

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

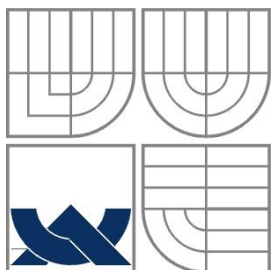
UNIVERZÁLNÍ ŘÍDICÍ JEDNOTKA PRO BLDC MOTORY

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

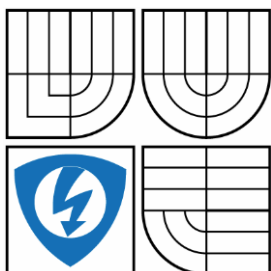
Bc. ONDŘEJ PIJÁČEK

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

UNIVERZÁLNÍ ŘÍDICÍ JEDNOTKA PRO BLDC MOTORY

UNIVERSAL MOTOR CONTROLLER FOR BLDC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

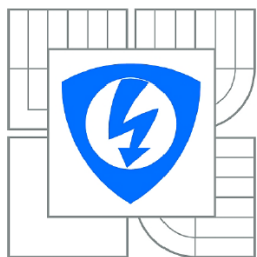
Bc. ONDŘEJ PIJÁČEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. LIBOR VESELÝ, Ph.D.

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Ondřej Pijáček

ID: 146928

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/2016

NÁZEV TÉMATU:

Univerzální řídicí jednotka pro BLDC motory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem diplomové práce je prozkoumat vlastnosti rozdílných typů BLDC motorů a porozumět řízení a unifikaci řídicího algoritmu pro BLDC motory. Dále je třeba vyhodnotit požadavky a provést návrh konceptu řešení. V poslední fázi je třeba provést výběr vhodných komponent pro realizaci prototypu řídicí jednotky. V rámci diplomové práce:

1. Zpracujte rešerši týkající se problematiky konstrukce BLDC motorů.
2. Popište dostupné algoritmy řízení BLDC motorů.
3. Navrhněte koncept obvodového schématu prototypu řídicí jednotky.
4. Navrhněte software pro řízení prototypu řídicí jednotky.
5. Ověřte funkčnost navrženého řízení s více BLDC motory.

Práce bude realizována ve spolupráci se společností Honeywell International, s.r.o.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Skalický, J. Elektrické regulované pohony. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 16.5.2016

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

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem univerzální řídicí jednotky pro BLDC motor napájené z palubní sítě letadla 28 V schopné řídit motor do 10 A. Maximální výkon motoru je okolo 250 W. Důležitým předpokladem jednotky je možnost řídit různě velké motory bez nutnosti měnit zapojení desky, pouze pomocí konfiguraci v pomocné paměti jednotky. K řízení různých motorů tedy stačí jedna jednotka s jedním programem bez nutnosti jakkoli do jednotky zasahovat.

Klíčová slova

BLDC, bezkartáčový, motor, bezsenzorové, senzorové, sinusové, řízení, vektorové, digitální, signálový, procesor, mikrokontrolér, DSP, DSC, MCU, servořízení, regulátor

Abstract

This thesis describes the design of universal control unit for BLDC motor powered from airplane power distribution system of 28 V capable of driving motor up to 10 A. The maximal engine power is about 250 W. Important prerequisite is possibility of driving various motor size without needs of changing wiring board using only the configuration in the auxiliary memory unit. To control different motors is enough one unit with one program without any way to interfere to the unit itself.

Keywords

BLDC, brushless, motor, sensorless, sensed, driving, space, vector, field, oriented, control, digital, signal, processor, microcontroller, DSP, DSC, MCU, servo, controller

Bibliografická citace:

PIJÁČEK, O. *Univerzální řídicí jednotka pro BLDC motory*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 69 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Libor Veselý, Ph.D..

Prohlášení

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

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

V Brně dne:

.....

podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod.....	10
2	Konstrukce BLDC motoru	11
2.1	Pólové páry rotoru.....	11
2.2	Motor s vnitřním rotorem.....	12
2.3	Motor s vnějším rotorem.....	13
2.4	Plochý motor	14
3	Řízení BLDC motorů	15
3.1	Řídicí PWM signál.....	15
3.2	Řízení spínání tranzistorů v měniči.....	16
3.2.1	Bipolární spínání	17
3.2.2	Unipolární spínání.....	17
3.3	Řízení spínání tranzistorů ve větvi.....	18
3.4	Měření polohy rotoru	18
3.4.1	Bezsenzorové měření polohy rotoru	18
3.4.2	Senzorové měření polohy rotoru	20
3.4.2.1	Hallové sondy	20
3.4.2.2	Resolver	21
3.4.2.3	Magnetorezistivní senzor	22
3.4.2.4	Inkrementální enkodér	23
3.4.2.5	Rotační enkodér	24
3.5	Řízení motoru.....	25
3.5.1	Lichoběžníkové řízení.....	25
3.5.2	Sinusové řízení.....	27
4	Návrh topologie.....	30
5	Výběr komponent.....	32
5.1	DSP a MCU	32
5.2	Frekvenční měnič.....	34
5.3	Měření proudu.....	37
5.3.1	Měření úbytku napětí na rezistoru.....	37
5.3.2	Měření magnetických účinků proudu.....	38
5.4	Resolver	38
5.5	Komunikace	39

5.6	Napájecí zdroj	40
6	Návrh softwarového řešení.....	43
7	Hardwarové řešení.....	46
8	Software kontroléru.....	48
8.1	Brzdění motoru	48
8.2	Realizace řídicího algoritmu	48
8.3	Návrh regulátorů	50
8.4	Spuštění jednotky	53
9	Testování	55
9.1	Testování PWM generátoru	56
9.2	Testování funkcí motoru	57
9.3	Měření proudu na odporu a Hallovým snímačem.....	58
10	Závěr.....	61

1 ÚVOD

Dříve se v praxi často používaly kartáčové stejnosměrné motory – BDC. V poslední době se však čím dál více nahrazují bezkartáčovými stejnosměrnými motory – BLDC [1]. Důvodem je velké opotřebení kartáčů komutátorového stejnosměrného motoru a tak menší životnost spolu s častou údržbou. Dále tyto BDC motory při vyšších otáčkách vytváří velké EMI rušení, což může mít negativní vliv na okolní elektronická zařízení. Mezi hlavní výhody však patří jednoduché řízení díky mechanickému komutátoru.

BLDC motory díky absenci mechanického komutátoru nevyžadují častou údržbu. V případě vhodně zvolených samomazných ložisek téměř žádnou údržbu. Navíc samotné motory nezpůsobují téměř žádné elektromagnetické rušení. Absence komutátoru má však i své úskalí v podobě složitějšího řízení motoru. Pro správnou komutaci je tedy třeba speciální řídicí jednotka.

Cílem této práce je navrhnout univerzální řídicí jednotku pro BLDC motory spolu s možností servořízení (zpětnovazebním řízením polohy motoru). Na trhu se objevují spousty různých bezkartáčových motorů vyžadujících trochu odlišný přístup řízení. Cílem je tedy sjednotit tyto požadavky a navrhnout modul pro řízení různých motorů o různé velikosti s primárním požadavkem na stejnosměrné napájení motoru 28 V, maximálním proudem motoru do 10 A a 4-pólovým rotorem – bude vysvětleno dále.

2 KONSTRUKCE BLDC MOTORU

Elektromotor je elektrický stroj převádějící elektrickou energii na mechanickou. Pro své řízení kvůli absenci mechanického komutátoru může vyžadovat složitější řídicí jednotku řízenou například mikrokontrolérem (MCU). Motor je tedy elektronicky komutován, z toho plyne anglické označení EC – electronic commutated. O přenos výkonu do motoru se stará výkonový stupeň složený nejčastěji z tří polomostí tvořených elektronickými spínači – tranzistory [9].

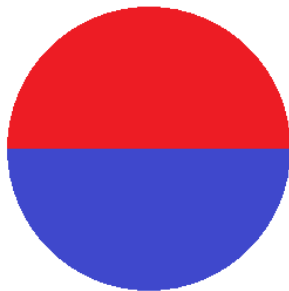
Každý elektromotor se skládá ze dvou částí, jimiž jsou rotor a stator. Podle jejich uspořádání se poté motory dělí do kategorií:

- s vnitřním rotorem
- s vnějším rotorem
- plochý (diskový) motor

2.1 Pólové páry rotoru

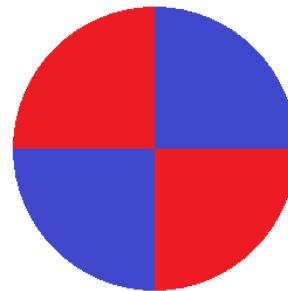
Velmi důležitým parametrem z hlediska konstrukce motoru je počet pólů rotoru, neboli také pólových dvojic rotoru tvořeného permanentním magnetem. U menších motorů s vnitřním rotorem se můžeme často setkat s menším počtem pólových dvojic, nejčastěji jednou či dvěma. Rozdělení pólů motoru je dobře patrné z obrázku 1.

Rotor rozdělen na dvě poloviny



a) dvoupólový

Rotor rozdělen na 4 čtvrtiny



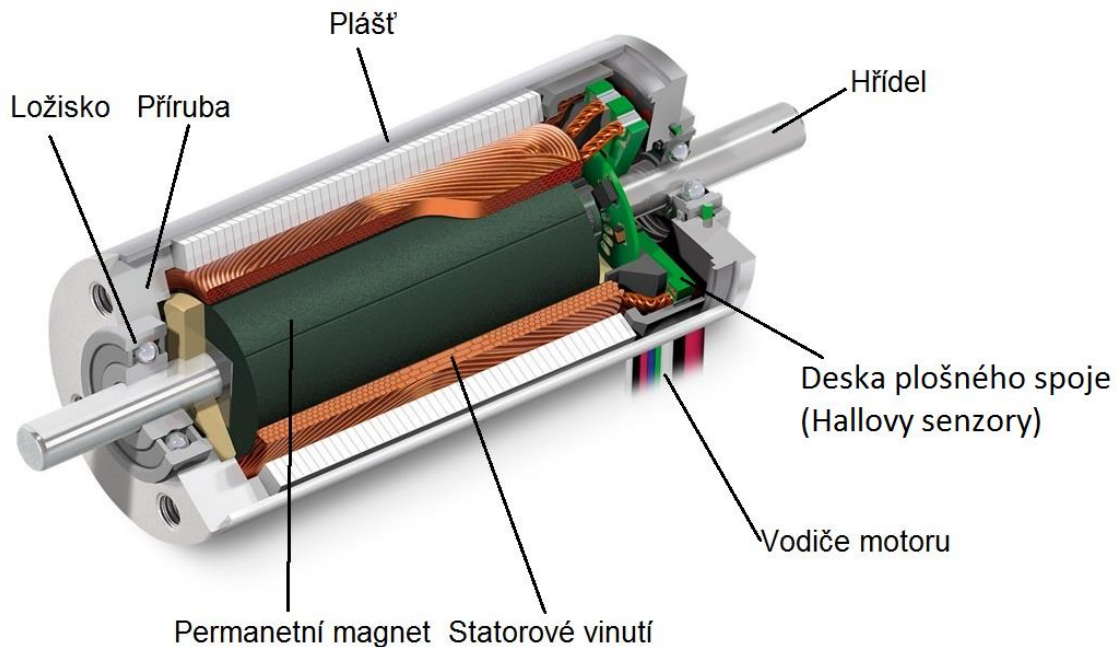
b) čtyřpólový

Obr. č. 1 - Dvoupólový a čtyřpólový permanentní magnet motoru

Počet pólových dvojic má také za následek snížení maximálních otáček motoru. Elektrické otáčky jsou tedy n -násobně vyšší než mechanické otáčky hřídele, kde n udává počet pólových dvojic magnetu. Menší motory s nižším počtem dvojic tedy dosahují daleko vyšších otáček udávaných výrobcem na 1 Volt. Rychlost těchto motorů udává konstanta K_v s jednotkou RPM/V, tedy počet otáček za minutu při napětí na motoru 1 V.

2.2 Motor s vnitřním rotorem

Na obrázku níže je zobrazen motor s vnitřním rotorem v řezu [2]. Jedná se o nejvíce používanou konstrukci bezkartáčových motorů.



Obr. č. 2 - Konstrukce motoru s vnitřním rotorem [2]

Motor je uzavřen v kovovém obalu tvořícím stator. V přední a zadní přírubě je uloženo ložisko a ve válcovém obalu je umístěno statorové vinutí vytvářející točivé magnetické pole působící na rotor. V zadní části motoru bývá uložena elektronika (prvky pro snímání polohy rotoru, kabeláž pro připojení). Pro určení polohy lze v jednoduchých aplikacích použít Hallový sondy snímající magnetické pole rotoru. Pro složitější aplikace lze pak použít buď mechanický enkodér nebo resolver. Pro nejjednodušší aplikace (řízení pouze rychlosti motoru) nemusí mít motor žádný snímač a lze jej úspěšně řídit pomocí měření zpětného indukovaného napětí motoru – bezsenzorové řízení. Rotor je poté tvořen hřídelí a permanentním magnetem.

Mezi výhody tohoto motoru patří jeho jednoduché chlazení, jelikož je jeho statorové vinutí uloženo přímo na plášti motoru a tak lze použít plášť motoru jako chladič. Tato konstrukce mu také dodává velkou tuhost a pevnost při zatížení.

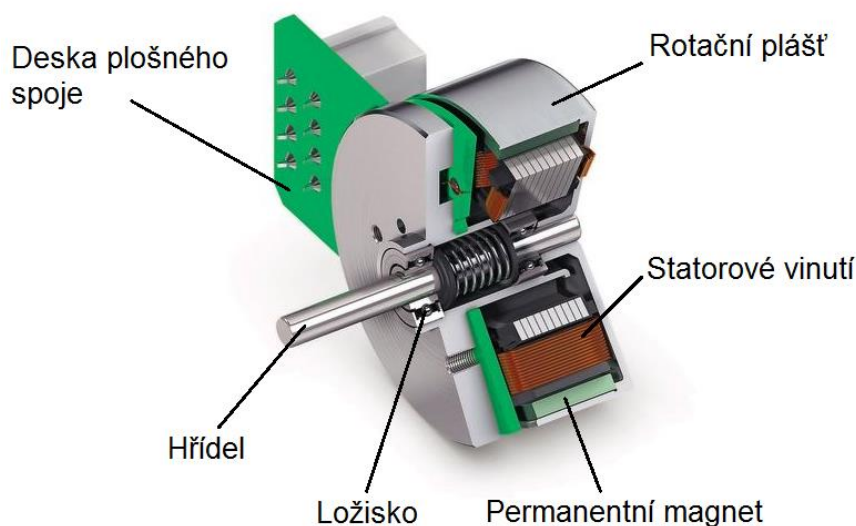
Motory s vnitřním rotorem se často vyskytují jako vysokootáčkové, což není vhodné pro všechny aplikace a je tedy nutno použít převodovku. Nejčastěji používané planetové převodovky však také nejsou vhodné pro velmi vysoké otáčky a cena takové převodovky s maximální konstrukční rychlostí přes 10.000 ot/min může být větší než cena motoru. Při návrhu pohonu je tedy potřeba dbát na zvolení vhodné rychlosti motoru. Vysoké otáčky motoru, pokud jsou vyžadovány aplikací, však přináší ještě jednu nevýhodu. Tou je malá indukčnost vinutí motoru z důvodu dosažení velkých otáček, což způsobuje velké rozběhové proudy a cívky se tak mohou i rychleji přesytit – proud do cívky se stále

zvětšuje, ale již se nezvyšuje intenzita magnetické pole tvořeného cívkou. K řízení takového motoru je tedy třeba zvýšit spínací frekvenci budících tranzistorů, což má za následek zvýšení spínacích ztrát měniče.

Parametry motorů odpovídající zadání práce vychází z portfolia švýcarské firmy Maxon Motor [3], která má ve své nabídce velké množství vyráběných motorů spolu s možností volby příslušenství pro motory. Výhodou je také český zástupce, firma Kwapil & Co [4], pro možnost konzultace parametrů bezkartáčových motorů. Nabízené motory jsou ve velikostech 16 – 40 mm v průměru o výkonech 5 – 480W. Jedná se o řady EC-max (dvoupólové motory) a EC-4pole (čtyřpólové motory).

2.3 Motor s vnějším rotorem

Jako další BLDC pohony se velmi často používají motory s vnějším rotorem. Vyobrazen je na obrázku č. 3 [5].



