za potřebné hodnoty odporu.

6.2.7 Úprava zpětnovazebních signálů

Úprava signálu z Hallových sond pro estimaci polohy motoru

Signál z Hallových sond může být velmi zarušen. Pro eliminaci nahodilých změn logické úrovně na vstupu timeru mikrokontroleru vlivem rušivého napětí je vhodné zařadit filtr typu dolní propust. Filtr by měl mít vysokou mezní frekvenci, aby nezhoršoval dynamiku samotného senzoru. Hallovy sondy jsou často typu open-drain, proto jsou ve schématu pull-up rezistory. Schéma zapojení je na Obr. 52 a).

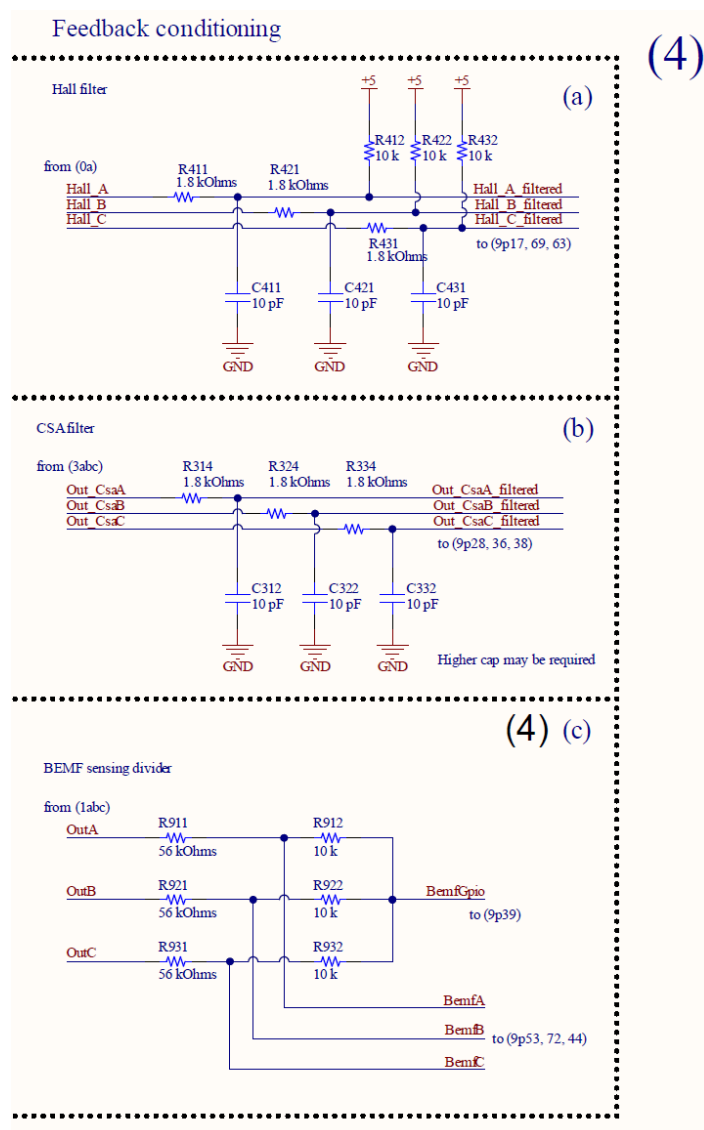
Úprava signálu ze zesilovačů snímaného proudu

Zde je použit také filtr, který je umístěn co nejbližší pinům vedoucím k mikrokontroleru. Schéma zapojení je na Obr. 52 b).

Měření indukovaného protinapětí

Tento blok není nutný pro řízení motoru a nemusí být osazen, pokud není požadavek řídit motor bezsensorově. Indukované protinapětí pro zjištění polohy motoru je měřeno pomocí napěťového děliče připojeného k výstupním konektorům k motoru. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 52 c).

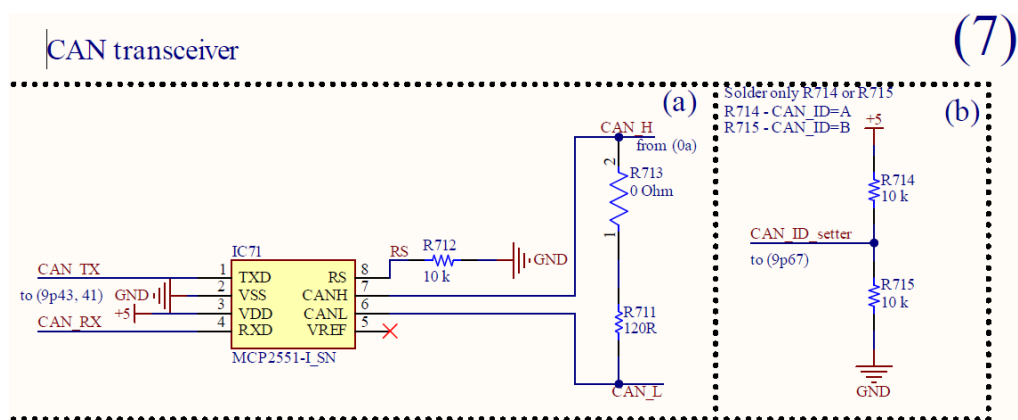
Použitý dělič je napočítán tak, aby při maximálním napětí motoru 8,4 V se na A/D převodníku mikrokontroleru objevilo maximálně 1,27 V. v jedné polaritě. Pro jistotu ochrany mohly být zakomponovány ještě ochranné diody a pro zlepšení kvality signálu filtry. Pro zajištění bezpečnosti mikrokontroleru může být použit jiná hodnota odporů děliče pro získání menšího napětí.



Obr. 52: Schéma zapojení pro úpravu signálu z Hallových sond, proudových snímačů a měření BEMF (indukovaného protinapětí).

6.2.8 CAN kontrolér

Schéma zapojení CAN kontroléru je zobrazeno na Obr. 53. Bylo použito zapojení dle datasheetu. Vzhledem ke krátkým vzdálenostem CAN sběrnice použité na crawleru nebylo potřeba řešit řízenou impedanci spojů na DPS. Z důvodů použití dvou identických modulů pro řízení každého modelu je implementován mechanismus k přiřazení ID stanice. Na základě logické úrovně na GPIO vstupu mikrokontroleru v programu, který poběží na navrhovaném modulu řízení motorů, bude přiřazeno jedno ze dvou ID. Z toho vyplývá, že je nutné připájet pouze jeden ze dvou odporů R714 nebo R715 a na oba moduly jiný.

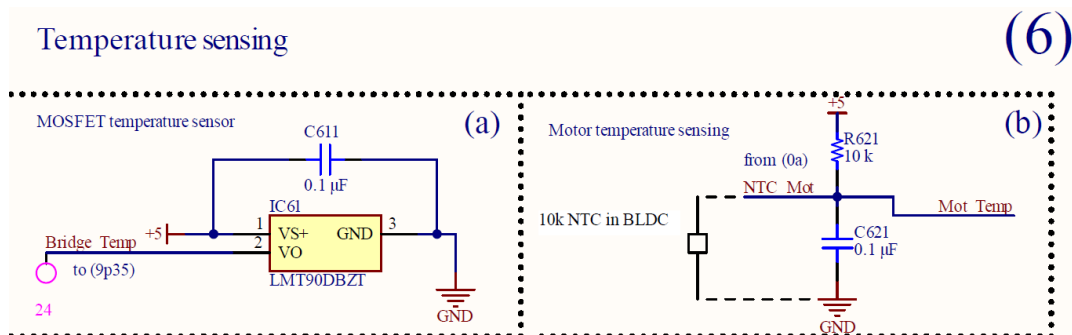


Obr. 53: Schéma zapojení CAN kontroléru a nastavení ID stanice.

