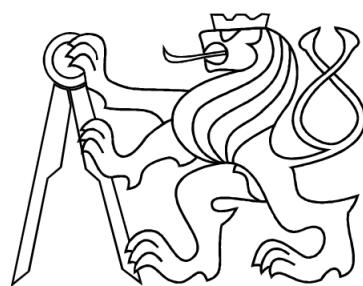


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ



DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh řídicí jednotky pro elektrokolo

Praha, 2010

Autor: Jan Fiala

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v přiloženém seznamu.

V Praze dne

podpis

Poděkování

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce Doc.Ing. Ondřeji Vysokému, CSc. za cenné rady a připomínky. Dík patří také mojí rodině za jejich podporu po celou dobu studia.

Abstrakt

Cílem práce je navrhnout a realizovat řídicí jednotku pro elektrokolo poháněné třífázovým bezkomutátorovým motorem, který se nachází v náboji předního nebo zadního kola. Návrh zahrnuje sestavení celkového elektrického schématu včetně výběru vhodných součástek, tvorbu desek plošných spojů a přípravu ochranného krytu elektroniky. Navržená řídicí jednotka disponuje funkcemi plynulého řízení pohonu podle momentové nebo výkonové trakční charakteristiky. Řízení motoru je řešeno prostřednictvím třífázového můstku. Jednotlivé spínací prvky můstku jsou ovládány nezávislými signály s pulsně šířkovou modulací, které generuje osmibitový mikrokontrolér. Tato konfigurace umožňuje využít bezkomutátorový motor i pro generátorový režim s volitelnou velikostí výstupního napětí. Generátorového režimu je využito pro regenerativní brzdění. Aby byl systém co nejuni verzálnější, obsahuje řídicí jednotka uživatelské rozhraní s displejem a tlačítky pro její diagnostiku, parametrizaci a volbu funkce. Na závěr jsou ještě diskutovány dostupné technologie elektrochemických článků vhodné pro napájení elektrokol.

Abstract

Purpose of this thesis is to design and implement electronic control unit for electric bike powered by brushless motor placed in the hub of front or rear wheel. Design includes complete electronic schematics with selection of suitable components, creation of printed circuit board and casing for device protection. Control unit provides smooth control according to traction characteristics of torque or power. Motor control is executed by a three-phase bridge. Each of the switching devices is controlled by independent, pulse-width modulated signal generated by microcontroller. This configuration allows use of brushless motor for specified voltage generation. Generator mode is used for regenerative braking. To make whole system more versatile, the user interface with display and pushbuttons is added for control, parametrization and basic diagnostics. Finally, available technologies of elektrochemical cells are discussed and the most suitable one is selected.

vložit originální zadání!!!!!!

Obsah

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Seznam použitých kratek	xiv
1 Úvod	1
1.1 Hybridní pohony a elektrokola	1
1.2 Vlastnosti elektrokol a požadavky na řídicí jednotku	2
2 Bezkomutátorové motory pro elektrokola	5
2.1 Úvod	5
2.2 Mechanická konstrukce	6
2.3 Permanentní magnety BLDC motorů	7
2.4 Základní parametry a charakteristika BLDC motoru	9
2.5 Řízení BLDC motoru	11
2.5.1 Princip činnosti	11
2.5.2 Komutace proudů statorového vinutí	13
2.5.3 Určování polohy rotoru	14
3 Technické prostředky řídicí jednotky	17
3.1 Souvislost vlastností jednotky s technickými prostředky	17
3.2 Mikrokontrolér	18
3.2.1 PCPWM Modul	19
3.2.2 Motion Feedback Modul	21
3.2.3 10-ti bitový analogově-číslicový převodník	22
3.3 Obvody ochran a měření	24
3.4 Zdroj napětí pro řídicí jednotku	28

3.5	Třífázový můstek	30
3.5.1	Struktura a řízení můstku	30
3.5.2	Režim rekuperace elektrické energie	34
3.6	Schéma zapojení řídicí jednotky	38
4	Mechanická konstrukce	43
4.1	Deska plošných spojů	43
4.2	Mechanická konstrukce	49
5	Program řídicího systému	51
5.1	Vývojové prostředí a programovací jazyk	51
5.2	Program řídicí jednotky	51
5.2.1	Inicializace systému	54
5.2.2	Řízení motorového režimu	55
5.2.3	Řízení regenerativního brzdění	60
5.2.4	Systém ochran a uživatelského rozhraní	64
6	Akumulátory pro pohon elektrokola	67
6.1	Volba akumulátoru	67
6.2	Články LiFePO ₄	69
6.3	Olověné články	71
7	Závěr	73
Literatura		80
A	Soupiska součástek	I

Seznam obrázků

2.1	Rotory DLDC motorů	7
2.2	Hysterezní B-H křivka permanentního magnetu	8
2.3	Materiály pro výrobu permanentních magnetů	9
2.4	Momentová charakteristika BLDC motoru	11
2.5	Zjednodušená konstrukce BLDC motoru	12
2.6	Časový průběh proudů vinutími motoru	13
2.7	Struktura Hallova snímače	14
2.8	Průběhy signálů snímačů polohy rotoru	16
3.1	Blokové schéma řídicí jednotky	18
3.2	Blokové schéma PCPWM modulu	20
3.3	Blokové schéma Motion Feedback modulu	22
3.4	Blokové schéma A/D převodníku	23
3.5	Ošetření výstupů z Hallových snímačů polohy rotoru	24
3.6	Hlavní spínač můstku s proudovou ochrannou	25
3.7	Obvod pro měření svorkového napětí řídicí jednotky	26
3.8	Obvod pro měření teploty v řídicí jednotce	27
3.9	Obvod resetování mikrokontroléru	28
3.10	Zapojení stabilizátoru napětí LM2675-5	29
3.11	Zapojení stabilizátoru napětí LM2675ADJ	29
3.12	Třífázový můstek	32
3.13	Zapojení budiče polovičního můstku IR2101	32
3.14	Zapojení nábojové pumpy s obvodem 555	33
3.15	Náhradní schéma třífázového BLDC motoru	35
3.16	Topologie zvyšujícího měniče	36
3.17	Graf závislosti koeficientu měniče na velikosti střídy	37
4.1	Motivy DPS	44

4.2	Schéma zapojení pomocné DPS	47
4.3	Motiv spodní vrstvy pomocné DPS	48
4.4	Kryt pro DPS řídicí jednotky	50
5.1	Stavová reprezentace základní funkce programu	53
5.2	Proudová regulační smyčka	57
5.3	Vývojový diagram motorového režimu	59
5.4	Souvislost mezi průběhy svorkového napětí BLDC generátoru a signálů Hallových snímačů	61
5.5	Sekvence využití vinutí v generátorovém režimu	61
5.6	Proudové řízení boost měniče	62
5.7	Vývojový diagram motorového režimu	64
5.8	Vývojový diagram motorového režimu	65
5.9	Nabídka uživatelského rozhraní	66
6.1	Nabíjecí charakteristika lithiových článků	69
6.2	Vybíjecí charakteristika lithiových článků v závislosti na vybíjecím proudu	70

Seznam tabulek

3.1	Základní parametry tranzistoru IRF1018	31
4.1	Parametry pro stanovení ztrátového výkonu tranzistoru	46
4.2	Tabulka propojení konektorů	48
5.1	Tabulka souborů zdrojového kódu	52
5.2	Tabulka řídicí sekvence motorového režimu	56
5.3	Tabulka stanovení konstant PID regulátoru pomocí Z-N metody	58
5.4	Tabulka řídicí sekvence generátorového režimu	62
6.1	Tabulka použitelných elektrochemických článků	68
A.1	Soupiska součástek	I

Seznam použitých zkratok

ADC	analogově číslicový převodník (Analog-to-Digital Converter)
BLDC	bezkoutátorový motor (Brushless DC motor)
BMS	systém správy baterie (Battery Management System)
DPS	deska plošných spojů
DSP	signální procesor (Digital Signal Processor)
EEPROM	elektricky mazatelná paměť (Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory)
EMF	zpětné elektromotorické napěť (Electromotive Force)
ESR	sériový odpor kondenzátoru (Equivalent Series Resistance)
FIFO	fronta typu první dovnitř, první ven (First In, First Out)
GMK	Geometrické Místo Kořenů
IC	jednotka mikrokontroléru pro zachycení vstupního signálu (Input Capture)
ICSP	sériové programování v zapojení (In Circuit Serial Programming)
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem (Insulated Gate Bipolar Transistor)
LCD	displej s tekutými krystaly (Liquid Crystal Display)
MCU	mikrokontrolér (Micro Controller Unit)
MOSFET	polem řízený tranzistor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)

PCPMW	modul generátoru synchronizovaných, pulsně-šířkově modulovaných signálů (Power Control PMW)
PLL	smyčka fázového závěsu (Phase Locked Loop)
PMSM	synchronní stroj s permanentními magnety (Permanent Magnet Synchronous Machine)
PWM	pulsně-šířková modulace (Pulse Width Modulation)
QEI	rozhraní pro kvadraturní inkrementální snímač (Quadruple Encoder Interface)
SISO	systém s jedním vstupem a jedním výstupem (Single Input, Single Output)
SoC	stav nabití baterie (State of Charge)
USART	Synchronní a asynchronní sériové rozhraní (Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter)

Kapitola 1

Úvod

1.1 Hybridní pohony a elektrokola

V současné době začínají být poměrně populární hybridní pohony v nejrůznějších osobních dopravních prostředcích. Nejčastěji se jedná o kombinaci pohonné jednotky na klasická paliva jako benzín nebo nafta s elektrickým pohonem, který sice není tak výkonný, ale jeho provoz je výrazně levnější a ekologičtější. Myšlenka využití elektrické energie jako pomocného pohonu se objevila dokonce i ve Formuli 1, kde byl v sezóně 2009 povolen a některými stájemi využíván systém pro obnovu kinetické energie tzv. KERS (Kinetic Energy Recovery System). Úkolem KERS bylo zužitkovat energii uvolňovanou při brzdění pomocí generátoru / elektromotoru. Vygenerovaná energie byla uložena do akumulátorů a později mohla posloužit ke krátkodobému navýšení výkonu celé pohonné jednotky. Důvodem pro jeho zavedení byla úspora paliva a snaha o zatraktivněním závodů.

Výjimkou v oblasti využití pomocných elektrických pohonů nejsou ani klasická jízdní kola. Některá jsou totiž vybavena pomocným elektromotorem, který je určen pro odlehčení zátěže cyklistům při jízdě v kopcovitém terénu. Pohonné jednotky pro použití na jízdních kolech však podléhají evropské normě EN 15194:2009, která elektrokolo jasně definuje. Jako asistované kolo lze považovat pouze stroj, který je vybaven motorem o maximálním kontinuelním výkonu do 250 W a rychlosti do 25 km/h. Vyšší výkon motoru znamená, že je na elektrokolo pohlíženo jako na motorové vozidlo.

Někteří výrobci koncipují svá elektrokola jako stroje, na kterých je možné jezdit dokonce téměř i bez nutnosti šlapání. Tyto systémy se vyznačují akumulátory (trakční olověné nebo lithiové) o vyšší kapacitě a motory s výkony až 2 kW. Spíše než klasickému jízdnímu kolu se pak už svým designem blíží elektrickým skútrům. Jiní výrobci koncipují

elektropohon skutečně jen jako pomocný. Výkon těchto řešení se pohybuje v rozmezí 100 až 250 W a jsou vybaveny kompaktnějšími, nejčastěji lithiovými akumulátory. Až na několik málo vyjímek (např. Gruber Antrieb) bývají použity tzv. hub motory. Jedná se o bezkartáčové motory s permanentními magnety umístěnými v náboji předního příp. zadního kola. Z principu funkce a umístění bezkomutátorového motoru ho lze použít kromě pohonu i pro regenerativní brzdění. Tuto funkci ale implementuje do svých řešení málo výrobců. Důvodem je prý malé prodloužení ujeté dráhy - údajně asi o 4%. Teoreticky ale může rekuperace sloužit i pro záměrné zvýšení fyzické zátěže s cílem intenzivnějšího tréninku. V nabídce obchodů se vyskytují zařízení určená pro přibrzďování zadního kola. Díky tomuto zařízení je možno na kole trénovat i v období, kdy jízda venku není možná. Budeli motor namontován v zadním kole, stačí pouze kola nadzvednout a systém primárně určený pro pohon zastane stejnou funkci jako uvedené zařízení.

Kromě hotových elektrokol obchodníci prodávají i soupravy obsahující vše potřebné pro přestavbu na ně. K dostání jsou i jednotlivé části systému (hub motory, řídící jednotky, akumulátory, apod.), které dávají poměrně velké skupině nadšenců prostor pro vlastní experimentování s pohonem a upravování systému podle svých představ. Tato práce by měla být příspěvkem do této oblasti a jejím hlavním cílem je kompletně navrhnout vlastní řídící jednotku pro řízení hub motoru.

1.2 Vlastnosti elektrokol a požadavky na řídící jednotku

Vyráběná elektrokola vesměs pracují ve dvou režimech:

- 1) Pedálový asistent - Vedle pedálů je umístěn snímač jejich pohybu a pohonná jednotka je aktivní pouze v případě, že se pedály otáčí. Motor pak pomáhá výkonem, na který je nastaven ovladačem umístěným nejčastěji v rukojeti řídítka.
- 2) Přímé ovládání - Ovladačem výkonu se přímo řídí motor podle určité charakteristiky a je lhostejně, zda cyklista šlape do pedálů, či nikoliv.

Podrobnější informace o trakčních charakteristikách a chování pohonů žádný z výrobců neuvádí. Toto bude tedy předmětem experimentování a výsledkem by mělo být několik módů jízdy, mezi kterými si bude možno vybrat, příp. upravovat jejich parametry.

U navrhované jednotky se nepočítá s funkcí pedálového asistenta. Snímač otáčení

pedálů zvyšuje náklady příp. nároky na instalaci a snižuje spolehlivost systému. Jeho funkce lze navíc částečně nahradit vhodně tvarovanou charakteristikou pohonu nebo tlačítkem nedaleko ovladače výkonu.

Součástí elektrokol, která bývá často řešena velmi jednoduše, je rozhraní s uživatelem. Většinou se vyskytuje v podobě ovladače výkonu, spínače v brzdách a sadě 3 LED pro indikaci přibližného stavu baterie. Uživatelskému rozhraní bude v tomto návrhu věnována větší pozornost, aby bylo možno systém v případě špatné funkce diagnostikovat resp. měnit parametry pohonu. Rozhraní mezi uživatelem a řídicí jednotkou bude tedy oproti standardním prvkům doplněno o LCD se sadou tří tlačítek.

Dalším rozdílem oproti běžné řídící jednotce bude možnost regenerativního brzdění. Jak bude ukázáno, nemá tato vlastnost přímo vliv na zapojení vlastní řídicí jednotky, ale spíše je tomu zapotřebí přizpůsobit její program a akumulátory. U perspektivních technologií akumulátorů (*LiPol*, *LiFePO4*) je při nabíjení totiž nutné napětí na jednotlivých článcích vyrovnavat, aby nedošlo k jejich poškození nebo neúměrnému snižování kapacity.

S ohledem na evropské směrnice a normy bude řídící jednotka vyvíjena pro pohon o stálém výkonu 250W. Během celého návrhu bude kladen důraz na kompaktnost celého zařízení pro zajištění bezproblémové instalace na jízdní kolo.

Kapitola 2

Bezkomutátorové motory pro elektrokola

2.1 Úvod

Hub motory elektrokol svou konstrukcí odpovídají typu motoru označovanému jako BLDC. BLDC motory jsou synchronní stroje, které mají rotor opatřen permanentními magnety. Magnetický tok rotoru je vytvářen pomocí permanentních magnetů a nikoliv elektrickým proudem tekoucím vinutím, jako je tomu u klasických stejnosměrných motorů. BLDC motor tak nepotřebuje komutátor s kartáčky. Z této skutečnosti vznikl i název motorů: brushless - bezkartáčový (též bezkomutátorový). Spolu s komutátorem byly odstraněny i největší neduhy stejnosměrných motorů, kterými bývá spolehlivost a elektromagnetická kompatibilita. Mezi další příznivé vlastnosti patří však také lepší momentová charakteristika, rychlejší odezva, delší a poměrně tichý chod. Navzdory potřebě podstatně složitějšího řízení v porovnání s klasickými komutátorovými motory se BLDC stávají stále více rozšířeným typem pohonu. K častějšímu nasazování těchto motorů přispěly především výrazné pokroky v oblasti vývoje permanentních magnetů, výkonové elektroniky a v neposlední řadě i dostupnost mikroprocesorů popř. DSP používaných pro jejich řízení.

2.2 Mechanická konstrukce

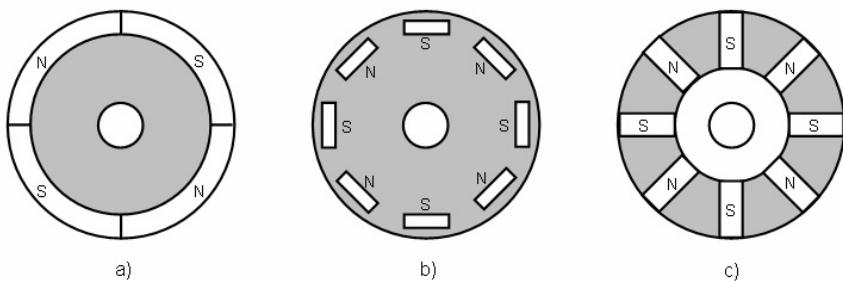
BLDC motory se vyskytují ve dvou základních uspořádáních označovaných jako *Inrunner* a *Outrunner*. V případě Inrunner se jedná o klasické uspořádání rotoru uvnitř statoru. Takto konstruované motory jsou určené pro vyšší pracovní rychlosti a menší točivý moment. U typu outrunner, narozdíl od předchozího případu, rotor ve tvaru bubnu, na jehož vnitřní straně jsou podélně připevněny plátky permanentního magnetu, obíhá kolem statoru s vinutím. Toto uspořádání nabízí větší točivý moment a nižší maximální otáčky. Konstrukce outrunner je velmi populární především v pohonech diskových jednotek PC a v modelářství pro pohon vrtulí modelů letadel. Dále se vyskytují v podobě tzv. hub motorů, hojně používaných v hybridních pohonech nejrůznějších dopravních prostředků.

BLDC motory lze dále kategorizovat podle způsobu umístění permanentních magnetů na rotoru (viz obr. 2.1):

1) Permanentní magnety (póly rotoru) jsou uloženy na jeho povrchu. Toto je nejčastěji používané uspořádání díky jednoduchosti výroby. Změna velikosti vzduchové mezery mezi póly statoru a rotoru je zanedbatelně malá. U typu inrunner omezuje povrchová montáž permanentních magnetů maximální otáčky motoru. Při vysokých otáčkách rostou odstředivé síly (hlavně u větších strojů) a magnety by se mohly uvolnit a poškodit motor. U typu outrunner toto žádné omezení nepředstavuje (magnety jsou umístěny na vnitřní stěně bubnu).

2) Permanentní magnety umístěny pod povrchem rotoru. V tomto případě je mechanická odolnost konstrukce rotoru podstatně větší a motor může pracovat i při vysokých otáčkách. Induktance se při otáčení rotoru mění z důvodu změny šířky mezery mezi permanentními magnety a póly statoru.

3) Rotor má válcové magnetické jádro a póly jsou na něm vytvořeny hranolovými nástavci. Tím je docíleno spojení výhod obou předešlých řešení (odolnost a neměnná vzdálenost pólů rotoru a statoru). Nevýhodou je však složitější výroba.



Obrázek 2.1: Rotory DLDC motorů

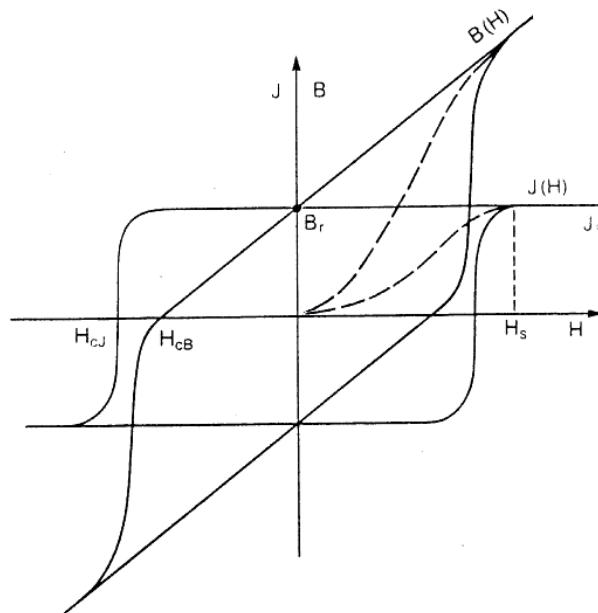
Ve statoru vyrobeném z plechů magneticky měkkého materiálu je uloženo statorové vinutí. Způsob uspořádání tohoto vinutí a tím daný tvar v něm indukovaného napětí je to hlavní, čím se BLDC liší od ostatních PMSM. PMSM jsou stejně jako BLDC synchronní stroje s permanentními magnety na rotoru. Oproti BLDC mají vinutí uspořádáno koncentricky, čímž je docíleno, že indukované napětí každé fáze má sinusový a ne trapezoidní průběh. Většina BLDC motorů má stator navinut třífázově s topologií hvězda. Motory s jiným počtem fází než tři nebo s vinutími zapojenými do trojúhelníka bývají používány méně.

Některé BLDC motory mají na svém statoru ještě umístěnu sadu tří Hallových snímačů. Tyto slouží jako zpětná vazba polohy rotoru pro řídicí elektroniku. Vzájemná poloha (úhel, o který jsou snímače posunuty) závisí na počtu půlových dvojic motoru. Polohu rotoru lze určit např. i z velikosti indukovaných napětí v jednotlivých fázích, takže použití Hallových snímačů není pro řízení nutné. Detailnější informace o určování polohy rotoru jsou uvedeny v odstavci 2.5.3.

2.3 Permanentní magnety BLDC motorů

Permanentní magnety jsou důležitým prvkem BLDC motorů a právě jejich vlastnostmi jsou z velké části dány i parametry celého stroje. Čím jsou magnety silnější, tím větší točivý moment je motor schopen dodat. Na druhou stranu se tím zvyšuje hodnota zpětně indukovaného napětí, což způsobuje snížení maximálních otáček motoru. Vlastnost, kterou permanentní magnety v synchronních motorech ovlivňují jen nepatrně, je účinnost. Ta je dána především vlastnostmi materiálu plechů, ze kterých je poskládán magnetický obvod statoru.

Permanentní magnety jsou nejlépe charakterizovány hysterezní B-H křivkou na obr. 2.2, kde B je magnetická indukce [T] a H je intenzita magnetického pole [Am^{-1}]. Když je materiál permanentního magnetu (magneticky tvrdý materiál) vystaven vnějšímu magnetickému poli, čemuž odpovídá křivka prvotní magnetizace, zůstane zmagnetizován i po odeznamení účinků vnějšího magnetického pole. Této skutečnosti odpovídá na hysterezní křivce bod B_r - remanentní magnetismus. Velikost B_r a tím i velikost magnetického toku, kterým permanentní magnet disponuje, je dána kvalitou materiálu, ze kterého je vyroben. Působí - li na permanentní magnet pole opačné polarity, snižuje se tím velikost magnetického toku po B-H křivce až do bodu, kdy magnetický tok vytvářený permanentním magnetem bude nulový. Tento bod se nazývá koercitivita (H_c). Koercitivita je tedy intenzita vnějšího pole nutná k potlačení magnetického toku permanentního magnetu.

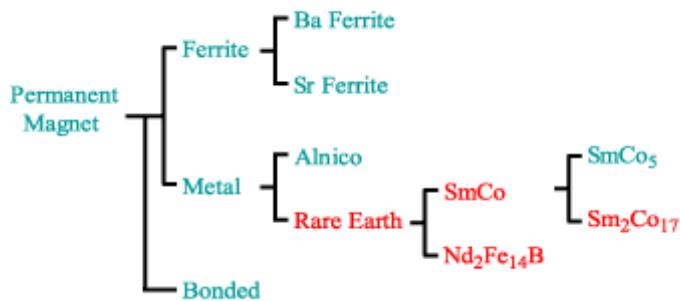


Obrázek 2.2: Hysterezní B-H křivka permanentního magnetu

Velikost energie, kterou je možno z magnetu využít, je přímo úměrná maximu součinu hodnoty magnetické indukce B a intenzity magnetického pole H . Čím větší je hodnota maximálního součinu $\max(BH)$ [kJm^{-3}], tím je permanentní magnet výkonnější. Jinými slovy: Čím má magnet vyšší hodnoty B_r a H_c , tím větší magnetický tok je schopen dodávat.

Nejčastějším typem materiálu pro výrobu permanentních magnetů bývají ferity. Hlavními složkami pro jejich výrobu jsou oxidy železa, baria a stroncia. Tyto materiály jsou levné a proto i magnety z nich vyrobené se vyznačují nízkou cenou a rovněž dobrým poměrem

cena / výkon. Z používaných materiálů mají ale nejmenší hustotu magnetického toku a jsou velmi křehké. Velmi podobné vlastnosti nabízejí slitiny alnico. Oproti feritům však vynikají svými mechanickými vlastnostmi. Nejlepšími materiály (co se hustoty magnetického toku týče) pro výrobu permanentních magnetů jsou slitiny vzácných zemních magnetů. Jsou jimi samarium (samarium - kobalt) a neodym (neodym-železo-bor). S jejich pomocí se dosahuje nejlepšího poměru hustoty magnetického toku na jednotku objemu. Oproti feritu a alnico jsou však podstatně dražší a špatně snášejí vysoké teploty. Hlavní druhy materiálů pro permanentní magnety používané v průmyslu jsou znázorněny na obr. 2.3.