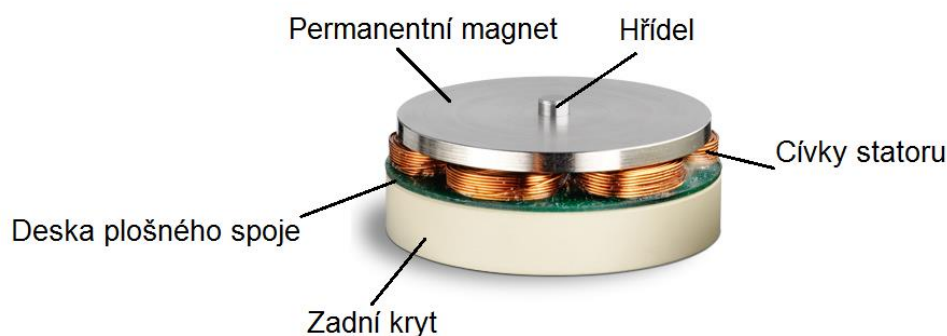
Obr. č. 3 - Řez motorem s rotačním pláštěm [5]

Tyto motory se nejčastěji používají v běžné spotřební elektronice, jako jsou CD přehrávače, domácí kina, polohování antén, atd. Dále se tyto motory používají v robotice a modelářství (například drony). Tyto motory se vyznačují rotačním pláštěm, v němž jsou uloženy permanentní magnety. Statorové vinutí je tak schováno uvnitř motoru na přírubě, kde dochází k obtížnějšímu chlazení kvůli malé ploše pro odvod tepla. Jejich chlazení však není tak velký problém, jelikož často mívají účinnost okolo 80 – 90%. Tyto motory se tedy často využívají pro malé nebo střední výkony. Pro větší výkony nad jednotky kW jsou již jen výjimečné případy. Velmi často však nedochází k jejich nepřetržitému provozu na plný výkon. Proto jejich chlazení není takový problém, jelikož jsou často obtékány proudem vzduchu, který zajišťuje potřebný odvod tepla. Jejich hlavní výsadou je však větší počet pólů, standardně 4 nebo 8, ale i více. Díky tomu mají motory nižší otáčky při větším momentu.

Tyto motory jsou hodně oblíbené u modelářů díky svému vysokému výkonu při velmi nízké hmotnosti motoru. V tomto využití jsou však také kladeny požadavky na vysoké otáčky motorů a tak konstrukce vychází z jednotek závitů při velmi malé indukčnosti statorových cívek motoru. Řízení je tak velmi složité, neboť cívky motoru se velmi rychle přesytí (přestane růst magnetický tok v jádře a dále roste jen proud cívkou), což znesnadňuje celkové řízení motoru. K řízení je tak třeba zvýšit spínací frekvenci frekvenčního měniče, což má za následek zvýšení spínacích ztrát, a je tedy třeba chladit i samotný měnič.

2.4 Plochý motor

Ploché motory se často používají v aplikacích vyžadujících malou hloubku motoru. Jejich konstrukce je patrná z následujícího obrázku 4 [6].



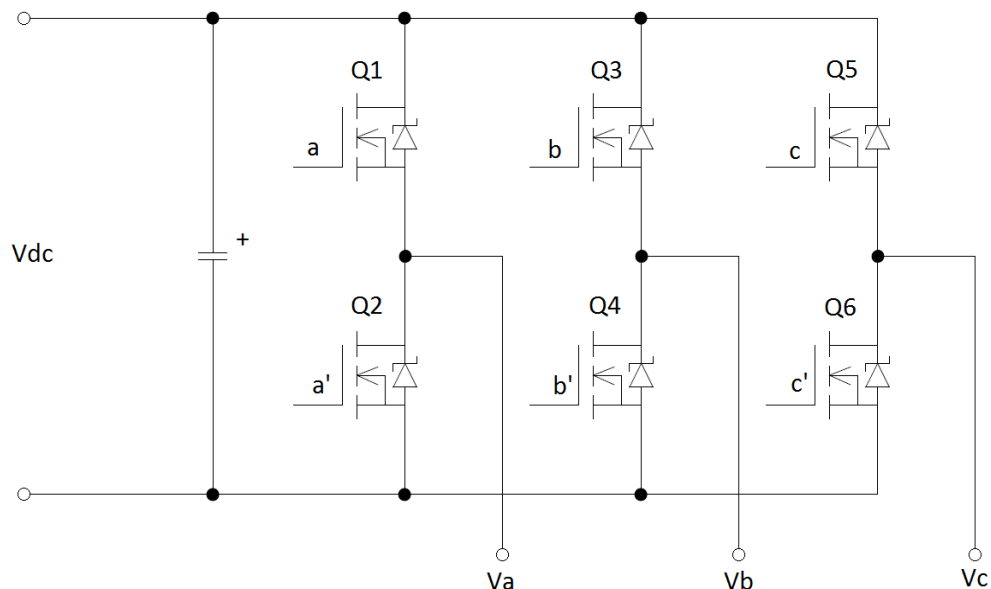
Obr. č. 4 - Konstrukce plochého motoru [6]

Díky této malé hloubce jsou vestavné do různých aplikací od klinických přístrojů, respirátorů, multimediálních přístrojů, ventilů až po čtečky čárových kódů. Zkrátka nacházejí své uplatnění všude, kde je třeba miniaturizace, ale zachování velkého výkonu. Tento konkrétní motor 32BF nuvoDisc z obrázku 4 využívá samonosné cívky bez jader. Můžeme však nalézt motory i s cívkami na jádrech. Záleží na konstrukci výrobce. Jejich výška zpravidla nepřesahuje 15 mm a vyznačují se právě diskovým magnetem rotoru. Tento design neprodukuje velké teplo, a proto není třeba zvláštního chlazení.

Motory nuvoDisc jsou vysokootáčkové s hranicí okolo 50.000 ot/min. Navrženy jsou pro maximální snížení vibrací a přeskokování, aby byly schopny hladšího chodu [7]. Díky samonosným cívkám také nemají žádné ztráty vířivými proudy v železe a dosahují tak vysoké účinnosti. Konstrukce vychází z více pólového rotoru a měření polohy je často prováděno Hallovými sondami urytými v samotných cívkách statoru přímo na desce plošného spoje.

3 ŘÍZENÍ BLDC MOTORŮ

Pro řízení BLDC motorů se využívá frekvenčního měniče, který ve statoru vytváří točivé magnetické pole. Základní schéma měniče je na následujícím obrázku 5.



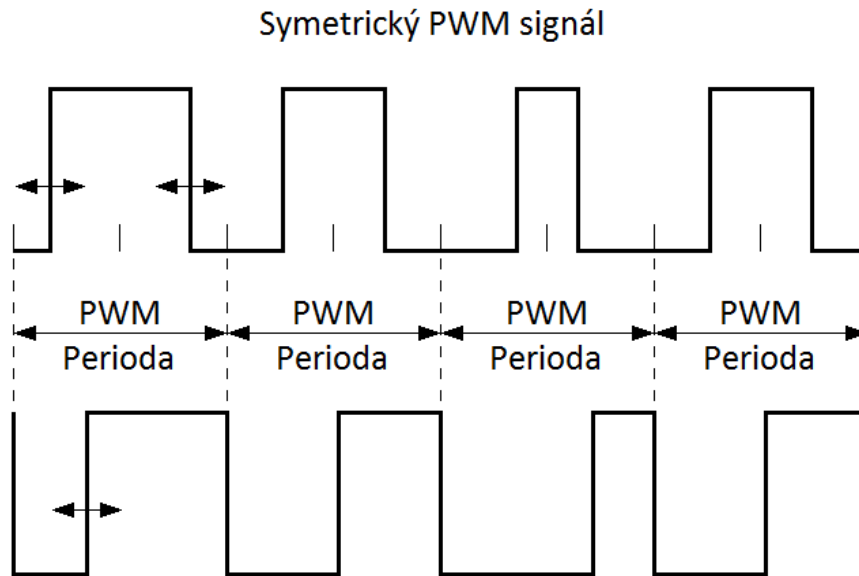
Obr. č. 5 - Frekvenční měnič pro řízení BLDC motoru

Zapojení měniče vychází ze spínacího polomostu pro každou fázi motoru. Jednu fázi je tedy možno připojit ke kladné větvi napájecího zdroje nebo invertovaným signálem k záporné větvi (např. Q1 se signálem a, a Q2 se signálem a'). V současné době se nejvíce využívají MosFET tranzistory pro malá a nízká napětí a pro vysoká napětí IGBT tranzistory. Dříve bylo možno nalézt v těchto aplikacích i bipolární tranzistory, ale kvůli jejich potřebě značně vysokého bázevého proudu pro sepnutí je nahradily právě zmíněné unipolární tranzistory.

Antiparalelní diody se k tranzistorům umísťují z důvodu vedení proudu. Jelikož spínáme indukční zátěž, kterou motor představuje, při rozepnutí tranzistoru teče cívkou i nadále proud. Spodní dioda tedy přebere vedení proudu a ten teče zpět do hlavního kondenzátoru. Diody tedy vedou proud během zbytku periody sepnutí tranzistoru.

3.1 Řídicí PWM signál

Používá se pro řízení výkonových spínacích prvků. Při řízení tranzistorů bychom mohli užít i analogového signálu, ale na tranzistorech by vznikala velká výkonová ztráta a klesala by tak účinnost měniče. Tranzistory se proto používají ve spínacím režimu plně otevřen nebo uzavřen. Existují dvě metody, jak účinně generovat PWM signál, a to symetricky, anebo asymetricky [8] – obrázek č. 6. Vychází se z průběhu vzhledem k periodě generování. Symetrický signál je uprostřed středy a asymetrický signál začíná nebo končí s periodou.



Asymetrický PWM signál
Obr. č. 6 - Symetrický a asymetrický PWM signál

Asymetrický signál lze lehce generovat za využití čítače, kdy při rovnosti nastavené hodnoty nastavíme pin procesoru do logické “1” a při odečtu na nule k resetu do logické “0”. Naproti tomu symetrický signál lze vytvořit z trojúhelníkového čítání nahoru a dolů, kdy při čítání nahoru nastavujeme hodnotu pinu a při čítání dolů resetujeme pin.

Hlavní výhodou symetrického signálu je možnost nastavení takzvané “deadtime“ doby neboli mrtvého pásma, při níž jsou oba tranzistory horní i spodní vypnuty. Zde je mrtvé pásmo tvořeno přímo v čítači generujícím PWM signál rozdílnými hodnotami pro generovaný signál. Pokud bychom zapnuly horní i spodní tranzistor najednou, došlo by v měniči ke spojení nakrátko. Proto jsou některé budiče výkonových tranzistorů vybaveny obvody proti otevření obou tranzistorů, horního i spodního, najednou. Další výhodou symetrického signálu v oblasti EMC je také menší počet vyšších harmonických způsobených spínáním tranzistorů, neboť spínáme poměrně vysoké proudy. Z hlediska Fourierovy transformace je totiž signál postaven na jedné dominantní spínací frekvenci, kdežto asymetrický signál z důvodu neustálého posuvu středu v PWM signálu vytváří velké množství vyšších harmonických rozprostřených okolo spínací frekvence.

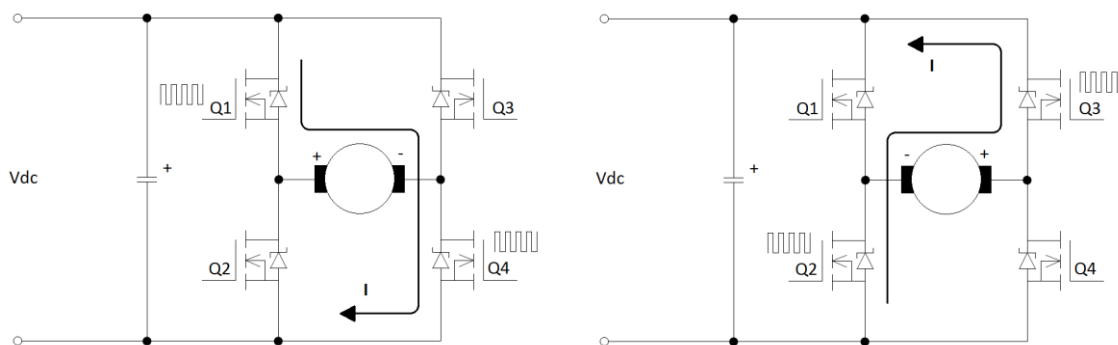
Naproti tomu je nevýhodou symetrického signálu doba čítání čítačem. K vytvoření je třeba dvojnásobného počtu taktovacích impulzů. Při použití čítače s nižším rozlišením okolo 10 bit lze tento nedostatek napravit zdvojnásobením taktovacích impulzů pro nižší frekvence PWM signálu.

3.2 Řízení spínání tranzistorů v měniči

Spínat cívky motoru můžeme bipolárně nebo unipolárně [9]. To souvisí s napětím připojeným na svorkách motoru. Pro jednodušší představu lze toto spínání předvést na úplném mostu ze 4 tranzistorů a DC motoru.

3.2.1 Bipolární spínání

Při bipolárním spínání vycházíme z přepínání zátěže mezi větvemi v obou polaritách. Tedy Q1 a Q4 jsou v první části periody zapnuty, Q2 a Q3 jsou vypnuty. V druhé části periody je stav opačný. Q1 a Q4 jsou vypnuty a zapínají se Q2 a Q3 – obrázek č. 7.

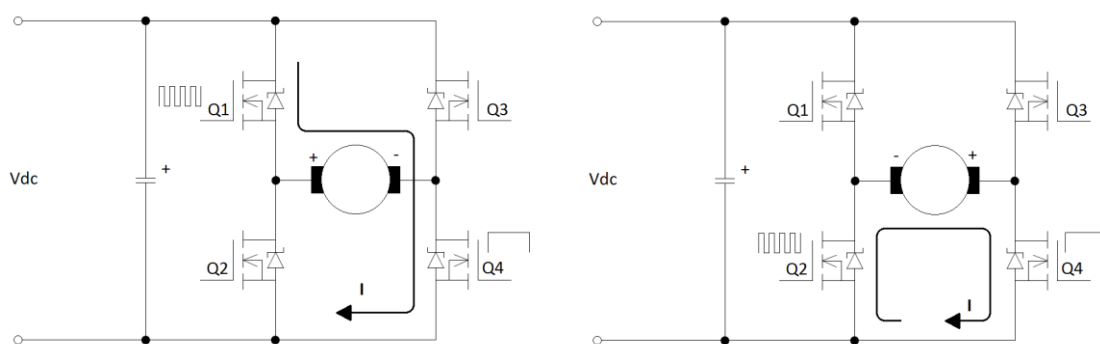


Obr. č. 7 - Bipolární spínání tranzistorů frekvenčního měniče

Proud motorem prochází střídavě a při střídě 0,5 kdy jsou obě části periody stejně dlouhé, motor stojí. Je aktivně brzděn a spotřebovává tím energii ze zdroje. Jakmile začne převažovat některý sepnutý stav, střední hodnota napětí na motoru tedy nebude nulová a motor se roztočí daným směrem.

3.2.2 Unipolární spínání

Unipolární spínání vychází z přepínání v jedné větvi a to střídáním tranzistoru Q1 a Q2 – obrázek č. 8.



Obr. č. 8 - Unipolární spínání tranzistorů frekvenčního měniče

Střídá těchto dvou tranzistorů (poměrná doba sepnutí během jedné periody) poté tvoří požadovanou střední hodnotu napětí na motoru.

Brzdění motoru lze provést jednoduše sepnutím spodních tranzistorů Q2 a Q4, kdy dochází ke zkratování motoru, kde se indukovaná energie do motoru vlivem externího zdroje pohybu motoru okamžitě vybíjí. Toto brzdění je však méně účinné než bipolární brzdění. Zato ale nespotebovává velké množství energie, kterou je třeba dodávat do motoru. Ve většině případů je však tento způsob dostatečný, jelikož je za motorem často

umístěna převodovka a okolí tak nepůsobí dostatečnou silou, aby motorem otočilo, popřípadě nepotřebujeme udržet za každou cenu motor v jedné poloze a mírné pootočení v aplikaci nevádí. Výhodou je ovšem menší spotřeba měniče v klidové poloze motoru.

3.3 Řízení spínání tranzistorů ve větvi

Rozlišujeme nezávislé a komplementární spínání tranzistorů. U nezávislého spínání řídíme pomocí PWM signálu jeden tranzistor ve větvi. Tím nastavujeme střední hodnotu napětí. Druhý tranzistor v jiné větvi je pak permanentně zapnutý.

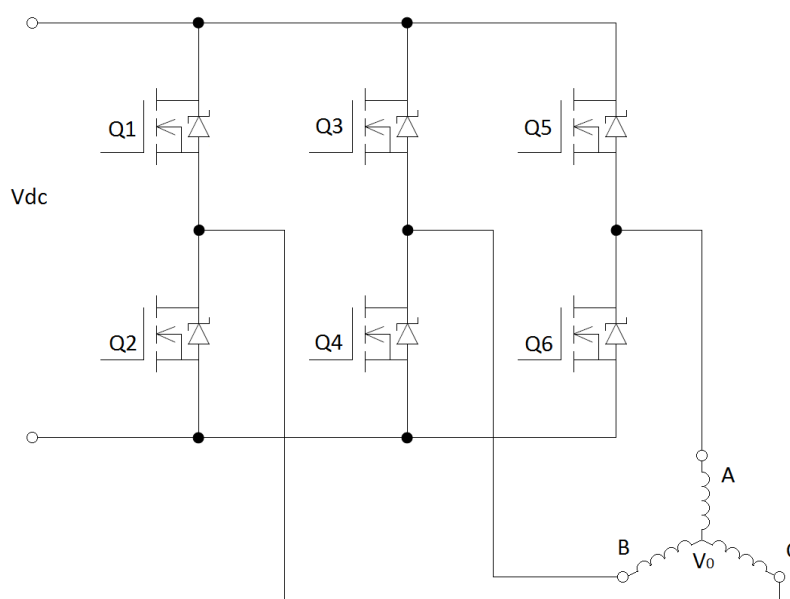
U komplementárního spínání nám PWM ovládá jeden tranzistor a k ní inverzní signál ovládá druhý tranzistor. Jelikož ale tranzistory nejsou ideální součástky, a zapínají se, popřípadě se vypínají v konečném čase, může nastat zkrat vlivem přechodového děje při vypínání tranzistoru. Proto se do signálových cest vkládá zpožďovací obvod, popřípadě je již integrován do budiče tranzistorů.