6.2.9 Snímání teploty tranzistorů a motoru

Snímání teploty střídače je realizováno pomocí teplotního snímače [LMT90](#). Jeho výstupní napětí je lineárně závislé na teplotě s koeficientem 10 mV/°C. Měření záporných teplot je umožněno offsetem 500 mV. Rozsah měřitelných teplot je od -40 do 125 °C. Snímač je umístěn ze spodní části desky.

Motor obsahuje 10k NTC termistor přivedený přes konektor společně s Hallovými sondami. Snímání jeho teploty je řešeno pomocí napěťového děliče.

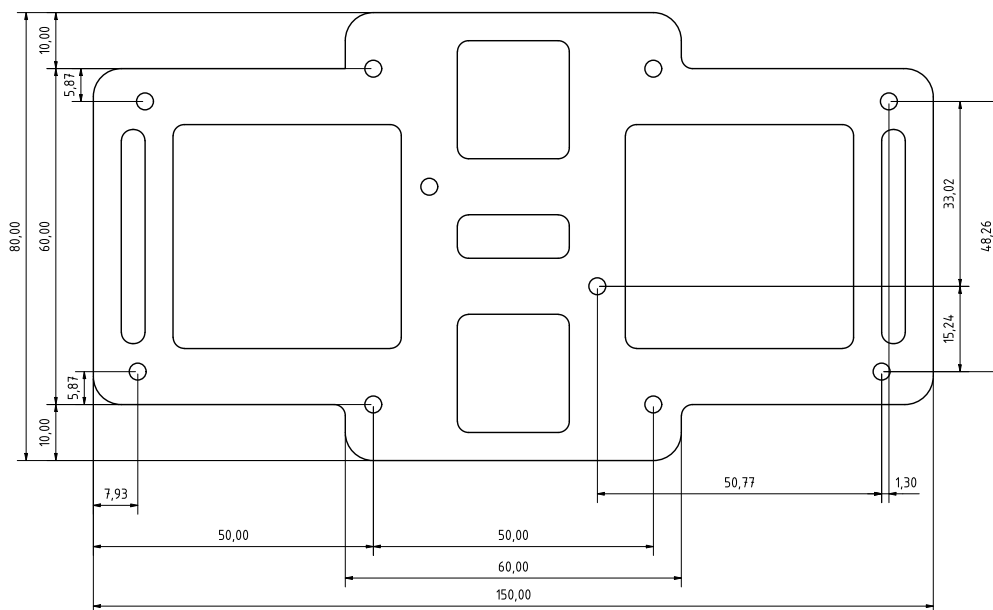


Obr. 54: Schéma zapojení teplotního snímače a děliče pro NTC termistor z motoru.

6.3 Uspořádání HW v crawleru

Hardware pro řízení motoru je ke crawleru přichycen pomocí navržené konstrukce. Konstrukce slouží výhradně pro přechod ze 4 děr se čtvercovým rozložením, které jsou umístěny ve spodní části prostoru pro elektroniku v crawleru, na šest otvorů pro uchycení Nucleo desek. Z důvodu poškozené původní řídicí desky nebylo možné přesně počítat kde bude umístěna případně nově navržená, a tak byla zvolena tato jednoduchá konstrukce. Konstrukce umožňuje vyvrtání nových děr na několika místech, kam mohou být přidány nové příčky pro montáž dalšího HW nad navržené moduly (nejlépe je vidět kam mohou být vyvrtány v pohledu shora (viz Obr. 56 vlevo dole).

Případně mohou být využity stávající příčky a přidáný HW může být umístěn pod řídicí moduly pro motory. Výška umístění desek je variabilní dle volby délky příček, ale musí být minimálně 41 mm dlouhé, ve vnitřním prostoru pro HW překáží stabilizační tyče, které zužují prostor ve spodní části. Napájení pro výkonovou část může být rozbočeno využitím čtyř fastonů. Rozbočení sběrnice CAN a napájení logiky na desce je dovoleno díky použití dvojpatrového konektoru Wago 734-404.

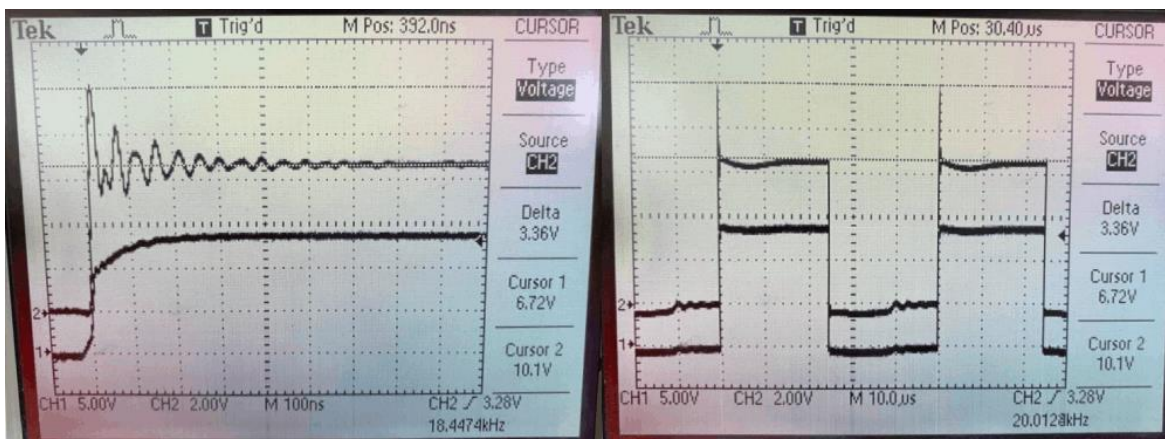


Obr. 55: Výkres první verze konstrukce pro montáž navrženého HW ke konstrukci crawleru.

Okótovány jsou pouze důležité rozměry. Držák je osově symetrický dle vertikální osy, ale levá a pravá strana jsou zrcadleny podél horizontální osy, aby namontované DPS mířily výkonovými výstupy co neblíže k motorům. Finální použitá verze má délku 175 mm místo 150 mm. Neokótované otvory mohou být použity pro provlečení vedení kabelů.

6.4 Oživení DPS

Při oživování byl osazen nejdříve pouze budič s příslušnými součástkami dle Obr. 50. a jedna větev střídače dle Obr. 49 (zde nebyl osazen RC *snubber*). Poslední osazená součástka pro testování byly kondenzátory C531 a C532 z Obr. 47. Testování spínání tranzistoru v horní větvi fáze a proběhlo při napájení zdrojem s proudovým omezením a generátorem obdélníkového signálu na vstup budiče. První zaznamenané průběhy s použitou hodnotou $R_g = 5,6 \Omega$ (viz Obr. 49, R111 a R112) způsobovaly oscilace při spínání a 25% přepětí špičku (*overshoot*). Časový průběh naměřených napětí na výstupu větve střídače proti zemi a gate proti zemi je zobrazen na Obr. 57.



Obr. 57: Naměřené časové průběhy spínání tranzistoru. Horní časový průběh je napětí U_{Drain} a dolní časový průběh je U_{Gate} . V levé části je přiblížený časový průběh. V pravé části jsou zobrazeny 2 periody průběhu.

Po nahrazení R_g za hodnotu 15Ω byl dosažený průběh spínacího signálu lepší (viz Obr. 58). Žlutý průběh je PWM vstup do budiče, modrý je napětí na gate a třetí je napětí na výstupu. Všechny průběhy byly měřeny proti zemi.



