



ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

**Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky**

Mikrokontrolérem řízený regulátor třífázového BLDC motoru

Microcontroller Based Three Phase BLDC Motor Controller

Diplomová práce

Studijní program: Komunikace, multimedia a elektronika
Studijní obor: Elektronika
Vedoucí práce: Ing. Tomáš Teplý

Jan Černý

Praha 2015

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra mikroelektroniky

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Č E R N Ý Jan**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Elektronika

Název tématu: **Mikrokontrolérem řízený regulátor třífázového BLDC motoru**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Proveďte rešerši z oblasti řízení bezkartáčových stejnosměrných (BLDC) motorů.
- 2) Navrhněte obvodové zapojení s mikrokontrolérem pro řízení otáček třífázového BLDC motoru prostřednictvím PWM s využitím jak sensorového snímání polohy rotoru prostřednictvím Hallových senzorů, tak i prostřednictvím detekce zpětné EMF.
- 3) Navrhněte desky plošných spojů pro realizaci obvodového zapojení. Návrh celého systému směřujte k modulární konstrukci, přičemž uvažujte možnost připojení výkonových BLDC motorů.
- 4) Vytvořte firmware pro řídicí mikrokontrolér, který bude mimo řízení motoru umožňova i sledování a zobrazení důležitých parametrů (napětí, proudu, otáček, teploty, …) na displeji. Vývoj programové části by měl vést k vytvoření knihoven, které by mohly být použity i pro výukové účely.
- 5) Změřte a zhodnoťte vlastnosti Vámi navrženého systému.

Seznam odborné literatury:

- [1] Brian W. Kernighan, Dennis M. Ritchie: Programovací jazyk C, Computer Press, a.s., Brno 2006
- [2] Herout, P.: Učebnice jazyka C. 6. vyd. Kopp, Č.Budějovice, 2013
- [3] Dennis Nolan: Sensorless six-step BLDC commutation, AN4220, STMicroelectronics, 2013
- [4] Padmaraja Yedamale: Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, AN885, Microchip Technology Inc., 2003

Vedoucí: **Ing. Tomáš Teplý**

Platnost zadání: 31. 8. 2016

L.S.

prof. Ing. Miroslav Husák, CSc.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 11. 2. 2015

PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych chtěl poděkovat v první řadě vedoucímu práce Ing. Tomáši Teplému za jeho náměty, připomínky, trpělivost a rady, které mě vždy správně nasměrovaly. Dále bych chtěl poděkovat své rodině za morální a především materiální podporu během studia. Dále bych chtěl poděkovat své přítelkyni za toleranci, podporu a motivaci během vytváření této práce. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat kolegovi Ing. Janu Maškovi za námět pro tuto diplomovou práci.

ČESTNÉ PROHLÁŠENÍ

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

V Praze dne

.....
podpis studenta

ABSTRAKT

Diplomová práce nabízí úvod do problematiky bezkartáčových motorů v anglické literatuře označovaných jako BLDC. V úvodu jsou popsány jednotlivé typy bezkartáčových motorů z hlediska konstrukce a jejich principu funkce. Dále jsou zhodnoceny parametry a výhody těchto motorů oproti ostatním běžně používaným typům elektrických motorů. Následuje popis používaných součástek, principů a metod v senzorické části motorového systému. Poslední teoretickou částí je rešerše z oblasti řízení BLDC motorů. Druhá polovina práce se věnuje praktickému návrhu kontroléru motoru, jehož výkon se může pohybovat až v rozmezí 10-15 kW. V popisu návrhu je uveden postupně výběr součástek, návrh dílčích součástí, doporučení pro vytváření layoutu a základní software pro zprovoznění kontroléru. Deska je řízena vývojovým kitem STM32F302 Nucleo. V závěru práce je ověřena funkce desky kontroléru měření.

KLÍČOVÁ SLOVA

Bezkartáčový motor, elektronicky komutovaný motor, synchronní motor s permanentními magnety, BLDC, PMSM, Hallový senzory, bezsenzorové řízení, bočníkové rezistory, six-step komutace, vektorové řízení, FOC, MRAS, adaptivní metody, metody s pozorovatelem, výkonové MOSFET tranzistory, gate driver, mikrokontrolér, STM32F302 Nucleo

ABSTRACT

This diploma thesis offers an introduction to the topic of brushless motors. First part describes the different types of motors in terms of design and their principles. Further motor parameters are evaluated and the advantages of these engines compared to other commonly used types of electric motors. The following part describes principles, methods and parts used to determine rotor shaft position. The last theoretical part is brief review of most commonly used motor control methods. The second half of thesis is devoted to practical design of BLDC motor controller. The electrical requirements of the expected motor (10 – 15 kW) influence the selection of components, such as power transistors, gate drivers and so on. Layout design is also discussed. Board is driven by development kit STM32F302 Nucleo. In the end function of the board is evaluated by series of measurements.

KEYWORDS

Brushless motor, electronically commutated motor, permanent magnet synchronous motor, BLDC, ECM, PMSM, PMAC, Hall sensors, sensorless method, shunt resistor, six-step commutation, field-oriented control, FOC, model adaptive reference systems, MRAS, observer methods, power MOSFETs, gate driver, MCU, STM32F302 Nucleo

OBSAH

1	ÚVOD.....	3
2	BLDC MOTORY	4
2.1	KONSTRUKCE A PRINCIP	4
2.2	PARAMETRY, VLASTNOSTI A VÝHODY	6
2.2.1	Elektrické parametry	6
2.2.2	Mechanické parametry	7
2.3	MATEMATICKÝ MODEL BLDC MOTORU.....	7
2.4	ŘÍDICÍ JEDNOTKA MOTORU	11
3	SENZORICKÁ ČÁST MOTORU.....	13
3.1	DETEKCE POLOHY.....	13
3.1.1	Hallový senzory.....	13
3.1.2	Resolver, Optický enkodér	14
3.1.3	Bezsenzorová detekce s využitím b-EMF	16
3.1.4	Bezsenzorová detekce využívající modely a estimátory	22
3.2	MĚŘENÍ PROUDŮ.....	22
3.2.1	Bočníkové rezistory	23
3.2.2	Hallový proudové senzory	25
3.2.3	Proudové transformátory.....	25
3.2.4	De-saturační obvod	26
3.3	TEPLOTNÍ MĚŘENÍ.....	27
4	METODY ŘÍZENÍ BLDC MOTORU	29
4.1	METODA SIX-STEP KOMUTACE	29
4.2	ŘÍZENÍ SINUSOVÝMI PROUDY	31
4.3	VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ (FOC).....	31
4.3.1	Transformace.....	32
4.3.2	Algoritmus FOC.....	34
4.3.3	Modulace prostorového vektoru napětí (SVPWM).....	34
4.3.4	Shrnutí FOC.....	36
4.4	BEZSENZOROVÉ ADAPTIVNÍ METODY ŘÍZENÍ.....	36
4.4.1	Metody s použitím pozorovatele	38
4.5	METODY ZALOŽENÉ NA INJEKOVÁNÍ VYSOKOFREKVENČNÍHO SIGNÁLU	39
4.6	METODY S VYUŽITÍM UMĚLÉ INTELIGENCE.....	39
5	NÁVRH BLDC KONTROLÉRU	40
5.1	VÝBĚR VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	40
5.1.1	Ztrátové mechanismy MOSFET	41
5.2	GATE DRIVER	43
5.2.1	Výběr gate driveru.....	44
5.2.2	Výpočet bootstrap součástek pro Gate Driver	45
5.3	BLOKOVACÍ KONDENZÁTORY.....	46
5.4	OBVODY NAPÁJENÍ.....	47
5.5	PROUDOVÉ SENZORY	48
5.6	TEPLOTNÍ SENZORY	49
5.7	OBVODY PRO BEZSENZOROVOU DETEKCI.....	50
5.8	LAYOUT.....	50
5.9	SOFTWARE	53
5.10	MĚŘENÍ	55

6 ZÁVĚR	58
7 SEZNAM OBRÁZKŮ	60
8 SEZNAM LITERATURY	61
9 PŘÍLOHY.....	I

1 ÚVOD

Tato práce pojednává o specifickém typu stejnosměrných motorů o tzv. bezkartáčových stejnosměrných motorech (z anglického Brushless Direct Current Motor tedy BLDC). Tyto motory jsou jedny z nejmladších vývojových stupňů klasických stejnosměrných motorů. Přesto byly první prototypy těchto strojů vytvořeny už v 50. letech 20. století. V té době zažívaly stejnosměrné motory svůj boom, nicméně v řadě aplikací je nebylo možné z bezpečnostních důvodů kvůli jejich nespolehlivosti použít. Již tehdy byla identifikována hlavní příčina nespolehlivosti a tou byla specifická součást motoru komutátor. Při funkci komutátoru docházelo k rychlému opotřebením jak kontaktních kartáčů, tak samotného komutačního kolečka. Postupným broušením jednotlivých částí vznikal jemný prach, který ničil ložiska, a navíc docházelo k nebezpečnému jiskření při přepínání jednotlivých polarit. S prvním motorem, který by bylo možné označit za bezkartáčový, přišel právě v 50. letech 20. století. H. D. Brailsford. V té době zároveň probíhal vývoj v jiných oblastech, které jsou důležité pro konstrukci a funkci BLDC motoru, a to hlavně v oblasti permanentních magnetických materiálů a polovodičové techniky. Prvotní Brailsfordův impuls a vývoj techniky dal za vznik novému odvětví bezkartáčových motorů. BLDC motory našly zpočátku uplatnění hlavně v letectví a kosmonautice. Poháněly například systém kyslíkové cirkulace v lodích Apollo nebo třeba pohybové moduly na měsíčním vozítku Rover. Postupem času našly díky svým vynikajícím vlastnostem uplatnění snad v každém oboru. O vynikajících vlastnostech můžeme hovořit především díky výbornému poměru velikosti k výkonu, lineární charakteristice, výborným dynamickými vlastnostem a záběrnému momentu již při nízkých otáčkách. [15]

BLDC motory potřebují ke svému chodu řídicí jednotku tzv. kontrolér. Kontrolér je rozdělen na výkonovou část a výpočetní část. Výkonová část přenáší potřebná napětí a proudy přímo na jednotlivá vinutí motoru v přesně dané sekvenci. Tuto sekvenci řídí právě výpočetní část kontroléru. S rozmachem výpočetní techniky lze implementovat i poměrně složité algoritmy řízení. Tím se dostávám k obsahu a účelu této práce.

Účelem práce je nejdříve seznámit čtenáře s problematikou BLDC motorů a jejich řízením. Jsou zde uvedeny obecná fakta o motoru (nejčastější typy konstrukce, základní princip funkce a parametry motoru). Poté se práce zaměřuje na ostatní součásti systému kontroly motoru, a to na zpětnovazební senzorický systém. Následující obsáhlá kapitola je průřez nejčastějšími řídicími algoritmy s naznačeným budoucím vývojem této specifické vědní disciplíny. V závěru práce je podrobně popsán návrh BLDC kontroléru, který je založen na předchozích teoretických poznatcích. V návrhu je kladen důraz na modulárnost celého kontroléru a do jisté míry na univerzálnost celého systému. Nicméně hlavním cílem projektu je možnost řízení motoru o relativně velkém výkonu cca 10 – 15 kW. Na úplném konci práce je návrh vyhodnocen a jsou zde nastíněny možnosti budoucího vývoje platformy.

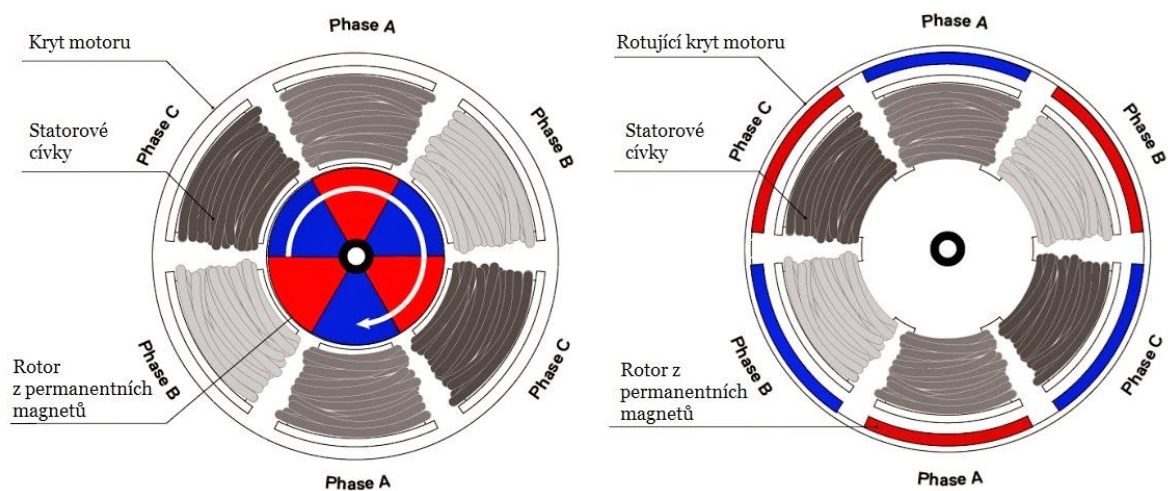
Motivací k sestrojení motorového kontroléru je jeho využití pro pohon vrtule elektrického motorového paraglidu. Létání s motorovým padákovým kluzákem je hlavně činnost, při které si člověk odpočine a chce se obohatit pohledem na svět z výšky. Tento vjem je narušen hlučným chodem spalovacího motoru, který se běžně používá k pohonu vrtule. S využitím elektrického motoru je hlučnost snížena na minimum a požitek zvýšen na maximum. Nicméně sestrojení finálního prototypu je běh na dlouhou trať se spoustou výzev. Asi největší výzvu představuje schválení finálního prototypu orgánem technické kontroly, protože motorový padák je klasifikován podle vyhlášky 108/1997 Sb. § 24 odstavce 6 jako ultralehké letadlo a k provozu je třeba technický průkaz.

2 BLDC MOTORY

BLDC z anglické zkratky Brushless DC motor tedy bezkartáčové stejnosměrné motory jsou poměrně novou skupinou motorů. Řadí se do skupiny synchronních strojů a jsou také známy pod pojmem ECM z anglické zkratky Electronically commutated motors neboli elektronicky komutované motory. Jejich zařazení a přesná terminologie není sjednocena, neboť vývoj a rozmach těchto motorů je rychlejší než reakce učebnic. Můžeme si tedy alespoň objasnit základní společné znaky těchto motorů. BLDC motory jsou napájeny stejnosměrným napětím. Ke svému chodu nezbytně potřebují řídicí jednotku, která zajišťuje výše zmíněnou elektronickou komutaci - tedy ono přepínání polarity cívek ve správném pořadí tak, aby vytvářely rotační magnetické pole. Řídicí jednotka je také někdy nazývána střídač nebo regulátor.

2.1 KONSTRUKCE A PRINCIP

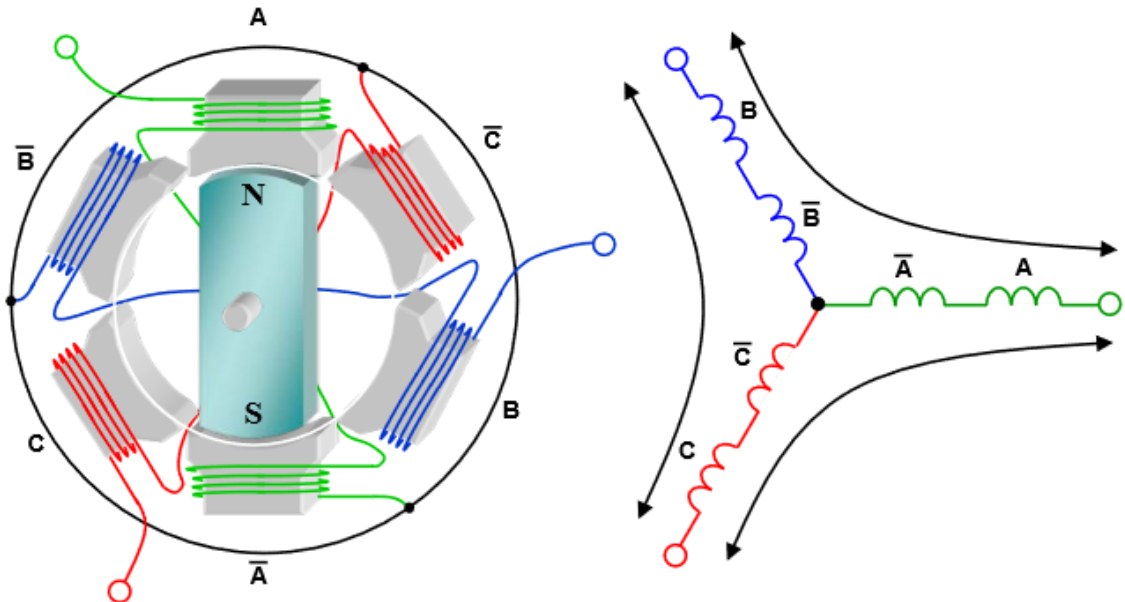
Motor je konstrukčně tvořen rotorem z permanentních magnetů a statorem z cívek navinutých na pólových nástavcích. Motor může být ve dvou provedeních a to tzv. „inrunner“ nebo „outrunner“. První zmíněný má statorové cívky umístěné tak, že obklopují rotor, který se tedy uvnitř konstrukce otáčí. Druhý zmíněný má rotor otáčející se po vnějším obvodu statorové konstrukce. Oba případy jsou znázorněny na obr. 1. Motory se také rozlišují podle typu vinutí na sinusové a lichoběžníkové. Od sebe se odlišují průběhem elektrického napětí, které generují na svých svorkách, pokud fungují v režimu generátoru. Výrobci často označují sinusové motory za tzv. PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) a lichoběžníkové za běžné BLDC, ačkoliv oba motory mají rotor tvořen z permanentních magnetů. [1]



Obr. 1 Znázornění typů konstrukcí vlevo „inrunner“, vpravo „outrunner“.

Zdroj: [2], upraveno autorem

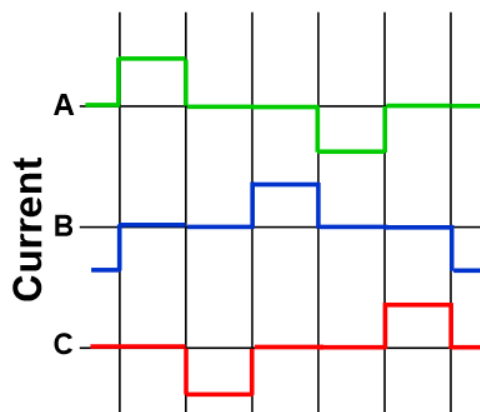
Základní a nejčastěji používané zapojení BLDC motorů je třífázové do hvězdy, ačkoliv výjimkou nejsou ani konfigurace do trojúhelníku nebo s rozdílným počtem fází. Základní zapojení ilustruje obr. 2. Na protilehlých pólových nástavcích jedné fáze jsou navinuty cívky do série za sebou tak, aby při aktivaci právě této fáze vytvořily magnetickou pólovou dvojici sever-jih působící na rotor. Všechny tři fáze jsou vyvedeny na společný bod. Cívky jsou vůči sobě posunuty elektricky o 60° . V praxi se většinou konstruují kvůli větší efektivitě motory s větším počtem pólů na rotoru i statoru.



Obr. 2 Třífázové zapojení do hvězdy

Zdroj: [3]

Princip činnosti motoru lze jednoduše popsat při řízení spínání pouze jedné fáze. Ta vytváří okolo cívky magnetické pole, které interaguje s magnetickým polem rotoru za vzniku pohybu. Neustálým přepínáním polarity napájení jednotlivých fází podle diagramu na obr. 3 je dosaženo rotačního pohybu. Největšího krouticího momentu je



Obr. 3 Diagram spínání fází elementárního řízení

Zdroj: [3]

dosaženo při vzájemném posuvu magnetických polí o 90° elektrických. Pro plynulý a efektivní rotační pohyb je tedy nezbytné znát polohu rotoru, ze které se určí časový okamžik, kdy se mají fáze přepnout. Poloha rotoru se obvykle zjišťuje pomocí senzorů a

to nejčastěji pomocí Hallových sond nebo optických enkodérů. Nicméně existují i bezsenzorové způsoby detekce polohy rotory. Výše popsaný způsob regulace jedné fáze je pouze ilustrativní a v běžné praxi značně neefektivní, a proto se budu v dalších kapitolách věnovat sofistikovanějším způsobům řízení motoru.

2.2 PARAMETRY, VLASTNOSTI A VÝHODY

Elektronicky komutované motory se těší stále větší popularitě, a to především díky vývoji elektroniky v oblasti výkonových spínacích polovodičů a výpočetní mikroelektroniky jako jsou mikropočítače, mikrokontroléry, DSP apod. S vývojem se snižuje cena kontroléru, náročnost návrhu a otevírají se nové efektivnější možnosti řízení. Díky pokroku v těchto oblastech vytlačují BLDC motory své klasické kolegy z trhu, protože mají lepší vlastnosti a širší využití. Mezi hlavní výhody těchto typů motorů patří [4] [5]:

- Lepší momentová a otáčková charakteristika oproti obyčejným DC
- Vysoká účinnost
- Vysoká dynamika
- Výborný poměr moment, výkon vs. vlastní hmotnost
- Dlouhá životnost a bezúdržbovost
- Tichý chod
- Vyšší dosahované otáčky
- Lineární odezva
- Menší rušení (EMI)

Díky těmto vlastnostem nacházejí BLDC motory uplatnění v širokém spektru disciplín. Mezi významné aplikace těžící z lepšího poměru výkon/hmotnost patří různé nízkonapěťové motůrky a serva pro bateriová zařízení. Kvůli dlouhé životnosti, vyšší dynamice a efektivnosti je tento typ pohonů používán stále častěji i v průmyslových zařízeních s konstantní zátěží (pumpy, větráky) nebo s proměnlivou zátěží (pohony, serva).

Naopak nevýhodou BLDC motorů je vyšší pořizovací cena, teplotní limitace při provozu a hrozba demagnetizace rotoru. [5] Tato omezení z nich nedělají vhodného kandidáta do extrémních podmínek.

Parametry, podle nichž bychom se měli orientovat při výběru bezkartáčového motoru, se dají obecně rozdělit do dvou skupin a to na mechanické a elektrické parametry. [4]

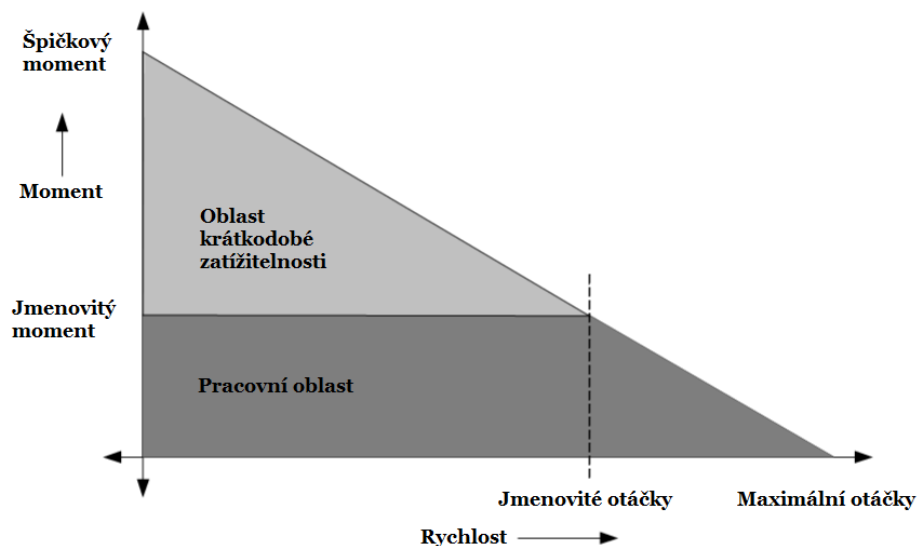
2.2.1 ELEKTRICKÉ PARAMETRY

Mezi elektrické parametry patří klasické údaje jako jmenovité napětí, jmenovitý proud, špičkový záběrný proud, odpor a indukčnost vinutí. Rád bych vyzdvihl význam dvou motorových konstant. Motorová konstanta $K_M = \frac{M}{\sqrt{P}} \left[\frac{N.m}{W} \right]$ vyjadřuje schopnost motoru přeměnit elektrickou sílu na mechanickou, kde M - produkovaný moment motoru a P - jsou rezistivní ztráty motoru. Tato konstanta je užitečná ve chvíli, kdy je třeba nahradit jeden motor jiným a to i napříč použitou technologií motoru. [6] Druhá

z konstant je rychlostní konstanta $K_n = \frac{EMF}{n} \left[\frac{V}{x1000 \text{ ot/min}} \right]$, kde EMF – indukované elektromotorické napětí a n - otáčky v tisících otáčkách za minutu. [7] Rychlostní konstanta je důležitá z hlediska návrhu obvodu pro monitorování rychlosti motoru, protože nám dává do souvislosti rychlost otáčení a velikost generovaného zpětného elektromotorického napětí. Zpětné elektromotorické napětí vzniká na vinutí při otáčení rotorem. Polarita tohoto napětí je opačná než napětí napájející právě sepnutou fází a vzniká v důsledku Lenzova zákona. Velikost zpětného elektromotorického napětí je spjata s velikostí magnetického pole generovaného rotorem, úhlovou rychlostí rotoru a počtu závitů na cívce statoru.

2.2.2 MECHANICKÉ PARAMETRY

Mezi mechanické parametry patří jmenovité otáčky motoru, jmenovitý moment, špičkový moment, provozní teplota, setrvačné hmoty rotoru a momentová konstanta, která dává do vztahu odebíraný proud a vytvářený moment. U mechanických vlastností stojí za zmínku momentová otáčková charakteristika, která leccos napoví o chodu motoru, viz obr. Obr. 4. Z charakteristiky lze vypočítat, že motor je schopen překonat



Obr. 4 Momentová rychlostní charakteristika BLDC motoru

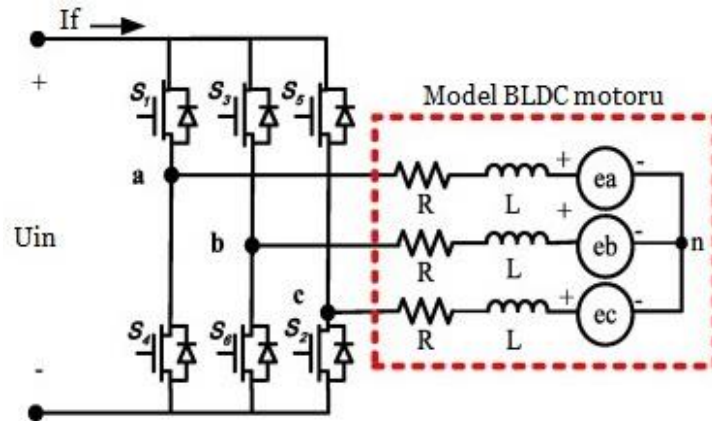
Zdroj: [4], upraveno autorem

i při nízkých otáčkách velké momenty. Tato vlastnost je využívána právě u polohovacích zařízeních či v jiných aplikacích, kde jsou vyžadovány rychlé změny směru nebo nárazové zatížení. Při použití malého zatěžovacího momentu zase potěší poloha maximálních otáček, která se běžně pohybuje okolo 150% jmenovitých otáček. [4]

2.3 MATEMATICKÝ MODEL BLDC MOTORU

Pro vývoj motorů je důležité, aby se motor dal počítačově nasimulovat. Simulací lze otestovat experimentální metody řízení, následně vyhodnotit jejich účinnost. Zjištěné poznatky lze případně aplikovat v praxi. Pro simulaci je nezbytné popsat bezkartáčový motor pomocí matematického modelu. Matematický model je odvozen z náhradního schématu a dále upravován pomocí transformací. Transformace se využívají při simulaci

řízení, jelikož sjednocují souřadnicový systém rotoru a statoru, odstraňují některé nežádoucí proměnné a zjednodušují popis. Mezi často používané transformace u synchronních pohonů patří Clarkova a Parkova transformace. První zmiňovaná umožňuje převod třífázových veličin na dvojfázové, které jsou závislé na čase a rychlosti, což ovšem není výhodné pro simulaci řídicích algoritmů. To je důvodem, proč následuje Parkova transformace, která převádí rotující systém do zdánlivě stacionárního stavu. [8] Kvůli větší přehlednosti práce se budu využitím transformací dále zabývat v kapitole 4.3, kde jsou využity k vysvětlení principu vektorového řízení. Náhradní schéma pro obecný třífázový elektronicky komutovaný motor je na obr. 5.