3.4 Měření polohy rotoru

Abychom mohli motor správně komutovat, tedy jej rozpohybovat bez větších výkyvů točivého momentu, je nutno znát polohu rotoru alespoň přibližně $\pm 30^\circ$ elektrických stupňů. Od polohy rotoru se totiž odvíjí napájení motoru na jeho jednotlivých fázích, tedy sled impulzů otevírajících tranzistory měniče pro komutaci.

3.4.1 Bezsenzorové měření polohy rotoru

BLDC motory jsou často třífázové. Některé jsou i vícefázové, ty však nejsou tématem této práce. Pro měření polohy rotoru lze tedy použít vhodného způsobu měření na jednotlivých fázích.

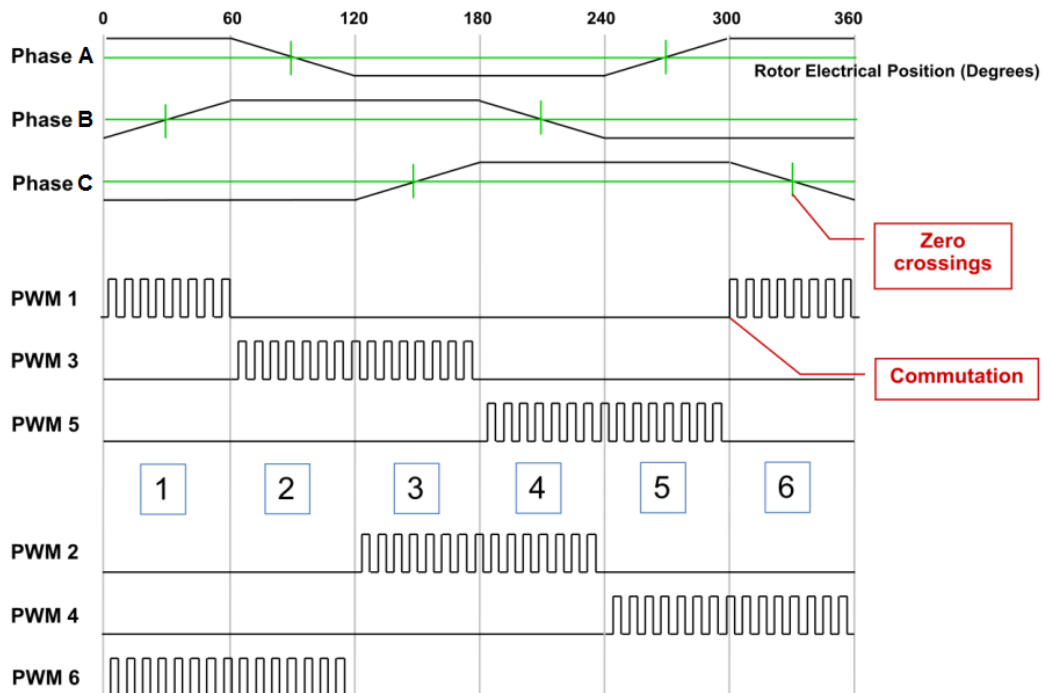


Obr. č. 9 - Měření zpětného indukovaného napětí

Jednou z možností je využít metodu měření zpětného indukovaného napětí na třetí nebuzené cívice motoru, takzvané “BEMF“, jelikož je motor složen ze tří cívek. Princip měření je patrný z obrázku 9. Podmínkou pro správné vyhodnocování indukovaného napětí je napájení dvou cívek a odpojení měřené větve spolu s nulovým odebíraným proudem měřenou cívkou. Napětí naměřené na svorce motoru lze jednoduše odvodit.

$$u_c = \frac{3}{2} \cdot u_{c0} + \frac{U_{dc}}{2} \quad (1.1)$$

Rovnice 1.1 vychází z přičtení indukovaného napětí ve větvi C k virtuální nule V_0 tvořené motorem. Tento předpoklad může být zaveden pro zjednodušení, neboť zbylé dvě fáze jsou připojeny k plnému napájecímu napětí. Větve A a B tedy tvoří přes své cívky dělič napětí, a předpokládaný střed V_0 má tedy napětí rovné polovině napájecího napětí. Pokud poté prochází indukované napětí při točení motorem nulou (napětí na nepřipojené cívice vůči středu motoru je nulové), lze na svorce C naměřit přímo polovinu napájecího napětí. Pro vyhodnocení napětí je ale potřebná reference napětí, vůči které můžeme srovnávat. Můžeme tedy indukované napětí srovnávat vůči děliči napětí z napájecího napětí, což nám dává dostatečnou přesnost, pokud nemáme možnost měřit přímo střed motoru V_0 . Tento změřený průchod nulou nám posléze prozradí natočení rotoru, neboť v okamžiku nulového napětí, neboli také “zero crossing“, tedy průchodu virtuální nulou, je motor natočen právě na polovině dráhy, tedy 30° , pro následnou změnu komutace. Vše je dobře patrné z následujícího obrázku (obr. č. 10), na němž jsou také zobrazeny jednotlivé signály pro buzení výkonových tranzistorů v době jedné elektrické otáčky, nikoli mechanické otáčky hřídele.



Obr. č. 10 - Průběh indukovaného zpětného napětí na fázi otočení motoru [9]

Bezsenzorové snímání polohy se s oblibou používá pro jednoduché aplikace, kde je potřebná regulace rychlosti, nikoli regulace polohy rotoru. Pro správné měření totiž potřebujeme vyšší rychlost motoru. Jelikož se jedná o indukční stroj s cívkami, odpojená fáze může být rušena šumem, který nám v případě nízkých a velmi nízkých otáček může převyšovat indukované napětí. V takovém případě není možné přesně určit polohu hřídele a nelze tedy spolehlivě řídit motor.

Častým problémem je odhad polohy rotoru při spuštění řídicí jednotky. Dokud s motorem neotočíme, nebo nepoužijeme známý budící signál, neznáme ani žádné indukované napětí a nemáme možnost určit, či dopočítat polohu rotoru. Toto lze jednoduše vyřešit připojením libovolných dvou fází motoru k napájecímu napětí. Rotor se nastaví do známé polohy, jelikož při spuštění tranzistorů je známa polarizaci statoru, od které je již nadále možné řídit motor. Totéž se děje i po zastavení motoru.

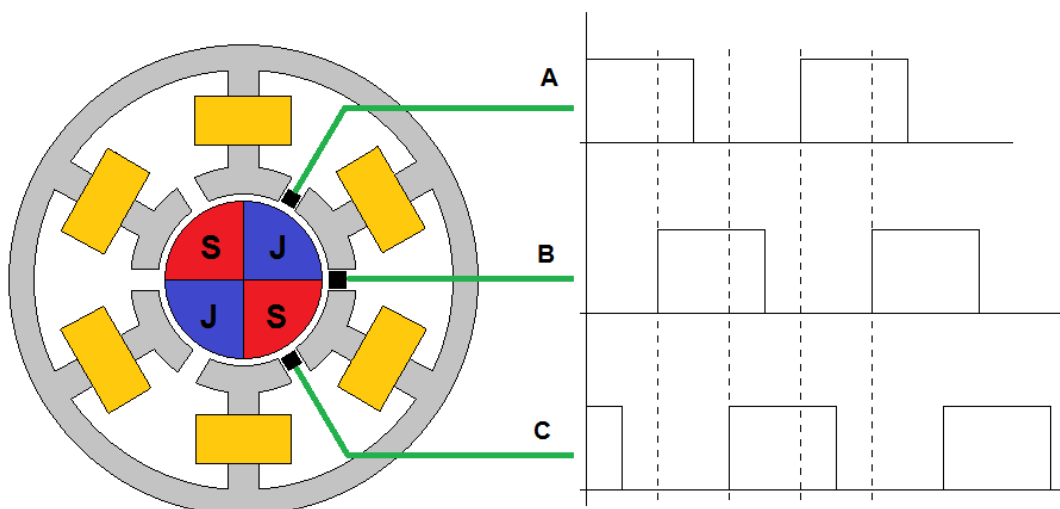
3.4.2 Senzorové měření polohy rotoru

Pro spolehlivější určení polohy a přesnější řízení motoru je vhodnější měřit polohu rotoru přímo. Dle známé polohy snímače umístěného přímo v motoru je možné motor komutovat v požadovaném směru. Podle přístupu k měření po zapnutí řídicí jednotky se dělí měření na určení absolutní pozice nebo relativní pozice.

Při absolutním měření polohy rotoru je pozice natočení hřídele známa ihned po zapnutí jednotky. Je tedy jednodušší začít komutovat motor v požadovaném směru a požadovanou rychlostí z tohoto bodu. Podle komutační tabulky je možno určit, které fáze právě sepnout. Při relativní pozici je třeba nejdříve dosáhnout vztažného bodu, který udává začátek, a od něj je následně možno měřit polohu hřídele.

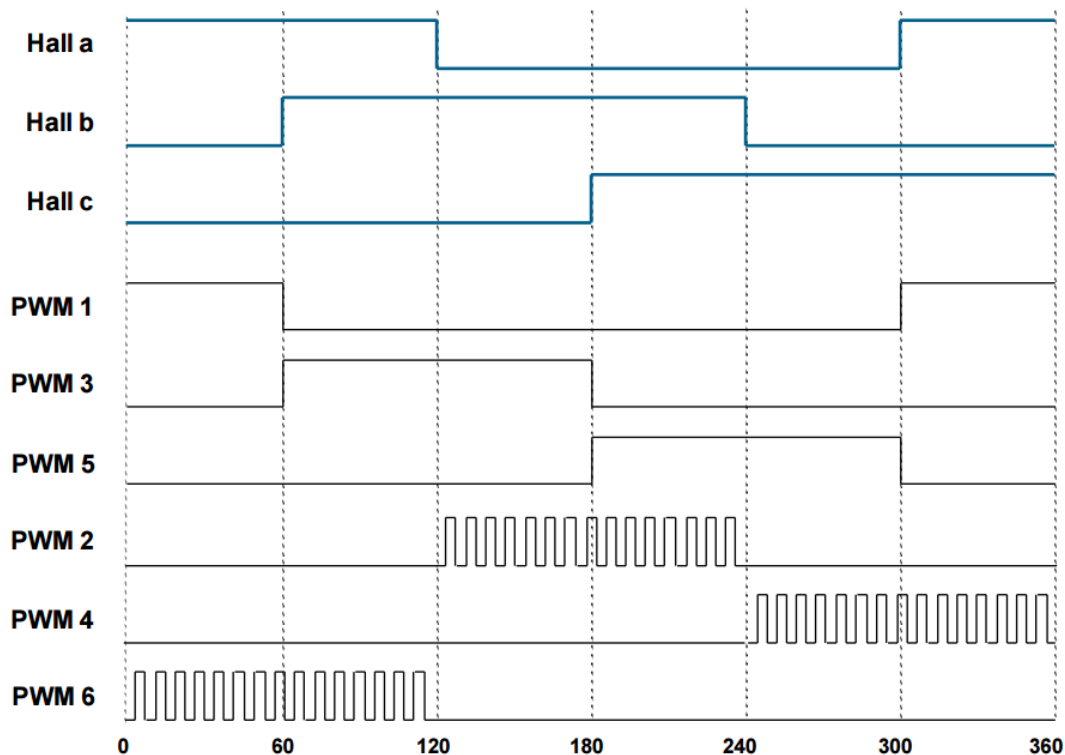
3.4.2.1 Hallové sondy

Mezi nejzákladnější snímače absolutní polohy patří Hallové sondy. Jejich umístění v motoru je patrné z následujícího obrázku 11.



Obr. č. 11 - Rozložení Hallových sond v motoru

Tyto sondy generují tři obdélníkové signály navzájem posunuté o 120° určující polohu rotoru podle natočení permanentního magnetu. Podle posloupnosti hran je možné určit směr otáčení rotoru, a následně jej komutovat. Více obrázek č. 12.



Obr. č. 12 - Generování signálů pro tranzistory podle stavu Hallových sond [9]

Hlavní výhodou těchto snímačů je bezpochyby cena, jelikož se jedná o tři malé součástky osazené přímo v motoru a schopné tak ihned po zapnutí řídicí jednotky určit polohu rotoru. Není tedy třeba jako v případě bezsensorového snímání pozice rotoru budit motor předem neznámým signálem. Jako nevýhoda tohoto řešení je jeho velmi malé rozlišení. Jelikož jsou senzory pouze tři a rozestaveny po 120ti elektrických stupních, dávají nám rozlišení 6 poloh po 60° . Pro přesné řízení polohy tedy Hallové sondy nejsou příliš vhodným řešením.

3.4.2.2 Resolver

Pro velmi přesné určení absolutní polohy rotoru můžeme použít resolver. Jedná se o rotační transformátor přichycený jednou částí na hřídeli motoru a druhou pevně přichycenou ke statoru. Resolvery se však výrobce od výrobce liší, proto i způsob uchycení může být značně odlišný. Některé resolvery jsou například zakrytované (obrázek č. 13 vlevo – převzato z [3]), jiné jsou pouze holé transformátory bez krytu pro zabudování přímo do motoru (výrobce př. Tamagawa – obr. č. 13 vpravo [10]).



Obr. č. 13 - Zakrytovaný resolver firmy Maxon Motor [3] a holé Tamagawa [10]

Resolver vyžaduje budící napětí s amplitudou několik voltů a frekvenci jednotky kHz. To se poté indukuje do dvou sekundárních vinutí vzájemně posunutých o 90° . Z polarity a amplitudy těchto napětí lze vypočítat přesnou polohu rotoru. Pro vyhodnocení signálu z resolveru i pro budící signál se již vyrábí konvertory, například firma Analog Devices [11] nebo Data Device Corporation [12]. Jedná se o řešení s jedním integrovaným obvodem vyžadujícím minimum okolních součástek. Jeho výstupem může být úhlová rychlost nebo úhel natočení v paralelním tvaru na sběrnici nebo sériových datech.

Hlavní výhodou resolveru je jeho přesnost a vysoké rozlišení, často až 16 bit. Jeho vyhodnocení však vyžaduje několik součástek navíc. Můžeme se setkat i s programovým řešením firmy Texas Instruments [13], které čítá z vyhodnocení dat pomocí DSP kontroléru.

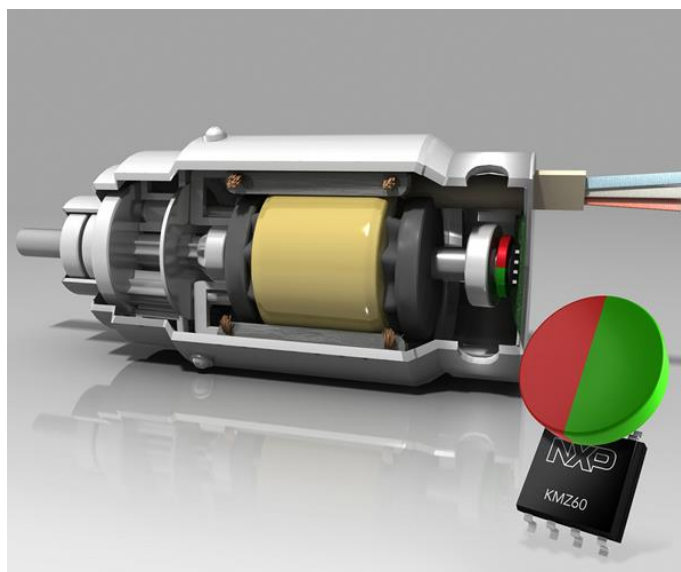
Další výhodou je i bezkontaktní měření, jelikož se jedná o rotační transformátor, není problémem vzduchová mezera mezi jádrem a transformátorem. Transformátor ovšem nesnáší velké vibrace a vyšší teplotu, která může nastat při krátkodobém přetěžování motoru.

Cena resolveru se pohybuje až v rámci stovek dolarů a nejedná se tak o řešení pro nízkonákladové zařízení. Je nutno také brát zřetel na zvětšení celého pohonného systému a může také dojít na omezení maximálních parametrů systému, konkrétně otáček, jelikož resolvers jsou často vyráběny s rozsahem měření do 10.000 ot/min.

3.4.2.3 Magnetorezistivní senzor

Mezi nejnovější řešení absolutního měření polohy rotoru patří magnetorezistivní senzor polohy [14] – obr. č. 14.