Obrázek 2.3: Materiály pro výrobu permanentních magnetů

2.4 Základní parametry a charakteristika BLDC motoru

Pro charakterizování BLDC motoru jsou kromě jmenovitého napětí, proudu, otáček a výkonu důležité konstanty K_v [ot/V] a K_t [Nm/A]. Když se rotor motoru otáčí, permanentní magnet prochází kolem statorových cívek a indukuje v nich napětí. Toto napětí je přímo úměrné rychlosti otáčení motoru a platí pro něj rovnice 2.1.

$$U_i = B \cdot N \cdot l \cdot r \cdot \omega, \quad (2.1)$$

kde B je magnetická indukce, N počet závitů cívky, l délka rotoru, r poloměr rotoru a ω úhlová rychlosť otáčení rotoru.

Indukované napětí lze také vyjádřit jako

$$U_i = \frac{\omega}{K_v}. \quad (2.2)$$

Konstanta K_v tedy vyjadřuje poměr mezi otáčkami naprázdno a svorkovým (špičkovým) napětím. Druhá uvedená konstanta slouží pro určení průběhu momentu motoru v závislosti na proudu podle vztahu

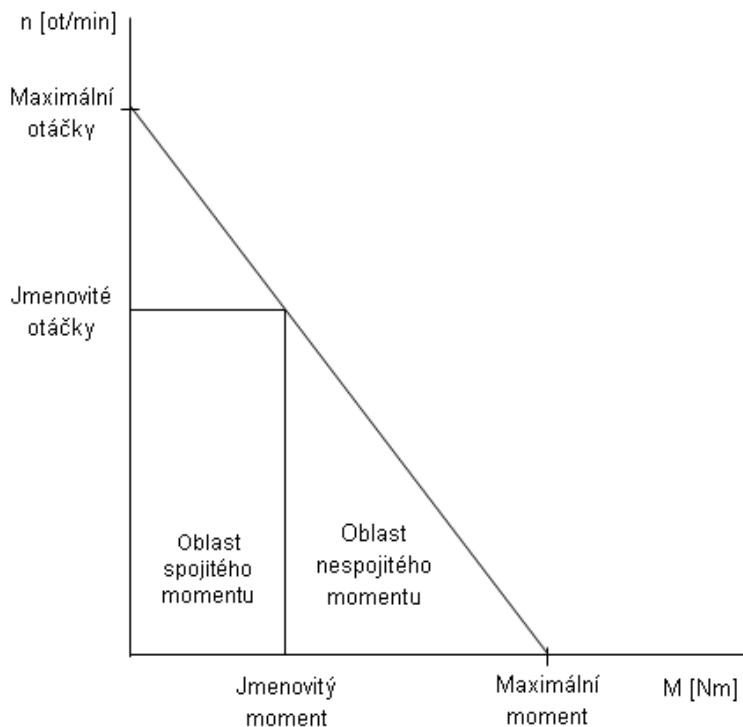
$$M = K_t \cdot I. \quad (2.3)$$

Moment je tedy přímo úměrný proudu, který motor odebírá.

Poměrně zajímavým faktem je, že součin konstant K_v a K_t je stejný pro všechny motory a platí pro ně rovnice 2.4.

$$K_v \cdot K_t = 1 \quad (2.4)$$

Na obr. 2.4 je vyobrazena mechanická charakteristika $n = f(M)$ BLDC motoru. Motor v oblasti plynulého provozu může být zatěžován až do jmenovitého momentu. Moment zůstává konstantní v celém rozsahu rychlostí od 0 až do jmenovitých otáček. Motor však mže být provozován i na vyšších otáčkách, než jsou jmenovité (až 150% jmenovitých), ale točivý moment bude klesat. V aplikacích, kde je častý rozběh, zastavování nebo reversování směru otáčení, je díky setrvačnosti zátěže po určitou dobu požadován vyšší moment než jmenovitý. Průběh momentu v této oblasti provozu bývá výrazně více zvlněný než v oblasti do jmenovitého momentu. Parametry odpovídající vyznačeným bodům na mechanické charakteristice jsou rozhodující při výběru vhodného motoru pro danou aplikaci.



Obrázek 2.4: Momentová charakteristika BLDC motoru

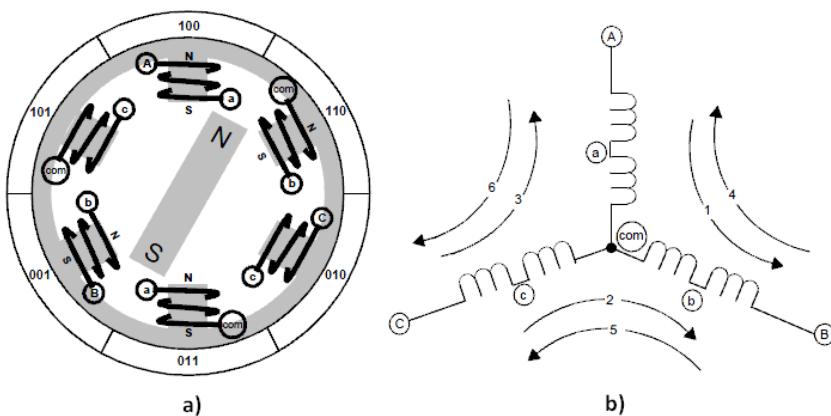
2.5 Řízení BLDC motoru

2.5.1 Princip činnosti

V následujícím textu bude uvažován třífázový BLDC motor s vinutími zapojenými do hvězdy. Tento typ patří mezi nejpoužívanější a právě této konstrukce je i *hub* motor, pro který je řídicí jednotka navrhována.

Obr. 2.5 a) vyobrazuje velmi zdjednodušenou konstrukci BLDC motoru. Stator má v tomto případě tři pólové dvojice (pro každou fázi jedna). Pólovou dvojici tvoří vždy dva protější pólové nástavce, které jsou opatřeny vinutím jedné fáze. Vinutí je na ně uspořádáno tak, aby póly vytvářely magnetické pole stejné velikosti, ale opačné polarity. Takto jsou vytvořeny tři elektromagnetické obvody spojené do společného bodu. Každý z obvodů je uprostřed rozdělen, což umožňuje permanentnímu magnetu rotoru se natočit do středu indukovaného magnetického pole. Aby se rotor začal otáčet, je potřeba pomocí statorových vinutí vytvořit točivé magnetické pole. U konfigurace tří fází zapojených

do hvězdy se tento požadavek dá zajistit přikládáním napětí na dvě fáze, zatímco třetí fáze zůstává odpojena. Toto je další odlišnost od ostatních PMSM, kde jsou k napájení připojeny vždy všechny tři fáze vinutí motoru, díky čemuž mají méně zvlněný průběh momentu. Polarita a sekvence, v jaké je potřeba napětí připojovat je naznačena pomocí šipek na obr. 2.5 b). Šipka značí orientaci napětí a číslo pořadí v jednom elektrickém cyklu. Pro opačný směr otáčení se v naznačeném cyklu postupuje v opačném pořadí.

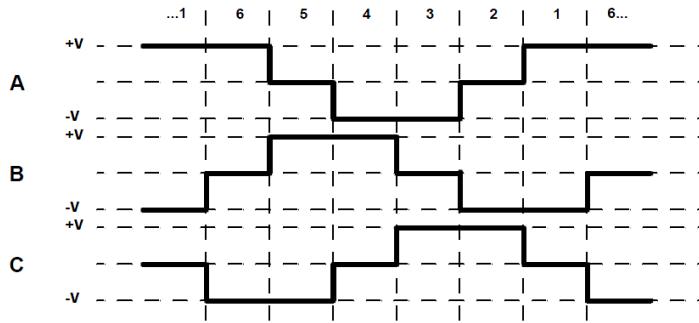


Obrázek 2.5: Zjednodušená konstrukce BLDC motoru

V prvním kroku jsou aktivována vinutí A-B a fáze C je odpojena. Rotor se začne natáčet ve směru jimi generovaného pole. V určité poloze rotoru řídicí systém komutuje proudy tekoucí do vinutí. Magnetické pole generované fází B si musí zachovat svoji orientaci a nově vzniklé pole generované fází C s ním bude mít totožnou orientaci. Na základě toho jsou aktivována vinutí C-B a A odpojeno. Takto se postupuje dále, až se vystřídají všechny možné kombinace. Těch je celkem šest a této posloupnosti říkáme elektrický cyklus. Úhel, o který se rotor za tento jeden cyklus otočí, závisí na počtu pólových dvojic statoru. S rostoucím počtem pólových dvojic statoru a rotoru klesá (při zachování frekvence elektrických cyklů) rychlosť otáčení motoru, ale zároveň také roste točivý moment motoru. V tomto případě se při každé komutaci statorového proudu otočí rotor o 60° a jeden elektrický cyklus odpovídá jedné otáčce hřídele motoru. Výše uvedené magnetické uspořádání rotoru vůči statoru neodpovídá úplně přesně realitě (ve skutečnosti se maximálního točivého momentu dosáhne, když je permanentní magnet posunut vzhledem k magnetickému poli statoru o 90°), nicméně může dobře posloužit pro úvod do problematiky řízení BLDC motoru, o což zde jde především.

2.5.2 Komutace proudů statorového vinutí

Jak už bylo řečeno, aby se BLDC motor začal otáčet, je na statorové vinutí potřeba přivést elektrický proud s odpovídajícím počtem fází a vhodným průběhem. Viz obrázek 2.6 , kde je typická ukázka průběhu proudů ve statorovém vinutí třífázového BLDC motoru.



Obrázek 2.6: Časový průběh proudů vinutími motoru

Při pohledu na průběhy proudů jednotlivých fází, svým tvarem velmi připomínají průběh klasického sinusového třífázového proudu, kde jsou fáze posunuty o 120° . Přivedeme-li tento třífázový proud na svorky motoru, motor se bude točit, ale charakteristika nebude příliš výhodná. Rozběhový moment bude nízký a vysoce setrvačné systémy nezvládne motor vůbec. Motor navíc není možné pro dosažení maximální účinnosti napájet ze zdroje střídavého třífázového generátoru s pevným kmitočtem. Za těchto podmínek by totiž mohly nastat tyto situace:

- 1) Kmitočet je nižší, než jsou otáčky motoru pro dané zatížení. Rotor se bude zastavovat v poloze, kdy jsou jeho póly nejblíže pólům statoru a nebude se otáčet rovnoměrně. Každé přibrzdění bude následováno urychlením a energie potřebná na tyto opakující se náběhy bude patřit mezi ztráty.
- 2) Kmitočet bude shodný s frekvencí otáčení rotoru. Toto je pro synchronní stroj ideální stav. Při zvýšení nad určitou mez zatížení nebo poklesu napětí motor vypadne ze synchronismu a zastaví se.
- 3) Kmitočet bude vyšší, než otáčky rotoru. Rotor se v tomto případě nebude točit, ale kmitat kolem určité polohy.

Generátor tedy musí mít nutně proměnný kmitočet, který se mění v závislosti na rychlosti otáčení rotoru. Zároveň musí mít i vhodnou fázi, aby byla zajištěna maximální tečná síla rotoru a tím i maximální účinnost motoru.

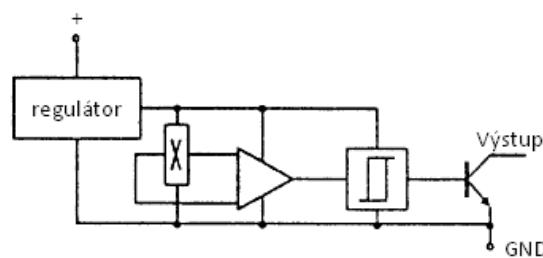
I když je BLDC ze své podstaty stroj na střídavý proud, pro jeho napájení není

používán proud sinového průběh. Namísto toho jsou jeho svorky připojeny k třífázovému můstku vybaveného šesti spínacími prvky. Aktivováním příslušných dvojic spínačů je pak snadné komutovat proudy ve vinutích podle sekvence naznačené na obr. 2.5 b).

2.5.3 Určování polohy rotoru

Pro správné řízení můstku je naprosto klíčová znalost polohy rotoru vzhledem ke statoru, aby byl zajištěn přechod mezi jednotlivými kroky elektrického cyklu ve vhodný okamžik. Snímání polohy rotoru se dělí na dvě základní skupiny. Jsou to metody se snímači a bezsenzorové. Volba metody závisí na požadované přesnosti a také na ceně motoru.

Do skupiny senzorových metod snímání polohy rotoru se řadí resolvency, optické inkrementální snímače a Hallový sondy. První dva jmenované se vyznačují velmi dobrými rozlišovacími schopnostmi a vysokou cenou, díky čemuž nachází uplatnění jen u motorů určených pro přesné polohování. Snímače založené na Hallovu jevu (obr. 2.7) jsou nejrozšířenějším způsobem snímání polohy rotoru BLDC motorů. Jsou citlivé na vnější magnetické pole (zde pole rotoru) a podle něj nastavují svůj výstup do vysoké nebo nízké úrovně. Všechny obvody potřebné pro jejich činnost (stabilizátor napětí, zesilovač, komparátor s hysterezí a budič) jsou umístěny do jednoho miniaturního pouzdra, což umožňuje jejich snadné použití. Navíc jsou velmi levné a jejich použití snadné. Na stator musí být umístěna vždy trojice Hallových snímačů, aby bylo rozpoznáno všech šest poloh komutace v rámci jednoho elektrického cyklu. Souvislost mezi průběhy signálů z Hallových snímačů a proudy statorového vinutí jsou uvedeny na obr. 2.7.



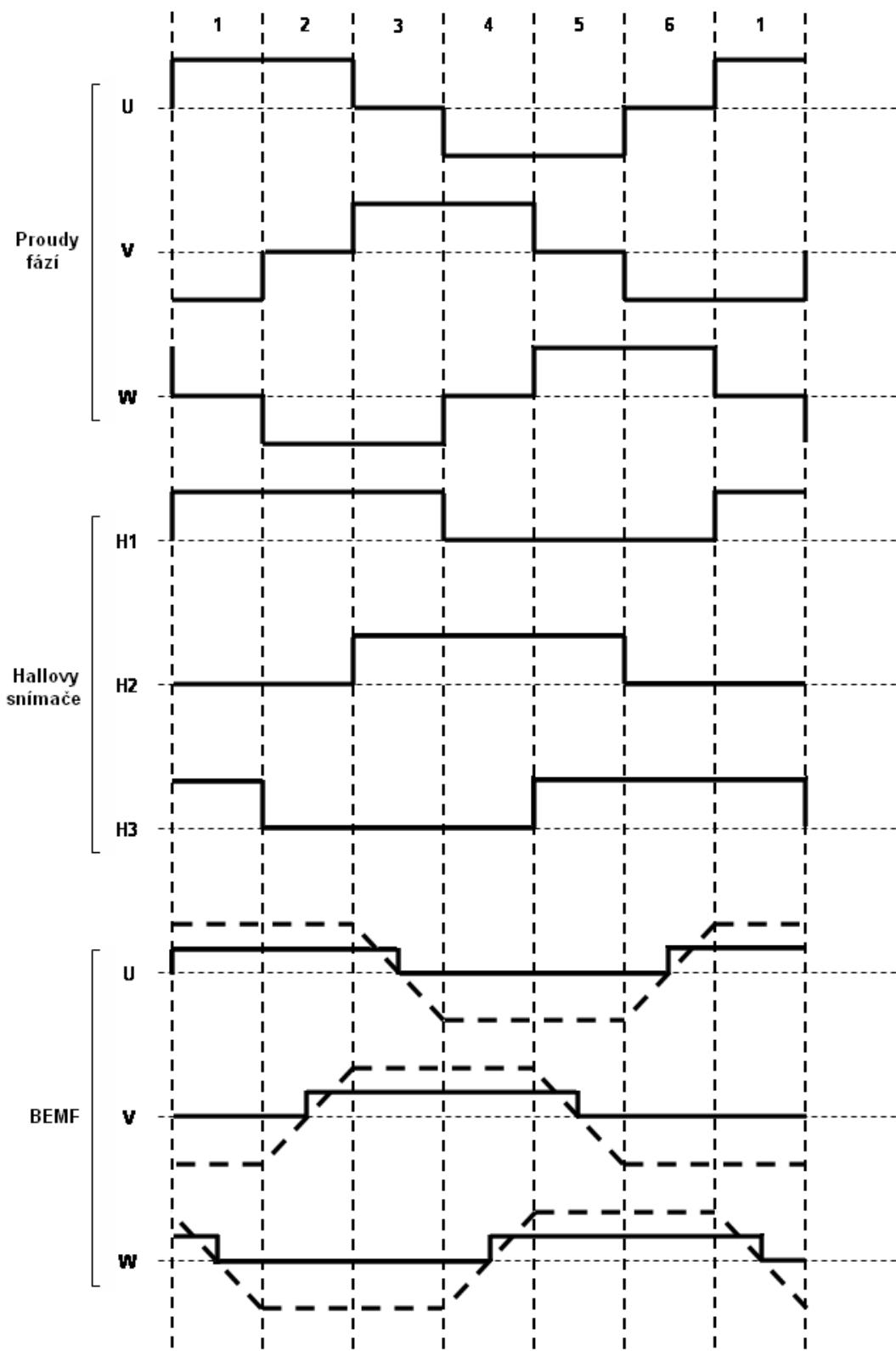
Obrázek 2.7: Struktura Hallova snímače

Bezsnímačové měření polohy rotoru je založeno na vyhodnocování indukovaného napětí ve fázi, která zrovna není připojena ani k jednomu pólu napájecího napětí. Motor, který řídíme detekcí BEMF na sobě tedy nemá umístěny žádné snímače. Existuje více metod,

jak okamžik komutace z BEMF určit, ale nejpoužívanější je hledání průchodu indukovaného napětí uměle vytvořenou nulou. Protože je třífázový můstek řízen pomocí PWM, musí být signály před vyhodnocením vhodně upraveny filtry. Vyfiltrované signály poté přichází na neinvertující vstupy trojice operačních zesilovačů. Invertující vstupy jsou přes rezistory spojeny do jednoho bodu - umělá nula nebo v případě vyvedeného středu hvězdy do něj. Výstupy zesilovačů pak svým tvarem odpovídají signálům, které generuje trojice Hallových snímačů. Signály získané z BEMF jsou oproti signálům Hallových sond posunuty o 30° . Viz obr. 2.8.

Bezsnímačové metody nejsou příliš vhodné pro motory pracující při nízkých otáčkách. Indukované napětí má při nich malou amplitudu, což způsobuje obtížnější detekci průchodu nulou a zvyšuje citlivost na okolní rušení. Další problém nastává při rozjběhu motoru. Motor musí být spouštěn v otevřené smyčce tzn. bez zpětné vazby polohy rotoru. Na řízení zpětnovazební se přejde až v okamžiku, kdy indukované napětí dosáhne úrovně, při které je jeho zpracování možné. Rozjběrová charakteristika je tedy horší než v případě senzorového řízení.

O BEMF bude jestě podrobněji pojednáno v kapitole 3.5.2.



Obrázek 2.8: Průběhy signálů snímačů polohy rotoru

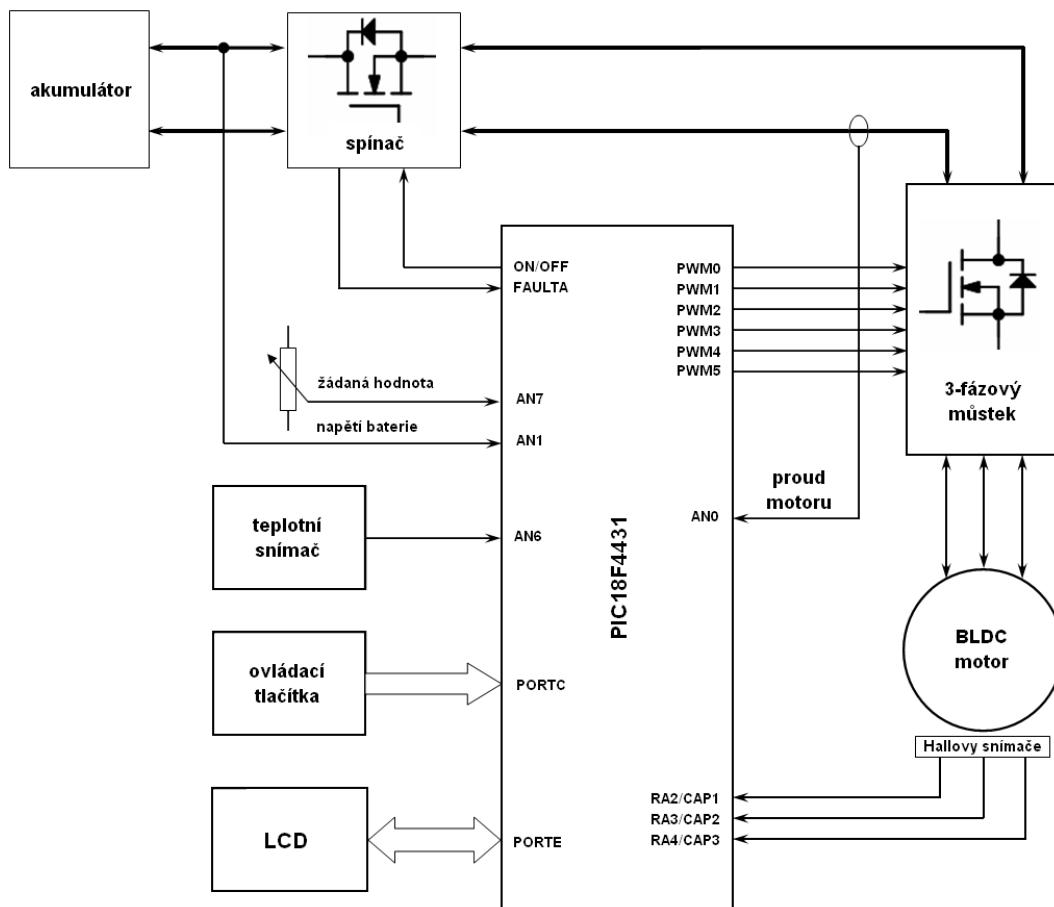
Kapitola 3

Technické prostředky řídicí jednotky

3.1 Souvislost vlastností jednotky s technickými prostředky

Aby byla řídicí jednotka schopna zajistit požadavky naznačené v kapitole 1.2, musí disponovat příslušnými technickými prostředky. Základní blokové schéma řídicí jednotky je na obr. 3.1. Protože požadujeme kromě roztočení motoru i řízení jeho momentu resp. výkonu a informace o stavu celého systému, je výhodnější použít programovatelný mikrokontrolér, než monolitický řídicí obvod jako např. 8902-A od společnosti Allegro nebo M56730ASP od Mitsubishi. Mikrokontrolér řídí BLDC motor prostřednictvím třífázového můstku tak, že pro každý jeho spínač generuje sekvenci PWM signálů na základě kombinace stavů výstupů z Hallových snímačů. Změnou střídy řídicích signálů pak může mikrokontrolér měnit velikost proudu tekoucího vinutím motoru a tím i točivý moment motoru. Dalšími podsystémey, které mikrokontrolér ovládá, jsou LCD a prostřednictvím budiče tranzistor spínající kladný pól baterie k třífázovému můstku. Tranzistor je mezi můstek a baterii zařazen jednak z důvodu možnosti odpojení zátěže při zkratu a řízení toku energie jedním nebo druhým směrem. V motorovém módu svým sepnutím umožní dodávku energie pro roztočení motoru, zatímco v generátorovém režimu se uplatní především jeho ochranná dioda. Ta brání proudu, aby tekl do motoru, než se generátor dostane do fáze, kdy dodává vyšší napětí, než je napětí baterie. Pak už není problém tranzistor sepnout, aby se snížil úbytek napětí na diodě. Budič tranzistoru v sobě integruje navíc i proudovou ochranu. Obvody zprostředkovávající informaci o dění v řídicí jednotce jsou snímač motorového proudu, snímač svorkového napětí baterie a senzor teploty výkonových prvků. Snímač proudu slouží jako zpětná vazba pro regulátor proudu implementovaný ve fir-

mware a nachází uplatnění jak při motorovém, tak při generátorovém režimu. Měření napětí na svorkách baterie je důležité pro hlídání jejího stavu nabití. Přebíjením nebo přílišným vybitím se mohou totiž články nevratně poškodit. Výstupy uvedených snímačů jsou připojeny na vstupy AD převodníku mikrokontroléru spolu s referencí výkonu resp. točivého momentu pohonu.



Obrázek 3.1: Blokové schéma řídicí jednotky

Každý blok bude v dalším textu detailněji diskutován a nakonec jejich spojení vyústí v konečné schéma řídicí jednotky.

