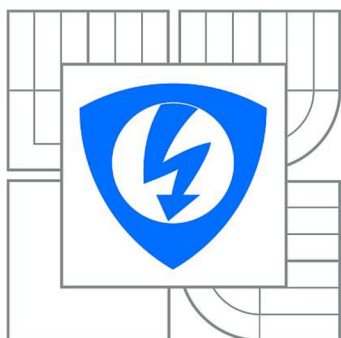




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**
**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ŘÍDICÍ JEDNOTKA PRO BLDC MOTOR

CONTROL UNIT FOR BLDC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

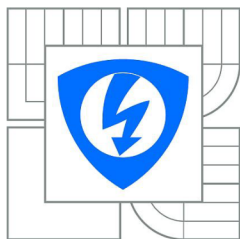
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. ONDŘEJ KREJČÍ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. PETR PROCHÁZKA, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Ondřej Krejčí

ID: 106561

Ročník: 2

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Řídicí jednotka pro BLDC motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou pulsních měničů.
2. Popište obecně teorii EC motoru.
3. Provedte kompletní návrh měniče pro řízení BLDC motoru malého výkonu.
4. Realizujte laboratorní vzorek a proveďte na něm měření.
5. Zhodnoťte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

Vedoucí projektu: Ing. Petr Procházka, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá problematikou EC motorů. Jsou zde popsány základní vlastnosti bezkartáčových motorů, jejich principy, způsoby konstrukce a metody snímání polohy rotoru. Zároveň jsou zmíněny běžně používané algoritmy pro řízení EC motorů včetně teorie třífázových pulsních měničů. Práce se dále zabývá detailním návrhem univerzálního měniče pro EC motor a jeho praktickou realizací. Je zde proveden výpočet ztrát na výkonových prvcích měniče, návrh chladiče a popsáno měření na realizovaném vzorku.

Abstract

This master's thesis elaborates with EC motors problematic. There are described essential features of brushless DC motors, their principles, construction and methods for rotor position detection. There are mentioned commonly used control algorithms of EC motors including theory of three-phase convertors. This thesis also contains a complex design of the universal convertor for EC motor and its practical implementation. Power parts losses calculation, heat-sink calculation and measurements at the convertor prototype are also described in this thesis.

Klíčová slova

EC motor; třífázový střídač; řídicí algoritmy; vektorové řízení; snímání polohy rotoru; rozběh EC motoru; ztrátový výkon; chlazení; InstaSPIN-FOC

Keywords

EC motor; three-phase convertor; control algorithms; vector control; rotor position detection; EC motor start-up; losses; cooling; InstaSPIN-FOC

Bibliografická citace

KREJČÍ, O. *Řídicí jednotka pro BLDC motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..

Prohlášení

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

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

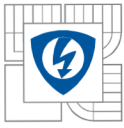
Podpis autora

Poděkování

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

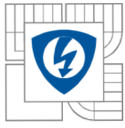
V Brně dne

Podpis autora

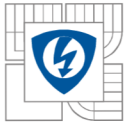


Obsah:

1	Úvod	11
2	EC motory	12
2.1	Porovnání EC motorů s jinými typy	12
2.2	Konstrukce motoru	14
2.2.1	Konstrukce statoru.....	14
2.2.2	Konstrukce rotoru.....	16
2.2.2.1	Uspořádání permanentních magnetů.....	16
2.2.2.2	Druhy permanentních magnetů	18
2.3	Princip činnosti	20
2.4	Základní parametry	22
2.4.1	Momentově-otáčková charakteristika	22
2.5	Matematický model BLDC motoru	23
2.5.1	Napěťové rovnice	24
2.5.2	Pohybová rovnice a moment BLDC motoru	26
2.6	Snímání polohy rotoru	27
2.6.1	Hallovy senzory.....	27
2.6.2	Enkodéry	28
2.6.3	Resolvery.....	29
2.6.4	Bezsenzorové snímání	30
2.7	Rozběh EC motoru	31
3	Třífázový střídač.....	34
3.1	Principy spínání	36
3.1.1	Unipolární a bipolární spínání	37
3.1.2	Nezávislé a komplementární spínání.....	38
3.2	Řídicí algoritmy	38
3.2.1	Lichoběžníková komutace.....	38
3.2.2	Sinusová komutace.....	39
3.2.3	Vektorové řízení (FOC).....	39
3.2.4	Porovnání řídicích algoritmů.....	41
4	Měnič pro EC motor	42
4.1	Blokové schéma.....	43
4.2	Návrh měniče.....	44

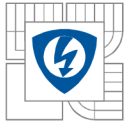


4.2.1	Napájecí část.....	44
4.2.2	Pomocné zdroje:	45
4.2.3	3-fázový střídač	47
4.2.4	Budicí obvody	49
4.2.5	Mikroprocesor	52
4.2.6	Izolovaný JTAG	53
4.2.7	Ochranné obvody	55
4.2.8	Ovládací prvky měniče.....	57
4.2.9	FTDI	58
4.3	Odhad ztrátového výkonu.....	59
4.3.1	Ztráty na výkonových tranzistorech	60
4.3.2	Ztráty na snímacích rezistorech.....	62
4.4	Výpočet chlazení	62
4.5	Praktická realizace	65
4.6	Knihovna InstaSPIN-FOC	66
4.7	Měření	68
5	Závěr	74
6	Literatura	75
7	Přílohy	77

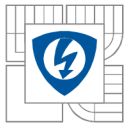


Seznam obrázků:

Obrázek 1: Porovnání konstrukce EC motoru s vnitřním a vnějším rotorem	14
Obrázek 2: Zpětné elektromotorické napětí – lichoběžníkový typ	15
Obrázek 3: Zpětné elektromotorické napětí – sinusový typ	15
Obrázek 4: Možné varianty uspořádání permanentních magnetů na rotoru	16
Obrázek 5: Demagnetizační křivky vybraných permanentních magnetů	18
Obrázek 6: Zjednodušený náčrt BLDC motoru	21
Obrázek 7: Momentově otáčková charakteristika EC motoru	22
Obrázek 8: Náhradní schéma BLDC motoru	23
Obrázek 9: Zjednodušené náhradní schéma BLDC motoru	26
Obrázek 10: Ukázka použití Hallových senzorů ke snímání polohy rotoru	27
Obrázek 11: Signály z Hallových senzorů a průběhy zpětného EMF	28
Obrázek 12: Disk inkrementálního enkodéru a jeho výstupní signály	29
Obrázek 13: Buzení fází motoru při rozběhu – přípravná fáze	31
Obrázek 14: Příklad proudové rampy buzení motoru při rozběhu	32
Obrázek 15: Schéma trojfázového střídače se zátěží	34
Obrázek 16: Grafické znázornění fázorů 1. a 3. harmonické větvoých napětí	36
Obrázek 17: Napětí na svorkách motoru při unipolárním spínání střídače	37
Obrázek 18: Napětí na svorkách motoru při bipolárním spínání střídače	37
Obrázek 19: Zjednodušené blokové schéma FOC řízení	40
Obrázek 20: Blokové schéma řídicí elektroniky BLDC motoru	43
Obrázek 21: Schéma vstupní napájecí části měniče	44
Obrázek 22: Zjednodušené schéma step-down měniče integrovaného v budiči DRV8301	45
Obrázek 23: Schéma zapojení galvanicky odděleného DC/DC měniče a stabilizátoru 3,3V	46
Obrázek 24: Schéma zapojení zdroje referenčního napětí 1,65V	47
Obrázek 25: Schéma zapojení 3-fázového střídače, měření proudů a fázových napětí	48
Obrázek 26: Praktické zapojení budičského obvodu DRV8301	50
Obrázek 27: Schéma zapojení indikace provozních stavů budičského obvodu DRV8301	51
Obrázek 28: Praktické zapojení přepínačů pro změnu interních nastavení procesoru	53
Obrázek 29: Schéma zapojení izolačních obvodů a JTAG konektoru	54
Obrázek 30: Zapojení snímání teploty MOSFET tranzistorů	56
Obrázek 31: Schéma zapojení rychlé nadproudové ochrany s OZ	57
Obrázek 32: Zapojení ovládacích SMD tlačítek a trimru P1	58



Obrázek 33: Aproximace nelineární V-A charakteristiky diody a MOSFET tranzistoru	60
Obrázek 34: Tepelné schéma jednoho výkonového tranzistoru	63
Obrázek 35: Tepelné schéma šesti výkonových tranzistorů na společném chladiči	64
Obrázek 36: Deska plošného spoje před osazením	65
Obrázek 37: Osazená deska plošného spoje	66
Obrázek 38: Blokové schéma knihovny InstaSPIN-FOC	67
Obrázek 39: Úvodní rozhraní programu GUI_Composer_InstaSPIN_FOC	68
Obrázek 40: Ovládací rozhraní programu GUI_Composer_InstaSPIN_FOC	69
Obrázek 41: Výstupní napětí měniče – otáčky motoru 1000 min^{-1}	70
Obrázek 42: Výstupní napětí měniče – otáčky motoru 1500 min^{-1} a 3000 min^{-1}	70
Obrázek 43: Průběh výstupního napětí měniče a proudu fáze A – 1500 min^{-1} , bez zátěže	71
Obrázek 44: Průběh výstupního napětí měniče a proudu fáze A – 1500 min^{-1} , rostoucí zátěž	71
Obrázek 45: Detail výstupního napětí jedné fáze měniče – různé střidy	72
Obrázek 46: Výstupní napětí všech tří větví měniče a proud fáze A	72
Obrázek 47: Vypínací (vlevo) a zapínací děj spodního tranzistoru jedné větve měniče	73



1 Úvod

Vývoj v oblasti elektrických pohonů udělal za posledních několik let značný krok kupředu. Se zlepšováním technologií přicházejí na řadu i dříve téměř nepředstavitelné konstrukce strojů. Trendem je především zmenšování rozměrů elektrických motorů při zachování stejného výkonu a parametrů. Bezkartáčové (EC) motory jsou jedním z nejmladších typů elektrických strojů. Je to dáno především nutností použít pro jejich řízení poměrně složitou elektroniku, což již dnes v době velice výkonných mikroprocesorů nepředstavuje téměř žádný problém. Hlavními přednostmi bezkartáčových motorů jsou vyšší životnost, menší rozměry, tichý provoz, vysoká účinnost a především výhodné dynamické parametry.

Tato diplomová práce se zabývá obecnou teorií EC motorů z pohledu jejich mechanické konstrukce, principu, vlastností a parametrů. Jedním ze základních konstrukčních prvků určujících výkon a dynamické vlastnosti motoru jsou permanentní magnety osazené na rotoru stroje. V dnešní době probíhá velmi intenzivní vývoj nových magnetických materiálů, které umožňují neustále posouvat hranice v oblasti konstrukce EC motorů. Z pohledu řízení bezkartáčových motorů je nezbytností znalost polohy rotoru stroje. Tuto informaci poskytují buď vhodné snímače, nebo v současnosti, vlivem neustálého zvyšování výkonu mikroprocesorů stále populárnější, bezsenzorové metody detekce aktuální polohy rotoru.

EC motory není možno provozovat tak jednoduchým způsobem jako například DC nebo asynchronní stroje, ale je nutné pro jejich řízení použít vhodnou elektroniku - měnič. Měnič obsahuje jak část výkonovou, přes kterou se přenáší energie přímo do motoru, tak část řídicí, která zajišťuje odpovídající distribuci energie do jednotlivých vinutí motoru na základě měření aktuálních elektrických veličin v měniči. V závislosti na typu EC motoru existuje několik řídicích algoritmů, od poměrně jednoduchého lichoběžníkového řízení až po vektorové řízení používané v nejnáročnějších aplikacích.

Ve druhé polovině této diplomové práce je popsán komplexní návrh univerzálního měniče pro EC motor od sestavení základního blokového schématu až po detailní popis jednotlivých částí. Schéma zapojení i motiv desky plošného spoje je navržen ve speciálním softwarovém nástroji Eagle. Dále je proveden výpočet ztrátového výkonu měniče a návrh vhodných chladičů pro výkonové prvky. Na realizovaném vzorku měniče je provedeno demonstrační měření s PMSM motorem.

2 EC motory

Poslední dobou značně vzrůstá popularita EC (Electronically Commutated) motorů. Tyto motory jsou neustále ve větší míře používány v průmyslových aplikacích. Jejich uplatnění se nachází zejména v automobilovém průmyslu, lékařských zařízeních, letecké technice či průmyslové automatizaci.

Jedná se o motory synchronní, jejichž napájení je stejně jako u klasických DC motorů stejnosměrné. Jak už vyplývá ze samotného názvu „elektronicky komutovaný“, pro komutaci se nepoužívají kartáče, ale namísto toho je prováděna elektronicky. A to tak, že integrovaný měnič převede stejnosměrné napájecí napětí na střídavý signál a ten se pak přímo přivádí na jednotlivá vinutí EC motoru v závislosti na poloze rotoru. Z toho plyne nutnost znát v každém okamžiku přesnou polohu rotoru, což bude rozebíráno dále. Oproti klasickým kartáčovým DC motorům mají bezkartáčové EC motory řadu výhod a to zejména:

- Vyšší účinnost
- Rychlejší dynamická odezva
- Tišší provoz
- Vyšší otáčkový rozsah
- Výhodnější závislost momentu na otáčkách
- Vyšší životnost

Při použití těchto motorů v aplikacích, u kterých jsou zvýšené nároky na velikost a hmotnost motoru, se využívá další výhody oproti klasickým stejnosměrným motorům a to, že při stejné velikosti je EC motor schopen vyvinout větší točivý moment.

2.1 Porovnání EC motorů s jinými typy

Při srovnání vlastností EC motorů s kartáčovými DC a indukčními motory je zjevné, že EC motory mají mnoho výhod oproti ostatním typům běžně používaných elektrických strojů. EC motory potřebují v porovnání s motory kartáčovými pouze minimální údržbu, což se projevuje na jejich delší životnosti. Také poskytují v závislosti na celkové velikosti větší točivý moment než jiné typy.

Vzhledem k tomu, že rotor je tvořen pouze permanentními magnety, je setrvačnost rotoru menší, což se příznivě projevuje na dynamických vlastnostech. Tím se zkracuje čas potřebný pro rozběh, případně pro brzdění motoru. Regulaci otáček usnadňuje lineární otáčkově – momentová charakteristika. Tím, že u EC motoru odpadá pravidelná kontrola a údržba kartáčů, nachází tyto

motory uplatnění i v aplikacích kde by byla takováto údržba problematicky realizovatelná. Nezanedbatelnou výhodou je tišší chod a nižší úroveň elektromagnetického rušení, což ve spojení s nízkým napájecím napětím přímo vybízí k využití v přenosných zařízeních nebo lékařské technice.

Vlastnost	EC motor	DC motor
komutace	elektronická komutace založená na snímání polohy	komutace pomocí kartáčů
údržba	nenáročná vzhledem k absenci kartáčů	nutná periodická údržba
životnost	delší	kratší
otáčkově-momentová charakteristika	plochá - umožňuje provoz se jmenovitou zátěží ve všech rychlostech	mírně plochá - při vyšších rychlostech se zvyšuje tření kartáčů a tím klesá využitelný moment
účinnost	vysoká - žádné napěťové úbytky na kartáčích	střední - snižena o úbytek na kartáčích
poměr výkon/rozměry	vysoký - lepší tepelná char. (vinutí na statoru)	střední/nízký - teplo se odvádí přes vzduchovou mezeru stroje - vyšší tepelné zatížení
setrvačnost rotoru	nízká - permanentní magnety na rotoru, lepší dynamická odezva	vyšší - omezuje dynamické parametry
rozsah otáček	vysoký - žádná mechanická omezení ohledně kartáčů	nižší - mechanická omezení kartáčů
elektrické rušení	nízké	jiskření na kartáčích generuje rušení
cena výroby	vyšší - permanentní magnety	nízká
řízení	složitě, drahé	jednoduché, levné
požadavky na řízení	řízení je nutné pro běh motoru, lze použít stejné řízení i pro proměnné otáčky	pro stálé otáčky není nutné řízení, pro proměnné otáčky již nutné je

Tabulka 1: Srovnání EC motoru s kartáčovým DC motorem

Zdroj: [1], upraveno autorem

Vlastnost	EC motor	AC motor
otáčkově-momentová charakteristika	plochá - umožňuje provoz se jmenovitou zátěží ve všech rychlostech	nelineární - nižší moment při nižších rychlostech otáčení
poměr výkon/rozměry	vysoký - pro dosažení stejného výkonu stačí menší rozměry stroje (permanentní magnety na rotoru)	střední - vinutí na statoru i na rotoru
setrvačnost rotoru	nízká - lepší dynamické charakteristiky	vysoká - špatné dynamické charakteristiky
rozběhový proud	jmenovitý - není potřeba žádný rozběhový obvod	přibližně 7x větší než jmenovitý - nutný rozběhový obvod (běžně přepínání hvězda-trojúhelník)
požadavky na řízení	řízení je nutné pro běh motoru, lze použít stejné řízení i pro proměnné otáčky	pro stálé otáčky není nutné řízení, pro proměnné otáčky již nutné je
skluz	žádný skluz mezi statorovou a rotorovou frekvencí	rotor běží na nižší frekvenci než stator o skluzovou frekvenci (skluz se zvětšuje se zatížením)

Tabulka 2: Srovnání EC motoru s AC motorem

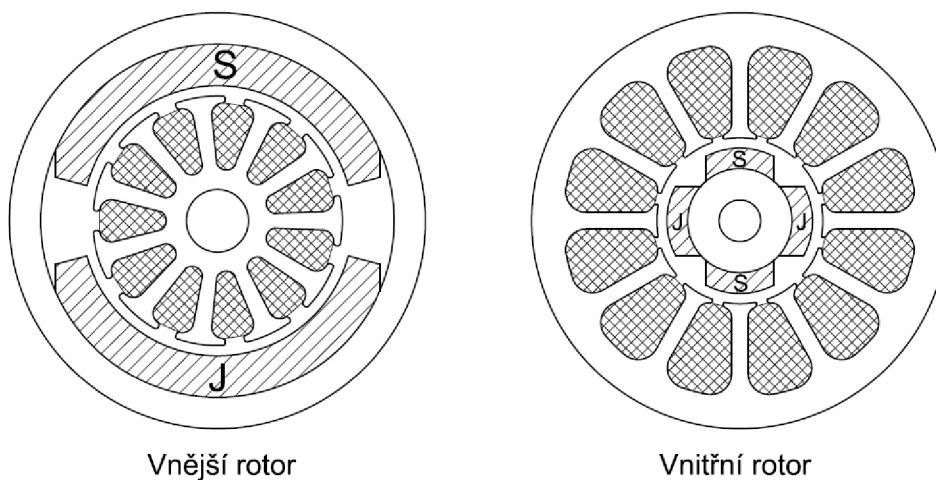
Zdroj: [1], upraveno autorem

2.2 Konstrukce motoru

Jak již bylo uvedeno výše, EC motory jsou typem motorů synchronních. To znamená, že magnetické pole generované státorem a magnetické pole rotoru se otáčejí se stejnou frekvencí. Nesetkáváme se zde s pojmem „skluz“ důvěrně známém u motorů asynchronních.

EC motory se vyrábějí v jednofázovém, dvoufázovém a třífázovém provedení. Tomu odpovídají i počty vinutí statoru. Nejpoužívanější jsou třífázové, a proto se dále bude práce zabývat pouze tímto provedením.

V praxi se lze setkat se dvěma různými konstrukcemi EC motorů. První typ konstrukce, někdy též označován jako „inrunner“, odpovídá všeobecně známé konstrukci motoru, kde statorová vinutí obklopují rotor, tedy rotor se otáčí uvnitř statoru. U druhého typu, tzv. „outrunner“, je tomu přesně naopak. Rotor je tvořen jakýmsi bubnem, na jehož vnitřní straně jsou umístěny permanentní magnety a uvnitř bubnu se nachází stacionární vinutí statoru. Tyto motory mají obvykle větší počet pólů a dosahují většího točivého momentu při nižší rychlosti otáčení.



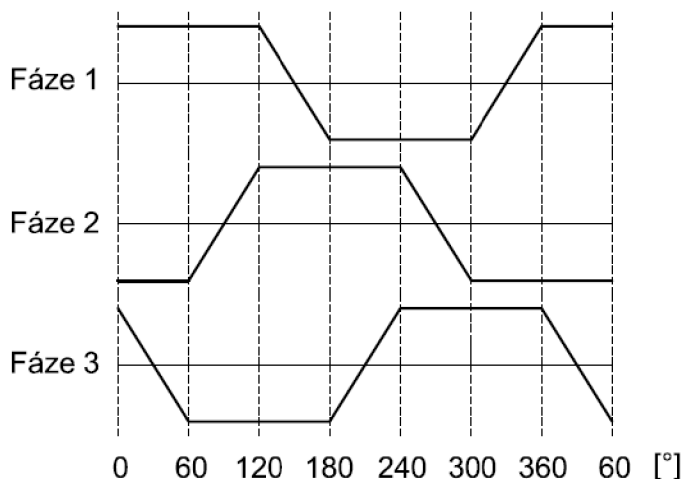
Obrázek 1: Porovnání konstrukce EC motoru s vnitřním a vnějším rotorem

Zdroj: [6], upraveno autorem

2.2.1 Konstrukce statoru

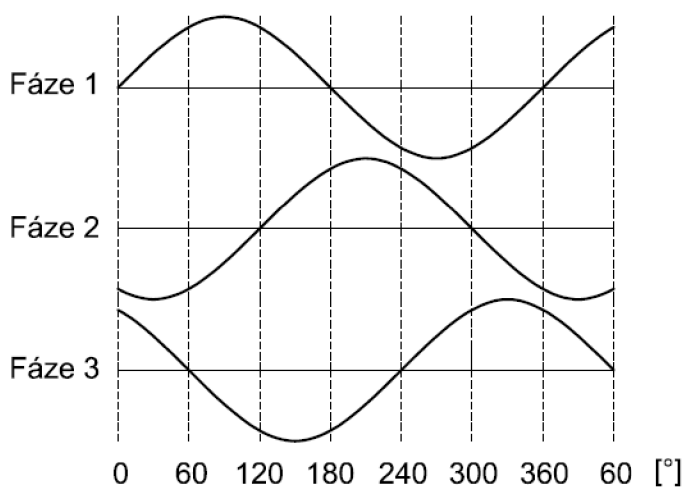
Stator EC motoru se skládá z ocelových plechů, ve kterých jsou na vnitřní straně vytvořeny drážky ve směru osy. V těchto drážkách je uloženo vinutí statoru složené z jednotlivých závitů. Ve většině případů se stator velice podobá statoru indukčního motoru s tím rozdílem, že u motoru EC je vinutí v drážkách rozloženo jiným způsobem. Většina EC motorů má statorová vinutí zapojená do hvězdy, přičemž každé jednotlivé vinutí je vyvedeno ven z těla statoru. Existují dva typy statorových vinutí a tím i dva typy motorů:

- Lichoběžníkový typ – motory označované jako BLDC (Brushless Direct Current)
- Sinusový typ – motory označované jako PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor)



Obrázek 2: Zvětšené elektromotorické napětí – lichoběžníkový typ

Zdroj: [1], upraveno autorem



Obrázek 3: Zvětšené elektromotorické napětí – sinusový typ

Zdroj: [1], upraveno autorem

Rozdíl v těchto dvou typech vinutí vychází z rozdílného rozložení vinutí statoru a výsledkem je odlišný tvar zvětšeného elektromotorického napětí (EMF – Electromotive Force). Jak je patrné již z názvu, u lichoběžníkového typu (BLDC) je zvětšené EMF lichoběžníkového tvaru a u sinusového typu analogicky tvaru sinusového. Tyto motory se označují jako PMSM, přičemž se také jedná o synchronní motory. Jejich jediným rozdílem oproti motorům BLDC je právě průběh zvětšeného elektromotorického napětí. U tohoto typu motoru není možné použít metodu řízení tzv.

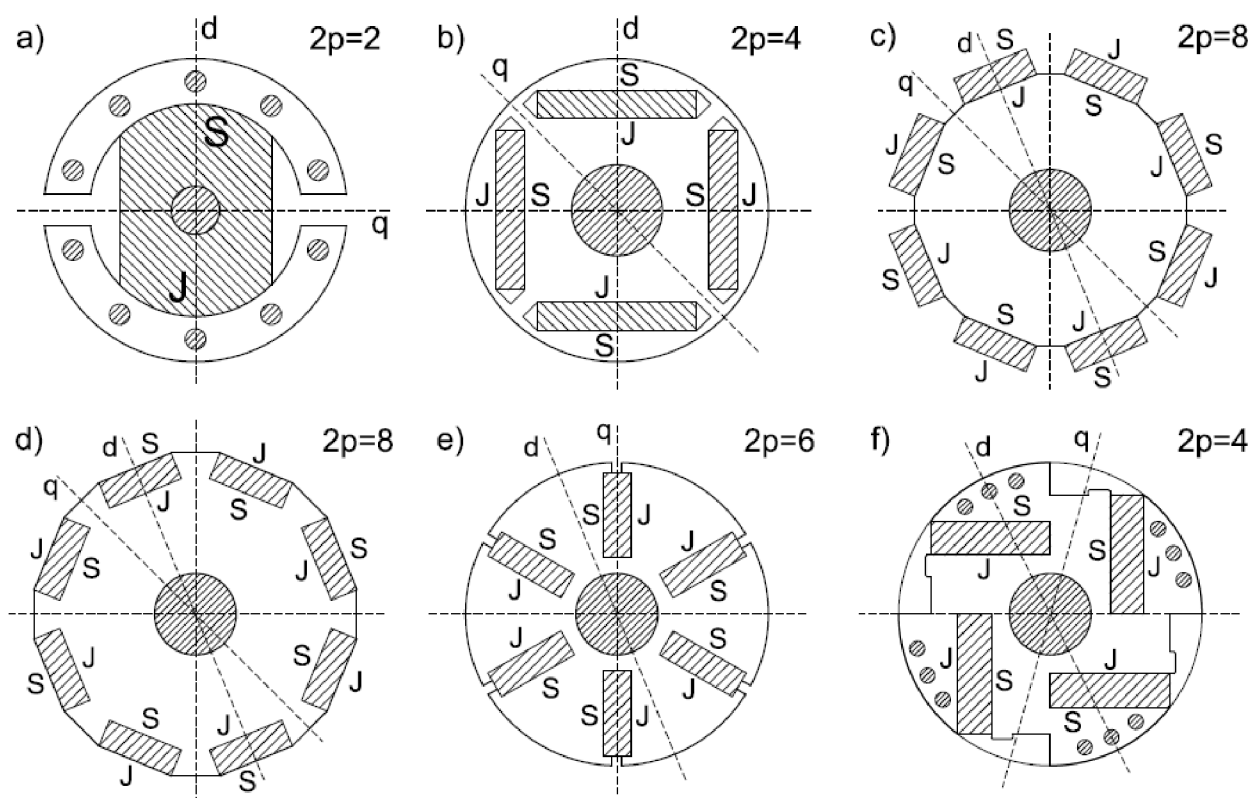
6ti-krokovou komutaci (viz kapitola 3.2.1), jež je hojně využívána u motorů BLDC, ale je nutno užít mnohem sofistikovanějších metod řízení, například řízení vektorové. Srovnání zpětných elektromotorických napětí BLDC a PMSM motorů je možné pozorovat na obrázcích 2 a 3.

V mnoha případech jsou součástí statoru snímače pro určování polohy rotoru, kterou je nezbytné znát pro správné řízení motoru. Nejčastěji se používají tzv. Hallovy snímače, což jsou prvky citlivé na magnetické pole. Musí být umístěny v přesně dané poloze vůči rotoru, aby bylo možné zajistit dostatečnou přesnost snímání. Více v kapitole 2.6.

2.2.2 Konstrukce rotoru

2.2.2.1 Uspořádání permanentních magnetů

Synchronní stroje jsou obecně rozdělovány podle uspořádání rotoru, konstrukce, materiálů a funkce na synchronní motory s elektromagnetickým buzením, motory s permanentními magnety a reluktanční motory. U motorů s permanentními magnety na rotoru jsou to právě magnety, které největší měrou ovlivňují výsledné vlastnosti celého stroje. Rotory se nejčastěji vyrábí jako dvou-pólové až osmi-pólové.



Obrázek 4: Možné varianty uspořádání permanentních magnetů na rotoru

Zdroj: [3], upraveno autorem

Vlastnosti magnetů mají značný vliv na maximální možný dosažitelný točivý moment a na maximální otáčky motoru. S rostoucí silou magnetů roste točivý moment stroje, ale zároveň se zvyšuje i hodnota indukovaného napětí, což snižuje maximální dosažitelné otáčky stroje. Pozitivním faktem je, že vlastnosti magnetů příliš neovlivňují účinnost motoru. Ta je dána především vlastnostmi materiálu plechů použitých pro výrobu statoru.