Toto řešení se skládá z jednoho integrovaného obvodu uvnitř motoru měřícího magnetické pole z permanentního magnetu pevně přichyceného ke hřídeli. Jelikož se jedná o analogový obvod vyhodnocující magnetorezistory zapojené do plného mostu, je výstup analogový. Vytváří tak sinusový a kosinusový signál. Jeho amplituda je nezávislá na síle magnetického pole díky integrovaným zesilovačům uvnitř čipu. Rozlišení je pak dáno rozlišením měřícího analogově-digitálního převodníku na měřící nebo řídicí desce.



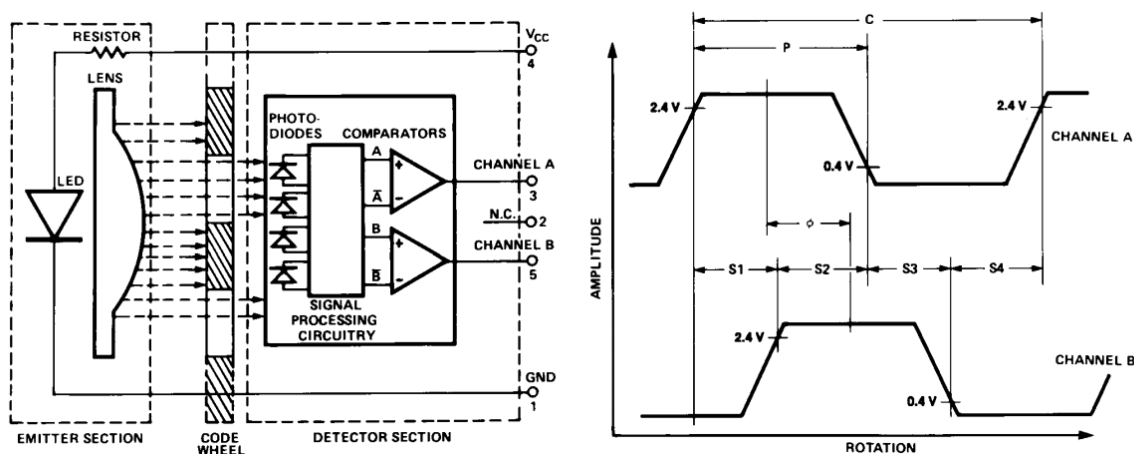
Obr. č. 14 - Magnetorezistivní senzor polohy [14]

Mezi velké výhody patří nezatěžování motoru, jelikož se jedná o plně bezkontaktní měření. Některé snímače jako tento KMZ60 [14] od firmy NXP jsou necitlivé na chybu pozice měřícího obvodu vůči magnetu, a měří tak pouze úhel natočení. Je také odolný na vibrace a vyšší teploty.

3.4.2.4 Inkrementální enkodér

Jedná se o základní snímač relativní polohy. Je tedy třeba nejdříve otočit motorem pro nalezení nulové značky a poté již můžeme od tohoto bodu měřit polohu s vysokým rozlišením, běžně až 4096 kroků na otáčku (12-bitový enkodér – definováno diskem).

Optický enkodér je tvořen malým diskem s otvory po obvodu disku. Těmito otvory prosvěcuje zdroj světla v inkrementálním snímacím modulu a dopadající záření na fotocitlivé prvky je vyhodnoceno v logické části modulu. Ven z modulu bývají často vyvedeny signály A a B pro kvadrurní dekodér [15].



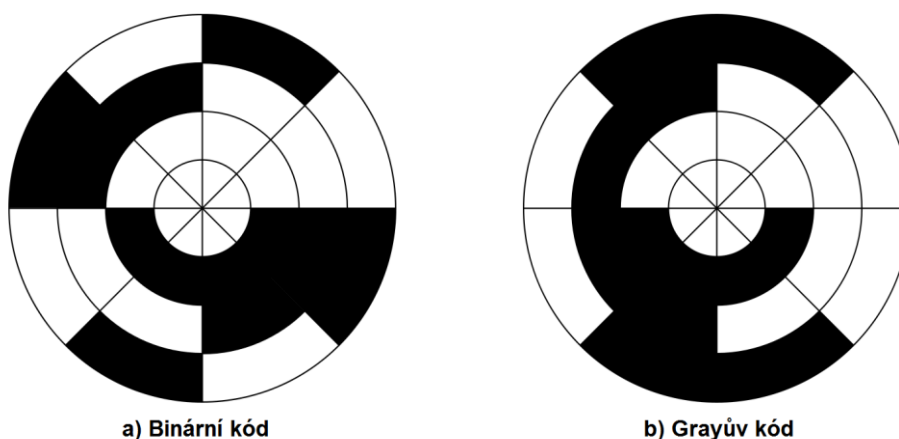
Obr. č. 15 - Blokové schéma kvadrurního enkodéru [15]

Hlavní výhodou je vysoké rozlišení měření pozice rotoru a jednoduché zpracování signálu tvořeného enkodérem, jelikož většina dnešních mikrokontrolérů již disponuje vnitřním dekodérem. Ani programové ošetření načítání polohy díky přerušení není velkým problémem. Není tedy třeba žádných dalších součástí okolo MCU. Naproti tomu nevýhodou může být vyšší cena za snímač a případná instalace k motoru, který k tomu není od výrobce uzpůsoben. Většina výrobců motorů pro automatizaci však již své motory nabízí v kombinaci s enkodérem přímo v těle motoru.

V aplikacích, kde požadujeme servořízení a nejsme limitováni pouze zpětnou vazbou od pozice rotoru, ale máme možnost měřit ještě například polohu klapky, kterou chceme pohybovat, nám nepůsobí relativní měření velké problémy při návrhu a adaptaci řešení.

3.4.2.5 Rotační enkodér

Jelikož je někdy požadavek měřit absolutní pozici rotoru, můžeme použít enkodér v binárním (obrázek č. 16 vlevo [16]) nebo Grayově kódu (obrázek č. 16 vpravo), což znamená způsob zápisu dat na kotouči.



Obr. č. 16 - Příklad kódování rotačního enkodéru [16]

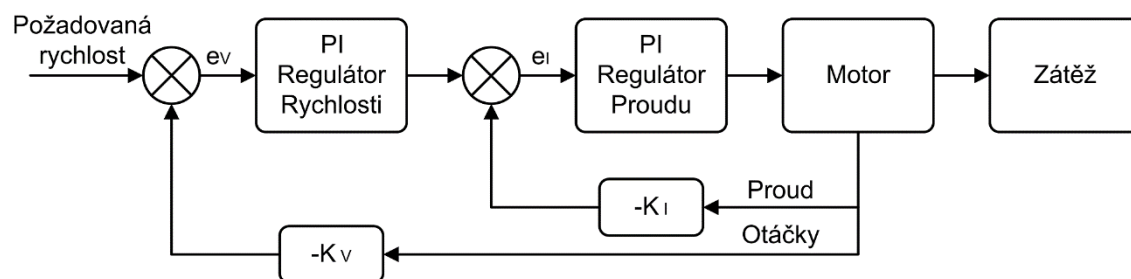
Hlavním rozdílem je posloupnost dat na kotouči. V binárním kódu se pozice vedle sebe liší o hodnotu 1, kdežto v Grayově kódu se liší ve změně pouze jednoho bitu. Hlavním důvodem použití Grayova kódu je vyloučení chyby při přenosu signálu. Nejsložitější částí rotačního enkodéru je mechanický disk s vícevrstevným zápisem dat, která se čtou opticky prosvitem kotouče. Výstupem z jednotky je tedy přesná úhlová poloha.

Mezi hlavní výhody tohoto řešení patří zejména možnost měřit absolutně polohu motoru. Vyhodnocení dat z čtecí jednotky je opět poměrně jednoduché a nevyžaduje složitý přístup v podobě externích součástí nebo složitého kódu v mikrokontroléru. Tyto enkodéry také můžeme sehnat v dostatečném rozlišení pro danou aplikaci. Problémem však může být cena tohoto snímače, neboť je složitá výroba kotouče o velkém počtu tras udávajících rozlišení. Cena rozšíření senzoru o 1 bit tak může být dvojnásobkem ceny původního snímače.

3.5 Řízení motoru

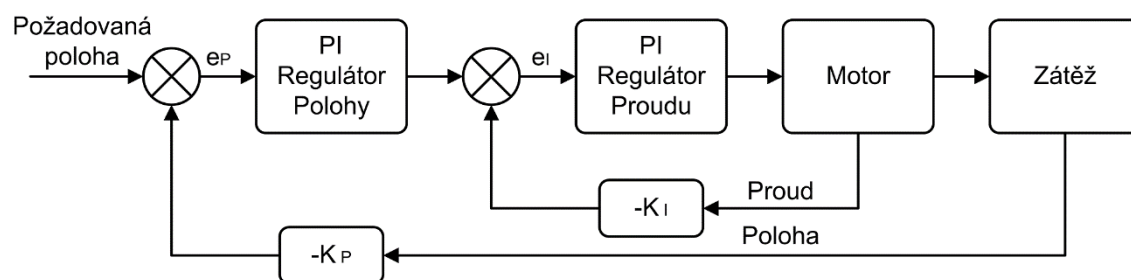
Jak již bylo zmíněno dříve, v praxi se využívá dvojího způsobu řízení motorů. Těmi jsou řízení rychlosti otáček motoru nebo řízení motoru na určitou polohu, neboli také servořízení.

V prvním případě tedy řídíme pouze komutaci motoru a při změně zátěže, tedy změně zatížení motoru, je třeba regulovat rychlost motoru zvýšením nebo snížením otáček. Tohoto řešení lze jednoduše realizovat jedním PI regulátorem řídícím přímo rychlost. Častěji se ovšem setkáme s podřízenou proudovou smyčkou s dalším regulátorem. Tato podřízená smyčka omezuje velké výkyvy příkonu motoru, jelikož nejsme schopni dodat nárazově vysoké proudy. Čím je řízení rychlejší, tím větší má proudové nároky na zdroj a všechny části řídicí jednotky spravující ovládání motoru. Příklad zapojení řízení je na následujícím obrázku (obr. č. 17).



Obr. č. 17 - Regulace rychlosti

V druhém případě servořízení zapojujeme namísto regulátoru rychlosti regulátor polohy. Zde je nutnost měřit polohu přímo i na zátěži, tedy ventilu, klapce atd. – obrázek č. 18.



Obr. č. 18 - Regulace polohy

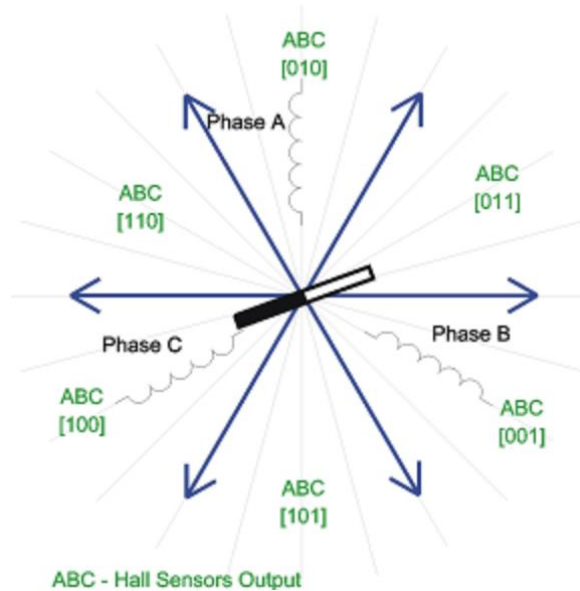
Pro řízení lze využít PID nebo PI regulátory s absencí derivační složky. Při použití PI regulátorů nedochází při skokové změně požadovaného vstupu k příliš velkým proudovým špičkám do motoru způsobeným derivační složkou.

3.5.1 Lichoběžníkové řízení

Základní princip spínání pro BLDC motory je naznačeno na obrázku 12. Řízení těchto motorů vždy vychází ze známé pozice rotoru. Je tedy třeba si určit metodu pro její snímání. Většinou se lichoběžníkové řízení používá pro jednoduché aplikace, kde si

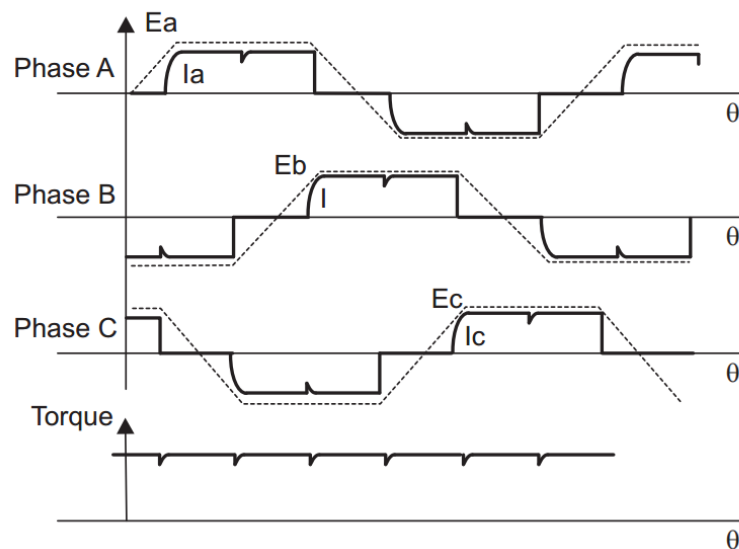
vystačíme s bezsenzorovým snímáním nebo s Hallovými sondami, především tedy aplikace na řízení rychlosti.

Metoda řízení vychází ze spínání pouze dvou fází měniče. Při počtu tranzistorů v měniči tak dostáváme 6 spínacích stavů. Jedna elektrická otáčka je tak rozdělena na 6 částí po 60° . Občas také bývá nazývána anglicky “six step“ – obrázek č. 19 [17].



Obr. č. 19 - Lichoběžníkové spínání pro Hallovy sondy v rotačních souřadnicích [17]

Výsledkem tohoto řízení není hladký průběh výstupního točivého momentu, ale zvlněný točivý moment [18]. Ten je způsoben právě ostrým přepínáním fází do lichoběžníkového tvaru. Toto řízení tedy není vhodné do aplikací vyžadujících jemný průběh krouticího momentu. Navíc je díky spínání pouze do šesti stavů motor značně hlučnější než při přesnějším sinusovém spínání. Průběh fázových napětí spolu se zvlněním výstupního výkonu je patrný z obrázku 20.



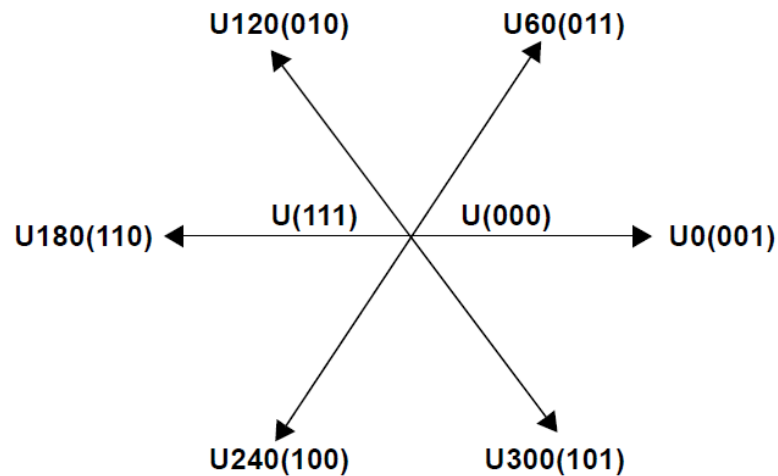
Obr. č. 20 - Proud a indukované napětí jednotlivých fází motoru a moment [18]

Výhodou tohoto řešení je ovšem jednoduchost a robustnost. Realizace například ventilátoru s BLDC motorem je tak programově velmi jednoduchá a poskytuje velmi účinné řízení. Jde také implementovat do velmi jednoduchých mikrokontrolérů s malým výpočetním výkonem. V případě snímání pozice rotoru Hallovými senzory lze logický řídicí obvod navrhnout i ze základních logických obvodů.

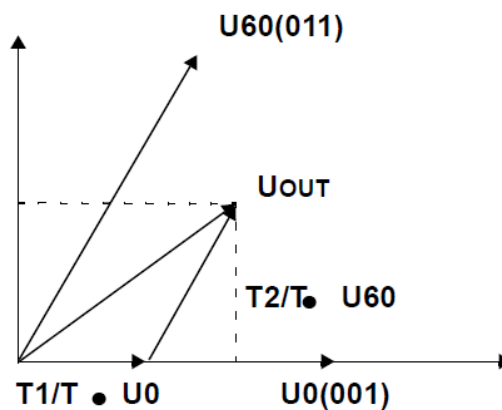
3.5.2 Sinusové řízení

Při sinusovém řízení používáme všechny tranzistory frekvenčního měniče najednou. Vytváříme jimi tři harmonické signály na jednotlivých fázích motoru vzájemně posunuté o 120° elektrických. Po připojení tohoto napětí na svorky motoru nám motor odebírá sinusový proud a vznikne ve statorovém vinutí točivé magnetické pole o konstantní velikosti. Proto je i výsledný točivý moment hladký.

Abychom vytvořili tyto sinusové signály na fázích motoru, používáme opět prostor rozdělený do 6ti částí po 60° - obrázek 21 [19]. Tyto části nám tvoří vektory a jejich sčítáním vytváříme výsledné signály napájející motor. Na obrázku 22 je poté vyobrazen výsledný vektor U_{OUT} složený ze dvou vektorů.