Obr. 5 Náhradní schéma BLDC motoru

Zdroj: [10], upraveno autorem

Analýza lichoběžníkového BLDC motoru je založena na následujících předpokladech, které celý proces zjednodušují [11]:

- Magnetický obvod motoru není nasycen.
- Vinutí motoru má konstantní odpor, vlastní indukčnost a vzájemnou indukčnost. Odpor a indukčnost jednotlivých fází je stejná.
- Všechny tři fáze mají stejný tvar zpětného elektromotorického napětí.
- Výkonové polovodiče ve střídači jsou ideální.
- Jsou zanedbány ztráty v kovech.
- Vířivé proudy a hysterezní ztráty jsou zanedbány.

Elektrické dynamické rovnice pro třífázový motor z obr. 5 jsou:

$$u_a = R_a \cdot i_a + \frac{d(L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c)}{dt} + e_a \quad (1)$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + \frac{d(L_{ab} i_a + L_b i_b + L_{bc} i_c)}{dt} + e_b \quad (2)$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + \frac{d(L_{ac} i_a + L_{bc} i_b + L_c i_c)}{dt} + e_c \quad (3)$$

Kde u_a, u_b, u_c – fázová napětí

i_a, i_b, i_c – fázové proudy

R_a, R_b, R_c – odpory jednotlivých vinutí

L_i, L_{ij} – vlastní a vzájemná indukčnost

e_a, e_b, e_c – elektromotorické napětí v jednotlivých fázích

Výraz $\frac{d(L_a i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c)}{dt}$ v rovnici (1) je v literatuře často označován symbolem ψ jako spřažený magnetický tok, v anglické literatuře jako magnetic flux linkage. Totéž platí pro podobné výrazy v rovnicích (2) a (3). [9]

Pro symetrický BLDC motor jehož rotor je tvořen permanentními magnety je vzájemná indukčnost konstantní a stejná pro všechny fáze

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ac} = L_{ca} = M \quad (4)$$

Díky symetrii jsou opět jednotlivé odpory a vlastní indukčnosti stejné pro všechny fáze

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (5)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (6)$$

Rovnice (1),(2) a (3) se zjednoduší na

$$u_a = R_a \cdot i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (7)$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (8)$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (9)$$

Pokud se budeme zabývat detailní simulací, je třeba popsat i zpětné elektromotorické napětí e_i a to složenou lineární periodickou funkcí *trapez(.)* popisující lichoběžníkový tvar [9].

$$e_a = -\omega_m \frac{p}{2} \psi \cdot \text{trapez}(\phi_r) \quad (10)$$

$$e_b = -\omega_m \frac{p}{2} \psi \cdot \text{trapez}\left(\phi_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (11)$$

$$e_c = -\omega_m \frac{p}{2} \psi \cdot \text{trapez}\left(\phi_r - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (12)$$

Kde ω_m - mechanická úhlová rychlost rotoru v rad/s

ϕ_r – úhlová pozice rotoru v radiánech

$$\text{trapez}(\cdot) = \begin{cases} \frac{1}{\pi/6} \phi_r & \text{for } 0 < \phi_r \leq \frac{\pi}{6} \\ 1 & \text{for } \frac{\pi}{6} < \phi_r \leq \frac{5\pi}{6} \\ -\frac{1}{\pi/6} (\phi_r - \pi) & \text{for } \frac{5\pi}{6} < \phi_r \leq \frac{7\pi}{6} \\ -1 & \text{for } \frac{7\pi}{6} < \phi_r \leq \frac{11\pi}{6} \\ \frac{1}{\pi/6} (\phi_r - 2\pi) & \text{for } \frac{11\pi}{6} < \phi_r \leq 2\pi \end{cases} \quad (13)$$

Produkovaný elektromagnetický moment lze popsat jako

$$M_{em} = \frac{e_a \cdot i_a + e_a \cdot i_a + e_a \cdot i_a}{\omega_m} \quad (14)$$

Kde M_{em} – elektromagnetický moment

Vztah mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí lze popsat jako

$$\omega_e = \omega_m \cdot \frac{p}{2} \quad (15)$$

Kde p – počet pólu rotoru

Celkový produkovaný moment na hřídeli je tedy

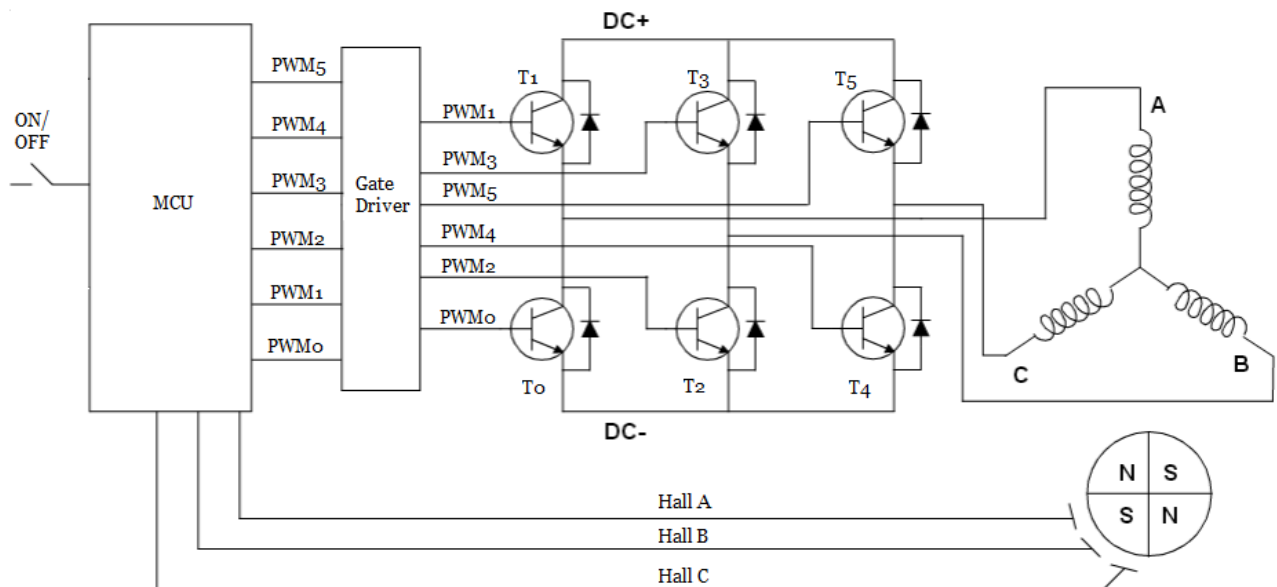
$$M_m = M_{em} - J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} \quad (16)$$

Kde J – moment setrvačnosti rotujících hmot motoru

M_m – mechanický moment na hřídeli

2.4 ŘÍDICÍ JEDNOTKA MOTORU

Elektronicky komutované motory ke svému chodu nezbytně potřebují řídicí jednotku, jejíž blokové schéma je vidět na obrázku 6. Řídicí jednotka je obvykle tvořena dvěma částmi: výpočetní a výkonovou spínací. Výpočetní jednotka má za úkol generovat řídicí signály v závislosti na sensorové zpětné vazbě. Vytvořené signály mají dvojí účel, zaprvé umožňují vlastní komutaci a tedy rotaci motoru, to se děje připojením správné polaroty napájení na správnou fázi. Druhou funkcí je regulace výkonu, která se děje pomocí pulsně šířkové modulace (PWM). Výpočetní část je tvořena například obyčejným složeným hradlovým polem, klasickým 8bitovým mikrokontrolérem, oblíbeným 32bitovým mikrokontrolérem, digitálním signálovým procesorem, nebo programovatelným hradlovým polem. Výpočetní jednotka je volena dle náročnosti aplikace. Důležitou roli při volbě hraje také cena. Náročnost aplikace můžeme zhruba určit podle zvolené metody řízení motoru a podle dalších periférií, které je nutné obsloužit. K hrubému odhadu mohou sloužit propagační materiály jednotlivých výrobců. Například výrobce ST-Microelectronics ve své prezentaci [12] doporučuje použít 8bitové mikrokontroléry pro jednoduché řízení six-step metodou, pro sofistikovanější metody řízení, například vektorové řízení, doporučuje použít 32bitový mikrokontrolér.



Obr. 6 Schéma kontroléru motoru

Zdroj: [4] , upraveno autorem

Výkonová spínací část, označovaná jako střídač, je tvořena nejčastěji do můstku zapojenými MOSFET tranzistory s antiparalelními diodami. Pro nízké výkony v řádech wattů až několik desítek wattů jsou na trhu integrované můstky na čipu. Pro větší výkony je nutné si můstek vytvořit z jednotlivých tranzistorů, které v sobě již dnes mají integrovanou zpětnou diodu. Pro velmi vysoké výkony a vysoké napájecí napětí se s oblibou využívají IGBT tranzistory. IGBT tranzistor je součástí využívající výhod unipolárních i bipolárních tranzistorů. Pro konstrukci třífázového střídače je třeba minimálně šest tranzistorů. Topologii můstku lze pozorovat na obr. 6. Mezi hlavní parametry, které hrají důležitou roli při výběrů výkonových tranzistorů, patří proudová zatížitelnost, odpor tranzistoru při otevřeném kanálu tzv. $R_{DS(ON)}$, maximální velikost napětí V_{DS} a celková vstupní kapacita. Nízký odpor $R_{DS(ON)}$ je důležitý kvůli tepelným ztrátám při otevřeném tranzistoru protékaném proudem. Typické hodnoty se dnes pohybují v řádech mΩ. Vstupní kapacita se jako negativní jev projevuje při rychlém

spínání a vypínání tranzistoru, což je přesně případ motorového kontroléru. Pokud chci tranzistor spínat s naprosto minimálním zpožděním, je nutné rychle nabít vstupní kapacitu gatu pomocí vyššího proudu. Tento fakt je omezující či dokonce neslučitelný s přímým spínáním tranzistoru pomocí logických signálů z výpočetní jednotky, proto se v tomto případě používá jako mezičlánek tzv. gate driver obvod. Gate driver se vyskytuje nejčastěji ve formě integrovaného čipu, na jehož vstup jsou přivedeny logické úrovně, které jsou následně upraveny do podoby, ve které již lze spínat výkonové tranzistory.

3 SENZORICKÁ ČÁST MOTORU

Senzory a zpětnovazební přístup jsou pro elektronickou komutaci důležité faktory. Jsou klíčem k úspěchu bezkartáčových motorů, k jejich parametrům a vynikajícím vlastnostem. Na druhou stranu s sebou přináší i hlavní nevýhodu oproti klasickým stejnosměrným motorům. Obyčejné DC motory tuto část obvykle nemají a můžou tedy soupeřit s BLDC motory nižší pořizovací cenou a v určitém slova smyslu i vyšší bezpečností. Jelikož pokud systém jako celek nepotřebuje ke svému chodu další systém, stává se bezpečnějším. [14] S dynamickým rozvojem elektroniky se rozdíl ceny neustále smazává. Navíc je také velice populární vývoj v oblasti bezsenzorové detekce polohy rotoru, kdy je argument vyšší ceny naprosto irelevantní. V následujících kapitolách se budu věnovat senzorům a metodám detekce polohy rotoru, měření proudů a teplot.

3.1 DETEKCE POLOHY

Detekce polohy rotoru je z hlediska návrhu systému zajímavé téma. Existuje několik metod detekce, které se liší přesností a cenou, proto je na každém návrháři, aby vyhodnotil, jakou míru přesnosti v aplikaci potřebuje nebo zda je výhodnější ušetřit náklady a omezit tak některé vlastnosti motoru. Celkově bych toto téma rozdělil na dvě hlavní skupiny: detekce polohy užitím senzorů a bezsenzorová detekce, která s ostatními metodami soupeří nízkou cenou.

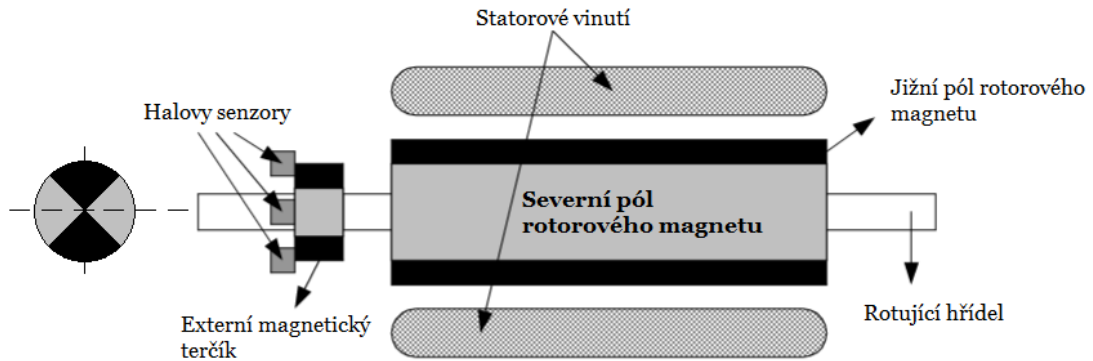
3.1.1 HALLOVY SENZORY

Hallové senzory se staly důležitým prvkem v systému elektronicky komutovaných motorů. Již v roce 1962, krátce po představení polovodičových halových senzorů, se je pokusila firma Kearfott Products využít k řízení bezkartáčových motorů. Pokus byl částečně úspěšný, firma dokázala implementovat Hallové senzory k detekci polohy rotoru, avšak jejich záměr byl řídit celý systém pouze pomocí zesílených signálů z Hallových sond. [15] Nicméně od roku 1962 se hodně změnilo a Hallové senzory se staly standardem v motorových aplikacích. Využívají se hlavně k detekci polohy rotoru, ale i k měření elektrických proudů v systému.

Za připomenutí určitě stojí princip senzorů, který vychází z Hallova jevu. Pokud vložíme vodič protékaný proudem do magnetického pole kolmo k siločárám, generuje se napětí na vodiči, které je kolmé jak na směr protékaného proudu, tak na směr magnetických siločar. Dnes jsou Hallové sondy ve formě integrovaných obvodů, které v sobě mají senzorový element, obvody pro teplotní kompenzaci a obvody pro zpracování a úpravu signálu. Vyrábějí se v mnoha provedeních pro účely detekce intenzity nebo polarity magnetického pole, pro účely měření elektrických proudů a ve spojení s dalšími obvody pro mnohé další. [16]

Pro detekci polohy rotoru jsou důležité zejména tzv. Hallové spínače a přepínače. Hlavním úkolem tohoto typu senzoru je detekovat polarity magnetického pole a na svém nejčastěji digitálním výstupu, změnit nebo držet příslušnou logickou úroveň. U rozměrově a výkonově malých motorů jsou sondy zabudovány do statorové části. Obvykle bývají umístěny na plošném spoji ve tvaru kolečka. Kolečko je navlečeno a upevněno na hřídeli tak, aby mezera mezi rotorovými magnety a detekční oblastí Hallových sond byla dostatečně malá. U motorů s větším výkonem a rozměry se obvykle

umísťují senzory mimo tělo vlastního rotoru a statoru. Zafixované sondy snímají magnetické pole rotujícího externího magnetického terčíku nalisovaného na hřídel motoru. Terčík je zmenšenou replikou rotorových magnetů. Toto časté konstrukční řešení je možné vidět na obrázku 7 níže.



Obr. 7 Umístění vnějších Halloových senzorů

Zdroj: [4], upraveno autorem

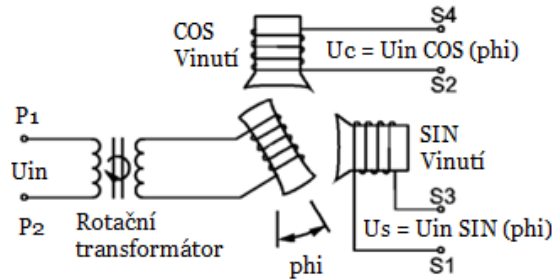
Externí umístění senzorů se volí kvůli zaručení nebo kvůli pohodlnější konstrukci. Nejčastěji se umísťují tři senzory tak, aby mezi nimi byl posuv 60° nebo 120° elektrických. Pokud se tedy rotor pootočí, v detekční oblasti Hallova senzoru se změní pól magnetu a generuje na svém výstupu příslušnou logickou změnu, např.: pro severní pól logickou jedničku a pro jižní pól logickou nulu. Z kombinace tří signálů z Hallových sond lze tedy zjistit v jakém úseku, ve smyslu elektrických stupňů, se nachází rotor. Detailněji je popsána korespondence mezi Hallovými signály a úseky komutace v kapitole 4.1.

3.1.2 RESOLVER, OPTICKÝ ENKODÉR

Sinusové bezkartáčové motory (PMSM) jsou obvykle řízeny algoritmem, který ke své správné funkci potřebuje znát polohu rotoru ve vysokém rozlišení. Servopohony pro polohování v průmyslových systémech také často potřebují znát absolutní polohu rotoru ve velkém rozlišení. K detekci polohy ve vysokém rozlišení se obvykle používá buďto elektrického resolveru a nebo ještě častěji optického enkodéru. [17]

RESOLVER

Je zařízení, které převádí rotační mechanický pohyb na elektrický signál. Využívá k tomu princip elektromagnetické indukce. Toto zařízení je tvořené primární rotorovou cívkou, která je excitována střídavým napětím a dvěma statorovými cívkami. Schéma je možné vidět na obr. 8. Statorové cívky jsou vůči sobě pootočené o 90° mechanických. Otáčením primární cívkou je na statorových cívkách indukováno napětí.



Obr. 8 Schéma elektrického resolveru

Zdroj: [18], upraveno autorem

Díky mechanickému posunutí se na jedné statorové cívkě indukuje sinové napětí a na druhé cosinové, které jsou dány rovnicemi (13) a (14). Dle geometrické relace je absolutní hodnota pootočení rotoru vůči statoru rovna (15). [19]

$$U_S = K * U_{IN} * \sin(\varphi) \quad (17)$$

$$U_C = K * U_{IN} * \cos(\varphi) \quad (18)$$

Kde

U_S – napětí indukované na sinové statorové cívkě

U_C – napětí indukované na cosinové statorové cívkě

K – transformační poměr

U_{IN} – vstupní budící napětí primární cívkou

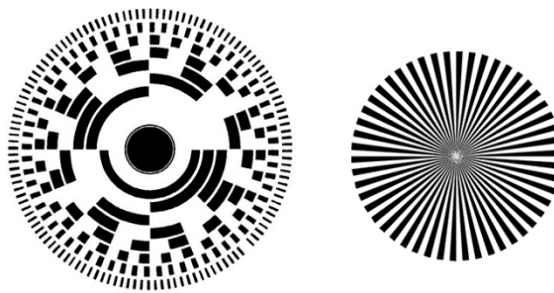
φ – absolutní úhel pootočení rotoru vůči statoru

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\sin(\varphi)}{\cos(\varphi)} = \tan^{-1} \frac{U_S}{U_C} \quad (19)$$

Resolvery vynikají hlavně svou robustností a odolností. Jsou používány v polohovacích aplikacích v těžkém průmyslu. [20] Jsou odolné vůči vysokým teplotám a otřesům. Vyrábí se i v bezkartáčové úpravě jako externí nebo i vestavené součástky v motoru.

OPTICKÝ ENKODÉR

Optický enkodér spoléhá při detekci rotačního pohybu na optoelektronické součástky. Základem optického enkodéru je zdroj světla, rotující disk a detektor světla. Disk nejčastěji z umělé hmoty nebo skla je připevněn na rotující část hřídele. Na disku jsou vytvořeny průsvitné a neprůsvitné segmenty. Zdroj světla, kterým je nejčastěji LED dioda, prosvítá skrz disk a na druhé straně je detekovaný fotodetektorem (např. fototranzistorem). Jak se disk otáčí, segmenty narušují tok světla a na fotodetektoru je generován pulsní signál. Signál je následně upraven do digitální podoby. Další způsob funkce je založen na odrazu světla, kdy jsou zdroj i detektor světla umístěny na stejné straně disku. Na disku jsou segmenty matných a reflexivních ploch. Otáčením disku je narušován odraz světla podle matných nebo reflexivních segmentů. V závislosti na vytvořených obrazcích na disku může být optický enkodér inkrementální nebo absolutní. Rozdíl mezi kotouči lze spatřit na obr. 9. Absolutní enkodér má pro každou polohu



Obr. 9 Vlevo absolutní a vpravo inkrementální typ disku

Zdroj: [21], upraveno autorem

unikátní posloupnost segmentů. Posloupnost bývá často výhodně definována Greyovým kódem. Rozlišení takovýchto enkodérů je dáno počtem bitů výstupního slova, nebo také počtem kružnic s různými obrazci jako:

$$\text{Rozlišení} = 2^{\text{počet bitů nebo úrovní}} \quad (20)$$

Výhodou enkodéru je okamžitá znalost polohy. Nevýhodou je vyšší počet komunikačních vodičů. Inkrementální enkodéry detekují pouze směr a rychlost otáčení. Pokud známe úvodní polohu rotoru, je možné si z poskytnutých dat dopočítat i aktuální polohu. Směr otáčení se detekuje pomocí dvoukanálového snímání, kdy dva fotodetektory generují výstupy, které jsou vůči sobě posunuty o 90° ve fázi. Pokud otáčím jedním směrem a detekuji sestupné a vzestupné hrany obou kanálů, bude posloupnost nul a jedniček jiná, než když otáčím směrem druhým. Zároveň se takovýmto způsobem detekce zvyšuje rozlišení a to dokonce 4x. Tento způsob detekce se nazývá kvadrurní detekce. [19][20]

Optické enkodéry jsou využívány ve vysokootáčkových aplikacích nebo v aplikacích, kde je vyžadováno velké rozlišení. Jejich nevýhodou oproti resolverům je menší robustnost, a proto je doporučováno je používat v odlehčených průmyslových podmínkách (teplota < 70°C, vibrace do 20g). [20]

3.1.3 BEZSENZOROVÁ DETEKCE S VYUŽITÍM B-EMF

Jak již bylo zmíněno, pro detekci polohy rotoru lze použít bezsenzorovou metodu. Tento způsob se s oblibou využívá u konstrukčně malých motůrků, kde se jen těžko umisťují potřebné senzory pro detekci rotoru a kde hraje důležitou roli také vlastní

spotřeba řídicí elektroniky. Další neoddiskutovatelnou příčinou, proč se metoda používá, je samozřejmě cena. Nicméně i přes tyto na první pohled výhody jsou zde limitující faktory, které znemožňují použití výše zmíněné metody. Mezi hlavní nevýhody patří zejména špatná až nemožná detekce polohy při nízkých otáčkách motoru a problematická odezva při proměnlivém zatížení motoru.

Téměř celá problematika bezsenzorové detekce se točí okolo zpětného elektromotorického napětí (dále b-EMF), proto považuji za nezbytné, připomenout si, co to je za jev. Jak již bylo nastíněno v kapitole 2.2.1, elektromotorické napětí vzniká na vinutí motoru v důsledku Lenzova zákona. Jeho velikost je dána rovnicí (17).

$$e_i \propto N \cdot l \cdot r \cdot B \cdot \omega \quad (21)$$

Kde

N – počet závitů na cívice

l – délka rotoru

r – vnitřní průměr rotoru

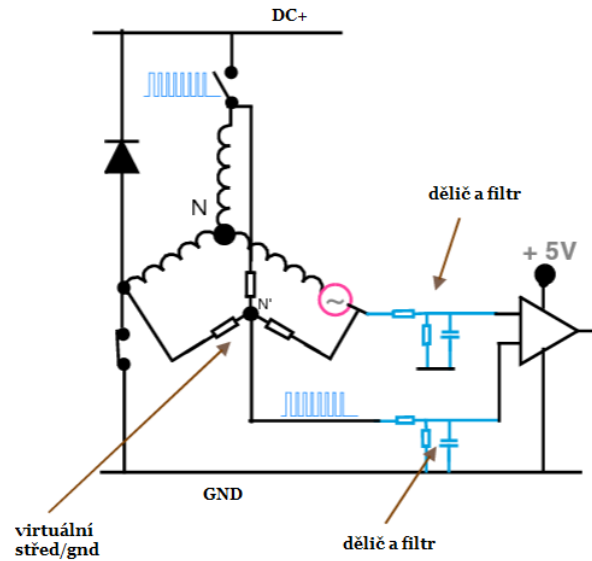
B – indukce magnetického pole

ω – úhlová rychlost rotoru

Z výše zmíněných parametrů je vidět, že velikost zpětného elektromotorického napětí je z větší části dána konstrukcí motoru. Jediný parametr, který dokážeme ovlivnit, je rychlost otáčení. Z rovnice lze také vyvodit, že pro nízké rychlosti otáčení je zpětné elektromotorické napětí příliš malé, a proto se špatně vyhodnocuje a je zarušené. Celkově se problematika detekce nebo spíše bezsenzorového řízení rapidně rozmohla a existuje neskutečné množství algoritmů na bezsenzorové řízení. Příkladem může být zpracovaná řešení [22]. Mezi nejčastěji používané a časem prověřené způsoby patří následující níže popsané metody.

DETEKCE PRŮCHODU B-EMF NULOU

Při otáčení motoru korespondují fázové proudy s velikostí zpětného elektromotorického napětí. Zjednodušeně je možné říci, že pokud budu sledovat chování b-EMF napětí, lze z toho vyvodit, kdy přepnout napájení do další fáze. Řízení třífázové motoru probíhá tak, že jsou napájeny pouze dvě ze tří fází. Na třetí nenapájené fázi tedy můžeme s výhodou měřit b-EMF napětí. Ostatní dvě fáze jsou připojeny na opačné potenciály napájení, podobně jako je tomu na obr. 10, kde červený zdroj napětí znázorňuje generované b-EMF.



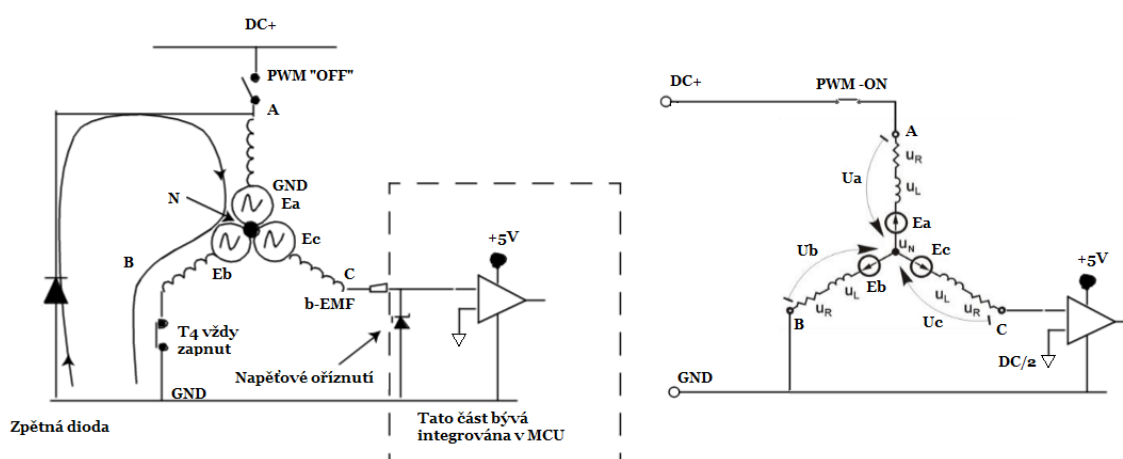
Obr. 10 Schéma obvodu pro detekci průchodu b-EMF nulou

Zdroj: [23], upraveno autorem

Z obrázku je také patrné, že velikost b-EMF se měří vůči neutrálnímu středu motoru. Ten nebývá moc často z konstrukčních důvodů vyveden. V běžné praxi bývá tedy vytvořen umělý středový bod motoru pomocí rezistorové sítě. Obě linie jsou poté pomocí rezistorových děličů přizpůsobeny na přípustné napěťové limity pro komparátor a následně pomocí analogového RC filtru zbaveny vf-složek. Vf-složky jsou zde přítomny kvůli řízení výkonu PWM modulací. Napětí jsou poté přivedeny na komparátor, který vyhodnotí, kdy b-EMF prochází nulou. Logický signál z komparátoru je zpracován řídicí jednotkou, která následně provede komutaci fází. Tuto detekční metodu nelze použít při nízkých rychlostech otáčení kvůli slabému b-EMF napětí. Dalším omezením jsou naopak vysoké otáčky, kde obvod nestíhá detekovat kvůli zpoždění, které je do systému zaneseno filtry. Tato metoda se proto používá pro otáčky v rozmezí 1000 – 6000 ot./min. a je aplikovatelná až od cca 20% jmenovitých otáček motoru. [17]

Limity metody jdou částečně odstranit vylepšením algoritmu snímání. Vylepšení spočívá ve vhodné kombinaci použité PWM regulace a časového okamžiku, kdy je navzorkován b-EMF signál. PWM signál může být použit k řízení výkonu v zásadě třemi způsoby:

- PWM signál je aplikován na horní i dolní tranzistor najednou
- PWM signál je aplikován pouze na horní tranzistor a dolní je stále sepnut
- PWM signál je aplikován pouze na spodní tranzistor a horní je stále zapnut



Obr. 11 Vlevo PWM-OFF metoda, vpravo PWM-ON metoda

Zdroj: [14][24], upraveno autorem

Pokud chceme vylepšit vlastnosti přímé detekce b-EMF, je vhodné použít jednu z metod jako na obr. 11. Vlevo je naznačeno metoda, která využívá způsobu PWM řízení pouze horního tranzistoru. Při sejmutí vzorku při vypnutém horním tranzistoru se řízené fáze A a B uzemňují přes zpětnou diodu, která je integrována v pouzdře výkonových tranzistorů. Pokud tedy chcí detekovat průchod b-EMF na fázi C nulou tedy:

$$E_C = 0 \quad (22)$$

Z toho vyplývá podmínka:

$$E_A = -E_B \quad (23)$$

Pokud jsou ovšem terminály A a B uzemněny, nachází se i bod N na zemnicím potenciálu GND. Zpětné E_C napětí můžeme tedy porovnávat s GND a odpadá nám vytváření virtuálního středu motoru, které způsobuje nežádoucí rušení, které je nutné filtrovat. [24] Výsledný signál není nijak zatlučen nebo filtrován, což umožňuje použití v širších oblastech otáček motoru. [17] Hlavní nevýhodou PWM-OFF metody je, že motor nemůže nikdy běžet na 100% výkon, jelikož ve 100% střídě PWM modulace se nevyskytuje nízká úroveň, tedy nelze najít vhodný okamžik k navzorkování b-EMF.