Možná uspořádání permanentních magnetů na rotoru jsou na následující:

- **Klasický (tzv. Merrillův) rotor** s vyjádřenými póly a klecovým vinutím (obr. 4 a)

Permanentní magnet je k rotorové hřídeli připevněn pomocí pouzdra z hliníkové nebo zinkové slitiny. Externí skládaný prstenec rotoru má hluboké a úzké drážky mezi každým magnetickým pólem. Rozptylový magnetický tok tvořený permanentním magnetem je určován šířkou těchto drážek. Tloušťka externího prstence je volena s ohledem na maximální požadovanou indukci magnetického pole.

- **Rotor s vnitřními magnety** (obr. 4 b)

V tomto uspořádání rotoru jsou použity radiálně magnetované a střídavě pólované magnety. Indukce ve vzduchové mezeře stroje je nižší než indukce permanentních magnetů, neboť povrch rotoru je větší než pól samotného magnetu. Magnety jsou velice dobře chráněny proti odstředivým silám, proto se toto uspořádání používá pro vysokofrekvenční vysokootáčkové stroje.

- **Rotor s magnety na povrchu** (obr. 4 c)

Mohou být použity radiálně i obvodově magnetované permanentní magnety. V některých případech je použit vnější prstenec z nemagnetického materiálu, který částečně chrání permanentní magnety proti demagnetizačním vlivům a proti vznikajícím odstředivým silám.

- **Rotor s vloženými magnety** (obr. 4 d)

Permanentní magnety jsou magnetizovány radiálně a uloženy v mělkých drážkách na povrchu rotoru. Rotorový magnetický obvod může být vyrobený ze skládaných ocelových plechů i z jednolitého materiálu. V případě skládaného rotoru je nutno použít buď rozběhové klecové vinutí, nebo vnější prstenec z nemagnetického materiálu. Indukované napětí motoru je nižší než při použití permanentních magnetů na povrchu rotoru.

- **Rotor s vnořenými magnety symetricky/asymetricky rozloženými** (obr. 4 e, f)

Používají se obvodově magnetované permanentní magnety, které jsou vnořeny v hlubokých drážkách. Aby magnetický tok bez užitku neprocházel hřídelí rotoru, je

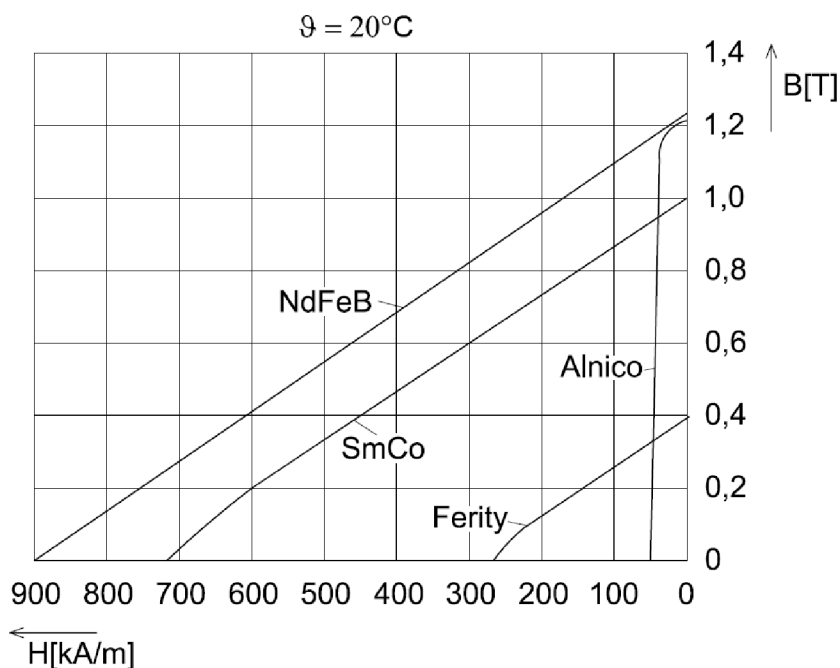
nezbytné vyrábět hřídele z nemagnetických materiálů, případně použít nemagnetické pouzdro mezi klasickou feromagnetickou hřídelí a jádrem rotoru. Alternativní provedení vyvinuté firmou Siemens je asymetrické uspořádání permanentních magnetů na rotoru – obrázek 4 f. [3]

2.2.2.2 Druhy permanentních magnetů

V zásadě existují tři základní skupiny magnetů používaných při výrobě elektrických motorů:

- Alnico (Al, Ni, Co, Fe)
- Ferity (s příměsí uhličitanů barya – Ba nebo stroncia – Sr)
- Magnety vzácných zemin (SmCo, NdFeB)

Demagnetizační křivky výše uvedených typů magnetů jsou znázorněny na obrázku níže.



Obrázek 5: Demagnetizační křivky vybraných permanentních magnetů

Zdroj: [3], upraveno autorem

Z pohledu použití permanentních magnetů v elektrických motorech jsou nejdůležitějšími parametry remanentní indukce B_r a tzv. koercitivní síla H_c . Tyto parametry vycházejí z obecně známé magnetizační B-H křivky. Hodnota remanentní indukce odpovídá indukci permanentního magnetu při nulové intenzitě magnetického pole H a prakticky udává, jak velkou indukci je schopen magnet vytvořit ve vzduchové mezeře stroje. Naopak hodnota koercitivní síly vyjadřuje

hodnotu intenzity magnetického pole, která je nutná k úplné demagnetizaci magnetu (bod s nulovou magnetickou indukcí B). Čím vyšší je hodnota H_c , tím tenčí magnet je možné použít s ohledem na působící demagnetizační síly v motoru.

Všechny výše uvedené typy magnetů jsou teplotně závislé. S narůstající teplotou klesá hodnota jejich remanentní indukce B_r a zároveň koercitivní síla H_c podle vztahů

$$B_r = B_{r20} \left[1 + \frac{\alpha_B}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right]$$

$$H_c = H_{c20} \left[1 + \frac{\alpha_H}{100} (\vartheta_{PM} - 20) \right]$$

Kde ϑ_{PM} - teplota permanentního magnetu

B_{r20} - remanentní magnetická indukce při 20°C

H_{c20} - koercitivní síla při 20°C

α_B, α_H - teplotní koeficienty pro B_r a H_c v %/°C ($\alpha_B, \alpha_H < 0$)

Permanentní magnety **Alnico** jsou slitinou hliníku – Al, niklu – Ni a kobaltu – Co vyráběnou sléváním nebo spékáním, přičemž mohou obsahovat i jistý podíl železa – Fe a titanu – Ti. Jejich hlavní předností je vysoká hodnota remanentní indukce a nízký teplotní koeficient $\alpha_B = -0,02\%/^{\circ}\text{C}$. Tyto vlastnosti umožňují dosažení vysoké hodnoty magnetické indukce ve vzduchové mezeře stroje při vysoké teplotě samotných magnetů. Jejich mechanické vlastnosti jsou v porovnání s feritovými magnety nesrovnatelně lepší, neboť se jedná o velmi tvrdý materiál, který je možno opracovávat pouze broušením. Ze všech magnetů mají nejlepší teplotní odolnost a jsou schopné pracovat i při teplotách kolem 500°C. Nevýhodou je nízká hodnota koercitivní síly H_c a extrémní nelinearita demagnetizační křivky. To na jednu stranu umožňuje poměrně snadnou magnetizaci Alnico permanentních magnetů, ale zároveň je stejně snadné je demagnetizovat.

Ferity jsou nejdostupnějším a cenově nejvýhodnějším materiálem pro výrobu permanentních magnetů. Feritové magnety mají vyšší koercitivní sílu ve srovnání s Alnico magnety, ale zároveň nižší remanentní indukci. Jejich teplotní koeficienty jsou poměrně vysoké, konkrétně $\alpha_B = -0,2\%/^{\circ}\text{C}$ a $\alpha_H = -0,27\%/^{\circ}\text{C}$. Maximální provozní teplota feritových magnetů dosahuje 400°C. Mezi jejich hlavní výhody patří mimo přijatelné ceny i nízká hmotnost, odolnost proti korozi a vysoký elektrický odpor, jenž minimalizuje ztráty vířivými proudy vznikající v permanentním magnetu. Jejich nevýhodou je křehkost a malá hustota magnetického pole vzhledem k celkovému objemu magnetu.

Feritové magnety jsou vyráběny technologií práškové metalurgie. Základními surovinami jsou oxid železitý a uhličitan barya, případně stroncia. Ferity s příměsí stroncia mají vyšší koercitivní sílu než feritové magnety s příměsí barya. Obecně je možné je vyrábět jak v anizotropním, tak izotropním provedení.

S vývojem technologií výroby magnetů stoupá i popularita *magnetů ze vzácných zemin*. Jedná se o slitiny kovů vzácných zemin, jako jsou samarium – Sm a neodym – Nd a přechodových kovů např. kobalt – Co, železo – Fe. Jsou vyráběny lisováním v magnetickém poli a následným spékáním. V porovnání s předchozími dvěma typy dokáží magnety ze slitin vzácných zemin vytvořit mnohem větší hustotu magnetického pole, což umožňuje konstruovat rozměrově menší rotory při zachování stejného točivého momentu motoru.

Samarium-kobaltové magnety (SmCo) nabízejí pravděpodobně nejlepší vlastnosti vzhledem k rozměrům, výkonu a odolnosti vůči nepříznivým podmínkám a vysokým teplotám. Zásadní nevýhodou je vyšší cena daná poměrně problematickým získáváním materiálů nutných pro jejich výrobu. Hlavními přednostmi jsou vysoká remanentní indukce i koercitivní síla, lineární demagnetizační křivka a nízké teplotní koeficienty ($\alpha_B = -0,03$ až $-0,045\%/^{\circ}\text{C}$ a $\alpha_H = -0,14$ až $-0,4\%/^{\circ}\text{C}$). Maximální provozní teplota může dosahovat 300 až 350°C.

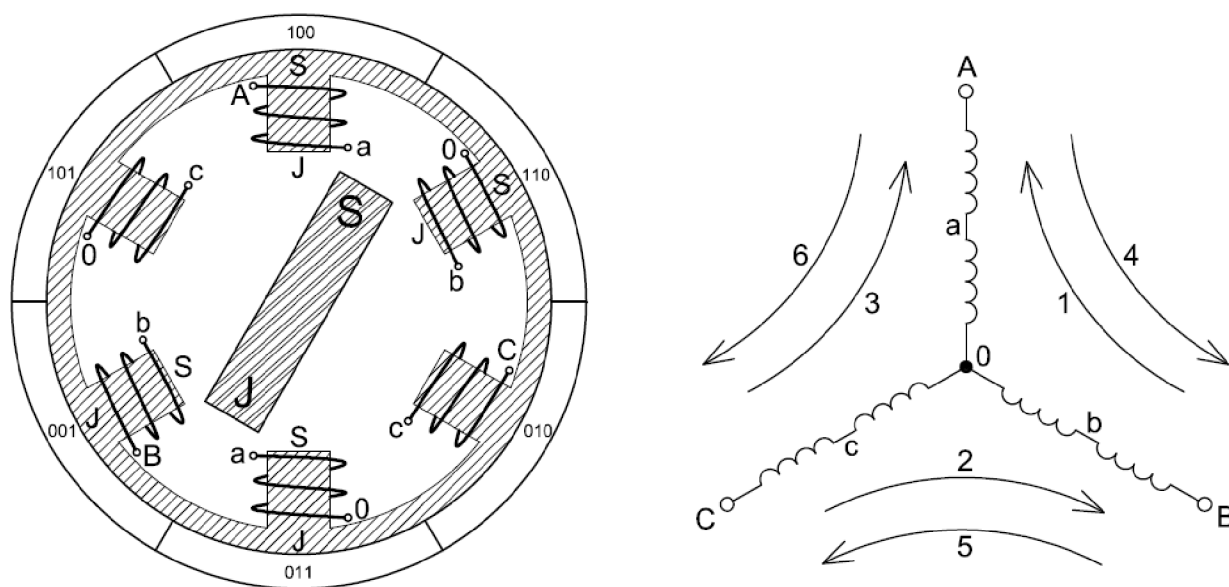
Neodymové magnety (NdFeB) jsou směsí neodymu – Nd, železa – Fe, a boru – B. Jedná se o nejnovější generaci magnetických materiálů ze vzácných zemin. V současné době nabízejí nejlepší poměr cena/výkon. Jsou silnější než samarium-kobaltové magnety (unesou cca tisícinásobek své váhy), ale oproti nim se vyznačují malou tepelnou odolností a náchylností ke korozi. Nejpoužívanějšími povrchovými úpravami jsou zinkování, niklování nebo zalití pryskyřicí [4]. Jejich demagnetizační křivka (hlavně hodnota H_c) je silně teplotně závislá. Teplotní koeficienty jsou rovny $\alpha_B = -0,09$ až $-0,15\%/^{\circ}\text{C}$ a $\alpha_H = -0,4$ až $-0,8\%/^{\circ}\text{C}$. Maximální provozní teplota neodymových magnetů činí pouze 250°C, přičemž je nutno respektovat Curiovu teplotu 350°C. Při dosažení Curiovy teploty magnetu dochází ke změnám jeho vnitřní struktury a trvalé demagnetizaci. Neustále probíhá vývoj tohoto typu magnetu, neboť mají pravděpodobně největší potenciál s ohledem na dostupnost, cenu a jejich vlastnosti. [3]

2.3 Princip činnosti

Na obrázku 6 je znázorněn zjednodušený diagram BLDC motoru. Tento motor je konstruován s permanentními magnety na rotoru a třífázovým vinutím na statorových pólech. Rotor je zde pro jednoduchost proveden jako nejjednodušší možný případ, tedy dvupólový. Běžně se používají rotory čtyř i více-pólové. Elektrická energie je převáděna na mechanickou

energii prostřednictvím přitažlivé magnetické síly mezi permanentními magnety na rotoru a rotujícím magnetickým polem vytvářeným ve vinutích na pólech statoru. Největšího točivého momentu lze dosáhnout, pokud magnetická pole vytvářená vinutím statoru a permanentními magnety na rotoru budou vůči sobě posunuta o 90° . Z toho vyplývá nutnost spínat jednotlivá statorová vinutí v souladu s aktuální pozicí rotoru.

Na obrázku níže jsou 3 elektromagnetické obvody připojené na společný bod. Každý obvod je fyzicky ve středu rozdělený a tím umožňuje rotoru s permanentními magnety rotovat uprostřed indukovaného magnetického pole. Většina BLDC motorů s třífázovou topologií má vinutí zapojena do hvězdy. V případě 6ti-krokové komutace (viz 3.2.1) jsou v jednom časovém okamžiku vždy napájeny pouze 2 vinutí statoru. Zbývající třetí vinutí je v tu danou chvíli nepřipojeno. Rotačního pohybu magnetického pole statoru je dosaženo postupným přepínáním stavů (napětíových vektorů) 1 až 6 znázorněných na obrázku 6.



Obrázek 6: Zjednodušený náčrt BLDC motoru

Zdroj: [5], upraveno autorem

V případě třífázového PMSM motoru jeho princip činnosti vychází z obecného synchronního stroje s permanentními magnety na rotoru. Rotor může být dvou i vícepólový. Indukovaná napětí PMSM motoru mají tvar sinusovky, proto i výstupní napětí měniče musí mít sinusový průběh. Pro jeho řízení se používá buď sinusová komutace (viz 3.2.2) nebo vektorové řízení (viz 3.2.3). Tento typ motoru je vhodný především pro náročnější aplikace, kde je vyžadováno velmi precizní řízení a výstupní moment bez nežádoucích pulsací, které se projevují při přepínání jednotlivých stavů u BLDC motoru.

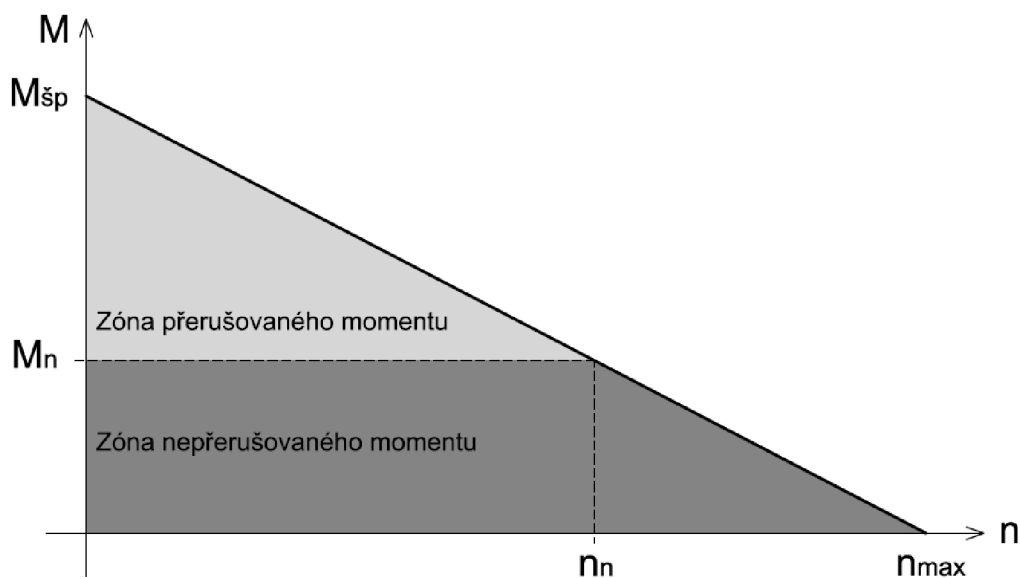
2.4 Základní parametry

Parametry EC motoru je možné rozdělit do dvou základních skupin. A to na parametry elektrické a parametry mechanické. Nejvíce parametrů je možné nalézt v technických specifikacích výrobce konkrétního motoru, ale několik základních, většinou nejdůležitějších parametrů, bývá uvedeno na štítku stroje.

Mezi nejzákladnější elektrické parametry patří jmenovité svorkové napětí, jmenovitý proud, špičkový proud, odpor a indukčnost vinutí, napěťová konstanta K_E a další. Naopak základními mechanickými parametry motoru jsou jmenovité otáčky, jmenovitý a špičkový moment, momentová konstanta K_M , setrvačnost rotoru, třecí moment atd.

2.4.1 Momentově-otáčková charakteristika

Momentové vlastnosti EC motoru určují dva momentové parametry a to špičkový moment ($M_{šp}$) a jmenovitý moment (M_n). Při nepřetržitém běhu může být motor zatěžován až do hodnoty jmenovitého točivého momentu. Tento moment je konstantní pro celý otáčkový rozsah až do jmenovité rychlosti. EC motory jsou většinou schopné dosáhnout otáček o 50% vyšších, než jsou otáčky jmenovité. V tomto režimu však již značně klesá točivý moment.



Obrázek 7: Momentově otáčková charakteristika EC motoru

Zdroj: [1], upraveno autorem

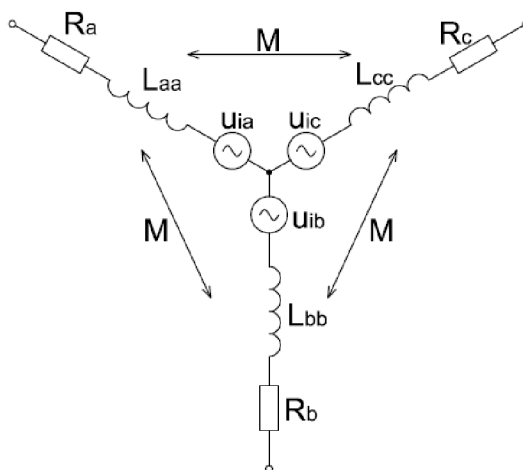
Některé aplikace, u kterých jsou vyžadovány časté rozběhy a zastavování motoru případně reverzace chodu, mohou vyžadovat větší točivý moment než jmenovitý. Jedná se však pouze o

krátkodobé stavy především při rozběhu a akceleraci motoru. Tento točivý moment je nutný k překonání setrvačností zátěže i samotného rotoru. Motor je schopen dodat vyšší moment až do hodnoty špičkového momentu. Ve vztahu k otáčkám je však potřeba respektovat momentově-otáčkovou charakteristiku konkrétního motoru – viz obrázek 7.

2.5 Matematický model BLDC motoru

Matematické modelování systémů je v praxi prakticky nenahraditelné. Matematické modely jsou využívány ať již pro návrh a simulaci chování systému na počítači, nebo také pro samotné řízení elektrických pohonů, kdy je využíváno matematických modelů v jednotlivých řídicích algoritmech.

Obecný model třífázového BLDC motoru sestává z fázových veličin napětí, odporu, indukčnosti, proudu, spřaženého magnetického toku a zpětného indukovaného napětí. Zásadním rozdílem oproti motoru PMSM je, že indukovaná napětí a proudy v jednotlivých fázích BLDC motoru mají nesinusový průběh. Proto je matematický zápis řešen jako třífázový na rozdíl od PMSM motorů, kde je používán zjednodušený ekvivalentní dvoufázový model zapsaný s použitím Clarkovy a Parkovy transformace v souřadnicích d-q. Na obrázku 8 je znázorněno náhradní schéma BLDC motoru.



Obrázek 8: Náhradní schéma BLDC motoru

Zdroj: [10], upraveno autorem

Matematický model je popsán soustavou diferenciálních rovnic. Pro jejich maximální zjednodušení a názornost je nutné zavést následující předpoklady.

- Uvažujeme symetrický třífázový stroj zapojený do hvězdy

- Magnetický obvod motoru není nasycen
- Vinutí motoru mají konstantní odpor a vlastní indukčnost
- Vzájemná indukčnost jednotlivých vinutí je konstantní
- Odpor a indukčnost všech tří fází je shodná
- Všechna tři indukovaná napětí mají identický průběh
- Vířivé proudy a hysterezní ztráty jsou zanedbány
- Výkonové prvky měniče jsou ideální
- Vliv teploty není uvažován

2.5.1 Napěťové rovnice

Pro symetrický stroj dle I. Kirchhoffova zákona platí

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_a + i_b = -i_c$$

Napětí pro jednotlivé fáze jsou pak dána rovnicemi

$$u_a = R_a \cdot i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} + u_{ia}$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} + u_{ib}$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + \frac{d\Psi_c}{dt} + u_{ic}$$

Pro spřažené magnetické toky dále platí

$$\Psi_a = L_{aa} \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{ba} \cdot \frac{di_b}{dt} + L_{ca} \cdot \frac{di_c}{dt}$$

$$\Psi_b = L_{ab} \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{bb} \cdot \frac{di_b}{dt} + L_{cb} \cdot \frac{di_c}{dt}$$

$$\Psi_c = L_{ac} \cdot \frac{di_a}{dt} + L_{bc} \cdot \frac{di_b}{dt} + L_{cc} \cdot \frac{di_c}{dt}$$

Kde	u_a, u_b, u_c	– napětí na jednotlivých fázích BLDC motoru
	i_a, i_b, i_c	– proudy jednotlivými fázemi motoru
	Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	– spřažené magnetické toky ve fázích
	R_a, R_b, R_c	– odpory fází
	L_{aa}, L_{bb}, L_{cc}	– vlastní indukčnosti jednotlivých fází
	$L_{ab/ba}, L_{bc/cb}, L_{ac/ca}$	– vzájemné indukčnosti mezi fázemi

u_{ia}, u_{ib}, u_{ic} – indukovaná napětí ve fázích (lichoběžníkové back-EMF);
mohou být reprezentována zápisem Fourierovy řady,
případně Laplaceovou transformací

Pokud budeme uvažovat BLDC motor s povrchovou montáží permanentních magnetů na rotoru, lze považovat vlastní indukčnost statoru za symetrickou a tedy nezávislou na úhlu natočení rotoru. Pak lze použít zjednodušení pro vlastní indukčnosti

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L$$

Pro vzájemné indukčnosti analogicky platí

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{bc} = L_{cb} = L_{ca} = L_{ac} = M$$

Stejně tak pro odpory jednotlivých fází

$$R_a = R_b = R_c = R$$

Dosažením za spřažené magnetické toky Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c a s uplatněním výše uvedených zjednodušení lze napěťové rovnice zjednodušit na

$$u_a = R \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} + M \cdot \frac{di_b}{dt} + M \cdot \frac{di_c}{dt} + u_{ia}$$

$$u_b = R \cdot i_b + M \cdot \frac{di_a}{dt} + L \cdot \frac{di_b}{dt} + M \cdot \frac{di_c}{dt} + u_{ib}$$

$$u_c = R \cdot i_c + M \cdot \frac{di_a}{dt} + M \cdot \frac{di_b}{dt} + L \cdot \frac{di_c}{dt} + u_{ic}$$

Tyto rovnice je možno dále upravit

$$u_a = R \cdot i_a + \frac{d}{dt} (Li_a + M(i_b + i_c)) + u_{ia} = R \cdot i_a + \frac{d}{dt} (Li_a + M(-i_a)) + u_{ia}$$

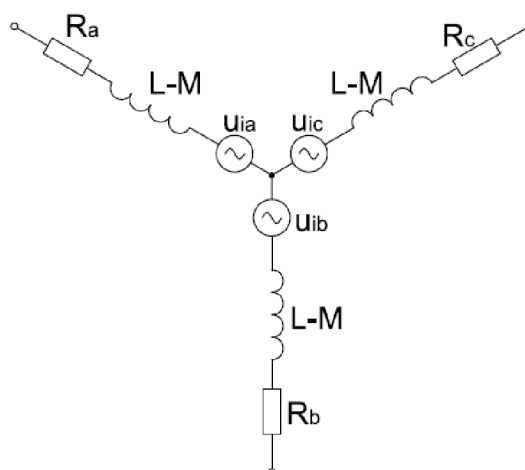
Výsledné napěťové rovnice tedy jsou

$$u_a = R \cdot i_a + (L - M) \frac{di_a}{dt} + u_{ia}$$

$$u_b = R \cdot i_b + (L - M) \frac{di_b}{dt} + u_{ib}$$

$$u_c = R \cdot i_c + (L - M) \frac{di_c}{dt} + u_{ic}$$

Těmto rovnicím odpovídá zjednodušené náhradní schéma BLDC motoru na obrázku 9.



Obrázek 9: Zjednodušené náhradní schéma BLDC motoru

Zdroj: [10], upraveno autorem

2.5.2 Pohybová rovnice a moment BLDC motoru

Moment generovaný na hřídeli BLDC motoru závisí na okamžité mechanické úhlové rychlosti a výkonu, který se přenáší vzduchovou mezerou stroje. Pro jednu fázi lze psát

$$M_{ia} = \frac{P_{\delta a}}{\omega_m} = \frac{u_{ia} \cdot i_a}{\omega_m}$$

Přičemž uvažujeme známý vztah mezi elektrickou a mechanickou úhlovou rychlostí

$$\omega = p \cdot \omega_m$$

Kde M_{ia} – vnitřní elektromagnetický moment stroje generovaný fází A

$P_{\delta a}$ – výkon ve vzduchové mezeře generovaný fází A

ω – elektrická úhlová rychlost stroje

ω_m – mechanická úhlová rychlost stroje

p – počet pólových dvojic (pól párů) stroje

Celkový vnitřní moment stroje je poté dán součtem momentů generovaných jednotlivými fázemi BLDC motoru

$$M_i = \frac{u_{ia} \cdot i_a + u_{ib} \cdot i_b + u_{ic} \cdot i_c}{\omega_m}$$

Výsledná momentová rovnice je rovna

$$M_i = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + M_m$$

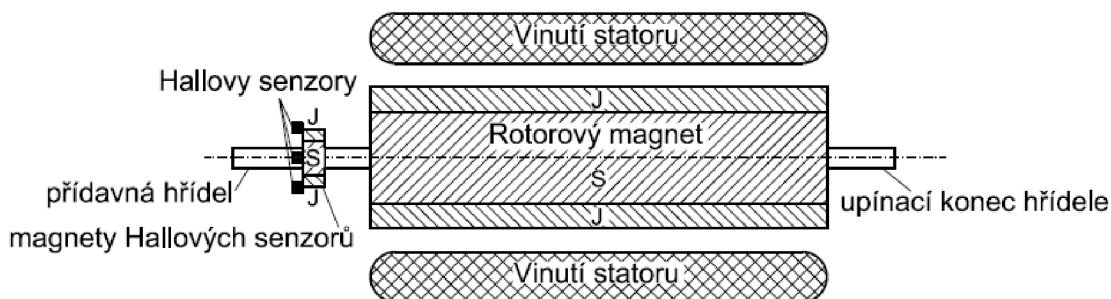
Kde J – moment setrvačnosti rotujících hmot
 M_m – mechanický moment na hřídeli včetně mechanických ztrát

2.6 Snímání polohy rotoru

Na rozdíl od klasických kartáčových DC motorů je komutace u EC motorů řízena elektronicky. Aby bylo možné takovéto řízení správně provádět, je nutné znát v každém okamžiku polohu rotoru. V závislosti na zvoleném motoru, řídicím algoritmu a aktuální poloze rotoru jsou generovány řídicí signály měniče. V zásadě existuje několik metod používaných pro detekci polohy rotoru. Jedná se buď o použití vhodných senzorů snímání polohy, nebo využití metod pro bezsenzorové řízení.