Obr. č. 21 - Rozdělení stavového prostoru pro 6 základních vektorů [19]



Obr. č. 22 - Příklad složení výsledného vektoru [19]

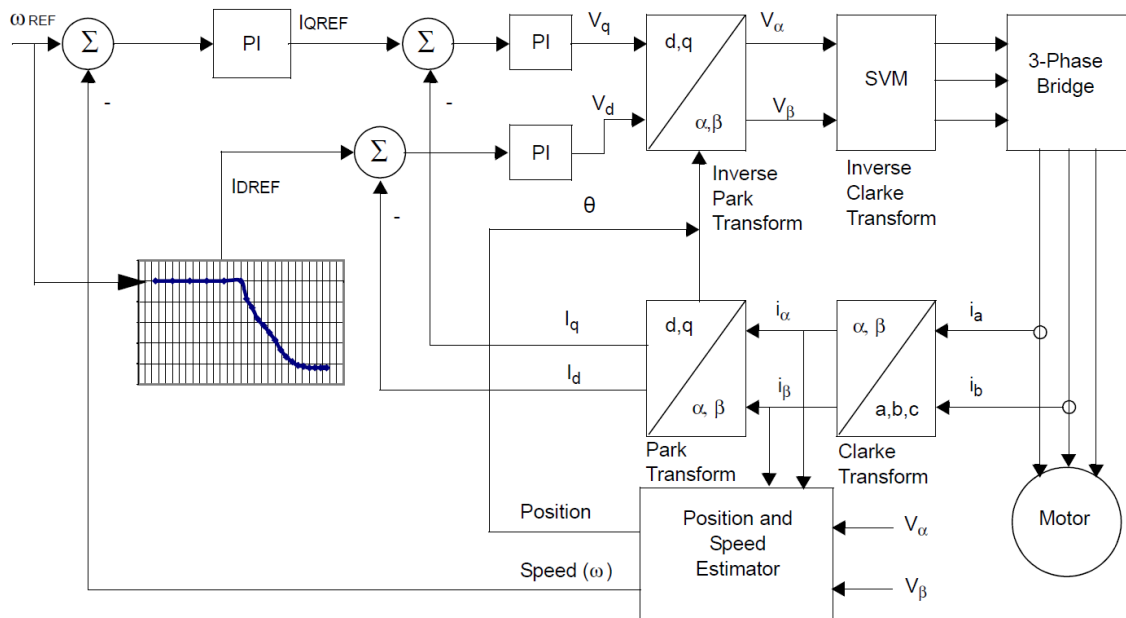
Jelikož pracujeme se všemi tranzistory najednou, namísto šesti stavů, jako v případě lichoběžníkového řízení, nám ještě přibývají další dva, a těmi jsou všechny horní tranzistory sepnuty – U(111) a všechny dolní tranzistory sepnuty – U(000), jak je názorné z obrázku 21. Tato čísla nám udávají stav ve větvi. Pro sepnutý horní tranzistor máme označen stav 1 a pro sepnutý dolní tranzistor stav 0.

Pro konkrétní výpočet výstupního vektoru si musíme nadefinovat časové konstanty udávající dobu sepnutí tranzistorů v jednotlivých stavech. Pro jednotlivé stavy U_0 , U_{60} atd. zavedme doby T_1 , T_2 atd. Stav U(000) si nadefinujeme s dobou T_0 , tedy zbytek periody, abychom dostali požadované napětí na fázi pomocí střídavy v daném stavu. Proměnná T je perioda generovaného signálu.

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (1.2)$$

$$U_{OUT} = \frac{T_1}{T} \cdot U_0 + \frac{T_2}{T} \cdot U_{60} \quad (1.3)$$

Pokud je motor buzen harmonickým napětím, odebíraný proud bude také harmonický. Tento proud je následně přepočítán Parkovou a Clarkovou transformací do d-q systému, který je spřažen s magnetickým tokem rotoru. d-složka je tokotvornou složkou proudu. V běžném režimu bez odbuzování se řídí na nulu. Důležitější je q-složka, která udává momentotvornou složku proudu. Při konstantní zátěži s požadavkem na konstantní moment vychází q-složka také konstantní. Je tedy možné použít pro její řízení obdobný regulátor proudu jako u DC motorů. Jako základní schéma pro výpočet pro bezsnímačové řízení můžeme považovat návrh z obrázku 23 [19]. Tato práce se zabývá návrhem sensorového řízení motoru, proto nebude použit blok pro odhad pozice a rychlosti, ale tyto parametry θ a ω budou měřeny.



Obr. č. 23 - Základní schéma pro výpočet transformací [19]

Jako vstupní data pro transformaci je třeba měřit fázové proudy motoru. Většinou jsou měřeny dva proudy a zbylý třetí je dopočítán.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.4)$$

Rovnice 1.4 nám popisuje 1. Kirchhoffův zákon pro motor, tedy součet fázových proudů i_a , i_b , i_c vtékajících do motoru je roven součtu proudů vytékajících z motoru. Při znalosti proudů již můžeme vypočítat vnitřní proměnné pomocí Clarkové a Parkovi transformace.

$$i_\alpha = i_a \quad (1.5)$$

$$i_\beta = \frac{i_a + 2 \cdot i_b}{\sqrt{3}} \quad (1.6)$$

$$I_d = i_\alpha \cdot \cos \theta + i_\beta \cdot \sin \theta \quad (1.7)$$

$$I_q = -i_\alpha \cdot \sin \theta + i_\beta \cdot \cos \theta \quad (1.8)$$

Rovnice 1.5 a 1.6 nám definují Clarkové transformaci a jsou tak vstupy pro určení pozice a rychlosti spolu s Parkovou transformací. Dále rovnice 1.7 a 1.8 nám definují Parkovu transformaci a jsou vstupy pro řídicí PI nebo PID regulátory. Jak je vidět, v rovnicích také vystupuje úhel θ , což je pozice rotoru. Proto je nutné tento úhel měřit přesně.

Abychom byli schopni ale řídit motor, je nutné data z regulátorů zpětně transformovat na námi požadované řídicí vektory pro frekvenční měnič.

$$V_\alpha = V_d \cdot \cos \theta - V_q \cdot \sin \theta \quad (1.9)$$

$$V_\beta = V_d \cdot \sin \theta + V_q \cdot \cos \theta \quad (1.10)$$

$$V_{r1} = V_\beta \quad (1.11)$$

$$V_{r2} = \frac{-V_\beta + \sqrt{3} \cdot V_\alpha}{2} \quad (1.12)$$

$$V_{r3} = \frac{-V_\beta - \sqrt{3} \cdot V_\alpha}{2} \quad (1.13)$$

Po výpočtu hodnot z regulátorů získáme hodnoty v rotačních d – q souřadnicích. Po dosazení do rovnic 1.9 a 1.10 získáme statické α – β souřadnice z Inverzní Parkovy transformace. Nyní již rovnicemi 1.11, 1.12 a 1.13 převedeme pomocí Inverzní Clarkové transformace vše do rotačních souřadnic pro statorové vinutí. Tím tedy získáme požadované napětí, které nastavujeme na měniči pomocí PWM pomocí skládání vektorů.

4 NÁVRH TOPOLOGIE

Nejdůležitější pro následný návrh samotné řídicí jednotky je zvolení vhodné topologie a výběr správných součástek pro její řízení. Jelikož je tato práce realizována ve spolupráci se společností Honeywell, bude dbáno na výběr komponent podle kritérií této firmy.

Jednotka bude napájena z palubní sítě letadla. Vstupní napětí je tedy definováno na 28 V nominálně. Jelikož je ale napětí generováno generátorem, můžeme se v palubní síti měnit v rozmezí 16 – 32 V. Při tomto napětí je ještě požadována plná funkce měniče. Je tedy třeba dbát na toto rozmezí při výběru vstupních komponent, aby napájecí část pracovala v tomto rozmezí spolehlivě. Aby bylo dosaženo spolehlivé regulace napětí pro napájení jednotky a minimálních ztrát, tedy maximální účinnosti, je vhodné při návrhu počítat se spínanými zdroji.

Dle zadání práce je třeba řídit BLDC motor s proudy do 10 A, nebo do 20 A špičkově. Kvůli napájení z nízkého napětí jsem tedy zvolil MosFET tranzistory. Pro toto použití se vyznačují dostatečnými parametry povoleného závěrného napětí a dostatečně nízkým odporem při sepnutém stavu. Opět tak bude dosaženo maximální účinnosti navrženého měniče.

Moderní mikrokontroléry jsou dostatečně výkonné a často se již využívají k řízení motorů. Častým nedostatkem těchto integrovaných obvodů však bývají jejich výpočetní výkon v aritmetických operacích. Jejich výpočet s celými nebo desetinnými čísly nebývá pevně časově daný a pro složité časové úlohy tedy nebývají příliš vhodné. Pro tyto časově náročné úlohy je vhodnější volit digitální signálový procesor, který se vyznačuje vysokým výpočetním výkonem a rychlým zpracováním dat ve formátu s pevnou i plovoucí desetinnou čárkou. Jako hlavní řídicí čip jsem tedy zvolil DSP vhodné pro vektorové řízení motoru s ohledem na rychlé zpracování všech numerických transformací. Další výhodou tohoto DSP je možnost zpracování goniometrických funkcí.

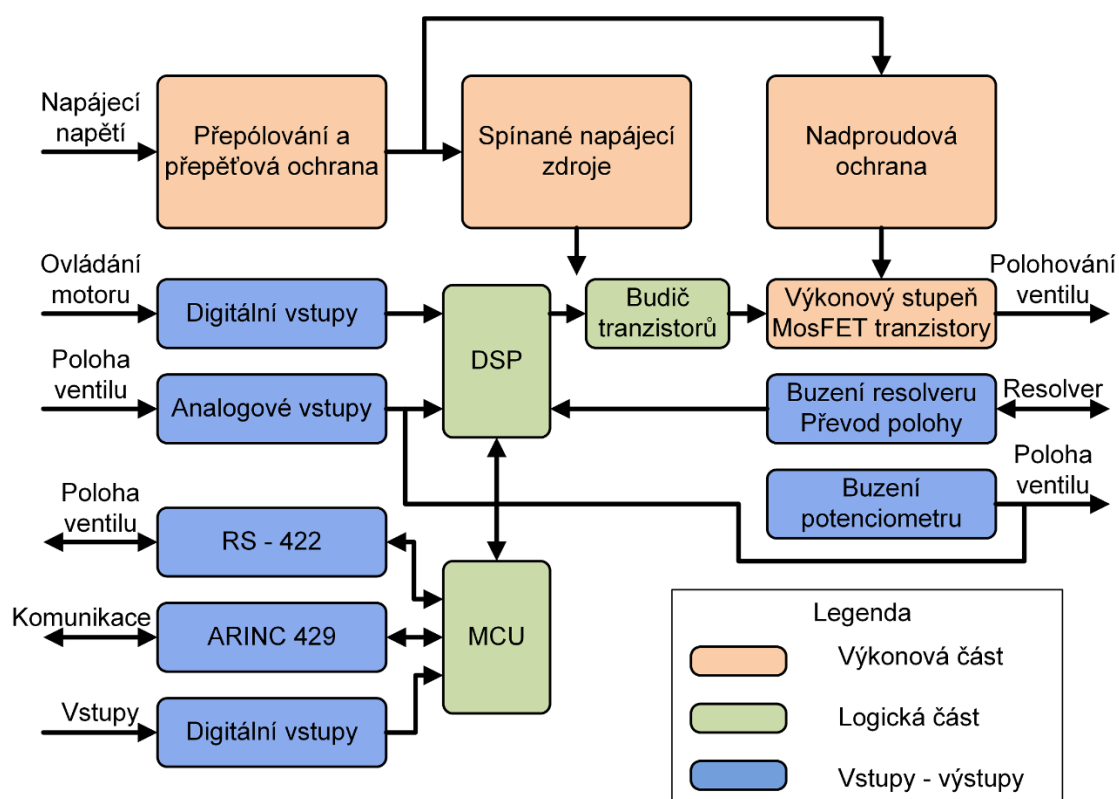
Aby bylo možné s jednotkou i vzdáleně komunikovat, popřípadě hlídat správný chod jednotky, je vhodné zvolit ještě sekundární řídicí systém na této jednotce. Možnosti DSP jsou velmi vysoké, nicméně pro vnější komunikaci a spravování všech ostatních vstupních a výstupních signálů jsem zvolil ještě jeden bezpečnostní systém právě pro monitorování funkcí jednotky a komunikaci s okolím. DSP se tak může věnovat pouze řízení motoru, lze tedy navrhnout plně deterministické řízení motoru. Druhý systém se bude věnovat kontrole DSP a spravovat rozhraní pro letecké systémy. Zde již není požadováno rychlé zpracování číslicových signálů, a proto je zde plně dostačující mikrokontrolér.

Častým rozhraní pro komunikaci v letecké palubní síti je standard ARINC 429. Vzhledem k tomu, že i systém, pro který je kontrolér designován, používá komunikační standard ARINC 429, bude v designu tento standard použit. Jako další komunikační standard byl vybrán RS-422. Jedná se o klasickou sériovou komunikaci s diferenciálním signálem. Obě tyto komunikace jsou obousměrné pro komunikaci jak s nadřazeným systémem, tak se samotnou jednotkou.

Jednotka bude také dále vybavena diskrétními vstupy a výstupy, které je možné použít k přímému ovládní motoru nebo pomocí nich rozšířit jednotku o další periferie. Vstupy k přímému ovládní motoru jsou tak zapojeny přímo od DSP, aby nedocházelo ke zpomalování systému kvůli komunikacím, a zbylé jsou připojeny k MCU.

Pro snímání polohy rotoru byl vybrán resolver z důvodu vysokého rozlišení polohy rotoru. Dalším možným řešením by mohlo být použití enkodéru, ale jelikož je založen na optických snímačích, je jeho použití v letadlech zakázáno. Pro následné snímání polohy ventilu, se kterým bude motor otáčet, byl vybrán potenciometr, který se často používá pro tyto aplikace.

Podle hrubého výběru komponent jsem sestavil základní blokové schéma celého navrhovaného systému. To je vidět na obrázku 24.



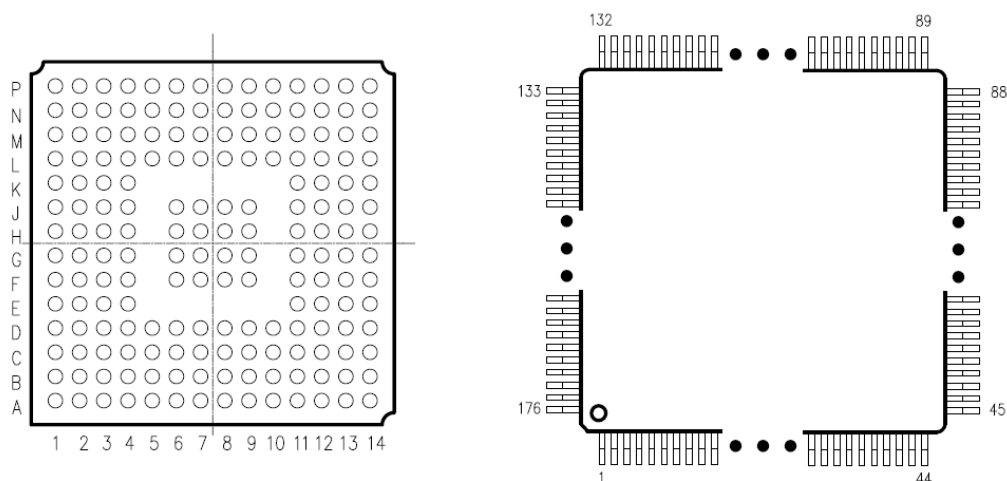
Obr. č. 24 - Navržená topologie řídicí desky

5 VÝBĚR KOMPONENT

Při výběru komponent bude dbáno na výběr komponent SMD, tedy součástek pro povrchovou montáží. Lze tak zaručit snadné osazení prototypu desky a případnou výměnu komponent. SMD součástky jsou zároveň menší než vývodové součástky, dosáhne se tak úspory místa na desce a menšího rozměru navrhované desky oproti použití klasických vývodových součástek.

5.1 DSP a MCU

Hlavním jádrem celého systému je digitální signálový procesor a mikrokontrolér pro správu komunikace systému s okolím. Tyto součástky z pravidla disponují velkým počtem vývodů a bývají tak umístěny v pouzdrech s vývody po stranách (AJ.: Flatpack), nebo s vývody pod integrovaným obvodem opatřenými kuličkami, označovaným "BGA". Pro návrh této řídicí jednotky preferuji výběr součástek s vývody po stranách z důvodu možnosti opravitelnosti desky popřípadě výměny komponent. Rozdíl mezi BGA pouzdrům a pouzdrům s postranními vývody je patrný z následujícího obrázku 25 [20].