Druhá metoda počítá s tím, že v jednom okamžiku budou sepnuté oba tranzistory, tudíž je jedno, která metoda PWM řízení je použita. Pokud se tedy budeme dívat na hodnotu b-EMF pouze v časových okamžicích, kdy jsou oba tranzistory sepnuté, můžeme podle schématu na obrázku 11 vpravo vyvodit potenciál ve středovém bodě U_N .

Z fáze A vidíme, že U_N je rovno:

$$U_N = U_{DC+} - U_{mos} - U_R - U_L + E_A \quad (24)$$

Kde U_{mos} – je úbytek napětí na tranzistoru při otevřeném stavu.

Z fáze B vidíme, že U_N je rovno:

$$U_N = U_{mos} + U_R + U_L - E_B \quad (25)$$

Sečtením rovnic (24) a (25) získáme:

$$U_N = \frac{U_{DC}}{2} - \frac{E_A + E_B}{2} \quad (26)$$

Za podmínek symetrie vedení platí:

$$E_A + E_B + E_C = 0 \quad (27)$$

Dosazením do (26) a úpravou získáme:

$$U_N = \frac{U_{DC}}{2} + \frac{E_C}{2} \quad (28)$$

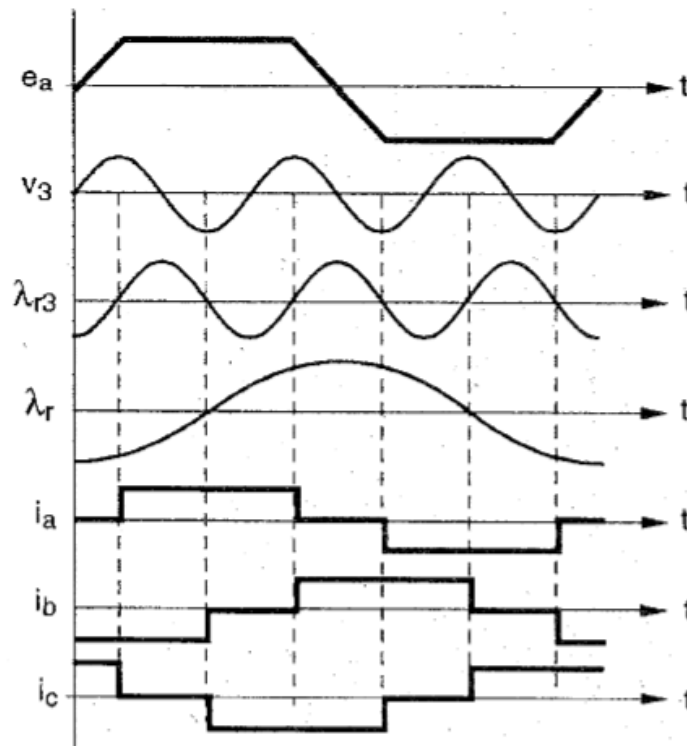
Pro námi měření bod C tedy platí:

$$U_C = U_N + E_C = \frac{U_{DC}}{2} + \frac{3}{2}E_C \quad (29)$$

A jelikož chceme pozorovat průchod b-EMF, neboli v tomto případě E_C , nulou vidíme, že výsledné napětí, se kterým je třeba průchod porovnávat, je tedy polovina síťového DC napájení. [25]

DETEKCE NA ZÁKLADĚ INTEGRACE TŘETÍ HARMONICKÉ

Tato metoda využívá poznatky ze složitějšího pozorování jevu saturace v indukčních motorech. V disertační práci [26] bylo zjištěno, že vzduchovou mezerou mezi rotorem a státorem se do statoru indukují vyšší harmonické složky. Do té doby byly většinou v modelech motorů tyto složky ignorovány. Nicméně v dalším výzkumu se ukázalo, že zvláště pro motory s permanentními magnety a lichoběžníkovým typem vinutí mají tyto složky výhodné vlastnosti. Ukázalo se, že nezávisle na zatížení motoru je třetí harmonická složka b-EMF každé fáze statoru vždy v konstantním fázovém posuvu vůči třetí harmonické složce magnetického toku rotoru. [27] V praxi je nutné tuto třetí



Obr. 12 e_a – bEMF; v_3 – suma všech bEMF v místě neutrálního bodu motoru; λ – rotorový magnetický tok a jeho třetí harmonická složka; i_x – fázové proudy

Zdroj: [28]

harmonickou detekovat. Tato detekce se uskuteční pomocí sumace jednotlivých b-EMF na všech fázích. V místě neutrálního bodu motoru tedy vznikne signál, ve kterém je dominantní třetí harmonická složka a vysokofrekvenční složky. Po filtraci a integraci odpovídá tento signál přímo třetí harmonické složce rotorového magnetického toku a při průchodu nulou se přesně trefuje do komutačních okamžiků po 60° elektrických. To je způsobeno ideálním řízením, kdy je třeba, aby statorové proudy byly posunuty vůči rotorovému magnetickému toku o 90° elektrických. [28] K ilustraci slouží obrázek 12, který dává do souvislosti magnetický tok rotoru, získané signály a fázové proudy.

Mezi výhody metody patří, širší rychlostní oblast, na které lze detekovat signál. Mezi nevýhody patří zejména nutnost vyvedení neutrálního středu nebo vyrobení si středu motoru z rezistorové sítě.

DETEKCE INTEGRACÍ B-EMF SIGNÁLU

Další metodou pracující s b-EMF napětím je integrační metoda. Tato technika vylepšuje klasickou detekci průchodu b-EMF nulou o následnou integraci tohoto signálu, protože průchod nulou sám o sobě nekoresponduje s časovým okamžikem komutace, ale je od něj posunut o určitý čas. Toto časové posunutí se s rychlostí otáčení mění a je tedy nutné používat různé převodní tabulky založené na měření určitého motoru nebo založené na vytvořeném simulačním modelu. Integrační metoda tuto tabulku eliminuje. Integrovaním b-EMF signálu po jeho průchodu nulou se zjistilo, že integrovaná plocha mezi průchodem nulou a časovým okamžikem komutace je přibližně stejná pro všechny rychlosti otáčení. To znamená, že místo zavedení celé převodní tabulky je potřeba určit pouze jednu mezní hodnotu plochy. Jakmile hodnota integrovaného signálu b-EMF dosáhne této mezní hodnoty, provede se komutace fáze. [29]

V porovnání s obyčejným průchodem nulou poskytuje tato metoda v určitých mezích řešení nezávislé na rychlosti motoru a odolnější vůči rušení. [17] Naopak nevýhodou je opět nutnost vývodu středu motoru nebo vyrobení virtuální náhražky.

3.1.4 BEZSENZOROVÁ DETEKCE VYUŽÍVAJÍCÍ MODELY A ESTIMÁTORY

Se stále častějším používáním BLDC motorů a s masivním vývojem výpočetní techniky bylo možné nasadit pokročilé algoritmy řízení dynamických systémů v uzavřené smyčce. V takovém návrhu celého komplexního systému se předpokládá, že všechny parametry systému jsou měřitelné a že jsou k dispozici a že vektor řídicích veličin je „vyrobitelný“. Pokud tomu tak není, což se v praxi často stává, je nutné tyto systémové parametry vhodně aproximovat nebo dopočítat. [17] Celkově se poté problém řízení dělí obecně do dvou oblastí. První oblast je určení řídicí funkce za předpokladu, že máme k dispozici všechny parametry systému v jejich víceméně přesné podobě. Za to druhá oblast má na starosti právě „vyrobit“ tyto parametry jejich dopočítáním, aproximováním, odhadnutím z naměřených skutečných fyzických signálů. Této druhé části se říká pozorovatel (z anglického observer), jeho výstupem je kompletní stavový vektor potřebný k určení následujícího stavu a jeho vstupy jsou vstupy systému a výstupy odezvy systému. [30] Přestože jsou tyto řídicí algoritmy dynamických systémů využívány spíše u motorů se sinusovým typem vinutí (PMSM), jsou aplikovatelné i na obyčejné lichoběžníkové (BLDC). [17] Tyto řídicí algoritmy nicméně stále využívají měření elektrických signálů pomocí metod popsanych v kapitolách 3.1.3 a 3.2, proto se budu dále zabývat těmito metodami až v kapitolách o řízení BLDC motoru.

3.2 MĚŘENÍ PROUDŮ

Měření fázových proudů je u motorových aplikací téměř nezbytná věc. Fázové proudy jsou jedny ze zpětnovazebních parametrů systému, a jsou tedy nezbytné k preciznímu řízení motoru. Dalším důvodem, proč je měření protékajících proudů nezbytné, je samozřejmě bezpečnost. Pokud dojde k poruše či nějaké jiné nestandardní události, která by měla za následek přetížení a následné zničení motoru nebo ohrožení okolí, je detekován nárůst proudu a jsou provedeny bezpečnostní opatření (přepnutí do bezpečného stavu, odpojení nebo třeba v krajním případě přepálení pojistky). V následujících kapitolách tedy popíši běžně používaná řešení měření proudů.

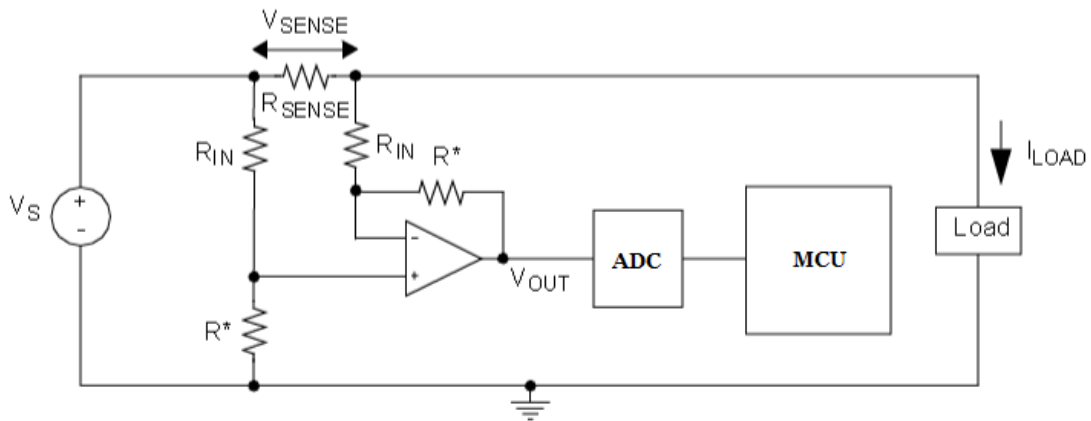
3.2.1 BOČNÍKOVÉ REZISTORY

Asi nejoblíbenější a nejčastější způsob, jak měřit proud, je měření úbytku napětí na velmi malém odporu. Pro tento účel se vyrábějí speciální rezistory s velmi nízkým odporem, ale s poměrně vysokou hodnotou jmenovitého zatížení, které jsou obvykle v drátovém provedení a nazývají se bočníky (v anglické literatuře jako shunt resistor). Při výběru bočníku je nutné znát jeho napěťový a proudový rozsah. Doplňujícími parametry, které mohou hrát roli při výběru, jsou parazitní indukčnost, teplotní vlastnosti nebo konstrukční provedení a rozměry. Při výběru hodnoty odporu je třeba volit kompromis. Větší hodnoty odporu znamenají větší přesnost a větší odolnost vůči chybám. Naopak menší hodnoty odporu méně zasahují do motorového obvodu, spotřebovávají méně výkonu, neposunují napěťový rozsah zátěže a způsobují menší EMI rušení. [31] Obecně lze zapojit bočník dvěma způsoby a to buď před zátěž, nebo za zátěž. Oba způsoby mají jisté výhody a nevýhody, které se pokusím dále objasnit. Obecně lze říci, že při použití bočníkové metody měření proudu se mezi hlavní výhody řadí cena, přesnost, stálost v čase a teplotě a jednoduchost. Mezi hlavní nevýhody patří relativně velký zmařený výkon, rušivé měření hlavně z pohledu EMC nebo změny parametrů vlastního obvodu. Bohužel tyto nevýhody začínají při měření velikých proudů převládat, a proto je tato metoda nevhodná pro výkonové aplikace. Kde přesně leží hranice mezi výhodností a nepraktičností si musí každý návrhář určit sám. Nicméně například literatura [31] tuto hranici stanovila na 20A.

ZAPOJENÍ BOČNÍKU PŘED ZÁTĚŽÍ

V anglické literatuře označováno jako high-side measurement, poskytuje pro většinu aplikací méně rušivé a za splnění následujících podmínek i přesnější měření proudu. Nicméně klade vyšší nároky na vyhodnocovací obvod, kterým je rozdílový zesilovač. Obvod pro měření proudu je zapojen jako na obr. 13 s tím, že rozdílový zesilovač bývá většinou již integrován v pouzdře. Rozdílový zesilovač musí z povahy obvodu splňovat některá kritéria. Například musí pracovat s relativně vysokým souhlasným napětím. Jelikož běžné hodnoty napájecího napětí pro vhodné motorové aplikace se pohybují od 12V do 60V, je často potřeba použít vysokonapěťové operační zesilovače. Dalším požadavkem na diferenční zesilovač je vysoký činitel potlačení souhlasného rušení (CMRR) a nízký napěťový offset (V_{OS}). Požadavek plyne z hodnoty rozdílového napětí V_{SENSE} , které je detekováno a bývá v řádu několika desítek až stovek mV. S vysokým činitelem potlačení souhlasného signálu jde ruku v ruce požadavek na přesnost rezistorové sítě, kde by se měly používat rezistory s menší tolerancí než obvykle. Při návrhu je možná i určitá variabilita, kdy může být změnou rezistorové sítě přizpůsobena velikost výstupního detekovaného napětí podle vztahu (30). [31]

$$V_{OUT} = (I_{LOAD} \cdot R_{SENSE}) \frac{R^*}{R_{IN}} \quad (30)$$



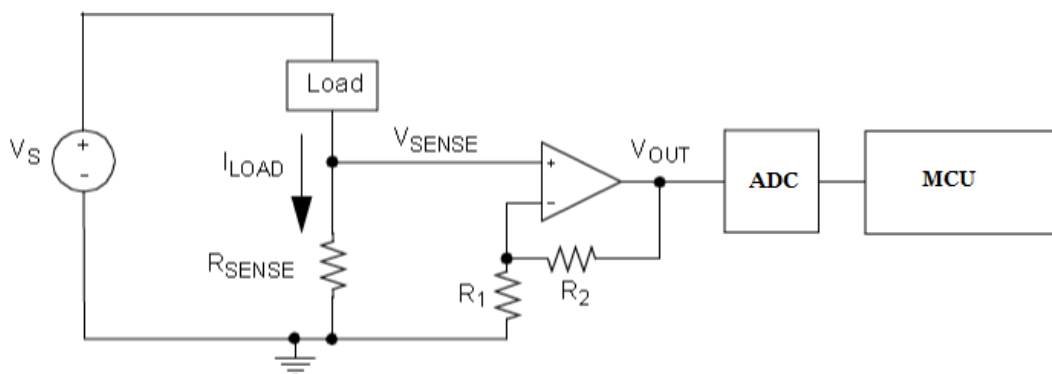
Obr. 13 Zapojení bočnicku před zátěž (high-side)

Zdroj: [31], upraveno autorem

ZAPOJENÍ BOČNÍKU ZA ZÁTĚŽ

Zapojení bočnicku za zátěž je v anglické literatuře označováno jako low-side measurement (viz obr. 14). Jde o klasický operační zesilovač, který je zapojen jako neinvertující zesilovač. Jelikož všechna napětí se vztahují přímo k zemi, mohou být použity obyčejné nízkonapěťové operační zesilovače. Detekované napětí je zesilováno dle rovnice (31).

$$V_{OUT} = (I_{LOAD} \cdot R_{SENSE}) \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (31)$$



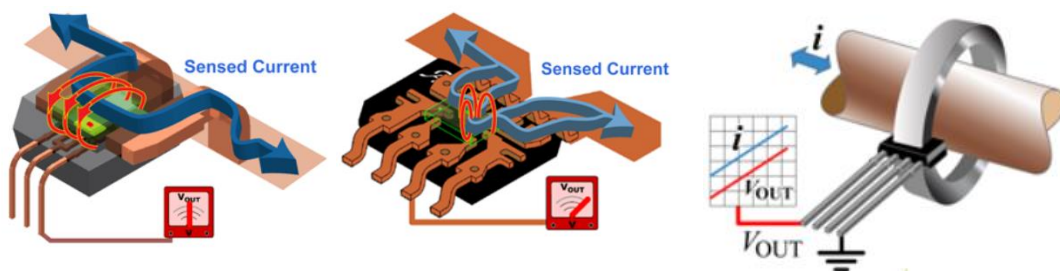
Obr. 14 Zapojení bočnicku za zátěž (low-side)

Zdroj:[31], upraveno autorem

Mezi výhody tohoto zapojení tedy patří použití klasických nízkonapěťových operačních zesilovačů, jednodušší a vůči rušení odolnější zapojení. Naopak mezi nevýhody patří narušení zemnicí cesty, což může vést k většímu elektromagnetickému rušení (EMI). Další významnou nevýhodou je neschopnost detekce poruchy, kdy se výkonový obvod zkratuje k zemi v jiném místě, než je zamýšleno. [31]

3.2.2 HALLOVY PROUDOVÉ SENZORY

S neustále se snižující cenou senzorů se stává měření proudů pomocí Hallových sond stále oblíbenější. Tento způsob nabízí velice širokou škálu měřitelných proudů od několika mA až po tisíce A. [32] Princip, na kterém senzory fungují, je už z názvu patrný. Hallův jev je blíže popsán v kapitole 3.1.1. Výstupem senzoru je napětí, které je přímo úměrné velikosti protékajícího proudu vodičem. Sensory se již vyrábějí integrovány v pouzdrech. Například výrobce Allegro MicroSystems integruje senzory a vyhodnocovací elektroniku zhruba do třech pouzder. Pro malé proudy do 50A využívá klasické SMD pouzdra SOIC, pro větší proudy od 50A do 200A používá pouzdra s relativně dlouhými vývody PSS/PFF. Oba typy pouzder se umísťují přímo na desku plošných spojů. Pro extrémně velké proudy je třeba detekovat proudy na protékajícím drátovém vodiči, kde se dá dosáhnout větší citlivosti pomocí vytvoření cívky. Toroidní jádro s mezerou je navlečeno na vodič, do mezery je umístěn senzor, tím se zvýší citlivost a přesnost. Pro detekci malých proudů na drátovém vodiči, je naopak vodič omotan kolem toroidu. Výše popsané proudové senzory jsou vyobrazeny na obr. 15.



Obr. 15 Lineární halovy proudové senzory, zleva PFF,SOIC, toroid + sensor

Zdroj:[33], upraveno autorem

Mezi hlavní výhody Hallových proudových senzorů patří přesnost, nenarušující měření, schopnost měřit velké proudy. Mezi nevýhody naopak patří vyšší cena, citlivost na vnější magnetické pole, které způsobuje nepřesné měření, citlivost na změny teploty, avšak tento problém se relativně úspěšně daří odstraňovat vnitřními obvody pro kompenzaci změn teplot.

3.2.3 PROUDOVÉ TRANSFORMÁTORY

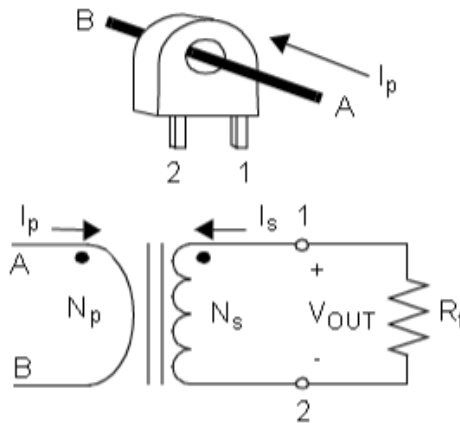
Proudové transformátory nabízejí alternativu k bočníkům a Hallovým senzorům. Pracují na principu elektromagnetické indukce. Konstrukčně jsou tvořeny primárním a sekundárním vinutím. Primární vinutí představuje vodič, na kterém chceme měřit proud. Primární vodič protékající proudem kolem sebe generuje magnetické pole, které vybudí magnetický tok v jádře transformátoru, který pak indukuje proud v sekundárním vinutí. Sekundární proud je snímán na rezistoru a poslán do mikrokontroléru k dalšímu zpracování. Schéma proudového transformátoru je možné vidět na obr. 16, kde je také

znázorněno běžně používané pouzdro, které lze připojit na DPS. Výstupní napětí se řídí podle poměru závitů a zvoleného rezistoru.

$$I_S = I_P \cdot K_N \quad (32)$$

Kde K_N - je poměr mezi závity na primární/sekundární cívce

$$V_{OUT} = I_S \cdot R_t \quad (33)$$



Obr. 16 Schéma proudového transformátoru

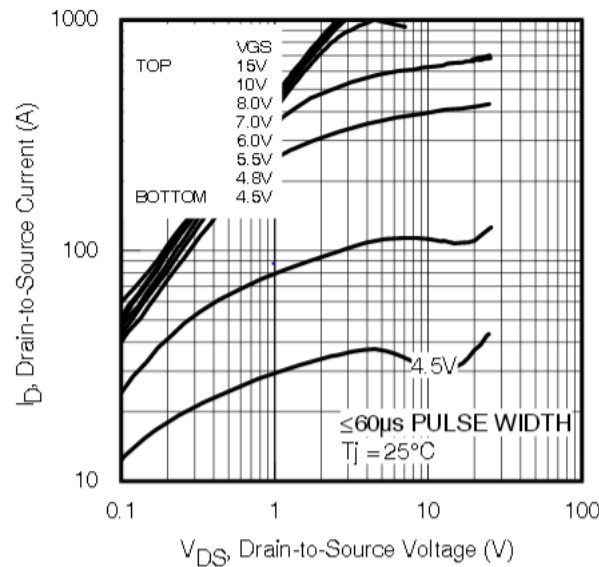
Zdroj:63[31]

Mezi výhody proudového transformátoru patří jeho robustní konstrukce a odolnost vůči nepříznivým vlivům prostředí, úplné galvanické oddělení měřeného a měřícího obvodu a schopnost měřit velmi vysoké proudy. Za nevýhody může být považováno to, že na DPS zabírá poměrně hodně místa a jeho schopnost měřit pouze střídavé proudy. [31] [34]

3.2.4 DE-SATURAČNÍ OBVOD

Oblíbeným mechanismem k detekci nadproudů je měření tranzistorové napětí $V_{DS(ON)}$ případně u IGBT tranzistorů $V_{CE(SAT)}$. Jedná se o úbytek napětí na kanálu při jeho otevřeném stavu. Toto napětí se mění s velikostí procházejícího proudu kanálem. Typická závislost napětí $V_{DS(ON)}$ na procházejícím proudu I_D je znázorněna na obr. 17. Je vidět, že rozdíl napětí při normálním provozním stavu (např. 20A) a při nadměrném zatížení nebo zkratu (>250A) činí přibližně 1V. Tento jev využívají výrobci a do svých integrovaných gate driverů často vestavují obvod pro vyhodnocování V_{DS} napětí. Používá se spíše jako doplňující mechanismus k detekci nadproudových stavů. Mnohem častěji se tato vyhodnocovací technika používá ve vysokovýkonných aplikacích, kde se používají IGBT tranzistory a kde je rozdíl napětí V_{CE} o něco větší, což souvisí se schopností přenášet větší proudy. Samotný vyhodnocovací obvod se skládá pouze z jednoduchého komparátoru, na kterém je porovnáváno napětí z drainu (popř. z kolektoru) vůči zemi oproti stabilní napěťové referenci. Metoda není vhodná pro exaktní měření velikosti

průchodu proudu kvůli malé přesnosti. Je vhodná a používá se jako pojistka při zkratování výkonového obvodu. [36] [37]



Obr. 17 Typický průběh změny V_{DS} při průchodu proudem I_D

Zdroj: [35]

3.3 TEPLOTNÍ MĚŘENÍ

Životnost kontroléru a motoru samotného je ovlivněna provozní teplotou. Při vyšších teplotách mají elektronické součástky tendenci stárnout rychleji. [38] Je proto důležité vybírat teplotně odolnější součástky a monitorovat případné přehřátí nebo provoz při vyšších teplotách. Pro teplotní měření se nejčastěji využívají integrované polovodičové teplotní senzory nebo termistory. Teplotní senzory v integrovaném provedení poskytují buďto analogový výstup v podobě přímo úměrného napětí k teplotě okolí nebo digitální výstup. V případě digitálního výstupu je použit stejný senzor teploty, ale do pouzdra jsou zabudovány i vyhodnocovací obvody.

V případě termistoru je výběr o trochu složitější. Termistor je polovodičová součástka využívající teplotně závislého jevu generace nosičů náboje v polovodiči. V případě, že odpor s teplotou stoupá, jedná se pozitivní termistor tzv. PTC, v opačném případě jde o negativní termistor tzv. NTC. Závislost odporu NTC na teplotě je silně nelineární podle vztahu

$$R = R_0 \cdot e^{B \cdot \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)} \quad (34)$$

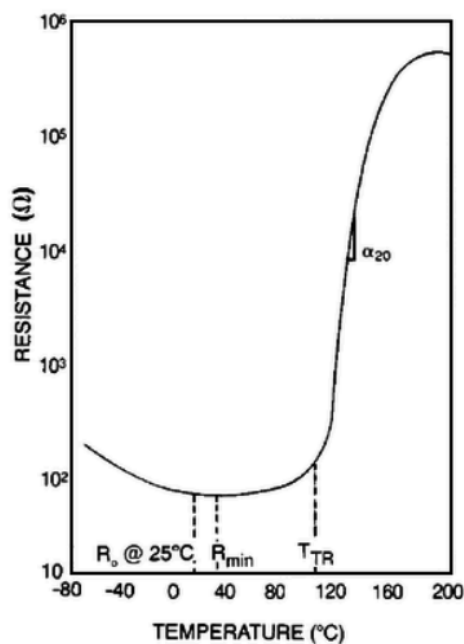
, kde R_0 – je odpor při teplotě T_0 [K]

R – je odpor při teplotě T [K]

B – konstanta, která je většinou udávána v katalogu výrobcem nebo ji lze zjistit měřením při dvou různých teplotách. [39]

Při návrhu vyhodnocovacího obvodu, obvykle jako rezistorový dělič s vyvedeným středem na A/D pin mikrokontroléru, je nutné doladit citlivost a linearitu vhodným výběrem konstanty B, tedy vhodným výběrem řady NTC z katalogu výrobce.