3.2 Mikrokontrolér

Do funkce prvku řídicího činnost celého systému byl vybrán mikrokontrolér PIC18F4431 od firmy Microchip. PIC18F4431 je 8-bitový mikrokontrolér s 16 kB FLASH paměti a

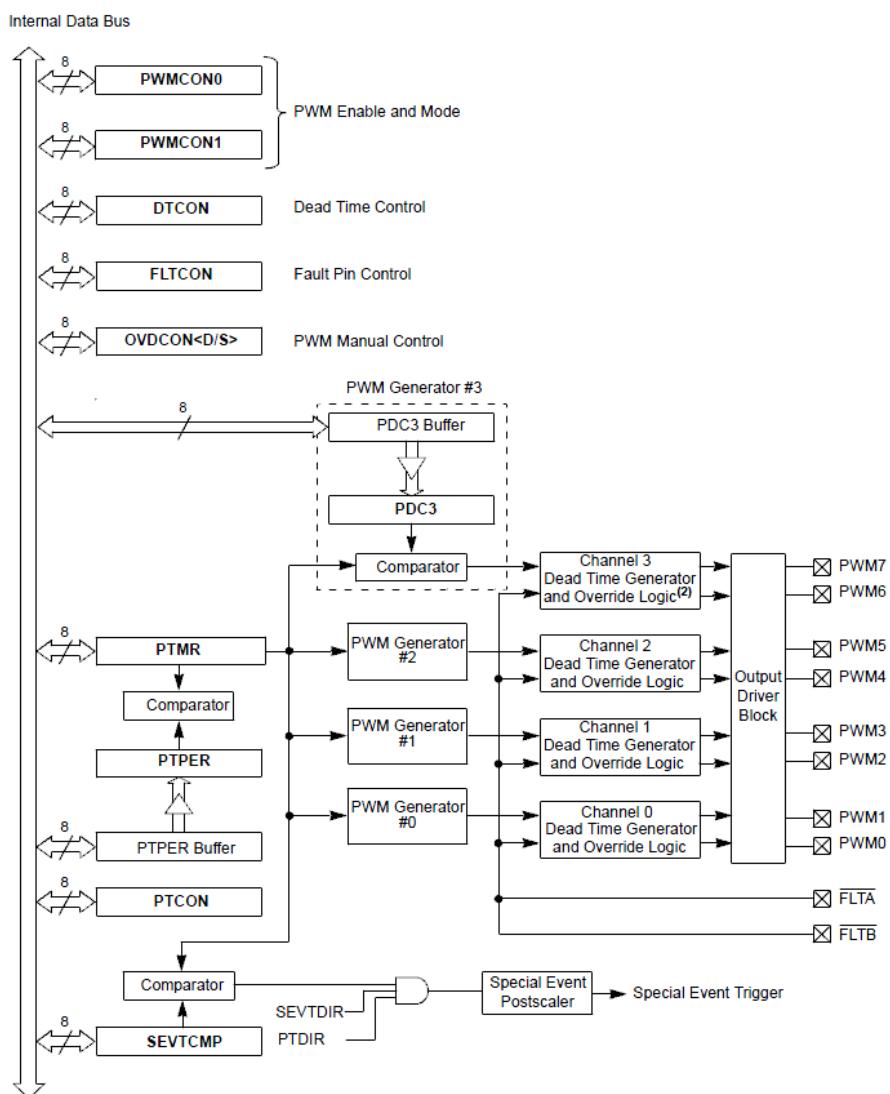
maximální pracovní frekvencí 40MHz, při které dosahuje výpočetního výkonu 10 MIPS. Standardně je vyráběn ve 40-ti(PDIP) nebo 44(TQFP, QFN) vývodových pouzdroch. Kromě standardních vlastností rodiny PIC18F nabízí tento model specializované periferie, díky kterým se hodí pro řízení všech typů motorů. 18F4431 disponuje konkrétně těmito prostředky:

- 16 kB programová paměť
- 768 B datová paměť
- 256 B EEPROM
- flexibilní oscilátor s maximálním kmitočtem 40 MHz
- 36 I/O pinů rozdelených do 5 bran (PORTA, ..., PORTE)
- 14-ti bitový Power Control PWM modul
- motion feedback modul
- vysokorychlostní, 200 Ksps, 10-bit A/D převodník (až 9 kanálů)
- 4 časovače + watchdog časovač
- prioritní přerušení, tři externí přerušení
- sériová komunikace: USART, IIC, SPI
- 3 módy správy napájení: Run, Idle, Slep
- ICSP rozhraní

V následujícím textu budou některé tyto, pro navrhovanou jednotku používané, periferie stručně popsány. Více detailů o použitém mikrokontroléru lze nalézt v datovém listu součástky [17].

3.2.1 PCPWM Modul

PCPMW (Power Control Pulse-Widht Modulation) byl navrhnut tak, aby co nejvíce zjednodušil úlohy generování synchronizovaných pulsně-šírkově modulovaných signálů v aplikacích řízení motorů a měničů napětí. Základní blokové schéma je na obr. 3.2.



Obrázek 3.2: Blokové schéma PCPWM modulu

Modul obsahuje jednu časovou základnu (registry PTMR, PTPER a komparátor) udávající frekvenci PWM signálu a dále určuje, zda bude signál zarovnaný podle jeho nábežné hrany nebo podle středu aktivního úseku periody. Perioda signálu je plně pod kontrolou uživatelského programu a lze ji měnit *On – the – fly*, tedy za běhu programu. Na časovou základnu navazují čtyři generátory střídy s maximálním rozlišením 14 bitů. Střídu udává hodnota příslušných registrů PDC. Rozlišení PWM signálu klesá se zvyšující se frekvencí.

Výstup PCPWM modulu tvoří 8 výstupních pinů, které jsou seskupeny do dvojic tak, že každá dvojice přísluší jednomu generátoru střídy. Dvojici pinů lze nakonfigurovat buď

způsobem, že budou poskytovat stejný průběh nebo (v komplementárním módu) signály doplňkové. Mezi výstupní pin a generátory je zařazen ještě *Dead time* generátor, který v případě potřeby (v komplementárním módu) vkládá při změně logické úrovně signálu mezi sestupnou a náběžnou hranu komplementárních signálů časovou prodlevu. Při aplikaci řízení můstku se tak dá zamezit sepnutí horního a dolního spínače ve stejný okamžik a tím ochránit spínací prvky. Každému kanálu přísluší ještě PWM *Output Override* bit, který umožnuje odpojit výstup PWM generátoru od výstupního pinu. V případě odpojení pinu se na něm objeví programově definovaná logická úroveň. PCPWM modul má implementovány dva chybové vstupy \overline{FLTA} a \overline{FLTB} aktivní v logické 0. S jejich pomocí lze odpojit modul od výstupních pinů v případě poruchy. Každý z chybových vstupů má dvě možnosti, jak se bude při výskytu chyby chovat. Jedna možnost představuje deaktivaci PWM výstupů a jejich ponechání v neaktivním stavu i po odeznění chyby. Funkci lze pak opět obnovit nastavením příslušného bitu v programu. Druhá možnost nastavení deaktivuje PWM výstupy jen na dobu, po kterou trvá stav poruchy. Odpojení není realizováno ve spolupráci se software, nýbrž čistě hardwarově.

PCPWM modul má možnost spouštet některé události synchronně s časovou základnou pomocí *Special event trigger*. Nejvýznamnější je spouštění A/D převodníku v definovaném bodě periody signálu, což může sloužit pro meření proudu procházejícího řízeným obvodem (např. vinutím motoru).

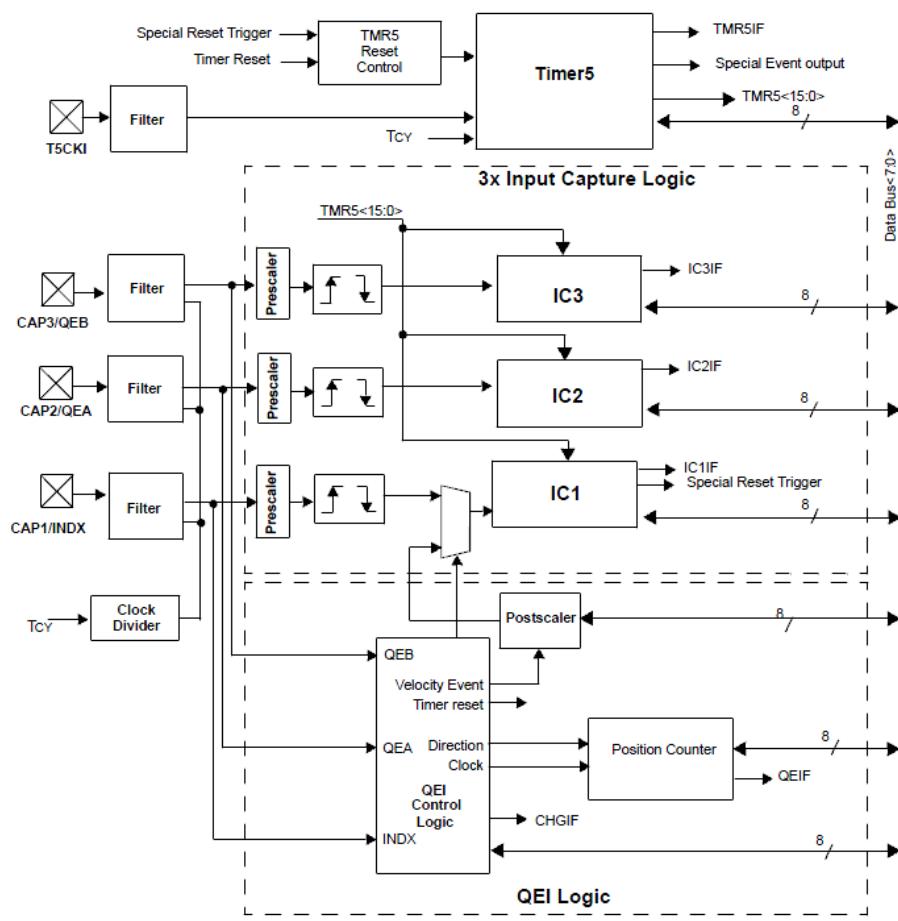
3.2.2 Motion Feedback Modul

Motion Feedback modul (viz obr. 3.3) je specializovaná periferie určená pro snímání polohy nebo rychlosti pohybu řízeného systému. Celý modul se skládá ze dvou částí: Input Capture (IC) a Quadrature Encoder Interface (QEI). IC a QEI nemohou pracovat zároveň. Povolení jednoho automaticky zakáže funkci druhého. Modulu přísluší ještě časovač 5 a filtry šumu připojené na každém vstupu modulu.

Rozhraní QE je uzpůsobeno pro připojení zpětnovazebního kvadraturního inkrementálního snímače otáček a polohy. Má tedy vstupy pro signály fází A, B a INDEX, který snímač generuje jednou za otáčku svého hřídele. Řídicí logika detektuje sled hran signálů A resp. B a produkuje pulsy pro čítač (Position Counter), odkud je čtena informace o poloze resp. rychlosti. Četnost pulsů závisí na zvoleném pracovním režimu. Základní režimy jsou celkem dva: x2 a x4. V módu x2 jsou detekovány hrany jen signálu A a signál B slouží pro stanovení směru pohybu. Mód x4 detekuje hrany signálů A i B a nabízí tak 2 x větší rozlišení než x2. QEI dále poskytuje informaci o směru pohybu, příznak změny

směru otáčení a řídicí signály pro přidružený časovač.

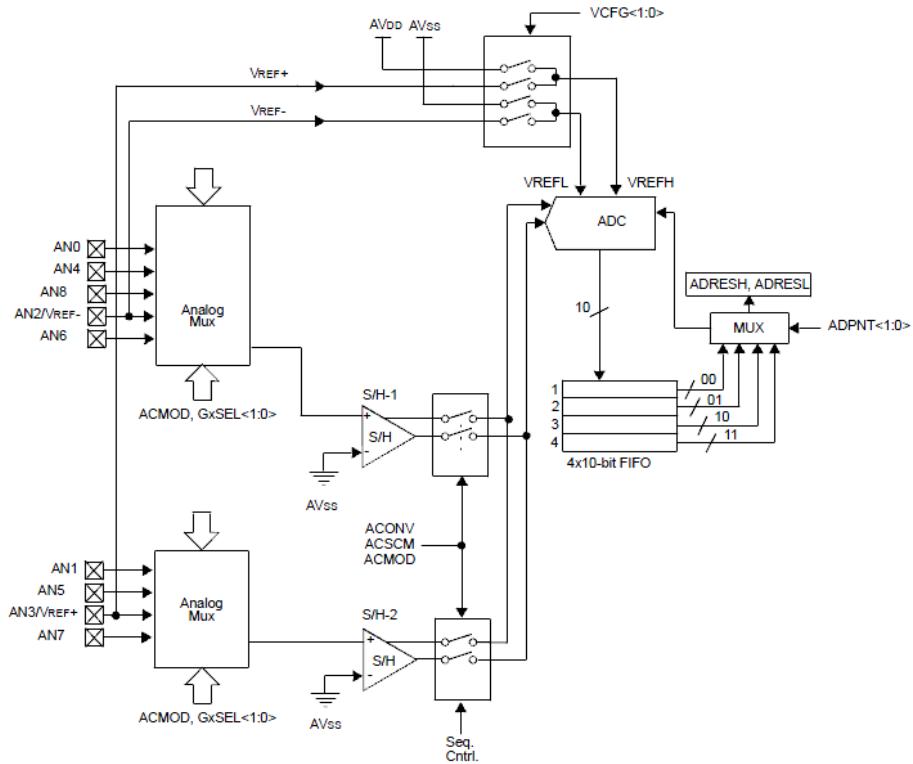
Rozhraní IC (zachycení úrovně vstupu) sestává ze tří zachycovacích jednotek. Každá obsahuje programovatelný prescaler (dělič kmitočtu) následovaný detektorem hran a časovačem. Díky časovači je možné měřit čas mezi změnami resp. počet změn za čas na vstupech IC a zjistit tak např. délku trvání pulsu nebo rychlosť pohybu. Každá zachycovací jednotka může být dále konfigurována tak, aby při vzestupné či sestupné hraně signálu na vstupu generovala přerušení.



Obrázek 3.3: Blokové schéma Motion Feedback modulu

3.2.3 10-ti bitový analogově-číslicový převodník

Mikrokontrolér 18F4431 obsahuje 10-bitový A/D převodník o rychlosti až 200 000 vzorků za sekundu s maximálním počtem devíti vstupů. Jako referenci lze použít bud' externí napětí nebo napájecí napětí MCU. Blokové schéma modulu převodníku je na obr. 3.4.



Obrázek 3.4: Blokové schéma A/D převodníku

Vstupy do převodníku jsou rozděleny do 4 skupin A(AN0, AN4, AN8), B(AN1, AN5), C(AN2, AN6), D(AN3, AN7). Signály ze skupin A a C vstupují do vzorkovacího obvodu přes multiplexer, kterým se vybírá konkrétní kanál z těchto dvou skupin. Skupiny B a D mají rovněž svůj multiplexer a svůj vzorkovací obvod. Z těchto dvou vzorkovačů se opět multiplexerem vybírá vzorek pro převod. Tato struktura tedy umožňuje současné ovzorkování dvou vybraných signálů.

Vlastní převod může probíhat ve dvou režimech. *Singl shot* umožňuje jednorázový a *Continuous loop* cyklický převod definovaných kanálů. Dále je možné definovat, zda se má převádět jediný kanál nebo sekvence vybraných kanálů.

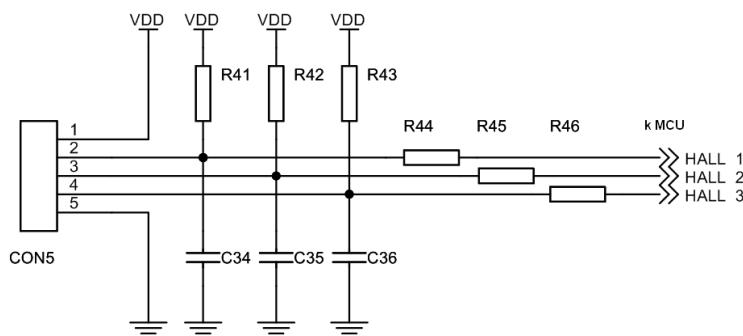
Zahájení převodu lze spouštět z několika různých zdrojů: RC3/INT0 pin, přetečení časovače 5, Input Capture 1 (IC1), CCP2, vzestupnou hranou signálu z Power Control PWM nebo nastavením příslušného bitu v SW. Uvedené způsoby lze pak dále libovolně kombinovat. Výsledek převodu je v závislosti na nastavení ukládán buď přímo do registru ADRES nebo do čtyř-úrovňového kruhového bufferu typu FIFO, odkud je možno pomocí ukazatele bufferu ADPNT výsledky číst. Přerušení od AD převodníku může být ve spolupráci s tímto bufferem generováno buď s každým jednotlivým, každým druhým nebo

každým čtvrtým dokončeným převodem. Tohoto se dá s výhodou využít při převodu sekvence kanálů a událost přerušení obsloužit, až když jsou k dispozici výsledky z požadované sady signálů.

3.3 Obvody ochran a měření

Pro zajištění správné funkce celého systému je potřeba do návrhu začlenit sadu ochranných prvků. Tyto monitorují provozní podmínky a při jejich odchýlení od přípustných mezí zajistí generování varovné informace a omezení funkce systému.

Pro funkci řízení motoru je nezbytné zpracovávat informaci z Hallových snímačů (viz obr. 3.5). Výstup Hallova snímače je v podobě otevřeného kolektoru a musí být tedy opatřen *pull – up* rezistorem. Dále musí být připojeny blokovací kondenzátory pro filtrování případného šumu. Přes malý odpor je pak signál už přiveden k IC modulu mikrokontroléru.



Obrázek 3.5: Ošetření výstupů z Hallových snímačů polohy rotoru

Asi nejobtížnější úlohou je měření velikosti protékajícího proudu. Při maximálním uvažovaném proudu 14 A není praktické použítí snímacího rezistoru proudu z důvodu tepelných ztrát vznikajících na něm podle rovnice 3.1 a jeho rozměrů.

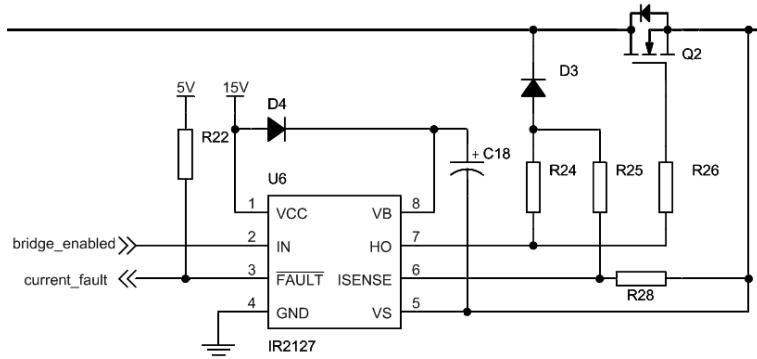
$$P = R \cdot I^2 \quad (3.1)$$

Velikost proudu je proto snímána převodníkem ACS714. Jedná se o převodník založený na Hallovu jevu umožňující měření proudu v rozmezí ± 5 až ± 30 A (záleží na konkrétním typu). Uvnitř obvodu se nachází vodič, kolem kterého se vytváří magnetické pole úměrné velikosti protékajícího proudu. V jeho blízkosti je umístěna Hallova sonda převádějící

intenzitu magnetického pole na elektrické napětí. Aby bylo možno měřit průchod proudu v obou směrech, má výstup převodníku při nulovém proudu na výstupu polovinu napájecího napětí. Se zvyšujícím se proudem v jednom směru tato hodnota roste a ve směru opačném klesá podle převodní konstanty. Pro svoji funkci obvod vyžaduje jen připojení externího filtračního kondenzátoru. Výstup obvodu ACS714 je přiveden přes RC filtr na vstup AD převodníku přesně podle doporučeného zapojení v datovém listu součástky (viz [5]).

V době návrhu byl k dispozici pouze model ACS714ELCTR-30A-T s rozsahem $\pm 30\text{ A}$. Vhodnější bylo vzhledem k velikosti maximálních proudů použití ACS714ELCTR-20A-T s rozsahem $\pm 20\text{ A}$, který má převodní konstantu 100 mV/A . Použitý převodník s převodní konstantu pouze 66 mV/A nabízí nižší přesnost a v kombinaci s 10-ti bitovým AD převodníkem to odpovídá maximálnímu možnému rozlišení $0,074\text{ A}$, což by mělo být pro tuto aplikaci postačující.

Jiným prvkem, který hlídá velikost proudu, je integrován v budiči tranzistoru připínajícího celý můstek k napájení z akumulátoru (viz obr. 3.6).



Obrázek 3.6: Hlavní spínač můstku s proudovou ochrannou

Způsob, jakým proudová ochrana pracuje bývá znám jako obvod detekce desaturace přechodu tranzistoru. Původně byl určen pro IGBT k detekci stavu, kdy se IGBT dostal z oblasti saturace v důsledku vysokého proudu. Protože s rostucím proudem vodivého kanálu u MOSFETu roste i jeho napětí, může být tento mechanismus použit i u MOSFETů. Budič IR2127 tedy hlídá velikost napětí U_{DS} mezi vývody *drain* a *source* tranzistoru. Při překročení velikosti U_{DS} nastavené rezistory R_{25} resp. R_{28} budič tranzistor vypne a svůj výstup \overline{FAULT} uvede do aktivní (nízké) úrovně. Tento výstup je spojen s \overline{FLTA} vývodem MCU. To má za následek automatické odpojení výstupů PWM a nastavení příznaku chyby v SW. Aby nedocházelo k aktivaci ochrany v důsledku proudové

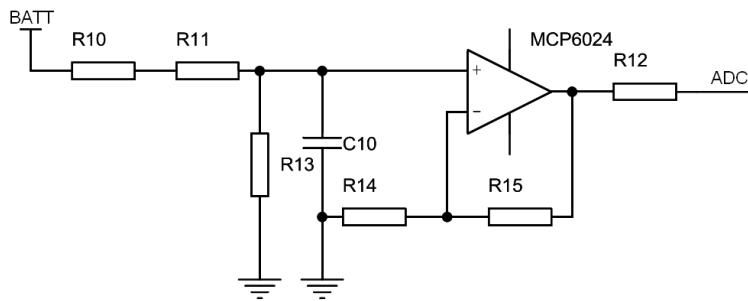
špičky při zapnutí, je povolena se zpožděním typicky 700 ns oproti sepnutí tranzistoru.

Výpočet hodnot rezistorů R_{25} a R_{28} provedeme na základě zvolení maximálního povoleného úbytku napětí U_{DS} . Maximální velikost U_{DS} volím $0,3\text{ V}$ (omezení asi na 30 A). Proudová ochrana se aktivuje při překročení 250 mV na vývodu 6 obvodu IR2127. Odporový dělič tvořený z rezistorů R_{25} a R_{28} musí mít na svém výstupu (vývodu 6) 250 mV při $U_{DS} = 0,3\text{ V}$, zvětšeném o úbytek napětí na diodě $U_D = 1,7\text{ V}$. Pak už lze snadno při zvolení $R_{28} = 10\text{k}\Omega$ podle rovnice 3.2 dopočítat $R_{25} = 70\text{k}\Omega$. R_{24} má pro napájení budiče 15-ti volty typicky hodnotu $22\text{ k}\Omega$.

$$U_{ISENSE} = (U_{DS} + U_D) \cdot \left(\frac{R_{28}}{R_{28} + R_{25}} \right), \quad (3.2)$$

Funkce samotného spínače je identická se způsobem buzení horního tranzistoru můstku, která bude popsána v kapitole 3.5.1. Podrobnější informace o funkci vybraného obvodu IR2127 a způsobu nastavení proudové ochrany lze nalézt v [10] nebo [12].

Obvodovou veličinou, kterou je také potřeba hlídat, je svorkové napětí řídicí jednotky. To nesmí překročit maximální povolené napětí stabilizátoru (45 V). V případě překročení meze motoru dojde k rozepnutí hlavního spínače a odpojení PWM výstupů. Jak už bylo řečeno výše, napětí je ale důležité hlídat hlavně z důvodu dodoržení přípustných provozních podmínek akumulátoru.



Obrázek 3.7: Obvod pro měření svorkového napětí řídicí jednotky

Snímací obvod 3.7 je realizován pomocí odporového děliče tvořeného rezistory R_{10} , R_{11} a R_{13} . Následuje filtrační kondenzátor C_{10} a za ním neinvertující zesilovač MCP6024 upravující parametry signálu pro vstup AD převodníku. Zdroj napětí určeného pro převod by totiž neměl mít vnitřní odpory větší než $R_i = 2,5\text{k}\Omega$. Operační zesilovač by měl být typu *Rail – To – Rail*, aby bylo možno využít pro výstup velikost napájecího napětí v plném rozsahu. Napěťové zesílení je dáno poměrem odporů R_{14} a R_{15} jako

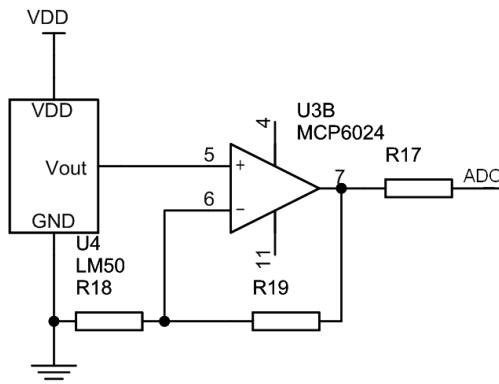
$$A_u = 1 + \frac{R_{15}}{R_{14}}. \quad (3.3)$$

Napěťové zesílení neinvertujícího zesilovače bude $A_u = 2$, a proto $R_{14} = R_{15} = 100k\Omega$. Rezistory R_{10} resp. R_{13} pak musí zajistit, aby se na vstupu operačního zesilovače vyskytovalo napětí o hodnotě asi $2 V$ při maximálním povoleném napájecím napětím $45 V$. Jejich odpory lze určit opět podle rovnice pro odporový dělič 3.4.

$$U_v = U_{VST} \cdot \left(\frac{R_{13}}{R_{13} + R_{10}} \right) \quad (3.4)$$

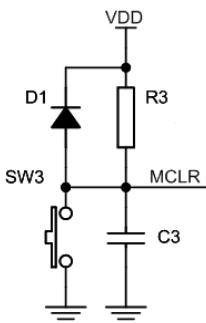
Opět zvolíme např. $R_{13} = 10k\Omega$ a dopočítáme $R_{10} = 190k\Omega$.

V neposlední řadě musí být také hlídána teplota výkonových tranzistorů. Snímačem teploty je integrovaný obvod LM50. Jedná se o třísvorkovou součástku s teplotním rozsahem -40 až $125 ^\circ C$ v pouzdře SOT23 umístěnou přímo na DPS v blízkosti výkonových MOSFETů. Napětí na výstupní svorce obvodu LM50 je lineární funkcí teploty s převodní konstantou $10 mV/^{\circ}C$ + napěťový offset $500 mV$ (kvůli možnost měření záporných teplot). Úroveň signálu je dále opět upravena neinvertujícím zesilovačem s napěťovým zesílením 2 a jeho výstup připojen k AD převodníku mikrokontroléru (viz obr. 3.8).