2.6.1 Hallové senzory

Nejpoužívanějším typem snímače polohy, převážně u BLDC motorů, jsou Hallové senzory. Tyto senzory využívají Hallova jevu, kdy je měřeno tzv. Hallovo napětí vznikající na tenké polovodičové destičce protékané proudem a vložené do magnetického pole. Z principu tohoto snímače vyplývá nutnost použití externího zdroje napájení. Pro snímání polohy rotoru třífázového motoru je nutno použít 3 snímače, které jsou obvykle vůči sobě posunuty o úhel 60° nebo 120° . Tyto senzory snímají okolní magnetické pole a po jeho vyhodnocení se na jejich výstupech objeví signály nabývající pouze dvou logických úrovní (viz obrázek 11). Ty indikují průchod buď severního (S) nebo jižního (J) pólu magnetu. Odpovídající řídicí sekvence komutací motoru je určena kombinací všech tří signálů od Hallových senzorů.

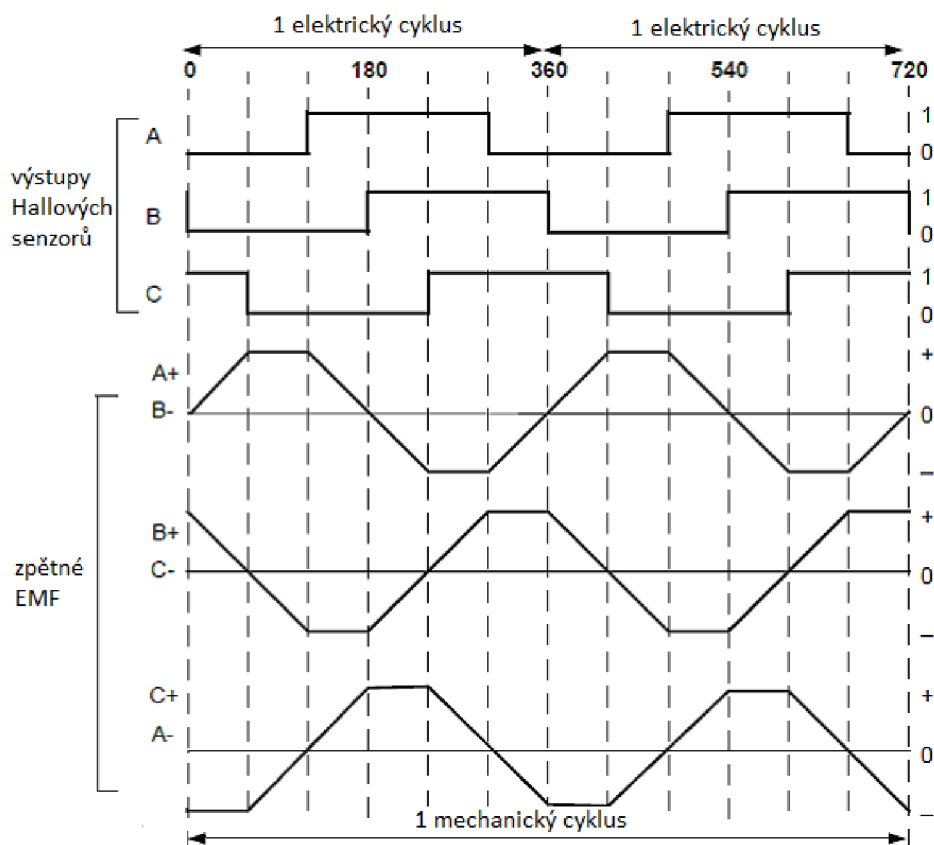


Obrázek 10: Ukázka použití Hallových senzorů ke snímání polohy rotoru

Zdroj: [1], upraveno autorem

Na obrázku 10 je znázorněn příčný řez BLDC motorem. Na rotoru se pravidelně střídají póly permanentních magnetů. Hallové senzory jsou vestavěny do nerotující části motoru, ve

většině případů tedy do statoru. Toto vestavění je složitý proces, neboť jakákoliv odchylka (např. nesouosost) magnetů ve vztahu k permanentním magnetům na rotoru by vedla k nepřesnému vyhodnocování polohy.



Obrázek 11: Signály z Hallových senzorů a průběhy zpětného EMF

Zdroj: [1], upraveno autorem

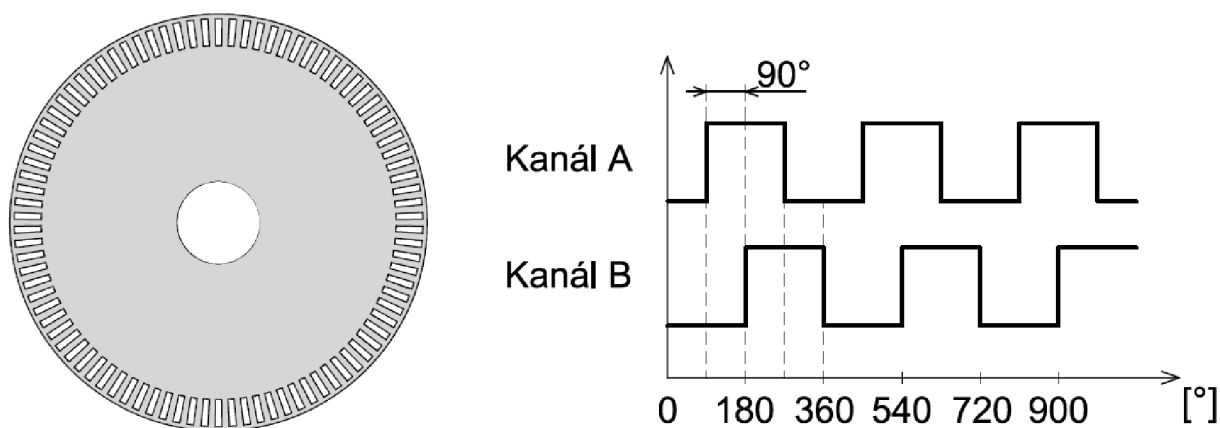
Pro zjednodušení tohoto procesu lze použít samostatný magnet pro Hallovy senzory, jenž je jakousi zmenšenou replikou rotoru a je umístěn na společné hřídeli s rotorem. Při otáčení motoru se chovají magnety Hallových sond stejně jako hlavní permanentní magnety rotoru. Nejčastěji se Hallovy senzory umísťují přímo na desku plošných spojů umístěnou na nepohybující se straně motoru. To umožňuje přesné nastavení jejich polohy tak, aby bylo možno dosáhnout co nejpresnějších výsledků při měření.

2.6.2 Enkodéry

Tyto snímače se v zásadě rozdělují na dvě základní skupiny a to na absolutní a inkrementální enkodéry. Jedná se zpravidla o optická snímací zařízení obsahující jak zdroj světla,

tak přijímač (fotocitlivý prvek). Mezi zdroj a přijímač je vložen disk s otvory, ovlivňujícími zdali bude světlo ze zdroje zachyceno přijímačem či nikoliv.

U inkrementálního snímače je výstupní puls generován vždy při pootočení disku o definovaný úhel daný množstvím otvorů v disku (obrázek 12 a). Poloha rotoru je pak určována čítáním výstupních pulsů enkodéru. Pro získání informace také o směru otáčení rotoru, lze použít dvoukanálový enkodér. Ten disponuje dvěma výstupními signály (obrázek 12 b), které jsou posunuty o 90° . V průběhu jedné periody je pak možno pozorovat celkem čtyři hrany signálů A a B. V některých případech se každá hrana obou signálů vyhodnocuje odděleně, čímž je možno dosáhnout čtyřikrát vyššího rozlišení snímače. Enkodér v takovéto konfiguraci může generovat až několik tisíc pulsů na otáčku.



Obrázek 12: Disk inkrementálního enkodéru a jeho výstupní signály

Zdroj: [3], upraveno autorem

Absolutní enkodér je snímač poskytující vždy přesnou informaci o aktuální poloze hřídele stroje. Obsahuje v závislosti na rozlišení množství snímacích kanálů a jeho disk je vybaven více řadami otvorů různé šířky. Každá poloha je pak definována unikátní kombinací těchto výstupů, většinou reprezentovanou binárním zápisem. Jelikož absolutní enkodér nepracuje na bázi prostého čítání impulsů, nedejde, na rozdíl od inkrementálního typu, ke ztrátě informace o poloze v případě výpadku napájení.

2.6.3 Resolvery

V principu se jedná o rotační elektromechanický transformátor, jehož výstupem jsou dvě harmonická napětí vzájemně posunutá o 90° . Resolver se skládá z primárního pohyblivého vinutí a dvou sekundárních vinutí svírajících pravý úhel. Primární vinutí je buzeno střídavým napětím a

v závislosti na jeho poloze jsou indukována napětí do sekundárních cívek. Tato napětí jsou funkcemi sinus a cosinus a vyhodnocením jejich amplitud lze získat aktuální polohu rotoru. Rychlost otáčení je dána periodou těchto napětí a směr otáčení lze určit ze vzájemné polohy indukovaných napětí. [3]

2.6.4 Bezsenzorové snímání

Využití snímačů polohy popsaných výše s sebou přináší i určité nevýhody z pohledu finálních parametrů pohonu. Použitím bezsenzorového snímání polohy rotoru lze dosáhnout především značného snížení nákladů a zvýšení spolehlivosti pohonu. U motorů do výkonu cca 1kW se nahrazení senzorů polohy, které mají nezanedbatelnou vlastní spotřebu energie, promítne i do zvýšení celkové účinnosti. Bezsenzorové snímání polohy rotoru je nejčastěji využíváno u pohonů menšího výkonu, u kterých by náklady na snímač polohy byly příliš vysoké v poměru k celkové ceně pohonu, případně u aplikací, ve kterých není z mechanických či jiných důvodů možno senzory polohy vůbec použít.

Konkrétní metody bezsenzorového snímání polohy rotoru se liší pro BLDC motor s lichoběžníkovým zpětným EMF a PMSM motor se sinusovým průběhem indukovaného napětí. Obecně lze metody bezsenzorového snímání rozdělit na:

- a) Detekce průchodů nulou indukovaného napětí (back EMF)
- b) Detekce třetí harmonické statorového napětí
- c) Snímání změn indukance v osách d,q, napětí na motoru a proudů

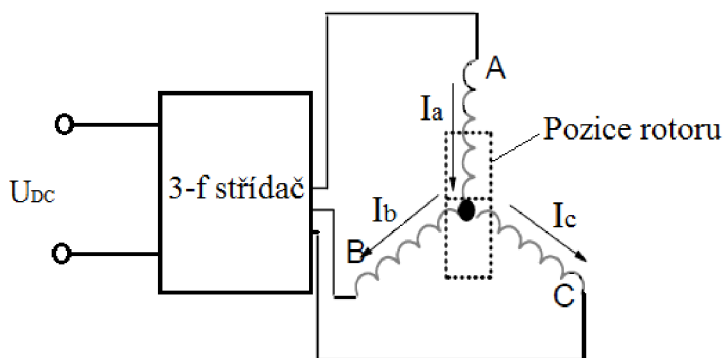
Metody a, b jsou obvykle používány pro BLDC motory, metody b, c pro PMSM motory. Výše uvedené metody lze dále rozdělit dle schopnosti detekce polohy rotoru při rozběhu nebo při nízkých otáčkách motoru. Metody a, b nemohou být běžně použity pro řízení motoru při nulových nebo velmi malých otáčkách. Naopak metoda c je vhodná pro všechny provozní stavy pohonu.

Nejjednodušší metody jsou založeny na snímání zpětného indukovaného napětí, kdy u BLDC motoru jsou v jeden okamžik buzeny pouze dvě fáze a na zbývající nenabuzené fázi probíhá měření. Přesný okamžik komutace je pak určen na základě průchodů indukovaného napětí v nenabuzené fázi nulou. Toto napětí má opačnou polaritu než napájecí napětí a jeho amplituda závisí na úhlové rychlosti motoru, síle magnetického pole generovaného permanentními magnety rotoru a počtu závitů statorových vinutí. Počet závitů na statoru a typ použitých permanentních magnetů je dán již při návrhu motoru. Tedy jediným parametrem

udávajícím hranici pro detekci dostatečné amplitudy indukovaného napětí nutné pro spolehlivé určení aktuální polohy rotoru, jsou otáčky samotného motoru. To znamená, že při nulových nebo velmi nízkých otáčkách motoru zcela chybí informace o poloze rotoru. Z tohoto důvodu je nutno věnovat zvláštní pozornost problematice rozběhu motoru při použití bezsenzorového snímání. [3]

2.7 Rozběh EC motoru

Při řešení problematiky rozběhu BLDC nebo PMSM motoru je nejzásadnějším kritériem znalost aktuální polohy rotoru, která je nezbytná pro správné řízení komutací. Při použití externích snímačů polohy jako jsou Hallovy senzory, enkodéry nebo resolvers je situace rozběhu relativně ulehčena, neboť poloha rotoru je známa v libovolném časovém okamžiku. Problém vzniká při velmi nízkých otáčkách motoru a při jeho rozběhu. Zde se již mohou projevit nedostatečné rozlišovací schopnosti použitých snímačů a tím dojde ke zhoršení přesnosti řízení. Pokud je použito bezsenzorové snímání polohy rotoru založené na snímání zpětného indukovaného napětí motoru, je zjevné, že při rozběhu a velmi nízkých otáčkách zcela chybí informace o aktuální poloze rotoru. Rozhodující je hranice otáček, od kterých lze detekovat dostatečnou hodnotu indukovaného napětí motoru, aby informace o poloze byla dostatečně spolehlivá a přesná. Tato hranice se liší u každého motoru a je dána jeho konstrukcí.



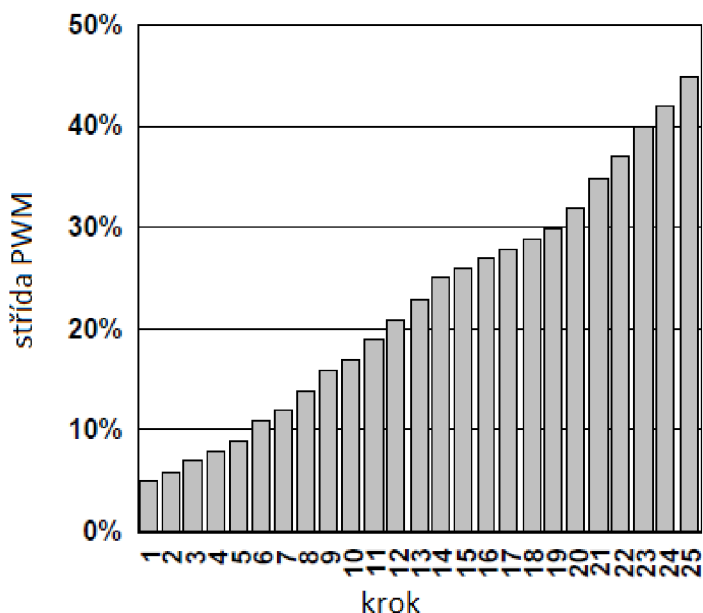
Obrázek 13: Buzení fází motoru při rozběhu – přípravná fáze

Zdroj: [11], upraveno autorem

Rozběh motoru při použití bezsenzorového snímání polohy se skládá z několika fází. První fází je fáze přípravná, která zajišťuje posunutí rotoru motoru z absolutně neznámé polohy před rozběhem do známé, do jisté míry definované polohy. Ve druhé fázi je motor řízen tzv. startovací rampou, která je předem definována v závislosti na parametrech motoru, připojené zátěži a požadovaném chování při rozběhu. V této fázi běží motor bez jakékoliv zpětné vazby (řízení v otevřené smyčce), neboť indukovaná napětí jednotlivých fází motoru při malých

otáčkách nedosahují takových hodnot, aby bylo možno detekovat jejich průchod nulovou hodnotou a tím řídit další komutace. Druhá fáze je také označována jako vynucený synchronní režim. Po dosažení takových otáček, ve kterých je již možné detekovat průchody nulou zpětného indukovaného napětí, následuje třetí fáze rozběhu a to přechod do automaticky komutovaného režimu. V této fázi je již motor plně kontrolován řídicí elektronikou, včetně zpětné vazby o poloze rotoru (řízení v uzavřené smyčce).

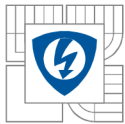
V první fázi rozběhu jsou buzena všechna tři vinutí motoru tak, jak je znázorněno v obrázku 13. Pokud je proud tekoucí fází A považován za kladný, pak fázemi B a C tečou proudy opačného směru. V případě, že uvažujeme symetrickou zátěž, je jejich velikost poloviční vzhledem k proudu tekoucího fází A. Aplikací tohoto nabuzení se rotor posune do předem definované polohy taktéž znázorněné ve zjednodušené podobě na obrázku výše. Rotor má samozřejmě určitou vlastní setrvačnost, a proto potřebuje jistý čas na přesun z klidové do startovací polohy. Aby nedocházelo k mechanickým oscilacím rotoru při skokovém plném nabuzení statorových vinutí, je budicí proud postupně zvyšován z malé hodnoty až k maximální budicí hodnotě proudu. Tento nárůst proudu definuje tzv. proudová rampa. Příklad této rampy je znázorněn na obrázku níže.



Obrázek 14: Příklad proudové rampy buzení motoru při rozběhu

Zdroj: [11], upraveno autorem

Proudová rampa se skládá z předem definovaného počtu kroků stejné délky a tím zároveň určuje délku trvání přípravné fáze rozběhu. Každému kroku odpovídá určitá úroveň buzení daná střídou řídicí PWM. Jednotlivé parametry proudové rampy jsou definovány na základě parametrů

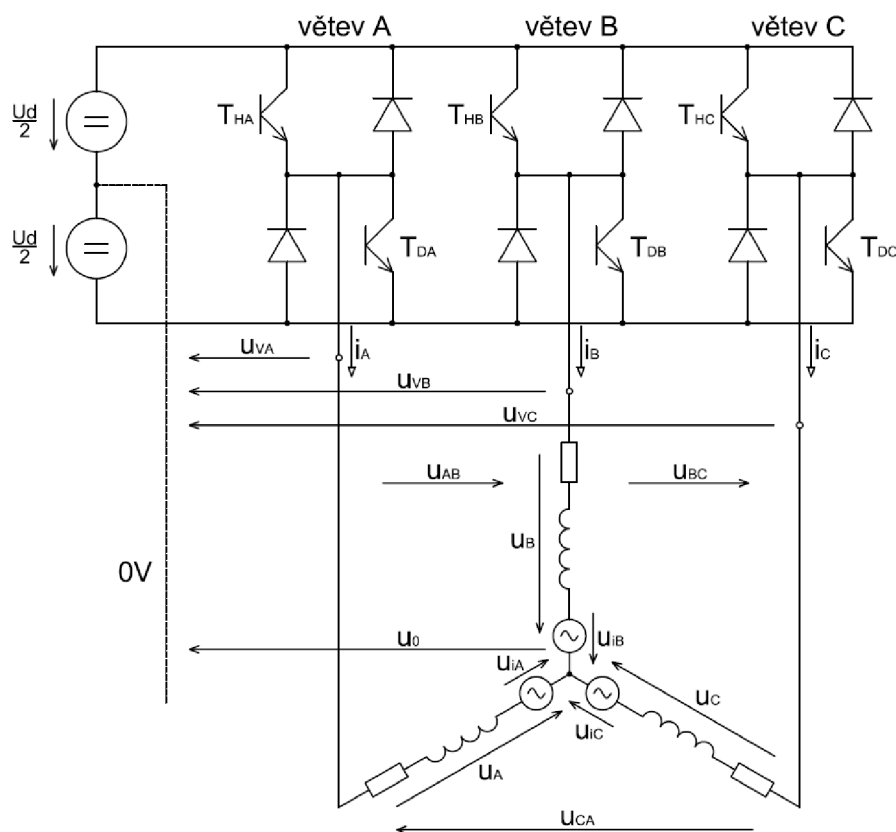


motoru, zátěži připojené na hřídeli a požadavků na chování motoru při rozběhu. Dle typu řízeného motoru lze použít lineární nebo exponenciální proudovou rampu. [3]

Druhou fází rozběhu je takzvaný vynucený synchronní režim, kdy je motor řízen v otevřené smyčce rozběhovou rampou a není možno ještě spolehlivě detekovat polohu rotoru měřením zpětného indukovaného napětí. V této fázi jsou statorová vinutí motoru buzena již jako při klasickém běhu motoru. Aby došlo ke spolehlivému rozběhu, je nutno definovat takové parametry rozběhové rampy, aby se motor rozeběhl při jakýchkoliv možných podmínkách v dané aplikaci. Rozběhová rampa obdobně jako proudová rampa v první fázi rozběhu má definovanou délku a tvar. Frekvence budicího proudu je zvyšována postupně, aby nedošlo vlivem setrvačnosti rotoru, případně zátěže, ke ztrátě synchronizace mezi rotorovým a statorovým magnetickým tokem. Na konci rozběhové rampy by již mělo být zpětné indukované napětí tak silné, aby bylo možno spolehlivě detekovat aktuální polohu rotoru. Pokud je tato podmínka splněna a poloha rotoru je známa, dojde k předání řízení do tzv. autokomutačního módu. Zde je již řízení plně v režii regulátorů a probíhá v uzavřené smyčce.

3 Třífázový střídač

K tomu, abychom mohli řídit chování EC motoru, ho potřebujeme nejen připojit ke zdroji napájecího napětí, ale zároveň musíme mít k dispozici i prostředek pro samotné řízení. Toto propojení je realizováno přes třífázový střídač (viz obrázek 15) skládající se ze tří větví tranzistorů. Každá z větví se dále skládá ze dvou tranzistorů a dvou diod. Tranzistory se nejčastěji používají typu MOS-FET nebo IGBT, přičemž diody většinou bývají přímou součástí tranzistorů. Středy jednotlivých větví trojfázového střídače jsou připojeny přímo na vinutí motoru. Spínání tranzistorů je řízeno mikroprocesorem, ve kterém je naprogramován řídicí algoritmus.



Obrázek 15: Schéma trojfázového střídače se zátěží

Zdroj: [2], upraveno autorem

U trojfázových střídačů rozeznáváme následující druhy napětí:

- $\mathbf{u_{VA}(t)}$, $\mathbf{u_{VB}(t)}$, $\mathbf{u_{VC}(t)}$ – *větvová napětí*; měřená proti pomyslnému středu stejnosměrného mezilehlého napětí U_d
- $\mathbf{u_{AB}(t)}$, $\mathbf{u_{BC}(t)}$, $\mathbf{u_{CA}(t)}$ – *sdrúžená napětí*; měřená mezi výstupy dvou sousedních větví
- $\mathbf{u_A(t)}$, $\mathbf{u_B(t)}$, $\mathbf{u_C(t)}$ – *fázová napětí*; vznikají na jednotlivých ramenech zátěže zapojené do hvězdy; při zapojení do trojúhelníku je nelze měřit
- $\mathbf{u_{iA}(t)}$, $\mathbf{u_{iB}(t)}$, $\mathbf{u_{iC}(t)}$ – *vnitřní (rotační) indukovaná napětí stroje* (zpětné EMF)

- $\mathbf{u}_0(t)$ – tzv. *vychylovací napětí*; měřené mezi středem zátěže zapojené do hvězdy a mezi pomyslným středem mezilehlého napětí

Pomocí 2. Kirchhoffova zákona lze určit vztahy pro sdružená napětí

$$u_{AB}(t) = u_{VA}(t) - u_{VB}(t)$$

$$u_{BC}(t) = u_{VB}(t) - u_{VC}(t)$$

$$u_{CA}(t) = u_{VC}(t) - u_{VA}(t)$$

Při uvažování symetrické zátěže měniče zapojené do hvězdy lze fázová napětí vypočítat

$$u_A(t) = \frac{2}{3}u_{VA}(t) - \frac{1}{3}u_{VB}(t) - \frac{1}{3}u_{VC}(t) + \frac{1}{3}\sum u_i(t)$$

$$u_B(t) = \frac{2}{3}u_{VB}(t) - \frac{1}{3}u_{VA}(t) - \frac{1}{3}u_{VC}(t) + \frac{1}{3}\sum u_i(t)$$

$$u_C(t) = \frac{2}{3}u_{VC}(t) - \frac{1}{3}u_{VA}(t) - \frac{1}{3}u_{VB}(t) + \frac{1}{3}\sum u_i(t)$$

Kde

$$\sum u_i(t) = u_{iA}(t) + u_{iB}(t) + u_{iC}(t) \cong 0$$

Vlivem nedokonalostí stroje může dojít k tomu, že součet indukovaných napětí není přesně roven nule. V tom případě dochází k ovlivňování velikostí fázových napětí.

Pro vychylovací napětí lze psát vztah

$$u_0(t) = \frac{1}{3}u_{VA}(t) + \frac{1}{3}u_{VB}(t) + \frac{1}{3}u_{VC}(t) - \frac{1}{3}\sum u_i(t)$$

Z výše uvedených vztahů je patrné, že i součet okamžitých hodnot fázových napětí je roven nule

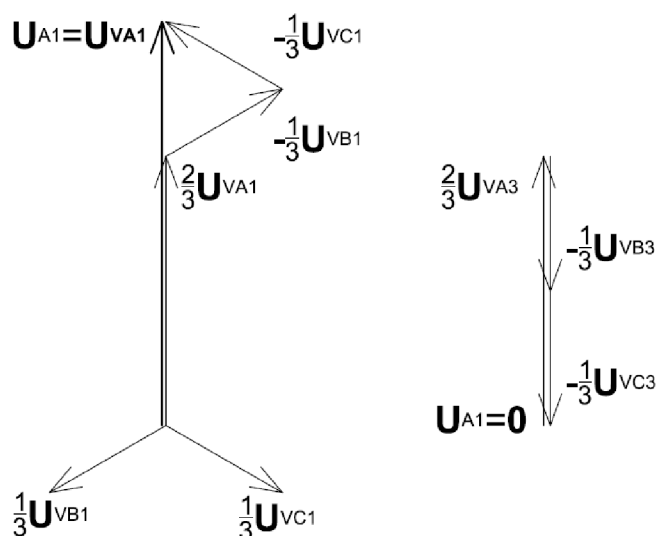
$$u_A(t) + u_B(t) + u_C(t) = 0$$

Na výstupech jednotlivých větví střídače jsou periodické signály se stejným průběhem vzájemně posunuté o třetinu periody. Kromě první harmonické mohou tyto signály obsahovat i složky vyšších harmonických. Při uvažování symetrické zátěže lze znázornit fázory první harmonické větvových napětí jako symetrickou hvězdu popsanou rovnicí

$$\mathbf{U}_{A1} = \frac{2}{3}\mathbf{U}_{VA1} - \frac{1}{3}\mathbf{U}_{VB1} - \frac{1}{3}\mathbf{U}_{VC1} = \mathbf{U}_{VA1}$$

Třetí harmonické větvových napětí jsou v trojfázové soustavě vždy soufázové a lze psát

$$\mathbf{U}_{A3} = \frac{2}{3}\mathbf{U}_{VA3} - \frac{1}{3}\mathbf{U}_{VB3} - \frac{1}{3}\mathbf{U}_{VC3} = 0$$



Obrázek 16: Grafické znázornění fázorů 1. a 3. harmonické větrových napětí

Zdroj: [7], upraveno autorem

Pro ustálený stav v trojfázové symetrické soustavě platí následující body:

- 1. harmonické větrového a odpovídajícího fázového napětí mají stejnou amplitudu i fázi – jsou totožné.
- Větrová napětí nesmí obsahovat sudé harmonické – předpokladem je kvalitní PWM modulátor.
- Větrová napětí mohou obsahovat mimo první harmonické i třetí harmonickou a vyšší, jejichž řád je násobkem tří. Harmonické násobku tří jsou soufázové a eliminují se podle výše uvedeného vztahu.
- Fázová a sdružená napětí neobsahují harmonické násobku dvou a tří.
- Všechna větrová napětí mohou obsahovat stejnou stejnosměrnou složku, která se rovněž nepromítne do fázových a sdružených napětí. Stejnosměrná složka je využívána u některých variant SVM algoritmů (viz 3.2.3). [2, 7]

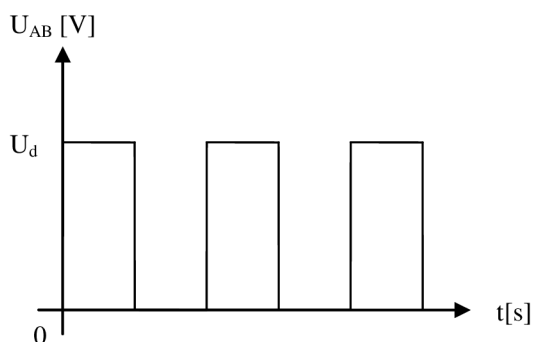
3.1 Principy spínání

Signály pro řízení spínání jednotlivých tranzistorů ve větvích jsou generovány mikroprocesorem v závislosti na použité metodě řízení motoru. Spínání lze rozdělit na unipolární nebo bipolární, případně na nezávislé a komplementární spínání.