Obr. 58: Měření s upravenými hodnotami R_g . Proud zátěže 15 A, frekvence 20 kHz. Vlevo nahoře je detail náběžné hrany, vpravo nahoře je detail doběžné hrany a dole je zaznamenáno několik period průběhu.

Při měření se objevily vysoké spínací ztráty, kterými se bude práce zabývat ještě po odevzdání. Nejvyšší dosažený proud při 500 Hz spínací frekvenci byl 15 a při teplotě 80 °C tranzistoru. Při spínací frekvenci však bylo dosaženo 80 °C již při proudu 5 A. Dosažené spínací časy jsou dostatečně rychlé, takže by spínací ztráty dle vztahů v kapitole 6.1.2 měly být nízké. Bude ještě potřeba podrobit průběh proudu hlubší analýze (nemohl být změřen kvůli vybité baterii v proudové sondě). Problém může být též způsoben několikanásobným procesem pájení DPS v peci, kdy byla použita nekvalitní cínová pasta a následným ručním pájením horkovzduchem.

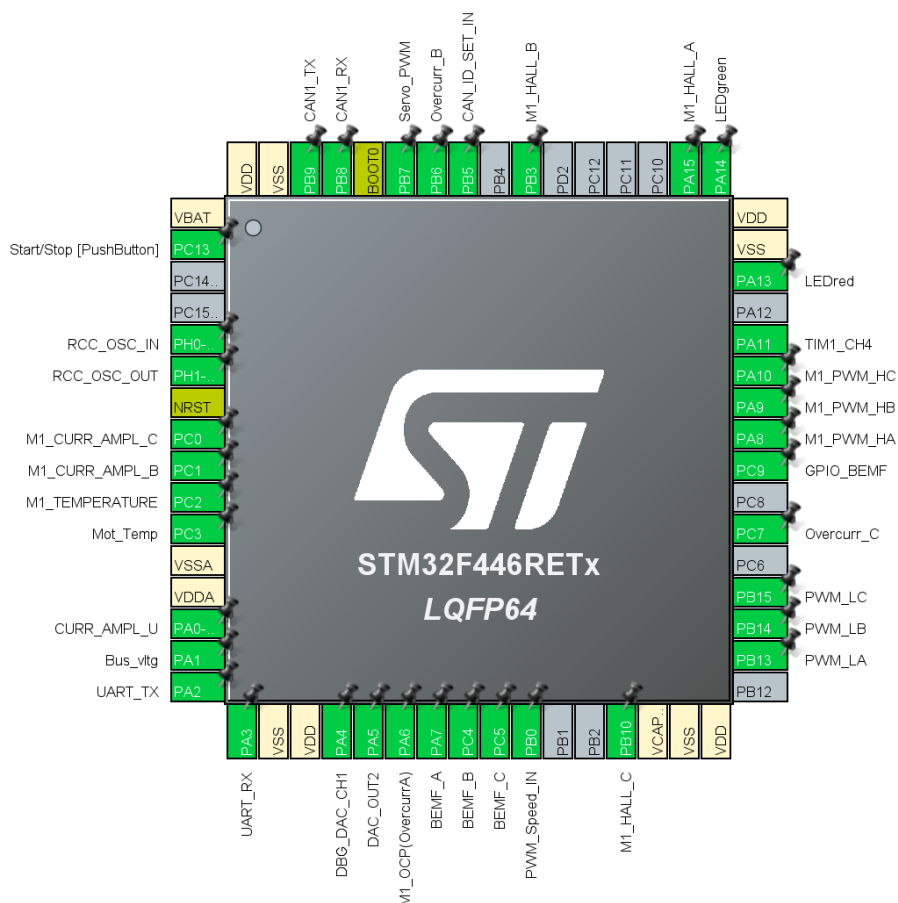
7 Použitý SW pro vektorové řízení

Pro řízení motoru byl zvolen software development kit [X-CUBE-MCSDK](#) (dále pouze SDK) od STMicroelectronics. V následujícím textu bude uveden postup vygenerování projektu. Projekt byl odzkoušen úspěšně zatím pouze na modulech X-NUCLEO-IHM07 a X-NUCLEO-IHM08 s motorem Turnigy Trackstar 21.5T v senzorovém i bezsenzorovém režimu řízení. Po osazení bude odzkoušen i modul, který byl navržen v této práci.

SDK je aktuálně ve verzi 6.0, která má v budoucnosti obsahovat kromě dosavadního vektorového řízení i six-step variantu, která byla dosud pouze součástí firmware X-CUBE-SPN7 a X-CUBE-SPN8. V současnosti je ve verzi 6.0 podporováno pouze několik STM32G4 procesorů. Proto byl projekt vytvořen ve verzi 5.4.8. Knihovny podporují i řízení dvou motorů z jednoho procesoru, ale mikrokontroler v 64pinovém provedení nelze nakonfigurovat pro tento projekt z důvodu nedostatku počtu pinů.

Popis [nastavení parametrů](#) HW v SDK je zdokumentován v [58]. Zásadní roli hraje nastavení parametrů v aplikaci Motor Control Workbench (MCWB). Hodnoty, které je potřeba nastavit lze dohledat v jednotlivých kapitolách, které se týkají aktuálně nastavovaného funkčního bloku v MCWB.

Po nastavení všech parametrů je vygenerován .ioc soubor pro nastavení pinů v aplikaci CubeMX. Konkrétní nastavení pinů pro navržený HW je zobrazen na Obr. 59. Nastavení koresponduje se schématem v Obr. 46.



Obr. 59: Nastavení pinů pro aplikaci vektorového řízení bezkartáčového motoru v aplikaci CubeMX.

Po nastavení pinů lze vygenerovat SW a přejít k psaní uživatelského kódu. V aplikaci jsou připraveny funkce pro interakci s knihovnami. Popis MCSDK a jednotlivých komponent knihoven lze nalézt v [59]. Podrobnější popis (ale pro starší verzi SDK 4.3) lze nalézt v [60]. Popis nejmodernější verze 6.0 je teprve připravován, a ještě není dostupný.

Alternativním nástrojem k tvorbě SW vektorového řízení je generování kódu z Matlab Simulink. Tím se zabývá například práce [61].

Zhodnocení a závěr

Cílem této diplomové práce byl návrh a realizace hardware pro řízení dvou bezkartáčových motorů do kolového robota neboli crawleru. Navržená jednotka měla přijímat povely po CAN sběrnici z nadřazené jednotky, která již byla osazena v crawleru dříve.

V teoretické části byly popsány bezkartáčové motory a princip jejich řízení. Dále byl proveden přehled některých existujících řešení pro řízení bezkartáčových motorů malých výkonů od několika známých výrobců součástek.

V praktické části byly nejprve určeny parametry motoru, které byly v závěru práce použity ke generování kódu v prostředí STM32 Motor Control WorkBench. Největší část práce tvoří samotný návrh HW, který je zde podrobně zdokumentován. HW je navržen jako rozšiřující modul pro procesorovou vývojovou desku STM Nucleo-64 F446RE z důvodu nedostatku mikrokontrolerů a celkově různých součástek na trhu v době vytváření této práce.

Návrh HW zabral delší dobu, než bylo očekáváno z důvodu poškozené řídicí desky. Nebylo tedy jasné, jak bude celkově elektronika v crawleru koncipována a jak bude napájen modul pro řízení motorů. Z tohoto důvodu byl zrevidován původní návrh zejména z hlediska napájení komponent, kdy byl přidán lineární regulátor. Na HW byl přidán též PWM výstup a lineární regulátor pro servopohon, který slouží k zatáčení kol. Jako dočasné řešení absence řídicí jednotky byl pro možnost řídit otáčky motoru dálkově přidán PWM vstup, do kterého může být zapojen přijímač komunikující přes 2,4 GHz s vysílačkou používanou v RC modelech. Součástí návrhu je řešení mechanického uspořádání navrženého HW v crawleru.