Obrázek 3.8: Obvod pro měření teploty v řídicí jednotce

K obvodům zajišťujícím správné funkce systému patří i zapojení na obr. 3.9. Jedná se o ošetření resetu mikrokontroléru. Rezistor a kondenzátor slouží pro zpožděné zapnutí MCU dané časovou konstantou $\tau = R \cdot C$. Má-li napájení při zapnutí pomalý náběh, procesor by se spustil při nedostatečném napájení, kdy není zaručeno správné vykonávání programu. Zmíněným obvodem se zajistí spuštění výkonu programu až při dostatečně vysokém napájecím napětí. Dioda D_1 slouží k vybití kondenzátoru při vypnutí napájení. PIC18F4431 lze také kdykoliv resetovat stisknutím tlačítka $SW3$.



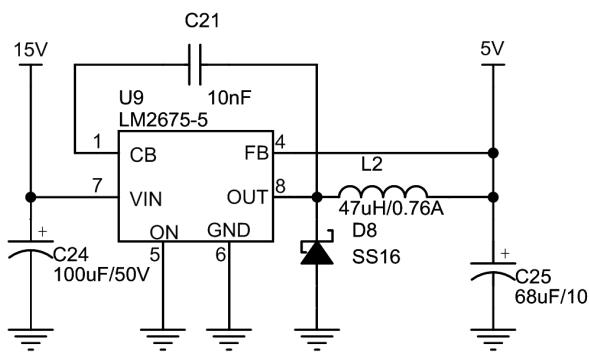
Obrázek 3.9: Obvod resetování mikrokontroléru

3.4 Zdroj napětí pro řídicí jednotku

Řídicí systém elektrokolka je navrhován pro motor o jmenovitém napětí 24 V. Budeme-li uvažovat nejperspektivnější technologii akumulátoru LiFePO₄, maximální napětí 12-ti voltového, plně nabitého, akumulátoru naprázdno je přibližně 17 V a odpovídá rovněž jeho maximálnímu nabíjecímu napětí. Naproti tomu nejnižší napětí, kdy ještě nedochází k poškození článků, udává výrobce 10 V. Požadovaných 12 V odpovídá střednímu vybíjecímu napětí. Z uvedeného plyne, že obvody řídicí jednotky budou napájeny ze stejnosměrného zdroje o napětí v rozmezí 20 až 34 V, resp. 21,6 až 29,4 V v případě olověného akumulátoru. Mikrokontrolér, operační zesilovače a všechny použité snímače vyžadují napájecí napětí 5 V. Budiče výkonových tranzistorů potřebují pro řízení použitých MOSFETů napájení 15 V.

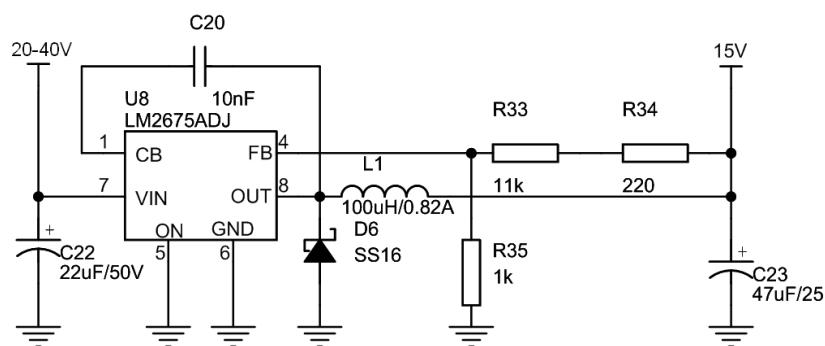
Díky nutnosti snížit napětí v nejhorším případě až o 30 V při maximálním odhadovaném proudu 300 až 500 mA, není vhodné použít klasický lineární stabilizátor napětí. Na stabilizátoru by se měnilo příliš mnoho energie na nežádoucí teplo. Mnohem lepší volbu představují spínané stabilizátory. Pro tento účel byl vybrán obvod LM2675 v pouzdře SOIC8. Jedná se o snižující spínaný stabilizátor napětí typu *Buck* s maximálním vstupním napětím 45 V, účinností větší než 90 % a to vše při maximálním proudu 1 A. Pracovní frekvence měniče je 260 kHz, což umožňuje použití tlumivek s nižšími indukčnostmi a rozměry než u běžných měničů s nižšími frekvencemi (typicky do 100 kHz). Použity jsou dvě verze obvodu zapojené do kaskády. LM2675-ADJ (verze s nastavitelným výstupním napětím) jako zdroj 15V. Do 15ti voltové větve je připojen druhý měnič s obvodem LM2675-5, který 15 V snižuje na konečných 5 V.

Určení hodnot součástek pro verzi s pevným výstupním napětím LM2675-5 na obr. 3.10 se omezuje pouze na výběr dle příslušných grafů příp. tabulek, uvedených v datovém listu obvodu LM2675 [16] na straně 13 (tlumivka) resp. 15 a 16 (vstupní a výstupní kondenzátor). Uvažujeme-li maximální proud odebíraný z 5-ti voltové větve 0,6 A a maximální vstupní napětí 15 V, odpovídá to indukčnosti tlumivky $47 \mu H$. Na základě zjištěné indukčnosti z tabulek stanovíme kapacitu výstupního kondenzátoru. Indukčnosti $47 \mu H$ odpovídá kpacita $68 \mu F/10 V$. Kapacita všech kondenzátorů závisí na jeho technologii výroby a pohybuje se v poměrně širokých mezích. Zde je volen elektrolytický o kapacitě $100 \mu F/25 V$. Bootstrap kondenzátor C_{21} je keramický o kapacitě $10 nF$.



Obrázek 3.10: Zapojení stabilizátoru napětí LM2675-5

Výpočet hodnot součástek pro stabilizátoru LM2675-ADJ na obr.3.11 je o něco málo komplikovanější.



Obrázek 3.11: Zapojení stabilizátoru napětí LM2675ADJ

Výstupní napětí určuje poměr odporového děliče napětí podle rovnice

$$U_{OUT} = U_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_{35}}{R_{33,34}}\right), \quad (3.5)$$

kde $U_{REF} = 1,21 V$.

Doporučená velikost odporu $R_{35} = 1 k\Omega$. Z rovnice 3.5 pak pro výstupní napětí 15 V obdržíme $R_{33,34} = 11,195 k\Omega$. Tento rezistor je ve schématu složen ze dvou, aby se jejich součet co nejvíce blížil vypočtenému odporu. Pro určení indukčnosti tlumivky musíme nejdříve znát $E \cdot T$ konstantu danou rovnicí 3.6.

$$E \cdot T = (U_{IN,MAX} - U_{OUT} - U_{SAT}) \cdot \frac{U_{OUT} + U_D}{U_{IN,MAX} - U_{SAT} + U_D} \cdot \frac{1000}{260}, \quad (3.6)$$

kde

$$U_{IN,MAX} = 40 V,$$

$$U_{OUT} = 15 V,$$

$$U_{SAT} = 0,25 V \text{ (saturační napětí spínače uvnitř obvodu LM2675)},$$

$$U_D = 0,5 V \text{ (úbytek napětí na diodě)}.$$

Po dosazení uvedených hodnot obdržíme $E \cdot T = 36,66 V\mu s$. Podle příslušného grafu (opět v [16]), má mít tlumivka indukčnost $150 \mu H$. Této indukčnosti přísluší kapacita výstupního kondenzátoru $47 \mu F/25 V$. Vstupní kondenzátor by měl postačovat elektrolytický o kapacitě $220 \mu F/50 V$. Všechny kondenzátory je vhodné volit pro napětí rovné minimálně 1,25 násobku předpokládaného pracovního napětí.

3.5 Třífázový můstek

Účinným a nejrozšířenějším způsobem pro řízení elektromotorů všech typů je můstkové zapojení. Pro třífázový BLDC motor je ideální jeho třífázová varianta, která umožňuje řízení otáček obou směrech a ztrátové i regenerativní brzdění. Funkce a řízení můstku v režimu motorovém i generátorovém budou diskutovány v následujících odstavcích.

3.5.1 Struktura a řízení můstku

Třífázový můstek (viz obr. 3.12) se skládá ze šestice spínacích prvků. Ke každé fázi vystupující z můstku jsou připojeny dva spínače. První umožňuje připnout fázi ke kladnému a

druhý k zápornému pólmu napájení. V současné době jsou v roli spínacích prvků používány výhradně MOSFETy a IGBT. Bipolární tranzistory se v těchto aplikacích už téměř nevy-skytují. MOSFET a IGBT jsou na rozdíl od bipolárních tranzistorů napětím řízené spínací prvky, což činí jejich zapínání a vypínání snazším. Volba mezi MOSFETy a IGBT závisí na konkrétní aplikaci.

IGBT se z pohledu řídicí elektrody (gate) chovají jako unipolární tranzistor, ale na výstupní (C-E) už jako bipolární tranzistor. Ztráty na něm v otevřeném stavu odpovídají

$$P = I \cdot U_{CEsat}, \quad (3.7)$$

zatímco u MOSFETu

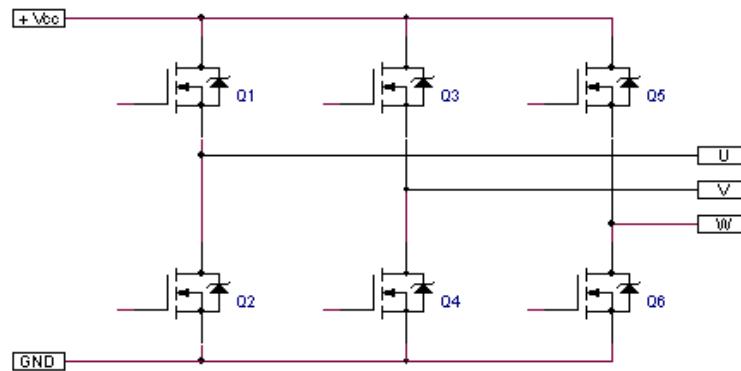
$$P = I^2 \cdot R_{DS,ON}. \quad (3.8)$$

Aby měl MOSFET ztráty srovnatelné s IGBT, musí mít velmi nízký odpor $R_{DS,ON}$ (řádově jednotky $m\Omega$), což při napětí asi nad 250 V už není možné. Se zvyšující se teplotou navíc U_{CEsat} klesá a s ním i ztrátový výkon. Odpor přechodu S-D u MOSFETu naopak roste. Ve prospěch MOSFETU však hovoří ztráty vznikající při přepínání. IGBT přepíná mezi jednotlivými stavy (především vypíná) pomaleji a tyto ztráty mají tudíž vyšší než MOSFET.

Pro aplikace s napětím nižším než 250 V jsou používány výhradně MOSFETy (IGBT se pro taková napětí téměř ani nevyrábí). Nad 1000 V jsou naopak jasnou volbou IGBT. V rozmezí 250 V až 1000 V je nutné rozhodnutí především podle frekvence přepínání. Pro řízení 24 V BLDC motoru tedy přichází v úvahu výhradně MOSFETy. Každý tranzistor musí být při práci s induktivní zátěží ještě doplněn o ochrannou diodu, aby ho napětí indukované ve vinutí při vypínání nezničilo. Pro tento konkrétní návrh byl vybrán MOSFET typu IRF1018 s parametry 3.1. Pro řízení motoru na napětí 24 V za maximálního provozního proudu 14 A příp. nabíjení baterie v generátorovém režimu svými parametry naprostoto postačuje.

maximální napětí S-D	$U_{DS} = 60 \text{ V}$
maximální proud tranzistoru	$I_D = 79 \text{ A}$
odpor přechodu S-D v otevřeném stavu	$R_{DS,ON} = 7,1 \text{ m}\Omega$
max. ztrátový výkon	$P_D@25^\circ\text{C} = 110 \text{ W}$
pouzdro	D2PAK

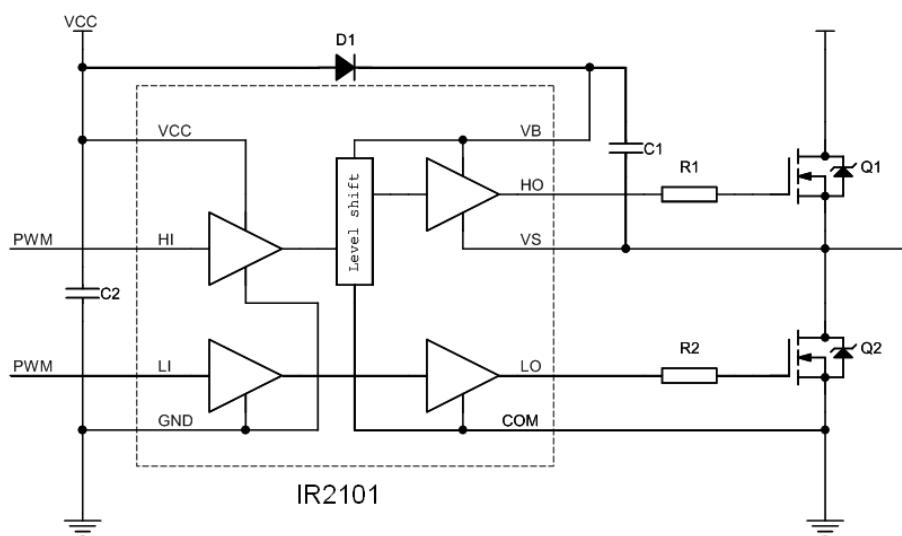
Tabulka 3.1: Základní parametry tranzistoru IRF1018



Obrázek 3.12: Třífázový můstek

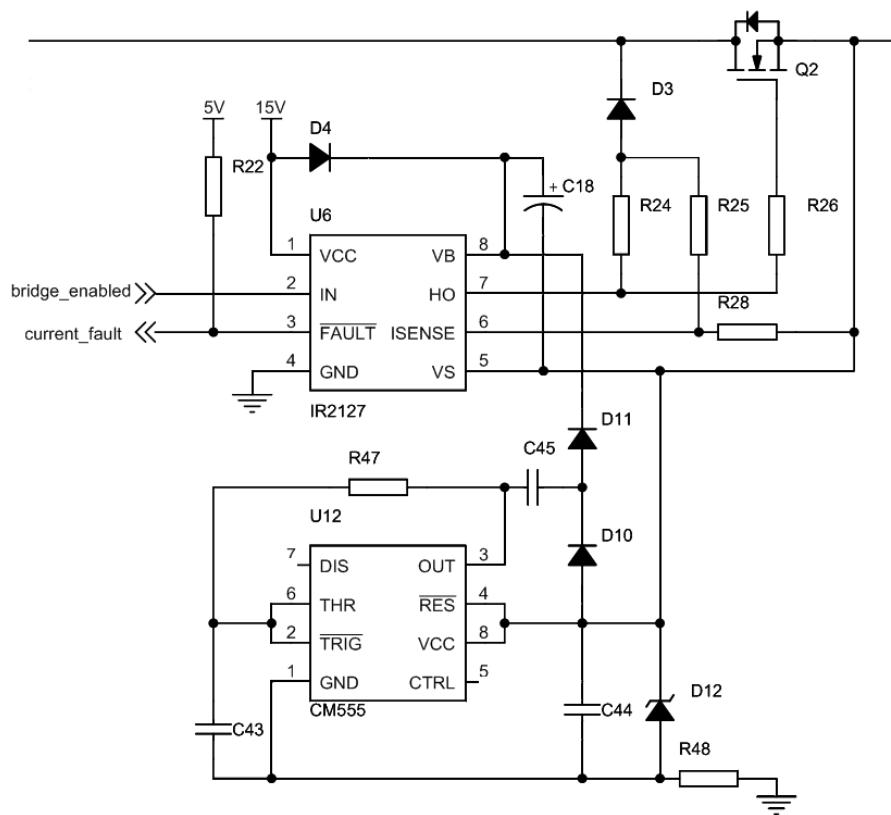
Po výběru vhodného spínacího prvku je nutné zajistit odpovídající buzení horních (na obr. 3.12 Q1,Q3,Q5) a dolních (Q2,Q4,Q6) tranzistorů. Řízení spodního tranzistoru je jednodušší úlohou z důvodu připojení elektrody *source* resp. *emitoru* na zem (nulový potenciál). K ní se pak vztahuje řídicí napětí aplikované na *GATE* a napájecí napětí lze pro tento účel použít v plném rozsahu. Horní tranzistor má však k nulovému potenciálu tuto elektrodu připojenu přes zátěž a další tranzistor. Napětí U_{GS} resp. U_{GE} je sníženo o úbytek napětí na těchto prvcích a napájecí napětí přivedené na *gate* již nemusí být dostatečné pro plné otevření kanálu mezi svorkami *source* a *drain*.

Existuje několik typů zapojení řešící tento problém. V tomto případě je použito integrovaného budiče (např. IR2101) s *bootstrap* kondenzátorem (viz obr. 3.13).



Obrázek 3.13: Zapojení budiče polovičního můstku IR2101

Budič je připojen na elektrody G a S resp. E horního tranzistoru. Tzv. *bootstrap* kapacitor C1 se přes diodu D1 nabíjí na napájecí napětí v okamžiku, kdy je sepnut dolní tranzistor. Při sepnutí horního tranzistoru pak slouží náboj uložený v C1 jako zdroj dostatečně vysokého napětí pro plné otevření tranzistoru. Komplikace by mohla nastat v případě, že by byl horní spínač sepnut trvale. *Bootstrap* kondenzátor by se nenabíjel, ale naopak pouze vybíjel (i když velmi malým) svodovým proudem řídicí elektrody tranzistoru. Při vhodně zvolené kapacitě kondenzátoru C1 by tato situace v případě můstku nastat neměla, ale je potřeba s tímto jevem počítat u budiče IR2127. Levným a nenáročným řešením tohoto problému může být např. nábojová pumpa s obvodem 555 podle obr. 3.14.



Obrázek 3.14: Zapojení nábojové pumpy s obvodem 555

Po sepnutí tranzistoru je přivedeno přes rezistor R_{48} napětí na napájecí piny obvodu 555. Protože je jeho maximální provozní povolené napětí 15 V, musí být použita ještě Zenerova dioda. Zapojení generuje pravoúhlý signál o kmitočtu přibližně 7,5 kHz, ze kterého diody D_{10} , D_{11} a kondenzátor C_{45} vytváří napětí 15 V vzhledem k pinu 5 budiče IR2127 a nabíjí tak bootstrap kondenzátor C_{18} . Toto a další užitečné zapojení pro různé případy lze nalézt v [11].

Druhým problémem je zamezení sepnutí horního a dolního tranzistoru jedné větve ve stejný okamžik při přepínání stavu jedné výstupní fáze můstku. Toto se dá někdy zajistit už v generátoru PWM vkládáním tzv. *deadtime*. Většina integrovaných budičů sama zajistí vkládání časových prodlev tak, aby ke zmíněnému problému nedocházelo.

3.5.2 Režim rekuperace elektrické energie

Můstkového zapojení se také běžně používá k usměrňování střídavého třífázového proudu. Ve funkci spínacích prvků bývají často použity diody, u řízených usměrňovačů pak tyristory resp. tranzistory. Pomocí řízených usměrňovačů je možné změnou úhlu otevření spínače měnit střední hodnotu napětí na výstupu usměrňovače. Usměrňovače složené z diod se vyznačují jednoduchou strukturou a nízkými konstrukčními náklady. Na druhou stranu ale nedokážou přenést tolik energie na výstup, jako řízené usměrňovače. Jak je uvedeno v [2], nižší efektivita je zapříčiněna zkreslením průběhu výstupního proudu. Tento proud navíc ani není s napětím úplně ve fázi.

Zde jsou v roli spínacích prvků použity MOSFETy s integrovanou diodou. Bez jejich řízení se obvod bude chovat jako diodový třífázový usměrňovač. Jak již bylo naznačeno, tento typ není úplně optimálním řešením a pro nabíjení akumulátorů je navíc potřeba určitá úroveň napětí, které je možné dosáhnout jen řízeným usměrňovačem. Topologie PCPWM modulu mikrokontroléra PIC18F4431 umožňuje řídit jednotlivé tranzistory nezávisle na ostatních a tak je možné podle [7] provozovat třífázový můstek i v režimu zvyšujícího měniče. BLDC generátor totiž není schopen při nižších otáčkách dodat dostatečně vysoké napětí potřebné pro nabíjení akumulátorů. Jmenovité napětí motoru je 24 V při asi 230 ot/min. Akumulátory typu LiFePO₄ o středním vybíjecím napětí 24 V vyžadují pro své nabíjení přibližně 34 V a olověně zhruba 30 V. Napětí BLDC generátoru je tedy téměř vždy potřeba zvýšit, aby bylo možné energii do akumulátorů ukládat.

Na obr. 3.15 je vyobrazeno zjednodušené náhradní schéma třífázového BLDC motoru s vinutími zapojenými do hvězdy v generátorovém režimu. Každá fáze se vyznačuje určitou indukčností L, odporem vinutí R a zdroje indukované elektromagnetické energie (EMF). Na těchto uvedených parametrech pak závisí velikos výstupního fázového napětí (vztaženého ke středu hvězdy) generátoru podle následujících rovnic popisujících BLDC

generátor.

$$e_{1n} = Ri_1 + L \frac{di_1}{dt} + v_{1n} \quad (3.9)$$

$$e_{2n} = Ri_2 + L \frac{di_2}{dt} + v_{2n} \quad (3.10)$$

$$e_{3n} = Ri_3 + L \frac{di_3}{dt} + v_{3n} \quad (3.11)$$

Což se dá psát jako

$$e_{xn} = Ri_x + L \frac{di_x}{dt} + v_{xn} \quad (3.12)$$

Rovnice předpokládají následující podmínky:

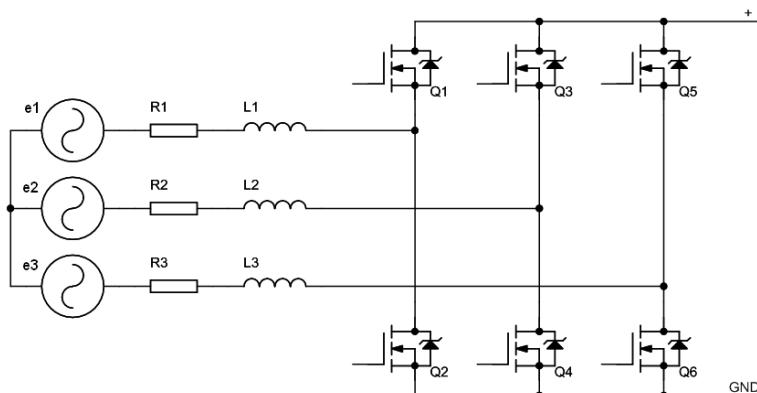
$$L_1 = L_2 = L_3, \quad (3.13)$$

$$L = L_s - L_m, \quad (3.14)$$

$$R_1 = R_2 = R_3, \quad (3.15)$$

$$i_1 + i_2 + i_3 = 0, \quad (3.16)$$

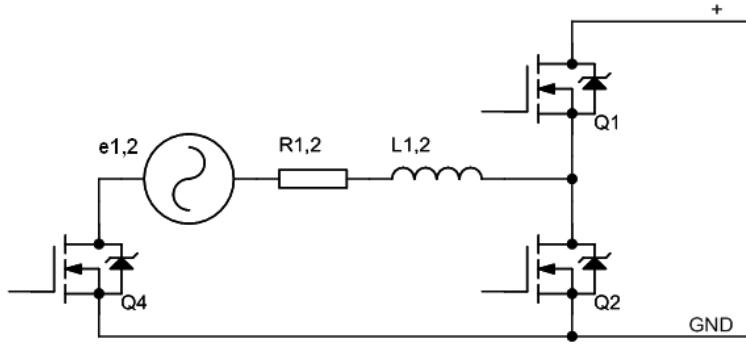
kde L_s je vlastní a L_m vzájemná, pro všechny fáze stejně velká, indukčnost.



Obrázek 3.15: Náhradní schéma třífázového BLDC motoru

Pro snadnější pochopení funkce zvyšování výstupního napětí usměrňovače jeho vhodným řízením je dobré schéma z obr. 3.15 překreslit na schéma na obr. 3.16. Na něm je znázorněno připojení jedné dvojice vinutí motoru k můstku a svojí topologií nápadně připomíná zapojení zvyšujícího měniče označovaného jako *boost*. Prvky L_{12} , R_{12} , e_{12} vznikly sloučením indukčností, odporů a indukovaných energií obou připojených fází.

Aby zapojení jako boost měnič fungovalo, je potřeba jednu svorku motoru připojit na zem trvalým sepnutím Q4 a druhý konec strídavě připojovat k oběma pólům výstupu můstku. Tranzistor Q3 se při činnosti nijak neuplatní a tak byl ze schématu vypuštěn.



Obrázek 3.16: Topologie zvyšujícího měniče

V prvním kroku se zkratují oba konce připojených fází pomocí Q2 a Q4, zatímco Q1 zůstává otevřený. V obvodu tvořeném prvky Q2, Q4, L_{12} , R_{12} a e_{12} začne růst proud a v cívkách se tak začne hromadit energie dle vztahu 3.17.

$$W = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (3.17)$$

Na konci tohoto intervalu se zavírá tranzistor Q2 a Q1 otvírá. Q2 a Q1 tedy pracují v komplementárním módu. Z nashromázděné energie se v důsledku rozpojení původního obvodu na cívce indukuje napětí opačné polarity podle 3.18.

$$U_i = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (3.18)$$

Toto napětí se sečte s EMF a je odváděno přes Q3 na výstup můstku do filtračních kondenzátorů. Velikost výstupního napětí je tedy dána poměrem doby trvání zmíněných intervalů (střídou PWM signálu) a okamžitou hodnotou indukovaného EMF. EMF je funkcí polohy a rychlosti otáčení hřídele a má kladnou hodnotu po jednu třetinu periody elektrického cyklu. Výběr aktivní dvojice vinutí se provede na základě velikosti EMF resp. na základě informace ze snímačů polohy (viz kapitola 5.2.3).