Pozitivní termistor má také nelineární charakteristiku, ovšem průběh charakteristiky je relativně specifický, jak je vidět na obr. 18. Jeho odpor s rostoucí teplotou nejprve mírně klesá a po překročení Curieovy teploty strmě vzroste. [39] Tento jev je využíván hlavně pro signalizaci překročení určité vysoké teploty. Dalším příkladem, kde jsou využívány PTC, jsou vratné pojistky. Průchodem proudem se PTC samovolně ohřívá, překročí-li teplota hodnotu T_{TR} , dojde ke skokovému nárůstu odporu a přiškrcení proudů. Obvod musí být zároveň navržen tak, aby kumulované teplo na vratné pojistce mělo kam odcházet a neponičilo součástky. [39]



Obr. 18 Teplotní charakteristika PTC

Zdroj: [39]

4 METODY ŘÍZENÍ BLDC MOTORU

V této kapitole shrnu pro potřeby mé diplomové práce nejčastější a nejznámější metody regulace elektronicky komutovaných motorů. Záměrně píši pro potřeby této práce, protože tato vědní disciplína je právě kvůli neustále se rozšiřujícím možnostem využití BLDC motorů více oblíbená, což jde ruku v ruce se stále se zvětšujícím množstvím metod řízení. S rozvojem výpočetní elektroniky lze do praxe převést i ty nejsložitější výsledky matematických simulací a zlepšit tak mnohé parametry motoru.

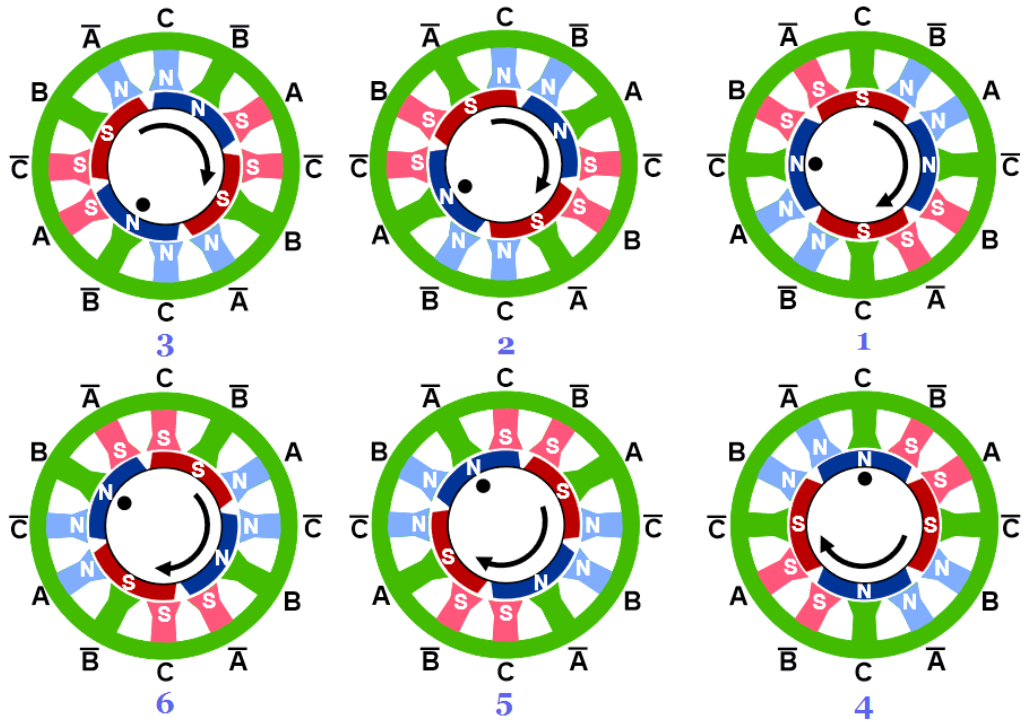
4.1 METODA SIX-STEP KOMUTACE

Tato metoda je nejčastěji používaný typ řízení chodu BLDC motorů. Při six-step komutaci se spínají dvě ze tří fází a to tak, že je jedna fáze napájena kladně a druhá záporně. Na pól rotoru tedy působí jak přitažlivá magnetická síla, tak i ta odpudivá. Pokud použijeme podobný diagram jako při popisu základního principu v kapitole 2.1, bude spínací diagram v případě six-step metody vypadat jako na obr. 20. Z obrázku vidíme, že v každém časovém okamžiku jsou napájeny pouze dvě fáze. Tento fakt se s oblibou využívá k bezsenzorové detekci polohy rotoru, kdy třetí neaktivní fáze detekuje zpětné elektromotorické napětí. Celý cyklus řízení lze rozdělit do šesti kroků, odtud název metody. Tento postup zajišťuje kompletní rotaci o 360° elektrických. Vztah mezi elektrickými a mechanickými stupni je dán rovnicí:

$$\text{Elektrické } ^\circ = \frac{p}{2} \times \text{Mechanické } ^\circ \quad (35)$$

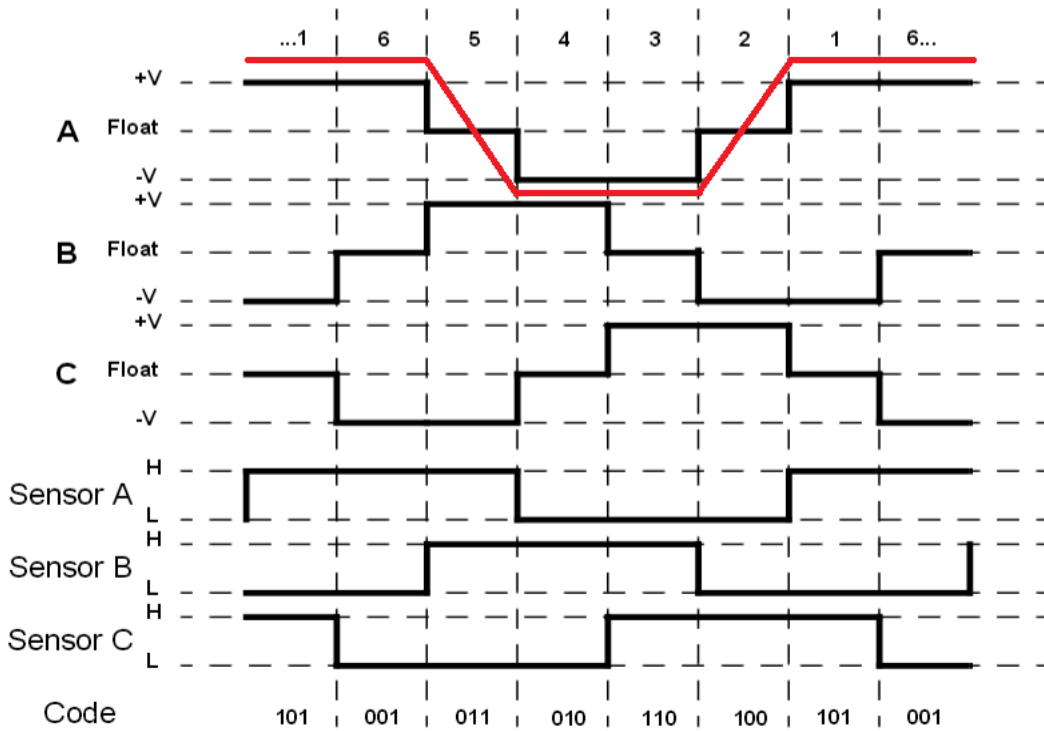
, kde p = počet pólů na rotoru.

Pro názornější ilustraci slouží obr. 19, kde můžeme vidět, v jakém časovém okamžiku jsou aktivní jaké fáze. Na obrázku je použit čtyřpólový rotor. Obrázek číselně koresponduje s diagramem na obrázku 20. Tento způsob řízení přepíná fáze skokově, což má hlavně při nízkých otáčkách motoru za následek zvlnění momentové charakteristiky motoru. Tato metoda se s oblibou využívá u aplikací, kde není velký nárok na hladkou momentovou křivku a velké momentové zatížení např. větráky, modelářské motůrky apod.



Obr. 19 Názornější přepínání fází při použití čtyřpólového rotoru

Zdroj: [3], upraveno autorem

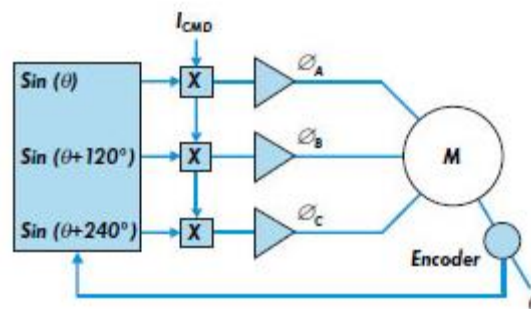


Obr. 20 Diagram spínání fází při six-step metodě

Zdroj: [13], upraveno autorem

4.2 ŘÍZENÍ SINUSOVÝMI PROUDY

Tato metoda oproti klasické six-step metodě nahrazuje ploché vršky proudových křivek sinusovým průběhem. To má za následek vyhlazení momentové křivky. Tento způsob řízení je vhodné použít pro motory se sinusovým tvarem b-EMF, označovanými jako PMSM. Do jisté míry je možné řídit sinusovou komutací i lichoběžníkový typ motoru (BLDC), ale výstupní výkon není optimální [40] a je to plýtvání prostředky, protože sinusová komutace vyžaduje složitější algoritmus a přesnější zpětnou vazbu. Při sinusové komutaci jsou řízeny všechny tři fáze motoru. Nelze tedy použít klasických metod bezsenzorové detekce polohy založené na přímém snímání b-EMF v neexcitované fázi. V případě bezsenzorové detekce se tedy používá proudová zpětná vazba, kde se měří průběh protékajícího proudu fází. Algoritmus komutace je založen na generování tří sinusových signálů, pro každou fázi jeden. Ty jsou generovány pomocí PWM signálu, jehož střída se mění podle předem dané převodní tabulky. Převodní tabulka je obvykle dána pro maximální výkon motoru, je proto nezbytné vyrobené signály váhovat podle aktuální rychlosti motoru. [45] Zjednodušené schéma sinusové komutace je vidět na obr. 21.



Obr. 21 Blokové schéma sinusové komutace

Zdroj: [41], upraveno autorem

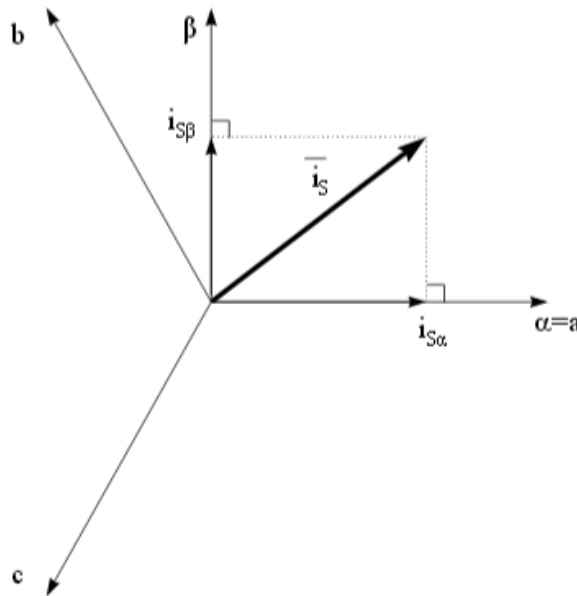
Výhody této metody řízení oproti six-step metodě jsou: plynulejší a tišší chod motoru, nárůst produkovaného momentu o cca 5%. [42] Naopak nevýhody tohoto algoritmu jsou: vhodná aplikace pouze pro PMSM motory, přesnější tím pádem dražší zpětnovazební senzorová detekce, možné omezení při vysokých otáčkách kvůli složitosti algoritmu. [43] [44]

4.3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ (FOC)

Vektorové řízení, které je v anglické literatuře označováno jako Field Oriented Control, je jedna z výpočetně náročnějších řídicích strategií. Oproti six-step metodě, která se stará o podobu řídicích signálů pouze jednou za časový interval komutace, se FOC stará o podobu řídicích signálů v každém možném časovém okamžiku, respektive v každém okamžiku daném vzorkovací frekvencí. Tato řídicí metoda je vhodnější pro PMSM motory, protože základem této strategie jsou Clarkova a Parkova transformace, jejichž výsledné rovnice dávají pro lichoběžníkové BLDC motory složité výsledky. [9] Nicméně nasazení FOC na BLDC motor není vyloučené, jen není podobně jako při sinusové komutaci tak účinné. [46]

4.3.1 TRANSFORMACE

K implementaci vektorového řízení je nejprve nutné zavést transformace. První z nich je Clarkova transformace. Pointa Clarkovy transformace je, že rotující proudový vektor statoru (\vec{i}_s), který je vyjádřen pomocí jednotlivých fázových proudů (i_a, i_b, i_c), bude po transformaci vyjádřen pouze v dvourozměrném systému ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$). Transformace je lépe patrná z obr. 22.



Obr. 22 Znárodnění Clarkovy transformace ze systému (a,b,c) na (α,β)

Zdroj:[46]

Projekce je provedena pomocí rovnic níže:

$$i_{s\alpha} = i_a \quad (36)$$

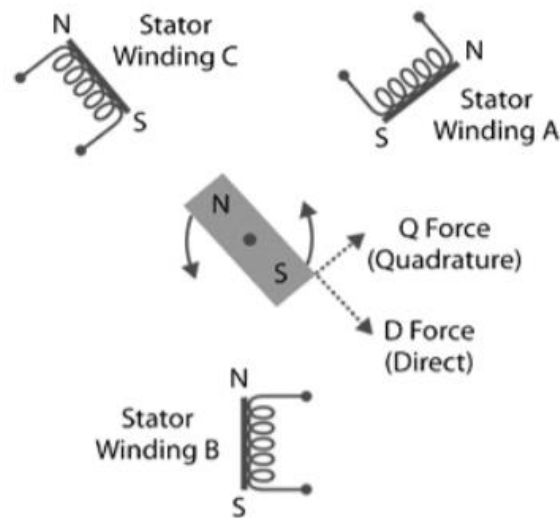
$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_a + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot i_b \quad (37)$$

Projekce je možná díky Kirchhoffovu zákonu o proudových uzlech:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (38)$$

V této nové soustavě je stále výstupní moment závislý na pozici rotoru, proto je výhodné použít další transformaci a tuto závislost odstranit.

Další aplikovanou transformací je Parkova transformace, která převádí systém (α,β) do souřadného systému rotoru (d,q). Tento souřadný systém se tedy z pohledu jiného systému otáčí stejnou rychlostí jako rotor, ale z pohledu rotoru zůstává časově invariantní. Pro lepší představu slouží obr. 23. Bázi této soustavy tvoří přímá a k ní kolmá kvadrurní složka rotorového pole. K vytváření momentu přispívá pouze kvadrurní složka. Přímá složka vytváří pouze neužitečné statické síly. Z toho vyplývá, že je třeba maximalizovat kvadrurní složky (q) a odstranit přímé složky (d). [47]



Obr. 23 Představa souřadnicového systému (d,q)

Zdroj: [47]

Transformace se řídí podle vztahů:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cdot \cos(\theta_e) + i_{s\beta} \cdot \sin(\theta_e) \quad (39)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \cdot \sin(\theta_e) + i_{s\beta} \cdot \cos(\theta_e) \quad (40)$$

Kde θ_e – je pozice rotoru v radiánech.

Transformací se změnila i elektrické dynamické rovnice a hlavně vztah pro výsledný produkovaný elektromagnetický moment:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\Psi_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot \Psi_{rq}) \quad (41)$$

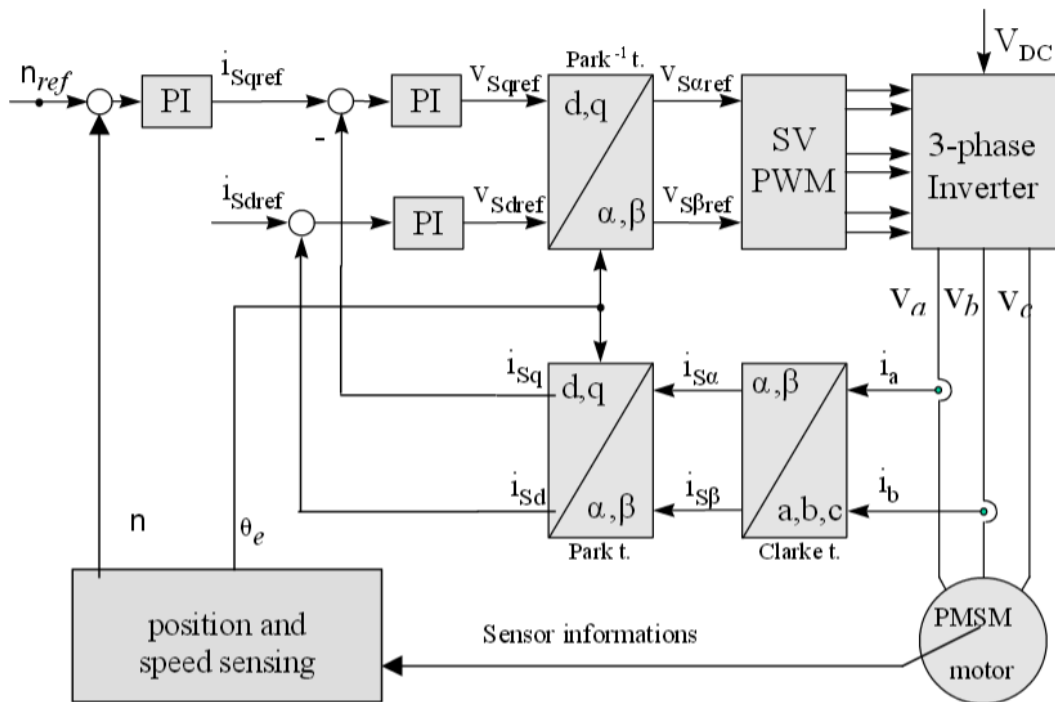
Kde Ψ_{rd}, Ψ_{rq} – je vlastní magnetický tok permanentních magnetů na rotoru ve směrech osy q a d, tento parametr je vlastností magnetu, závisí na jeho složení a rozměrech.

Pokud chceme dosáhnout největšího momentu, je nutné úplně potlačit složku i_{sd} a naopak maximalizovat proud i_{sq} . Moment v tom případě přejde na tvar:

$$M_{em} \propto \Psi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (42)$$

Z výsledného vztahu plyne, že k precizní kontrole momentu je třeba regulovat pouze jeden parametr i_{sq} , což se stává nepřekonatelnou výhodou této metody vektorového řízení.

4.3.2 ALGORITMUS FOC



Obr. 24 Blokové schéma FOC regulace

Zdroj:[46]

Celkový postup FOC regulace je znázorněn na obr. 24. Její kroky jsou následující: Zpětnovazební signály v podobě změřených protékajících fázových proudů jsou postupně převedeny Clarkovou a Parkovou transformací, k čemuž je potřebná poloha rotoru. Zjištěná zpětnovazební rychlost rotoru se porovná s referenční rychlostí¹. Referenční rychlost je hodnota, na kterou uživatel chce systém regulovat. Regulační odchylka je zpracována proporcčně-integračním (PI) regulátorem. Výsledkem jsou referenční proudy. Je třeba poznamenat, že původní referenční veličina může být i moment. Referenční proud i_{sdref} se po předchozí úvaze rovná nule. Zpětnovazební převedené hodnoty proudů jsou porovnány s příslušnými referenčními proudy. Regulační odchylky jsou opět zpracovány PI regulátorem a výsledné akční veličiny v podobě napěťových složek vektoru zpětně transformovány do souřadnic (α, β) a přivedeny do bloku modulatoru prostorového vektoru napětí (Space Vector PWM), který vytváří výsledný libovolný řídicí napěťový vektor pro motor. [46][47]

4.3.3 MODULACE PROSTOROVÉHO VEKTORU NAPĚTÍ (SVPWM)

Jedná se o tvarování referenčního signálu pomocí spínání dostupných stavů ve správné kombinaci. Jde vlastně o rozšířenou techniku PWM modulace. U PWM modulace se tvarování výsledného signálu odehrává změnou délky pulsu, tzn. různou rychlostí změny stavu z 1 na 0. Výsledný signál poté může nabývat téměř libovolné podoby mezi hodnotami 0 a 1, nebo obecně mezi nízkým a vysokým stavem. SVPWM

¹ Je nutné poznamenat, že referenční veličinou může být i moment. K přepočítání slouží motorové konstanty nebo momentově otáčková charakteristika viz kapitola 2.2.2.

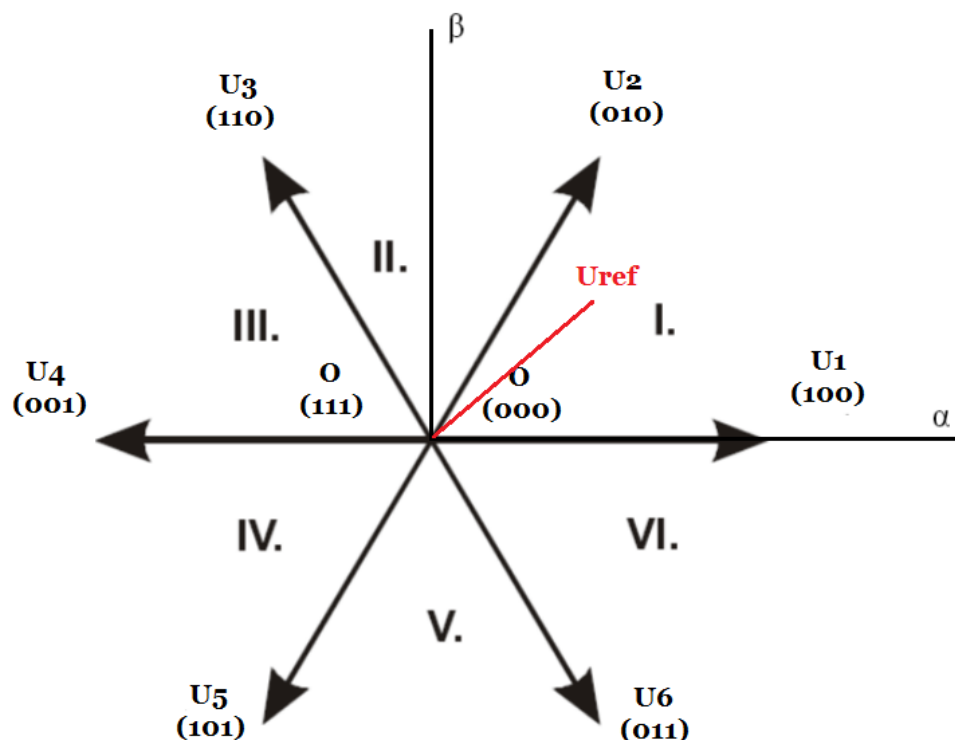
funguje na stejném principu, ale rozšiřuje bázi stavů, ze kterých je možné referenční signál vytvořit.

V případě 3-f střídače lze vygenerovat bázi stavů podle následujících pravidel: Máme 6 tranzistorů (Q). Horní a spodní tranzistor nesmí být nikdy zapnut najednou ve stejné větvi. Podle pravidel je tedy možné sestavit osm stavů S_x (S_a , S_b , S_c), z nichž dva jsou nulové vektory O_{000} a O_{111} .

Stav	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Sa	Sb	Sc
O_{000}	0	1	0	1	0	1	0	0	0
1	1	0	0	1	0	1	1	0	0
2	0	1	1	0	0	1	0	1	0
3	1	0	1	0	0	1	1	1	0
4	0	1	0	1	1	0	0	0	1
5	1	0	0	1	1	0	1	0	1
6	0	1	1	0	1	0	0	1	1
O_{111}	1	0	1	0	1	0	1	1	1

Tabulka 1 Stavů 3-fázové střídače, kombinace sepnutých tranzistorů a napájené fáze.

Stavy přímo odpovídají výstupním napětím střídače při zvolené kombinaci sepnutých tranzistorů. Dohromady tvoří šestihran, který je znázorněn na obr. 25, kde je



Obr. 25 3-f SVPWM diagram stavů korespondující s (α, β) rovinou

Zdroj: [48], upraveno autorem

rovněž znázorněna osa (α, β) roviny. Přejde-li tedy do bloku SVPWM referenční signál ve formě složek U_α a U_β . Je tento signál vytvořen pomocí vhodné kombinaci sepnutých stavů

po určitý čas. Pokud budu tedy chtít vytvořit referenční signál z obr. 25, bude k tomu třeba sepnutý stav U_1 o délce trvání T_k , následně sepnutí stavu U_2 o délce trvání T_{k+1} a sepnutí nulového vektoru O_{000} o délce trvání T_0 . Jednotlivé doby, potřebné ke spínání, lze zjistit pomocí následujících rovnic, která vychází z ideálního PMSM modelu [49]:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_s}{U_{DC}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (43)$$

Kde k – je číslo sektoru ($1 \div 6$)

U_{DC} – je napájecí napětí

Součet všech dob sepnutí jednotlivých stavů nesmí přesáhnout dobu vzorkovací periody T_s . Výše zmíněným postupem lze dosáhnout precizní kontroly řídicích napěťových vektorů.

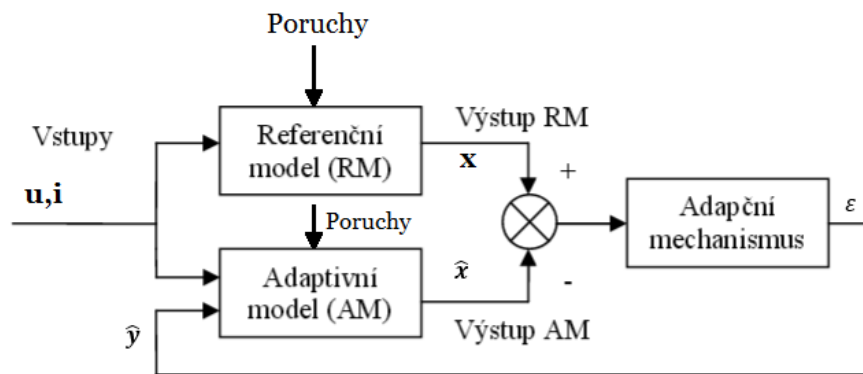
4.3.4 SHRUTÍ FOC

Vektorové řízení umožňuje monitorování a řízení motoru v reálném čase, čímž jsou eliminována téměř veškerá zvlnění v momentové křivce. Vektorové řízení velmi rychle a plynule reaguje na náhle změny zatížení, čímž přináší do systému vyšší efektivitu. Navíc, lze vektorové řízení použít již od nízkých otáček. Naopak nevýhodou je cena implementace. Kromě toho je nutné zvolit rychlejší a výkonnější výpočetní jednotku. Firma Texas Instruments ve svém aplikačním listu [46] uvádí, že k provedení jednoho cyklu FOC kontroly je třeba 538 instrukčních cyklů, což může vést u méně výkonných procesorů k omezení rychlosti otáčení motoru.

4.4 BEZSENZOROVÉ ADAPTIVNÍ METODY ŘÍZENÍ

Následující kapitoly jsou pouze orientačního a informačního charakteru. Popisují zde sice již hojně používané pokročilé metody řízení, ale stále méně používané v porovnání s výše popsány klasickými metodami. Detailní popsání každé metody by vydalo materiálu na celou knižní publikaci, proto se pokusím pouze shrnout nejdůležitější vlastnosti a odkázat na literaturu, která se dále této problematice věnuje.

Velkou podskupinou tzv. bezsenzorových metod řízení jsou adaptivní metody nebo také adaptivní systémy s referenčním modelem (v anglické literatuře označované jako Model Reference Adaptive System, MRAS). Podle literatury [50] lze za bezsenzorové metody řízení považovat, ty metody, které nepoužívají k detekci polohy rotoru přímo senzor (např. Hallový sondy, optický enkodér), ale mohou obsahovat ostatní senzory (např. proudové senzory, detekci b-EMF ...).



Obr. 26 Blokové schéma adaptivního systému s referenčním modelem

Zdroj: [22], upraveno autorem

Adaptivní metody porovnávají chybu mezi výstupy z referenčního modelu a mezi odhadnutými výstupy adaptivního modelu. Následně tuto chybu zpracují a použijí k adaptaci s cílem tuto chybu minimalizovat. [51] Blokové schéma obecného MRAS je vidět na obr. 26. Vektory označené stříškou jsou odhady. Odhadnuté výstupy jsou získávány z estimátoru nebo pozorovatelů (observers).

MRAS metody se od sebe liší použitým adaptačním mechanismem, použitým estimátorem nebo například použitým modelem. Většina těchto adaptivních metod využívá s oblibou popisu systému motoru pomocí stavových rovnic, proto bych rád zmínil, jak vypadají stavové rovnice pro lichoběžníkový BLDC motor, neboť ve většině publikací počítají pouze se stavovými rovnicemi pro PMSM motory.