Při osazování desky nebyly k dispozici všechny objednané součástky, tak byla osazena a oživena pouze část třífázového střídače s budičem pro tranzistory. Dle naměřených průběhů byly upraveny hodnoty součástek pro optimální spínání tranzistorů.

Jelikož nebylo možné osadit a odzkoušet všechny vlastnosti navrženého hardware pro řízení bezkartáčového motoru, byl dbán důraz na jednoznačnou a přehlednou dokumentaci. Se záměrem snadné dohledatelnosti podkladů k HW byl vytvořen GitHub repositář na adrese <https://github.com/roberthubac/Crawler2022>. Odkaz na tento web je otisknut na spodní straně DPS. Do GitHub repositáře byly nahrány soubory DPS vytvořené v Altium Designer, 3D modely DPS a konstrukce, projekt z STM Motor Control Workbench, pinout procesoru v STM32CubeMX a vygenerovaný zdrojový kód vektorového řízení. Tento kód byl otestován na rozšiřujícím modulu X-NUCLEO-IHM07M1 a X-NUCLEO-IHM08M1 s motorem Turnigy Trackstar 21.5T, pro něhož byl navrhován HW v této práci.

Dokumentace bude vhodná i pro případné pokračování na projektu z hlediska úpravy a tvorby SW nebo nové revize HW při zjištění nedostatků, které budou zaznamenány autorem, nebo případně někým jiným kdo se bude věnovat projektu, na GitHubu. Práce na hardware bude pokračovat po odevzdání diplomové práce.

Literatura

- [1] BENEDIKT, Jan. *Jednotka správy napájení pro čtyřkolového robota*. Plzeň, 2017. Bakalářská práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [2] PUŠMAN, Lukáš. *Řídicí systém systému mobilní platformy*. Plzeň, 2011. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [3] *History of brushless DC* [online]. [accessed. 2022-04-29]. Available at: <https://studylib.net/doc/18796570/chapter-1-introduction-1.1-history-of-brushless-dc>
- [4] XIA, Chang-Iiang. *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*. B.m.: Wiley-Blackwell, 2012. ISBN 9781118188330.
- [5] MEVEY, James Robert and James DEVAULT. *Sensorless Field Oriented Control Of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motors* [online]. 2006 [accessed. 2022-04-28]. Available at: <https://krex.k-state.edu/dspace/bitstream/handle/2097/1507/JamesMevey2009.pdf>
- [6] KENJO, T. and S. NAGAMORI. *Permanent Magnet and Brushless DC Motors*. 1985.
- [7] NATVARLAL, Halavadia Akash and M J MODI. Speed Control of Brushless DC Motor: A Review. *American International Journal of Research in Science* [online]. 2015, 15–310. ISSN 2328-3629. Available at: <http://www.iasir.net>
- [8] GALIL MOTION CONTROL INC. *Application note #3414, Sinusoidal Commutation of Brushless Motors* [online]. no date [accessed. 2022-05-02]. Available at: <https://www.galil.com/download/application-note/note3414.pdf>
- [9] KOLÁČNÝ, Josef. *Elektrické pohony*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. 2004
- [10] AYDIN, Metin. *Brushless Permanent Magnet Servomotors, Serial and Parallel Robot Manipulators - Kinematics, Dynamics, Control and Optimization* [online]. 2012 [accessed. 2022-04-28]. Available at: <https://www.intechopen.com/chapters/34404>
- [11] PEROUTKA, Zdeněk and ET. AL. *Přednášky z předmětu PVE2*. 2021
- [12] WIKIPEDIA CONTRIBUTORS. Brushless DC electric motor. *Wikipedia, The Free Encyclopedia*. [online]. 23. April 2022 [accessed. 2022-05-02]. Available at: https://en.wikipedia.org/w/index.php?title=Brushless_DC_electric_motor&oldid=1084264226

- [13] MONOLITHIC POWER. *Brushless Vs Brushed DC Motors: When and Why to Choose One Over the Other* [online]. [accessed. 2022-05-02]. Available at: <https://www.monolithicpower.com/en/brushless-vs-brushed-dc-motors>
- [14] KIM, Sang-Hoon. Brushless direct current motors. In: *Electric Motor Control* [online]. B.m.: Elsevier, 2017 [accessed. 2022-05-06], p. 389–416. Available at: doi:10.1016/b978-0-12-812138-2.00010-6
- [15] KIM, Sang-Hoon. Modeling of alternating current motors and reference frame theory. In: *Electric Motor Control* [online]. B.m.: Elsevier, 2017 [accessed. 2022-05-09], p. 153–202. Available at: doi:10.1016/b978-0-12-812138-2.00004-0
- [16] WIRA ELECTRICAL. *Basic Parts of a DC Motor and Their Functions* [online]. [accessed. 2022-05-11]. Available at: <https://wiraelectrical.com/parts-of-a-dc-motor/>
- [17] *What is the difference between stator windings of BLDC and PMSM motors?* [online]. [accessed. 2022-05-04]. Available at: <https://www.researchgate.net/post/What-is-the-difference-between-stator-windings-of-BLDC-and-PMSM-motors>
- [18] LOMONOVA, Elena A., Evgeny KAZMIN, Yang TANG and Johannes J.H. PAULIDES. In-wheel PM motor: Compromise between high power density and extended speed capability. *COMPEL - The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering* [online]. 2011, **30**(1), 98–116 [accessed. 2022-05-05]. ISSN 03321649. Available at: doi:10.1108/03321641111091467
- [19] HRABOVCOVÁ, V., P. RAFAJDUS, P. LEHOCKÝ, P. MAKYS and D. MORAVČÍK. *Concentrated versus distributed winding in permanent magnet synchronous motors* [online]. 2017 [accessed. 2022-05-05]. ISBN 9781538633809. Available at: doi:10.1109/EDPE.2017.8123246
- [20] *Windings for electric motors* [online]. [accessed. 2022-05-04]. Available at: <https://oswos.com/motor-windings/>
- [21] RIAZ, M. *Animation of electric machines* [online]. [accessed. 2022-05-24]. Available at: <http://www.ece.umn.edu/users/riaz/animations/listanimations.html>
- [22] ZHAO, J., Y. LIU and X. XU. Comparisons of Concentrated and Distributed Winding PMSM in MV Power Generation. In: *Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018* [online]. B.m.: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018, p. 2437–2443 [accessed. 2022-05-05]. ISBN 9781538624777. Available at: doi:10.1109/ICELMACH.2018.8507199