3.1.1 Unipolární a bipolární spínání

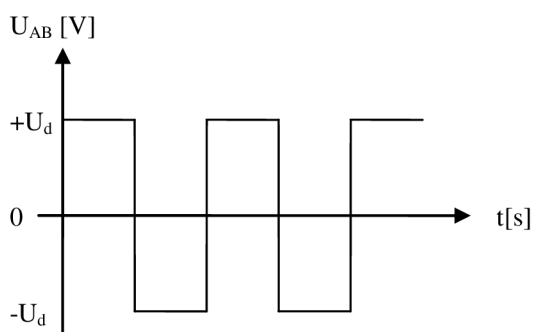
Rozdíl mezi unipolárním a bipolárním způsobem spínání trojfázového střídače spočívá ve výstupním napětí střídače. Respektive v průběhu napětí naměřeného přímo na svorkách motoru. V dalších odstavcích jsou uvažovány dvě tranzistorové větve celého střídače při 6ti-krokovém řízení, kdy jsou současně napájeny pouze dvě fáze motoru.

Při **unipolárním spínání** jsou nejprve sepnuty tranzistory T_{HA} a T_{DB} (viz obrázek 15) a na motoru se objeví napájecí napětí U_d . Poté je rozepnut tranzistor T_{HA} a sepnut je T_{DA} (T_{DB} zůstává stále v sepnutém stavu). Tím se fáze prakticky zkratují a na svorkách se objeví nulové napětí, tedy napětí na svorkách nabývá hodnot od nuly do napájecího napětí U_d . Viz obrázek 17.



Obrázek 17: Napětí na svorkách motoru při unipolárním spínání střídače

Při **bipolárním spínání** jsou nejprve sepnuty tranzistory T_{HA} a T_{DB} a na svorkách motoru je napětí $+U_d$. Poté jsou tyto tranzistory rozepnuty a sepnuty jsou křížem T_{DA} a T_{HB} , čímž se na svorkách objeví napětí opačné polarity, tedy $-U_d$. Z toho vyplývá, že napětí na svorkách motoru nabývá při bipolárním spínání hodnot od $-U_d$ do $+U_d$ – viz obrázek 18.



Obrázek 18: Napětí na svorkách motoru při bipolárním spínání střídače

3.1.2 Nezávislé a komplementární spínání

Rozdíl spočívá v sekvenci spínání jednotlivých tranzistorů ve větvi. Při použití nezávislého spínání mohou být tranzistory spínány naprosto nezávisle na sobě. To například znamená, že můžeme spínat pouze jeden nebo se oba mohou nacházet ve stejném stavu. Toto není možné s použitím komplementárního spínání, neboť v tom případě jsou tranzistory v jedné větvi vůči sobě vždy v opačném stavu. Pokud je jeden z nich sepnutý, druhý je rozepnutý. Není možné dosáhnout toho, aby se oba tranzistory nacházely v jednom časovém okamžiku ve stejném stavu. Při použití komplementárního spínání je však nutné respektovat fakt, že zapínací a vypínací děje tranzistoru mohou trvat, a z pravidla také trvají, různě dlouhou dobu. To by mohlo zapříčinit krátkodobé zkratové stavy a tím i zničení těchto tranzistorů. Pro zabránění současnému sepnutí obou tranzistorů jedné větve je nutné použít tzv. deadtime, v češtině označovaný jako mrtvá doba. Jedná se o velmi krátký časový úsek vkládaný mezi jednotlivá spínání, který nám zaručí dostatečný čas pro ukončení přechodných dějů při spínání a vypínání tranzistorů. Toto opatření je nejčastěji realizováno pomocí mikroprocesorů, neboť většina z nich, jež jsou primárně určeny k řízení motorů, s použitím „deadtime“ počítá a není tedy nutné to ošetřovat psaním složitého algoritmu. [8]

3.2 Řídicí algoritmy

Na rozdíl od DC motorů, kde je komutace zajištěna mechanicky, vyžadují třífázové bezkartáčové motory s permanentními magnety ke svému řízení elektronické komutační obvody. Nejrozšířenější jsou v podstatě tři základní metody a to lichoběžníková (6ti-kroková), sinusová komutace a pro náročné aplikace vektorové řízení (FOC – Field Oriented Control). Každá z komutačních metod může být implementována odlišným způsobem závislejícím na konkrétním řídicím algoritmu, na použitém hardwaru řídicího systému a způsobu snímání polohy rotoru.

3.2.1 Lichoběžníková komutace

Pro svou jednoduchost řídicího algoritmu je velmi oblíbená metoda lichoběžníkové komutace, častěji označována jako 6ti-kroková komutace. Používá se zpravidla pro řízení BLDC motorů s lichoběžníkovým tvarem indukovaného napětí. Je založena na spínání dvou fází BLDC motoru zároveň v předem definovaných sekvencích. Jedna z fází je vždy v daném časovém okamžiku nezapojena. Pro snímání polohy rotoru jsou nejčastěji použity Hallovy senzory, případně jedna z metod bezsenzorového snímání (viz 2.6).

Použitím metody 6ti-krokové komutace se dosahuje velice dobrých výsledků při řízení otáček BLDC motoru, ale zároveň je nutné počítat s nevýhodami dané metody. Největší nevýhodou je zvlnění momentu, které se projevuje především při nízkých otáčkách motoru. Toto zvlnění je způsobeno průtokem proudu pouze dvěma vinutími motoru současně, což způsobuje nelinearitu. Tato nelinearita se projevuje vibracemi a hlučným provozem motoru. Regulátor proudu musí být dostatečně pomalý, aby nereagoval na přechod proudu z jedné fáze do druhé, čímž se snižuje jeho možný výkon. Pro dosažení maximálního točivého momentu by se měla komutace provádět po 180° , přičemž pro maximální potlačení zvlnění momentu je ideální úhel komutace po 120° . Metoda 6ti-krokové komutace je nejčastěji používána v nenáročných aplikacích vyžadujících pouze jednoduché zpětnovazební řízení, u kterých nevádí zmíněné kolísání momentu. [9]

3.2.2 Sinusová komutace

Použitím řízení motoru metodou sinusové komutace dojde k nahrazení ploché špičky lichoběžníku sinusovým průběhem napětí, jež se mnohem více podobá zpětnému EMF samotného motoru. Pro dosažení takového chování je nutné řešit komutaci motoru komplexněji. Aby komutace neprobíhala skokově při přepínání jednotlivých fází, jako je tomu u lichoběžníkového řízení, jsou trvale napájeny všechny tři fáze. Motor může být řízen v otevřené nebo uzavřené smyčce s použitím snímače otáček. Nejčastěji se tento typ řízení používá ve středně náročných aplikacích, kde je již požadavek na přesnější řízení otáček a momentu motoru.

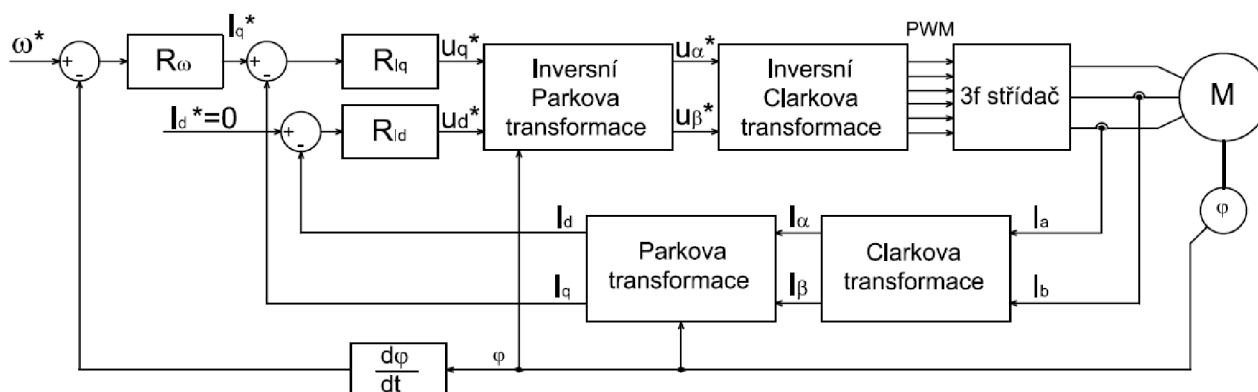
Metoda sinusové komutace se nejčastěji používá pro motory typu PMSM se sinusovým průběhem indukovaného napětí. Motor je pak schopen dosáhnout velmi hladkého chodu s velkou přesností regulace. Také je potlačeno zvlnění momentu, které se značně projevovalo u metody lichoběžníkové komutace. Za nevýhodu by se dala označit nutnost přesného snímání polohy rotoru, což se projevuje mnohem vyšší cenou než při použití 6ti-krokové komutace. Jako snímače polohy se v tomto případě používají takové, které jsou z principu schopné poskytnout vysokou rozlišovací schopnost, tedy například optické enkodéry nebo resolvery. V některých případech lze s výhodou využít i bezsenzorové snímání polohy rotoru. [9]

3.2.3 Vektorové řízení (FOC)

Vektorové řízení, nazývané též jako FOC (Field Oriented Control) je vhodné především pro nejnáročnější aplikace z důvodu nutnosti vytvářet komplexní návrh a také vzhledem k vyšším

požadavkům na zpracování. Komutace motoru probíhá na základě výpočtů využívajících napěťových a proudových vektorů získaných pomocí proudové zpětné vazby motoru. To zajistí vysokou účinnost a široké provozní rozsahy motoru a poskytne precizní dynamické řízení otáček a momentu motoru.

FOC řídí statorové proudy reprezentované prostorovým vektorem. Tyto proudy se transformují do dvou složek řízených odděleně. Pro převod tří statorových proudů na jednotlivé složky se používají transformace. Clarkova transformace převádí třífázový sinusový systém na dvoufázový časově proměnný systém označovaný jako systém α , β . Druhou používanou transformací je Parkova, která převádí stacionární souřadný systém vzniklý použitím Clarkovy transformace do dvou-souřadnicového časově nezávislého souřadného systému d , q . Pro transformaci do d , q systému je použita hodnota úhlu natočení hřídele, čímž je tento systém pevně svázán s budičím magnetickým tokem rotoru (d) a statorový tok je vytvářen proudem v ose q kolmé na osu d . Složka d (direkt - přímá) se podílí na vzniku toku a složka q (qadrature - kvadrurní) na vzniku momentu motoru. Tyto transformace existují i ve zpětném, neboli inverzním provedení. Výstupem řízení FOC jsou napětí, která jsou převedena na třífázový systém pomocí inverzní Clarkovy transformace. Tuto transformaci provádí jeden z mnoha algoritmů pro generování stříd PWM signálů pro řízení jednotlivých větví měniče. [9]



Obrázek 19: Zjednodušené blokové schéma FOC řízení

Zdroj: [7], upraveno autorem

Za základní algoritmus pro generování PWM stříd pro jednotlivé tranzistory je považována SVM (Space Vector Modulation) modulace. Z podstaty fungování třífázového střídače plyne, že existuje celkem osm (3 větve po 2 tranzistorech) základních kombinací sepnutí střídače neboli stavů reprezentovaných prostorovými vektory napětí. Šest vektorů je vůči sobě vždy posunuto o 60° , zbývající dva jsou tzv. nulové stavy.

Úkolem SVM modulace je převést napěťové vektory v souřadnicích α, β dané výstupy regulátorů na třífázové hodnoty stříd řídicích jednotlivé tranzistory. Požadovaný vektor napětí je pak dán kombinací základních prostorových vektorů střídače, kdy jsou jednotlivé stavy spínány po přesně definovanou dobu. Použitím SVM modulace je dosaženo účinnějšího využití napětí meziobvodu střídače než u klasické sinusové pulsní šířkové modulace. Maximální výstupní napětí u SVM algoritmu dosahuje 1,15 násobku oproti sinusové modulaci.

3.2.4 Porovnání řídicích algoritmů

Komutační metoda	Řízení otáček	Řízení momentu		Složitost algoritmu
		Nízké otáčky	Vysoké otáčky	
Lichoběžníková	výborné	zvlnění momentu	efektivní	Nízká
Sinusová	výborné	výborné	neefektivní	Střední
Vektorové řízení	výborné	výborné	výborné	Vysoká

Tabulka 3: Porovnání řídicích algoritmů

Zdroj: [9], upraveno autorem

4 Měníč pro EC motor

Při návrhu měniče je nutno zvážit mnoho faktorů. V první řadě je potřeba znát finální aplikaci měniče. S tím zásadním způsobem souvisí jednak způsob napájení měniče – síťové napájení, akumulátorové napájení, napájení z externího stejnosměrného zdroje atd. – a také zároveň požadavky na jeho řízení.

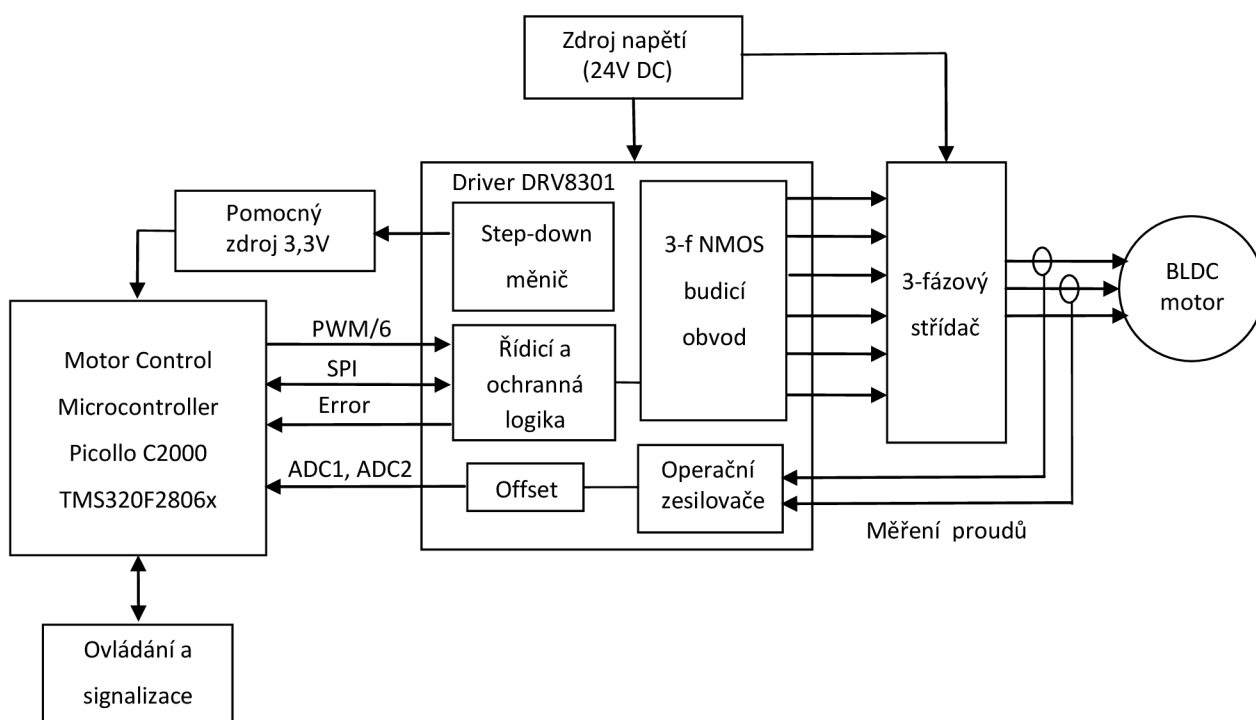
Z pohledu napájení jde především o návrh hardwarové části měniče. Pro síťovou aplikaci je nutno volit naprosto rozdílné výkonové komponenty na rozdíl od aplikace nízkonapěťové. Dále pak je z tohoto hlediska nutné určit, zdali je nezbytné galvanické oddělení řídicí a výkonové části měniče, případně i komunikačních kanálů. S tím souvisí návrh zdrojů pro napájení mikroprocesoru, budících obvodů a dalších částí, stejně tak jako ochranných obvodů měniče. Z pohledu návrhu samotné desky plošného spoje je důležité respektovat platné normy určující mimo jiné minimální izolační vzdálenosti, které se samozřejmě s rostoucím napětím úměrně zvyšují, čímž rostou i nároky na celkovou velikost měniče.

Co se požadavků na řízení měniče týče, naprosto stěžejní pro další rozhodování je typ použitého motoru a provozní podmínky. Pokud je zvolen PMSM motor, tedy se sinusovým průběhem indukovaného napětí (back EMF), pak je prakticky nevyhnutelné použití jednoho z algoritmů vektorového řízení. V případě užití BLDC motoru s lichoběžníkovým průběhem indukovaného napětí lze pro jednoduché aplikace s výhodou použít, z pohledu řídicího algoritmu jednodušší, 6ti-krokové řízení. Není však pro náročnější aplikace vyloučeno použití vektorového řízení.

Provozními podmínkami se v tomto případě rozumí především pracovní oblast motoru a způsob zatížení. Při požadavcích na maximální moment v malých otáčkách, případně na vysoký záběrný moment, je ve většině případů nezbytné využít snímání polohy rotoru pomocí senzorů. To lze provést buď pomocí Hallových senzorů (méně přesné), případně pomocí enkodérů, revolverů a dalších podobných snímačů. Naopak pokud je požadavkem řízení motoru v rozsahu vyšších pracovních otáček, zpravidla je použita koncepce bezsenzorového řízení, tzn. poloha rotoru je vypočítávána softwarově pouze na základě okamžitých hodnot napětí a proudů měřených v měniči. Tento způsob je jednodušší z pohledu návrhu hardwaru měniče, kdy není potřeba řešit obvody samotných snímačů, jejich zesilovací prvky a filtry, ale následně řádově složitější na řídicí algoritmus a tím i rychlost mikroprocesoru.

4.1 Blokové schéma

Návrh měniče se opírá o poměrně novou koncepci InstaSPIN-FOC nabízenou firmou Texas Instruments. Jedná se o komplexní řešení umožňující identifikaci, ladění a plnou kontrolu třífázových motorů jak asynchronních, tak synchronních. Toto řešení nahrazuje použití mechanických senzorů na rotoru stroje použitím tzv. algoritmu softwarového enkodéru (bezsenzorový observer - pozorovatel). Tento algoritmus je označován jako FAST (Flux, Angle, Speed, Torque) a je implementován v ROM paměti mikroprocesorů řady Piccolo C2000. Velkou předností tohoto řešení je možnost využití autodetekce parametrů motoru, což lze využít při prvotních pokusech o řízení motoru neznámých parametrů. Po zadání několika základních parametrů je zpravidla možno motor poprvé roztočit v řádu minut. Z pohledu řízení je využíván algoritmus vektorového řízení FOC. To umožňuje dosažení vysoké účinnosti, výkonu a spolehlivosti pro různé provozní podmínky motoru. Obrázek 20 znázorňuje základní koncepci měniče v podobě blokového schématu. Návrh jednotlivých částí měniče je detailně popsán v následujících odstavcích.



Obrázek 20: Blokové schéma řídicí elektroniky BLDC motoru

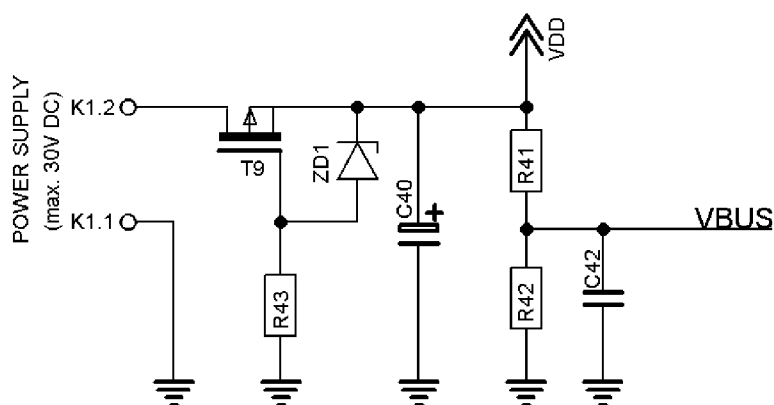
4.2 Návrh měniče

4.2.1 Napájecí část

Pro napájení měniče je využito externího dostatečně dimenzovaného stejnosměrného zdroje o výstupním napětí 24V. Jelikož měnič může pracovat s poměrně vysokými hodnotami proudů v řádech desítek ampér, je třeba věnovat maximální pozornost ochranným obvodům.

Prvním ochranným prvkem je ochrana proti přepólování napájecího napětí. Ta sestává z MOSFET tranzistoru T9 typu P, rezistoru R43 a Zenerovy diody ZD1. Schéma zapojení je znázorněno na obrázku 21. Tranzistor musí být s rezervou dimenzován na maximální možný proud měničem a zároveň je nutno z pohledu chlazení respektovat výkonovou ztrátu vznikající na tomto tranzistoru. Pro tento měnič byl zvolen tranzistor SUM110P06-07L od firmy Vishay, jehož maximální konstantní proud je 95A při napětí 60V. Z pohledu ztrát je nejdůležitějším parametrem odpor v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$, jež má u tohoto typu tranzistoru hodnotu $7m\Omega$. To při uvažování maximálního proudu měničem 30A činí teoretickou ztrátu 6,3W, což je nutno zohlednit při návrhu desky plošného spoje. Řídicí napětí na gate tranzistoru musí být v rozsahu $\pm 20V$. Z toho důvodu je použita Zenerova dioda s napětím 15V a rezistor R43 pro nastavení jejího pracovního bodu. Tato dioda omezí spínací napětí U_{GS} v požadovaných mezích i při zvýšení napájecího napětí nad hodnotu 20V.

O napájecím napětí 24V z externího zdroje lze v tomto případě hovořit zároveň jako o napětí stejnosměrného meziobvodu měniče. Tento meziobvod musí obsahovat dostatečně dimenzované kondenzátory pro pokrytí potřeb špičkových proudů při dynamických stavech. Konkrétně jsou zde použity 4 elektrolytické kondenzátory, každý o hodnotě $470\mu F/50V$. Jeden se nachází přímo u vstupních napájecích svorek, další tři jsou pak umístěny co nejbližše jednotlivým tranzistorovým větším měniče.

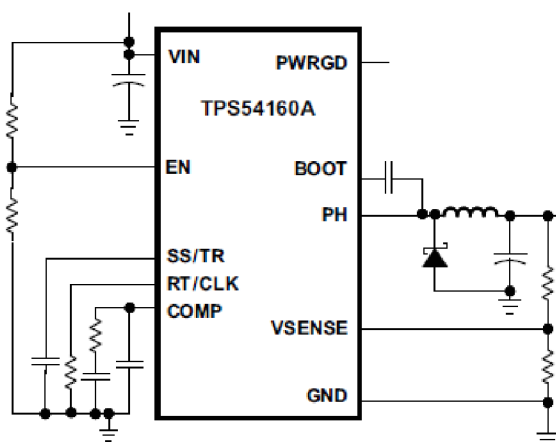


Obrázek 21: Schéma vstupní napájecí části měniče

Pro účely nepřetržité diagnostiky napájecího zdroje, případně signalizaci jeho aktuálního stavu, je nezbytně nutné znát přesnou hodnotu napětí. Napájecí napětí je přes odporový dělič R41, R42 a filtrační kondenzátor C42 přivedeno přímo na vstupní port A/D převodníku procesoru jako signál VBUS. Hodnoty rezistorů v děliči jsou voleny s ohledem na teoreticky maximální možnou měřenou hodnotu napětí a zároveň jsou z důvodu přesnosti měření použity rezistory alespoň v toleranci 1%. Musí být zajištěno, že ve všech provozních stavech se na A/D převodník procesoru dostanou pouze hodnoty napětí v rozmezí 0 až 3,3V. Jinak by mohlo dojít k poškození procesoru.

4.2.2 Pomocné zdroje:

K zajištění napájení mikroprocesoru, částečně budiče, komunikačních obvodů a dalších periférií jsou nezbytné i hodnoty napětí odlišné od hodnoty napětí napájecího. Budič tranzistorů DRV8301 je primárně napájen přímo napájecím napětím měniče (v rozmezí 6 - 60V). Tento budič v sobě obsahuje nastavitelný snižující, tzv. step-down měnič napětí TPS54160, jehož zjednodušené schéma zapojení je na obrázku 22. Proudová zatížitelnost tohoto měniče dosahuje hodnoty až 1,5A. Praktické zapojení je uvedeno v příloze č. 1 a vychází z doporučení výrobce. V této aplikaci byla zvolena hodnota výstupního napětí 5V.



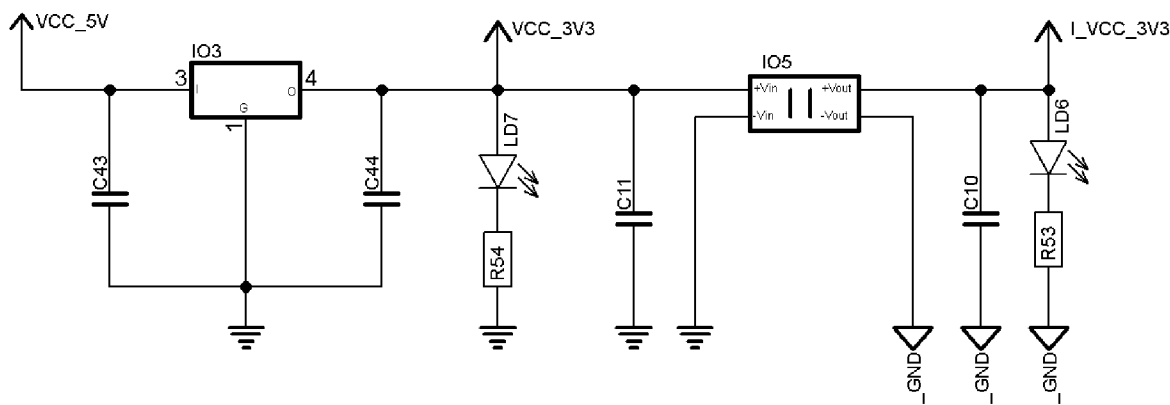
Obrázek 22: Zjednodušené schéma step-down měniče integrovaného v budiči DRV8301

Na pin VIN je přivedeno vstupní napětí v rozsahu 3,5 – 60V. Pin EN sloužící pro povolení nebo zakázání funkce step-down měniče je trvale připojen přes pull-up rezistor na napájení tak, aby hodnota na tomto pinu neklesla pod 1,2V. Tím se udržuje stále v aktivním stavu. Přes pin SS/TR je nastavována doba startu měniče, pin RT/CLK slouží pro externí nastavení časování a pin COMP je výstupem chybového zesilovače měniče. Bootstrapový

kondenzátor je zapojen mezi piny BOOT a PH, jež je zároveň výstupním pinem. Na tento pin jsou dále připojeny filtrační komponenty jako tlumivka, schottky dioda a výstupní kondenzátor. Požadovaná hodnota výstupního napětí je nastavena pomocí děliče, jehož střed je připojen na pin VSENSE. Výpočet děliče je uveden v datasheetu výrobce. [12]

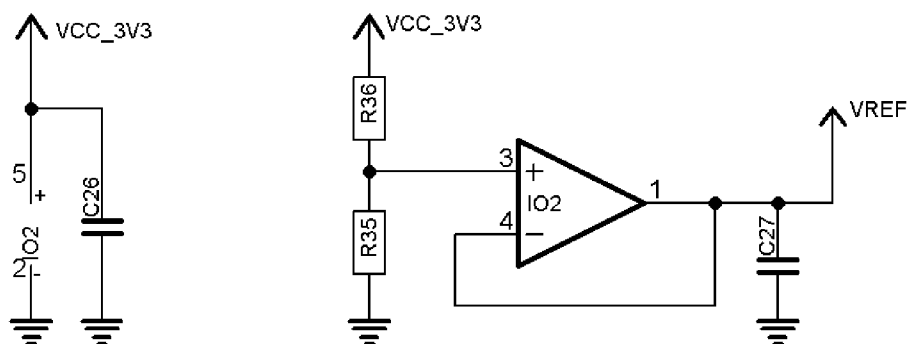
Nejpoužívanější hodnotou napětí hned po primárním napájení 24V je 3,3V. Pro komunikaci měniče s okolím je z důvodu bezpečnosti a spolehlivosti nutné použít galvanické oddělení výstupních signálů, což vyžaduje mimo jiné i galvanicky oddělený napájecí zdroj 3,3V. Napětí 3,3V je získáváno z výstupního napětí step-down měniče v budiči 5V. Je použit lineární stabilizátor LD1086DT33 od firmy ST Microelectronics společně se vstupním a výstupním keramickým kondenzátorem C43 a C44. Tento stabilizátor je vhodný pro proudové zatížení až 1,5A, což je v této aplikaci naprosto dostačující.