STAVOVÝ POPIS BLDC

$$\frac{dx(t)}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \quad (44)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad (45)$$

Kde $x(t)$ – je stavový vektor

$u(t)$ – je vstupní vektor

$y(t)$ – je výstupní vektor

A – je matice vnitřních vazeb systému, matice systému

B – je matice řízení, matice vazeb systému na vstup

C – je matice výstupní s vazbou na stav

D – je matice výstupní s vazbou na vstup

První z rovnic se nazývá stavová a druhá výstupní. [53]

Pro BLDC motory se stavové rovnice rovnají [52]:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ -\frac{1}{3L} & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} - e_{ab} \\ U_{bc} - e_{bc} \\ T_{em} - T_m \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ -1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ \omega_m \end{bmatrix} \quad (47)$$

Kde U_{ab} - je rozdíl mezi jednotlivými fázovými napětími

e_{ab} - je rozdíl mezi jednotlivými b-EMF na příslušných fázích

B - koeficient tření

4.4.1 METODY S POUŽITÍM POZOROVATELE

Pozorovatel (Observer) je, jak už bylo v kapitole 3.1.4 zmíněno, blok řídicího systému, který poskytuje matematický model části nebo celého motoru, do kterého vstupují reálné řídicí signály, které jsou následně zpracovány a na výstupu pozorovatele vygenerují odhady. Tyto odhady jsou odečteny od naměřených zpětnovazebních výstupů. Výsledná chyba je poslána zpět do modelu motoru ke korekci modelu. [17] Pokud využijeme blokové schéma z obr. 26, lze přibližně považovat adaptivní model jako pozorovatele a referenční model jako reálný motor, s tím, že přidáme ještě jeden výstup pozorovateli, který bude představovat chtěnou pozorovanou veličinu. [55] Metody s použitím pozorovatelů se dále dělí podle použitého typu pozorovatele. [55] [51]

POZOROVATEL PLNÉHO A REDUKOVANÉHO ŘÁDU

Pokud jsou pozorovatelem pozorovány všechny stavové proměnné nezávisle na tom, zda jsou všechny přímo měřitelné, jedná se o pozorovatele plného řádu (Full-Order Observer). Pokud je možné některé stavové proměnné zjistit přesným měřením, pak tyto stavové proměnné pozorovatel nemusí sledovat. V takovém případě hovoříme o pozorovateli redukovaného řádu (Reduced-Order Observer). [22] Na příkladu motorových kontroléru lze redukované pozorovatele najít tam, kde se například z naměřených proudů odhaduje pozice rotoru, magnetický tok či třeba b-EMF. Zatímco pozorovatel plného řádu se snaží z naměřených proudů odhadnout všechny veličiny najednou. [59]

Aplikaci pozorovatelů s redukovaným řádem lze například najít v publikacích [56], [57] a [58]. V [56] je použit pozorovatel k odhadu rychlosti a pozice rotoru na základě odhadnutých b-EMF a změřených fázových proudů.

Aplikaci pozorovatelů s plným řádem lze najít v publikacích [60] nebo [61].

4.5 METODY ZALOŽENÉ NA INJEKOVÁNÍ VYSOKOFREKVENČNÍHO SIGNÁLU

Jedná se o bezsenzorové metody využívané především v motorech PMSM s montáží rotorových magnetů na vnitřní stranu rotoru (tzv. IPMSM). U těchto typů motorů se nejvíc projevuje prostorová závislost magnetické odporu (reluktance) nebo z toho vyplývající závislost magnetické indukce mezi státorem a rotorem. Kolísání magnetické indukce v závislosti na otáčení rotoru se nazývá magnetická asymetrie (v anglické literatuře označovaná jako magnetic saliency). U IPMSM motorů je tato asymetrie měřitelná, a proto vznikly metody, které využívají prostorové závislosti indukčnosti. Tyto metody mají společné to, že vysokofrekvenční signál, který je o několik řádů vyšší než frekvence využívající se pro řízení motoru, se namoduluje na budící statorové signály. Poté se snímá odezva na zpětnovazebních signálech. Signál se demoduluje a odhadují se nebo přímo měří právě změny v indukci nebo reluktanci, které jsou pak zpracovány magnetickým modelem motoru a výsledkem je poloha rotoru. Metody se liší použitým modelem, typem použitého signálu (napětí/proud), způsobem detekce, použitou frekvencí apod. Výhodou těchto metod je možná detekce polohy již při nízkých otáčkách, což vyplývá z použití VF signálů. Za nevýhodu lze považovat dobré výsledky pouze se speciálním typem motoru. [22] [62] [59] [63]

V literatuře [59] v kapitole IV lze najít odkazy na praktické implementace různých metod využívající vysokofrekvenční injekci signálů.

4.6 METODY S VYUŽITÍM UMĚLÉ INTELIGENCE

Metody jsou založené na použití neuronových sítí, které jsou tvořeny propojením jednotlivých neuronů mezi sebou. Sítě jsou inspirovány nervovou soustavou člověka. Každý neuron je tvořen dendrity (vstupy), které přijímají signál, který dále putuje do výběžku zvaného axon. Pokud je vážený součet vzruchů dostatečně silný vygeneruje se na výstupu signál. Každý vstup může být ohodnocen jiným váhovým koeficientem. Volba váhového koeficientu vede ke schopnosti pamatovat a učit se. [17] [64]

V posledních letech se neuronové sítě začínají používat i v nelineárních dynamických systémech jako je například řízení motoru. Používají se především pro jejich schopnost aproximovat širokou oblast nelineárních funkcí s vysokým stupněm přesnosti. [17] Implementovaná řízení jsou odolné vůči změnám parametrů motoru, vykazují dobré vlastnosti v potlačení šumu a nevyžadují znalost matematického modelu stroje. [22] Vývoj v této oblasti je kombinován s fuzzy logikou, která společně s neuronovými sítěmi vytváří systém s jistou mírou inteligence. Fuzzy neuronové sítě (FNN) dokáží identifikovat nelineární systém a v průběhu řízení tento systém doladovat. [17] Mezi nevýhody těchto metod obecně patří potřeba vysokého výpočetního výkonu.

Studie o aplikaci řízení s umělou inteligencí je možné najít v literatuře [65] [66].

5 NÁVRH BLDC KONTROLÉRU

Součástí této práce je také proces návrhu kontroléru. Při návrhu je nejprve nutné identifikovat požadavky. Navíc je dobré znát prostředí, ve kterém bude výrobek pracovat a v případě motorového kontroléru je výhodné znát i parametry motoru. V době, kdy se navrhoval tento kontrolér, se zároveň s ním dokončoval a vyráběl motor, který má být řízen tímto kontrolérem. Bohužel z cenově nepříznivých důvodů byla výroba motoru pozastavena. Nicméně přibližné parametry motoru a aplikace výsledného systému jsou známy.

Výsledný systém bude sloužit k pohonu vrtule ve venkovním prostředí. Navrhovaný výkon motoru je přibližně 17,5kW, rozsah možného napájení 18-70V a přibližné špičkové proudy až 200A, které se mohou objevit při extrémním zatížení. Systém bude napájen z akumulátoru. Motor je třífázový typu BLDC, tedy s lichoběžníkovým vinutím.

Při návrhu se počítá primárně se řízením pomocí six-step metody s pomocí Hallových sond, ale i s možností implementace bezsenzorového řízení nebo budoucí implementace vektorového řízení. Samotný kontrolér by měl mít modulární konstrukci, která by zabezpečovala přechod na jinou výpočetní platformu. Systém by měl disponovat kanály pro indikaci provozních parametrů (proudů, teplot, otáček motoru apod.).

V této kapitole je kladen důraz na postup při návrhu BLDC kontroléru. Cílem je demonstrovat, že proces návrhu je do jisté míry determinovaný a je možné ho univerzálně použít na podobné platformy BLDC kontroléru například i s odlišnými parametry.

5.1 VÝBĚR VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ

Asi nejdůležitější součástky v návrhu jsou výkonové tranzistory. Podle jejich výkonové charakteristiky se následně odvíjí celé chování regulátoru. Na tranzistory se kladou vysoké proudové a s nimi spojené teplotní požadavky. V této fázi je dobré mít součástky naddimenzované. V úvahu připadají dvě řešení: IGBT, nebo MOSFET tranzistory. Jelikož naše aplikace běží na relativně nízkých napětích (do 70V) jeví se použití výkonových MOSFET tranzistorů jako vhodnější řešení. MOSFET tranzistor se téměř přibližuje k ideální součástce pro akumulátorové aplikace. Relativně malými napětími lze bez signifikantního úbytku napětí na proudové cestě řídit velké proudy. Moderní výkonové MOSFETy mají extrémně nízké hodnoty odporu kanálu při otevřeném stavu ($R_{DS(ON)}$) v řádech miliohmů a díky pozitivnímu teplotnímu koeficientu mohou být snadno řazeny paralelně ke zvýšení proudové kapacity. Jejich spínací napětí U_{GS} se vztahuje k potenciálu na vývodu source (S) a ne k nejnižšímu potenciálu ve schématu, což je důležité zejména u tranzistorového můstku. Obvykle se využívají tranzistory s kanály typu N, jelikož nosiče náboje v tomto případě elektrony mají vyšší pohyblivost.

Při prvotním hledání tranzistoru je dobré orientovat se podle napětí systému. V našem případě tedy hledáme hodnotu V_{DS} větší než 70V. Tento krok zúží pátrání na menší skupinu vhodných tranzistorů. Dále je třeba zvolit proudovou zatížitelnost, zde je dobré trochu odhad přestřelit. Například při hledání vhodného tranzistoru pro našich 200A jsem volil proudové zatížení $I_D > 250A$. V aplikacích s nižšími proudy bude skupina možných tranzistorů stále početná, zde je tedy dobré orientovat se podle použitých pouzder. Na trhu jsou k dispozici celé 3-fázové můstky v jednom pouzdře nebo například

pouze jedna větev (high a low side) v pouzdře. U vyšších proudů jako v našem případě se výběr zúží na několik tranzistorů. Tyto tranzistory se většinou liší pouze použitým pouzdrem a to už jenom ve smyslu například SMD pouzdra nebo drátového. Při výběru tranzistorů je dobré mít už hrubou představu, jakou podobu bude mít výsledná deska plošných spojů, zda je kladen nárok na co nejmenší rozměry nebo například zda je teplota prostředí, v němž se bude DPS provozovat vysoká, a proto se očekává teplotně robustní návrh s kvalitním chlazením. Po výběru určitého tranzistoru nebo malé skupinky tranzistorů následuje porovnání a počítání teplotních ztrát jednotlivých typů.

5.1.1 ZTRÁTOVÉ MECHANISMY MOSFET

Výpočet ztrát tranzistoru by neměl nikdy v motorových aplikacích chybět. Na první pohled se podle primárních parametrů může zdát, že tranzistor k aplikaci postačí. Nicméně výpočtem ztrát je možné zjistit, zda tranzistor neprovozujeme na hranici jeho možností, kdy hrozí, že při sebemenší poruše tranzistor odejde.

Při výpočtech je nutné se orientovat v datasheetu. Mezi důležité parametry, které je třeba brát v úvahu, patří níže uvedené.

V_{DSS}	Maximální napětí mezi Drain a Source	75 V
$R_{DS(ON)max}$	Maximální odpor kanálu při plně otevřeném kanálu	2,6 m Ω
$I_D(\text{Package limited})$	Maximální proud procházející kanálem, omezen pouzdrem	240 A
$P_D @ T_C=25^\circ\text{C}$	Maximální ztrátový výkon při teplotě okolí 25 $^\circ\text{C}$	370 W
T_J	Rozsah provozních teplot	-55 ÷ 175 $^\circ\text{C}$
$R_{\theta JC}$	Teplotní odpor čip - pouzdro	0,4 $^\circ\text{C/W}$
$R_{\theta JA}$	Teplotní odpor čip – okolní teplota	40 $^\circ\text{C/W}$
Q_g	Celková náboj na gatu	240 nC
C_{iss}	Vstupní kapacita	9200 pF
V_{SD}	Úbytek napětí na diodě při kladné polarizace	1,3 V
t_r	Trvání vzestupné hrany	80 ns
t_f	Trvání sestupné hrany	64 ns
Q_{rr}	Náboj na diodě ve zpětném směru	160 nC

Tabulka 2 Vybrané parametry z datasheetu výkonového MOSFET tranzistoru [67]

Nejprve je nutné vypočítat ztráty při trvalém zatížení (tzv. ztráty vedením).

$$P_{CM} = I^2 R_{DS(ON)max} = (200A)^2 \cdot (0,0026 m\Omega) = 104W \quad (48)$$

Vedle ztrát vedením jsou neméně důležité, ba možná důležitější, ztráty způsobené spínáním. Spínání mezi stavy „plně zapnuto“ a „plně vypnuto“ trvá určitý krátký čas. Tento čas je způsoben parazitními kapacitami, jejichž přebíjením vznikají ztráty. Při spínání navíc přechod tranzistoru absorbuje zbytkový proud antiparalelní diody. [68] Spínací ztráty se tedy dají vyčíslit přibližně jako:

$$P_{swM} = (E_{onM} + E_{offM}) \cdot f_{sw} = \left[V_{DS} \cdot I_D \cdot \left(\frac{t_r + t_f}{2} \right) + Q_{rr} \cdot V_{DS} + V_{DS} \cdot I_D \cdot \left(\frac{t_r + t_f}{2} \right) \right] \cdot f_{sw} = 43,4 W \quad (49)$$

Kde f_{sw} – je spínací frekvence zvolená jako 20kHz

Celkové ztráty na tranzistoru jsou tedy součtem spínacích a vodivostních.

$$P_M = P_{CM} + P_{swM} = 147,44 W \quad (50)$$

Vynásobením celkových ztrát a teplotního odporu $R_{\theta JC}$ můžeme přibližně zjistit nárůst teploty při provozování tranzistoru.

$$\Delta T = P_M \cdot R_{\theta JC} = 147,4 \cdot 0,4 = 59^\circ C \quad (51)$$

Ještě je dobré ujistit se o výsledku zkontrolováním ztrát na antiparalelní diodě tranzistoru. Dioda slouží k uzavírání obvodu při negativních zákmitách způsobených spínáním indukční zátěže. Při nejhorším možném scénáři prochází diodou plný proud motoru, to je však v praxi při bezporuchovém chodu téměř nemožné. Ztráty v diodě jsou také dvojího druhu a to opět ztráty vedením a spínáním.

$$\begin{aligned} P_D &= P_{CD} + P_{swD} = V_{SD} \cdot I_D + \left(\frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot V_{DS} \right) \cdot f_{sw} \\ &= 1,3 \cdot 200 + (0,25 \cdot 160 \cdot 10^{-6} \cdot 75) \cdot 20000 \\ &\cong 260 W \end{aligned} \quad (52)$$

Je vidět, že v nejhorším možném případě jsou ztráty na diodě daleko větší než u zbytku tranzistoru. Přesto nedosahují maximálního dovoleného ztrátového výkonu $P_D = 340W$. I přesto bývá častým jevem, že například při řízení obyčejných DC motorů je příčinou poruchy právě spolehnutí se na zabudovanou diodu. [69]

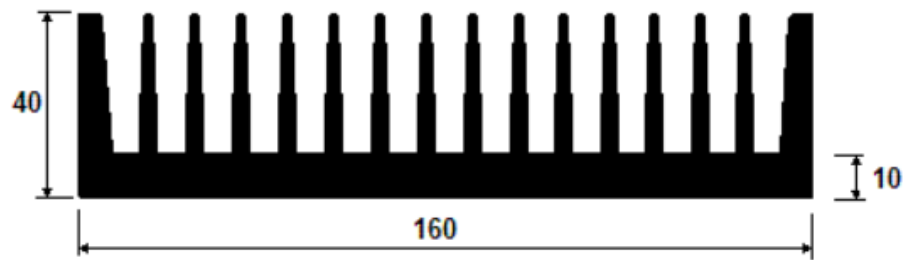
Z výsledných tepelných ztrát na tranzistoru jasně vidíme, že bude nutné použít k tranzistorům chladič. Představíme-li si součin ztrátového výkonu a teplotní rezistence mezi čipem a okolím ($R_{\theta JA}$), tak je jasné, že nárůst teploty je nad schopnosti tranzistoru. Pro přibližné určení teploty čipu za provozu tranzistoru s chladičem lze využít rovnici níže. [70]

$$T_J = T_A + (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) \cdot P_M \quad (53)$$

Kde $R_{\theta CS}$ - teplotní odpor mezi pouzdrem a chladičem, určeno teplotní pastou

$R_{\theta SA}$ – teplotní odpor mezi chladičem a okolním vzduchem, určeno chladičem

T_A – teplota okolí



Obr. 27 Podobný profil použitého chladiče

Zdroj: [71]

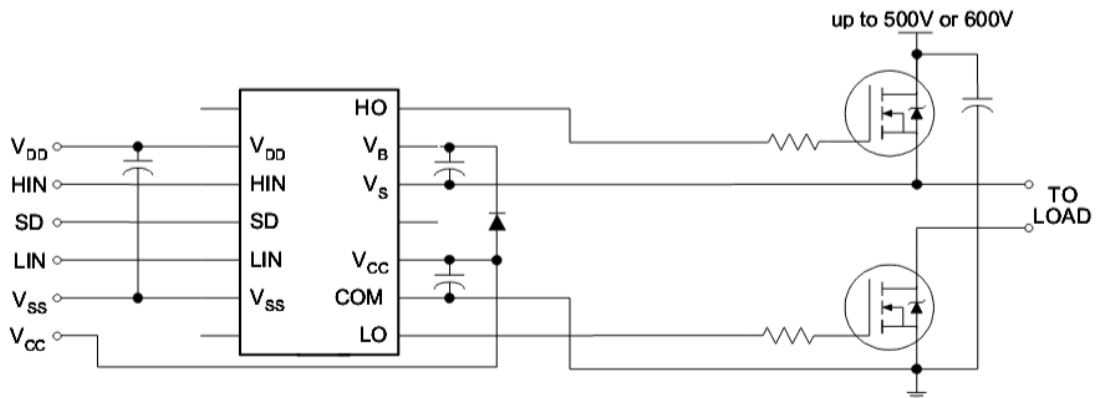
Pro klasický chladič s žebrováním se hodnota $R_{\theta SA}$ pohybuje okolo $0,1 - 5 \text{ }^\circ\text{C/W}$. V našem případě je použit podobný profil chladiče jako na obr. 27. který bude navíc chlazen proudem vzduchu vtahovaného do poháněné vrtule. Teplotní odpor tedy bude přibližně $0,2 \text{ }^\circ\text{C/W}$. Za teplovodivou pastu/podložku lze dosadit odpor $0,25 \text{ }^\circ\text{C/W}$. [72] Přibližná výsledná teplota, která by se měla maximálně objevit na čipu, je pak:

$$T_j = 25 + (0,4 + 0,25 + 0,2) \cdot 147 \cong 150^\circ\text{C} \quad (54)$$

Výsledná teplota T_j je menší než maximální dovolená provozní teplota 175°C , a proto je tranzistor možné provozovat. Na první pohled se zdá, že tranzistor má malou rezervu vůči maximální provozní teplotě, ale je nutné brát zřetel na to, že téměř všechny výše počítané parametry jsou vyvozeny z nejhorších možných podmínek provozu. Vybrán byl tedy tranzistor od firmy International Rectifier v pouzdru D2PAK IRFS3107-7PPbF.

5.2 GATE DRIVER

Výkonový tranzistor je relativně velká součástka, proto má velké parazitní kapacity. Parazitní kapacity působí negativně na dynamické vlastnosti. Pokaždé, když je zapnut tranzistor, je nutné tyto kapacity nejdříve nabít a až poté začne tranzistor fungovat. Rychlejšího nabíjení parazitní kapacity je dosaženo vyšším nabíjecím proudem. Navíc je ke spínání takto velkých výkonových tranzistorů zapotřebí vyšší napětí (minimálně cca $>4\text{V}$, spíše ideálně $>10\text{V}$), které není mikrokontrolér schopen sám generovat. Naštěstí jsou k dispozici právě součástky typu gate driver, které jsou řízeny logickými úrovněmi a které na svém výstupu poskytují kvalitní silný signál pro spínání tranzistorů. Gate driver má nejčastěji podobu integrovaného obvodu. Výběr gate driveru se řídí podle napěťové tolerance na výstupu a hlavně podle jeho schopnosti poskytovat proud do gatu výkonového tranzistoru. Gate drivery jsou konstruovány, jak na jednotlivé tranzistory zvlášť, tak na jednotlivé větve tranzistorového můstku (high a low side driver). Typické zapojení gate driveru pro celou větev je znázorněno na obr. 28.



Obr. 28 Typické zapojení high and low side gate driveru

Zdroj: [73], upraveno autorem

Je vidět, že gate driver pro svou funkci potřebuje dvě napájení. Jedno pro logické úroveň V_{DD} a druhé pro spínání gate V_{CC} . Zároveň si obvod šahá na plovoucí napětí mezi horním a spodním tranzistorem a uzemňuje se na stejném potenciálu jako spodní tranzistor. Spínání spodního tranzistoru lze implementovat klasicky. Rozdíl potenciálů mezi LO a COM je hodnota V_{CC} což bývá nejčastěji 15V. Spínání horního tranzistoru je nicméně mezi potenciály HO a V_S . V_S je plovoucí napětí a je vyšší než hodnota COM. Je tedy nutné napájecí napětí „přenést“ nad tento potenciál. To zajišťuje tzv. bootstrap obvod skládající se z diody a kondenzátoru mezi piny V_S a V_B . Při zapnutí spodního tranzistoru se nabije přes diodu kondenzátor na hodnotu V_{CC} . Při vypnutí spodního tranzistoru a zapnutí horního tranzistoru je kondenzátor díky diodě uzemněn vůči bodu V_S a doplňuje tedy napájecí zdroj pro spínání horního tranzistoru. Z tohoto důvodu je třeba věnovat také pozornost optimálnímu zvolení bootstrap kondenzátoru.

5.2.1 VÝBĚR GATE DRIVERU

Nejprve je nutné vypočítat proud, který bude potřeba ke správnému spínání tranzistorů. Velikost proudu se odvíjí od kapacity, kterou je nutno přebít, a od frekvence spínání. Hrubý odhad poskytuje rovnice uvedená níže. [74]

$$I_{av} = \frac{Q_{tot}}{t_{charge}} \quad (55)$$

Kde Q_{tot} – totální kapacita gateu připojeného výkonového tranzistoru

t_{charge} – nabíjecí čas, kterého chceme dosáhnout

Za nabíjecí čas je nutné dosadit rozumnou hodnotu, která je odvozena od spínací frekvence. Například při spínací frekvenci 20 kHz je perioda 50 μ s. Jedna setina z 50 μ s odpovídá délce pulsu při 1% střídě. Pokud chci nabít kapacitu za méně než třetinu času doby trvání pulsu při 1% střídě, vydělím tuto hodnotu navíc třemi. Výsledná hodnota (160 ns) by měla být dostatečně rozumná hodnota.

$$I_{av} = \frac{160 \text{ nC}}{160 \text{ ns}} = 1 \text{ A} \quad (56)$$

Výsledná hodnota odráží průměrný potřebný proud. Jelikož, ale jak řízený MOSFET, tak gate driver pracují ve spínaném režimu, je nutné hodnotu dimenzovat na špičkové proudy. Vynásobením dvěma podle vzoru [74] má špičkový proud hodnotu 2A. Po určení

hodnoty špičkového proudu se výběr možných gate driverů zúží na možné topologie (ovládání jednotlivých tranzistorů, ovládání větve nebo celého můstku). Po výběru vhodné topologie je nezbytné zkontrolovat potřebné napájecí rozsahy a napěťovou toleranci na výstupu. Pro naši aplikaci byl jako vhodný zvolen obvod IR2110 od firmy International Rectifier se špičkovým proudem 2A a topologií schopnou kontrolovat celou jednu větev můstku (high and low side driver). [73] Po výběru vhodného obvodu je třeba vypočítat hodnotu bootstrap komponent.

5.2.2 VÝPOČET BOOTSTRAP SOUČÁSTEK PRO GATE DRIVER

$$C \geq \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right]}{V_{CC} - V_f - V_{LS} - V_{Min}} \quad (57)$$

Kde Q_g – Celkový Gate náboj řízeného MOSFET tranzistoru

$I_{qbs(max)}$ – Maximální klidový proud VBS

$I_{Cbs(leak)}$ – Svodové proudy bootstrap kondenzátoru

Q_{ls} – náboj potřebný pro změnu napěťových úrovní uvnitř obvodu (typická hodnota 5 nC viz [77])

f – pracovní frekvence

V_{CC} – napájecí napětí integrovaného obvodu

V_f – úbytek napětí na bootstrap diodě v propustném směru

V_{LS} – úbytek napětí na kanálu MOSFET tranzistoru v režimu otevření

V_{Min} – minimální rozdíl napětí mezi svorky VB a VS

Při dosazení obvyklých hodnot, které jsou odvozeny nebo přímo vyčteny z datasheetů, viz níže, vyjde hodnota bootstrap kondenzátoru $C \cong 250 \text{ nF}$. Tuto hodnotu zvětšíme asi 15x podle doporučení výrobce v datasheetu [77] a vybereme nejbližší hodnotu z vyráběných řad kondenzátorů, čili $3,3\mu\text{F}$ nebo větší $4,7\mu\text{F}$.

$$Q_g = 240 \text{ nC viz [35]}$$

$$I_{qbs(max)} = 230 \mu\text{A viz [73][73]}$$

$$I_{Cbs(leak)} = 3\mu\text{A odhadnut dle datasheetu [75][75] na}$$

Q_{ls} – náboj potřebný pro změnu napěťových úrovní uvnitř obvodu (typická hodnota 5 nC viz [77][77])

$$f \cong 20 \text{ kHz}$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$V_f \cong 1.2 \text{ V zhruba odvozeno z datasheetu [76]}$$

$$V_{LS} \cong 0,26 \text{ V při zátěži 100A}$$

$$V_{Min} = 9,4 \text{ viz [73][73]}$$

Bootstrap dioda musí být schopna blokovat napájecí napětí výkonové části. Musí být rychle se zotavující a být minimálně schopna dopředného proudu viz níže. [77]

$$I_{fmin} = \left(2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{ts} + \frac{I_{Cbs(leak)}}{f} \right) * f \cong 10mA \quad (58)$$

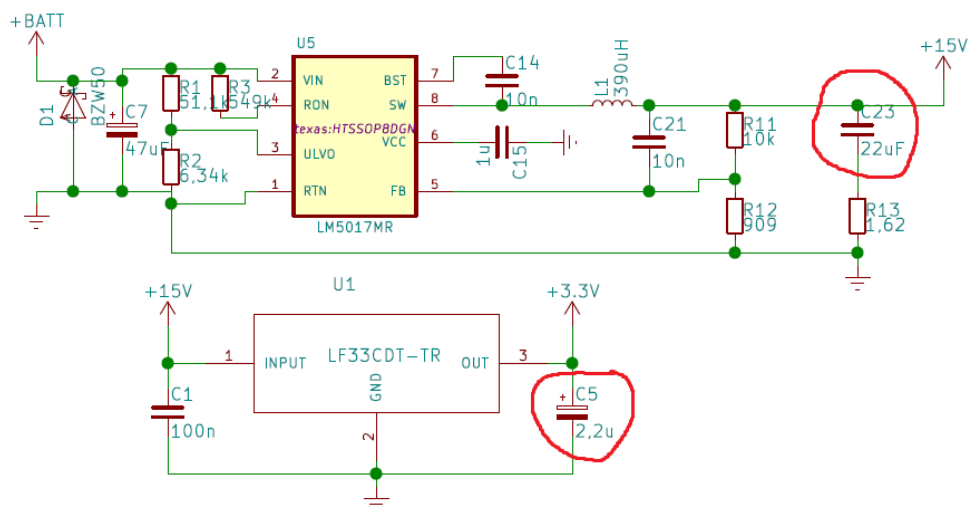
5.3 BLOKOVACÍ KONDENZÁTORY

V celém návrhu se vyskytuje veliké množství kondenzátorů. Jejich funkce spočívá v přenesení napájecího zdroje ke spotřebiči. Například pokud bychom chtěli napájet spínací součástky po elektricky dlouhém vodiči. Nejenže jeho délka způsobuje zpoždění, ale po cestě se vytváří nechtěné parazitní indukčnosti a s tím související úbytky napětí. Výsledná podoba napájecího napětí pro spínanou součástku může být neslučitelná s funkcí obvodu nebo může způsobovat výpadky funkce a nestabilitu součástky. [78]

Podle funkce můžeme blokové kondenzátory dělit na:

1. **Filtrační** (bypassing), které slouží jako širokopásmový filtr pro napájení celé desky nebo její části a eliminují vliv indukčností a přechodových odporů přívodů napájení atd.
2. **Lokální** (decoupling), které slouží jako lokální zdroj energie pro součástky a redukují vliv impulzních proudů.
3. **Skupinový** (bulk), které slouží jako zdroj energie pro současné nabíjení několika kapacit. [78]

V návrhu kontroléru jsou asi nejdůležitější vstupní kondenzátory. Podle rozdělení výše zastávají funkci filtrace a mohou být také považovány za skupinové. Vstupní kondenzátory poskytují jakýsi energetický buffer mezi napájecí baterií a spínanou zátěží. Pokud by v obvodu nebyly, namáhání zdroje by bylo mnohdy neúnosné a celým obvodem by procházely nepříjemné napěťové rázy. Kondenzátorů by mělo být hned několik. Fyzicky by měly být umístěny hned u vstupních svorek napájení a u každé větve výkonových tranzistorů. Jejich hodnota se často pohybuje mezi 10 – 1000 μF . Přičemž pro výkonové aplikace je vyšší hodnota lepší. Nejčastěji se používají velké elektrolytické

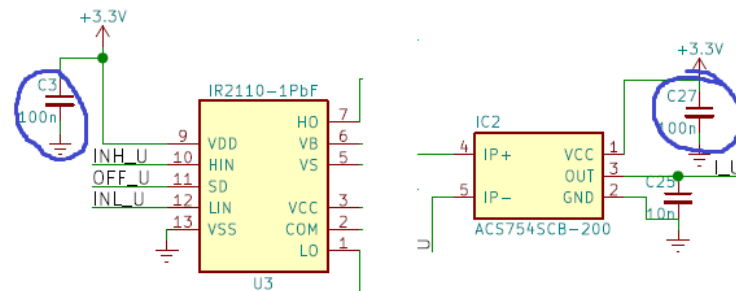


Obr. 29 Znárodnění výstupních filtračních kondenzátorů u napájecích obvodů

Zdroj: schéma uvedené v příloze

kondenzátory s paralelní kombinací malého keramického kondenzátoru, který vylepšuje funkci při vysokých frekvencích. Důležitým parametrem pro volbu kondenzátorů je zde napěťová odolnost. Při tomto návrhu bylo použito šest elektrolytických kondenzátorů o hodnotách 1000 $\mu\text{F}/100\text{V}$. Fyzicky jsou umístěny všechny u vstupních svorek, jelikož svou velikostí nedovolovaly umístění u jednotlivých větví tranzistorů, protože by narušovaly výkonové proudové cesty. Zvolené umístění je kompromisem mezi pravidly o narušování výkonových cest a pravidly o umisťování vstupních kondenzátorů. Na výstupech všech napěťových regulátorů jsou dále použity filtrační kondenzátory (viz obr. 29).