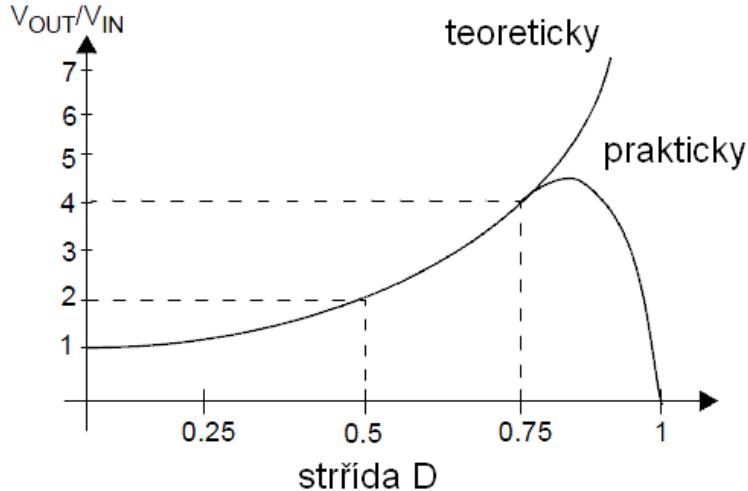
Pro výstupní napětí *boost* měniče v kontinuálním režimu, tzn. v případě, kdy proud induktorem nikdy neklesne na nulu, platí vztah 3.19.

$$U_{VYST} = \frac{U_{VST}}{1 - D}, \quad (3.19)$$

kde D definované rovnicí 3.20 odpovídá střídě budícího PWM signálu.

$$D = \frac{t_{ZAP}}{t_{ZAP} + t_{VYV}}, \quad (3.20)$$

Rovnici 3.19 odpovídá graf závislosti na obr. 3.17.



Obrázek 3.17: Graf závislosti koeficientu měniče na velikosti střídy

V grafu je vyobrazena jednak teoretická křivka podle rovnice 3.19 a reálná, která se blíží k nule dosahuje-li D svého maxima. Tento jev způsobují parazitní jevy na cívce, kondenzátoru a tranzistoru a z toho důvodu je potřeba stanovit maximální velikost střídy podle 3.21. Zde si je nutné uvědomit, že ztráty v železe cívky vlivem vířivých proudů budou oproti klasickým spínaným měničům větší. Místo feritu, který běžně tvoří jádra tlumivek měničů, je v tomto případě totiž tvořeno jádro plechy statoru BLDC motoru, které mají horší vlastnosti.

$$D_{max} = \frac{k \cdot (U_{VYST} - U_{VST,MIN})}{U_{VYST}}, \quad 0 < k < 1 \quad (3.21)$$

Výstupní napětí měniče s připojenou zátěží o odporu R_O lze spočítat z rovnice 3.22.

$$U_{VYST} = U_{VST} \cdot \sqrt{\frac{k \cdot R_O \cdot T_{ON}}{2L}}, \quad (3.22)$$

Boost měnič musí mít nutně na svém výstupu filtrační kondenzátor o dostatečné kapacitě pro dosažení přijatelné velikosti zvlnění výstupního napětí. Kapacitu lze určit podle rovnice 3.23.

$$C > \frac{(I_{v,av,nom} \cdot T_{ON})}{U_{RIPPLE}} \quad (3.23)$$

Zvlnění by mělo být co nejmenší, protože články na bázi lithia velmi špatně snáší napětí vyšší (třeba jen o několik desetin V!), než je maximální dovolené. Pro dosažení dobrých parametrů zapojení je nutné použít kondenzátory označované jako *low ESR*, tedy kondenzátory s nízkým sériovým odporem.

Výstupní napětí každého spínaného měniče napětí je funkcí vstupního napětí, proudu dodávaného do zátěže a střídy PWM signálu. Z tohoto důvodu je nutné implementovat regulátor, který zajistí konstantní výstupní napětí resp. proud při změnách vstupního napětí příslušnou velikostí střídy PWM signálu. Podrobněji bude řízení *boost* měniče diskutováno v kapitole 5.2.3.

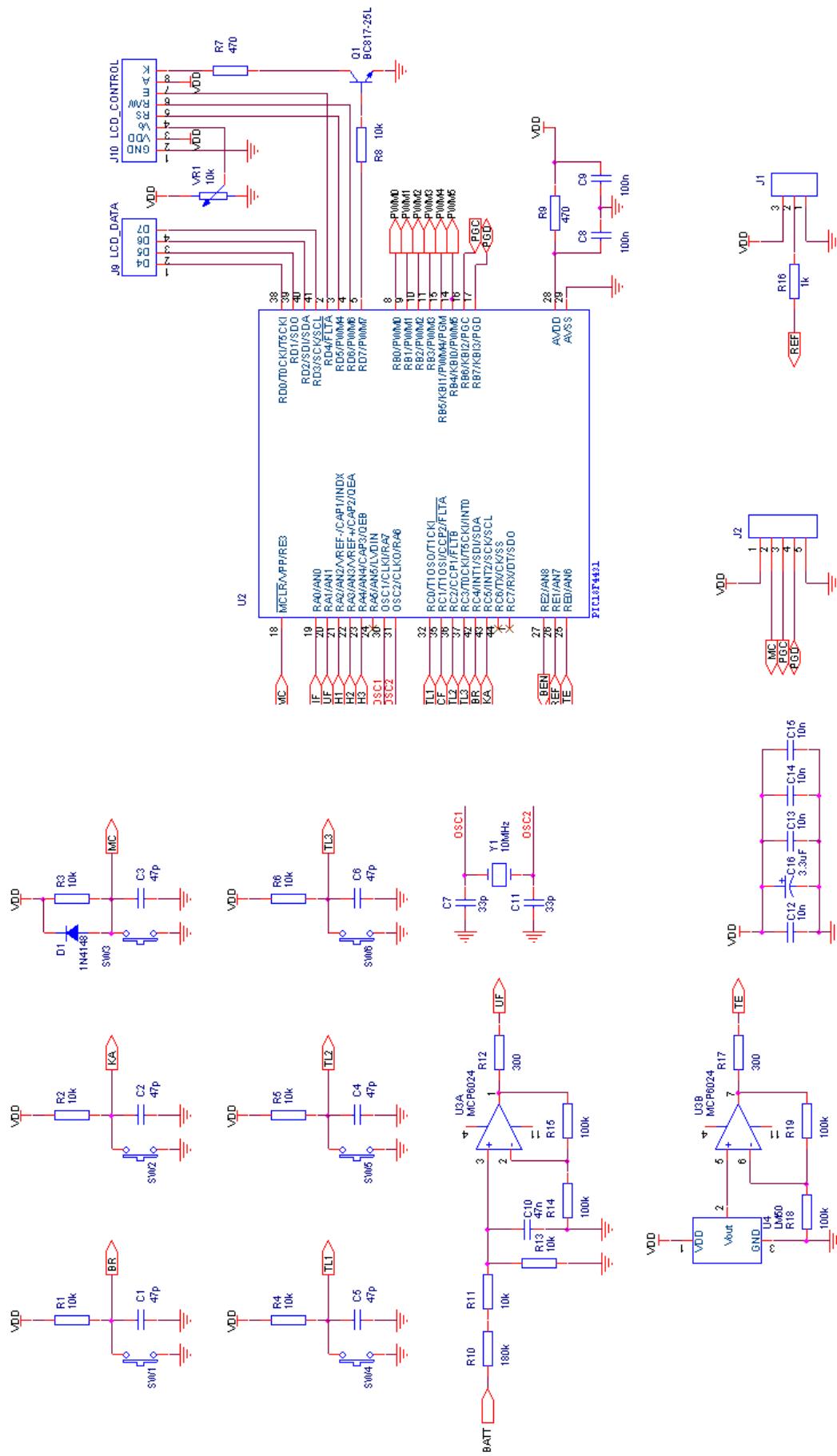
3.6 Schéma zapojení řídicí jednotky

Na základě výše popsaných bloků můžeme sestavit konečné schéma řídicí jednotky. Ústředním prvkem je mikrokontrolér PIC18F4431, k jehož vstupně-výstupním bránám se připojují ostatní podsystémy. Na jeho vstupně - výstupní bránu B (výstup PCPWM modulu) jsou připojeny tři budiče šestice výkonových MOSFETů tvořících třífázový můstek. Brána D je celá vyhrazena pro připojení alfanumerického LCD s velikostí zobrazovací plochy 2x8 znaků. LCD pracuje ve 4-bitovém režimu. Komunikace s ním probíhá pouze prostřednictvím jednoho nibblu neboli horních čtyřech datových bitů. Mikrokontrolér rovněž ovládá pomocí tranzistoru podsvícení displeje. Brána A přijímá informace ze senzorů polohy rotoru připojené na vstupy IC jednotky a zpětnovazební informace o napětí a proudu tekoucího motorem prostřednictvím AD převodníku. Brána C obsluhuje spínače brzd a skupinu tlačítek určených k ovládání příp. parametrování programu řídicí jednotky. Nachází se zde i použitý chybový vstup PCPWM modulu \overline{FLTA} . Brána E svým jedním pinem ovládá hlavní spínač, druhý a třetí použitý pin je konfigurován jako vstup AD převodníku pro vyhodnocování teploty jednotky a zadávání požadované hodnoty výkonu/momentu pohonu. Vstupy (kanály) do AD převodníku jsou zvoleny tak, aby je bylo možné zpracovat sekvenčně a nebylo nutné v SW konverzi nijak řídit. K mikrokontroléru je připojen ještě konektor pro ICSP, pro možnost naprogramování MCU přímo v obvodu.

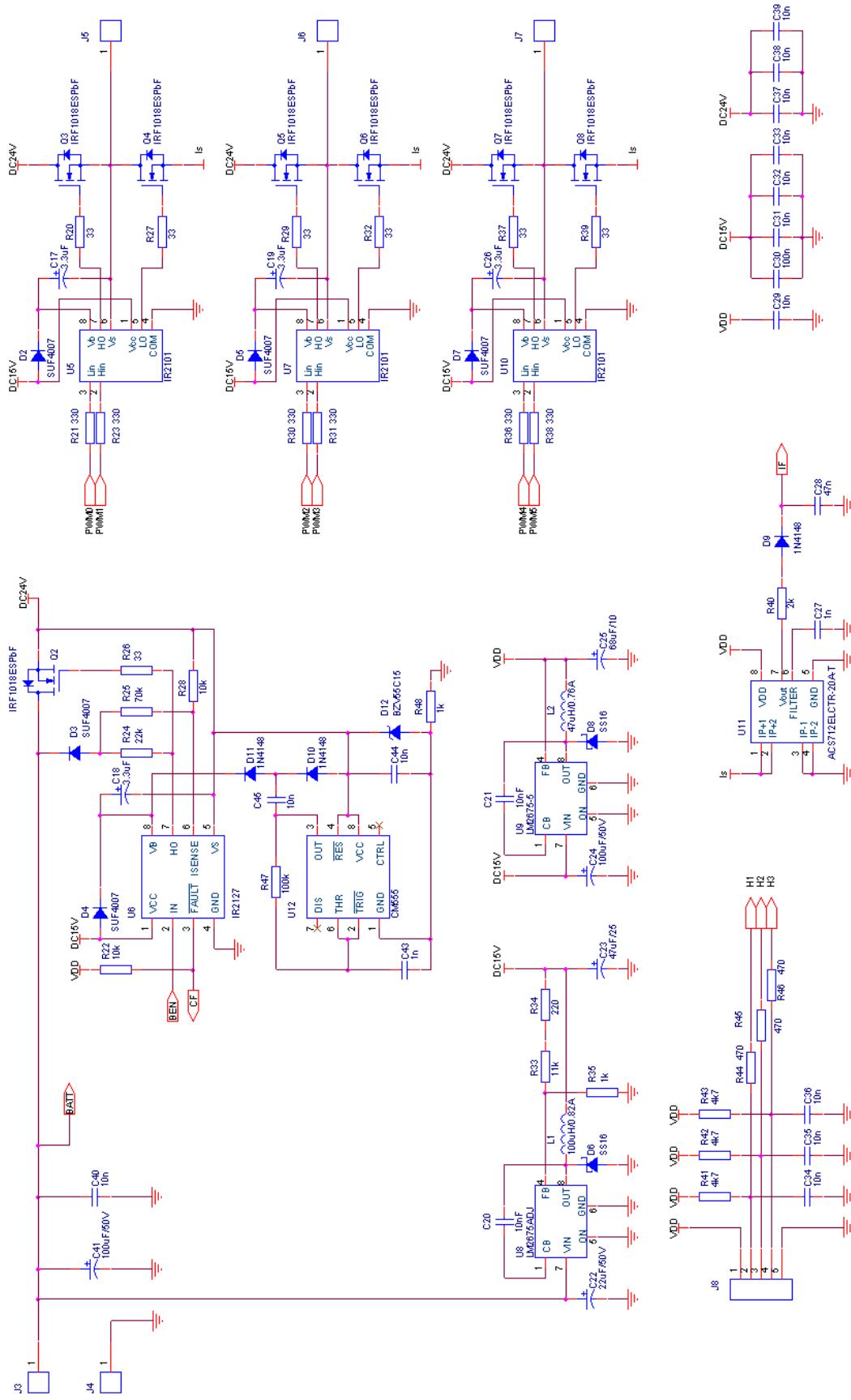
Celkové schéma se nachází na následující dvoustaně a také na přiloženém CD v podobě souborů vytvořených pomocí SW OrCAD v16.2 Capture CIS.

3.6. SCHÉMA ZAPOJENÍ ŘÍDICÍ JEDNOTKY

39



KAPITOLA 3. TECHNICKÉ PROSTŘEDKY ŘÍDICÍ JEDNOTKY



Systém byl od počátku navrhován pro použití s motorem na napětí 24 V. Maximální napětí, které by se v tomto případě v obvodu při nabíjení vyskytlo, je 34 V. Motor na 24 V ale nebyl při testech k dispozici a musel být použit model na napětí 36 V. Tento motor lze s touto jednotkou také použít, ovšem s omezením funkce regenerativního brzdění. Při nabíjení akumulátorů pro 36 – *ti* voltový systém je potřeba generovat napětí kolem 50 V (záleží na technologii článků). Na toto napětí ale nejsou stavěny spínané stabilizátory napětí LM2576. Jejich maximální povolené napětí se nachází u hranice 45V. Z důvodu rozšířenosti 36 V motorů by bylo dobré přepracovat regulátory napětí pro napájení řídicích obvodů. Použity by mohly být např. obvod LM2591HV, který má rozsah pracovního napětí 1,2 až 57 V a proudovou zatížitelnost 1 A. Se zvýšením napětí musí být upravena také hodnota odporu vstupního děliče snímače napětí. Kvůli zajištění spolehlivosti všech komponent bylo potřeba zvolit výkonové MOSFETy na vyšší napětí U_{GS} . MOSFET IRF1018 mají maximální povolenou hodnotu $U_{GS} = 60 V$.

Kapitola 4

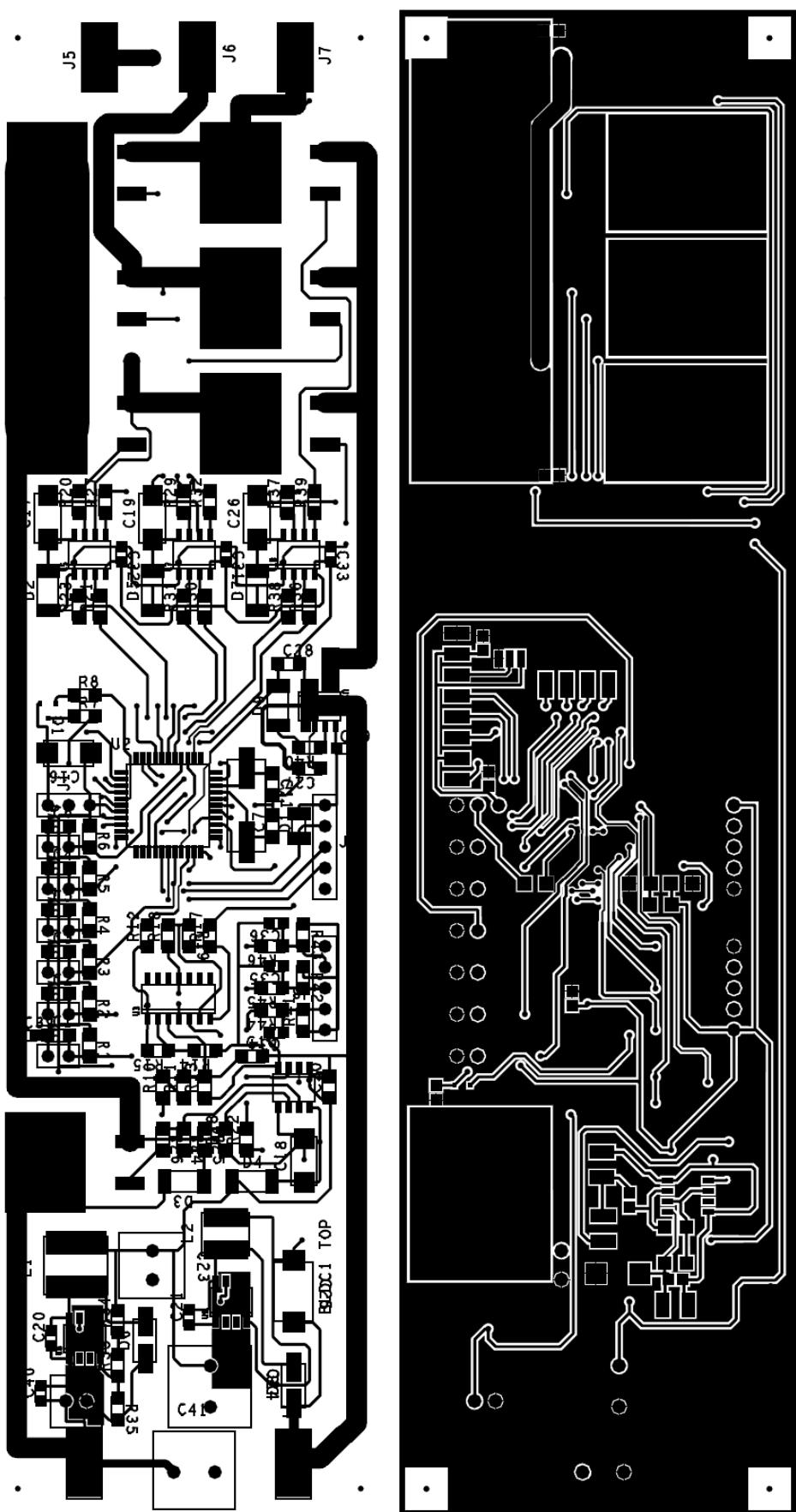
Mechanická konstrukce

Máme-li připravené kompletní schéma řídicí jednotky, je potřeba podle něj vytvořit desku plošných spojů a tu pak uložit do krytu, který bude zařízení chránit před nepříznivými okolními vlivy. Krabička by měla být snadno upevnitelná na kolo a rovněž musí zajistit dobrý odvod tepla vygenerovaného výkonovými MOSFETy.

4.1 Deska plošných spojů

Ilustrační ukázka motivů vrchní a spodní vrstvy měděných spojů je na obr. 4.1. Orientace na obrázku odpovídá umístění do krytu řídicí jednotky. Do horní části byl umístěn třífázový můstek spolu s budiči výkonových MOSFETů. Teplem stoupajícím vzhůru tak nebudou ostatní komponenty tolík ovlivněny. Do střední části řídicí mikrokontrolér s podpůrnými obvody a spodní část je věnována obvodům spínaných regulátorů.

Návrhu DPS je potřeba věnovat zvýšenou pozornost a dodržovat několik základních návrhářských zásad. Při spínání velkých proudů dochází ke generování elektromagnetického rušení, které se šíří do blízkého okolí a nežádoucím způsobem ovlivňuje činnost ostatní elektronických zařízení. Největším generátorem rušení celého zapojení je bezpochyby oblast výkonových tranzistorů třífázového můstku. Určité rušení však produkuje také spínané zdroje pro napájení řídicí jednotky. Tlumivky ve spínaných zdrojích by měly být toroidního typu, aby se toto vyzařování snížilo na minimum.



Obrázek 4.1: Motivy DPS

Na DPS se ovšem nevyskytují jen obvody generující rušení, ale také obvody, jež je nutné před rušením ochránit. Jde především o zpětnovazební signály z Hallových snímačů polohy a proudu. Citlivý na indukovaný šum je rovněž řídicí mikrokontrolér u kterého může vlivem napěťových špiček dojít k náhodnému resetu nebo skoku programu na ne správnou adresu v paměti a způsobit tak jeho nedefinované chování.

Základním prvkem pro snižování úrovně šumu v obvodech je použití blokovacích (keramických) kondenzátorů, kterými není dobré šetřit. Minimálně jeden by se měl vždy nacházet těsně u napájecích vývodu každého integrovaného obvodu. Jejich kapacita (obvykle řádově jednotky až desítky nF) se určí např. z grafů v [18] podle předpokládaných kmitočtů rušivých signálů. Pro rušivé signály se blokovací kondenzátory chovají jako zkrat vzhledem k nulovému potenciálu a dojde tak k jejich potlačení. V blízkosti součástek ovládajících velké množství dalších prvků se dále umísťují tzv. skupinové kondenzátory. Nejčastěji bývají tantalové o kapacitě jednotek uF a mají za úkol vyrovnat chvilková podpětí způsobená např. zapnutím výkonové zátěže. Při podpětích se může začít mikrokontrolér opět chovat podivně.

Nejlepší je ovšem snížit elektromagnetickou interferenci (EMI) na minimum přímo v místech jejího vzniku volbou vhodné topologie cest spojů na desce. Základem je minimalizace proudových smyček, ve kterých dochází ke spínání. Čím je plocha menší, tím k menšímu vyzařování dochází. Jedná-li se o vícevrstvý spoj, vyplatí se jednu vrstvu ponechat jako GND (nejlépe jedana z vnitřních vrstev), protože se tím výrazně zlepší parametry EMI. Není-li toto možné je dobré alespoň mezi spoje "rozlít" měď, což je případ navrhnutého plošného spoje. Okraje DPS je také vhodné ošetřit bud' umístění pásu měděného spoje okolo celé plochy ostatních spojů nebo alespoň dodržení pravidla $20H$. Samozřejmostí by pak mělo být také umístění krystalu co nejblíže příslušným vývodům mikrokontroléru. Z hlediska EMI je výhodnější nevolit frekvenci krystalu příliš vysokou a raději (umožňuje to mikrokontrolér) použít funkce PLL a oscilace generované krystalem tak vynásobit uvnitř součástky. Všechny zásady návrhu DPS a jejich vysvětlení jsou uvedeny např. ve skriptum [18] nebo v [6].

U této konkrétní aplikace musí být ještě brán zřetel na možné proudové zatížení spojů, neboť některými spoji bude protékat proud až 14 A. Této skutečnosti musí odpovídat tloušťka měděného plátování. Např. plátování $70 \mu m$ při šířce spoje 100 milů ($1 mil = 0,0254 mm$) už takovou proudovou zátěž bez problémů zvládne a proto bude použito na tuto DPS.