Galvanicky oddělené napájení 3,3V použité pro obvody komunikující s okolními zařízeními je řešeno pomocí DC/DC galvanicky odděleného měniče IE0303S-H od firmy XP-POWER určeného pro proudy až 300mA. Tento zdroj má garantovanou napět'ovou izolační pevnost 1000V DC. Jeho zapojení se opírá o doporučení výrobce včetně vstupního a výstupního kondenzátoru C10 a C11. Jako jednoduchá signalizace správné funkčnosti stabilizátoru a galvanicky odděleného zdroje jsou použity dvě LED diody LD6 a LD7.



Obrázek 23: Schéma zapojení galvanicky odděleného DC/DC měniče a stabilizátoru 3,3V

Ochrana proti nadproudu, jež bude popsána v jedné z následujících kapitol, vyžaduje pro svou správnou funkci referenční hodnotu napětí rovnou přesně polovině napájecího napětí procesoru, tedy 1,65V. Za tímto účelem slouží zapojení s operačním zesilovačem na obrázku 24.



Obrázek 24: Schéma zapojení zdroje referenčního napětí 1,65V

Do kladného vstupu tohoto OZ, zapojeného jako sledovač s velkým vstupním odporem, je přiveden střed děliče sestávajícího ze dvou rezistorů o stejné hodnotě. Aby bylo dosaženo maximální možné přesnosti výstupního napětí, jsou tyto rezistory v toleranci pouze 0,1%. Výstup OZ (napětí označované jako VREF) je filtrován malým keramickým kondenzátorem. Napájení samotného operačního zesilovače je přivedeno opět přes filtrační kondenzátor.

Poslední používanou hodnotou napájecího napětí je 1,8V. Toto napětí je použito k napájení obvodů vnitřního jádra FTDI obvodu FT2232H použitého ke komunikaci přes rozhraní USB. Tento obvod obsahuje napevno nastavený integrovaný měnič napětí s výstupní hodnotou 1,8V. Jedinou nutností je připojení externího kondenzátoru určeného katalogovým listem výrobce. [13]

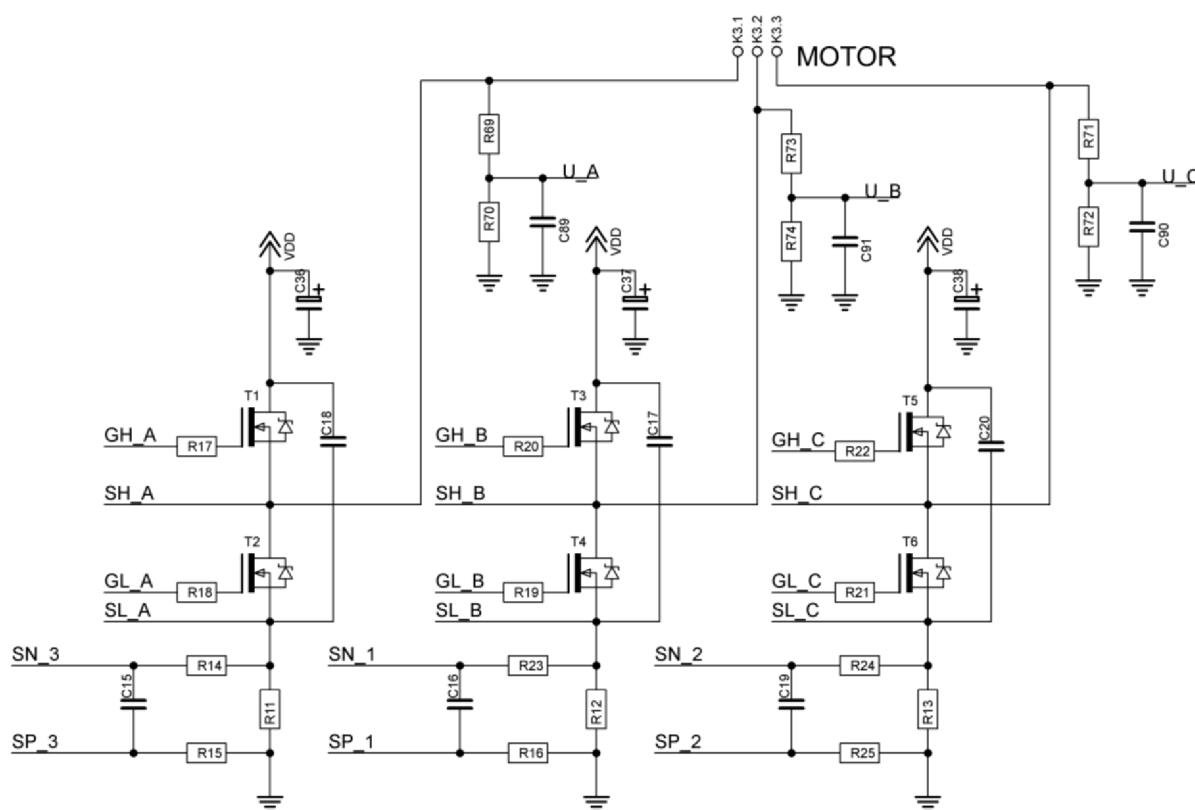
4.2.3 3-fázový střídač

Koncepce třífázového střídače je znázorněna na obrázku 25 a prakticky vychází z teoretické části uvedené v kapitole 3. Jsou použity tři dvojice MOSFET tranzistorů. Vzhledem k tomu, že oba tranzistory ve větvi jsou typu N-MOS, vznikají vyšší nároky na jejich spínání, a tím tedy nároky na kvalitu a spolehlivost budících obvodů, než při použití horního tranzistoru větve typu P-MOS a spodního typu N-MOS. Hlavní předností tranzistorů typu N je, že dosahují zpravidla mnohem lepších elektrických parametrů. Největší rozdíl je v hodnotě vnitřního odporu v sepnutém stavu R_{DSon} , což se následně pozitivně projevuje na hodnotě celkových ztrát měniče.

Pro tento měnič jsou použity tři dvojice tranzistorů od firmy Infineon, konkrétně typ BSB014N04LX3 G v SMD pouzdře. Tento tranzistor je schopen přenášet trvalý proud 180A a jeho vnitřní odpor R_{DSon} je 1,4m Ω . Maximální hodnota napětí U_{DS} , kterou může tento typ tranzistoru spínat je 40V, což je pro tuto aplikaci s rezervou dostačující. Tranzistory jsou spínány mikroprocesorem přes budící obvod DRV8301, o kterém je bližší zmínka v další kapitole. [14]

Pro zajištění kvalitního napájení, schopného pokrýt energetické nároky při dynamických stavech pohonu, jsou u každé tranzistorové větve umístěny vhodné elektrolytické kondenzátory. Každý kondenzátor má kapacitu $470\mu\text{F}$ a je určen pro napětí 50V. Vzhledem k nominálnímu napájecímu napětí 24V jsou tyto kondenzátory dimenzovány naprosto dostatečně.

Při provozu měniče dochází při přechodových jevech (spínání a vypínání) na tranzistorech jednotlivých větví ke vzniku napěťových špiček a tím i k jejich impulsnímu namáhání. K omezení tohoto namáhání jsou použity 3 impulsní kondenzátory, které jsou schopny tyto napěťové špičky absorbovat a tím zabránit destrukci tranzistorů. Kondenzátory jsou zapojeny paralelně k jednotlivým dvojicím tranzistorů ve větvích. Naprosto nezbytné je jejich fyzické umístění co nejbližší k odpovídajícím vývodům horního a spodního tranzistoru.



Obrázek 25: Schéma zapojení 3-fázového střídače, měření proudů a fázových napětí

Snímání aktuální hodnoty proudu v jednotlivých větvích je realizováno měřením úbytků napětí na snímacích rezistorech R11 až R13. Jsou použity rezistory s odporem $1\text{m}\Omega$, jejichž maximální ztrátový výkon je 3W. Úbytek napětí na snímacím rezistoru je měřen pomocí operačních zesilovačů integrovaných v budícím obvodu DRV8301. Tyto operační zesilovače jsou zapojené jako rozdílový zesilovač, který měřený signál zesiluje a zároveň impedančně přizpůsobuje vstupům mikroprocesoru. Fázové proudy postačuje měřit na dvou fázích, třetí hodnota se následně dopočítává. U každého snímacího rezistoru je umístěn vysokofrekvenční filtr

pro získání co nejpřesnější hodnoty měřeného úbytku napětí. Výstupy těchto filtrů jsou poté přivedeny přímo na vstupy interních operačních zesilovačů SN1, SP1, SN2, SP2 budicího obvodu.

Třífázový střídač dále obsahuje ochranu proti nadproudu, sestávající z operačního zesilovače OPA365 zapojeného jako rozdílový zesilovač. Na vstupy tohoto zesilovače jsou přivedena napětí měřená na jednotlivých snímacích rezistorech. Aby bylo možno měřit proud obou polarit, je kladný vstup OZ připojen přes rezistor R32 na referenční napájecí napětí 1,65V. Pro správnou funkci musí být dodržen stejný poměr hodnot odporů R32 a R33 vůči odporům na vstupech OZ. Maximální kladný proud pak odpovídá hodnotě výstupního napětí operačního zesilovače 3,3V, maximální záporný proud hodnotě 0V. Výstupní hodnota označená jako I_TOT je filtrována kondenzátorem C25 a vedena přímo na vstupní pin AD převodníku procesoru. V případě zaznamenání nadproudu na jakékoliv fázi je tento stav vyhodnocen procesorem a celý měnič odpojen tak, aby nedošlo k nadměrnému přetížení jednotlivých komponent.

Použití bezsenzorového algoritmu řízení BLDC motoru vyžaduje znalost aktuální hodnoty napětí indukovaného v jednotlivých fázích motoru. Následně jsou vyhodnocovány průchody indukovaných napětí nulou, na základě kterých je určována poloha rotoru nezbytná pro nastavení správné sekvence řízení jednotlivých tranzistorů měniče. U výstupu každé fáze měniče je umístěn jednoduchý odporový dělič s filtračním kondenzátorem, jehož výstup je veden přímo na A/D převodník mikroprocesoru, kde dochází k dalšímu zpracování a vyhodnocování tohoto signálu. Např. pro fázi A se tento měřicí člen skládá z rezistorů R69, R70 a kondenzátoru C89. Hodnoty rezistorů děliče jsou voleny tak, aby ani při případném nárůstu napětí na fázi nad očekávanou hodnotu nedošlo k překročení maximálního vstupního napětí A/D převodníku 3,3V a tím ke zničení celého mikroprocesoru.

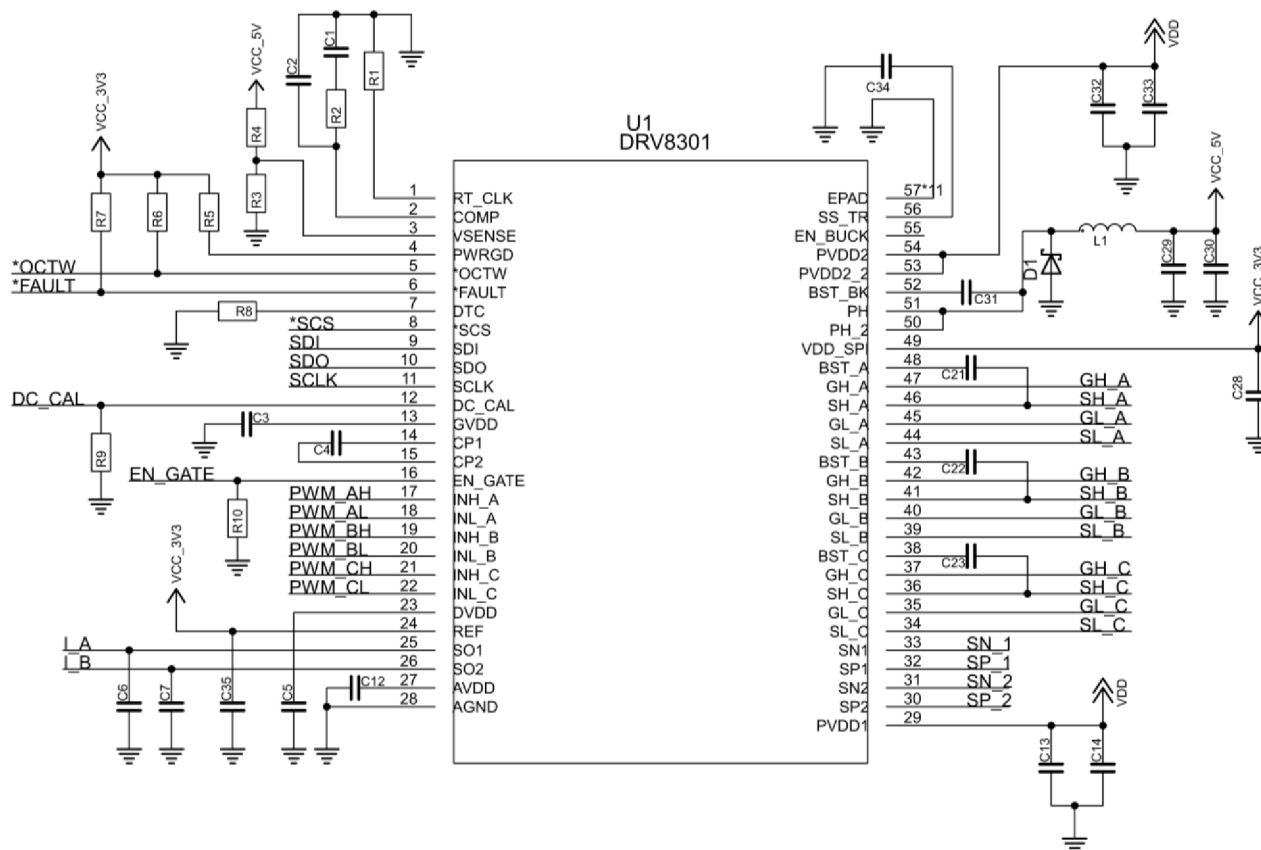
4.2.4 Budicí obvody

V zásadě existují dvě možné koncepce budicích obvodů. Buď použití vhodných budičů pro každou fázi měniče zvlášť, nebo je možné zvolit jedno z integrovaných řešení budicích obvodů nabízených renomovanými výrobci součástek. V praxi tato volba záleží vždy na konkrétní aplikaci a v neposlední řadě i na dostupných možnostech při návrhu desky plošného spoje. Pro návrh měniče byl vybrán integrovaný obvod DRV8301 od firmy Texas Instruments.

Jedná se o třífázový budič, jehož základní blokové uspořádání je znázorněno na obrázku 20. Budič DRV8301 se skládá ze tří půlmůstkových budičů, kdy každý je schopen řídit dvojici MOSFET tranzistorů typu N, vždy pro horní a spodní tranzistor jedné větve. Podporuje řídicí

signály tranzistorů až do 2,3A špičkové hodnoty. Pracuje s napájecím napětím ve velmi širokém rozsahu a to 6 – 60V. Pro spínání horních tranzistorů ve větvích je využíváno bootstrapových kondenzátorů C21 – C23. Driver zároveň obsahuje funkci automatického generování ochranné doby tranzistorů, aby nedošlo k průchodu zkratového proudu při současném sepnutí horního i spodního tranzistoru jedné větve. Praktické zapojení budiče je znázorněno na obrázku 26.

Pro přesné měření proudů tekoucích jednotlivými větvemi měniče obsahuje tento integrovaný obvod dva zesilovače pro měření úbytků napětí na snímacích rezistorech – vstupy SN1, SP1, SN2, SP2. Tyto zesilovače umožňují snímání proudu v obou směrech, tzn. měření úbytků napětí obou polarit. Zároveň je možno nastavit offset výstupních hodnot z těchto zesilovačů až do hodnoty 3V. Výstupní hodnoty (piny 25, 26) jsou filtrovány na kondenzátoru a poté přivedeny na vstupní porty A/D převodníku mikroprocesoru.



Obrázek 26: Praktické zapojení budičeho obvodu DRV8301

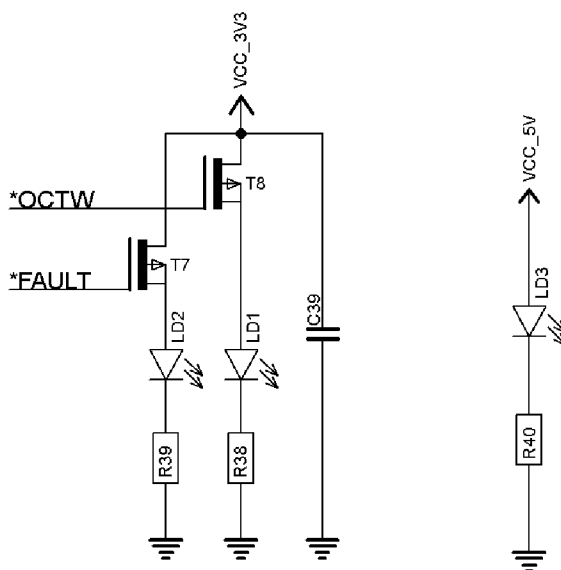
Jak již bylo zmíněno v kapitole věnující se napájecím obvodům, obsahuje integrovaný obvod DRV8301 spínaný snižující měnič napětí s proudovou zatížitelností 1,5A. Jeho výstupní napětí a spínací frekvence jsou nastavitelné. Požadované parametry zdroje jsou nastaveny přes

piny 1 až 3. Piny 50 a 51 jsou pak společně s bootstrapovým kondenzátorem připojeným přes pin 52 výstupem tohoto zdroje.

SPI (Serial Peripheral Interface) na pinech 8 - 11 je rozhraním pro komunikaci mezi mikroprocesorem a budícím obvodem. Umožňuje získání detailních informací o případných chybových stavech a zároveň zajišťuje flexibilní nastavení některých parametrů budícího obvodu, např. nastavení zesílení obvodů zpracovávajících signál naměřený na snímacích rezistorech.

Piny 4 – 6 označené jako PWRGD, OCTW a FAULT vyžadují připojení externího pull-up rezistoru. Jedná se o výstupní signály reprezentující chybové stavy budícího obvodu. Mimo obecnou chybovou signalizaci FAULT jsou indikovány také o chyby způsobené nadproudem, tepelným přetížením, krátkodobým výpadkem napájení nebo naopak přepětím.

Velice důležitý je vstup DTC (pin 7), pomocí kterého lze připojením externího rezistoru vhodné hodnoty nastavit deadtime pro spínání tranzistorů. Tento deadtime může být nastaven v rozsahu 50 – 500ns. Přes pin 12 DC_CAL je možno pomocí mikrokontroléru provést odpojení vstupů měřicích zesilovačů a následně kalibraci hodnot offsetů jejich výstupních signálů.



Obrázek 27: Schéma zapojení indikace provozních stavů budícího obvodu DRV8301

Výstupy mikroprocesoru generující PWM řídicí signály pro každý tranzistor měniče jsou přivedeny do budícího obvodu přes vstupy 17 až 22. Každá větev měniče je poté řízena pomocí čtveřice pinů budícího obvodu. Pro fázi A se jedná o signály GH_A (řídící elektroda – gate horního MOSFET tranzistoru), SH_A (source – analogie emitoru horního tranzistoru), GL_A (gate spodního tranzistoru) a SL_A (source spodního tranzistoru). Pro další dvě fáze je význam těchto signálů obdobný.

Zbývající piny budicího obvodu jsou zapojeny dle doporučení výrobce a jedná se z pravidla o napájecí prvky jednotlivých částí integrovaného obvodu. Při návrhu desky plošného spoje je vhodné respektovat tato doporučení i z pohledu rozmístění jednotlivých součástek, délek spojů atd. Zásadní podmínkou je správné rozdělení zemí na výkonovou a analogovou část, aby nedocházelo k nadměrnému ovlivňování měřených signálů rušením vznikajícím při spínání výkonových prvků měniče.

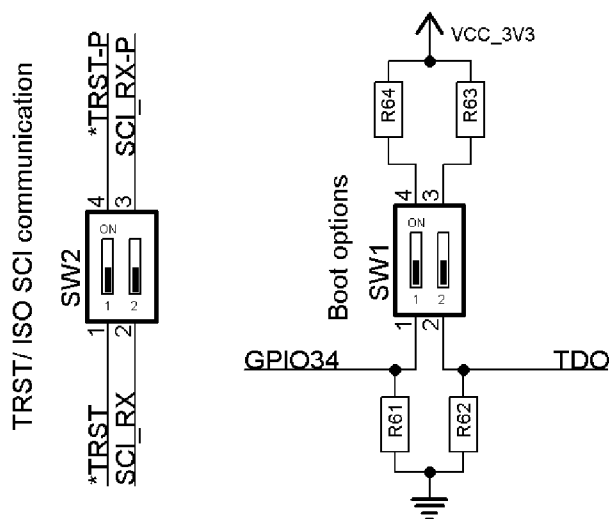
Pro zajištění indikace aktuálních provozních stavů budicího obvodu slouží zapojení znázorněné na obrázku 27. Jedná se o LED diodu LD3 připojenou přes rezistor R40 přímo k výstupnímu napájecímu napětí 5V integrovaného měniče napětí. Signalizaci chybových stavů zajišťují LED diody LD1 a LD2, které jsou připojeny na chybové výstupy budicího obvodu OCTW a FAULT. Jelikož tyto výstupy mají obrácenou logiku signálu tzn., že při chybě je jejich logická úroveň rovna 0, jsou použity MOSFET tranzistory typu P. Tyto tranzistory přivádějí na signalizační diody napájení z úrovně 3,3V a tím nedochází k nadměrnému zatěžování výstupů samotného budicího obvodu. [15]

4.2.5 Mikroprocesor

Již při návrhu základní koncepce měniče bylo rozhodnuto, vzhledem k plánovanému využití interní knihovny InstaSPIN-FOC, o použití mikrokontroléru řady Picollo C2000 od firmy Texas Instruments. Konkrétně se jedná o typ TMS320F28069 v pouzdře S-PQFP-G100. Jádro procesoru pracuje na frekvenci 90MHz, k dispozici je 256KB Flash paměti a 100KB RAM paměti. Tato řada procesorů je naprosto dostatečně vybavena také po stránce periferií. Obsahuje množství interních čítačů včetně 8 PWM modulů přímo určených pro řízení motorů. A/D převodníky jsou dva nezávislé a jejich přesnost je dána rozlišením 12bitů. Mikrokontrolér je dále vybaven množstvím komunikačních rozhraní jako UART, CAN, SPI a I2C. Kompletní schéma zapojení je uvedeno v příloze č. 3. V následujících odstavcích budou popsány pouze zásadní prvky tohoto schématu.

Napájení mikrokontroléru je realizováno dle doporučení výrobce uvedených v katalogovém listu. Procesor je napájen přímo z napěťové úrovně 3,3V. Pro zajištění co možná nejlepší distribuce energie uvnitř samotného integrovaného obvodu, jsou všechny napájecí piny (jak úroveň 3,3V tak zem GND) rozmístěny rovnoměrně po obvodu pouzdra procesoru. Dle doporučení výrobce je napájecí napětí přiváděno na každý z pinů přes filtr, který se skládá z SMD tlumivky a keramického kondenzátoru. Z pohledu napájení je dále nutné rozlišovat

analogovou a digitální část. Analogová napájecí část primárně zajišťuje napájení A/D převodníků a její kvalita značně ovlivňuje výslednou přesnost a spolehlivost měření analogových veličin.



Obrázek 28: Praktické zapojení přepínačů pro změnu interních nastavení procesoru

Pro komunikaci mezi mikroprocesorem a budícím obvodem DRV8301 slouží komunikační rozhraní SPI (Serial Peripheral Interface). Tato komunikace probíhá přes piny 97 – SDI, 39 – SDO, 78 – SCLK a 77 - *SCS. Všechny analogové signály jsou na vstupní piny A/D převodníku přivedeny přes vysokofrekvenční RC filtry, aby se zabránilo zkreslení měřených veličin nežádoucím rušením.

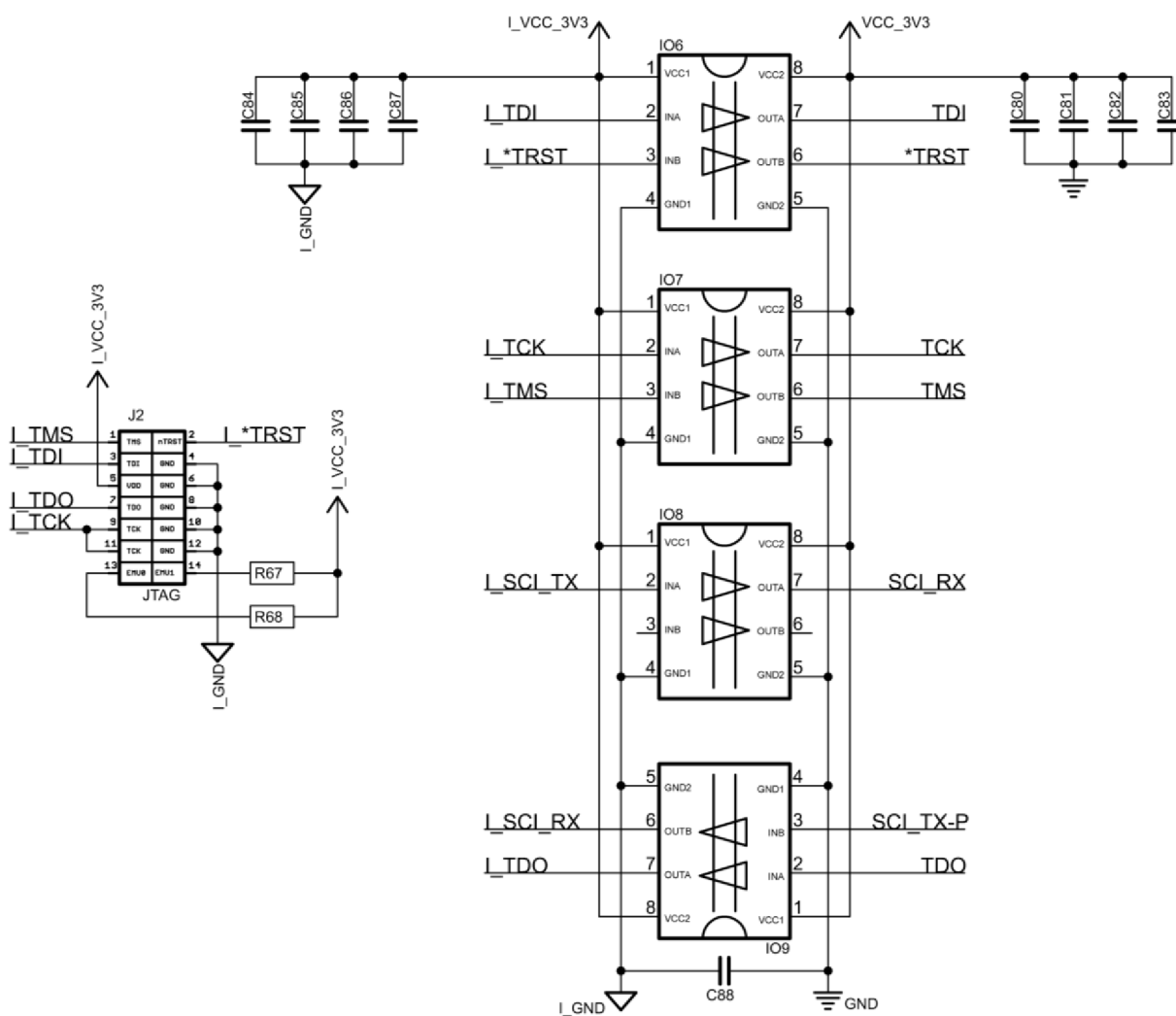
Na desce měniče jsou umístěny také dva důležité přepínače (viz zapojení na obrázku 28), pomocí kterých je možno podle potřeby měnit nastavení způsobu komunikace mikroprocesoru. Zároveň je možno pomocí jedné z pozic přepínače SW1 volit, zda mikroprocesor po zapnutí zavádí program uložený v interní Flash paměti, nebo je pro tento účel využito JTAG rozhraní. [16]

4.2.6 Izolovaný JTAG

Velice důležitá je část zapojení týkající se komunikace mezi mikroprocesorem a okolním prostředím sloužící nejen pro možnost čtení provozních dat, ale také pro jeho programování. Nejčastěji používaným nástrojem pro programování je využití rozhraní JTAG. Tento nástroj umožňuje nahrávání programových dat do interní Flash paměti procesoru a zároveň je ho možné ve spolupráci s vhodným softwarem použít k ladění programu v reálném čase.