Další početnou skupinou kondenzátorů použitou při návrhu jsou lokální (decoupling) kondenzátory. Jejich hodnoty se pohybují nejčastěji v rozmezí 100p – 0,1 μF . Fyzicky jsou umístěny co nejbližně napájecím svorkám jednotlivých integrovaných obvodů. Jsou nejčastěji SMD provedení keramického typu.



Obr. 30 Znáornění lokálních (decoupling) kondenzátorů

Zdroj: schéma uvedené v příloze

5.4 OBVODY NAPÁJENÍ

Obvod BLDC kontroléru využívá tři napěťové úrovně: Nejvyšší v rozsahu cca 18 – 75V napájí přímo jednotlivá vinutí motoru přes výkonové tranzistory. Střední napětí 15V slouží ke spínání MOSFETů pomocí gate driverů. Nízké logické napětí 3,3V slouží k napájení externího mikrokontroléru, obvodů pro monitoring teploty a proudů a obvodů pro detekci b-EMF. K vytvoření 15V úrovně je použit efektivní spínaný regulátor od firmy Texas Instruments (konkrétně LM5017MR). Jedná se o poměrně variabilní spínaný regulátor. Na svém vstupu je schopen zpracovat široký záběr napětí 18 – 100V. Na výstupu poskytuje 15V/0,6A. K funkci obvodu je třeba několik externích součástek. Obvod byl navrhnout pomocí nástroje WEBENCH na stránkách firmy Texas Instruments. Výsledné zapojení je možné vidět na obr. 29.

Jako zdroj logické úrovně napětí slouží lineární regulátor LF33CDT od firmy ST-Microelectronics. Schéma zapojení vyžaduje pouze vstupní a výstupní kondenzátor a je uvedeno na obr. 30. Lineární regulátory oproti spínaným vykazují nižší účinnost a variabilitu, ale nabízí větší robustnost a kvalitnější výstupní napětí.

Vstupní napájení z akumulátoru je přivedeno pomocí kabelů zakončených lisovacími oky. Upevnění zajišťuje šroub s matkou a vytvořené pokovené díry do DPS jako přívodní kontakty.

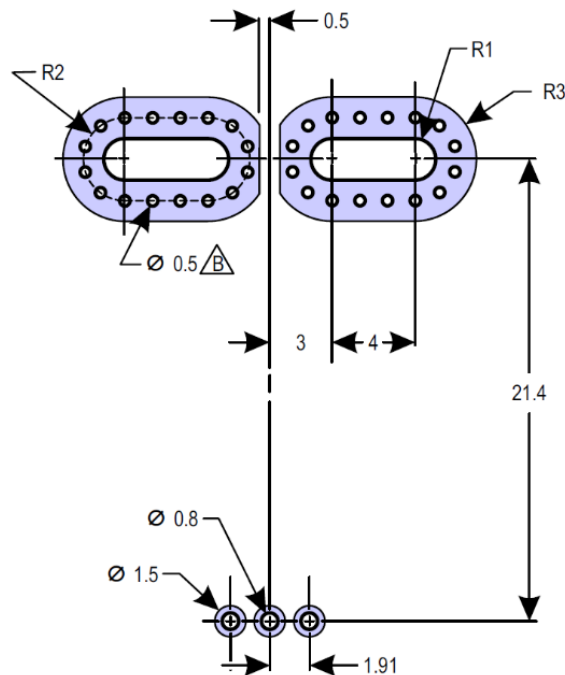
5.5 PROUDOVÉ SENZORY

Snímání proudu je zajištěno pomocí Halloových proudových sond. Při výběru platformy byla hlavním kritériem schopnost měřit proud až do hodnot 200A. Dalšími požadavky byly co nejmenší narušení měřeného obvodu a co nejmenší velikost. Nejvhodnější byl obvod od firmy Allegro Microsystems ACS758ECB 200U v pouzdře PFF. Sensor je k dostání ve dvou variantách s napájením v hodnotě 5V nebo 3,3V. Tyto dvě varianty snesou napájení vyšší, ale i nižší než předepsané hodnoty. Nicméně jsou kalibrovány z továrny na dané napětí a poskytují tak nejpřesnější měření. V návrhu byla použita 5V varianta, a to i přesto, že 3,3V varianta by byla pro návrh vhodnější. To bylo způsobeno dlouhou dodací lhůtou pro 3,3V variantu a celkovou nedostupností v Evropě.

Senzory jsou umístěny k výstupům na fáze U a V. Je potřeba měřit proud najednou pouze na dvou fázích. Zbývající fáze se dopočítá podle Kirchhoffova zákona.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (59)$$

Při použití Halloových proudových senzorů je nutné věnovat zvýšenou pozornost při návrhu layoutu. Doporučený footprint je, jak je vidět na obr. 31, poměrně neobvyklý. Spodní část senzoru je dobré k vylepšení odolnosti proti rušení elektromagnetickým polem magneticky odstínit pomocí speciální magnetické stínící folie (MuMetal folie) nebo obyčejným kovovým plíškem.

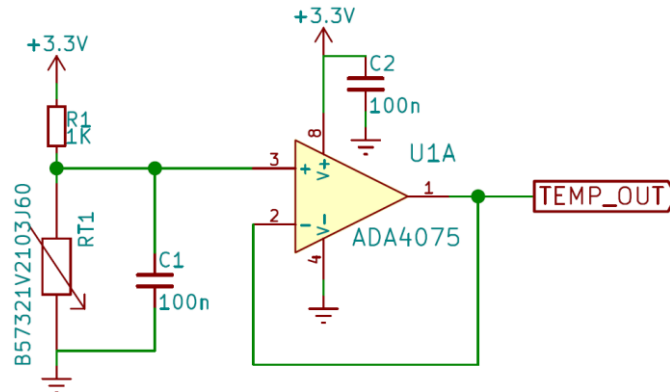


Obr. 31 Footprint proudového senzoru ACS758/PFF, v mm

Zdroj: [79]

5.6 TEPLOTNÍ SENZORY

Jako teplotní senzory byly v návrhu zvoleny negativní termistory v SMD provedení. Termistor sám o sobě k vyhodnocení teploty nestačí. Je nutné přidat vyhodnocovací obvody. Při výběru termistoru je nutné vybrat jeho klidovou hodnotu a koeficient β , podle něhož je určena rychlost změny odporu v závislosti na teplotě. Termistor se zapojuje většinou spolu se sériovým rezistorem do děliče. Podle polohy termistoru lze určit, zda se vzrůstající teplotou bude snímané napětí klesat nebo stoupat. V návrhu byla použita konfigurace jako na obr. 32, napětí tedy bude se vzrůstající



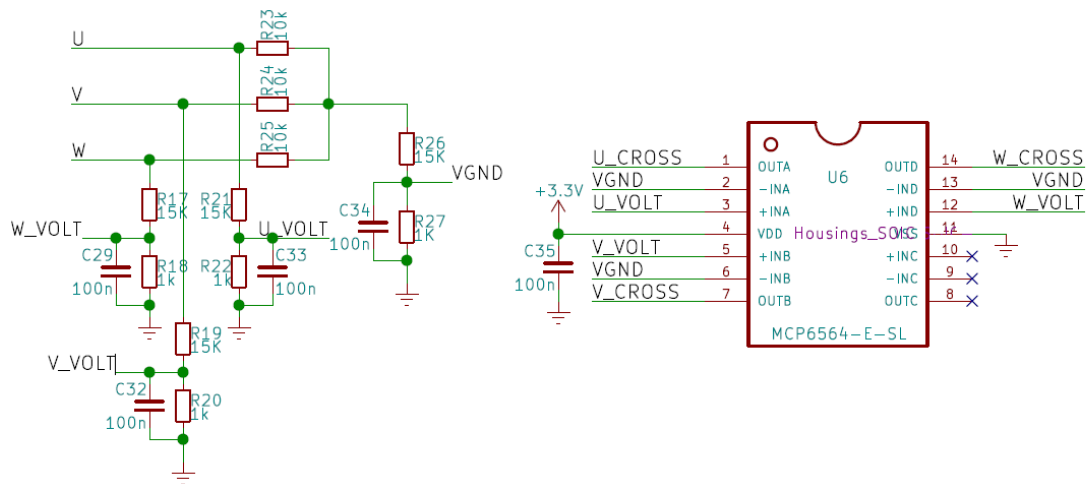
Obr. 32 Schéma teplotního snímání

Zdroj: schéma uvedené v příloze

teplotou klesat. K filtraci případných napěťových špiček slouží paralelní kondenzátor. Signál je dále impedančně upraven napěťovým sledovačem. Klesající napětí bylo zvoleno, kvůli ochraně pinu mikrokontroléru, aby nedosáhlo netolerované úrovně. Klidové hodnoty byly dopočítány podle rovnice (34) z kapitoly 3.3 a pomocí Ohmova zákona. Vybraný termistor má odpor při 25°C 10KΩ a jeho koeficient $\beta = 4000$.

5.7 OBVODY PRO BEZSENZOROVOU DETEKCI

Při návrhu byla jedním z požadavků možnost bezsenzorové detekce polohy. Požadavek byl vyřešen osvědčeným klasickým způsobem. Byl vytvořen umělý středový bod pomocí rezistorové sítě. Vůči virtuálnímu bodu se porovnává průchod b-EMF napětí nulou pomocí napěťových komparátorů. Schéma obvodu je vidět na obr. 33. V integrovaném obvodu U6 se nachází čtyři komparátory. Klíčovou vlastností při výběru komparátorů je rychlost přeběhu, protože do systému detekce polohy nemůže být zaneseno přílišné zpoždění. Vhodného kandidáta představuje například námi použitý komparátor MCP6564 od firmy Microchip, viz [80]. Ze schématu je patrné, že virtuální bod i napěťové úrovně jednotlivých fází jsou přizpůsobeny na komparátorem tolerované úrovně pomocí rezistorových děličů a filtrovány pomocí paralelních kondenzátorů.



Obr. 33 Schéma pro bezsenzorovou detekci polohy rotoru

Zdroj: Schéma uvedené v příloze

5.8 LAYOUT

Vytváření layoutu probíhalo s důrazem na přítomnost velkých proudů. Nejdříve bylo třeba vybrat vhodnou tloušťku mědi a s ní spojené technologické podmínky, které je třeba dodržet. Vyšší tloušťka mědi zajišťuje vyšší proudovou zatížitelnost vodičů. Nicméně při vyšší tloušťce mědi nastává větší podleptání mědi a je tedy nutné dodržet minimální šířku vodiče a mezikruží pro danou šířku mědi. Výsledná tloušťka byla zvolena na 105 μ m což odpovídá minimální šířce vodiče 0,4 mm, minimální izolační mezeře 0,3 mm a minimálnímu mezikruží 0,35 mm². Výška mědi byla zvolena, tak aby rozteče mezi nejmenšími součástkami odpovídaly technologickým podmínkám. Pro proudově namáhané vodiče lze zhruba vypočítat minimální potřebnou šířku vodiče s ohledem na teplotní nárůst. Výpočet se řídí podle normy IPC-D-275 (respektive novější IPC-2211[83]) pro vnitřní a vnější vodiče. Jednotlivé rovnice jsou dány jako [82]:

² Napříč výrobci DPS se mohou technologické podmínky mírně lišit. Při návrhu našeho layoutu byly použity aktualizované technologické podmínky firmy PCB Benešov, viz starší neaktualizované podmínky [81].

$$I_{vnější} = 0,0647(\Delta T^{0,4281}) \cdot (A^{0,6732}) \quad (60)$$

$$I_{vnitřní} = 0,0150(\Delta T^{0,5453}) \cdot (A^{0,7349}) \quad (61)$$

,kde $I_{vnější}$ – maximální proud pro vnější vodiče

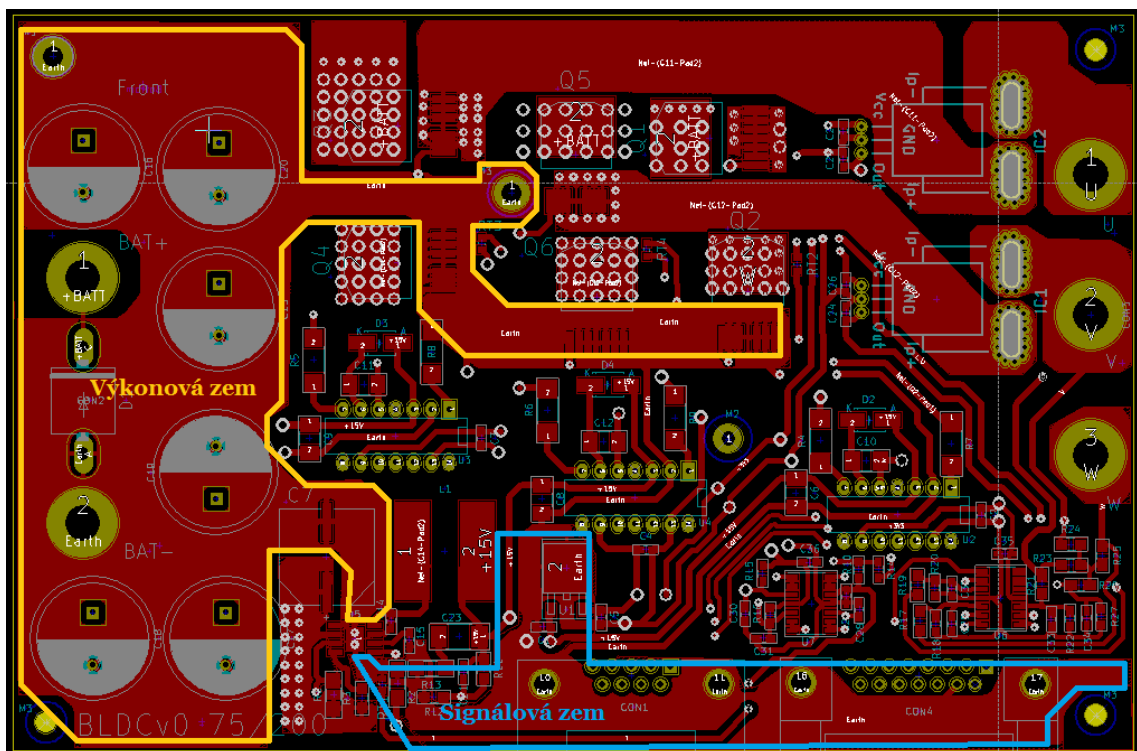
$I_{vnitřní}$ – maximální proud pro vnitřní vodiče

ΔT – nárůst okolní teploty v °C

A – plocha vodiče ve čtverečních milsech.

Bohužel norma je definována pouze do 35A, pro vyšší proudy je norma pouze extrapolována a výsledky jsou nepřesné. [83]

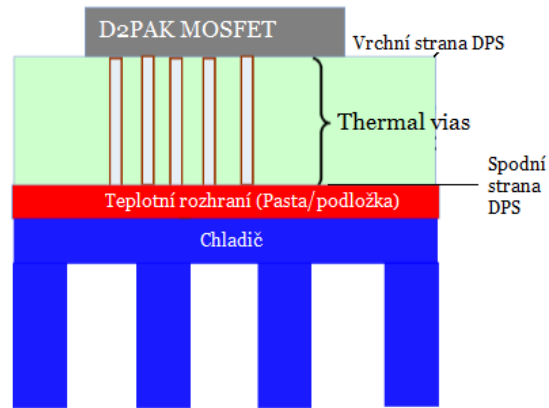
Při návrhu layoutu je nutné dbát zvýšenou pozornost na separaci výkonové a logické části co nejvíce je to možné. V žádném případě by se neměly výkonové součástky uzemňovat pomocí logické země a naopak. Ideálně se mají výkonová a logická část potkat pouze v jednom bodě s úzkým propojením. Vhodné je zvážit galvanické oddělení pomocí optických oddělovačů nebo napěťových regulátorů s galvanicky oddělenou zátěží. Setkání jednotlivých zemí je znázorněno na obrázku 34.



Obr. 34 Layout se znázorněnými zemními částmi

Zdroj: layout uveden v příloze

Odvod tepla s pouzdra výkonového tranzistoru je obvykle řešeno prokovy (tzv. thermal vias). Vytvořené teplo na vrchní vrstvě, kde je tranzistor připájen, je vedeno těmito prokovenými otvory na spodní stranu, kde se rozprostře pomocí zón rozlité mědi a následně přejde na chladič umístěn na spodní straně plošného spoje. Chlazení MOSFETů je znázorněno na obr. 35.



Obr. 35 Chlazení MOSFET tranzistoru s využitím thermal vias

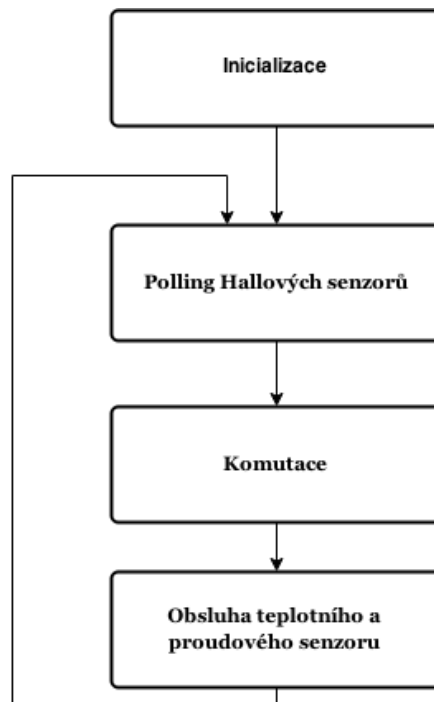
Zdroj: [84], upraveno autorem

Při návrhu výkonových cest je vhodné tyto cesty co nejméně jakkoliv narušovat. Na ostrých rozhraních se spoj chová jako anténa, v případě cest s vysokým přenášeným výkonem dosahuje „anténa“ mnohdy nezanedbatelných vyzařovacích výkonů. Okraje těchto spojů je nutné co nejvíce zaoblit. Vrstva na, které je umístěna výkonová zem by měla vždy o kousek přesahovat přes výkonovou vrstvu s vyšším potenciálem.

Fotky výsledné desky před a po osazení jsou dostupné v příloze na konci.

5.9 SOFTWARE

Programová část byla vyvíjena v prostředí mbed. Jedná se o bezplatné open-source online vývojové prostředí s množstvím dostupných knihoven napsaných komunitou okolo mbedu. Podstatou mbedu je vytvoření ovladačů na nízké úrovni a sjednocení uživatelského rozhraní napříč platformami s výpočetním jádrem ARM. Na vytváření ovladačů se podílí jak firma ARM tak právě skupina zaměstnanců mbed. Výpočetní jednotkou byl zvolen vývojový kit od firmy ST Microelectronics s názvem STM32F302 Nucleo. Tento vývojový kit byl vybrán kvůli velmi nízké ceně a kvůli podpoře vývojového prostředí mbed. Výběr vývojového kitu zabezpečuje podmínku modulární konstrukce a rovněž umožňuje bezproblémový přechod na jinou výpočetní platformu.



Obr. 36 Vývojový diagram programové části

Zdroj: autor diplomové práce

Samotný program je napsán v jazyce C/C++ a je znázorněn na vývojovém diagramu na obr. 36. Six-step komutace je implementována pomocí pollingu Hallových senzorů. V závislosti na výstupu Hallových sond se program větví na různou kombinaci sepnutí digitálního výstupu a aktivování PWM výstupu. Větvení je implementováno na základě komutačního diagramu z obr. 20 z kapitoly 4.1. Sepnutí horní větve tranzistorů není kontinuální, jako je naznačeno na obrázku, ale je řízeno PWM signálem. Celá six-step komutace je k dispozici ve formě knihovny. Stačí tedy importovat knihovnu, přiřadit příslušné piny a v nekonečné smyčce spustit metodu pro odstartování komutace. Příklad použití je znázorněn níže. Parametry konstruktoru třídy jsou postupně piny s Hallovými sondami (HALL_U, HALL_V, HALL_W), dále výstupní PWM piny pro horní větve tranzistorů (Out_U_High, Out_V_High a Out_W_High), výstupní digitální piny pro spodní větve tranzistorů (Out_U_Low, Out_V_Low a Out_W_Low) a nakonec perioda použité PWM modulace v μs , viz další strana.

```

#include "BLDC_Six_Step.h"
#include "mbed.h"

int main() {
    BLDC_Six_Step motor
    (PC_8, PC_6, PC_5, PA_8, PC_1, PA_10, PA_12, PA_11, PB_12, 50);
    while(1){
        motor.Start(0.2f);
    }
}

```

Po proběhnutí komutace se obsluhují teplotní a proudové senzory. Obsluha je implementována pomocí vyčítání příslušných pinů A/D převodníkem a následnou konverzí na mV a zavoláním převodní funkce. Příklad pro teplotní senzor je možné vidět níže. Převodní funkce je implementována pomocí větvení, které přiřadí intervalu naměřené hodnoty v mV hodnotu teploty v °C. Převodní funkce byla sestrojena pomocí datasheetu termistoru ze zdroje [85]. Při vyhodnocování termistorů byla nalezena chyba. Pro každý termistor při stejné teplotě se výsledky liší. To je způsobeno zřejmě nepřesností jednotlivých součástí rezistorového děliče a následného napěťového sledovače. Chyba byla zaznamenána a stane se součástí budoucího vývoje prototypu, kde bude nutné sestrojit převodní funkce ke každému termistoru zvlášť a to pomocí měření.

```

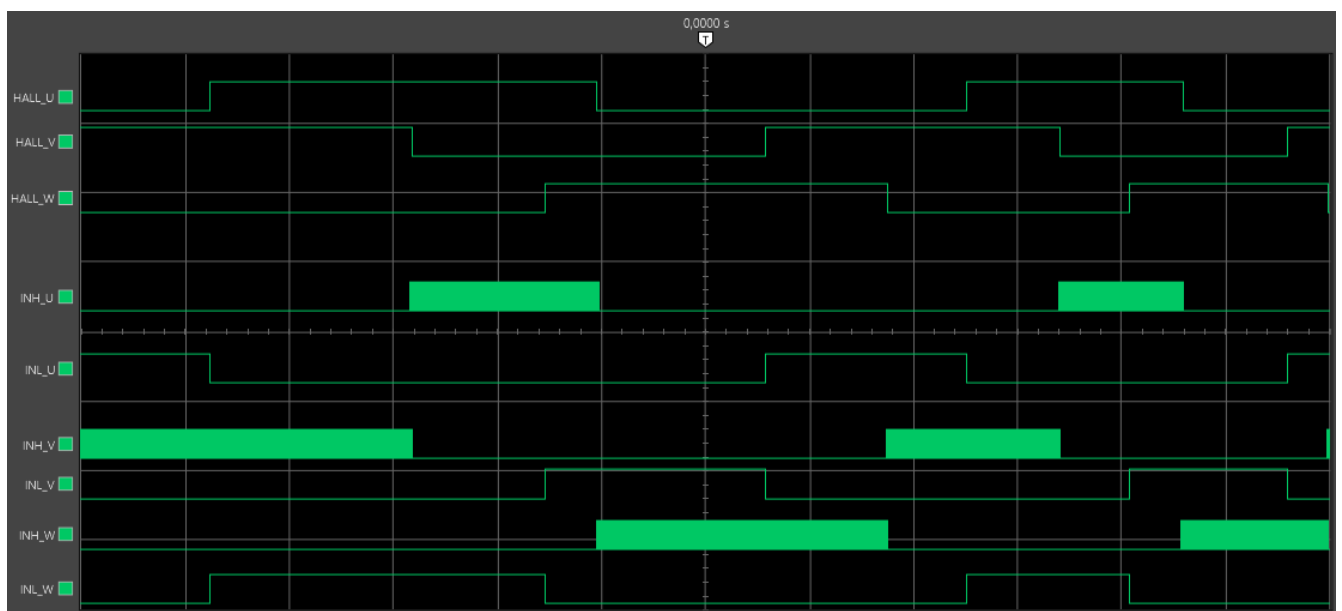
.
.
.
while(1){
.
.
.
T_meas = T_U.read();
T_meas = T_meas * 3300; // konverze na mV
T_meas = prevod(T_meas); // volání převodní funkce
.
.
.
}

```

Pro ověření funkce periférií a desky samotné, byla implementována six-step metoda komutace s vyčítáním proudových a teplotních senzorů. Budoucí vývoj softwaru bude směřovat na použití grafického vývojového nástroje pro implementaci vektorového řízení. Nástroj je k dispozici zdarma od firmy ST Microelectronics, umožňuje identifikaci a sledování parametrů motoru v reálném čase a samozřejmě umožňuje použití vektorového řízení motoru. Nástroj je primárně vyvíjen pro použití s vývojovými deskami od firmy ST Microelectronics, proto je ho obtížné využít i v nepodporovaných deskách.