Se spínáním velkých proudů souvisí také otázka odvádění tepla od výkonových spínačů. Teplo vyzařované do okolí lze stanovit na základě pracovních podmínek a parametrů

použitého MOSFETu IRF1018 (viz tabulka 4.1) následujícím způsobem:

$U_{DS} = 60 \text{ V}$	maximální napětí S-D
$I_D = 79 \text{ A}$	maximální proud tranzistoru
$R_{DS,ON} = 10,3 \text{ m}\Omega @ 80 \text{ }^\circ\text{C}$	odpor přechodu S-D v otevřeném stavu
$C_{OSS} = 400 \text{ pF}$	výstupní kapacita
$Q_{GD,MILLER} = 12 \text{ nC}$	Millerův náboj přechodu G-D
$Q_{G,TOT} = 46 \text{ nC}$	celkový náboj řídicí elektrody
$U_{GS,THR} = 2 \text{ V}$	prahové napětí tranzistoru
$D_{MAX} = 1$	maximální střída signálu
$I_P = 14 \text{ A}$	maximální trvalý proud
$U_{DR} = 15 \text{ V}$	výstupní napětí budiče IR2101
$f_{SW} = 19,5 \text{ kHz}$	spínací frekvence

Tabulka 4.1: Parametry pro stanovení ztrátového výkonu tranzistoru

Ztráty vznikající na odporu kanálu D-S v otevřeném stavu:

$$P_{RES} = (R_{DS,ON} \cdot I_P^2) \cdot D_{MAX} = 2,019 \text{ W}$$

Čas potřebný k sepnutí tranzistoru:

$$t_{SW} = Q_{GD,MILLER} \cdot \frac{R_{DS,ON}}{U_{DR} - U_{GS,THR}} = 9,5 \cdot 10^{-12} \text{ s}$$

Ztráty vznikající při sepnutí:

$$P_{SWITCH} = (t_{SW} \cdot U_{DS,MAX} \cdot I_P \cdot f_{SW}) + \frac{C_{OSS} \cdot U_{DS}^2 \cdot f_{SW}}{2} = 0,01 \text{ W}$$

Ztráty vznikající kvli kapacitě v řídicí elektrodě:

$$I_G = Q_{G,TOT} \cdot f_{SW} = 8,97 \cdot 10^{-4} \text{ A}$$

$$P_{GATE} = I_G \cdot U_{DR} = 0,0135 \text{ W}$$

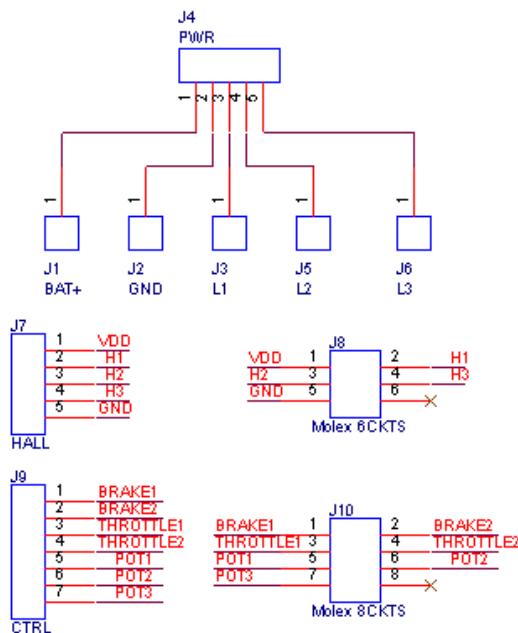
Celkový ztrátový výkon MOSFETu:

$$P_D = P_{RES} + P_{SWITCH} + P_{GATE} = 2,043 \text{ W}$$

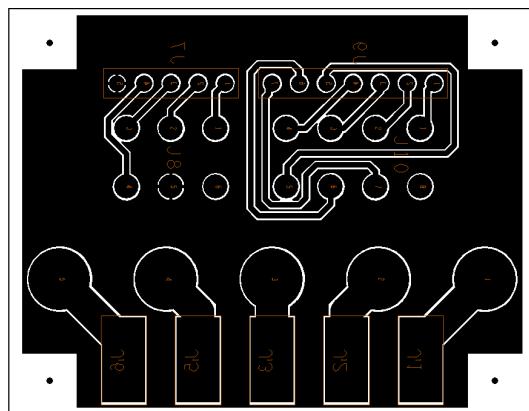
V třífázovém můstku se tranzistory postupně v činnosti po dvojicích střídají a tak by mělo být vyzáření tepla o něco lepší, než když by tranzistory pracovaly pořád. Maximální ztrátový výkon uvolňovaný na MOSFETech se pohybuje tedy kolem 2 W. Podle [8] je pro vyzáření takového množství energie z polovodiče v pouzdře D^2PAK při okolní teplotě 75 °C zapotřebí na plošném spoji měděná plocha o velikosti 25,4 mm². Pro zlepšení odvodu tepla se nabízí možnost použití tzv. *heatpipes*, tedy prokovených propojek mezi oběma vrstvami. Na opačné straně DPS se pod každou součástkou produkovající velké množství tepla nachází měděná plocha, která je s ploškou součástky propojena pomocí zmíněných heatpipes. Na tyto měděné plochy mohou být v případě nutnosti připevněny další chladící prvky.

DPS o rozměrech 186 × 51mm je vyhotovena ve dvoustranném provedení ve třídě přesnosti 5 pomocí SW OrCAD v16.2 PCB Designer. Motivy jednotlivých vrstev pro výrobu se nachází na přiloženém CD ve formě gerer 274X.

Jak bude uvedeno dále, řídicí jednotka využívá ještě jedné pomocné desky plošných spojů, určené jen pro montáž konektorů tvořící rozhraní pro ostatní prvky systému. Schéma jejího zapojení a motivy DPS jsou na obr. 4.2 resp. na obr. 4.3. Tabulka 4.2 pak obsahuje popisy konektorů desek.



Obrázek 4.2: Schéma zapojení pomocné DPS



Obrázek 4.3: Motiv spodní vrstvy pomocné DPS

význam signálu	kontakt na hlavní DPS	vstup pomocné DPS	výstupní konektor
L1 motoru	J5	J3	J4.3
L2 motoru	J6	J4	J4.4
L3 motoru	J7	J5	J4.5
+5 V	J8.1	J8.1	J7.1
Hall 1	J8.2	J8.2	J7.2
Hall 2	J8.3	J8.3	J7.3
Hall 3	J8.4	J8.4	J7.4
GND	J8.5	J8.5	J7.5
Pot 1	J1.1	J9.5	J10.5
Pot 2	J1.2	J9.6	J10.6
Pot 3	J1.3	J9.7	J10.7
Brzda (1)	SW1.1	J9.1	J10.1
Brzda (2)	SW1.2	J9.2	J10.2
Aktivace pohonu (1)	SW2.1	J9.3	J10.3
Aktivace pohonu (1)	SW2.2	J9.4	J10.4

Tabulka 4.2: Tabulka propojení konektorů

Na tomto místě bych rád uvedl poznámku ohledně výroby plošného spoje. Pomocí programu OrCAD 16.2 jsem vygeneroval podklady pro výrobu plošného spoje. Celkem se jednalo o souřadnice pro NC vrtačku a 5 vrstev (vrchní a spodní měděná vrstva spojů,

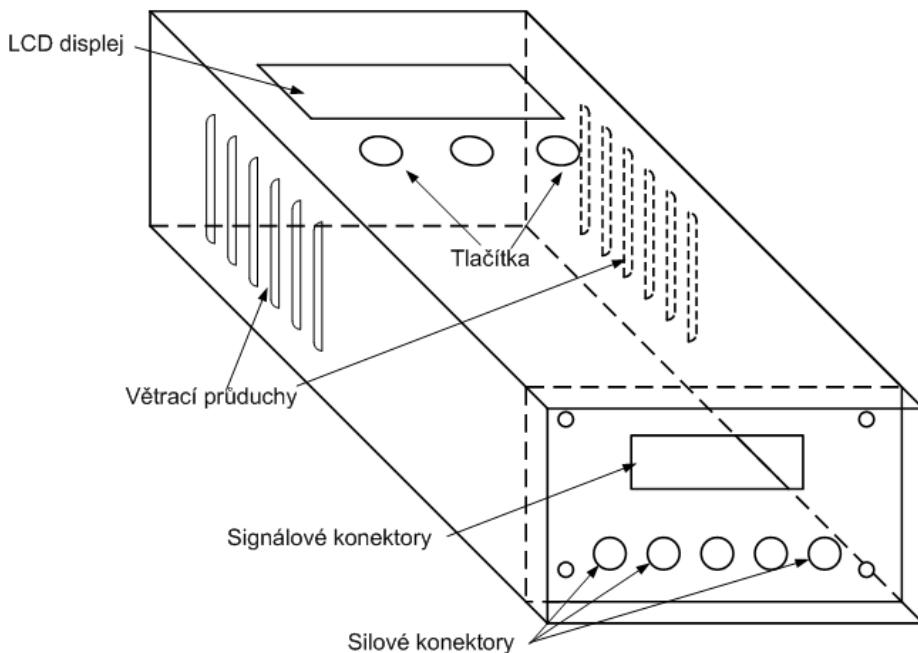
vrchní a spodní pájivá maska, potisk s referencemi a obrysou součástek. Tento soubor dat byl předán výrobci spojů. Za nějaký čas mi bylo sděleno, že desku není možné vyrobit, protože obsahuje příliš mnoho vrstev (asi 9). Tento konkrétní výrobce používá pro práci s motivy program CAM350 v2.7, který zřejmě nečte gerber data z OrCAD verze 16.x korektně. Na desce jsem na několika místech použil oblasti s rozlitou mědí a CAM každý z těchto objektů umístil do jiné vrstvy. Problém nevyřešila ani snaha o převod gerber dat pomocí nástroje GerbTool. Výroba byla proto zadána jinému výrobci, který podklady pro výrobu bez problémů přijal. Na tyto problémy s kompatibilitou si je potřeba dát pozor, protože se tak dá ztratit poměrně dost času.

4.2 Mechanická konstrukce

Ukázka krabičky do které by mohla být deska plošných spojů uložena je na obr. 4.4. DPS má v každém ze 4 rohů otvory určené pro připevnění k zadní stěně krytu prostřednictvím čtveřice distančních sloupků $M4 \times 15$ o výšce 15 mm. Orientace řídicí jednotky by měla být svislá (stěna s otvory pro konektory představuje dno) s tím, že výkonové prvky generující teplo sídlí v horní části, aby sáláním teplého vzduchu vzhůru neohřívaly ostatní komponenty. Materiál pro výrobu krytu musí být volen s ohledem na pracovní teploty a mechanickou odolnost. Nejběžněji používaným materiélem přístrojových krabiček je slitina hliníku nebo železný plech s povrchovou úpravou proti oxidaci resp. korozi.

Na přední straně se nachází otvor, do kterého je přišroubován LCD displej. Pod LCD displejem je umístěna trojice tlačítek pro parametrování řídicí jednotky. Spodní strana je věnována rozhraní pro BLDC motor, ovládací prvky a baterii.

V souvislosti s tvorbou krabičky musí být zvoleny pro jednotlivé přívody vhodné konektory. Silové konektory pro připojení řídicí jednotky k motoru a akumulátoru se musí vyznačovat nízkým přechodovým odporem, aby se zbytečně nezahřívaly a nevznikal na nich výraznější úbytek napětí. Žádoucí vlastnost konektorů je určitě i odolnost jejich povrchu proti oxidaci. Jako vhodným typem konektorů se jeví kulaté zlacené konektory používané v modelářství. Skládají se ze zlacených dutinek pájených na plošné spoje a ze zlacených nábojů připevněných k přívodním vodičům. Tyto konektory jsou dimenzovány na proudy až 60 A a velmi dobře drží spojené.



Obrázek 4.4: Kryt pro DPS řídící jednotky

Pro silové konektory je do dna vyvrtána pětice otvorů, v nichž se nachází zlacené dutinky, do kterých se zasunují jednotlivé fáze motoru a oba póly baterie. Aby se nešťastnou náhodou dutinky nedotkly kovového obalu, je otvor ve stěně opatřen gumovou průchodkou. Nad silovými konektory jsou těsně vedle sebe umístěny dvě zásuvky MOLEX. Jedna obsahuje šest kontaktů (typ MOLEX-6CKTS) a slouží pro připojení Hallových snímačů motoru. Druhá, osmipinová (typ MOLEX-8CKTS), zprostředkovává rozhraní pro ovládací prvky řídící jednotky. Všechny uvedené konektory na sobě nese malý plošný spoj přišroubovaný zevnitř čtyřmi šrouby M3 ke dnu řídící jednotky. Všechny čtyři stěny přesahují dno s konektory, aby tak konektory alespoň částečně chránily před mechanickým poškozením a stékající vodou po stěnách. Na levém i pravém boku se nachází sada větracích průduchů ve tvaru obdélníkových otvorů se stříškami uzpůsobenými tak, aby se dovnitř nedostaly svisle padající kapky vody.

Kapitola 5

Program řídicího systému

5.1 Vývojové prostředí a programovací jazyk

Pro tvorbu programu mikrokontrolérů PIC nabízí Microchip bezplatně vývojové prostředí MPLAB, které v sobě sdružuje assembler, linker, softwarový simulátor a podporuje i další ladící nástroje jako např. Proteus VSM nebo hardwarové debbugery. Pro programování mikrokontrolérů rodiny PIC18 je možné kromě assembleru použít také jazyk C. C kompilátorů se nabízí celá řada (např. mikroC, HI-TECH C, CCS), ale program pro řídicí jednotku bude vyvíjen ve vývojovém prostředí MPLAB s integrovaným C18 kompilátorem. C18 kompilátor [4] pochází stejně jako MPLAB od společnosti Microchip. Je odvozen ze standardu ANSI C X3.159-1989 a od toho se odchyluje jen tam, kde standard snižuje efektivitu PICmicro MCU. Spolu s kompilátorem jsou k dispozici i knihovny funkcí [3] pro periferie MCU, matematické operace či práci s řetězci.

5.2 Program řídicí jednotky

Celý program se skládá z několika separátních souborů uvedených v tabulce 5.1. Každý soubor vždy obsahuje funkce týkající se jedné konkrétní oblasti úloh. Rozdělení je provedeno především kvůli zpřehlednění kódu.

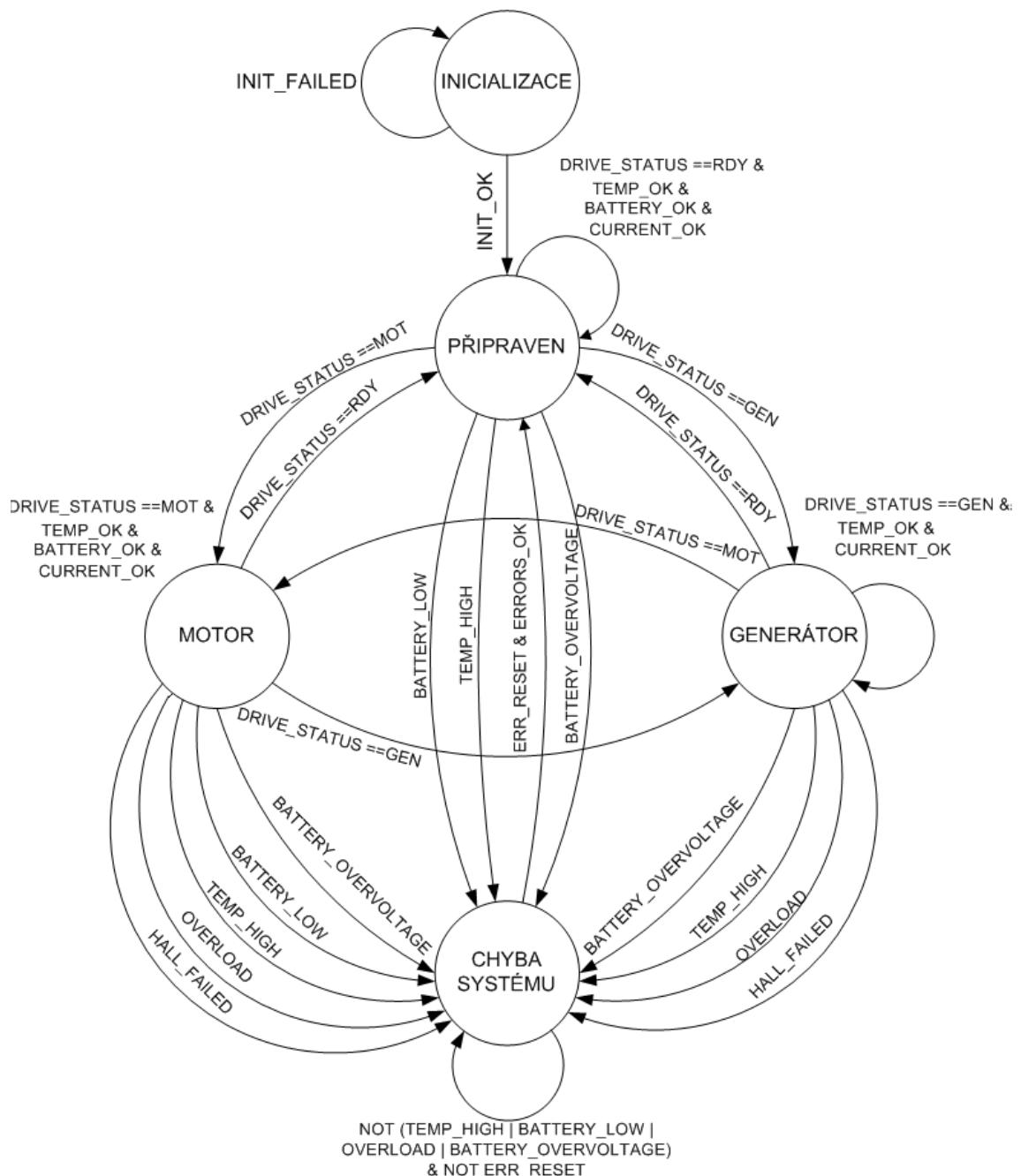
název souboru	účel souboru
def.h	definice meker konstant používaných v programu
EEPROM.c	zápis a čtení z EEPROM
extern_globals.c	externí deklarace proměnných
globals.h	deklarace globálních proměnných
hw_setup.c	inicializace periferií
LCDCommands.c	funkce pro práci s LCD
main.c	hlavní programová smyčka, rutiny přerušení
user_interface.c	funkce pro obsluhu tlačítek a zobrazování nabídky na LCD
XLCD.h	definice rozhraní s LCD

Tabulka 5.1: Tabulka souborů zdrojového kódu

Základní funkci programu lze vyjádřit stavovým diagramem na obr. 5.1. Systém se může nacházet v jednom z pěti stavů: INICIALIZACE, PŘIPRAVEN, MOTOR, GENERÁTOR a CHYBA SYSTÉMU. Po připojení napájení se program nachází ve stavu INICIALIZACE. Zde se provede inicializace HW a načtení parametrů z EEPROM. Po úspěšné inicializaci přejde systém do stavu PŘIPRAVEN. Zpět do tohoto stavu je možné se vrátit při resetu systému (v grafu to není kvůli přehlednosti uvedeno). Nepodaří-li se uvedené kroky inicializace korektně provést, zůstává program ve stavu INICIALIZACE. Ze stavu PŘIPRAVEN se lze dostat do více stavů v závislosti na nastalé události. Při stisku tlačítka aktivujícího pohon je nastavena proměnná *drive_status* na hodnotu *MOT* a systém přejde do stavu motorového režimu (stav MOTOR). Naopak po stisku brzdového tlačítka má *drive_status* hodnotu *GEN* a uskutečněn je přechod do stavu regenerativního brzdění (stav GENERÁTOR). Z obou jmenovaných stavů je možné se vrátit do jiného, již jmenovaného stavu, v důsledku změny obsahu proměnné *drive_status*. Tlačítko brzdy má samozřejmě nejvyšší prioritu, takže je-li stisknuto tlačítko brzdy zároveň s jiným, systém setrvává v generátorovém módu. Posledním stavem, ve kterém se může systém nacházet je CHYBA SYSTÉMU. V bodech PŘIPRAVEN, GENERÁTOR a MOTOR jsou kontrolovány procesní proměnné zda nedošlo ke změně napětí pod nebo nad nastavenou úroveň, přetížení, chyby snímačů polohy, případně překročení povolené teploty uvnitř zařízení. Z tohoto stavu se nelze dostat do jiného, dokud trvá některá z uvedených poruch. Po odstranění závad je možné systém kvitováním poruch vrátit do stavu PŘIPRAVEN a obnovit jeho činnost.

Nezávisle na stavu systému pracuje uživatelské rozhraní, které informuje o aktuálním

dění a jehož prostřednictvím lze systém ovládat resp. parametrovat.



Obrázek 5.1: Stavová reprezentace základní funkce programu

5.2.1 Inicializace systému

Z PCPMW modulu je využito šest PWM výstupů (PWM0 - PWM5) z osmi konfigurovaných v nezávislém módu. Prostřednictvím bitů registru OVDCOND tak můžeme jednotlivé PMW výstupy aktivovat nebo vypínat. Pro funkci regenerativního brzdění může být použita i konfigurace komplementárního módu a přemostěvat tak výstupní diody boost měničů. Přemostěním diody dojde k mírnému snížení úbytku napětí na příslušném spínacím prvku.

Časová základna pracuje v režimu *free running*, kdy čítač zvyšuje svůj obsah dokud nedosáhne velikosti registru PTPER. Při shodě obsahu čítače a registru dojde k jeho resetu a vygeneruje se přerušení, které v tomto případě spouští AD převodník. Aby k přerušení nedocházelo v každé periodě PWM signálu, je použit prescaler s dělícím poměrem 16:1. Frekvence PMW signálu odpovídá hodnotě uložené PTPER (01FFh) a v tomto případě je 19,5 kHz. Kmitočet 19,5 kHz se nachází mimo slyšitelné spektrum a zároveň nezpůsobuje velké ztráty při přepínání tranzistorů ani v železe statoru BLDC motoru.

Z chybových vstupů PCPWM modulu je využit pouze \overline{FLTA} . Při nadměrném proudu tekoucího přes hlavní spínač dojde k aktivaci tohoto vstupu (log 0) a následnému odpojení výstupních pinů od PCPWM modulu. PCPWM modul je možno opět připnout k výstupním pinům po odeznění chybového stavu a nastavením příslušného povolovacího bitu.

AD převodník konvertuje analogovou hodnotu napětí na kanálech AN0, AN1, AN6, AN7 do 10 - ti bitového čísla 0 až 1023. Převod spouští svým přerušením PCPWM modul. Z toho důvodu není použit režim cyklického převodu (Continuous Loop), ale jednorázový (Single shot). Dvojice kanálů (AN0, AN1) je ovzorkována současně, následuje jejich převod a pak přijde na řadu zbylá dvojice (AN6, AN7). Výsledky převodník ukládá po jednom za sebou do kruhového FIFO registru. Po nastavení příznaku dokončení převodu je možné provést 4x čtení z registru ADRES, kam se z FIFO registru postupně výsledky přesunují. V SW se tedy není nutné (kromě zahájení převodu) o činnosti modulu nijak zvlášť starat a každou šestnáctou periodu PWM signálu AD převodník poskytne čtveřici hodnot prostřednictvím FIFO registru.

Jak už bylo zmíněno dříve, ke zpracování informace z Hallových sond slouží Motion Feedback Modul a to konkrétně jeho část IC. Všechny IC jednotky mají totožné nastavení a generují přerušení při jakékoli změně úrovně signálu ze snímače. Tato konfigurace umožňuje komutovat proudy ve vinutí v každém kroku elektrického cyklu a zároveň měřit

rychlosť otáčení. Počet otáček za sekundu je určen z pomocného čítače (timer_count), ktorý svou hodnotu navyšuje každou jednu ms. S každým prerušením od IC jednotky je tento čítač prečten a vynulován. Prečtená hodnota odpovídá času potrebného na prechod mezi jednotlivými fázemi elektrického cyklu, ktorý má priímou vazbu na mechanický cyklus v závislosti na počtu pôlových dvojic motoru (pole_pair). Rychlosť otáčení motoru v otáčkách za sekundu lze stanovit podle rovnice 5.1.

$$speed = \frac{1000}{pole_pair \cdot timer_count \cdot 6} [ot \cdot s^{-1}], \quad (5.1)$$

S periferiami mikrokontroléra úzce souvisí také nastavení systému prerušení. Každé periferii písluší jeden bit povolující generování prerušení (PIEx registry) a bit určující jejich prioritu (IPRx registry). Mikrokontroléry rodiny PIC18F mají prerušení děleno podle priority do dvou úrovní: Prerušení s nízkou a vysokou prioritou. Prerušení s vysokou prioritou není možné na rozdíl od prerušení s nízkou prioritou v jejich činnosti nijak omezit a měly by v nich být řešeny úlohy, jež musí být neodkladně provedeny při výskytu určité události. Jediná prerušení, jejichž prioritu ovlivnit nelze, jsou tři externí vstupy INT0, INT1, INT2. Tyto mají vždy vysokou úroveň. Pro řízení BLDC motoru jsou nejdůležitějšími funkcemi komutace proudů v závislosti na signálech z Hallových snímačů a regulace proudu tekoucího motorem. Proto budou prerušení od IC modulu a AD převodníku zpracovávány v prerušení s vysokou prioritou. Pro prerušení s nízkou prioritou je konfigurován časovač 5, který ho generuje každou ms a prerušení od časové základny PCPWM modulu spouštějící AD převodník.

Po inicializaci HW je nutné provést inicializaci proměnných programu. Tato procedura představuje přečtení hodnot konstant jako např. limity procesních proměnných, konstanty regulátorů, motorovoá resp. generátorová rampa atd. Konstanty mohou být kdykoliv, kdy není aktivní motorový nebo generátorový režim, změněny a následně uloženy zpět do EEPROM pro načtení po dalším restartu programu.

5.2.2 Řízení motorového režimu

Jak už bylo uvedeno v kapitole věnované BLDC motorům, pro zajištění jejich otáčení je nutné komutovat proudy ve statorovém vinutí na základě informace z Hallových snímačů. O tuto úlohu se stará IC jednotka mikrokontroléra, ke které jsou snímače polohy připojeny.

Před startem motoru si program přečte hodnotu PORTA s maskou 1C hex, čímž získá kombinaci logických úrovní výstupů Hallových snímačů. Z nich pak určí polohu hřídele (index) v elektrickém cyklu. Pomocí získaného indexu vybere z tabulky pro motorový režim (viz 5.2) odpovídající hodnotu registru OVDCON pro následující krok v cyklu. Registr OVDCOND určuje aktivní kanály PMW a tím i aktivní dvojici vinutí. Každá další změna logické úrovně na vstupu IC jednotky způsobená otáčením rotoru vyvolá přerušení. V rutině přerušení jsou opět přečteny výstupy snímačů, zjištěn index a z tabulky vybrána kombinace aktivních spínačů třífázového můstku pro následující krok.

krok el. cyklu	stav snímačů	regisr OVDCOND	aktivní spínače
1	100	00001001	Q1, Q4
2	110	00100001	Q1, Q6
3	010	00100100	Q3, Q6
4	011	00000110	Q2, Q3
5	001	00010010	Q2, Q5
6	101	00011000	Q4, Q5

Tabulka 5.2: Tabulka řídicí sekvence motorového režimu

Stejně důležité jako zajistit samotné řízení třífázového můstku je také zvolit správnou mechanickou charakteristiku v motorovém módu. V podstatě se zde nabízí dvě možnosti, jak se bude pohon chovat.

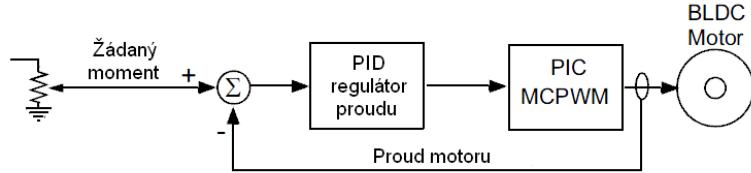
První způsob řízení je zadávat z ovladače v řídítkách moment, kterým bude motor cyklistovi asistovat. Točivý moment motoru je přímo úměrný proudu, který protéká jeho vinutími. Referenční hodnota proudu bude tedy přímo i referenční hodnotou momentu (pouze změněná o konstantu motoru K_t). Pohon by tak měl mít snahu dodávat nastavený moment nezávisle na velikosti zatížení.