Obr. č. 25 - Přehled pouzder mnohavývodových integrovaných obvodů [20]

Aby bylo možno motor regulovat co možná nejpřesněji a nejrychleji, bude vhodné zvolit řídicí DSP o frekvenci alespoň 100 MHz s dostatečně rychlým analogově digitálním převodníkem pro měření proudů motoru a zbylých analogových parametrů jednotky (čas pro převodu nejvíce 10 μ s). Nebude tak docházet ke zpoždování řízení kvůli čekání na analogový převod hodnot. S požadavky moderních součástek a dlouhou dobou dostupnosti na výpočetní systémy jednotky dle zadávající firmy jsem zvolil šířku sběrnice 32 bitů. Dalším předpokladem je velká vnitřní paměť kontroléru.

Z výše popsaného byly vybrány různé DSP od upřednostňovaných výrobců zadávající firmy. Jejich přehled s výčtem některých parametrů je shrnut v tabulce 1.

Tabulka č. 1 - Přehled digitálních signálových procesorů

	SM320F2812	TMS320F28235	TMS320F28335	ADSP-21992
Výrobce	Texas Instruments	Texas Instruments	Texas Instruments	Analog Devices
Pouzdro	176 pinů LQFP	176 pinů LQFP	176 pinů LQFP	196 pinů BGA
Architektura	32 bit	32 bit	32 bit s FPU	16 bit
Paměť RAM/FLASH	18K x 16 bit 128K x 16 bit	34K x 16 bit 256K x 16 bit	34K x 16 bit 256K x 16 bit	16K x 16 bit 32K x 16 bit
Napájecí napětí	1,9 V a 3,3 V	1,9 V a 3,3 V	1,9 V a 3,3 V	2,5 V a 3,3 V
Doba cyklu	6,67 ns	6,67 ns	6,67 ns	6,25 ns
Počet vstupně výstupních pinů	56	88	88	16
AD převod	80 ns	80 ns	80 ns	725 ns
ADC rozlišení	12 bit	12 bit	12 bit	14 bit
Počet PWM	12	18	18	16
Rozhraní	SPI, SCI, CAN	SPI, SCI, CAN	SPI, SCI, CAN	SPI, CAN

Při výběru jsem kladl hlavní důraz na velikost paměti a rychlost AD převodu. Z navržených DSP v tabulce jsem vybral TMS320F28335 jako řídicí DSP také z důvodu jednotky pro výpočet čísel s plovoucí desetinnou čárkou. Tento konkrétní kontrolér disponuje některými výhodami klasických mikrokontrolérů, jako jsou přerušení a rychlá reakce na ně, a je tak nazýván digitální signálový kontrolér neboli DSC.

Dále bylo třeba vybrat kontrolní MCU. Dle hlavního požadavku na komunikace a na fyzické zpracování komunikace standardu ARINC 429 byl stanoven požadavek na mikrokontrolér s frekvencí minimálně 200 MHz. Pro komunikaci ARINC s vysokou rychlostí je třeba vzorkovat vstupní signál a ten poté vyhodnotit. Při nižších frekvencích by tak mohlo docházet k podvzorkování a špatnému určení vstupního řetězce dat. Byla tedy opět sepsána následující tabulka 2 s jednotlivými mikrokontroléry.

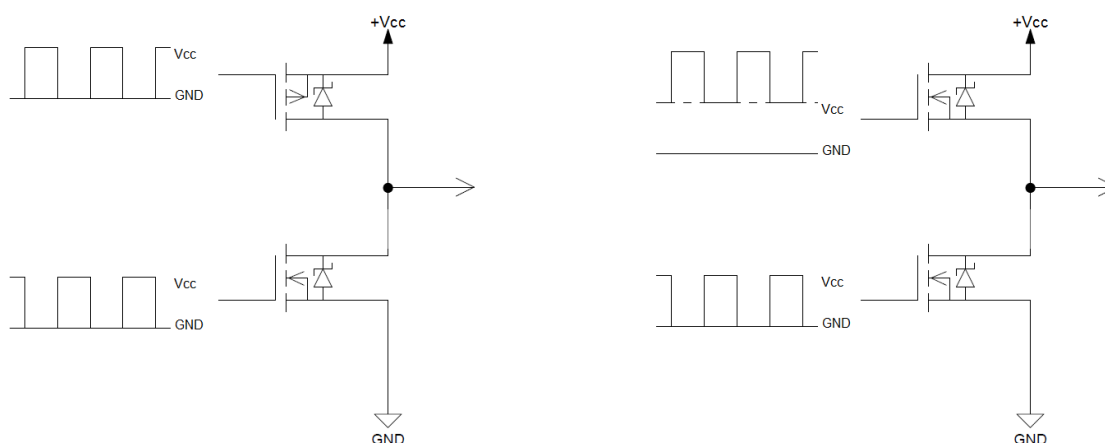
Tabulka č. 2 - Přehled mikrokontrolérů

	TMS320F28377	RM46L430	TMS570LC4357	MK66FN2M0
Výrobce	Texas Instruments	Texas Instruments	Texas Instruments	Freescale
Pouzdro	100 pinů TQFP	144 pinů LQFP	337 pinů BGA	144 pinů LQFP
Rodina	C28x	Hercules RM	Hercules TMS	K66
Architektura	32 bit	32 bit s FPU	32 bit s FPU	32 bit s FPU
Paměť RAM/FLASH	82K x 16 bit 512K x 16 bit	64K x 16 bit 512K x 16 bit	512 KB 4 MB	256 KB 2 MB
Napájecí napětí	1,2 V a 3,3 V	1,2 V a 3,3 V	1,2 V a 3,3 V	3,3 V
Frekvence	200 MHz	200 MHz	300 MHz	180 MHz
Počet vstupně výstupních pinů	41	64	145	100
ADC rozlišení	16 bit	12 bit	12 bit	16 bit
Rozhraní	SPI, SCI, CAN	SPI, SCI, CAN	SPI, SCI, CAN	SPI, SCI, CAN

Z těchto mikrokontrolérů byl vybrán Hercules RM46L430. Jedná se o mikrokontrolér ARM s jádrem R4F pro aplikace řízené v reálném čase. Je vybaven dvěma N2HET jednotkami neboli výkonnými časovači další generace, například pro vzorkování signálu.

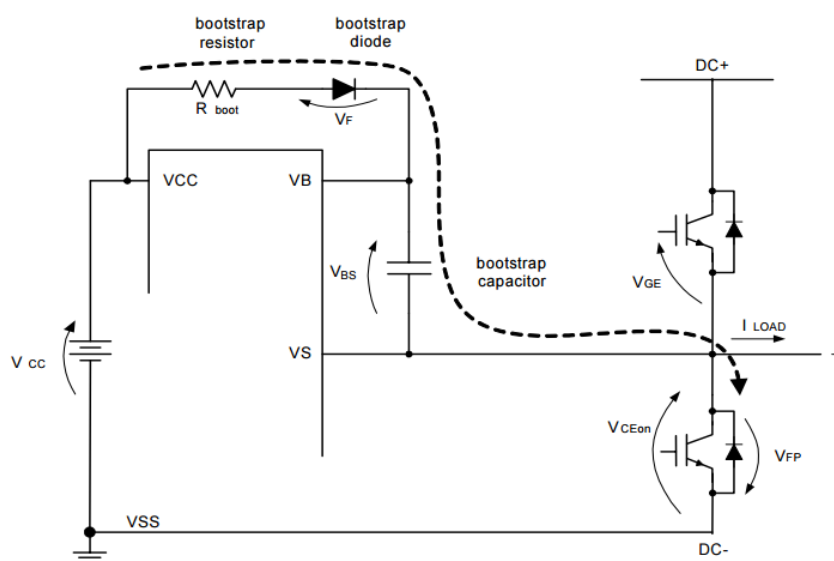
5.2 Frekvenční měnič

Samotný frekvenční měnič se skládá z výkonových tranzistorů a jejich budiče. V mnoha aplikacích řízení motorů se můžeme setkat s výkonovými tranzistory MosFET v konfiguraci spodní tři tranzistorů s N kanálem a horní tři tranzistorů s P kanálem. Řízení těchto tranzistorů je velmi jednoduché při nízkých napájecích napětích (do 20 V), jelikož nevyžadují vyšší napětí, než je to napájecí a stačí tedy připojovat jejich spínací elektrodu G ke kladnému a zápornému napájecímu napětí. Zapojení výkonového polomostu s výkonovými tranzistory spolu s budícím napětím je znázorněno na obrázku 26 vlevo. Nevýhodou tohoto řešení je ovšem vyšší odpor horního tranzistoru s P kanálem v sepnutém stavu a jeho celkově horší vlastnosti oproti dolnímu tranzistoru s kanálem N.



Obr. č. 26 - Průběh řídicích signálů tranzistorů podle vodivosti tranzistorů

Další možností je použití tranzistorů pouze s vodivostí typu N. Toto řešení se vyznačuje velmi nízkými ztrátami v sepnutém stavu, vyžaduje ovšem speciální řízení těchto tranzistorů. Horní tranzistory potřebují napájecí napětí vyšší než je kladné napájecí napětí ke svému sepnutí. Jeho zapojení je znázorněno na obrázku 26 vpravo. Pro řízení je tedy potřebný další napájecí zdroj ovšem s plovoucím napětím, které se přičítá k napájecímu napětí. Jednou možností je použití transformátoru. Vzhledem ke zjednodušení designu ale nebude transformátor použit. Další možností je tak budič tranzistorů s integrovaným zvyšovačem napětí (AJ.: bootstrap), který funguje na principu napájení z plovoucího kondenzátoru připojeného ke středu polomostu vedeného k motoru. Při sepnutí dolního tranzistoru tak dojde k nabíjení napájecí kapacity přes diodu. Po odpojení tranzistoru je kondenzátor nabit a pomocí vhodné vnitřní struktury může být sepnut horní tranzistor s napájením právě z tohoto kapacitoru. Schéma s funkcí je zachyceno na obrázku 27 [21].



Obr. č. 27 - Funkce spínaného plovoucího kapacitoru V_{BS} [21]

Tuto kapacitu je ovšem nutno vhodně zvolit. V případě nízké kapacity nebude napájení pro horní spínač dostatečné a přestane tak spínat. Pokud je všem kondenzátor příliš velký, nebude se stíhat nabíjet. Je tedy nutno stanovit kritéria pro jeho výpočet a určení minimální střídy dolního spínače, aby se stíhal kondenzátor dostatečně nabít.

$$V_{pok} = V_{CC} - V_{BS} \quad (2.1)$$

$$s_{MIN} = \frac{Q_G \cdot f + I_{nap}}{V_{pok}} \cdot R_{boot} \quad (2.2)$$

$$s = 10\% \ll \frac{4 \cdot R_{boot} \cdot C_{boot}}{T_S} \quad (2.3)$$

Rovnice 2.1 určuje pokles napájecího napětí na horním spínači během jeho funkce. V_{CC} definuje napájecí napětí a V_{BS} minimální napájecí napětí na spínači. Rovnice 2.2 udává minimální střídu s_{MIN} dolního tranzistoru, aby byl napájecí kondenzátor C_{boot} vždy dostatečně nabít. Q_G označuje náboj elektrody spínaného tranzistoru, f určuje frekvenci spínání, I_{nap} je proud potřebný pro správnou funkci spínače a R_{boot} je nabíjecí odpor. Rovnice 2.3 poté určuje maximální střídu, kdy je ještě schopen spínač bezpečně pracovat. T_S zde udává periodu spínání.

Pro vlastní řešení při návrhu frekvenčního měniče jsem tedy vybral střídač právě s tranzistory s kanálem vodivosti N k dosažení nižších ztrát. Při procházení parametrů různých budičů jsem ovšem narazil na problém s maximálním povoleným napětím horního tranzistoru. To bývá u nízkonapěťové technologie pod 60 V, což je nevhodné pro mé použití z důvodu možnosti různého napájecího napětí a následného rušení od motoru. Při rozpínání tranzistorů totiž dochází kvůli indukčnosti cívek motoru k velkým napěťovým špičkám, které se přičítají k napájecímu napětí. Jako minimální napětí jsem proto určil přibližně trojnásobek maximálního napájecího napětí, tedy 100 V.

S tímto předpokladem byl vybrán budič tranzistorů od firmy International Rectifier IRS2332 [22]. Jedná se o budič výkonových tranzistorů typu N určený pro třífázové motory. Je tak uzpůsoben pro řízení tří polomostů s ochranou proti sepnutí horního i spodního tranzistoru v jedné větvi. Navíc ve verzi D je vybaven vnitřními “bootstrapy“. Není tedy třeba zapojovat venkovní diody pro napájení horních budičů. Maximální proud budiče je 200 mA pro spínání a 480 mA pro rozpínání dlouhodobě.

Dále bylo třeba vybrat výkonové spínací tranzistory. Požadavky na ně jsou opět SMD pouzdro, nejlépe pak pouzdro DPAK s malými rozměry, spínací napětí minimálně 100 V a spínací proud alespoň 20 A kontinuálně. Další předpokladem byl poté co nejnižší odpor v sepnutém stavu R_{DSon} . Tabulka 3 tak shrnuje vybrané možné tranzistory.

Tabulka č. 3 - Přehled tranzistorů

Výrobce	On Semi	Vishay	IR	Fairchild	ST Micro
Tranzistor	NTD6414AN	SQD50N10	AUIRF540Z	FDD86250	STD80N10F7
$V_{(BR)DSS}$ [V]	100	100	100	150	100
V_{GSmax} [V]	± 20	± 20	± 20	± 20	± 20
R_{DSon} [m Ω]	37	8,9	28,5	22	9,5
I_D [A]	32	50	35	51	70
Q_G [nC]	40	46	59	33	45
T_{on} [ns]	52	12	51	3,7	32
T_{off} [ns]	48	120	39	4	13
C_{iss} [pF]	1450	3620	1690	2110	3100
P_{ztr} [W]	1,99	0,63	1,551	1,111	0,538

Při výběru vhodného tranzistoru bylo také dbáno na co nejnižší ztrátový výkon při spínání tranzistoru. Ten je ovlivněn jak odporem v sepnutém stavu, tak rychlostí spínání. Rovnice 2.4 udává výpočet tohoto ztrátového výkonu.

$$P_{ztr} = R_{DSon} \cdot I^2 \cdot s + \frac{1}{4} \cdot U_{CC} \cdot I \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f \quad (2.4)$$

Proměnná I je zvolena jako maximální proud 10 A, napájecí napětí U_{CC} 28 V, t_{on} a t_{off} udávají dobu sepnutí a vypnutí a f udává spínací frekvenci zvolenou na 20 kHz.

Podle výše uvedeného byl vybrán tranzistor firmy ST Microelectronics STD80N10F7 [23]. Z nalezených tranzistorů dosahuje nejlepších parametrů a je i značně předimenzován pro proudové špičky, ke kterým může docházet při rozbíhání motoru.

Při znalosti všech potřebných parametrů je možné určit dle rovnic 2.1, 2.2 a 2.3 některé parametry navrhovaného řízení výkonového stupně. Podle katalogového listu budiče IRS2332D je maximální hodnota napětí U_{BS} 9,2 V [22]. Dle rovnice 2.1 je tedy maximální možná hodnota poklesového napětí 2,8 V. Jako napájecí napětí jsem si zvolil rozmezí 12 až 15 V pro napájení, které lze s výhodou využít i pro napájení operačních zesilovačů použitých v jednotce. Počítáno je tedy s nižší hodnotou pro nejhorší možný případ. Dle rovnice 2.2 je poté minimální střída 0,087. Podle rovnice 2.3 jsem určil přibližnou hodnotu kondenzátoru C_{boot} na 51 nF. Zde bylo vycházeno z požadavku na minimální střídu 0,9. V praxi se však volí větší kapacita, kterou jde ověřit experimentálně pro dosažení co nejlepšího chování měniče.

Tyto hodnoty jsou pouze přibližné, jelikož nedochází k permanentní aktivaci měniče. Horní kondenzátor se tedy během přibližně dvou třetin elektrické otáčky nabíjí a je aktivován jen během (přibližně) jedné třetiny elektronické otáčky, což dává střidu pro použití přibližně 0,34.

5.3 Měření proudu

Pro řízení motoru je také nutné znát přesný proud tekoucí cívkami statoru. Možnosti jsou dvě a to měřit proud v podobě úbytku napětí na měřicím odporu, často anglicky označovaný jako “shunt“ rezistor. Druhou možností je měřit elektromagnetické účinky vzniklé průchodem proudu vodičem.

5.3.1 Měření úbytku napětí na rezistoru

Do dráhy tekoucího proudu je vložen odpor, na kterém se vlivem proudu objeví napětí. Toto napětí se posléze jednoduše zesílí operačním zesilovačem a přivede do analogově digitálního převodníku. Toto napětí lze definovat pomocí Ohmova zákona dle rovnice 2.5.

$$U = R \cdot I \quad (2.5)$$

Napětí je tedy úměrné měřenému proudu a velikosti odporu. V zájmu měření je ovšem co nejméně ovlivňovat obvod a volit tedy toto napětí co nejnižší. Dalším parametrem může být šum, který se indukuje do odporu od měřené zátěže. Je tedy opět vhodné tento odpor nastavit na co nejnižší, avšak dostatečný. Nepřiměřeně zesilovat tento signál by poté mohlo zavádět do měření značnou chybu, jelikož se signálem se zesiluje také šum.