Připojení k počítači je realizováno přes dvouřadý 14-pinový konektor J2, jehož praktické zapojení je znázorněno na obrázku 29. Jelikož neexistuje norma definující typ ani přesné zapojení

JTAG konektoru, používá každý výrobce svoje vlastní provedení. Pro komunikaci (sériovou přenos dat) je využíváno celkem 5 signálů a tedy zároveň 5 pinů procesoru. Jedná se o piny 12 – TRST (Test ReSeT), 67 – TCK (Test ClocK), 70 – TDO (Test Data Out), 71 – TDI (Test Data In) a pin 72 – TMS (Test Mode Select). Pro zajištění správné funkce je při tomto způsobu komunikace nutný mezičlánek připojený mezi desku měniče a procesor. Tento prvek zajišťuje odpovídající převod mezi rozhraním JTAG a jedním z běžně používaných rozhraní počítače. Dnes je již asi nepoužívanější rozhraní USB.



Obrázek 29: Schéma zapojení izolačních obvodů a JTAG konektoru

V případě zařízení jako je měnič pro BLDC motor je žádoucí použití izolačních prvků jak pro komunikační signály, tak i pro napájení. Tyto prvky mají za úkol galvanicky oddělit měnič od všech vnějších obvodů připojených k JTAG konektoru, aby byly chráněny proti poškození ať již vlivem případného rušení vnikajícího na komunikační sběrnici nebo vlivem přímého propojení napájecích úrovní a zemí externího zařízení a měniče.

Pro oddělení jednotlivých signálů jsou použity 4 obvody ISO7220xD od firmy Texas Instruments. Tyto obvody jsou schopny galvanicky oddělit vždy dva nezávislé signály. Oba izolační kanály jsou orientovány ve stejném směru přenosu signálu. Jak je patrné z obrázku 23, je použito oddělené napájení vždy pro vstupní a výstupní stranu integrovaného obvodu ISO7220xD. Toto galvanicky oddělené napájení je zprostředkováváno integrovaným DC/DC izolovaným zdrojem napětí IE0303S-H od firmy XP-POWER. Jeho zapojení je uvedeno v kapitole 4.2.2. Pro zajištění stabilního napájení je ke každému integrovanému obvodu připojena dvojice keramických kondenzátorů. Tyto jsou fyzicky umístěny co nejbližší napájecím pinům jak vstupní, tak i výstupní části obvodu. Izolované signály i galvanicky oddělené napájecí úrovně a země jsou ve schématu vždy označeny počátečním písmenem I. Lze pozorovat, že na jednotlivé piny JTAG konektoru jsou přivedeny právě tyto již izolované signály. [17]

4.2.7 Ochranné obvody

Primárním cílem ochranných obvodů je zabránit poškození jak měniče samotného, tak i připojeného motoru, případně napájecích obvodů, proti poškození v případě, že nějaká ze sledovaných veličin přesáhne stanovenou maximální mez. První použitou ochranou je *ochrana proti přepólování vstupního napájecího napětí*, která již byla detailně popsána v kapitole 4.2.1 zabývající se napájecí částí měniče.

Mnoho ochranných funkcí měniče je integrováno v budicím obvodu DRV8301. Většina z nich se týká ochrany výkonových prvků měniče, případně ochrany samotného budicího obvodu. Pokud dojde k poruchovému stavu, je vždy zajištěno spolehlivé vypnutí všech výkonových prvků a tím tedy odpojení motoru. Pokud dojde k vyvolání chybového vypnutí budicího obvodu, jsou všechny výstupy řídicích signálů jednotlivých výkonových tranzistorů drženy v logické nule ve stavu vysoké impedance. Tento obvod má v sobě implementovány následující ochranné obvody:

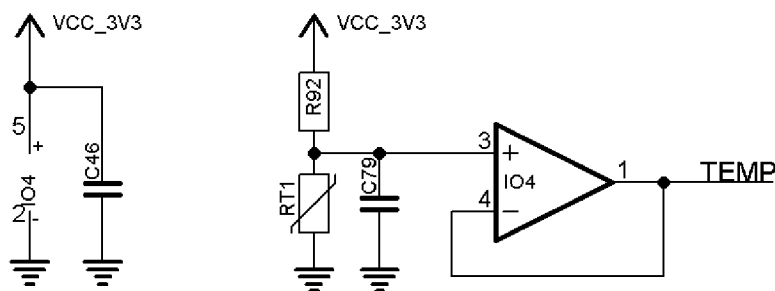
Nadproudová ochrana – měřicí obvody integrované v budicím obvodu vyhodnocují velikosti úbytků napětí U_{DS} vznikající mezi drain a source MOSFET tranzistorů. Velikost těchto napěťových úbytků závisí na protékajícím proudu I_D a na vnitřním odporu tranzistoru R_{DSon} . Limitní hodnota napětí U_{DS} je nastavitelná přes komunikační rozhraní SPI. V případě, že dojde k aktivování této ochrany, je zajištěno okamžité odpojení tranzistorů ve všech větvích měniče a tato informace je signalizována v patřičném registru i na chybovém pinu OCTW obvodu DRV8301.

Podpět'ová ochrana – má za úkol chránit výkonovou část měniče při spouštění, vypínání, nebo při poklesu napájecího napětí pod určitou mez při provozu měniče. Tato ochrana je vyvolána, pokud poklesne napětí na pinu PVDD (napájení interních budičů, zesilovačů pro

měření proudů, SPI komunikace) pod hodnotu 6V nebo pod hodnotu 8V na pinu GVDD (interní regulátor napětí pro budiče).

Přepětová ochrana – při překročení napětí GVDD nad hodnotu 16V dojde k automatickému odpojení výkonových částí měniče včetně nábojové pumpy pro spínání horních tranzistorů ve větvích. Jedná se o kritickou chybu, která může být odstraněna pouze restartováním budicího obvodu přes pin 16 označovaný jako EN_GATE (Enable Gate Driver).

Teplotní ochrana – budicí obvod DRV8301 obsahuje dvou-úrovňovou teplotní ochranu. Při překročení první úrovně teploty je opět na pinu OCTW signalizováno varování, ale obvod nadále pracuje. Pokud ale dojde k překročení druhé úrovně, je vyvolána kritická chyba signalizovaná na pinu FAULT. Obnovení funkce budicího obvodu je po poklesu teploty možné pouze restartem přes EN_GATE. [15]



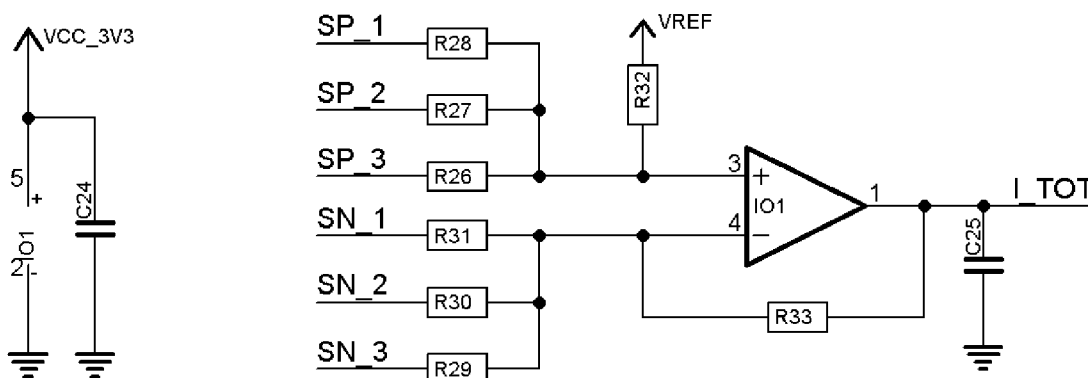
Obrázek 30: Zapojení snímání teploty MOSFET tranzistorů

Dalším ochranným prvkem je snímání teploty výkonových MOSFET tranzistorů. Obecně se dá říci, že jejich zatížení je rovnoměrně rozloženo mezi všechny tři větve měniče. Nicméně je známo, že spodní tranzistory větví jsou více proudově namáhány než tranzistory horní. Proto je snímač teploty umístěn co nejbližší spodního tranzistoru jedné větve měniče.

Samotná realizace snímání teploty je znázorněna na obrázku výše. Čidlo teploty, v tomto případě SMD provedení platinového senzoru PT1K, se chová jako proměnný odpor a je zapojeno v odporovém děliči připojeném přímo k napájecímu napětí 3,3V. Pro impedanční přizpůsobení měřeného signálu a vstupů A/D převodníku procesoru je použit operační zesilovač OPA365 zapojený jako sledovač. Výstupní signál TEMP je poté přiveden na port ADCINB5 analogově-digitálního převodníku mikroprocesoru.

Posledním ochranným prvkem měniče je rychlá nadproudová ochrana, která vyhodnocuje proudy tekoucí přes snímací rezistory jednotlivých větví měniče. Tato ochrana využívá diferenční zapojení operačního zesilovače OPA365 znázorněného na obrázku 31 a je schopna měřit hodnoty napětí i z plovoucího potenciálu. Signály SP1-3 a SN1-3 jsou výstupy filtrovacích obvodů snímacích rezistorů (viz obrázek 25) a reprezentují úbytky napětí na těchto rezistorech. Zesílení

OZ je voleno tak, aby ani při proudovém přetížení měniče nedošlo k překročení maximálních výstupních úrovní zesilovače, tedy 0 a 3,3V.

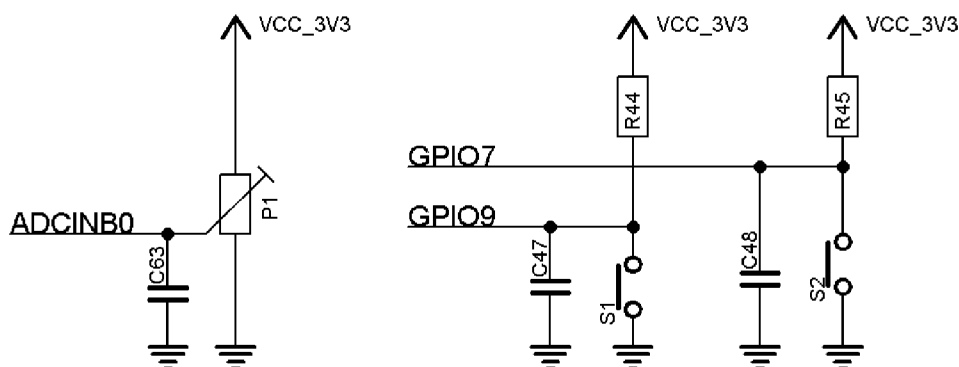


Obrázek 31: Schéma zapojení rychlé nadproudové ochrany s OZ

Aby bylo možno měřit obě polaritu fázového proudu, není kladný vstup OZ připojen přes rezistor R32 na zem jak je obvyklé, ale k referenčnímu napětí. Toto napětí je polovina napětí napájecího, tedy 1,65V. Při takovémto zapojení je jedna polarita fázového proudu reprezentována výstupními hodnotami zesilovače 1,65 – 3V, opačná polarita pak rozsahem 0 – 1,65V. Výstup operačního zesilovače I_TOT je přiveden na A/D převodník mikroprocesoru a nepřetržitě vyhodnocován. Pokud dojde k zaznamenání nadproudu, mikroprocesor dá neprodleně povel k odpojení výkonové části měniče. [18]

4.2.8 Ovládací prvky měniče

Pro zadávání základních uživatelských povelů je na desce měniče umístěno několik ovládacích prvků. Jedná se o dvě SMD tlačítka S1 a S2, jejichž funkce je programovatelná. V praxi mohou sloužit například pro rozběh a zastavení motoru. Jejich zapojení je uvedeno na obrázku 32. Tato tlačítka jsou vždy v zapojení s pull-up rezistorem a filtračním kondenzátorem a jsou připojena na porty procesoru GPIO7 a GPIO9 (General-Purpose Input/Output, neboli obecný vstupně/výstupní port mikroprocesoru). Pokud je tlačítko v rozpojeném stavu, na portu procesoru je hodnota napájecího napětí, tedy 3,3V, což odpovídá logické “1”. Naopak jestliže je tlačítko stisknuto, vstup procesoru je spojen se zemí a dojde tedy k překlopení na logickou úroveň “0”. Kondenzátory C47 a C48 slouží k filtrování zákmitů při přechodných stavech, tzn. proces sepnutí a rozepnutí tlačítka.



Obrázek 32: Zapojení ovládacích SMD tlačítek a trimru P1

Pro možnost ovládání otáček řízeného motoru je do měniče zakomponován i trimr P1 s regulačním kolečkem. Jeho ohmická hodnota je 50k Ω a vývod jezdcy trimru je přiveden na vstup A/D převodníku procesoru ADCINB0. Pro filtrování zákmitů při změnách hodnoty trimru je opět připojen malý keramický kondenzátor.

4.2.9 FTDI

Zapojení JTAG rozhraní a s ním spojených izolačních obvodů bylo detailně popsáno v kapitole 4.2.6. spolu se zmínkou o nutnosti použití mezičlánku mezi rozhraním JTAG a počítačem. Právě takovýto mezičlánek je schopen zprostředkovat FTDI obvod FT2232H taktéž umístěný na desce měniče. Jedná se o programovatelný integrovaný obvod od firmy FTDI Chip, který je schopný zajistit konverzi mezi rozhraním USB 2.0 a množstvím průmyslových rozhraní, ať již pro sériovou nebo paralelní komunikaci. Může se jednat například o standardizovaná rozhraní typu UART (RS232, RS422, RD485), SPI, JTAG, I2C, Bit-Bang nebo specializovaná rozhraní pro aplikace jako jsou MP3 přehrávače, digitální kamery, čtečky čárových kódů a mnoho dalších.

FTDI obvod vyžaduje pro svou správnou funkci v první řadě odpovídající USB ovladač nainstalovaný v počítači. Tento ovladač zajistí, že připojené zařízení bude komunikovat s USB rozhraním jako standardní virtuální port. Poté už je možno pro další obsluhu připojeného zařízení použít jakýkoliv vhodný software schopný komunikace přes protokol USB. Zároveň je nutno nahrát odpovídající data do EEPROM paměti ve většině případů připojené k FTDI obvodu. Tato paměť obsahuje data potřebná pro komunikaci zařízení přes USB protokol. Jedná se například o typ zařízení, identifikace produktu a výrobce, konfiguraci napájení, unikátní sériové číslo, konfigurační parametry FTDI obvodu. Výchozí naprogramování EEPROM paměti lze provést pomocí softwarového nástroje MProg 3.5 po připojení a rozpoznání USB zařízení v počítači.

Praktické zapojení FTDI obvodu jako převodníku JTAG – USB plně respektuje doporučení udaná katalogovým listem výrobce a je uvedeno v příloze č. 2.

Signály JTAG rozhraní mikroprocesoru jsou přes izolační obvody přivedeny na piny 16 – 21, signály SCI rozhraní pak na piny 38 a 39 FTDI obvodu. Všechny komunikační signály a napájení jsou připojeny přes nulové rezistory, které je možno v případě potřeby odstranit a tím tento obvod vyřadit z činnosti. Aktuální stav komunikace uživateli zprostředkovávají dvě LED diody připojené na piny 54 a 55. Piny 61 – 63 slouží pro přenos dat z externí EEPROM paměti o velikosti 256 bajtů, piny 7 a 8 pak slouží jako výstup FTDI obvodu a jsou připojeny na USB konektor. Jako ochrana proti případnému přepětí nebo elektrostatickému náboji slouží dva varistory V1 a V2 umístěné na signálových spojích co nejbližší USB konektoru. O spolehlivou a přesnou komunikaci se stará mimo jiné i externí krystalový oscilátor a interní napěťový regulátor, který zajišťuje napájení jádra FTDI obvodu napětím 1,8V. [13]

4.3 Odhad ztrátového výkonu

Tato kapitola se zabývá ztrátami vznikajícími v měniči a jejich výpočty. Ztráty se skládají v největší míře ze ztrát na výkonových spínacích prvcích, dále je nutno uvažovat přepínací ztráty tranzistorů závislé na spínací frekvenci měniče. Uvažovány jsou také ztráty na snímacích rezistorech v každé fázi a ztrátový výkon protizkratové ochrany s MOSFET tranzistorem typu P. Ztrátový výkon vznikající na napájecích a řídicích obvodech je zanedbán.

V zásadě jsou dvě možnosti odhadu, případně výpočtu ztrát měniče. V případě, že známe konkrétní aplikaci, provozní podmínky a přesné parametry připojeného motoru, lze na základě těchto podmínek definovat průběhy a velikosti proudů protékajících měničem. Výsledné ztráty a celkovou účinnost měniče je pak možno na základě těchto proudů poměrně přesně vypočítat. Ve druhém případě, kdy není známa přesná aplikace ani parametry motoru, který bude měničem řízen, jsou ztráty odhadovány pouze na základě maximálních hodnot výstupních proudů, na které je měnič konstruován.

Tento měnič není konstruován jako jednoúčelový, ale jako vývojový prototyp pro testování různých typů EC motorů, takže je žádoucí jeho záměrné předimenzování. I přesto, že výše uvedené tranzistory jsou schopny za ideálních podmínek spínat proudy až 180A, jako maximální hodnota efektivního fázového proudu bylo zvoleno 30A. S touto hodnotou také operují následující výpočty.

4.3.1 Ztráty na výkonových tranzistorech

Největší složkou všech ztrát v měniči jsou zpravidla ty, které vznikají na spínacích prvcích, v tomto případě na šesti MOSFET tranzistorech BSB014N04LX3. Pro jejich výpočet je zásadních několik parametrů. V první řadě hodnota spínaného proudu a vnitřní odpor tranzistoru v sepnutém stavu. Hodnota proudu již byla definována výše a zbývající parametry jsou uvedeny v katalogovém listu výrobce tranzistoru [14]. Ztráty na tranzistorech se dají rozdělit na dvě části a to na ztráty vedením a ztráty přepínací.

Ztráty vedením:

Ztráty vedením tranzistoru, případně diody, se vypočítají pomocí obecného vztahu pro výpočet činného výkonu

$$P_{\varepsilon} = \frac{1}{T} \int_0^T [U_p + R_d \cdot i(t)] \cdot i(t) dt = U_p \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2$$

Kde P_{ε} – činný výkon

T – perioda

U_p – prahové napětí

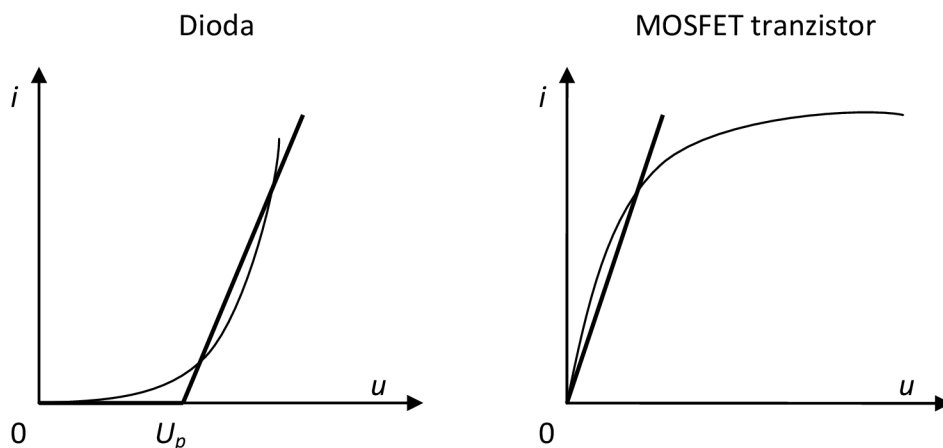
R_d – dynamický odpor v sepnutém stavu

$i(t)$ – okamžitá hodnota proudu

$I_{stř}$ – střední hodnota proudu

I_{ef} – efektivní hodnota proudu

Jelikož voltampérová charakteristika diody ani MOSFET tranzistoru není lineární, jsou pro zjednodušení výpočtů použity linearizace naznačené na obrázku níže.



Obrázek 33: Aproximace nelineární V-A charakteristiky diody a MOSFET tranzistoru

Zdroj: [2], upraveno autorem

Pro výpočet ztrát vedením jednoho tranzistoru větve uvažujeme proudy vypočtené výše a katalogové hodnoty parametrů tranzistoru udané výrobcem. [14]

$$P_{T_ved} = R_{DS_{on}} \cdot I_{T_ef}^2 = 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 30^2 = 1,26W$$

Celkové ztráty vedením výkonových tranzistorů jsou rovny

$$P_{T_ved_celk} = 6 \cdot P_{T_ved} = 6 \cdot 1,26 = 7,56W$$

Obdobně se vypočítají i ztráty vedením pro antiparalelní diody, které jsou ve společném pouzdře s výkonovým tranzistorem. V tomto případě však je uvažována střída řídicích signálů při maximálním efektivním fázovém proudu motorem rovna jedné, a proto lze ztráty na antiparalelních diodách zanedbat.

Dále jsou do celkových ztrát vedením započítány i ztráty na MOSFET tranzistoru typu P použitém na vstupu měniče jako výkonový prvek ochrany proti přepólování napájecího napětí (viz 4.2.1). Při provozu měniče je tento tranzistor trvale sepnut, a proto nevznikají žádné přepínací ztráty. Pro výpočet ztrát je opět použita hodnota maximálního proudu 30A, odpor v sepnutém stavu je dán katalogovým listem výrobce. [20]

$$P_{T_ochr} = R_{DS_{on}} \cdot I_{ef}^2 = 7 \cdot 10^{-3} \cdot 30^2 = 6,3W$$

Celkové ztráty vedením na výkonových tranzistorech jsou dány součtem:

$$P_{ved_celk} = P_{T_ved_celk} + P_{T_ochr} = 7,56 + 6,3 = 13,86W$$

Ztráty přepínací:

Jsou závislé na vypínací a zapínací energii tranzistoru a na frekvenci regulační PWM. V tomto měniči je použita pulsně šířková modulace o frekvenci 20kHz. Zapínací a vypínací energie je buď udávána přímo výrobcem tranzistoru, nebo je nutno ji spočítat z jeho známých parametrů. U zde použitého typu tranzistoru bylo nutno tyto energie dopočítat z katalogových údajů [14] na základě vztahů uvedených v aplikačním manuálu výrobce tranzistorů Infineon [19].

$$E_{on} = U_D \cdot I_{D_{on}} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} + Q_{rr} \cdot U_D$$

$$E_{on} = 24 \cdot 30 \cdot \frac{(8,4 + 10) \cdot 10^{-9}}{2} + 50 \cdot 10^{-9} \cdot 24 = 7,82 \mu J$$

$$E_{off} = U_D \cdot I_{D_{off}} \cdot \frac{t_r + t_f}{2} = 24 \cdot 30 \cdot \frac{(8,4 + 10) \cdot 10^{-9}}{2} = 6,62 \mu J$$

Celkové přepínací ztráty jednoho tranzistoru se potom vypočítají jako

$$P_{T_př} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{PWM} = (7,82 \cdot 10^{-6} + 6,62 \cdot 10^{-6}) \cdot 20 \cdot 10^3 = 0,29W$$

Obecně se dá říci, že na přepínacích ztrátách se podílejí jen horní tranzistory ve větvích, neboť spodní nejsou řízeny PWM signálem, ale pouze dvoustavově. Nicméně závisí na použitém řídicím algoritmu. Pro odhad ztrát lze tedy počítat s trojnásobkem přepínacích ztrát.

$$P_{př_celk} = 3 \cdot P_{T_př} = 3 \cdot 0,29 = 0,87W$$

4.3.2 Ztráty na snímacích rezistorech

V každé větvi měniče je umístěn snímací rezistor s odporem $1m\Omega$ o maximálním ztrátovém výkonu $3W$. Stejně tak jako výkonové tranzistory, tak i snímací rezistory jsou z dlouhodobého hlediska namáhány srovnatelným efektivním proudem $30A$.

$$P_R = R \cdot I_{T_ef}^2 = 0,001 \cdot 30^2 = 0,9W$$

Pro celý měnič půjde opět o trojnásobek těchto hodnot

$$P_{R_celk} = 3 \cdot P_R = 3 \cdot 0,9 = 2,7W$$

Vzhledem k tomu, že byly zanedbány ztráty v řídicí části měniče, budou samozřejmě jeho celkové ztráty vyšší než výše uvedené hodnoty.

4.4 Výpočet chlazení

Největší ztráty měniče vznikají na výkonových spínacích tranzistorech v jednotlivých větvích a na tranzistoru v ochraně proti přepólování napájecího napětí. Z toho důvodu lze uvažovat o použití dvou chladičů. Jednoho společného pro šest výkonových tranzistorů a druhého pro ochranný tranzistor.

Z výše naznačených výpočtů je patrné, že na výkonovém tranzistoru vznikají ztráty jak vedením proudu, tak ztráty přepínací. Celkové ztráty pro jeden tranzistor větve jsou

$$P_T = P_{T_ved} + P_{T_př} = 1,26 + 0,29 = 1,55W$$

U ochranného tranzistoru se neuplatňují přepínací ztráty, neboť je trvale buď sepnut, nebo rozepnut a celkové ztráty jsou tedy rovny ztrátám vedením proudu

$$P_{T_ochr} = 6,3W$$

Na obrázku 34 je znázorněno zjednodušené tepelné schéma jednoho výkonového tranzistoru. Toto tepelné schéma se skládá z následujících částí:

$R_{\theta H}$ – (Heat sink) tepelný odpor chladiče, tuto hodnotu většinou počítáme

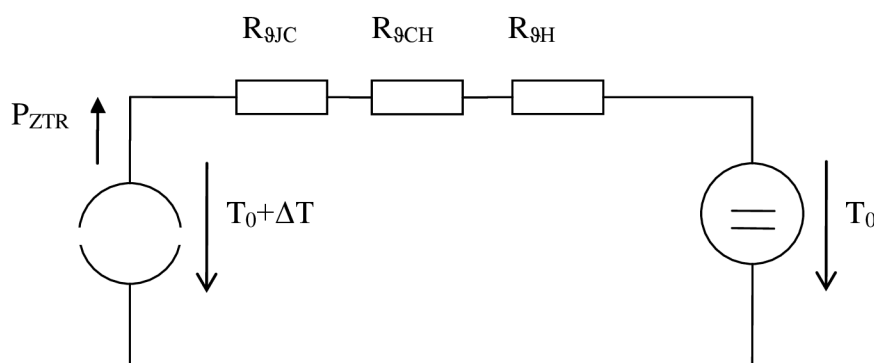
$R_{\theta CH}$ – (Case-Heat sink) stykový tepelný odpor pouzdro-chladič

$R_{\theta JC}$ – (Junction-Case) vnitřní tepelný odpor čip-pouzdro, udáván výrobcem součástky

T_0 – teplota okolí dle norem, volí se vždy nejhorší možný případ

ΔT – povolené oteplení čipu vzhledem k teplotě okolí T_0 , udává výrobce nebo volíme

P_{ZTR} – ztrátový (tj. činný výkon součástky), určen výpočtem jako suma všech ztrát [2]



Obrázek 34: Tepelné schéma jednoho výkonového tranzistoru

Zdroj: [2], upraveno autorem

Tepelný odpor chladiče se vypočítá dle základního vztahu:

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{P_{ZTR}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH}$$

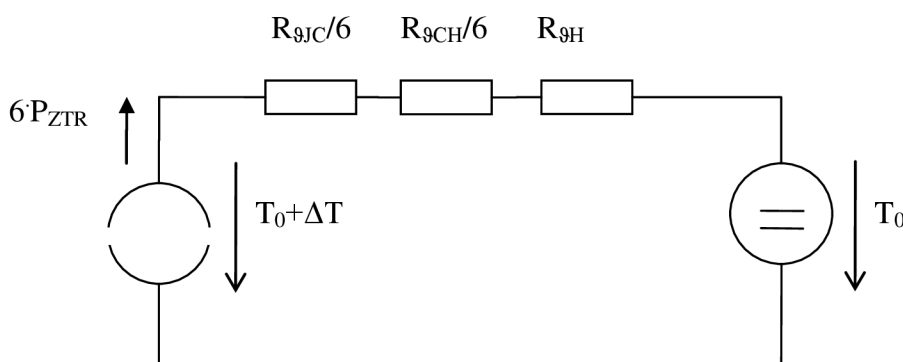
V katalogovém listu výrobce použitého ochranného tranzistoru SUM110P06-07L je uvedena hodnota tepelného odporu mezi čipem a pouzdrům $R_{\theta JC}=0,4\text{K/W}$. Odpovídající tepelné spojení mezi pouzdrům tranzistoru a chladičem zajišťuje teplovodivá pasta, proto tedy tepelný odpor na přechodu pouzdro-chladič udávají právě vlastnosti použité pasty. S rezervou lze při použití pasty uvažovat ve výpočtech tepelný odpor $R_{\theta CH}=0,1\text{K/W}$.