Druhá možnost by pak byla regulace na konstantní výkon. Mechanický výkon P [W] točivého stroje je dán otáčkami hřídele motoru Ω [s^{-1}] a točivého momentu M [Nm^{-1}] podle rovnice 5.2.

$$P = \Omega \cdot M \quad (5.2)$$

Pomocí uvedeného vztahu ze zadанého výkonu podle okamžitých otáček vypočteme potřebný moment, který už je v podobě proudu vstupní reference pro regulátor.

Implementace obou typů řízení znamená u BLDC motoru zavést zpětnovazební regulaci proudu podle obr. 5.2.



Obrázek 5.2: Proudová regulační smyčka

Regulátor proudové smyčky popisuje rovnice 5.3. Jedná se o PID regulátor v diskrétní podobě. Protože se jedná o SISO systém, je PID regulátor nejrozumnější volbou a není potřeba implementovat jiné složitější druhy řízení jakými jsou např. LQ regulátory.

$$u(n) = K_p \cdot e(n) + K_i \cdot \sum_{k=0}^n e(k) + K_d \cdot (e(n) - e(n-1)), \quad (5.3)$$

kde

$u(n)$ je akční zásah (číslo ukládané do PDCx registrů odpovídající střídě),

$e(n)$ regulační odchylka,

K_p, K_i, K_d jsou proporcionální, integrační resp. derivační konstanty.

Integrační a derivační konstantu je možné určit z rovnic 5.4 a 5.5 ze znalosti proporcionální konstanty K_p , vzorkovací periody T a integrační T_i resp. derivační T_d časové konstanty.

$$K_i = \frac{K_p \cdot T}{T_i} \quad (5.4)$$

$$K_d = \frac{K_p \cdot T_d}{T} \quad (5.5)$$

Pro potlačení vlivu derivační složky regulátoru při velkém skoku žádané hodnoty se někdy používá předpis 5.6, kdy se pro výpočet derivačního členu z rovnice 5.3 zamění regulační odchylka $e(n)$ za výstup systému $y(n)$.

$$u(n) = K_p \cdot e(n) + K_i \cdot \sum_{k=0}^n e(k) + K_d \cdot (y(n) - y(n-1)) \quad (5.6)$$

Řízený systém (motor + kolo) se vyznačuje poměrně pomalou dynamikou a derivační složka by neměla být nezbytně nutná. Vynechání derivační složky navíc zkrátí čas potřebný pro vykonání rutiny regulátoru.

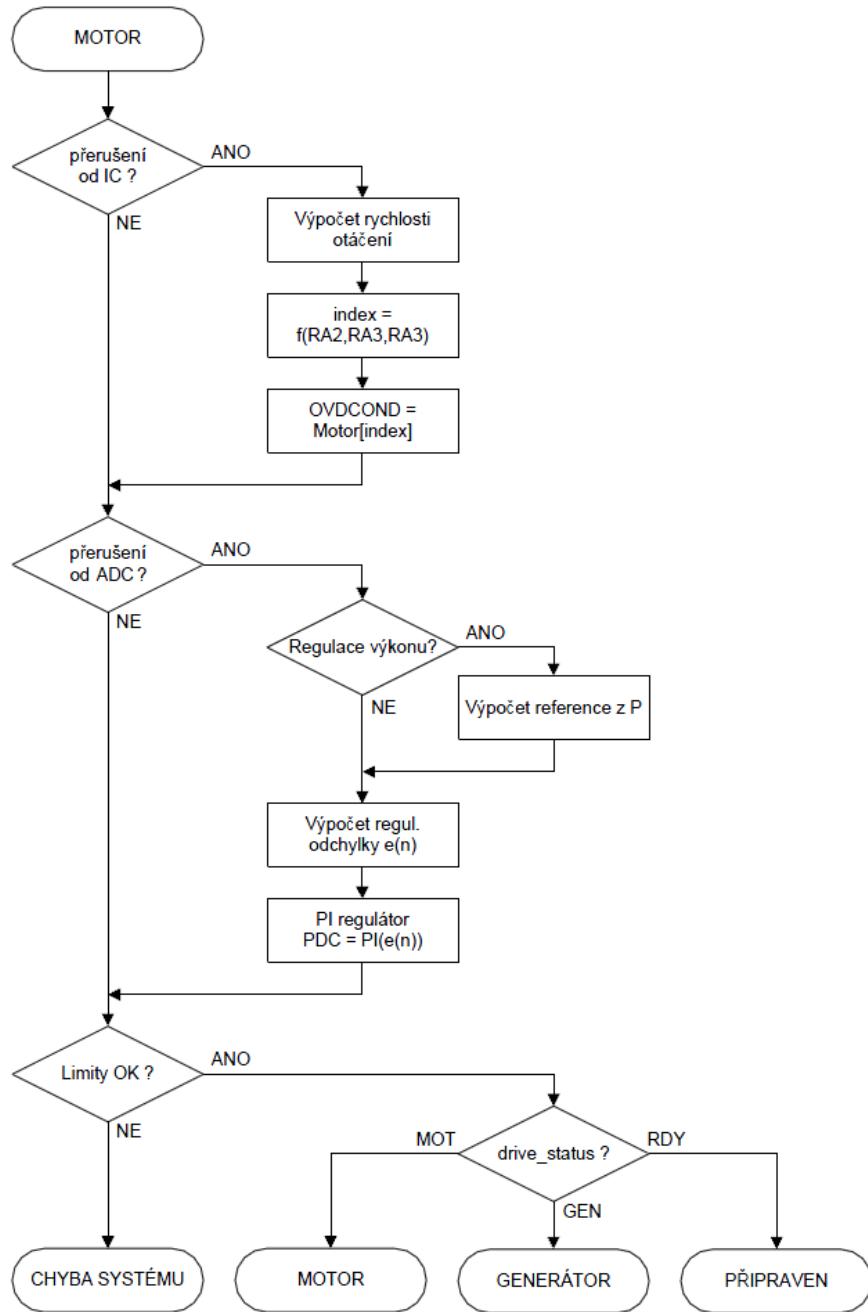
Konstanty regulátoru je možné určit několika způsoby. Známe-li matematický model motoru, určíme podle něj přenos regulátoru (např. frekvenční metody, GMK aj.) tak, aby chování celého systému odpovídalo požadované přechodové charakteristice. Přesný matematický model ale nemusí být vždy znám a v tom případě je nutné použít nějakou z experimentálních metod. Metoda Ziegler-Nicols je nejznámější experimentální metodou, kdy zvyšujeme proporcionální zesílení K_p (za $K_i = K_d = 0$) do doby, než se dostaví stabilní oscilace systému. V tomto stavu odečteme kritické proporcionální zesílení K_c spolu s periodou oscilací T_c a z nich určíme podle tabulky 5.3 konstanty regulátoru.

regulátor	K_p	T_i	T_d
P	$0,5 \cdot K_c$		
PD	$0,65 \cdot K_c$		$0,12 \cdot T_c$
PI	$0,45 \cdot K_c$	$0,85 \cdot T_c$	
PID	$0,65 \cdot K_c$	$0,5 \cdot T_c$	$0,12 \cdot T_c$

Tabulka 5.3: Tabulka stanovení konstant PID regulátoru pomocí Z-N metody

Zde však bude nutné nastavit konstanty pokusně tak,, aby bylo dosaženo co největšího pohodlí při jízdě.

Nyní se ještě podívejme, jak pracuje proudová regulační smyčka. Každou šestnáctou periodu (každých asi $820 \mu s$) PWM signálu časová základna PCPWM modulu generuje přerušení nízké priority, v němž se spouští činnost AD převodníku. AD převodník po dokončení konverze generuje rovněž řešení (tentokrát ovšem vysoké priority), kde se čtou z bufferu aktuální změřené hodnoty napětí, proudu, reference a teploty. Ihned po přečtení nových obvodových veličin je zavolána funkce implementující PI regulátor proudu. Jejími parametry jsou (kromě K_p , K_i konstant) reference a zpětnovazební informace o velikosti proudu motoru. Výstupem funkce je potom číslo od 0 do 2048 pro 11-ti bitový generátor střídy. Regulátor nejprve spočítá proporcionální složku a porovná ji s maximální možnou střídou. Při jejím překročení se výstup upraví na maximální hodnotu. V opačném případě se dopočítá integrační složka, která umožní docílit nulové regulační odchylky. Po přičtení integrační složky je opět provedena kontrola velikosti akčního zásahu. Uvedená činnost motorového režimu je graficky vyjádřena na obr. 5.7.



Obrázek 5.3: Vývojový diagram motorového režimu

Při utváření charakteru pohonu je dobré věnovat pozornost několika dalším faktorům. Točivý moment by se měl k referenčnímu dostávat postupně po definované rampě. Tuto vlastnost v programu zajišťuje funkce *softstart*, která přebírá parametr o požadované rychlosti náběhu požadované hodnoty. Nepřiměřeně rychlý náběh na požadovaný moment resp. výkon u motoru by mohl způsobovat spouštění proudových ochran nebo zbytečně

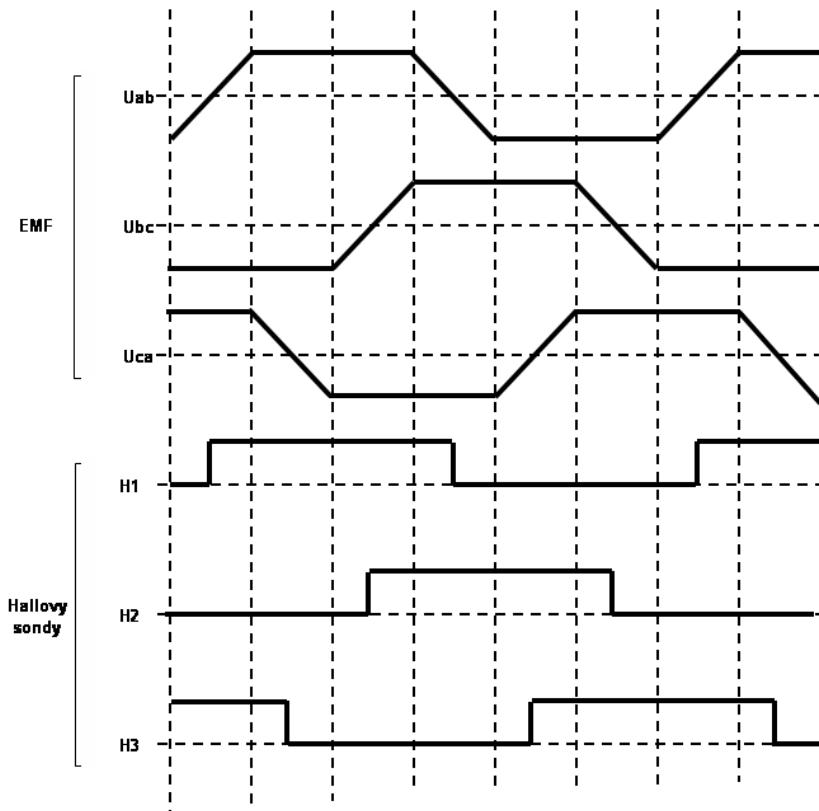
velké namáhání výkonových spínacích prvků. Kromě toho rychlé změny snižují pohodlí jízdy. Funkci motorového režimu by bylo dále dobré povolit jen v případě dosažení určitých otáček a nepoužívat motor k rozjezdu z nulové rychlosti. Se snižujícími se otáčkami totiž klesá účinnost BLDC motoru. Ta je optimální při jmenovitých (nebo jím blízkým) otáčkách.

5.2.3 Řízení regenerativního brzdění

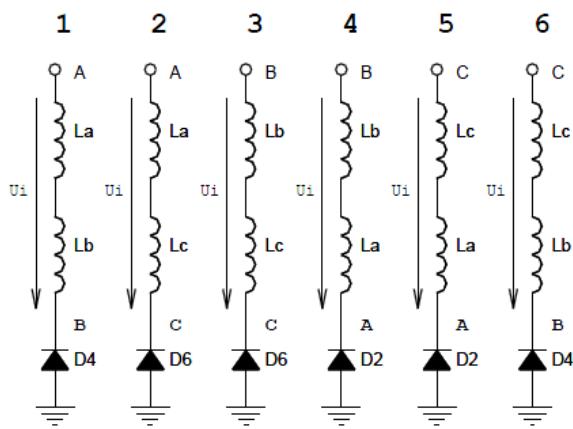
Pro sladění činnosti třífázového můstku v generátorovém režimu s polohou rotoru je nutné vycházet z obr. 5.4 a obr. 5.5. Při jakékoli změně výstupů snímačů polohy musí být pro funkci boost měniče vybrána ta dvojice vinutí, která bude mít na svém výstupu maximální napětí přinejmenším do okamžiku další změny indikovanou snímači. Dvojice vinutí, které se v příslušném kroku elektrického cyklu stávají zdrojem měniče ukazuje obr. Pro usporádávání jednotlivých konfigurací boost měniče jsou zapotřebí pouze dolní spínací prvky Q2, Q4, Q6 a v tabulce 5.4) je přehledně uspořádána posloupnost, jak tyto prvky spínat.

V prvním kroku elektrického cyklu dosahuje svého maxima napětí $U_{a,b}$. Právě ve dvojici vinutí a,b bude pomocí diody v tranzistoru Q_4 a PWM signálem spínáným tranzistorem Q_2 v prvním kroku hromaděna energie. Při rozepnutí tranzistoru Q_2 se tato energie odvede přes diodu v Q_1 (resp. přes sepnutá tranzistor v komplementárním módu) na výstup třífázového můstku. Ještě než snímače polohy dají informaci o změně polohy, začne se ke svému maximu blížit i napětí $U_{c,a}$ resp. $U_{a,c}$, protože má opačnou polaritu. Přes diodu obsaženou v Q_6 způsobí spínání tranzistoru v Q_2 hromadění energie i ve vinutích a,c. Energie, kterou bude vinutí a,c schopno dodávat ve druhém kroku elektrického cyklu, převýší energii z vinutí a,b. Zároveň se začne pomalu zvyšovat energie ve vinutích b,c a ta bude hlavním zdrojem v kroku třetím. Takto se postupně vystřídají všechny kombinace vinutí než se činnost obvodu dostane opět do první fáze elektrického cyklu.

Z naznačeného postupu je tedy patrné, že ve dvou po sobě jdoucích fázích elektrického cyklu, je zachována funkce i místo jednoho vinutí v topologii boost měniče a druhé vinutí je zvoleno podle velikosti a orientace v něm obsažené energie. Pro zajištění požadované funkce stačí v jednotlivých krocích spínat PWM signálem pouze jeden tranzistor (popř. dva v komplementárním módu) a o ostatní činnost se postarájí v ostatních tranzistorech integrované diody.



Obrázek 5.4: Souvislost mezi průběhy svorkového napětí BLDC generátoru a signálů Hallových snímačů



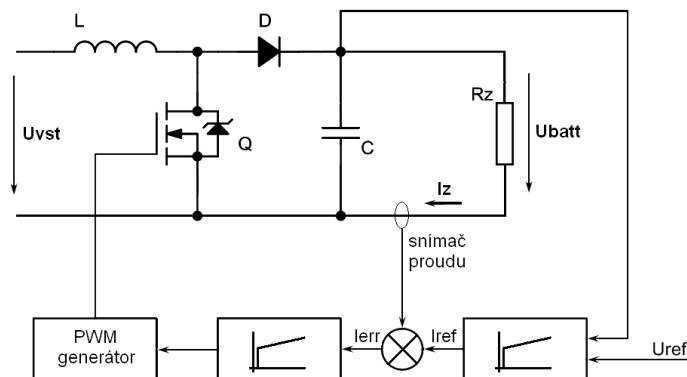
Obrázek 5.5: Sekvence využití vinutí v generátorovém režimu

Pro generátor tedy platí obdobný mechanismus řízení jako pro motorového režimu. Jediným rozdílem je v použití jiné tabulky s hodnotami OVDCOND registru (viz 5.4).

krok el. cyklu	stav snímačů	registr OVDCON	spínaný MOSFET
1	100	00000010	Q2
2	110	00000010	Q2
3	010	00001000	Q4
4	011	00001000	Q4
5	001	00100000	Q6
6	101	00100000	Q6

Tabulka 5.4: Tabulka řídicí sekvence generátorového režimu

Úloha regulování činnosti boost měniče jakožto zdroje konstantního napětí resp. proudu pro nabíjení akumulátoru je složitější úlohou než regulování momentu motoru. Lithiové akumulátory se nabíjet metodou $CC - CV$ (viz odstavec 6.2), což znamená asi do 80% kapacity nabíjet konstantním proudem a zbylých 20% konstantním napětím. Naproti tomu olověné potřebují pro své nabítí určitou konstantní hodnotu napětí (viz odstavec 6.3). Velikost nabíjecího proudu závisí na konkrétní technologii a kapacitě akumulátoru. Strukturu obecné regulační smyčky pro zajištění uvedených požadavků znázorňuje obr.5.6.



Obrázek 5.6: Proudové řízení boost měniče

Při nabíjecím procesu je tedy potřeba sledovat tzv. SoC, čili stav nabití článku. Zbývající kapacitu lze určit ze svorkového napětí akumulátoru naprázdno, neboť na sebe mají přímou vazbu. Použijeme-li tuto metodu v zapojeném obvodu, bude svorkové napětí baterie sníženo o úbytek U_Δ na vnitřním odporu R_i způsobený protékajícím proudem I podle rovnice 5.7.

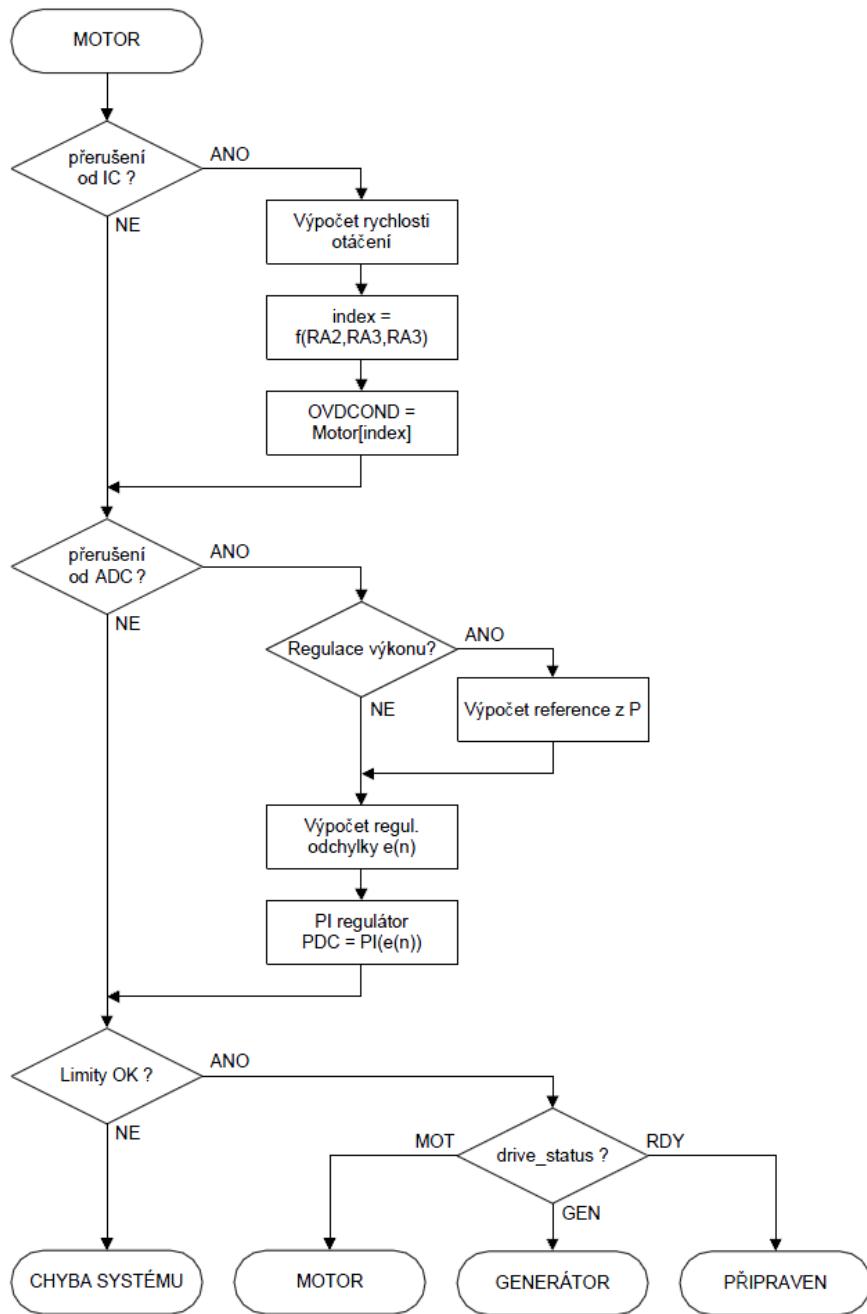
$$U_\Delta = R_i \cdot I \quad (5.7)$$

Existují i metody, kdy se SoC počítá jako množství uloženého náboje za čas, ale ta je implementačně složitější a závisí na množství dalších proměnných. Metody zjišťování stavu nabití spolu s návrhem BMS pro Li-Ion/Li-Polymer akumulátory lze nalézt v aplikačním listu [14].

Sledované nabíjecí veličiny jsou regulovány změnou pracovního cyklu PWM. Je-li hodnota regulované veličiny menší než požadovaná, zvýší se při každém průchodu (tzn. každých $820 \mu s$) generátorovou smyčkou hodnota příslušného registru PDC o definovaný krok. Opačně, když aktuální hodnota překročí povolenou, dojde ke snížení PDC o definovaný krok.

S regulací nabíjení akumulátorů souvisí podobně jako u motorového módu některé poměrně významné detailey. Rychlé aplikování velkého brzdicího momentu by působilo potíže při řízení kola (především v případě montáže motoru na předním kole). Opět je zde použita funkce *softstart* s parametrem odpovídajícímu rychlosti s jakou se nabíjecí proud a napětí dostanou na svá povolená maxima. Nutno poznamenat, že s rostoucím SoC klesá moment, jakým systém brzdí a při nabití akumulátorů nepomáhá brždění vůbec. Není zde tedy implementována funkce zkratování vinutí motoru PWM signálem řízenými tranzistory.

Chování popsaného generátorového režimu lze opět přehledně popsát vývojovým diagramem na obr. 5.7.



Obrázek 5.7: Vývojový diagram motorového režimu

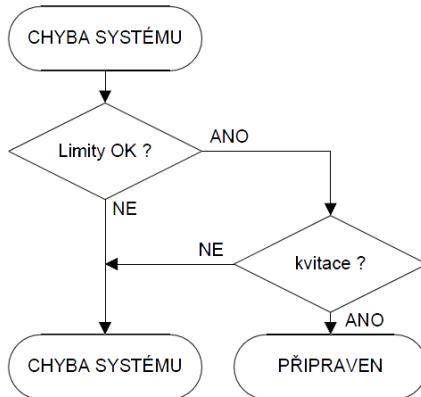
5.2.4 Systém ochran a uživatelského rozhraní

Na začátku hlavní programové smyčky dojde vždy ke kontrole provozních údajů teploty, napětí a proudu. Napěťová a tepelná ochrana se vyznačuje určitou hysterezí. Dojde-li k přehřátí systému (překročení pevně nastavené teploty na DPS), program odpojí

můstek spolu s budícími PWM signály a na displeji se zobrazí informace, že k této skutečnosti došlo. Opětovné obnovení funkce je možné až v okamžiku, kdy teplota klesne na přijatelnou hodnotu. Obdobně pracuje i hlídání napětí baterie. Při jeho poklesu pod uživatelsky nastavenou úroveň následuje zakázání motorového režimu (generátorový režim je povolen neustále). Blíží-li se baterie k vybitému stavu, mohla by tato vlastnost způsobovat menší problémy. V době odpojení může napětí baterie opět vzrůst nad limitní úroveň, ale obnovení motorového režimu nemůže být v tomto případě provedeno ihned. Při další zapnutí motoru by totiž napětí opět velmi rychle kleslo pod povolenou úroveň a pohon by se znova vypnul. Výsledkem tohoto jevu jsou momentové rázy, které by byly pro cyklistu a pro výkonové prvky nepohodlné. Svorkové napětí baterie (naprázdno) je úměrné stavu jejího nabitého stavu a motorový režim bude znova povolen, až dosáhne definované úrovně. Příznak proudového přetížení může být nastaven buď na základě překročení limitu signálu z proudového převodníku ACS714 nebo díky aktivaci chybového vstupu PCPWM modulu, který je konfigurován pro katastrofický způsob vyhodnocení chyby.

Mezi chyby se řadí také sledování přípustných kombinací výstupů Hallových snímačů polohy. Vyskytne-li se zakázaný stav (např. kombinace 0,0,0), přejde systém do chybového stavu. Přechod není uskutečněn okamžitě při prvním výskytu chyby, ale až při dvou po sobě jdoucích neplatných stavech.