Pro mnou navrhovanou jednotku s požadavkem na měření proudu do 10 A nebo do hodnoty 20 A špičkově je vhodné zvolit odpor v jednotkách miliohmů. Dalším podkladem pro vyšší proudy je také výkonové dimenzování. Rovnice 2.6 udává výpočet výkonu a rovnice 2.7 je upravena pro výpočet výkonu přímo na měřicím odporu.

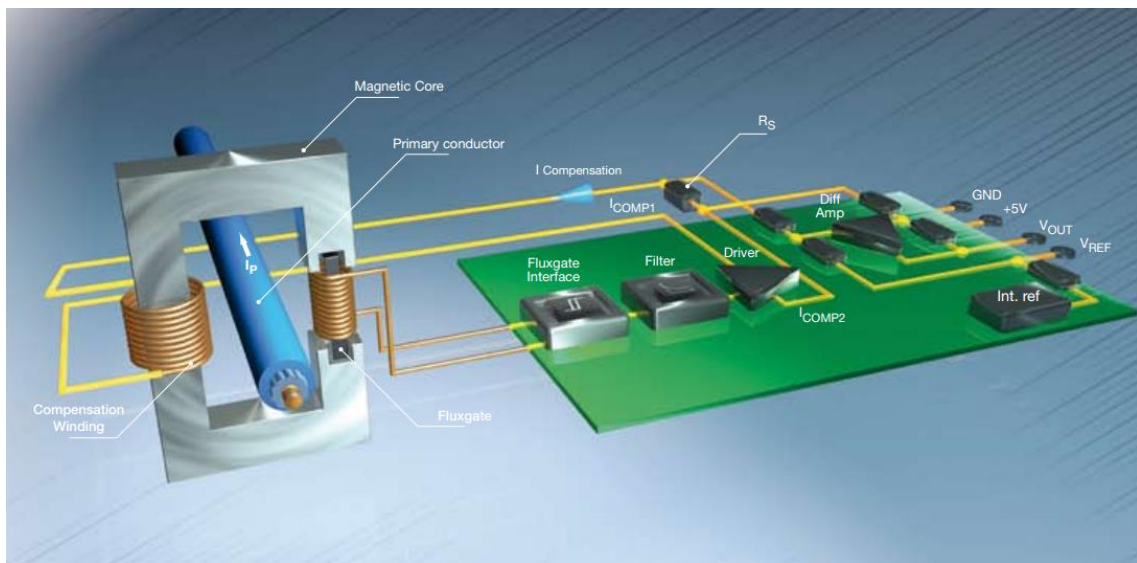
$$P = U \cdot I \quad (2.6)$$

$$P = R \cdot I^2 \quad (2.7)$$

Z rovnice 2.7 je tedy možné určit ztrátový výkon na měřicím odporu. Pro maximální výkon 2 W je tedy odpor 5 mΩ. Dle rovnice 2.5 dochází k maximálnímu úbytku napětí 0,1 V. Toto napětí bude následně zesíleno a měřeno řídicím DSC. Aby však bylo dosaženo univerzálnosti jednotky a bylo tedy možné měřit i malé proudy v jednotkách ampér, zvolil jsem pro zesílení operační zesilovač INA225 [24]. Jedná se o programovatelný zesilovač s přepínatelným zesílením umožňující měření proudu v obou směrech. Jeho nejvyšší a nejnižší zesílení je 200 a 25. Signál ze snímacího odporu lze tedy vhodně zesílit pro nízké i vysoké odběry. Při maximálním proudu 20 A tedy bude na výstupu zesilovače 2,5 V. Toto napětí je naprosto v pořádku jelikož rozsah měření DSC je 0 až 3 V. Přepínání zesílení je vhodné řídit přímo tímto kontrolérem a dosáhnout tak i při velmi malých proudech vysokého rozlišení převodu.

5.3.2 Měření magnetických účinků proudu

Další možností je měřit magnetické účinky procházejícího proudu ve vodiči. Toho lze dosáhnout měřicím transformátorem s vloženou Hallovou sondou vyhodnocující stejnosměrnou hodnotu proudu a transformátor samotný měří střídavou hodnotu proudu. Toto řešení bývá ovšem značně velké, jelikož pro přenos nízkých kmitočtů je třeba velkého jádra transformátoru. Možné řešení poskytuje firma LEM. Snímač proudu pro ± 25 A se vyznačuje rozměry 16,5 mm vysoký, 21,91 mm dlouhá a 13,4 mm široký. Jeho vnitřní zapojení je patrné z obrázku 28 [25].



Obr. č. 28 - Vnitřní zapojení snímače proudu LEM [25]

Další možností s měřením magnetického pole jsou integrované obvody s vestavěnou Hallovou sondou a přiložené na vodič s měřeným proudem. Zde je ovšem značně složitá příprava cesty a velmi jednoduché deformování magnetického pole této cesty. Výsledek tedy nemusí dosahovat časově konstantních hodnot. V poslední době se tedy objevilo řešení i tohoto problému. Jsou jimi speciální snímače vytvářející magnetické pole přímo v integrovaném obvodu [26] a jsou tedy intaktní na vnější konduktivní materiály, které mají vliv na tvar vzniklého magnetického pole. Pro mé použití se dá s výhodou využít snímač ACS725 firmy Allegro MicroSystems, který svými parametry ± 25 A, teplotním rozsahem $-40 \sim 150$ °C a napájecím napětím 3,3 V může představovat ideální volbu do systému řízeného DSC s logickými úrovněmi právě 3,3 V.

5.4 Resolver

Resolver vyžaduje pro svou funkci budící napětí. Toto napětí sinusového průběhu je často generováno samostatným generátorem nebo již bývá integrováno ve vyhodnocovacím čipu. Jak již bylo zmíněno výše, lze použít i vyhodnocení přímo v kontroléru. Toto řešení je však komplikované na početní zpracování i na úpravy signálu.

Rozhodl jsem se tedy požit specializovaných obvodu pro měření i vyhodnocení. Aby nebylo nutné používat zvlášť generátor a vyhodnocovací člen, zvolil jsem integrované řešení od firmy Analog Devices AD2S1210 [27]. Obvod vyžaduje pouze připojení krystalu o frekvenci 8,192 MHz. Díky němu je možné generovat sinusový budící signál s nastavitelnou frekvencí od 2 kHz do 20 kHz. Další výhodou je také nastavení rozlišení snímané polohy rotoru v rozmezí 10 bit až 16 bit. Bude tedy případně možné pro vysokootáčkové motory zvolit nižší rozlišení a naopak pomaloběžné motory řídit velmi přesně.

Zmíněný převodník však neposkytuje dostatečně výkonný signál pro přímé připojení resolveru. Je za něj tedy potřeba připojit výkonový budič, který již bude napájet přímo primární cívku resolveru. Jako resolver byl určen model od firmy Tamagawa s převodovým poměrem 0,286. Při maximálním vstupním napětí převodníku 3,15 V [27] vychází budící napětí 11 V. Při tomto napětí tedy bude dosaženo maximálního vstupního napětí a nejvyšší hodnoty odstupů signál / šum. Obě hodnoty jsou uvedeny jako špička – špička. Napájecí napětí tohoto budiče je tedy nutno zvolit vyšší. Navíc se jedná o střídavý signál. Bude tedy nutno pro tento koncový stupeň použít i zdroj záporného napětí.

5.5 Komunikace

Sériová komunikace je dnes poměrně běžnou a proto pro ni budiče vyrábí již spousta výrobců. Dle zadavatele bylo vybíráno z portfolia firmy Texas Instruments. Byl zvolen obvod SN65HVD30 [28]. Obsahuje integrovaný přijímač i vysílač pro komunikační standardy RS-485 a RS-422. Obě tyto sběrnice jsou totiž hodně podobné a odlišují se pouze u způsobu připojení. Standard RS-422 je rozšířením běžného sériového standardu RS-232 pouze s rozdílem vedení každého signálu diferencially. Je tedy také omezen na spojení jeden vysílač, jeden přijímač. Naproti tomu RS-485 umožňuje připojení více zařízení s možností řízení toku dat a může tedy vysílat více zařízení. Je ovšem nutno zajistit, aby nevysílalo více zařízení najednou. Obvod také využívá napájecí napětí 3,3 V jako všechna logická zařízení na jednotce, nebude tedy nutné používat napěťové převodníky logických úrovní.

Napájecí napětí 3,3 V jsem uvažoval i při výběru budičů a snímačů letecké komunikace Arinc 429. Jako jeden z největších známých výrobců těchto integrovaných obvodů byla vybrána firma Holt Integrated Circuits [29] nabízející řešení s jedním obvodem pro zpracování signálu. Tento obvod může být napájen jednoduchým zdrojem 3,3 V a samostatně pomocí nábojové pumpy je schopen dodávat výsledný signál o úrovních ± 5 V. Jako vysílač byl zvolen HI-8596 a přijímač HI-8591. Jedná se však pouze o konvertory napěťových úrovní. O samostatné signálové zpracování se již bude starat mikrokontrolér.

Aby jednotka mohla také přijímat digitální povely v podobě přímého ovládní motoru, je opatřena diskretními vstupy se Schmittovými obvody. Pro letecké použití jsou nastaveny se zvedacími odpory. Mohou tak vyhodnocovat signály z otevřeného

kolektoru. Jejich napájení je opět 3,3 V, aby nebylo použito více napěťových úrovní logických obvodů.

5.6 Napájecí zdroj

Díky nadefinování všech důležitých součástek jsou nyní známy požadované napájecí napětí spolu s předpokládanými odběry vypočtenými dle maximální spotřeby. Z těchto požadavků lze tedy sjednotit architekturu a provést návrh zdroje. Kvůli značně velkým některým proudům a k zachování maximální účinnosti budu volit spínané zdroje nad lineárními stabilizátory.

Kvůli možné nestálosti vstupního napětí je vhodné nejprve toto napětí stabilizovat a poté zpracovat dalšími měniči napětí. Z předpokládaného rozmezí vstupního napětí je patrné, že napětí nepadá pod hodnotu 16 V. Je tedy vhodné toto napětí dále zpracovat na nižší. Rozhodl jsem se jen snížit na nejbližší nižší napětí z požadovaných napětí, tedy na 12 V. Napětí regulované na předem navrženou hodnotu 15 V by při různých hodnotách zátěže nemuselo zvládat bezpečně regulaci. Pomocí této hladiny nebudou potřebné příliš velké proudy v napájecí sekci. Bude tedy možné použít užší vodivé cesty. Při zachování potřebného výkonu by totiž při snížení napětí prvního upravujícího zdroje například na 5 V byl zvýšen potřebný proud na dvou a půl násobek nominálního proudu, s čímž by bylo třeba počítat při návrhu desky. Tabulka č. 4 zachycuje potřebné napětí s odhadovanými proudy.

Tabulka č. 4 - Požadované napěťové úrovně napájecího zdroje

Operační zesilovače	Operační zesilovače	Převodník resolveru	Logické obvody	DSP	MCU
+12 V	-12 V	+5 V	+3,3 V	+1,9 V	+1,2 V
100 mA	45 mA	80 mA	345 mA	355 mA	455 mA

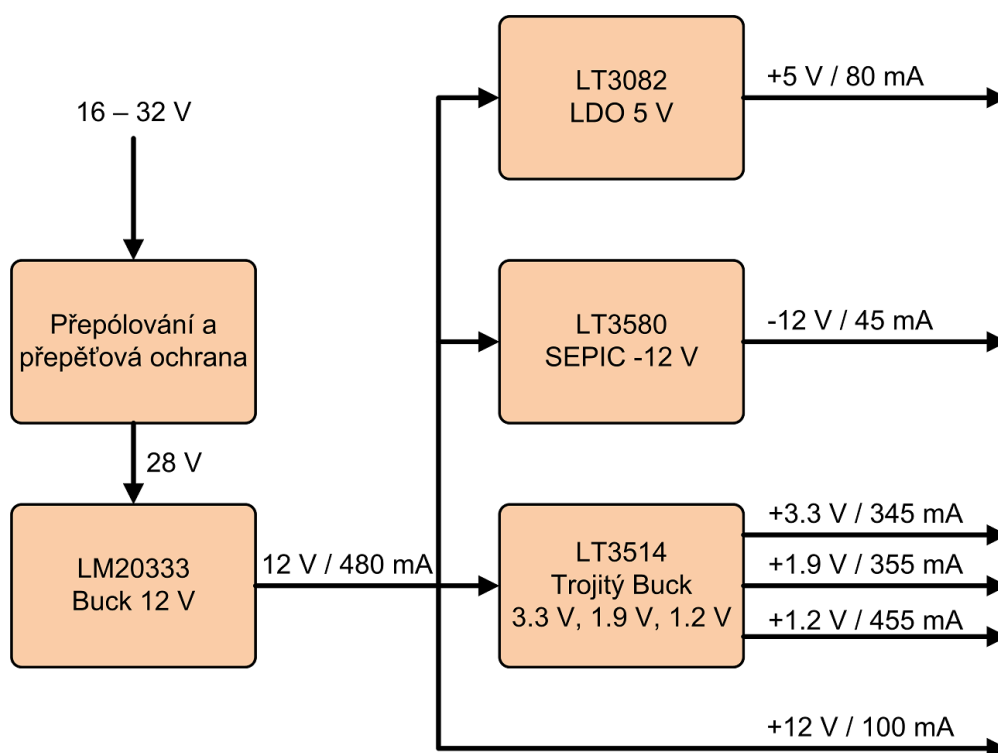
Tyto proudy však bude vhodné alespoň na dvojnásobek předdimenzovat, což ovšem při konstrukci moderních spínaných zdrojů nečiní problém s velikostí jejich pouzder.

Všechny následné zdroje jsou již napájeny z této stabilizované větve 12 V. Kvůli velmi nízkému napájecímu proudu pro větev +5 V, kde je pouze převodník resolveru, jsem se rozhodl pro použití lineárního stabilizátoru. Pro své parametry a především malé rozměry byl vybrán LT3082 firmy Linear Technology [30]. Je to malý stabilizátor v pouzdru SOT223 s minimálním nastavovacím proudem pouhých 10 μ A. Nedochozí tedy ke značnému snížení účinnosti z důvodu vysokého nastavovacího proudu.

Dalším napětím je záporná větev -12 V. Zde je zapotřebí invertujícího měniče. Díky možnosti invertovat z kladného napětí na záporné se naskytlo využití LT3580 opět společnosti Linear technology. Jedná se o univerzální PWM DC/DC kontrolér, který je možno zapojit jako invertující SEPIC. Tato topologie se vyznačuje vysokou účinností a díky možnosti spojených cívek tak nevyžaduje velkou indukčnost této cívky.

Pro napájení moderních mikrokontrolérů je již možno nalézt spoustu napájecích zdrojů. Některé moderní mikrokontroléry totiž nejsou napájeny pouze z jednoho napětí, ale hned ze dvou nebo i více. Je totiž potřeba od sebe odlišit jádro kontroléru a logickou část, tedy vstupně výstupní piny. Kvůli složitosti a výkonosti obvodů jsou však požadavky na proud vysoké, jak je také patrné z tabulky 4 a lineární stabilizátory tedy vhodné nejsou. Proto velcí výrobci, jako jsou právě Linear Technology nebo Texas Instruments, nabízejí integrované řešení takovýchto spínaných zdrojů ve větším počtu v jednom pouzdrů. Dle těchto předpokladů byl vybrán integrovaný obvod LT3514 firmy Linear technology. Jedná se o trojitý spínaný obvod vhodný pro napájení z 12 V větve. Poskytuje na každé větvi proud alespoň 1 A což je i dostatečné dimenzování pro odběry okolo 0,5 A.

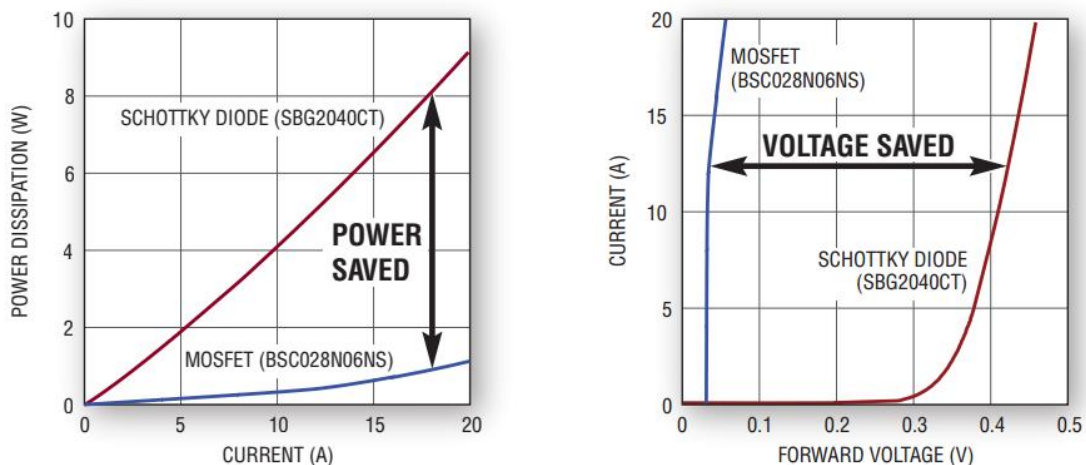
Požadavkem pro hlavní napájecí zdroj snižující napětí ze stupu na 12 V je proud alespoň 480 mA. Tato hodnota byla získána z požadavku na výstupní proudy pro jednotlivá napětí zvýšena o předpokládané účinnosti všech zdrojů. Byl tedy vybrán spínaný zdroj LM20333 firmy Texas Instruments [31]. Tento zdroj poskytuje dostatek výkonu a přesnou stabilizaci pro následné zpracování ať už dalšími zdroji nebo i samotnou řídicí jednotkou. Výsledný návrh zapojení napájecích zdrojů je zobrazen na obrázku 29.