5.10 MĚŘENÍ

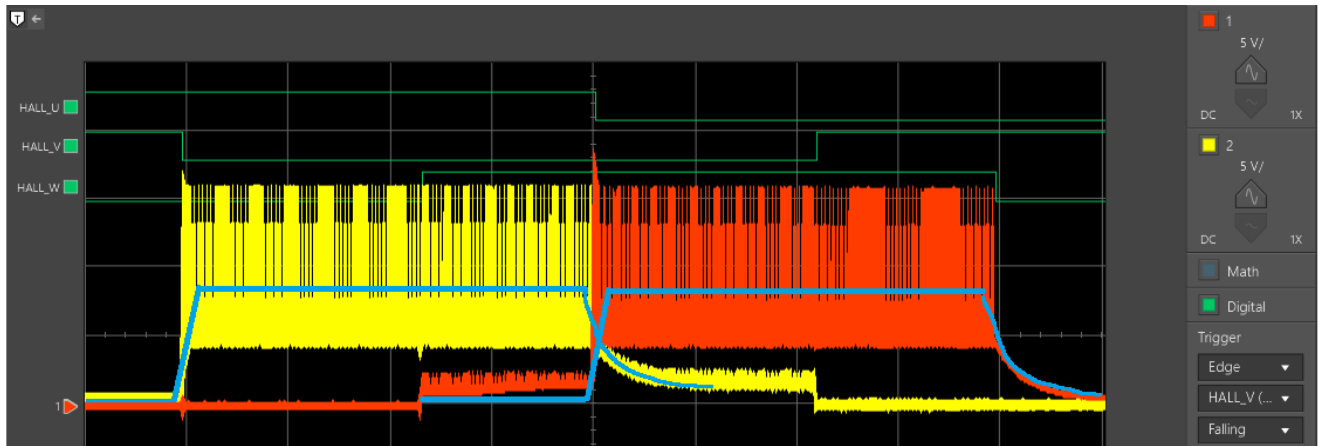
Ověření funkce kontroléru proběhlo pouze na malém modelářském motůrku z důvodů zpoždění výroby vysokovýkonného motoru. Motůrek vyrábí firma EMAX s označením BL2215/20 jeho nominální hodnota napětí je udávána jako 11,1 V. Jedná se o sinusový typ bezkartáčového motůrku. Jelikož jsou na kontroléru umístěny napěťové regulátory, jejichž funkce je podmíněna napětím vyšším než 15V, což je nad limitem pro modelářský motůrek, bylo nutné omezit střídu PWM regulace, aby nedosahovala maximálních hodnot. Měření proběhlo s řízením pomocí six-step metody s detekcí polohy pomocí tří Hallových senzorů. Nejdříve byla otestována správná funkce six-step komutace. Do mikrokontroléru byly přivedeny signály z Hallových senzorů a na výstupu mikrokontroléru byly měřeny průběhy jednotlivých logických signálů pomocí logického analyzátoru. Pokud se manuálně otáčí motůrkem, lze na logickém analyzátoru pozorovat průběhy komutace jako na obr. 37.



Obr. 37 Průběh naměřené six-step komutace

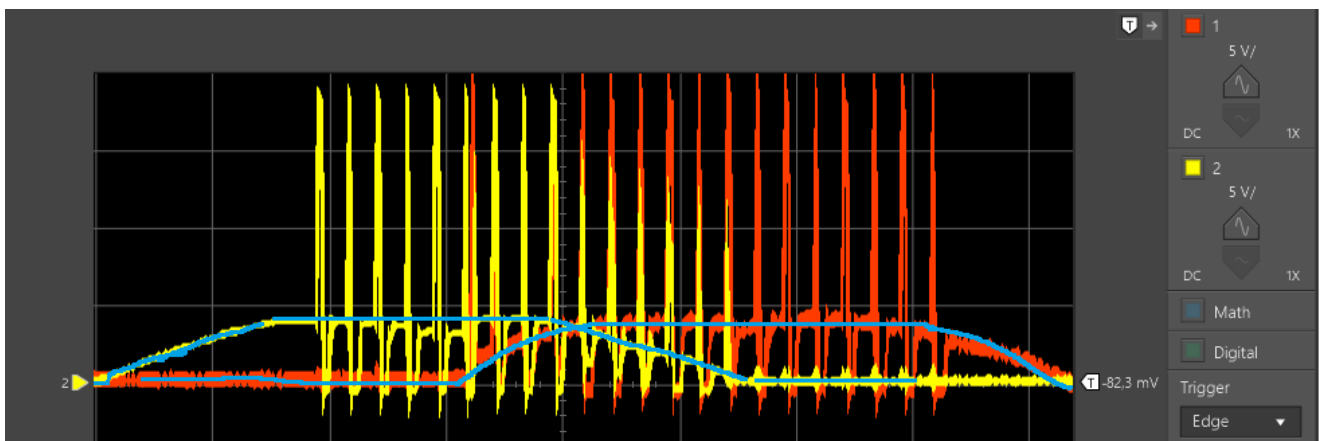
Z naměřených průběhů lze pozorovat, že umístění snímacích Hallových sond není úplně rovnoměrné. Nicméně tento jev může být také způsoben různou roztečí mezi zabudovanými rotorovými magnety. Vyplněné zelené oblasti představují PWM signál, který je použit pro řízení high side tranzistorů jednotlivých větví. Rozlišení časové osy bylo použito 50ms/dílek.

Druhým krokem bylo ověření správné funkce kontroléru. Na výstup se tedy připojila pouze odporová zátěž a bylo třeba ověřit průběhy a hodnoty fázových napětí. Motor byl opět manuálně roztočen. Výsledné průběhy lze pozorovat na obr. 38. Žlutý kanál představuje rozdíl napětí mezi výstupem U a GND. Červený kanál je rozdíl mezi potenciály W a GND. Je vidět, že se při měřítku 5V/dílek na jednotlivých výstupech objevuje očekávané napájecí napětí, které bylo 16V. To je ve výsledku sníženo pomocí střídy PWM modulace. Pro ilustraci je modře naznačen výsledný zidealizovaný průběh. Na obrázku je také vidět korespondence z Hallovými senzory. Rozlišení časové osy bylo nastaveno na 50ms/dílek.

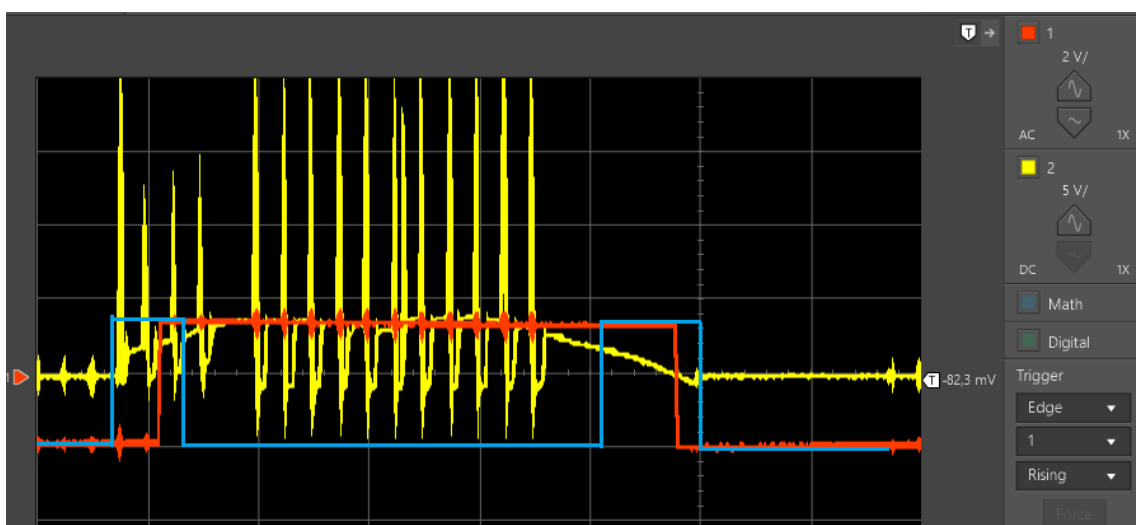


Obr. 38 Výstupní napětí z kontroléru při připojené odporové zátěži

Dalším krokem bylo měření fázových napětí při provozu motůrku. Použité napájecí napětí bylo 18V. Modře je opět naznačen zidealizovaný průběh, viz obr. 39. Lze vidět, že fázové napětí se téměř shodují s teoreticky očekávanými výsledky, které lze pozorovat například v kapitole 4.1 na obr. 20.



Obr. 40 Fázová napětí U a V s připojeným motůrkem



Obr. 39 Průběh fáze U a jí odpovídající signál detekce průchodu b-EMF nulou

Posledním krokem bylo měření signálů z komparátorů, které hlídají průchod b-EMF napětí nulou. Z naměřených průběhů bylo zjištěno, že hlídací mechanismus není funkční pro fázi s označením W. Závadě nebyla věnována větší pozornost, protože kontrolér bude většinou provozován ze senzorovou detekcí užitím Hallovy sondy. Řešení chyby bylo odloženo na budoucí vývoj kontroléru. Průběhy pro ostatní fáze dávaly výsledky odlišné od teoreticky očekávaných, což může být způsobeno zvoleným poměrem odporových děličů. Ty jsou navrženy na vyšší b-EMF napětí, protože se předpokládá s připojením motorů s vyšším výkonem a tedy vyšší hodnotou b-EMF napětí. Naměřené průběhy pro fázi U a jí odpovídající signál detekce průchodu nulou (U_CROSS) lze pozorovat na obr. 40, kde je modře naznačen očekávaný průběh.

6 ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo seznámení s obecnou problematikou bezkartáčových motorů a jejich řízením. Dalším cílem bylo navrhnout jak po stránce hardwaru, tak po stránce programového vybavení mikrokontrolérem řízený kontrolér BLDC motoru. Výsledný návrh byl zrealizován a funkce prototypu ověřena měřením.

Úvod do problematiky bezkartáčových motorů poskytuje kapitola 2, kde jsou uvedeny možné konstrukce BLDC motoru, jeho parametry, vlastnosti a přednosti oproti jiným běžně používaným elektrickým motorům. Bezkartáčový motor ke svému provozu potřebuje znát polohu rotoru, což je obvykle zajištěno buďto senzorem, nebo bezsenzorovou zpětnovazební částí. Kapitola 3 navazuje na předchozí kapitolu popisem neméně důležité sensorické části motorového systému. Tato část detekuje polohu rotoru a monitoruje provozní parametry motoru s důrazem na bezpečný a nedestruktivní chod. První polovina kapitoly 4 nabízí přehled nejčastěji používaných metod k řízení elektronicky komutovaných motorů. Druhá polovina popisuje pokročilejší a složitější algoritmy řízení, které představují budoucí směr vývoje řízení bezkartáčových motorů.

Návrh celého systému motorového kontroléru je představen v kapitole 5. Úvod této kapitoly je věnován výběru správných výkonových součástek s ohledem na možnost připojení motorů s vysokým výkonem a s tím související vzniklé tepelné ztráty. Od výběru výkonových tranzistorů se dále odvíjí zbytek systému. Pro spínání tranzistorů jsou potřeba gate drivery, které je nutné napájet správným napájecím napětím, vyrobeným napěťovými regulátory. Zbytek systému představuje část s nízkým napětím 3,3V. Tato část monitoruje provozní parametry desky a zajišťuje komutaci pomocí logických signálů z mikrokontroléru. Vzhledem k univerzálnosti a modulární konstrukci je mikrokontrolér umístěn na zvláštní desce, která je připojena pomocí propojovacích kabelů. Vlastní návrh plošného spoje klade důraz na přítomnost velkých výkonů. V souladu s tímto požadavkem byla zvolena technologie s tlustší vrstvou mědi 105 μm a s tím dále související minimální šířkou vodičů a izolačních mezer podle technologických pravidel výrobce plošného spoje. Více jsou jednotlivá omezení spojená s návrhem výkonové desky uvedena v kapitole 5.8.

Při hardwarové realizaci vzniklo několik problémů. Asi na první pohled největším nedostatkem byly malé průměry vrtaných děr pro montáž velkých vstupních elektrolytických kondenzátorů. Díry byly na zkoušku u jednoho kondenzátoru převrtány, nicméně výsledek nebyl uspokojivý a bylo navrženo řešení vybrat jiné vyhovující kondenzátory. Druhým problémem byl nefunkční systém pro bezsenzorovou detekci fáze W. Příčina tohoto nedostatku nebyla v době dopisování diplomové práce odhalena, ale autorovi se podařilo alespoň zúžit možné příčiny tohoto problému (špatné pájení, nefunkční vstup komparátoru). Nicméně je důležité zdůraznit, že systém pro bezsenzorovou detekci byl spíše doplňující funkcí, a proto se autor diplomové práce v této fázi svého projektu omezil pouze na zúžení možných příčin, ale odstranění tohoto problému se bude věnovat v další fázi, která začne po odevzdání diplomové práce. Oživení prototypu se s překonáním menších dílčích problémů obešlo bez závažnějších potíží.

K ověření funkce prototypu bylo třeba řídit desku pomocí naprogramovaného mikrokontroléru. K řízení desky byl vybrán vývojový kit Nucleo s procesorem STM32F302R8. Ověření funkce proběhlo pomocí implementace six-step metody řízení se zpětnou vazbou z Halloových sond. Six-step metoda byla naprogramována ve vývojovém prostředí mbed a byla z ní vytvořena univerzální knihovna platformami podporující prostředí mbed. Mbed je open-source online vývojové prostředí, které sjednocuje uživatelské rozhraní napříč platformami používající výpočetní jádro od firmy

ARM. Dále byly rovněž vytvořeny funkce pro obsluhu teplotních a proudových senzorů. Zde se vyskytly problémy s převodními funkcemi. Návrh řešení byl popsán v kapitole 5.9.

V úplném závěru práce je funkce kontroléru ověřena na malém modelářském motůrku. Změřené průběhy přibližně odpovídají teoreticky očekávaným průběhům. Bohužel se zatím nepovedlo kvůli absenci silného zdroje, ale především kvůli absenci výkonového motoru, který je stále ve výrobě, ověřit výkonovou zatížitelnost desky.

Výsledkem diplomové práce je tedy rešerše z oblasti bezkartáčových motorů a funkční prototyp motorového kontroléru. Budoucí vývoj platformy bude spočívat v testování chování desky při vysokém zatížení a v implementaci pokročilých řídicích algoritmů, pro které je deska připravena. Porovnáním dosažených parametrů bude vybrána nejvhodnější kombinace metody řízení a hardwarové implementace. Tato vhodná kombinace bude realizována na nové desce, u které bude kladen důraz hlavně na bezpečnost a bezúdržbový chod.

7 SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1 Znázornění typů konstrukcí vlevo „inrunner“, vpravo „outrunner“.....	4
Obr. 2 Třífázové zapojení do hvězdy.....	5
Obr. 3 Diagram spínání fází elementárního řízení.....	5
Obr. 4 Momentová rychlostní charakteristika BLDC motoru	7
Obr. 5 Náhradní schéma BLDC motoru	8
Obr. 6 Schéma kontroléru motoru	11
Obr. 7 Umístění vnějších Hallových senzorů	14
Obr. 8 Schéma elektrického resolveru	15
Obr. 9 Vlevo absolutní a vpravo inkrementální typ disku	16
Obr. 10 Schéma obvodu pro detekci průchodu b-EMF nulou	18
Obr. 11 Vlevo PWM-OFF metoda, vpravo PWM-ON metoda.....	19
Obr. 12 $e_a - bEMF$; v_3 – suma všech bEMF v místě neutrálního bodu motoru; λ – rotorový magnetický tok a jeho třetí harmonická složka; i_x – fázové proudy	21
Obr. 13 Zapojení bočníku před zátěž (high-side)	24
Obr. 14 Zapojení bočníku za zátěž (low-side).....	24
Obr. 15 Lineární halovy proudové sensory, zleva PFF,SOIC, toroid + sensor	25
Obr. 16 Schéma proudového transformátoru.....	26
Obr. 17 Typický průběh změny V_{DS} při průchodu proudem I_D	27
Obr. 18 Teplotní charakteristika PTC	28
Obr. 19 Názornější přepínání fází při použití čtyřpólového rotoru	30
Obr. 20 Diagram spínání fází při six-step metodě	30
Obr. 21 Blokové schéma sinusové komutace	31
Obr. 22 Znázornění Clarkovy transformace ze systému (a,b,c) na (α,β)	32
Obr. 23 Představa souřadnicového systému (d,q).....	33
Obr. 24 Blokové schéma FOC regulace	34
Obr. 25 3-f SVPWM diagram stavů korespondující s (α,β) rovinou.....	35
Obr. 26 Blokové schéma adaptivního systému s referenčním modelem.....	37
Obr. 27 Podobný profil použitého chladiče	43
Obr. 28 Typické zapojení high and low side gate driveru	44
Obr. 29 Znázornění výstupních filtračních kondenzátorů u napájecích obvodů	46
Obr. 30 Znázornění lokálních (decoupling) kondenzátorů.....	47
Obr. 31 Footprint proudového senzoru ACS758/PFF, v mm	48
Obr. 32 Schéma teplotního snímání.....	49
Obr. 33 Schéma pro bezsenzorovou detekci polohy rotoru.....	50
Obr. 34 Layout se znázorněnými zemnicími částmi.....	51
Obr. 35 Chlazení MOSFET tranzistoru s využitím thermal vias.....	52
Obr. 36 Vývojový diagram programové části	53
Obr. 37 Průběh naměřené six-step komutace	55
Obr. 38 Výstupní napětí z kontroléru při připojené odporové zátěži	56
Obr. 39 Fázová napětí U a V s připojeným motůrkem.....	56
Obr. 40 Průběh fáze U a jí odpovídající signál detekce průchodu b-EMF nulou.....	56

8 SEZNAM LITERATURY

- [1] PILLAY, P. a R. KRISHNAN. Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1989, vol. 25, issue 2, s. 265-273. DOI: 10.1109/28.25541.
- [2] Rclab.info: The basics of electric power: Brushless motors. [online]. [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: <http://www.rclab.info/2014/01/the-basics-of-electric-power-brushless.html>
- [3] WILSON, Dave. TI Motor Control Compendium. In: [online]. 2010 [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: http://focus.ti.com/download/trng/docs/c2000/TI_MotorControlCompendium_2010.pdf
- [4] YEDAMAL, Padmaraja. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamental. *Microchip application note: AN885* [online]. 2003 [cit. 2015-03-18]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>
- [5] KHURRAM, Ali. *Position and speed sensorless control of permanent magnet synchronous motors*. Ann Arbor, 2001. Dostupné z: <http://ezproxy.techlib.cz/login?url=http://search.proquest.com/docview/304708896?accountid=119841>. Dizertační práce. Michigan State University.
- [6] QUEEN, Robbie. MOOG Application Note: Motor Constant Great Equalizer. In: [online]. 2008. vyd. [cit. 2015-03-18]. Dostupné z: http://www.motioncomp.com/pdfs/Motor_Constant_Great_Equalizer.pdf
- [7] SMMA: General Motor Terminology. In: [online]. [cit. 2015-03-18]. Dostupné z: http://www.smma.org/pdf/SMMA_motor_glossary.pdf
- [8] MUŽÍKOVÁ, Vendula. *Přímé řízení momentu synchronního motoru s permanentními magnety – simulační studie*. Plzeň, 2012. Dostupné z: https://otik.uk.zcu.cz/bitstream/handle/11025/5050/DP_Vendula_Muzikova.pdf?sequence=1. Diplomová práce. Západočeská univerzita v Plzni.
- [9] HU, B, J LEE, S SATHIAKUMAR a Y SHRIVASTAVA. A novel sensorless algorithm of the trapezoidal back-electromagnetic force brushless DC motors from near-zero to high speeds. *Australian Journal of Electrical* [online]. 2012, vol. 9, issue 3 [cit. 2015-03-19]. DOI: 10.7158/e11-922.2012.9.3.
- [10] MOZAFFARI NIAPOUR, S.A.KH., S. DANYALI, M.B.B. SHARIFIAN a M.R. FEYZI. Brushless DC motor drives supplied by PV power system based on Z-source inverter and FL-IC MPPT controller. In: *Energy Conversion and Management* [online]. 2011, s. 3043-3059 [cit. 2015-03-19]. ISSN 01968904. DOI: 10.1016/j.enconman.2011.04.016. Dostupné z: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S0196890411001464>

- [11] OZTURK, S.B., H.A. TOLİYAT *Low-Cost Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Hall-Effect Sensors*. 2005. ISBN 10.1109/apec.2006.1620610. Dostupné z: <http://www.kves.utc.sk/kvesnew/dokumenty/%C5%A1ep/DTC-Ozturk.pdf>. Diplomová práce. Texas A&M University.
- [12] LU, Yonghai. ST-MICROELECTRONICS. *STM32/8 optimize Motor Control 'Ecosystem'*. Dostupné z: <http://img.dianziq.com/wendaimg/5e906680e7f28fdea8c92b9b4ac86e5fb48b1c2b.pdf>
- [13] BROWN, Ward. Brushless DC Motor Control Made Easy: Microchip Application Note AN857. [online]. 2002, s. 48 [cit. 2015-03-02]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00857a.pdf>
- [14] LEPKA, Jaroslav a Pavel GRASBLUM. FREESCALE SEMICONDUCTOR, Rožnov p. R. *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory: Učební texty ke kurzům* [online]. Brno, 2011 [cit. 2015-04-21]. Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [15] MIDWEST RESEARCH INSTITUTE (KANSAS CITY, MO.), & UNITED STATES. (1975). *Brushless DC motors*. Washington, D.C., National Aeronautics and Space Administration. Dostupné z: <http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19750007247.pdf>
- [16] HONEYWELL. *Hall Effect Sensing and Application* [online]. Freeport, Illinois [cit. 2015-04-04]. Dostupné z: http://sensing.honeywell.com/index.php?ci_id=47847
- [17] GAMAZO-REAL, José Carlos, Ernesto VÁZQUEZ-SÁNCHEZ a Jaime GÓMEZ-GIL. Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends. *Sensors*. 2010, vol. 10, issue 7, s. 6901-6947. DOI: 10.3390/s100706901. Dostupné z: <http://www.mdpi.com/1424-8220/10/7/6901/>
- [18] [online]. [cit. 2015-04-06]. Dostupné z: <http://www.amci.com/tutorials/images/resolver-schematic.gif>
- [19] Tutorials: Resolver vs Encoder. [online]. [cit. 2015-04-06]. Dostupné z: http://www.optoresolver.com/help/tutorials/resolver_v_encoder.htm
- [20] ARMSTRONG, Rick. Feedback for servos. *Mach. Des.* 77(6), pp. 103-104, 106, 108, 110. 2005. Dostupné z: <http://ezproxy.techlib.cz/login?url=http://search.proquest.com/docview/29364136?accountid=119841>.
- [21] SYED, Sana. Rotary encoders: Understanding for practical implementation. [online]. [cit. 2015-04-07]. Dostupné z: <http://www.electro-labs.com/rotary-encoders-understanding-practical-implementation/>

- [22] Přehled metod pro bezsenzorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety. In: [online]. [cit. 2015-04-21]. Dostupné z: http://control.fs.cvut.cz/sites/default/files/Reserse_bezenszorove_ri_zeni.pdf
- [23] ST MICROELECTRONICS. *AN1946 APPLICATION NOTE: SENSORLESS BLDC MOTOR CONTROL AND BEMF SAMPLING METHODS WITH ST7MC*. Dostupné z: http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/application_note/CD00020086.pdf
- [24] ST MICROELECTRONICS. *AN1130 Application Note: An Introduction To Sensorless Brushless DC Motor Drive Applications With The ST7214*. 2000. Dostupné z: http://www.veech.com/index_files/DC%20Motor%20Control.pdf
- [25] SHAO, Jianwen, D. NOLAN a T. HOPKINS. A novel direct back EMF detection for sensorless brushless DC (BLDC) motor drives. *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)* [online]. 2002 [cit. 2015-04-22]. DOI: 10.1109/apec.2002.989224.
- [26] MOREIRA JC. A study of saturation harmonics with applications in induction motor drives [dissertation]. ProQuest, UMI Dissertations Publishing; 1990.
- [27] MOREIRA, J.C., K.T. HUNG, T.A. LIPO a R.D. LORENZ. A simple and robust adaptive controller for detuning correction in field-oriented induction machines. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1992, vol. 28, issue 6, s. 1359-1366 [cit. 2015-04-22]. DOI: 10.1109/28.175289.
- [28] MOREIRA, J.C. Indirect sensing for rotor flux position of permanent magnet AC motors operating over a wide speed range. *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1996, vol. 32, issue 6, s. 1394-1401 [cit. 2015-04-22]. DOI: 10.1109/28.556643.
- [29] BECERRA, R.C., T.M. JAHNS a M. EHSANI. *Four-quadrant sensorless brushless ECM drive* [online]. [cit. 2015-04-23]. ISBN 10.1109/apec.1991.146165.
- [30] LUENBERGER, D., Hieu TRINH, Tyrone FERNANDO, Christopher A. FARAONE, F. S. NAIDEN, Jan Willem POLDERMAN a Jan C. WILLEMS. An introduction to observers. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1971, vol. 16, issue 6, s. 341-382. DOI: 10.3403/01510333.
- [31] LEPKOWSKI, Jim a MICROCHIP TECHNOLOGY INC. AN894: Motor Control Sensor Feedback Circuit. In: [online]. 2003 [cit. 2015-04-24]. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00894a.pdf>
- [32] GILBERT, Joe a Ray DEWEY. ALLEGROMICROSYSTEM,LLC. *AN27702: Linear Hall-Effect Sensor ICs*. Worcester,MA, 2002.