- [23] CHOE, You Young, Se Young OH, Sang Hwan HAM, Ik Sang JANG, Su Yeon CHO, Ju LEE and Kwang Cheol KO. Comparison of concentrated and distributed winding in an IPMSM for vehicle traction. In: *Energy Procedia* [online]. 2012, p. 1368–1373 [accessed. 2022-05-05]. ISSN 18766102. Available at: doi:10.1016/j.egypro.2011.12.1103
- [24] NOVÁK, Zdeněk, Martin NOVÁK and Jan CHYSKÝ. *BEZSENZOROVÉ ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍCH MOTORŮ S PERMANENTNÍMI MAGNETY* [online]. no date [accessed. 2022-05-11]. Available at: https://www.researchgate.net/publication/317569939_Bezsenzorove_rizeni_sync_hronnich_motoru_s_permanentnimi_magnety
- [25] KIM, Sang-Hoon. Pulse width modulation inverters. In: *Electric Motor Control* [online]. B.m.: Elsevier, 2017 [accessed. 2022-05-09], p. 265–340. Available at: doi:10.1016/b978-0-12-812138-2.00007-6
- [26] TAHMAZ, Oguz, Melih EKIM and Ali YILDIZ. *Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor by a Two-Level SPWM Inverter* [online]. 2020 [accessed. 2022-05-15]. ISBN 9781728190907. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=9254617>
- [27] YILMAZ, Mehmet, Serdar TEZGEL and Muhammedfatih CORAPSIZ. A Graphical User Interface for Clarke-Park Transforms based on LabVIEW. *Afyon Kocatepe University Journal of Sciences and Engineering* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-14]. Available at: doi:10.35414/akufemubid.833337
- [28] SOLBAKKEN, Yngve and SWITCHCRAFT. *Vector control for dummies* [online]. 2016 [accessed. 2022-05-15]. Available at: <https://www.switchcraft.org/learning/2016/12/16/vector-control-for-dummies>
- [29] BHARDWAJ, Manish, Bilal AKIN and Jon WARRINER. *Trapezoidal Control of BLDC Motors Using Hall Effect Sensors* [online]. 2011 [accessed. 2022-05-06]. Available at: <https://www.ti.com/lit/an/sprabz4/sprabz4.pdf?ts=1651828602551>
- [30] ZEMAN, Karel, Zdeněk PEROUTKA and Martin JANDA. *Automatická regulace pohonů s asynchronními motory*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2004.
- [31] MATHWORKS. *Six-Step Commutation of BLDC Motor Using Sensor Feedback* [online]. [accessed. 2022-05-08]. Available at: <https://www.mathworks.com/help/mcb/gs/six-step-commutation-blcd-motor-using-position-sensor.html>

- [32] LI, Hawken. Designing efficient, high-performing appliances with BLDC motors. *Texas Instruments E2E* [online]. 12. July 2018 [accessed. 2022-05-06]. Available at: https://e2e.ti.com/blogs_/b/industrial_strength/posts/designing-efficient-high-performing-appliances-with-bldc-motors
- [33] STMICROELECTRONICS. *UM2392, STM32 motor control SDK* [online]. 2018 [accessed. 2022-05-17]. Available at: <https://hobbydocbox.com/Radio/110731709-Um2392-stm32-motor-control-sdk-user-manual-introduction.html>
- [34] KIM, Sang-Hoon. Vector control of alternating current motors. In: *Electric Motor Control* [online]. B.m.: Elsevier, 2017 [accessed. 2022-05-06], p. 203–246. Available at: doi:10.1016/b978-0-12-812138-2.00005-2
- [35] ENGINEERING-SOLUTIONS. *Electric drives* [online]. [accessed. 2022-05-08]. Available at: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/>
- [36] BROWN, Ward and MICROCHIP TECHNOLOGY. *AN857, Brushless DC Motor Control Made Easy* [online]. 2002 [accessed. 2022-05-08]. Available at: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857a.pdf>
- [37] BOBEK, Viktor and FREESCALE INC. *PMSM Electrical Parameters Measurement*. 2013.
- [38] BOUAT, Matthieu. *Understanding the effect of PWM when controlling a brushless DC motor* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-25]. Available at: <https://www.portescap.com/en/resources/motor-specifications-and-literature/white-papers/understanding-the-effect-of-pwm-when-controlling-a-brushless-dc-motor>
- [39] KEDIA, Sunil. Controlling Brushed DC Motors Using PWM. 2020 [online]. [accessed. 2022-05-25]. Available at: <https://www.machinedesign.com/materials/article/21125511/controlling-brushed-dc-motors-using-pwm>
- [40] STMICROELECTRONICS. *STM32 Motor Control: Frequently asked questions* [online]. [accessed. 2022-05-18]. Available at: https://wiki.stmicroelectronics.cn/stm32mcu/wiki/STM32MotorControl:Frequently_Asked_Questions
- [41] HAVENS, Brian. *Motor Control Microcontroller Performance Comparison* [online]. 20. September 2018 [accessed. 2022-05-16]. Available at: <https://www.brianchavens.com/2018/09/20/motor-control-microcontroller-performance-comparison/>

- [42] EMCU. *STM32 Motor Control* [online]. [accessed. 2022-05-16]. Available at: <http://www.emcu.eu/stm32-motor-control/>
- [43] STMICROELECTRONICS. *AN4776, Application note General-purpose timer cookbook for STM32 microcontrollers* [online]. 2017 [accessed. 2022-05-17]. Available at: https://www.st.com/resource/en/application_note/dm00236305-generalpurpose-timer-cookbook-for-stm32-microcontrollers-stmicroelectronics.pdf
- [44] DUNN, Jamie. *AN898, Application Note, Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive Applications* [online]. 2003 [accessed. 2022-05-13]. Available at: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00898a.pdf>
- [45] OBORNY, Nicholas and Ashish OJHA. *Understanding Smart Gate Drive* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-24]. Available at: https://www.ti.com/lit/an/slva714d/slva714d.pdf?ts=1653348149536&ref_url=https%253A%252F%252Ftraining.ti.com%252F
- [46] GOPALAN, Anand and Audrey LAWRENCE. *SLVA504A, Application Report, Calculating Power Dissipation for a H-Bridge or Half Bridge Driver* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-13]. Available at: <https://www.ti.com/lit/an/slva504a/slva504a.pdf>
- [47] MISTRETTA, C., F. SCRIMIZII and STMICROELECTRONICS. *AN5252, Low-voltage Power MOSFET switching behavior and performance evaluation in motor control application topologies* [online]. 2018 [accessed. 2022-05-19]. Available at: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5252-lowvoltage-power-mosfet-switching-behavior-and-performance-evaluation-in-motor-control-application-topologies-stmicroelectronics.pdf
- [48] VISHAY. *PowerPAK® 1212 Mounting and Thermal Considerations* [online]. [accessed. 2022-05-26]. Available at: <https://www.vishay.com/docs/71681/71681.pdf>
- [49] WALLACE, John. *How to choose the right power MOSFET or power block package for your application* [online]. 2019 [accessed. 2022-05-26]. Available at: https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/posts/selecting-the-right-power-mosfet-power-block-package-for-your-application
- [50] TEXAS INSTRUMENTS. *DRV8300: 100-V Three-Phase BLDC Gate Driver* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-22]. Available at: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8300.pdf?ts=1653229119674&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