V průmyslovém prostředí se při výpočtech chlazení uvažuje teplota okolí $T_0=40^\circ\text{C}$. Pro zajištění dostatečné životnosti a spolehlivosti provozu měniče s ohledem na okolní součástky na společné desce plošného spoje je jako maximální možné oteplení ΔT zvoleno 40°C , tedy maximální teplota na chladiči může dosahovat 80°C .

Z těchto hodnot je vypočítán přímo hledaný tepelný odpor chladiče $R_{\theta H}$, na jehož základě lze následně snadno zvolit vhodný typ chladiče.

$$R_{9H} = \frac{\Delta T}{P_{ZTR}} - R_{9JC} - R_{9CH} = \frac{40}{6,3} - 0,4 - 0,1 = 5,85 K/W$$

Při výpočtu druhého chladiče společného pro šest výkonových tranzistorů je situace odlišná. Pokud je všech šest tranzistorů stejného typu (mají stejné parametry) a jsou na chladiči rozmístěny symetricky, lze předpokládat, že při provozu budou teploty na vnitřních přechodech tranzistorů shodné. Z toho důvodu se tepelné odpory R_{9JC} a R_{9CH} jeví jako zapojené paralelně. Tepelné schéma šesti tranzistorů na společném chladiči je znázorněno na obrázku 35.



Obrázek 35: Tepelné schéma šesti výkonových tranzistorů na společném chladiči

Zdroj: [2], upraveno autorem

Návrh se však provádí na maximální ztrátový výkon tzn., že za ztrátový výkon je dosazen šestinásobek ztrát jednoho tranzistoru. Jelikož kovová pouzdra tranzistorů nejsou izolována a tedy potenciály pouzder jsou různé, je nutno použít teplovodivou pastu s izolačními vlastnostmi. Některé pasty například obsahují drobné keramické kuličky, které zajistí přesně definovanou izolační vzdálenost mezi pouzdem tranzistoru a povrchem chladiče. Je však nutno počítat s vyšším tepelným odporem takové pasty, zde je uvažována hodnota $R_{9CH}=0,3K/W$. V katalogovém listu výrobce tranzistoru BSB014N04LX3 je uvedena hodnota vnitřního tepelného odporu čip-pouzdro $R_{9JC}=0,14K/W$. Maximální možné oteplení je uvažováno opět $\Delta T = 40^{\circ}C$.

Tepelný odpor chladiče R_{9H} je pak vypočítán jako

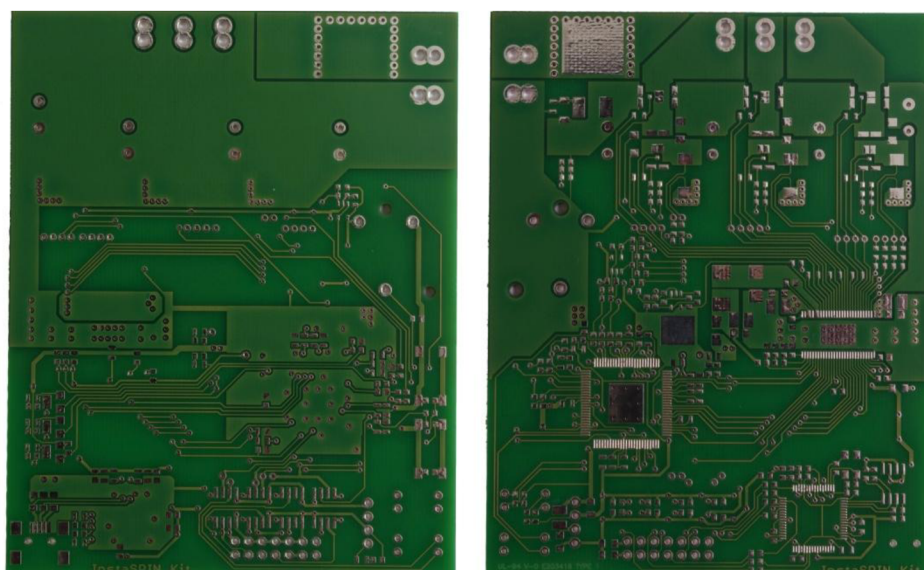
$$R_{9H} = \frac{\Delta T}{6 \cdot P_{ZTR}} - \frac{R_{9JC}}{6} - \frac{R_{9CH}}{6} = \frac{40}{6 \cdot 1,55} - \frac{0,14}{6} - \frac{0,3}{6} = 4,23 K/W$$

4.5 Praktická realizace

O návrhu měniče z pohledu schématu zapojení, výběru a dimenzování součástek detailně pojednává kapitola 4.2. Pro kreslení schémat a návrh desky plošného spoje byl použit specializovaný software a to program Eagle verze 6.2.0. Tento program je vhodný jak pro amatérské tak i pro profesionální návrhy schémat a jednovrstvých, dvou i vícevrstvých plošných spojů.

Měnič je navržen tak, že jak silová část, tak části řídicí a komunikační jsou na společné desce plošného spoje. Zpravidla se takovéto DPS navrhují jako čtyřvrstvé. To umožňuje zvolit nejvhodnější pozice na desce a minimalizovat délky a složitost spojů. Dvě vrstvy obvykle slouží pro rozvádění napájení a zbylé dvě vrstvy pro signálová spojení. V tomto případě však byl, především z důvodu dostupnosti, zvolen návrh pouze dvouvrstvé DPS. Při takovémto návrhu je nutno respektovat mnohé nedostatky plynoucí z tohoto řešení. Především je nutno při návrhu dbát na rozdělení výkonové a řídicí části měniče. Zároveň tato koncepce vyžaduje použití delších cest a více prokůvů z jedné vrstvy do druhé, neboť je nutno vzájemně skloubit napájecí a signálové spoje.

Jako materiál pro výrobu desky plošného spoje byl zvolen dvouvrstvý FR4 s měděnou vrstvou 60/60 μ m, zelená nepájkivá maska a povrchová úprava bezolovnatý HAL (Hot Air Leveling). Technologie HAL je založena na ponoření DPS do horké cínové lázně a jejího následného ofuku horkým vzduchem. Tím na měděných ploškách nepokrytých nepájkivou maskou ulpí tenká vrstva cínu. Ta zlepšuje následnou pájitelnost součástek. Při návrhu DPS je nutno respektovat možnosti daných technologií a tomu přizpůsobit vodivý obrazec desky. Zejména se jedná o minimální tloušťku spoje a minimální vzdálenost mezi dvěma spoji.



Obrázek 36: Deska plošného spoje před osazením

Osazení laboratorního vzorku měniče bylo provedeno manuálně s využitím technologie jak klasického ručního, tak pájení přetavením, tzv. reflow pájení. Při reflow pájení je nejprve na pájecí plošky nanášena pomocí sítotisku bezolovnatá pájecí pasta, poté jsou do ní osazovacími automatem osazeny součástky a deska je vložena do pájecí pece, kde se celý proces dokončí. Tato technologie se používá především u SMD součástek s velmi malou roztečí vývodů, případně u takových, kde jsou vývody umístěny na spodní straně součástky (v tomto případě např. výkonové tranzistory, procesor, budicí obvod atd.). Pro pájení klasických vývodových součástek je pak obvykle používána cínová vlna. Nicméně pro tento vzorek měniče byly všechny klasické i SMD součástky vyjma těch, kde je nezbytné použít reflow technologii pájení, osazeny ručně.



Obrázek 37: Osazená deska plošného spoje

4.6 Knihovna InstaSPIN-FOC

V měniči je použit mikroprocesor řady Piccolo C2000 od firmy Texas Instruments, který ve své ROM paměti obsahuje knihovnu InstaSPIN-FOC. Tato knihovna je určena pro komplexní řízení třífázových motorů asynchronních a synchronních a využívá bezsensorového vyhodnocování polohy rotoru pomocí FAST (Flux, Angle, Speed, Torque) algoritmu softwarového enkodéru (bezsensorový observer - pozorovatel). Blokové schéma řídicí struktury knihovny InstaSPIN-FOC je znázorněno na obrázku níže. Je patrné, že toto blokové schéma plně respektuje kapitolu 3.2.3 zabývající se vektorově orientovaným řízením FOC.

atd. Druhou možností je využití profesionálního programovacího nástroje Code Composer Studio (CCS), který umožňuje přímé programování a úpravu knihovnických souborů v programovacím jazyku C/C++.

4.7 Měření

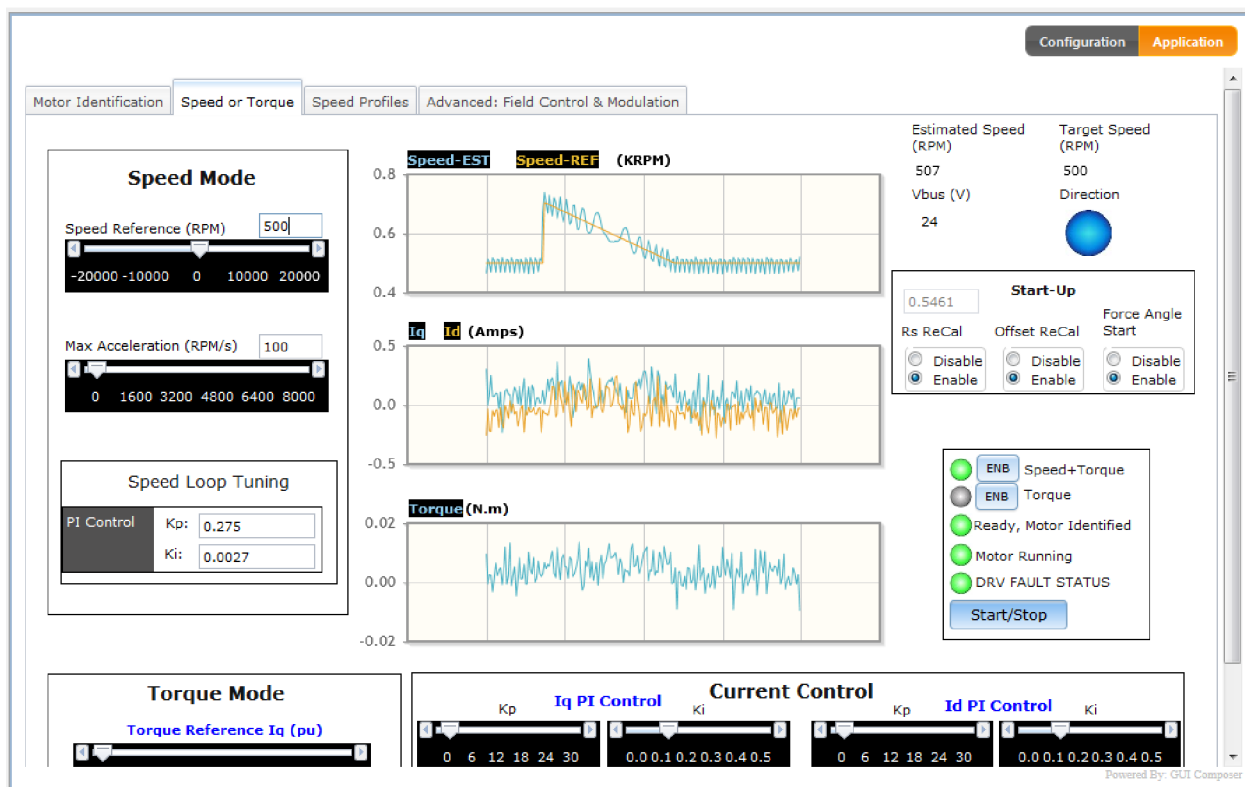
Demonstrační měření bylo provedeno na PMSM motoru se sinusovým průběhem zpětného indukovaného napětí od firmy LINIX, typ 45ZWN24-40. Jedná se o třífázový čtyřpólový motor o výkonu 40W, jmenovité napájecí napětí 24V DC, jmenovitý proud 2,3A, maximální otáčky 4000 min^{-1} . [22]

The screenshot displays the GUI for the InstaSPIN_FOC program. It is divided into several sections:

- Motor Type:** Radio buttons for ACIM and PMSM/BLDC. PMSM/BLDC is selected.
- Identification Method:** A dropdown menu set to 'Automatic ID'.
- Identification Settings:** Input fields for Res Est Current (A) (.4), Ind Est Current (A) (-.4), Estimation Freq (Hz) (40), Motor Pole Pairs (2), Motor Max Current (A) (5.5), Motor Max Freq (Hz) (100), and Rated Flux (Vline-line/Hz) (0.0327964).
- Identification of Motor Parameters and Tuning of Current Loop Controllers:** Shows '100 %' completion. Hardware options include HV KIT REV1.1, DRV8301 KIT REVD, and DRV8312 KIT REVD. A 'Reset DRV Fault' button is present.
- Hardware Parameters:** Fields for ADC Max Volt (V) (66.32), ADC Max Current (A) (82.5), Voltage Filter Pole (Hz) (335.65), and Vbus (V) (24).
- Identified Motor Parameters:** A green box showing Rs (Ω) (0.5398804), Ls_d (H) (0.0004052161), Ls_q (H) (0.0004052161), Flux (V/Hz) (0.0919946), Magn Current (A) (ACIM Only), and Rr (Ω) (ACIM Only).
- Control Timing:** Fields for PWM Frequency (20 KHz), ADC Sampling (10 KHz), Current Control (10 KHz), and FAST™ (10 KHz).
- Identify Motor:** A large blue button.
- Status:** A dropdown menu set to 'EST_State_OnLine'. Three status indicators are shown: Motor Not Identified, Identifying Motor, and Lock Rotor then press Proceed ACIM Only. A 'Proceed' button is visible.
- Reset System:** A large blue button at the bottom right.

Obrázek 39: Úvodní rozhraní programu GUI_Compiler_InstaSPIN_FOC

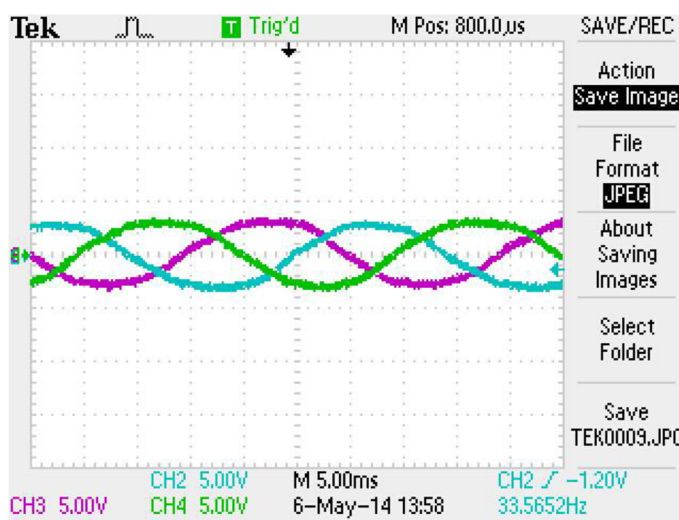
Pro konfiguraci parametrů knihovny InstaSPIN-FOC byl použit program GUI_Compiler_InstaSPIN_FOC, jehož úvodní rozhraní je znázorněno na obrázku 39. Po nezbytném nakonfigurování parametrů měniče (komunikační rozhraní, konfigurace jednotlivých vstupně/výstupních pinů procesoru, budičeho obvodu, konstant zesílení měřicích částí atd.) v odpovídajících hlavičkových souborech bylo využito funkce knihovny InstaSPIN-FOC sloužící k automatické detekci elektrických parametrů připojeného motoru. Konfigurační parametry a identifikované parametry motoru jsou taktéž patrné z obrázku 39.



Obrázek 40: Ovládací rozhraní programu GUI_Composer_InstaSPIN_FOC

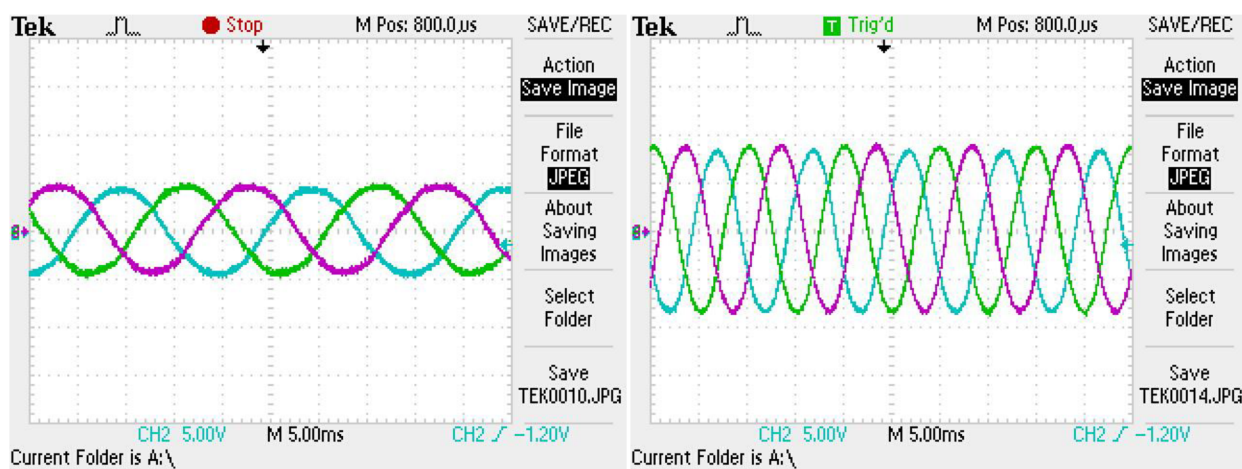
Po úspěšném nakonfigurování knihovny InstaSPIN-FOC je již možné spustit samotný motor a ovládat ho pomocí grafického rozhraní znázorněného na obrázku 40. V tomto rozhraní je možno volit různé módy řízení, měnit otáčky a dynamické parametry motoru, upravovat hodnoty zesílení a integrační složky všech PI regulátorů (otáčková smyčka, regulátor proudů složek d a q) a v neposlední řadě pozorovat v reálném čase hodnoty otáček, proudů a momentu dopočítávané na základě hodnot měřených v měniči.

Na obrázku 41 jsou znázorněny průběhy napětí na jednotlivých výstupech měniče (fáze A, B, C) při otáčkách motoru 1000 min^{-1} . Tyto průběhy plně odpovídají teoretickým poznatkům o PMSM motorech a vektorovém (FOC) řízení.



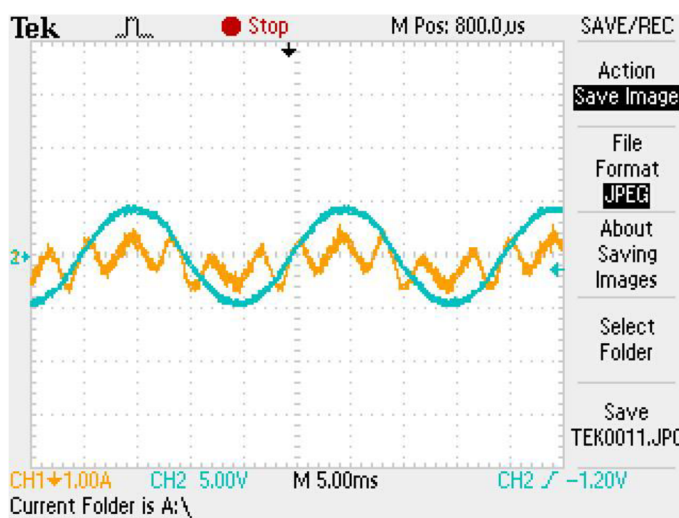
Obrázek 41: Výstupní napětí měniče – otáčky motoru 1000 min^{-1}

Obrázek 42 znázorňuje opět výstupní napětí všech tří fází měniče, tentokrát však při otáčkách motoru 1500 min^{-1} (vlevo) a 3000 min^{-1} . Z těchto obrázků je velmi dobře patrná změna frekvence a amplitudy s rostoucími otáčkami motoru.



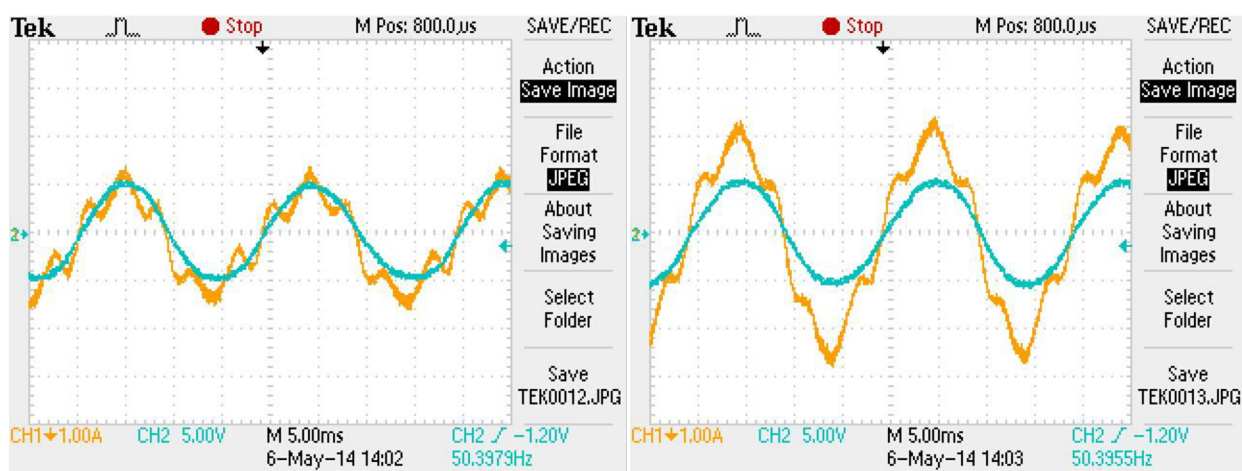
Obrázek 42: Výstupní napětí měniče – otáčky motoru 1500 min^{-1} a 3000 min^{-1}

Na obrázku níže je zachycen průběh výstupního napětí měniče a proudu fáze A za podmínek nezatíženého motoru. Dle teoretických poznatků by měl mít proud ve fázi motoru sinusový průběh za předpokladu, že je ideálně sinusově rozložené magnetické pole ve vzduchové mezeře stroje. Toho je však konstrukčně prakticky nemožné dosáhnout u takto malých motorů, takže je průběh proudu fáze lehce deformovaný. Při měření bez zátěže (velmi malý proud motorem) se navíc projeví limity použité proudové sondy a průběh proudu je značně deformovaný. Při bližším zkoumání jsou však patrné jeho oscilace kolem předpokládaného sinusového průběhu.



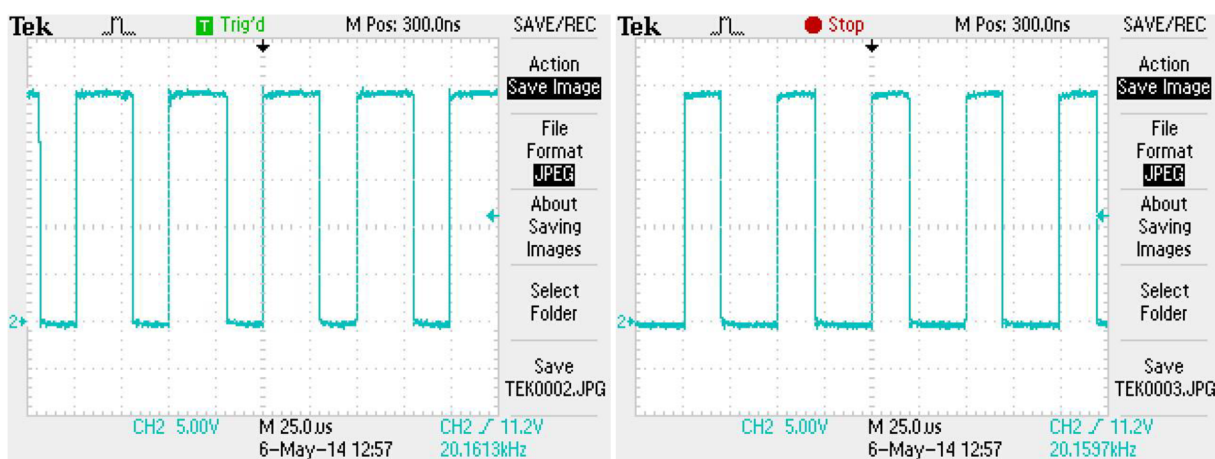
Obrázek 43: Průběh výstupního napětí měniče a proudu fáze A – 1500min^{-1} , bez zátěže

S rostoucí zátěží na rotoru stroje motor musí generovat větší krouticí moment a tím se adekvátně zvětšuje velikost amplitudy fázového proudu, jak je znázorněno na obrázku 44. Zde se již průběh proudu mnohem více blíží sinusovce a drobné deformace již lze přičítat především konstrukci daného motoru.



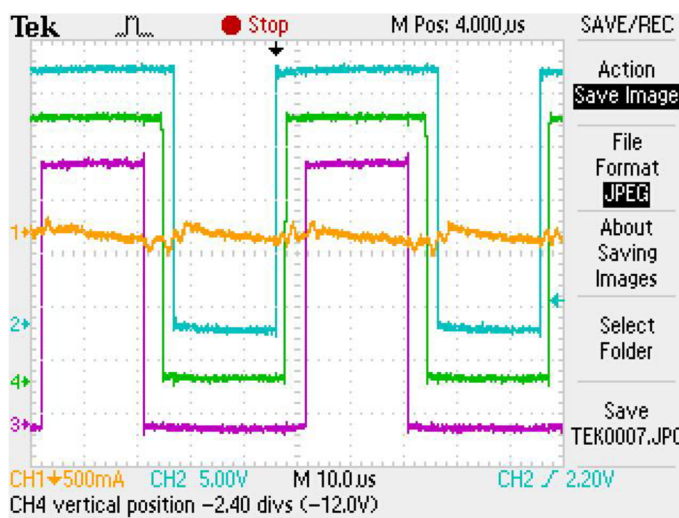
Obrázek 44: Průběh výstupního napětí měniče a proudu fáze A – 1500min^{-1} , rostoucí zátěž

Na následujícím obrázku je znázorněno výstupní napětí jedné tranzistorové větve měniče zachycené pro dvě různé hodnoty střidy. Z těchto průběhů je velmi dobře patrná spínací PWM frekvence jednotlivých tranzistorů 20kHz (perioda průběhu $50\mu\text{s}$) a zároveň napájecí napětí měniče, které odpovídá hodnotě 24V .



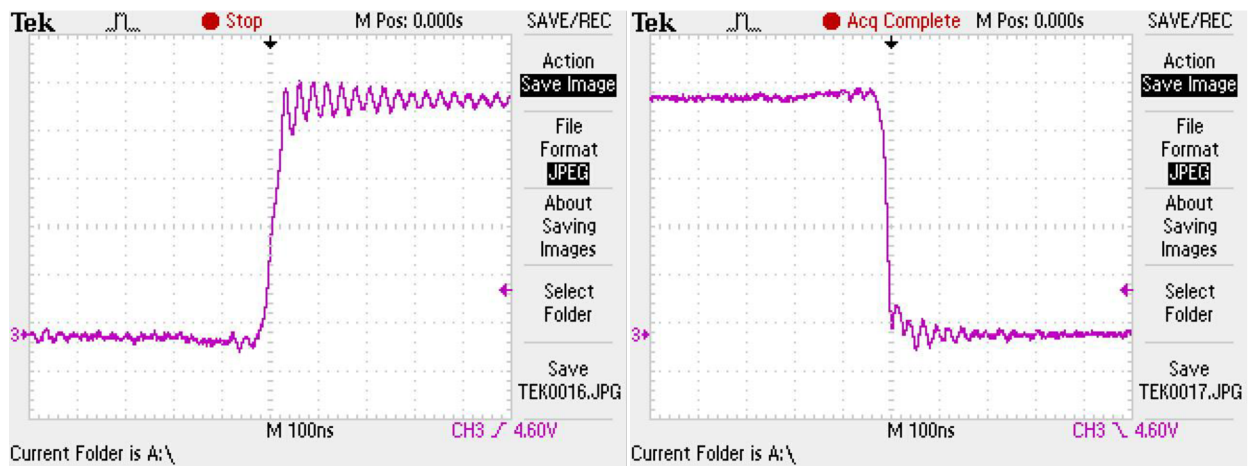
Obrázek 45: Detail výstupního napětí jedné fáze měniče – různé střidy

Obrázek 46 znázorňuje detail napětí všech tří fází společně s průběhem proudu (žlutá) fáze A (modrá). Šířky jednotlivých pulsů se neustále mění v závislosti na použitém algoritmu generování třífázové PWM tak, aby finální průběhy z pohledu motoru odpovídaly třem vzájemně fázově posunutým sinusovkám znázorněným například na obrázku 42.