- [33] Allegro MicroSystems: Current Sensor ICs. [online]. [cit. 2015-04-25]. Dostupné z: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs.aspx>
- [34] POPEK, J., Porovnání vlastností přístrojových transformátorů proudu a proudových senzorů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 62 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. David Topolánek
- [35] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFS3107-7PPBF Datasheet*. 2014. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfs3107-7ppbf.pdf>
- [36] CHOKHAWALA, R., J. CATT a L. KIRALY. A discussion on IGBT short circuit behavior and fault protection schemes. *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 1993. DOI: 10.1109/apec.1993.290690.
- [37] VALENTINE, R.J. Power module control design. *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. 1995, s. 1684-1693. DOI: 10.1109/ias.1995.530394.
- [38] HUR, Jin-Huek, Tae-Gu LEE, Sun-Ae MOON, Sang-Jae LEE, Hoseon YOO, Seung-Jae MOON a Jae-Heon LEE. Thermal reliability analysis of a BLDC motor in a high-speed axial fan by the accelerated-life test and numerical methods. In: *Heat and Mass Transfer* [online]. 2008, s. 1355-1369 [cit. 2015-04-26]. ISSN 0947-7411. DOI: 10.1007/s00231-008-0375-7. Dostupné z: <http://link.springer.com/10.1007/s00231-008-0375-7>
- [39] ŠPRINGL, Vít. Měření teploty - polovodičové odporové senzory teploty. In: *Www.hw.cz* [online]. 2004 [cit. 2015-04-26]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/dokumentace/mereni-teploty-polovodicove-odporove-senzory-teploty.html>
- [40] AKIN, Bilal; BHARDWAJ, Manish. Trapezoidal control of BLDC motors using hall effect sensors. *Texas instruments*, 2010.
- [41] What is commutation and how does it affect linear motor performance?. *Aerotech Blog* [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://motioncontrol.aerotech.com/2012/08/08/commutation-and-linear-motors/>
- [42] NOLAN, Dennis. Torque Production Using 6 Step VS. Sinusoidal Commutation for BLDC Motors. [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/conference_paper/TP%201535%20technical%20article.pdf
- [43] SHIYOUNG, Lee. A Comparison Study Of The Commutation Methods For The Three - Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor. [online]. [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.magnelab.com/wp-content/uploads/2015/02/A->

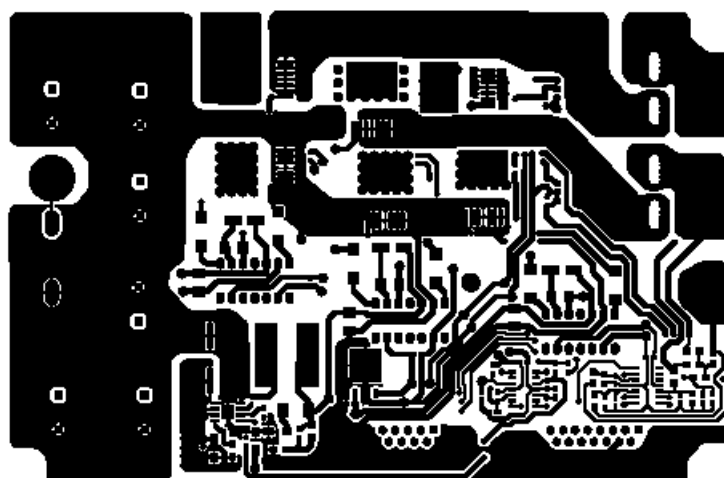
- [comparison-study-of-the-commutation-methods-for-the-three-phase-permanent-magnet-brushless-dc-motor.pdf](#)
- [44] LIU, Tzu-Yu, Cheng-Hu CHEN, Wen-Chun CHI a Ming-Yang CHENG. Study on the current control loop of PMSM based on sinusoidal commutation. *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems* [online]. 2011 [cit. 2015-04-27]. DOI: 10.1109/peds.2011.6147324.
- [45] . AVR449: Sinusoidal driving of 3-phase permanent magnet motor using ATtiny261/461/861. [online]. 2007 [cit. 2015-04-27]. Dostupné z: <http://www.atmel.com/Images/doc8030.pdf>
- [46] SIMON, Erwan. TEXAS INSTRUMENTS. *Application Report SPRA588: Implementation of a Speed Field Oriented Control of 3-phase PMSM Motor using TMS320F24*. 1999. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/spra588/spra588.pdf>
- [47] JOHN, Joseph P, S. Suresh KUMAR a B. JAYA. Space Vector Modulation based Field Oriented Control scheme for Brushless DC motors. *2011 International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology* [online]. 2011 [cit. 2015-04-27]. DOI: 10.1109/icetect.2011.5760141.
- [48] RUDOLF, Ladislav. *Algoritmy generování trojfázové sinusové pulsní šířkové modulace*. Brno, 2009. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=18723. Bakalářská práce. VUT v Brně.
- [49] PONDER, Aaron. Space Vector Pulse Width Modulation in Wind Turbines' Generator Control. *Oregon tech class* [online]. REE547 [cit. 2015-04-28]. Dostupné z: http://www.academia.edu/6495069/Space_Vector_Pulse_Width_Modulation_SVPWM
- [50] BENJAK, O. a D. GERLING. Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods. *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010* [online]. 2010 [cit. 2015-04-28]. DOI: 10.1109/icelmach.2010.5607978.
- [51] BENJAK, O. a D. GERLING. Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods. *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*. 2010. DOI: 10.1109/icelmach.2010.5607980.
- [52] Tashakori, A., M. Ektesabi, and N. Hosseinzadeh. 2011. Modeling of BLDC motor with ideal back-EMF for automotive applications. *Lecture Notes in Engineering and Computer Science* 2191, (1): 1504-1508
- [53] FEL ČVUT. *Stavový popis, linearizace: Teorie dynamických systémů*. Dostupné z: https://support.dce.felk.cvut.cz/pub/roubalj/teaching/TDS/seminars/TDS_cv2_spls.pdf

- [54] PITRA, Michal. *Adaptivní regulátory s principy umělé inteligence v prostředí Matlab - B&R*. Brno, 2008. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=6389. Diplomová práce. VUT Brno.
- [55] JOHNSON, J.P., M. EHSANI a Y. GUZELGUNLER. Review of sensorless methods for brushless DC. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*. 1999, s. 167-207. DOI: 10.1002/9781118188347.ch6.
- [56] KIM, Joohn-Sheok a Seung-Ki SUL. High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer. *IAS '95. Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference Thirtieth IAS Annual Meeting*. 1995. DOI: 10.1109/ias.1995.530286.
- [57] SENJYU, T. a K. UEZATO. Adjustable speed control of brushless DC motors without position and speed sensors. *Proceedings IEEE Conference on Industrial Automation and Control Emerging Technology Applications*. 1995. DOI: 10.1109/iacet.1995.527556.
- [58] SOLSONA, J., M.I. VALLA a C. MURAVCHIK. A nonlinear reduced order observer for permanent magnet synchronous motors. *Proceedings of IECON'94 - 20th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. 1994. DOI: 10.1109/iecon.1994.397746.
- [59] BOJOI, R., M. PASTORELLI, J. BOTTOMLEY, P. GIANGRANDE a C. GERADA. Sensorless control of PM motor drives — A technology status review. *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. 2013. DOI: 10.1109/wemded.2013.6525177.
- [60] SICOT, L., S. SIALA, K. DEBUSSCHERE a C. BERGMANN. Brushless DC motor control without mechanical sensors. *PESC Record. 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1996. DOI: 10.1109/pesc.1996.548607.
- [61] BOLOGNANI, S., R. OBOE a M. ZIGLIOTTO. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1999, vol. 46, issue 1, s. 184-191. DOI: 10.1109/41.744410.
- [62] Benjak, O., O. Benjak, D. Gerling, and D. Gerling. 2010. Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor, part III: Methods based on saliency and signal injection. 2010 International Conference on Electrical Machines and Systems: 873-878
- [63] Repecho, V., D. Biel, and A. Arias. 2014. Sliding mode abc current control for PMSM drives with an enhanced high frequency injection algorithm for sensorless operation. 2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE): 908-913

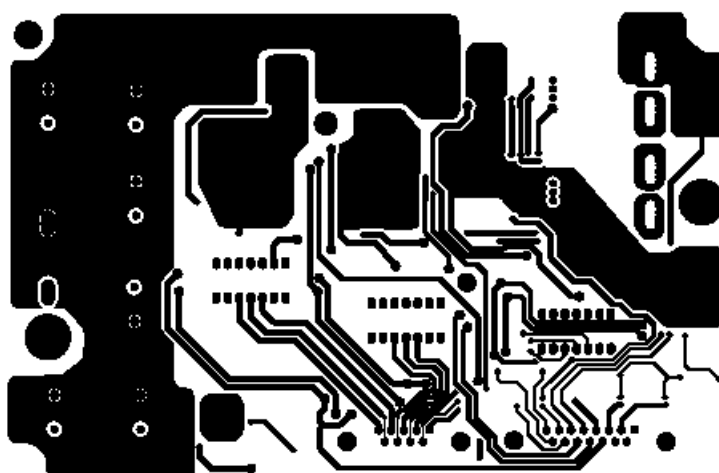
- [64] CHALUPNÍK, Vitalij. Biologické algoritmy (4): Neuronové sítě. In: *Www.root.cz* [online]. [cit. 2015-04-29]. Dostupné z: <http://www.root.cz/clanky/biologicke-algoritmy-4-neuronove-site/>
- [65] CHANG, Ming-Hung, Hung-Ching LU a Cheng-Hung TSAI. Fuzzy neural network design with switching strategy for permanent-magnet synchronous motor speed controller. *2007 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics*. 2007. DOI: 10.1109/icsmc.2007.4413656.
- [66] BATZEL, T.D. a K.Y. LEE. An approach to sensorless operation of the permanent-magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural networks. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2003, vol. 18, issue 1, s. 100-106. DOI: 10.1109/tec.2002.808386.
- [67] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFS3107-7PPbF datasheet*. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfs3107-7ppbf.pdf>
- [68] Graovac, Dusan, Marco Purschel, and Andreas Kiep. "MOSFET power losses calculation using the data-sheet parameters." *Infineon application note 1* (2006).
- [69] Colton, Shane William. *Design and prototyping methods for brushless motors and motor control*. Diss. Massachusetts Institute of Technology, 2010.
- [70] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Current Ratings of Power Semiconductors and Thermal Design*. 2012. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-949.pdf>
- [71] Heatsink Details for 159AB. ABL HEATSINKS. [online]. [cit. 2015-04-30]. Dostupné z: <http://www.abl-heatsinks.co.uk/index.php?page=extrudedproduct&product=13>
- [72] . Sizing a heat sink for a heavy load. In: *Www.sparkfun.com* [online]. 2012 [cit. 2015-04-30]. Dostupné z: <https://www.sparkfun.com/tutorials/314>
- [73] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF: High and Low Side Driver*. 2005. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2110.pdf>
- [74] Dunn, Jamie. "Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive Applications." *AN898 Application Note, Microchip Technology, Chandler, AZ* (2003).
- [75] PANASONIC. *Aluminum Electrolytic Capacitor*. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1676921.pdf>
- [76] VISHAY SEMICONDUCTORS. *Ultra Fast Avalanche Sinterglass Diode*. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/112090.pdf>
- [77] INTERNATIONAL RECTIFIER. *Design Tip: Bootstrap Component Selection For Control IC's*. 2001. Dostupné z: <http://www.irf.com/technical-info/design/tp/dt98-2.pdf>

- [78] Záhlava, Vít. *Metodika návrhu plošných spojů*. České vysoké učení technické, 2000.
- [79] ALLEGRO MICROSYSTEMS LLC. *ACS758xCB: Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor*. Dostupné z: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Fifty-To-Two-Hundred-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS758.aspx>
- [80] MICROCHIP. *MCP6561/1R/1U/2/4: 1.8V Low-Power Push-Pull Output Comparator*. 2013. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/22139C.pdf>
- [81] DUB, Miroslav a Jana PIŠVEJCOVÁ. PCB BENEŠOV. *Technické Podmínky*. 2012. Dostupné z: <http://www.pcb-benesov.cz/cz/documents/TechnickePodminkyPCB2012.pdf>
- [82] Proudová zatížitelnost vodiče. *Www.pragoboard.cz* [online]. [cit. 2015-05-04]. Dostupné z: http://www.pragoboard.cz/proudova_zatizitelnost
- [83] IPC-2221. *Generic Standard on Printed Board Design*. 2012. Dostupné z: <http://www.ipc.org/TOC/IPC-2221B.pdf#xml=http://localhost/taxis/searchipc/pdfhi.txt?query=2221&pr=IPC-NonMember&prox=page&rorder=500&rprox=500&rdfreq=0&rwfreq=1000&rlead=750&rdepth=31&rpop=0&sufs=1&order=r&cq=&sr=-1&id=5544375f365>
- [84] PEINHOPF, Wolfgang. INFINEON. *Application Note AN 2012 - 04: Cooling of thinPAK 8x8*. 2012. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon+-+Application+Note+-+High+Voltage+-+Cooling+of+thinPAK.pdf?fileId=db3a304336797ff901369b53e35d71bb>
- [85] TDK. *NTC thermistors for temperature measurement: SMD NTC thermistors, case size 0603 (1608), standard series*. Dostupné také z: <http://www.farnell.com/datasheets/1899669.pdf>

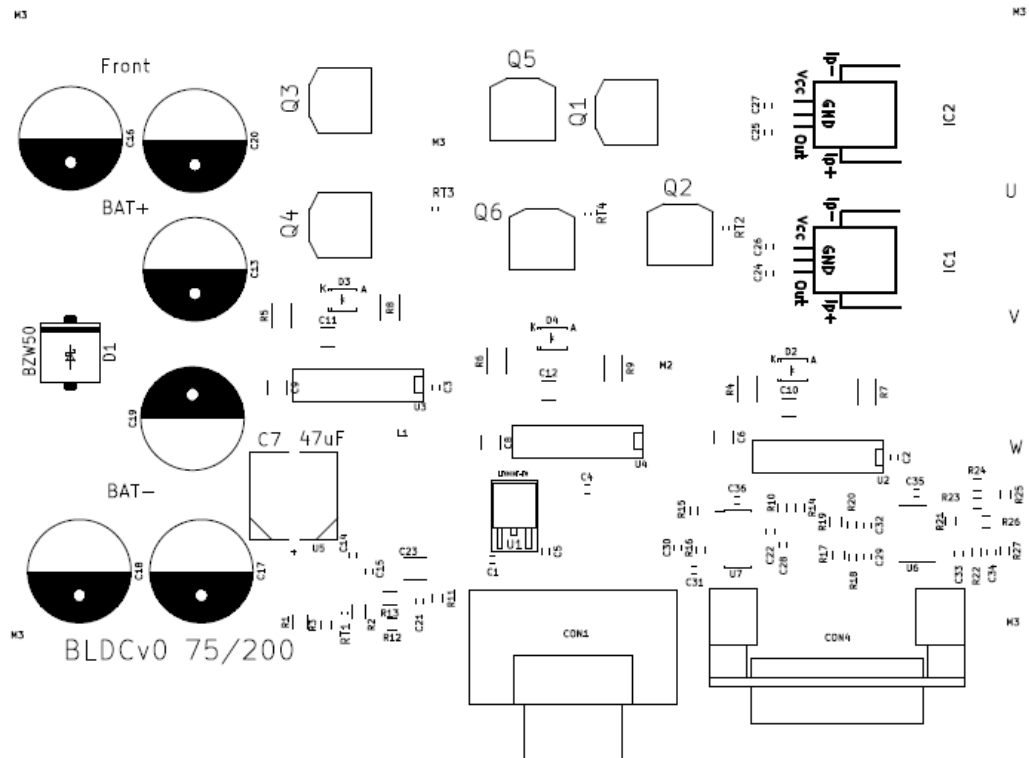
9 PŘÍLOHY



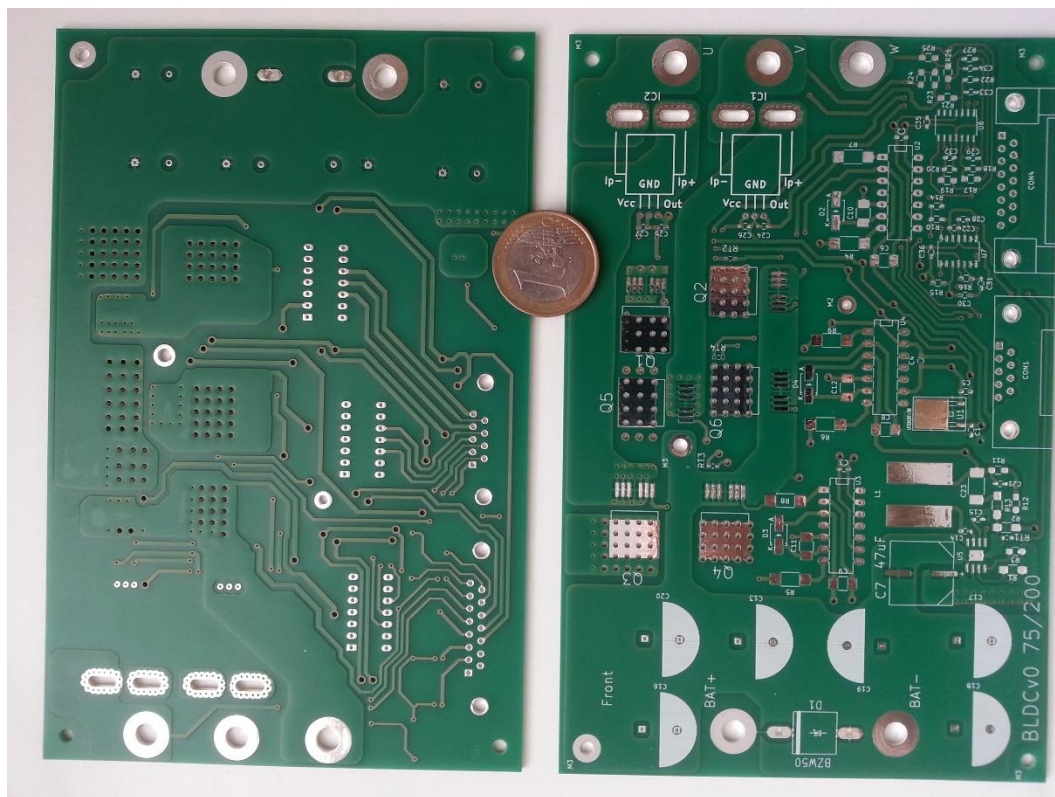
Přední strana layoutu



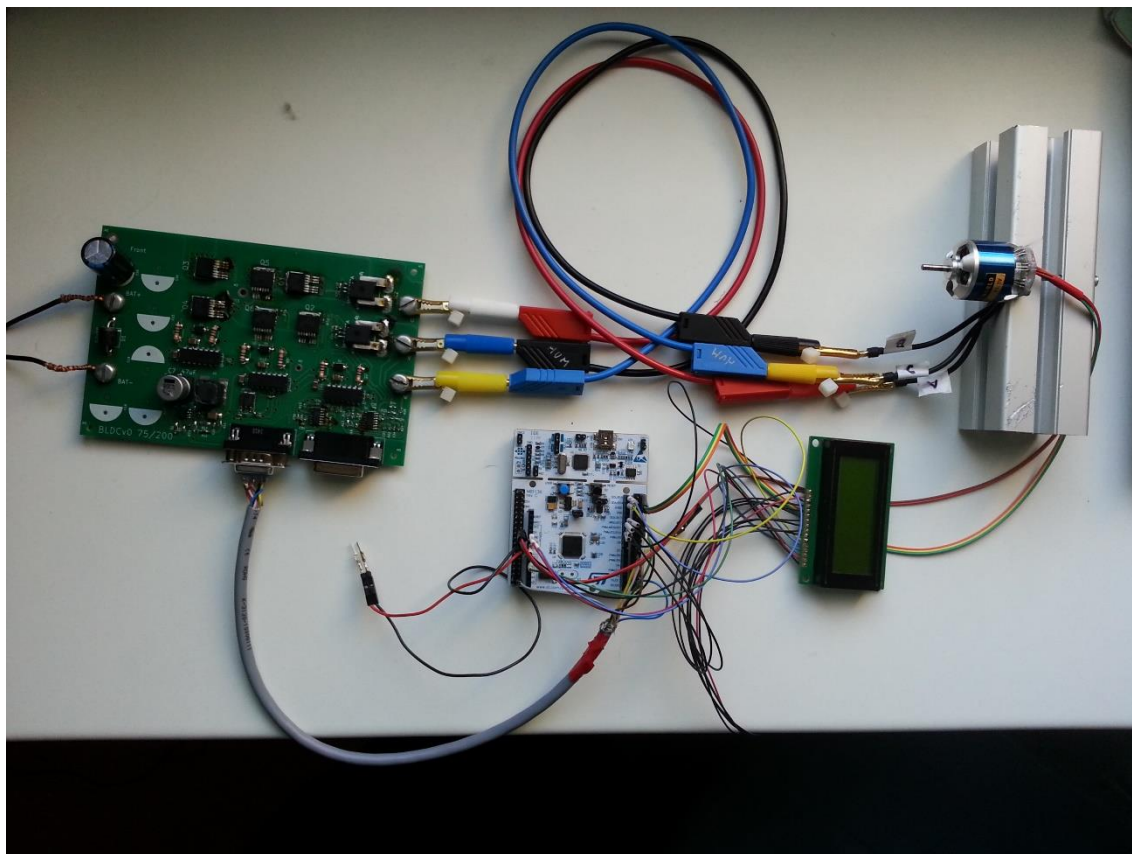
Zadní strana layoutu



Přední potisk DPS



Vyrobená neosazená deska



Osazená deska s připojeným motůrkem, mikrokontrolérem a displejem.

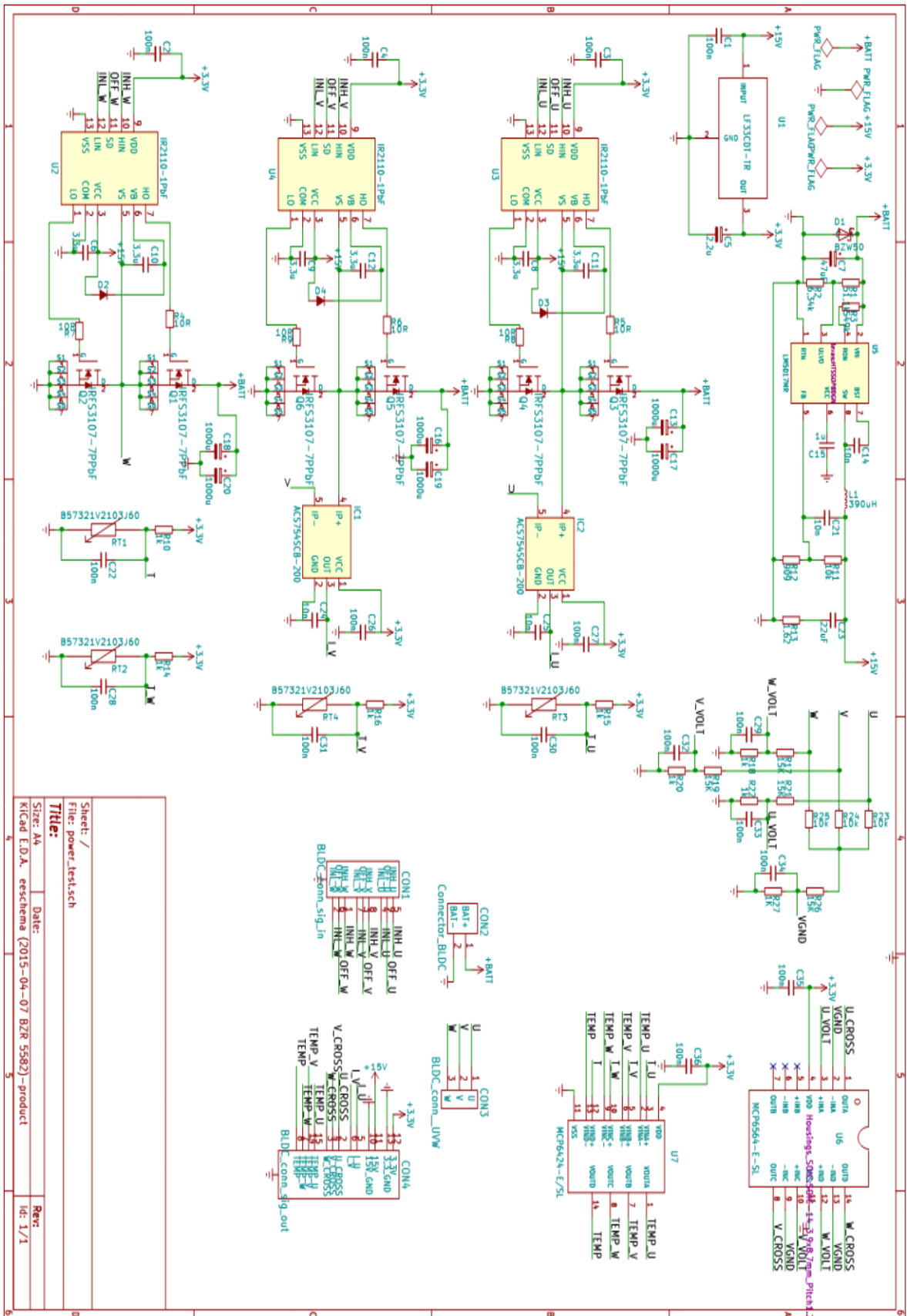


Schéma celého kontroléru

```
#include "mbed.h"
#include "BLDC_Six_Step.h"
#include "TextLCD.h"

InterruptIn my_button(USER_BUTTON);
AnalogIn I_U(PA_0);
AnalogIn T_U(PA_3);
PwmOut display(A1);
Ticker flipper;

float plyn = 0.1f;
float I_meas;
float T_meas;
int i = 0;
TextLCD lcd(D15,D14,D13,D12,D11,D10,TextLCD::LCD20x4);
void pressed() {
    if(plyn < 0.69f){
        plyn= plyn + 0.05f;
    }
    else {
        plyn = 0.1f;
    }
}

void flip() {

    lcd.cls();
    lcd.locate(0,0);
    lcd.printf("Proud:%6.4f",I_meas);
    lcd.locate(0,1);
    lcd.printf("Teplota:%4.0f",T_meas);

}

float prevod ( float T_mV){
    if (T_mV >= 3175 and T_mV <= 3202) return 5;
    if (T_mV >= 3142 and T_mV <= 3174) return 10;
    if (T_mV >= 3102 and T_mV <= 3141) return 15;
    if (T_mV >= 3055 and T_mV <= 3101) return 20;
    if (T_mV >= 3000 and T_mV <= 3054) return 25;
    if (T_mV >= 2935 and T_mV <= 2999) return 30;
    if (T_mV >= 2861 and T_mV <= 2934) return 35;
    if (T_mV >= 2778 and T_mV <= 2860) return 40;
    if (T_mV >= 2684 and T_mV <= 2777) return 45;
    if (T_mV >= 2582 and T_mV <= 2683) return 50;
    if (T_mV >= 2471 and T_mV <= 2581) return 55;
    if (T_mV >= 2352 and T_mV <= 2470) return 60;
    if (T_mV >= 2228 and T_mV <= 2351) return 65;
    if (T_mV >= 2099 and T_mV <= 2227) return 70;
    if (T_mV >= 1967 and T_mV <= 2098) return 75;
    if (T_mV >= 1834 and T_mV <= 1966) return 80;
    if (T_mV >= 1703 and T_mV <= 1833) return 85;
    if (T_mV >= 1574 and T_mV <= 1702) return 90;
    if (T_mV >= 1449 and T_mV <= 1573) return 95;
    if (T_mV >= 1329 and T_mV <= 1448) return 100;
    if (T_mV >= 1216 and T_mV <= 1328) return 105;
```

```

    if (T_mV >= 1109 and T_mV <= 1215) return 110;
    if (T_mV >= 1009 and T_mV <= 1108) return 115;
    if (T_mV >= 917 and T_mV <= 1008) return 120;
    else return 0;
}

int main() {
    display.period_ms(1);
    display.write(0.25);

    lcd.cls();
    BLDC_Six_Step motor
(PC_8, PC_6, PC_5, PA_8, PC_1, PA_10, PA_12, PA_11, PB_12, 50);

    my_button.fall(&pressed);
    flipper.attach(&flip, 0.4);

    while(1){
        //lcd.printf("SystemCoreClock = %d Hz\n", SystemCoreClock);

        T_meas = T_U.read();
        T_meas = T_meas * 3300; // konverze na mV
        T_meas = prevod(T_meas);

        I_meas = I_U.read();
        I_meas = I_meas * 3300 - 396; // konverze na mV a odečíst
klidovou hodnotu proudu 0,396V dle datasheetu
        I_meas = I_meas * 0.1f; // děleno sensitivitou 20mV/A * 2 za
Kirchhoffův zákon => x/20 *2 => x/10 => x*0,1

        motor.Start(plyn);

    }
}

```

Zdrojový kód k demonstraci funkce desky

```

#include "BLDC_Six_Step.h"
#include "mbed.h"

BLDC_Six_Step::BLDC_Six_Step(PinName HALL_U, PinName HALL_V, PinName
HALL_W, PinName Out_U_High, PinName Out_V_High, PinName Out_W_High,
        PinName Out_U_Low, PinName Out_V_Low, PinName
Out_W_Low, int
period_in_us): _HALL_U(HALL_U), _HALL_V(HALL_V), _HALL_W(HALL_W),
        _Out_U_High(Out_U_High), _Out_V_High(Out_V_High), _Out_W_High(Out_W_High
),
        _Out_U_Low(Out_U_Low), _Out_V_Low(Out_V_Low), _Out_W_Low(Out_W_Low){

    _HALL_U.mode(PullDown);
    _HALL_V.mode(PullDown);

```



```
    _HALL_W.mode(PullDown);

    _Out_U_Low = 0;
    _Out_V_Low = 0;
    _Out_W_Low = 0;

    _Out_U_High.period_us(period_in_us);
    _Out_V_High.period_us(period_in_us);
    _Out_W_High.period_us(period_in_us);

    _Out_U_High = 0.0f;
    _Out_V_High = 0.0f;
    _Out_W_High = 0.0f;
}

void BLDC_Six_Step::Start( float speed){

    if(_HALL_U == 0 and _HALL_V == 0 and _HALL_W == 0) { // zero
state

        // myled = 0;
        }
    if(_HALL_U == 1 and _HALL_V == 1 and _HALL_W == 1) { // zero
state

        // myled = 0;
        }

    if(_HALL_U == 1 and _HALL_V == 0 and _HALL_W == 0) {
        _Out_U_Low = 0;
        _Out_V_Low = 0;
        _Out_W_Low = 1;

        _Out_U_High = speed;
        _Out_V_High = 0.0f;
        _Out_W_High = 0.0f;

        // myled = 0;
        }
    if(_HALL_U == 1 and _HALL_V == 1 and _HALL_W == 0) {
        _Out_U_Low = 0;
        _Out_V_Low = 0;
        _Out_W_Low = 1;

        _Out_U_High = 0.0f;
        _Out_V_High = speed;
        _Out_W_High = 0.0f;

        // myled = 1;
        }
    if(_HALL_U == 0 and _HALL_V == 1 and _HALL_W == 0) {
        _Out_U_Low = 1;
        _Out_V_Low = 0;
        _Out_W_Low = 0;

        _Out_U_High = 0.0f;
        _Out_V_High = speed;
        Out W High = 0.0f;

        // myled = 0;
    }
```

```
    }
    if( _HALL_U == 0 and _HALL_V == 1 and _HALL_W == 1) {
        _Out_U_Low = 1;
        _Out_V_Low = 0;
        _Out_W_Low = 0;

        _Out_U_High = 0.0f;
        _Out_V_High = 0.0f;
        _Out_W_High = speed;

        // myled = 1;
    }
    if( _HALL_U == 0 and _HALL_V == 0 and _HALL_W == 1) {
        _Out_U_Low = 0;
        _Out_V_Low = 1;
        _Out_W_Low = 0;

        _Out_U_High = 0.0f;
        _Out_V_High = 0.0f;
        _Out_W_High = speed;

        // myled = 0;
    }
    if( _HALL_U == 1 and _HALL_V == 0 and _HALL_W == 1) {
        _Out_U_Low = 0;
        _Out_V_Low = 1;
        _Out_W_Low = 0;

        _Out_U_High = speed;
        _Out_V_High = 0.0f;
        _Out_W_High = 0.0f;

        //myled = 1;
    }
}
}
```

Zdrojový kód knihovny BLDC_Six_Step