- [51] BIST, Vashist. *SLVA939B, Field Oriented Control (FOC) Made Easy for Brushless DC (BLDC) Motors Using TI Smart Gate Drivers* [online]. 2021 [accessed. 2022-05-23]. Available at: https://www.ti.com/lit/an/slva939b/slva939b.pdf?ts=1645981213400&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [52] DINC, Mustafa and Thomas LOHRMANN. *AN79325, Measurement and Comparison of Thermal Properties of D2PAK and PowerPAK ® 8 x 8L Packages* [online]. 2017 [accessed. 2022-05-23]. Available at: https://www.vishay.com/docs/79325/measurement_comparison.pdf
- [53] BOGATIN, Eric. "You must Unlearn what You have Learned" [online]. 2020 [accessed. 2022-05-24]. Available at: <https://www.youtube.com/watch?v=y4REmZIE7Jg>
- [54] HARTLEY, Rick. How to achieve proper grounding. 2019 [online]. [accessed. 2022-05-24]. Available at: <https://www.youtube.com/watch?v=ySuUZEjARPY>
- [55] TEXAS INSTRUMENTS. How to Conduct a BLDC Motor Driver Schematic Review and basic debug tip [online]. no date [accessed. 2022-05-24]. Available at: <https://training.ti.com/how-conduct-blcdc-motor-driver-schematic-review-and-basic-debug-tip?context=1148726-1148725>
- [56] TEXAS INSTRUMENTS. *Designing with motor drivers* [online]. [accessed. 2022-05-23]. Available at: <https://training.ti.com/node/1139744?context=1139747-1138777-1139744>
- [57] TOSHIBA. *Application note, Impacts of the dv/dt Rate on MOSFETs* [online]. 2017 [accessed. 2022-05-13]. Available at: https://www.mouser.com/pdfdocs/Impacts_of_dv-dt_Rate.pdf
- [58] STMICROELECTRONICS. *UM2380, STM32 motor control SDK v5.4 tools* [online]. 2019 [accessed. 2022-05-26]. Available at: https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2380-stm32-motor-control-sdk-v54-tools-stmicroelectronics.pdf
- [59] STMICROELECTRONICS. *UM2392, STM32 motor control SDK* [online]. 2018 [accessed. 2022-05-26]. Available at: <https://www.stmcu.org.cn/document/download/index/id-214932>
- [60] STMICROELECTRONICS. *UM1052, User manual STM32F PMSM single/dual FOC SDK v4.3* [online]. 2016. Available at: www.st.com

-
- [61] MOERIRA, Cândido Otero. *Rapid Control Prototyping Using an STM32 Microcontroller* BACHELORTHESES CÁNDIDO OTERO MOREIRA [online]. 2015 [accessed. 2022-05-26]. Available at: https://www.researchgate.net/publication/319653655_Rapid_Control_Prototyping_Using_an_STM32_Microcontroller
- [62] LEHIKONEN, Antti. *Pole count – The Good, the Bad, and the Ugly* [online]. 3. September 2019 [accessed. 2022-05-22]. Available at: <https://www.anttilehikoinen.fi/technology/electrical-engineering/pole-count-good-bad-ugly/>
- [63] JUSTIN, Alexandr. *Analýza polovodičových prvků Si MOSFET a GaN se základní topologií budících obvodů* [online]. Plzeň, 2019 [accessed. 2022-05-26]. Západošeská univerzita v Plzni. Available at: https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/39434/1/BP_Alexandr_Justin.pdf

Seznam Obrázků

Obr. 1: Fotografie crawleru se stejnosměrnými motory před přestavbou. 1) Řídící deska, 2) Jednotka pro řízení DC motorů, 3) Prostor pro Li-Po dvojčlánkovou baterii, 4) DC motory HPI-Racing X-95, 5) Akcelerometry, 6) Servomotory Hi-Tec HS-475 HB.	- 13 -
Obr. 2: Komutátor kartáčového stejnosměrného motoru (převzato z [6] str. 32 a upraveno).	- 14 -
Obr. 3: Rozdělení elektrických motorů. (Vytvořeno dle [9–11]).	- 15 -
Obr. 4: Konstrukce bezkartáčového motoru [6, 13].	- 16 -
Obr. 5: Různé konstrukce bezkartáčového motoru dle směru toku a umístění rotoru (převzato z [14]).	- 17 -
Obr. 6: Nákres 2 a 4pólového třífázového motoru s permanentními magnety [13]. .	- 17 -
Obr. 7: Různá uspořádání rotorů synchronních motorů se zobrazením podílu magnetické a reluktanční složky momentu. [15 p. 164]	- 18 -
Obr. 8: Rotor stejnosměrného motoru (BDC) [16].	- 19 -
Obr. 9: Porovnání kartáčového a bezkartáčového motoru (převzato z [14]).	- 19 -
Obr. 10: Porovnání uspořádání koncentrovaného vinutí trapezoidálního (BLDC) a distribuovaného vinutí sinusového (PMSM) synchronního motoru včetně časových průběhů toku a indukovaného protinapětí [17–20].	- 20 -
Obr. 11: Rotující magnetické pole vytvořené distribuovaným vinutím [21]. Animace dostupná na webu.	- 21 -
Obr. 12: Náhradní schéma synchronního motoru (převzato z [11]).	- 23 -
Obr. 13: Obecné schéma řízení BLDC motoru (převzato z [14] str. 7).	- 26 -
Obr. 14: Clarkeové transformace. Transformace mezi třífázovým systémem abc a ortogonálním systémem $\alpha\beta$ [26].	- 27 -
Obr. 15: Parkova transformace. Transformace z ortogonálního stojícího souřadného systému $\alpha\beta$ do rotujícího systému dq [26, 28].	- 28 -
Obr. 16: Skalární řízení motoru (převzato z [30]).	- 30 -
Obr. 17: Určení diskrétní polohy rotoru dle signálu z Hallových sond [31].	- 31 -
Obr. 18: Spínací diagram, časové průběhy zpětné vazby ze snímače polohy v podobě hallových sond, indukovaných protinapětí, proudů a momentu včetně zobrazení natočení rotoru, zobrazení sepnutých prvků střídače a směru proudu vinutím (převzato z [14 pp. 397, 398] a upraveno).	- 32 -

Obr. 19: Zvlnění momentu při trapezoidálním řízení BLDC motoru při třech různých rychlostech. (A) nízké otáčky, (B) střední otáčky (takové, při kterých $U_{DClink}=4 \cdot U_{BEMF}$), (C) vysoké otáčky. [14]	- 33 -
Obr. 20: Blokový diagram vektorového řízení. Vytvořeno dle [25, 26, 28, 30, 33, 34]. ...	34 -
Obr. 21: Bezsenzorové vektorové řízení synchronního motoru převzato z [35].	- 35 -
Obr. 22: Různé evaluation desky pro řízení BL motorů.	- 37 -
Obr. 23: Měření časové konstanty τ motoru.	- 40 -
Obr. 24: Měření indukovaného protinapětí motoru Turnigy Trackstar 21.5T.	- 41 -
Obr. 25: Měření fázového posunu mezi indukovaným protinapětím a signálem z Hallových sond.	- 41 -
Obr. 26: Porovnání malého (vlevo) a velkého (vpravo) zvlnění proudu při napájení indukční zátěže PWM signálem (převzato z [38]).	- 42 -
Obr. 27: Ukázka aplikace Motor Profiler pro měření parametrů motoru.	- 43 -
Obr. 28: BL motor Turnigy Trackstar 21.5T a servomotor HiTec HS-485HB.	- 44 -
Obr. 29: Doba výpočtu (μs) jedné smyčky vektorového řízení na různých mikrokontrolerech [41].	- 45 -
Obr. 30: Vývojová DPS Nucleo F446RE (zkopírováno z datasheetu).	- 47 -
Obr. 31: MOSFET tranzistor a jeho parazitní vlastnosti z hlediska spínání (převzato z [45])	- 49 -
Obr. 32: Časový průběh veličin při spínání tranzistoru (převzato z [45])	- 49 -
Obr. 33: Tok proudu tranzistorem, jeho zpětnou diodou a zátěží při cirkulaci proudu přes horní diodu (nahore). Časový průběh napětí (převzato z [46]).	- 50 -
Obr. 34: Plocha mědi pro chlazení MOSFET tranzistorů na DPS.	- 52 -
Obr. 35: Zjednodušený náčrt budiče tranzistorů DRV8304 (převzato z [51]).	- 56 -
Obr. 36: Třífázový budič DRV8300 [50].	- 57 -
Obr. 37: Dostupná plocha pro chlazení lineárního regulátoru.	- 62 -
Obr. 38: Blokové schéma navrženého řízení BLDC motoru.	- 63 -
Obr. 39: Pohled shora na navrženou DPS.	- 64 -
Obr. 40: Pohled ze spodní strany na navrženou DPS. Měřítko 1:1.	- 64 -
Obr. 41: Rozložení a tloušťka vrstev v plošném spoji (<i>PCB layer stackup</i>).	- 65 -
Obr. 42: Jednotlivé vrstvy v desce plošných spojů. Měřítko 1:1.	- 65 -
Obr. 43: Schéma zapojení konektorů.	- 67 -