Obrázek 46: Výstupní napětí všech tří větví měniče a proud fáze A

Na obrázku níže je v detailu zachycen vypínací a zapínací děj spodního tranzistoru jedné větve měniče. Lze pozorovat, že oba tyto děje trvají cca 50ns. Znalost rychlosti těchto dějů je zcela zásadní při definování ochranné doby (deadtime) spínání horního a dolního tranzistoru ve větvi. Při nastavení příliš krátké ochranné doby dojde k průchodu proudu jak horním, tak spodním tranzistorem větve zároveň a tím velmi pravděpodobně k destrukci měniče.



Obrázek 47: Vypínací (vlevo) a zapínací děj spodního tranzistoru jedné větve měniče

5 Závěr

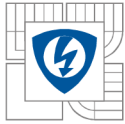
Cílem této diplomové práce bylo seznámení s obecnou problematikou EC motorů, pulsních měničů a používaných řídicích algoritmů. Dále pak návrh měniče pro EC motor malého výkonu, jeho realizace a provedení měření na prototypu.

Základní rozbor EC motoru po stránce konstrukce statoru a rotoru s permanentními magnety, principu činnosti a parametrů je uveden v kapitole 2. Jsou zde prezentovány hlavní rozdíly, výhody a nevýhody bezkartáčových motorů ve srovnání s jinými běžně používanými typy elektrických strojů. Pro řízení bezkartáčových motorů je vyžadována znalost polohy rotoru. Tuto informaci zajišťují sensory polohy, jako jsou Hallovy senzory, enkodéry nebo resolvers, případně v dnešní době stále populárnější softwarové metody pro bezsenzorové snímání polohy rotoru.

Třetí kapitola se zabývá problematikou pulsních měničů. Jsou popsány elektrické poměry na třífázovém střídači s připojeným motorem zapojeným do hvězdy. Dále se tato kapitola věnuje používaným způsobům spínání tranzistorů v jednotlivých větvích měniče a jsou nastíněny nejpoužívanější řídicí algoritmy třífázového střídače od nejjednoduššího algoritmu lichoběžníkové komutace, přes sinusovou, až po komplexní vektorové řízení.

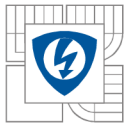
Čtvrtá kapitola se již věnuje samotnému návrhu měniče pro řízení EC motoru malého výkonu. Ten se opírá o koncepci InstaSPIN-FOC od firmy Texas Instruments. Jedná se o komplexní řešení pro identifikaci a bezsenzorové řízení třífázových motorů jak asynchronních, tak synchronních. Návrh schématu a motivu plošného spoje byl kompletně proveden v programu Eagle. Velká část této kapitoly se věnuje návrhu jednotlivých bloků měniče. Je detailně popsán návrh schématu napájecích obvodů, třífázového střídače včetně obvodů měření proudu, budicího obvodu výkonových tranzistorů zahrnujícího také některé ochranné obvody měniče, mikroprocesoru a komunikačních, signalizačních a ovládacích částí měniče. Dále je ve čtvrté kapitole proveden výpočet ztrát na výkonových prvcích měniče pro uvažovaný maximální efektivní fázový proud 30A společně s výpočtem tepelných poměrů a návrhem chladiče.

Poslední část práce je zaměřena na realizaci prototypu měniče z pohledu návrhu desky plošného spoje, její výroby a osazení součástek. Dále je uvedena základní struktura a ovládání knihovny InstaSPIN-FOC pomocí grafického rozhraní. Na prototypové desce bylo realizováno demonstrační měření s motorem firmy Linux. V poslední části práce jsou uvedeny naměřené průběhy výstupních napětí měniče při různých otáčkách motoru, průběhy fázového proudu dle zatížení, detailní průběhy generování PWM a přechodné děje jednoho tranzistoru měniče. Měnič je značně předimenzován a je vhodný i pro řízení motorů většího výkonu.

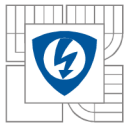


6 Literatura

- [1] MICROCHIP. *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*. 2003. Dostupné z: [http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20\(BLDC\)%20Motor%20Fundamentals.pdf](http://electrathonoftampabay.org/www/Documents/Motors/Brushless%20DC%20(BLDC)%20Motor%20Fundamentals.pdf)
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek II*. 2005.
- [3] GIERAS, Jacek F a Mitchell WING. *Permanent magnet motor technology: design and applications*. 2nd ed., rev. and expanded. New York: Marcel Dekker, c2002, xviii, 590 p. ISBN 08-247-0739-7.
- [4] MAGCRAFT. *Permanent Magnet Selection and Design Handbook*. 2007. Dostupné z: <http://www.rare-earth-magnets.com/Permanent-Magnet-Selection-and-Design-Handbook.pdf>
- [5] MICROCHIP. *Brushless DC Motor Control Made Easy*. 2002. Dostupné z: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00857a.pdf>
- [6] BLDC Motor – Brushless DC Motor Introduction. [online]. [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: http://www.nmbtc.com/brushless-dc-motors/engineering/brushless_dc_motors_engineering.html
- [7] KLÍMA, Bohumil. *Střídavé pohony a mikroprocesorové řízení elektrických pohonů*. 2012.
- [8] LEPKA, Jaroslav a Pavel GRASBLUM. *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory*. 2011. Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [9] SHYIOUNG, Lee a Tom LEMLEY. *A COMPARISON STUDY OF THE COMMUTATION METHODS FOR THE THREE-PHASE PERMANENT MAGNET BRUSHLESS DC MOTOR*. Dostupné z: <http://www.magnelab.com/uploads/4c51d9ba6fe5a.pdf>
- [10] OZTURK, Salih Baris. *Modeling, Simulation and Analysis of Low-cost Direct Torque Control of PMSM Using Hall-effect Sensors*. 2005. Dostupné z: <http://www.kves.utc.sk/kvesnew/dokumenty/%C5%A1ep/DTC-Ozturk.pdf>
- [11] STMICROELECTRONICS. *BLDC MOTOR START ROUTINE FOR THE ST72141 MICROCONTROLLER*. 2009. Dostupné z: <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/SGSThompsonMicroelectronics/mXywxsy.pdf>
- [12] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS54160 1.5-A, 60-V, Step-Down DC/DC Converter with Eco-mode*. 2012. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps54160.pdf>
- [13] FUTURE TECHNOLOGY DEVICES INTERNATIONAL. *FT2232H Mini Module USB Hi-Speed, FT2232H Evaluation Module*. 2009. Dostupné z: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Modules/DS_FT2232H_Mini_Module.pdf



- [14] INFINEON. *OptiMOS™ Power-MOSFET BSB014N04LX3 G*. 2011. Dostupné z:
http://www.infineon.com/dgdl/BSB014N04LX3+G_Rev+2.3.pdf?folderId=db3a304313b8b5a60113cee8763b02d7&fileId=db3a304320d39d590121a02c6c737a9b
- [15] TEXAS INSTRUMENTS. *DRV8301 Three Phase Pre-Driver with Dual Current Shunt Amplifiers and Buck Regulator*. 2011. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8301.pdf>
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F2806x Piccolo Microcontrollers*. 2010. Dostupné z:
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28069.pdf>
- [17] TEXAS INSTRUMENTS. *ISO722xx Dual Digital Isolators*. 2006. Dostupné z:
<http://www.ti.com/lit/ds/slls7551/slls7551.pdf>
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. *OPA365-EP 50-MHz Low-Distortion High-CMRR Rail-to-Rail I/O, Single-Supply Operational Amplifier*. 2011. Dostupné z:
<http://www.ti.com/lit/ds/slos735/slos735.pdf>
- [19] INFINEON. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. 2006. Dostupné z:
http://www.btipnow.com/library/white_papers/MOSFET%20Power%20Losses%20Calculation%20Using%20the%20Data-Sheet%20Parameters.pdf
- [20] VISHAY. *SUM110P06-07L*. 2008. Dostupné z:
<http://www.vishay.com/docs/72439/72439.pdf>
- [21] TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F28026F, TMS320F28027F InstaSPIN™-FOC Software Technical Reference Manual*. 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/spruhp4/spruhp4.pdf>
- [22] LINUX. *BLDC motor 45ZWN*. Dostupné z: <http://www.datasheetarchive.com/dl/Datasheets-SW13/DSASW00250154.pdf>



7 Přílohy

Příloha č. 1: Schéma zapojení výkonové části měniče s budicím obvodem

Příloha č. 2: Schéma zapojení pomocných zdrojů a FTDI obvodu

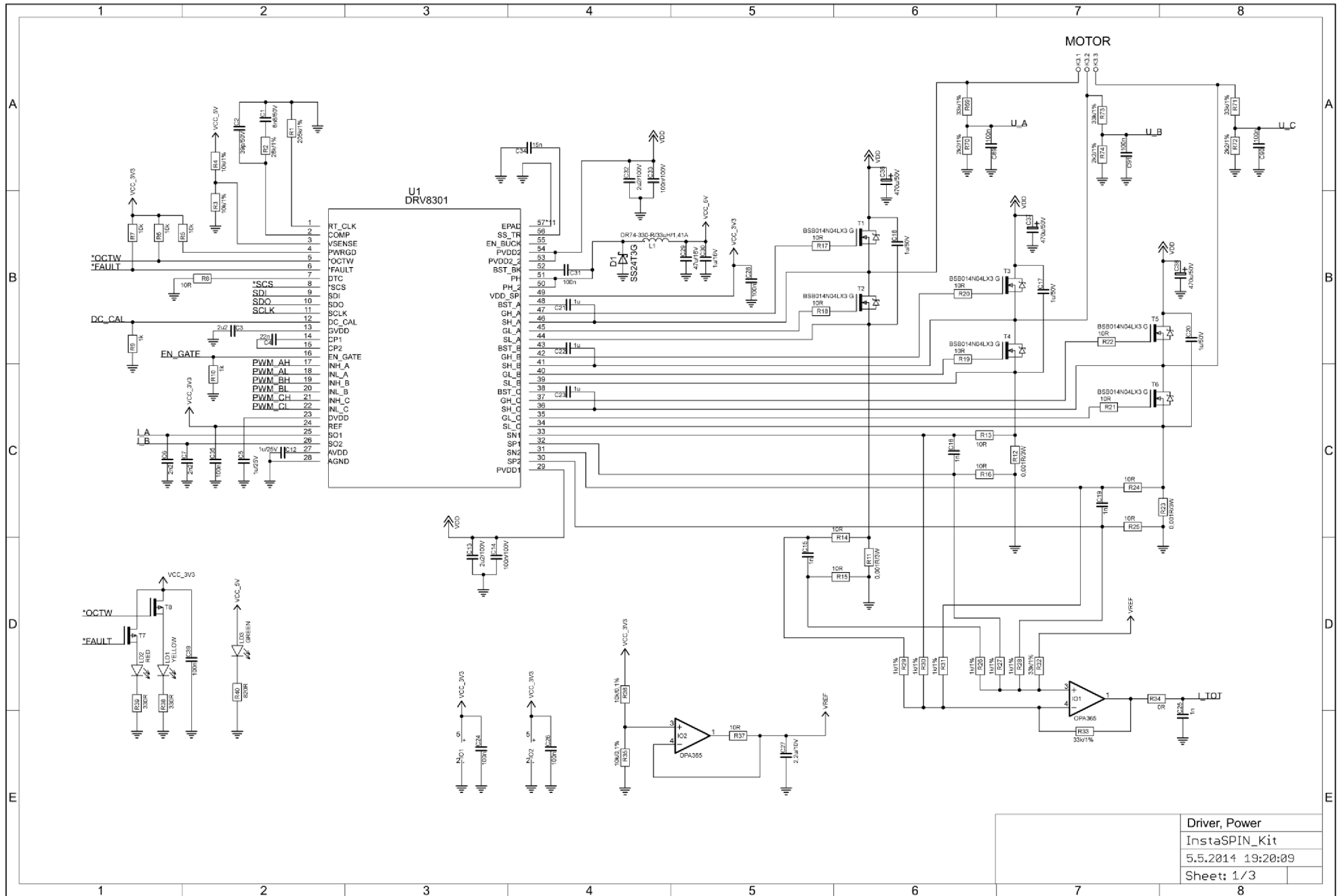
Příloha č. 3: Schéma zapojení mikroprocesoru a ovládacích prvků

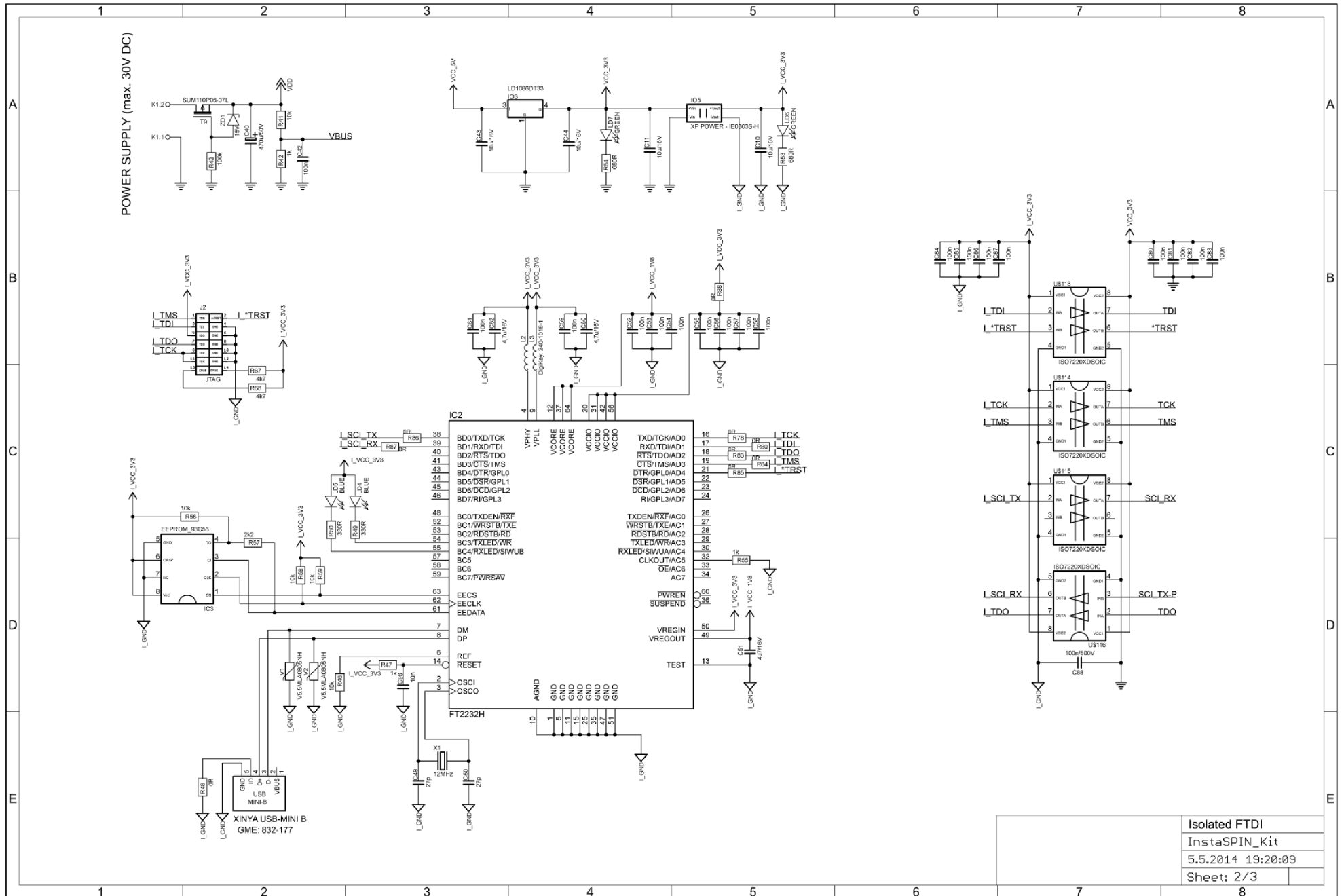
Příloha č. 4: Vodivý obrazec horní (top) a spodní (bottom) strany desky plošného spoje

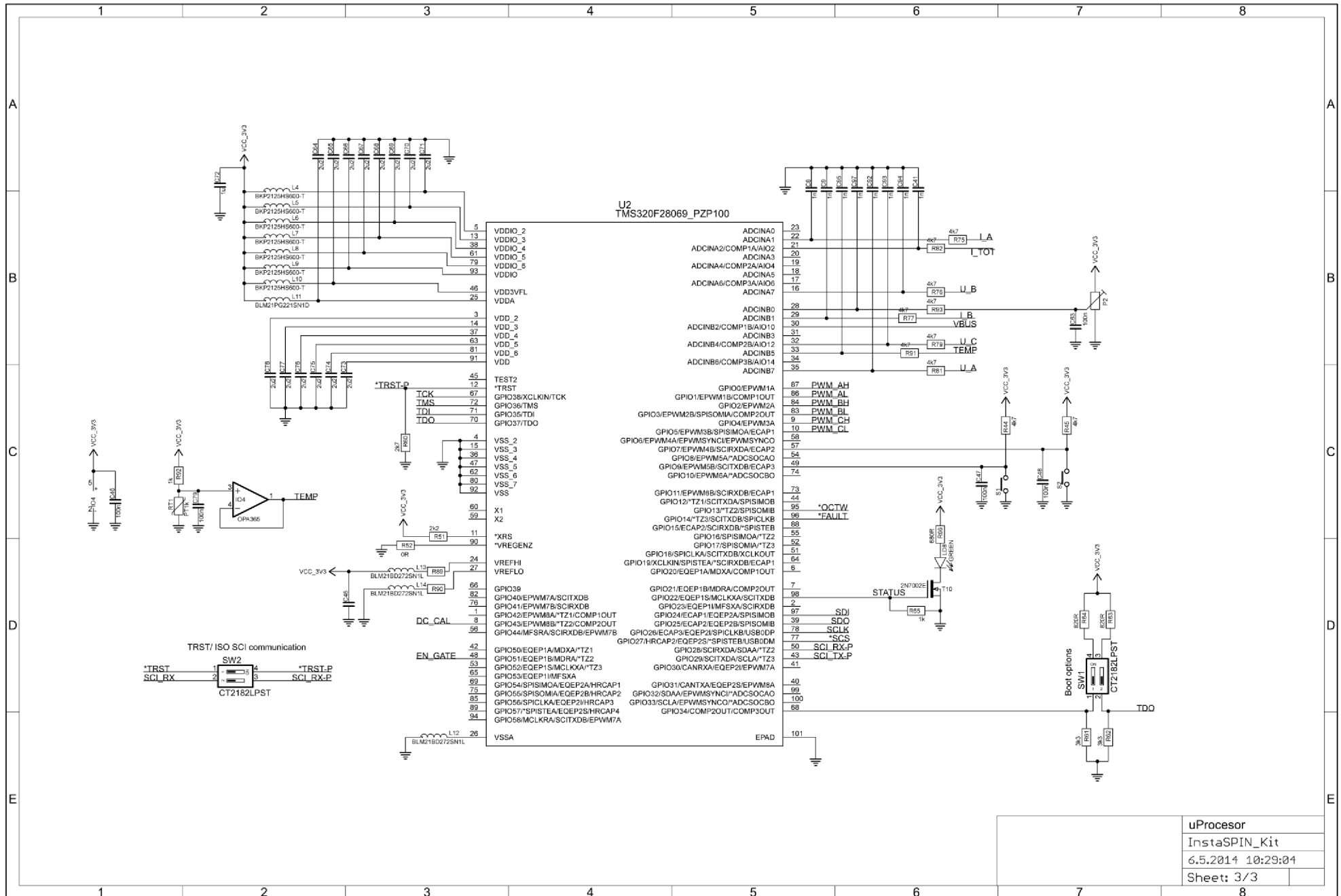
Příloha č. 5: Osazovací plán horní (top) a spodní (bottom) strany desky plošného spoje

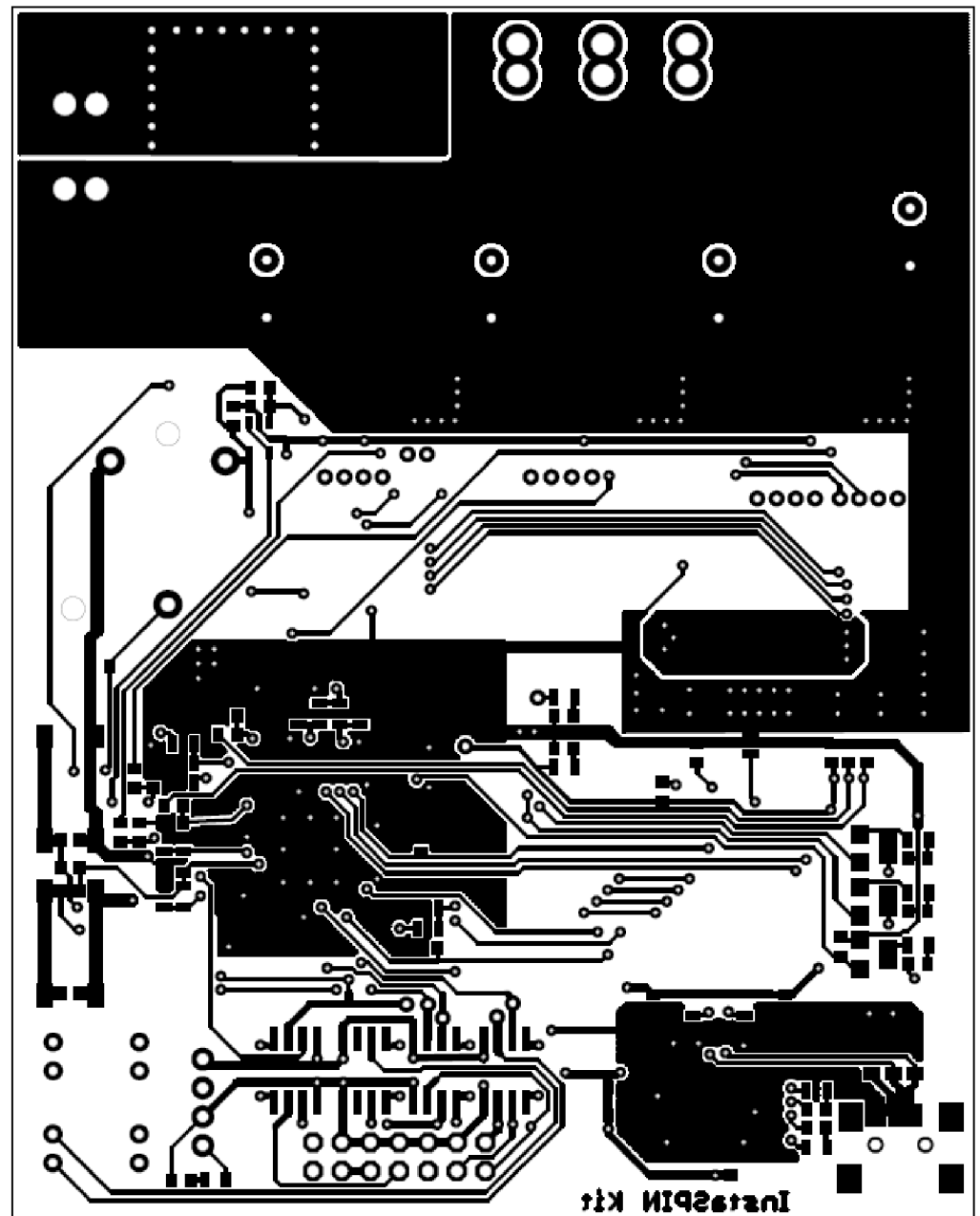
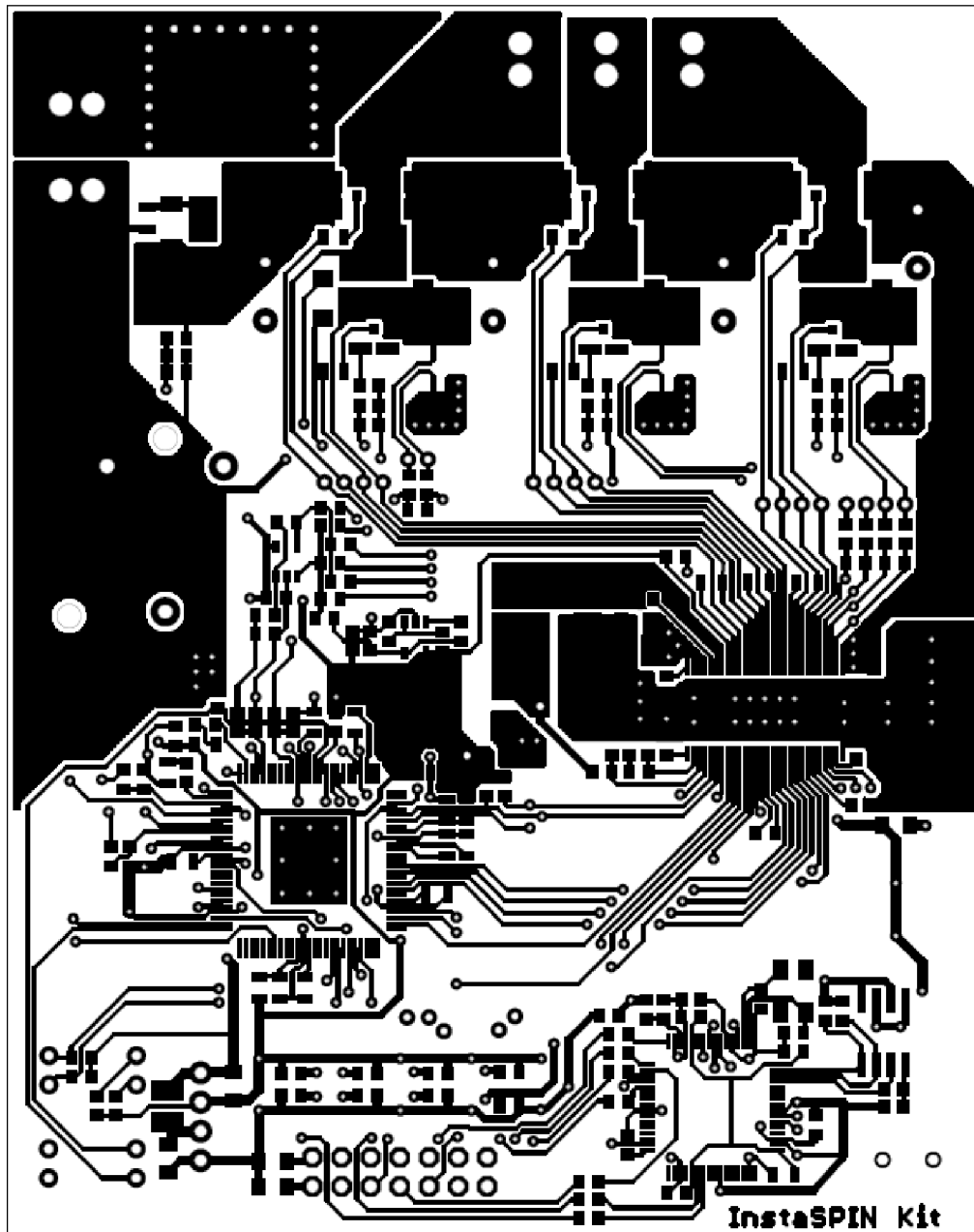
Příloha č. 6: Elektronická dokumentace v programu Eagle 6.2.0

Příloha č. 1: Schéma zapojení výkonové části měniče s budicím obvodem









Příloha č. 5: Osazovací plán horní (top) a spodní (bottom) strany desky plošného spoje

V