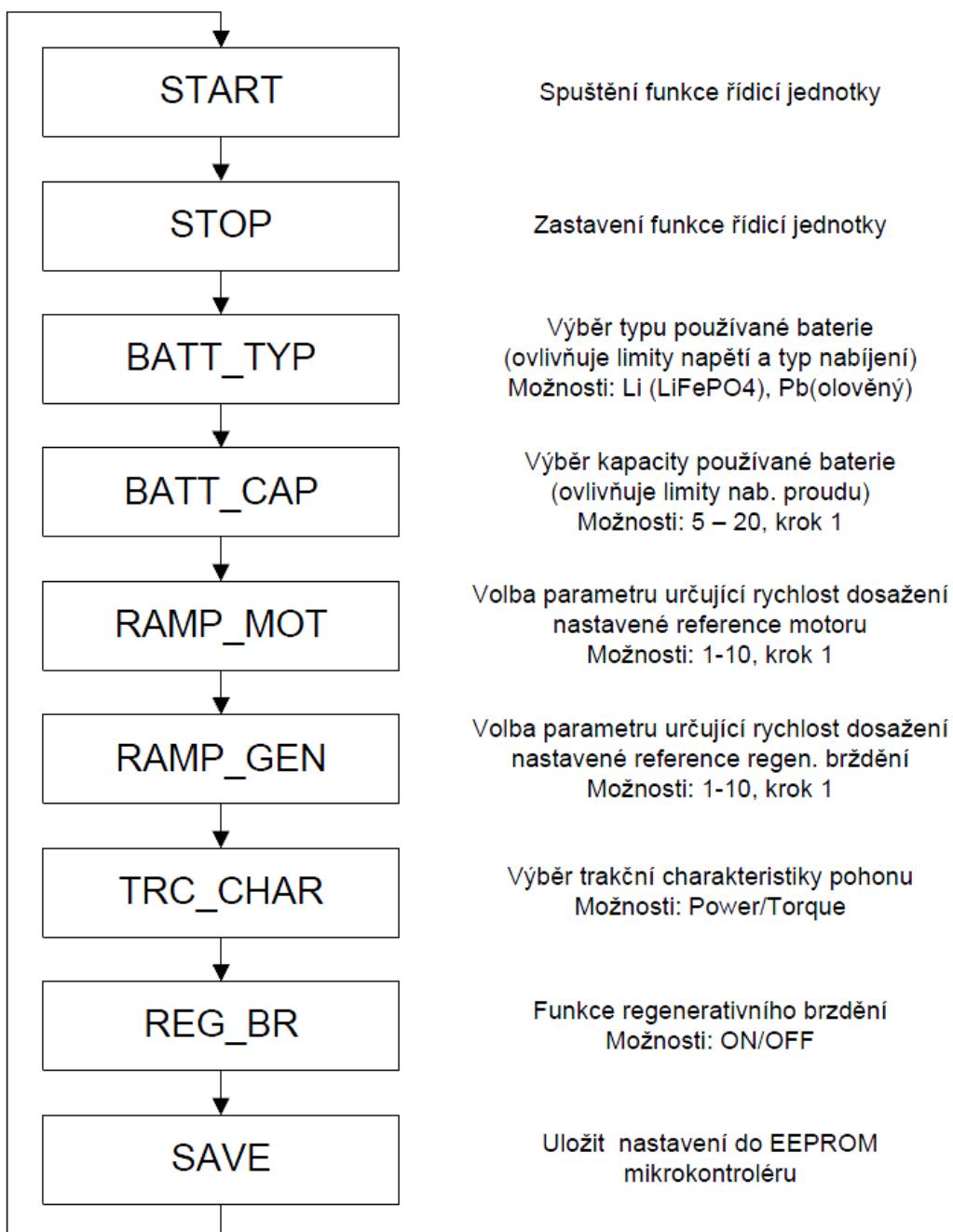
Všechny chybová hlášení je po odeznění jejich příčin nutné kvitovat tlačítkem. Dokud nebude provedeno úspěšné kvitování poruchy, systém nebude plně funkční. Uvedenému mechanismu odpovídá obr. 5.8.



Obrázek 5.8: Vývojový diagram motorového režimu

Pro parametrizaci a ovládání programu je použito menu zobrazované na LCD ovládané třemi tlačítky. Na displeji se zobrazí v prvním řádku vždy název položky a v druhém

řádku hodnota. Tlačítko SW4 slouží k pohybu mezi jednotlivými položkami menu a to vždy jedním směrem. Při dosažení poslední položky další stisknutí tlačítka znamená posun na začátek. Tlačítko SW5 slouží pro zvyšování velikosti zobrazovaného parametru a třetí tlačítko pro snižování hodnoty zobrazovaného parametru. Výčet položek s jejich stručným popisem a možnými volbami parametrů se nachází na obr. 5.9.



Obrázek 5.9: Nabídka uživatelského rozhraní

Kapitola 6

Akumulátory pro pohon elektrokola

Pro zajištění správné funkce celého systému elektrokola je zapotřebí vybrat vhodný zdroj elektrické energie. Právě ten převážně udává výslednou hmotnost elektrokola, výkon pohonu a délka dojezdu na jedno nabití. V následujícím textu budou zhodnoceny použitelné technologie akumulátorů elektrické energie s jejich výhodami a nevýhodami.

6.1 Volba akumulátoru

Vezme-li v úvahu i regenerativní brzdění, potřebujeme baterii o napětí 24 V, kapacitě alespoň 10 Ah se schopností dodávat poměrně velký proud resp. se schopností se velkými proudy nabíjet. Zároveň by hmotnost akumulátorů neměla být příliš vysoká, aby zbytečně nezatěžovaly cyklistu při vypnutém motoru. Měly by se tedy vyznačovat vysokou hustotou energie a nesmí trpět paměťovým efektem, jinak by při regenerativním brzdění velmi rychle ztratily svou kapacitu. Zajímavý je i počet nabíjecích cyklů určující dobu, za kterou bude potřeba zdroj vyměnit za nový. Posledním, ne však zanedbatelným kritériem, bude cena a dostupnost.

V úvahu dnes přicházejí bud' články na bázi lithia (Li-Ion, LiPOL, LiFePO₄) nebo bezúdržbové olověné akumulátory. Ostatní, dříve populární články jako např. NiCd nebo NiMH, mají nízkou elektrochemickou účinnost, relativně velký vnitřní odpor. NiCd navíc trpí paměťovým efektem a od kadmia se dnes upouští kvůli jeho toxickým vlastnostem. Sledované vlastnosti uvedených typů jsou přehledně usporádány do tabulky 6.1.

typ článku	napětí článku	hustota energie	výkon výkon	účinnost	vnitřní odpor	počet nab. cyklů
-	[V]	[Wh/kg]	[W/kg]	%	[mΩ]	-
LiIon	3,6	160	1800	99,9	150-200	1200
LiPol	3,7	130-200	3000+	99,8	jednotky	500-1000
LiFePO4	3,25	80-120	1400	98	10	2000+
olověný	2,1	30-40	180	70-92	50	500-800

Tabulka 6.1: Tabulka použitelných elektrochemických článků

Články Lipol (Lithium Polymer) patří mezi velmi perspektivní elektrochemické zdroje v oblasti elektrických pohonů. Tato technologie nabízí velmi zajímavé parametry: Velmi malý vnitřní odpor, díky čemuž dokáží krátkodobě dodávat proudy až 160 A, nízké zahřívání článků a jednu z největších hustot energií mezi akumulátory. Použití LiPol má ovšem také svá úskalí. Napětí článku nesmí překročit horní (4,2 V) nebo klesnout pod dolní (3 V) napěťovou mez. Překročení těchto limit články spolehlivě poškodí. Při nabíjení LiPol baterií musí být pro dosažení dlouhé životnosti použit vyrovnávač napětí článků - BMS. U vybíjení je rovněž nutné sledovat napětí jednotlivých článků, aby ne-kleslo pod minimální povolenou úroveň.

Technologie LiFePo4 se svými vlastnostmi velmi podobá článkům Lipol. Hlavní rozdíl spočívá v možnosti nabíjení vysokými proudy (až 11 A) a tak podstatně urychlit nabíjecí proces. Dále se vyznačují o něco nižším napětím na článek (3,3 V) než mají LiPol, větším vnitřním odporem a větší mechanickou odolností a stabilitou článku. Pro ještě lepší stabilitu a odolnost se do LiFePO4 někdy přidává prvek yttrium → LiFeYPO4. LiFePO4 vynikají především počtem nabíjecích cyklů. Díky uvedeným vlastnostem jsou velmi oblíbeným zdrojem pro elektrické pohony a elektrické nářadí. Pro dlouhý a bezproblémový provoz by měly být rovněž vybaveny BMS. Někteří výrobci (např. Thundersky) nabízejí kromě samostatných 3,7 V článků i 12-ti voltové průmyslové LiFePO4 baterie, které mají balancování napětí řešeno na úrovni elektrolytu a BMS tak není údajně potřeba.

Ostatní uvedené technologie elektrochemických zdrojů už nejsou zdaleka tak vhodné pro elektrokola. LiIon mají poměrně vysoký vnitřní odpor a to limituje jejich použití pro výkonnější pohonné jednotky. Olověné akumulátory jsou nevhodné díky své vysoké hmotnosti a pomalému nabíjení, ale nevadí jim tolik hluboké vybití, které lithiové články zničí. Jediný důvod, proč přicházejí v úvahu, je zhruba čtvrtinová cena LiPol nebo LiFePO4

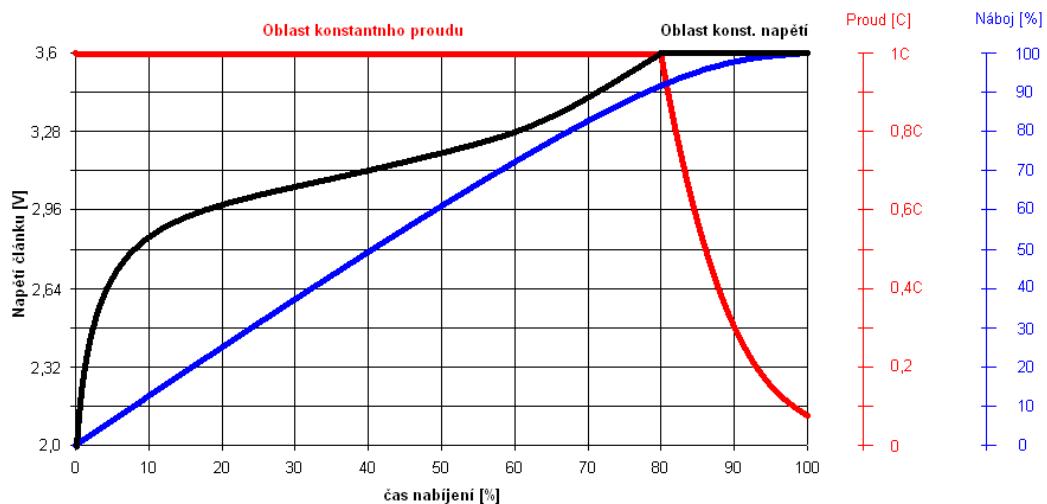
akumulátorů.

Nejvhodnější volbou se bezesporu jeví použití LiFePO₄ akumulátorů a proto jím bude věnován ještě následující odstavec 6.2 obsahující některé doplňující informace. Krátká zmínka bude ještě také o olověných akumulátorech v odstavci 6.3, neboť jsou použity při testování prvního prototypu této řídicí jednotky a kvůli své nízké ceně představují dostupnější variantu zdroje pro pohon elektrokola.

6.2 Články LiFePO₄

Na základě závěru, že nejperspektivnějším zdrojem pro hybridní pohony jsou a nějakou dobu ještě jistě budou články na bázi lithia, si blíže popíšeme některé důležité body při práci s nimi.

Dodržení správného nabíjecího a vybíjecího procesu je klíčové pro dlouhou životnost lithiových článků. Základní nabíjecí charakteristika článku LiFePO₄ je vyobrazena na obr. 6.1. Nabíjecí a vybíjecí proudy se při práci s akumulátory vyjadřují v jednotkách C, které představují kapacitu baterie. Takže např. vybíjecí proud 1 C u akumulátoru s kapacitou 5500 mAh odpovídá hodnotě 5,5 A.



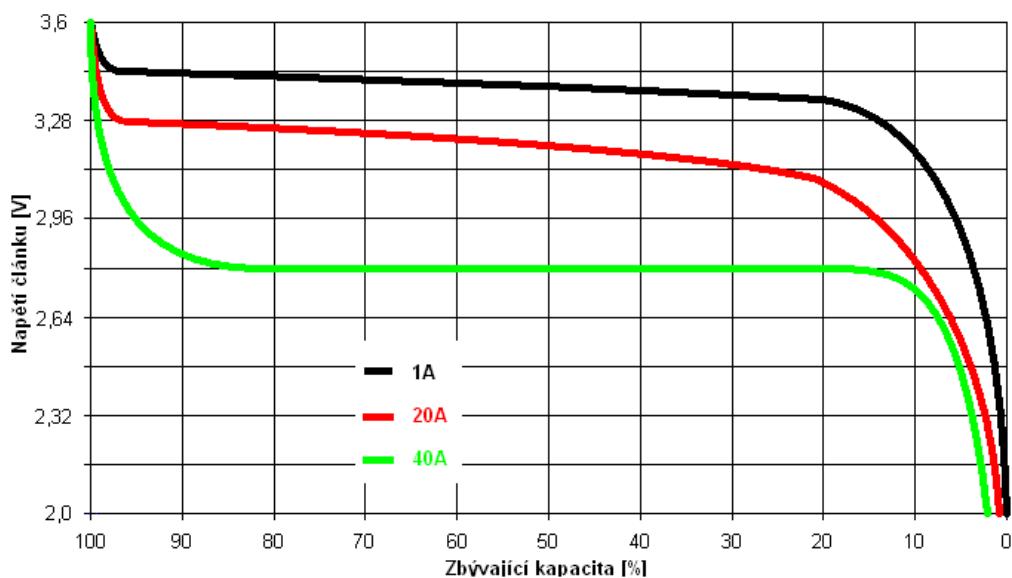
Obrázek 6.1: Nabíjecí charakteristika lithiových článků

Nabíjecí metoda, kterou zmínovaný obrázek ilustruje, se označuje jako *CC – CV* (Constant Current - Constant Voltage). Nabíjení článku by se dalo rozdělit do dvou fází.

V první fázi se článek nabíjí konstantním proudem. Tento stav trvá přibližně do 80-ti % nabíjecího času a napětí článku zde dosáhne svého maxima. Jak ale naznačuje průběh uloženého náboje, článek v tento okamžik ještě není plně nabit. Od této doby začne nabíjení konstantním napětím a nabíjecí proud se začíná poměrně rychle zmenšovat. Jakmile nabíjecí proud klesne pod hodnotu $0,05 C$, signalizuje to, že je článek již plně nabitý.

Jsou-li články úplně nové, doporučují výrobci provést asi tři nabíjecí a vybíjecí cykly nízkými proudy (řádově desetiny C). Po absolvování této procedury už mohou být akumulátory nabíjeny i vybíjeny maximálními proudy, které výrobce uvádí.

Vybíjecí charakteristika LiFePO₄ akumulátorů je kromě počátku a konce velmi plochá. Po připojení zátěže klesne napětí naprázdno na hodnotu středního vybíjecího napětí jehož velikost udává velikost vybíjecího proudu a dále se snižuje jen pozvolna. Blíží-li se článek k vybitému stavu, napětí začne poměrně rychle klesat. Jak už bylo několikrát zdůrazněno, vybíjení je nutné ukončit při dosažení napětí 2 V. Příklad závislosti napětí článku LiFePO₄ na stavu vybití znázorňuje obr. 6.2. Z uvedeného grafu je rovněž patrné, že s rostoucím vybíjecím proudem klesá i střední vybíjecí napětí. Uvedený graf platí pro teplotu 25 °C.



Obrázek 6.2: Vybíjecí charakteristika lithiových článků v závislosti na vybíjecím proudu

V období, kdy nejsou články používány musí být občas (třeba jen částečně) dobity. Samovybíjením, které činí u lithiových baterií jednotky % za měsíc, by se mohlo stát, že napětí článku klesne pod spodní povolenou hranici a článek se zničí. Do počtu nabíjecích cyklů se částečný nabíjecí cyklus nepočítá jako jeden. Nabíjecí cykly se zde počítají jako úplné tehdy, když je z baterie odebrána resp. do baterie dodána energie odpovídající její kapacitě. V kombinaci regenerativním brždění se tedy jedná o velmi příznivou vlastnost.

Při používání tohoto typu zdroje elektrické energie musí být také dbáno na provozní a skladovací teplotu. Články špatně snáší teploty mimo rozsah přibližně -30 až $+50$ °C. Při nich se články používáním degradují mnohem rychleji než při standardní teplotě 25 °C.

Zde si dovolím citovat zdroj [1], kde mě velmi zaujala forma, kterou se dá popsat způsob zacházení s lithiovými články:

Několik rad, jak snadno a rychle zničit články Lipol:

- nabíjejte bez balanceru nebo nabíječkou určenou pro jiný typ baterií
- nabíjejte vyššími proudy než povoluje výrobce
- vybíjejte pod minimální napětí – výborná metoda je připojit články na žárovku a odejít nebo 14 dnů neodpojit od regulátoru
- skladujte vybité články a nejlépe dlouho a bez jakékoli kontroly napětí
- zatěžujte články většími proudy než specifikuje výrobce, čím více, tím lépe – nejlépe vůbec neměřit odebírané proudy
- zkratování článků zapojením konektorů do sebe (místo do regulátoru) taky není špatné
- zajistěte přehřívání článků za provozu – to je sice u kvalitních Lipol trochu obtížné, ale jde to
- sem tam články lehce propíchněte špendlíkem, také je dobré odstřihnout přebytečné okraje článků, jen zbytečně překáží

6.3 Olověné články

Použíje-li se olověný akumulátoru jako zdroj pro elektrokolo, tak se vždy jedná o gelový typ. Tento typ má elektrolyt ve formě gelu a při poškození obalu akumulátoru nehrozí vylití kyseliny. Gelové akumulátory jsou při stejné kapacitě menší a lehčí než modely s kapalným elektrolytem, což je zejména pro dopravní prostředky důležitý parametr. Narozdíl

od LiFePO₄ nejsou tak náchylné na poškození při nesprávném zacházení, ale na druhou stranu je nelze tak efektivně použít pro regenerativní brždění. Olověné články nemohou být nabíjeny příliš vysokými proudy a z toho důvodu trvá jejich nabítí podstatně delší dobu. Řízení procesu nabíjení je však snažší úlohou než nabíjení LiFePO₄ metodou CC-CV. Pro olověné akumulátory existuje několik metod nabíjení, ale pro elektorkola bude nejzajímavější metoda nabíjecí akumulátor za co nejnižší čas. Nabíjecí cyklus sestává z následujících fází. V prvním kroku připojíme článek k maximálnímu možnému nabíjecímu napětí 2,45 V s vhodným proudovým omezením, protože v počátečních fázích může být nabíjecí proud poměrně vysoký (až 1,2 C). Po dosažení napětí článku 2,3 V je nutné omezit napětí pouze na udržovací napětí, které činí asi oněch 2,3 V. Při vyšším napětí začíná článek plynovat. Gelový akumulátor je uzavřený a není schopen odvádět vzniklý plyn při nabíjení po dosažení plného nabití. Pokud se v nabíjení pokračuje, nafoukne se a zdeformují se desky, v krajním případě obal akumulátoru exploduje.

Kapitola 7

Závěr

Struktura zapojení řídicí jednotky byla vytvořena tak, aby umožňovala používat bezkmutátorový motor v motorovém i generátorovém režimu. V obou případech je využito vhodného spínání tranzistorů třífázového můstku. V motorovém režimu můstek pracuje jen jako prostředek ke komutování proudů ve vinutí. V generátorovém režimu se jedná o řízený usměrňovač s proměnným výstupním napětím. Pro regulační a bezpečnostní účely je obvod doplněn o snímač proudu, napětí a teploty. Hlavní spínač jednotky zajišťuje ještě doplňující ochranu proti přetížení.

Zapojení bylo vyvíjeno za podpory prostředí pspice (počítačová simulace funkce obvodů). Naskytla se možnost zkoušet zapojení v software Proteus, který obsahuje modely velkého množství součástek včetně mikrokontroléru PIC18F4431, BLDC motoru i LCD. Jediné, co se v pspice nedalo testovat, bylo regenerativní brzdění. Podle navrhnutého zapojení byl realizován zkušební vzorek řídicí jednotky, který slouží hlavně pro ověření správnosti simulací a odolnosti zařízení proti vlastnímu rušení.

Motor lze řídit podle dvou trakčních charakteristik: výkonové a momentové. V obou případech je nutné regulovat proud motoru změnou střídy PWM signálů připojené na řídicí elektrody výkonových tranzistorů, což zde zajišťuje PI regulátoru. Generátorový režim je využit k regenerativnímu brzdění pro dobíjení akumulátoru. Funkce nabíjení závisí na typu použitého akumulátoru. Tato jednotka umožňuje použití olověných nebo LiFePO₄ akumulátorů. Typ akumulátoru určuje vypínací napětí vybíjecího resp. nabíjecího procesu. Lithiové články řídicí jednotka nabíjí metodou CC-CV, kdežto olověné konstantním napětím. Pro zajištění plynulého řízení obou zmíněných režimů jsou definovány rampy po kterých se řízené veličiny dostanou na žádanou hodnotu.

Pro šetrnější práci s akumulátory bylo dobré vyvinout ještě systém správy baterie (BMS), který by zajistil všechny úkony spojené s ukládáním a odebíráním energie. Tento

systém bude nezbytný, tvoří-li baterii několik do série spojených článků typu Li-Polymer. Ačkoliv jsou Akumulátory LiFePO₄ nejperspektivnějším a v dnešní době i nevhodnějším typem článků, byl systém testován pouze s gelovým olověným akumulátorem. Příčinou byla příliš vysoká cena jak LiFePO₄ akumulátorů, tak nabíječek pro ně určených.

Použitý software

Cadence OrCAD 16.2 - tvorba schémat a podkladů pro výrobu DPS

Microchip MPLAB IDE + PIC C18 compiler - vývojové prostředí pro tvorbu programu

MikTex 2.8 + WinEdt - textový procesor

MS Visio - tvorba vývojových diagramů

Obsah přiloženého CD

adresář	obsah
Application Notes	aplikační listy použitých součástek a komponent
Datasheets	datové listy použitých součástek a komponent
Doc	tento dokument ve formě pdf
LaTeX	zdrojové soubory pro generování pdf dokumentu DP
Design	schéma řídicí jednotky a podklady pro výrobu DPS vytvořené v OrCAD 16.2
Software	zdrojové soubory programu řídicí jednotky

Literatura

- [1] MGM compro. *Lithium polymerové akumulátory KOKAM, Wide Energy.* <http://mgm-compro.cz>.
- [2] HYUNG-WOO LEE. *Advanced control for power maximization od the brushless DC generator.* PhD thesis, Texas A&M University, 2003.
- [3] Microchip. *MPLAB C18 C Compiler Libraries.* www.microchip.com, 2005.
- [4] Microchip. *MPLAB C18 C Compiler User's Guide.* www.microchip.com, 2005.
- [5] Allegro Microsystems. *Datový list ACS714.* www.allegromicro.com, 2006.
- [6] Kraig Mitzner. *Complete PCB design using OrCAD Capture and PCB editor.* Elsevier Inc., 2009.
- [7] Pavel Němeček. *Lineární spalovací motor.* PhD thesis, České vysoké učení technické v Praze, 2009.
- [8] International Rectifiers. *Application Note AN-994, Maximizing the Effectiveness of Your SMD Assemblies.* www.irf.com.
- [9] International Rectifiers. *Datový list IR2101.* www.irf.com.
- [10] International Rectifiers. *Application Note AN-1014, Using The Current Sensing IR212X Gate Drive ICs.* www.irf.com, 2004.
- [11] International Rectifiers. *Application Note AN-978, HV Floating MOS-Gate Driver ICs.* www.irf.com, 2004.
- [12] International Rectifiers. *Datový list IR2127.* www.irf.com, 2004.
- [13] Mohammad Kamil Sagar Khare. *Application Note 1279: Offline UPS Reference Design Using the dsPIC DSC.* www.microchip.com, 2009.

- [14] Cypress Semiconductor. *Application Note 2294: Li-Ion/Li-Polymer Battery Charger with Fuel Gauge Function.* <http://www.cypress.com/>, 2005.
- [15] National Semiconductor. *Datový list LM50.* www.national.com, 1999.
- [16] National Semiconductor. *Datový list LM2675.* www.national.com, 2005.
- [17] Microchip Technology. *Datový list PIC18F2331/2431/4331/4431.* www.microchip.com, 2005.
- [18] Vít Záhlava. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů.* Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005.

Příloha A

Soupiska součástek

Tabulka A.1: Tabulka soupisky součástek.

reference	hodnota
C1,C2,C3,C4,C5,C6	47p
C7,C11	33p
C8,C9,C30	100n
C10,C28	47n
C12,C13,C14,C15, C29,C31,C32,C33,C34, C35,C36,C37,C38,C39,C40,C44,C45	10n
C16,C17,C18,C19,C26	3.3uF
C20,C21	10nF
C22	22uF/50V
C23	47uF/25
C24,C41	100uF/50V
C25	68uF/10
C27,C43	1n
D1,D9,D10,D11	1N4148
D2,D3,D4,D5,D7	SUF4007
D6,D8	SS16
D12	BZV55C15
L1	100uH/0.82A
L2	47uH/0.76A
Q1	BC817-25L
Pokračování na další straně	

Tabulka A.1 – pokračování z předchozí strany

reference	hodnota
Q2,Q3,Q4,Q5,Q6,Q7,Q8	IRF1018ESPB
VR1,R1,R2,R3,R4,R5,R6,R8,R11,R13,R22,R28	10k
R7,R9,R44,R45,R46	470
R10	180k
R12,R17	300
R14,R15,R18,R19,R47	100k
R16,R35,R48	1k
R20,R26,R27,R29,R32,R37,R39	33
R21,R23,R30,R31,R36,R38	330
R24	22k
R25	70k
R33	11k
R34	220
R40	2k
R41,R42,R43	4k7
U2	PIC18F4431
U3	MCP6024
U4	LM50
U5,U7,U10	IR2101
U6	IR2127
U8	LM2675ADJ
U9	LM2675-5
U11	ACS714ELCTR-20A-T
U12	CM555
Y1	10MHz