Obr. 44: Rozměry a pinout konektoru J6 pro napájení lineárních regulátorů a komunikaci po CAN sběrnici.	- 68 -
Obr. 45: Rozměry a pinout konektoru J7 pro zpětnou vazbu z motoru.....	- 68 -
Obr. 46: Propojení signálů na mikrokontroler.	- 69 -
Obr. 47: Schéma zapojení lineárních regulátorů, vstupní kapacity a snímání napětí stejnosměrného napět'ového meziobvodu.	- 70 -
Obr. 48: Schéma zapojení třífázového napět'ového střídače	- 71 -
Obr. 49: Detail zapojení jedné větve třífázového střídače.....	- 71 -
Obr. 50: Zapojení 3-fázového budiče tranzistorů.	- 73 -
Obr. 51: Schéma zapojení CSA (zesilovače snímaného proudu).	- 74 -
Obr. 52: Schéma zapojení pro úpravu signálu z Hallových sond, proudových snímačů a měření BEMF (indukovaného protinapětí).....	- 75 -
Obr. 53: Schéma zapojení CAN kontroléru a nastavení ID stanice.....	- 76 -
Obr. 54: Schéma zapojení teplotního snímače a děliče pro NTC termistor z motoru.-	- 76 -
Obr. 55: Výkres první verze konstrukce pro montáž navrženého HW ke konstrukci crawleru.	- 77 -
Obr. 56: 3D modely navrženého modulu pro řízení jednoho motoru a mechanické uspořádání pro montáž na crawler.....	- 78 -
Obr. 57: Naměřené časové průběhy spínání tranzistoru. Horní časový průběh je napětí U_{Drain} a dolní časový průběh je U_{Gate} . V levé části je přiblížený časový průběh. V pravé části jsou zobrazeny 2 periody průběhu.....	- 79 -
Obr. 58: Měření s upravenými hodnotami R_g . Proud zátěže 15 A, frekvence 20 kHz. Vlevo nahoře je detail náběžné hrany, vpravo nahoře je detail doběžné hrany a dole je zaznamenáno několik period průběhu.	- 80 -
Obr. 59: Nastavení pinů pro aplikaci vektorového řízení bezkartáčového motoru v aplikaci CubeMX.....	- 82 -

Přílohy

Příloha a – I

Soupis součástí – Bill Of Material (BOM)

Příloha B – II

Schéma zapojení

Příloha C - III

Testovací body

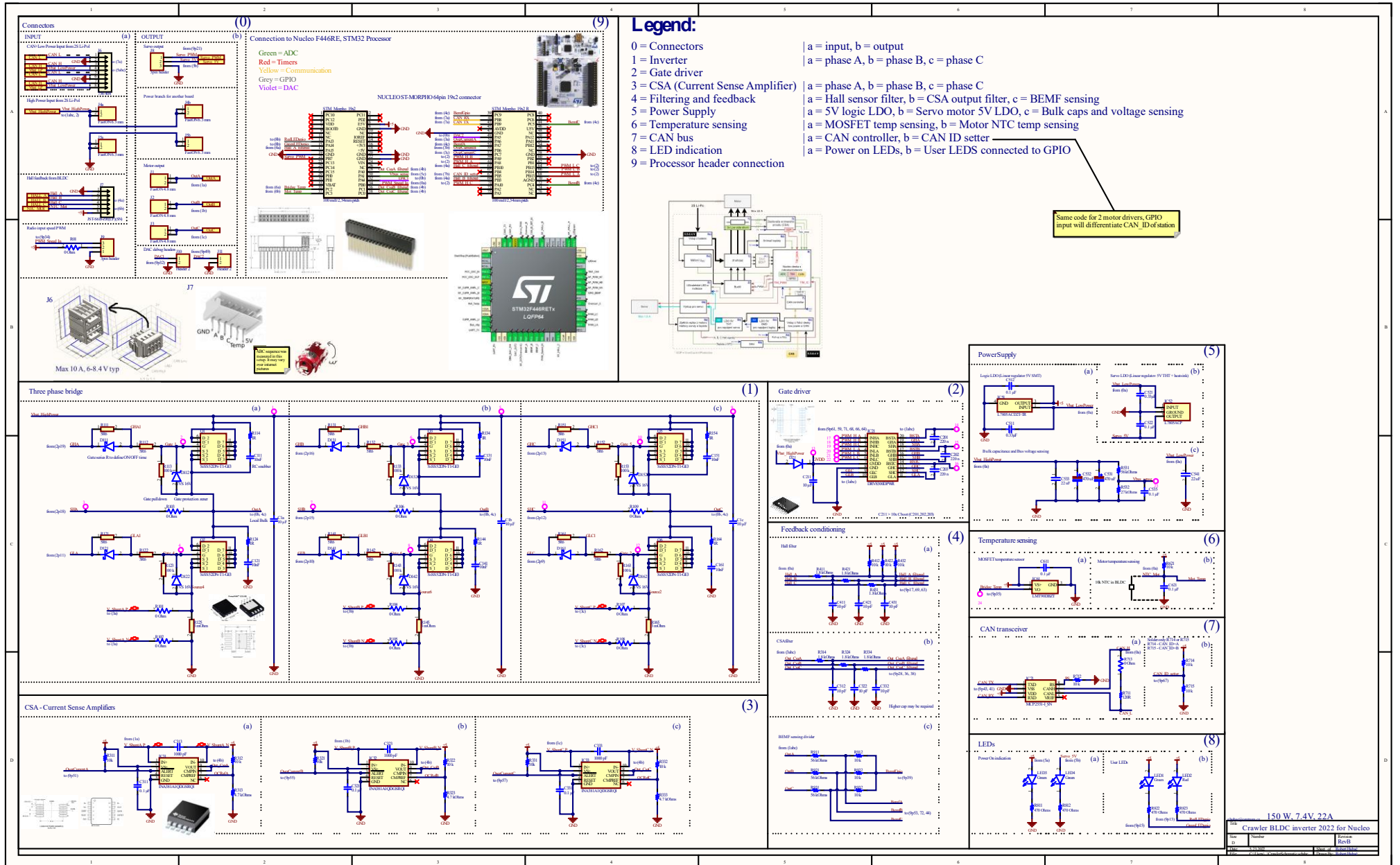
Příloha A

Soupis součástek – Bill Of Material (BOM), ve sloupci 2 lze kliknutím na součástku přejít do obchodu na součástku

Line #	Purpose	Designator	Value	# 1 PCB	Price (CZK)	Price 1 PCB (CZK)	Mouser num.	Manufacturer	Man. Number	
1	Local bulk capacitance for DRV and inverter	C1a, C1b, C1c, C211	0805, 10µF, 25V, 10%	4	2,37	9,48	963-TMK212BBJ106KG-T	Taiyo Yuden	TMK212BBJ106KG-T	
2	Bootstrap DRV8300	C201, C202, C203	0603, 220nF, 25V	3	4,18	12,54	603-CC603KRX5R88B224	YAGEO	CC603KRX5R88B224	
3	Decoupling CSA, voltage sense, LDO	C311, C321, C331, C512 C522, C535, C611, C621	0805, 100nF, 16V, 10%	8	1,35	10,8	710-885012207045	Würth Elektronik	885012207045	
4	Filtr CSA, filtr Hall output	C312, C322, C332, C411, C421, C431	0805, 10pF, 16V	6	1,22	7,32	710-885012007010	Würth Elektronik	885012007010	
5	Filter CSA input	C313, C323, C333	0805, 1nF, 16V, 10%	3	0,842	2,5	710-885012207033	Würth Elektronik	885012207033	
6	Decoupling LDO in	C511, C521	0805, 330nF, 16V	2	5,81	11,6	581-0805YC334K	Kyocera AVX	0805YC334KAT2A	
7	Bulk input capacitance	C531, C532	THT, 470µF, 16V, 10mOhm ESR, 8x11,5 mm	2	29,58	59,2	647-RNE1C471MDN	Nichicon	RNE1C471MDN1	
8	Bulk input SMD	C533, C541	0805, 22µF, 25V, 20%	2	7,88	15,8	187-CL21A226MAYNNNE	Samsung Electro-Mechanics	CL21A226MAYNNNE	
9	Schottky diode gate fall	D111, D121, D131, D141, D151, D161	US2H-2, 2A, 30V, 350 mV	6	8,82	52,9	757-CUHS20F30H3F	Toshiba	CUHS20F30,H3F	
10	Gate protection TVS	D112, D122, D132, D142, D152, D162	SOD-523-3, 18V, 12A	6	9,74	58,4	511-ESDA18-1K	STMicroelectronics	ESDA18-1K	
11	DRV power diode	D21	403-D, 100V, 1A	1	9,74	9,7	863-NRVA4003T3G	Onsemi	NRVA4003T3G	
12	3 phase gate driver	IC21	1,5 a sink, 0,75 a source, 100 V	1	41,31	41,3	595-DRV8300DPWR	Texas Instruments	DRV8300DPWR	
13	CSA (Current Sense Amplifier)	IC31, IC32, IC33	VSSOP-10, 20V/V	3	21,11	63,3	595-INA381A1QDGSRQ1	Texas Instruments	INA381A1QDGSRQ1	
14	5V logic LDO	IC51	D2PAK, 5V, 1.5 A	1	22,75	22,8	511-L7805ACD2T-TR	STMicroelectronics	L7805ACD2T-TR	
15	Servo 5V LDO	IC52	TO-220-3, 5V, 1.5A	1	31,62	31,6	511-L7805ACP	STMicroelectronics	L7805ACP	
16	Mosfet temp sensor	IC61	SOT23-3, 10 mV/°C	1	28,05	28,1	595-LMT90DBZT	Texas Instruments	LMT90DBZT	
17	CAN transceiver	IC71	SOIC-8	1	31,88	31,9	579-MCP2551-I/SN	Microchip	MCP2551-I/SN	
18	Nucleo connector Morpho	J_STM_Morpho_19x2	header 19x2 2.54/2.54 mm THT	1	37,74	37,7	474-PRT-16764	SparkFun Electronics	PRT-16764	
19	Output motor connector	J1, J2, J3	faston 4.75x0.51mm, THT	1	9,74	9,7	571-1217156-1	TE Connectivity	1217156-1	
20	DAC1, DAC2 header	J10, J11	header 2x1, 2.54mm pitch	2	2,32	4,6	649-1012937890204BLF	FCI / Amphenol	10129378-902004BLF	
21	Battery input connector	J4a, J4b, J5a, J5b	faston 6.35x0.81mm, THT	4	12,06	48,2	571-726387-2	TE Connectivity	726387-2	
22	Motor feedback connector	J7	JST 56B-ZR(LF)(SN), 6pin, 1.5mm pitch Counterpart ZHR-6 M (standard 6pin harness)	1	5 (2,7)	5		JST		
22	Logic power supply+CAN connector	J6	Wago734-402, 4pin 2 rows, 3.5mm pitch Counterpart Wago 734-104	1	24,00	24,0		Wago		
24	Servo output, PWM speed input	J8, J9	header 3x1, 2.54mm pitch	2	2,55	5,1	649-1012937890301BLF	FCI / Amphenol	10129378-903001BLF	
25	Power indication + user LED	LED1, LED3, LED4	0603, green	1	3,72	3,7	710-150060VS75000	Würth Elektronik	150060VS75000	
26	User fault LED	LED2	0603, red	3	3,72	11,2	710-150060RS75000	Würth Elektronik	150060RS75000	
27	N channel MOSFET for inverter	Q1, Q2, Q3, Q4, Q5, Q6	1212-8S-8, 1mOhm, 30V, 20 nC, 3.3x3.3mm	6	21,27	127,6	78-SISS52DN-T1-GE3	Vishay	SISS52DN-T1-GE3	
28	Zero Ohm resistor	R01, R101, R102, R103, R104, R105 R106, R107, R108, R109, R713	0805, 0 Ohm	11	0,561	6,2	652-CR0805-J/-000ELF	Bourns	CR0805-J/-000ELF	
29	R gate	R111, R112, R121, R122, R131, R132 R141, R142, R151, R152, R161, R162	0805, 5R6, 5%, 500mW	12	2,35	28,2	667-ERJ-P06J5R6V	Panasonic	ERJ-P06J5R6V	
30	Pull down gate	R113, R123, R133, R143, R153, R163	0805, 100k, 5%, 125mW	6	2,32	13,9	603-RC0805JR-07100KL	YAGEO	RC0805JR-07100KL	
31	Shunt resistor	R125, R145, R165	2512, 3mOhm, 3W, 50PPM/°C	3	17,65	53,0	279-TLRP3A30DR03FTDG	TE Connectivity	TLRP3A30DR03FTDG	
32	Pullup and Divider	R311, R321, R331, R312, R322, R332, R412, R422, R432, R621 R712, R714, R715, R912, R922, R932	0805, 10k, 1%, 125mW	16	0,663	10,6	603-RC0805FR-0710KL	YAGEO	RC0805FR-0710KL	
33	Pullup CSA alert	R313, R323, R333	0805, 4.7k, 1%, 125mW	3	2,32	7,0	603-RC0805FR-074K7P	YAGEO	RC0805FR-074K7P	
34	Filter	R314, R324, R334, R411, R421, R431	0805, 1k8, 1%, 125mW	3	0,663	2,0	603-RC0805FR-071K8L	YAGEO	RC0805FR-071K8L	
35	Voltage sense divider	R531, R911, R921, R931	0805, 56k, 1%, 125mW	4	2,32	9,3	603-RT0805FRE0756KL	YAGEO	RT0805FRE0756KL	
36	Voltage sense divider	R532	0805, 27k, 1%, 125mW	4	2,55	10,2	603-RT0805FRE0727KL	YAGEO	RT0805FRE0727KL	
37	CAN resistor	R711	0805, 120R, 1%, 125mW	1	2,32	2,3	603-RC0805FR-07120RL	YAGEO	RC0805FR-07120RL	
38	LED resistor	R811, R812, R822, R823	0805, 27k, 5%, 125mW	1	2,32	2,3	652-CR0805JW-471ELF	Bourns	CR0805-JW-471ELF	
39	heatsink for THT LDO		19x19x9.65mm, 24°C/W	1	13,46	13,5	532-507302B00	Aavid	507302B00000G	
Sum price of parts for 1 PCB							1020			
PCB manufacturing 1 PCB + delivery		(5x pcb + stencil = 1500 CZK)	4layer board 68x76mm			300				
Nucleo F446RE							345			
Total cost							1668	CZK		

Příloha B

Schéma zapojení



Příloha C

Testovací body na navržené DPS