Obr. č. 29 - Navržená topologie napájecího zdroje

Neposlední výhodou všech těchto spínaných zdrojů je možnost synchronizace. Díky ní je možné dále filtrovat pouze jednu spínanou frekvenci ve vstupním filtru a nezabývat se tak filtrací více frekvencí. Tuto frekvenci jsem stanovil na 1 MHz kvůli zmenšení všech indukčností a možnosti rychlejšího reagování na skokové změny zátěže.

Pro ochranu přepólování na vstupu jednotky se nejčastěji používá polovodičová výkonná dioda. Pro vyšší proudy do zátěže než zhruba 5 A jsou ovšem na této diodě velké výkonové ztráty z důvodu propustného napětí. Následným řešením této situace může být použití takzvané ideální diody [32]. Její výhody jsou zřejmé z obrázku 30 [32].



Obr. č. 30 - Srovnání polovodičové a ideální diody pro ochranu zařízení [32]

Zapojení využívá unipolárního tranzistoru, který díky výrobě má ve své struktuře již integrovanou polovodičovou diodu. Následující kontrolér může toto vstupní napětí vyhodnotit a sepnout tranzistor plnicí funkci této ideální diody. Celý proud je poté veden přes sepnutý kontakt tranzistoru o hodnotě odporu několik miliohmů. Úbytek napětí je tedy minimální, jak je také vidět z obrázku 30 vpravo.

Jako poslední část zdroje byl tedy vybrán ochranný člen LT4363 firmy Linear Technology. Ten plní ochranu jednotky proti možnému přepětí i proti zkratům na výstupu. Díky svému zapojení také umožňuje zapojit ochranu ideální diodou proti špatné polaritě napájecího napětí.

6 NÁVRH SOFTWAREVÉHO ŘEŠENÍ

Hlavním požadavkem na řídicí jednotku je funkce s libovolnými BLDC motory. Limitním parametrem pro jejich použití je maximální proud 10 A. Řešení také čítá s primárním použitím motorů s 4 pólovým rotorem. Tato definice je nutná, neboť čítá s řízením dvou elektrických otáček na jednu mechanickou. Při použití resolveru je tedy pevně definován počet elektrických otáček k jedné mechanické, měřené resolverem.

Při procházení různých výrobců motorů jsem se snažil sjednotit parametry vyráběných běžných BLDC motorů. Ty jsou však různé pro různé velikosti motorů. Pro použití na této jednotce plně vyhovují motory do výkonů 250 W. Nejmenší motory jsou ve výkonech od jednotek wattů. Na řízení v tomto rozmezí jsou patrně nejsložitější malé motory z důvodu malých časových konstant. Výsledné řízení tedy musí být velmi rychlé. Podle různých výrobců jako jsou Maxon Motors [3], Moog [33], Global Electric Motor Solutions [34] a Portescap [35] jsem sjednotil parametry a pro různé motory o různých velikostech vychází elektrická časová konstanta v rozmezí 0,03 ms až 6 ms. Mechanická konstanta motoru je poté v rozmezí 7,2 ms až 65 ms. Elektrické parametry motorů jsou v rozmezí 0,1 Ω až 3,7 Ω stejnosměrný odpor vinutí a 0,016 mH až 1,11 mH. Tyto konstanty je následně nutno zohlednit v návrhu regulátoru pro řízení motoru.

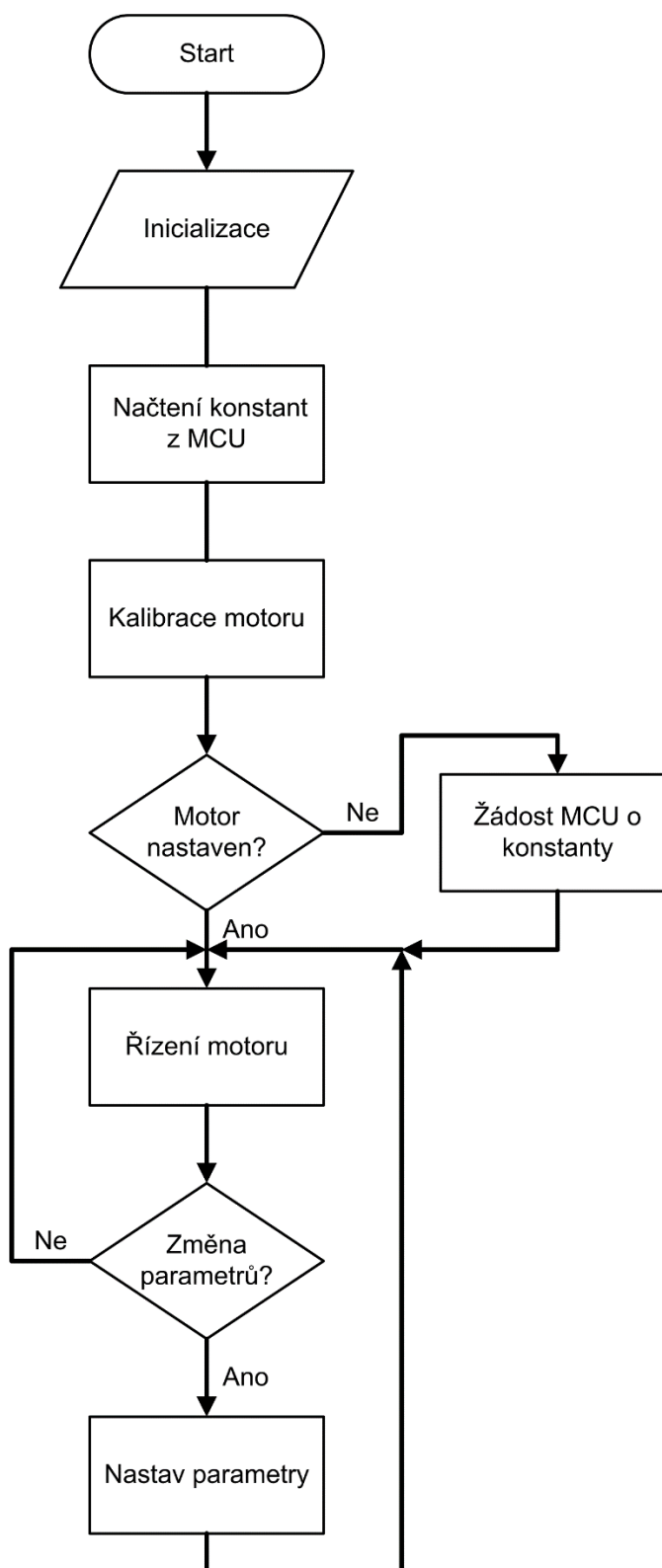
Navrhované řízení bude vycházet ze znalosti předem daných konstant. Na počátku se jednotka pokusí provést kalibraci motoru a otočí tak motorem podle polohy ventilu zadané z okolí, aby nedosáhla krajní polohy a nezablokovala motor. Může se tak pokusit dopočítat parametry motoru a provést tak změny v nastavení regulátoru. Většina motorů vhodných pro jednotku se nachází v malém rozmezí parametrů v jednotkách milisekund. Odhad tedy může nabývat jen malé změny. Pokud se jednotce nepodaří motor správně komutovat ani po kalibraci, vyzve jednotka skrze sériové rozhraní o zadání parametrů motoru a tak přesně nastaví řídicí regulátor. Více o nastavení regulátorů dále v implementační části. Tímto samonastavovacím algoritmem tak lze docílit univerzálnosti jednotky. Pro řízení tedy stačí jeden program a jeden hardware. Není třeba nijak zasahovat do jednotky při změně motoru.

Pro různá možná nastavení spolu s uložením všech potřebných konstant bude na desce jednotky umístěn nevolatilní EEPROM paměťový integrovaný obvod. Ten bude jednoduše adresovatelný přes sériovou linku ke změně konstant a dalších potřebných údajů uložených na paměti.

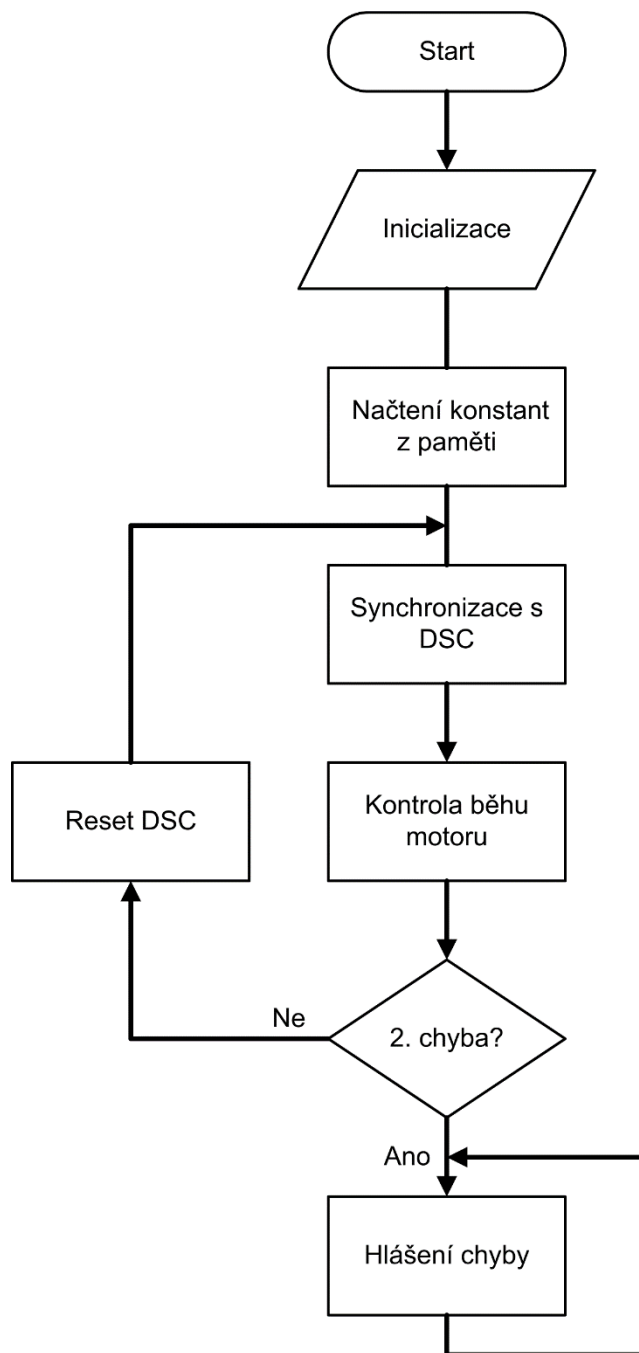
Mikrokontrolér na desce bude sloužit jak pro komunikaci, tak i pro hlídání správné funkce jednotky. Při špatné orientaci otáčení motoru vyhodnotí mikrokontrolér tuto chybu rotace a odpojí řídicí DSP. Provede jeho reset a zaznamená si tuto chybu. Při další chybě tak již vypne řízení a odešle varovnou zprávu o chybě jednotky. Bude tak zajištěno bezpečné odpojení motoru v případě jakékoli poruchy.

Pro multifunkční využití jednotky bude možno pomocí diskrétních vstupů řídit samostatně motor. Mezi základní příkazy tak patří spuštění v obou směrech nebo zastavení. Pro nastavení různé rychlosti se bude dát použít i sériová komunikace, přes kterou bude také možné nastavit různé parametry motoru včetně rychlosti a dalších

řídících parametrů, jako je maximální napájecí proud. Dle těchto sjednocených parametrů byl sestaven vývojový řídicí diagram pro oba kontroléry. Na obrázku 31 je zobrazen diagram pro řídicí DSC a na obrázku 32 pro kontrolní MCU.



Obr. č. 31 - Vývojový diagram pro řídicí DSC



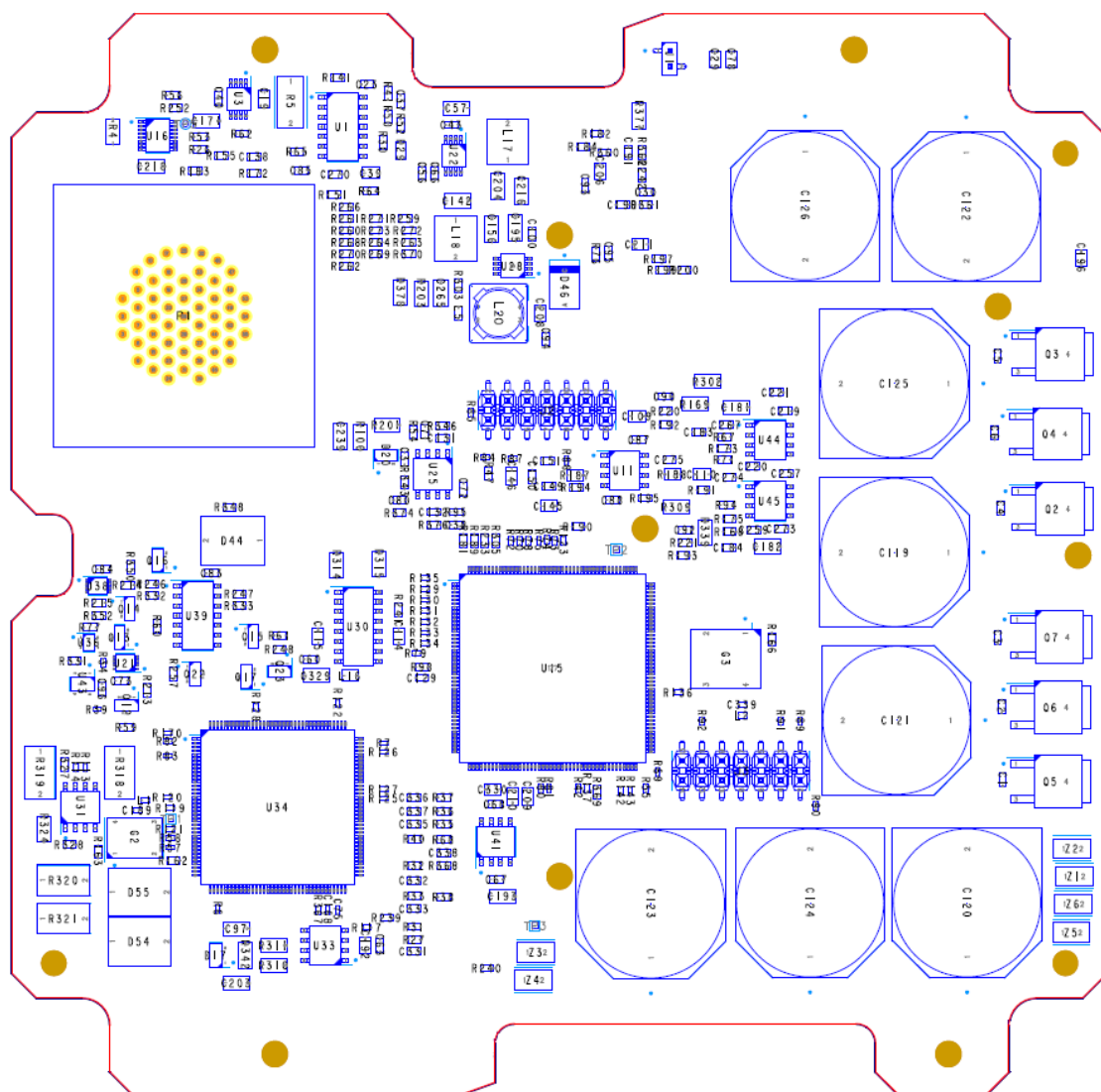
Obr. č. 32 - Vývojový diagram pro kontrolní MCU

Všechn software bude psán v supersmyčce dle vývojových diagramů. Použití operačního systému sice umožňuje jednoduché zpracování více úloh najednou, ale neposkytuje možnost přesného časového řízení potřebného pro řízení motoru.

7 HARDWAROVÉ ŘEŠENÍ

Tato řídicí jednotka je navržena jako moderní vylepšení pro stávající jednotky používané v leteckých aplikacích pro řízení polohy ventilu. Stávající řešení ovšem vychází z návrhu nové jednotky pro každý další jiný typ ventilu. Mnou navrhovaná jednotka tedy musí pokrýt požadavky na danou úlohu a sjednotit je k vývoji univerzálního řešení. Pro kompaktní velikost tak byla vybrána jako předloha stávající jednotka pro řízení motoru a její velikost byla použita jako reference pro návrh tohoto kontroléru. Díky tomuto kroku může být v budoucnu nahrazena stávající jednotka.

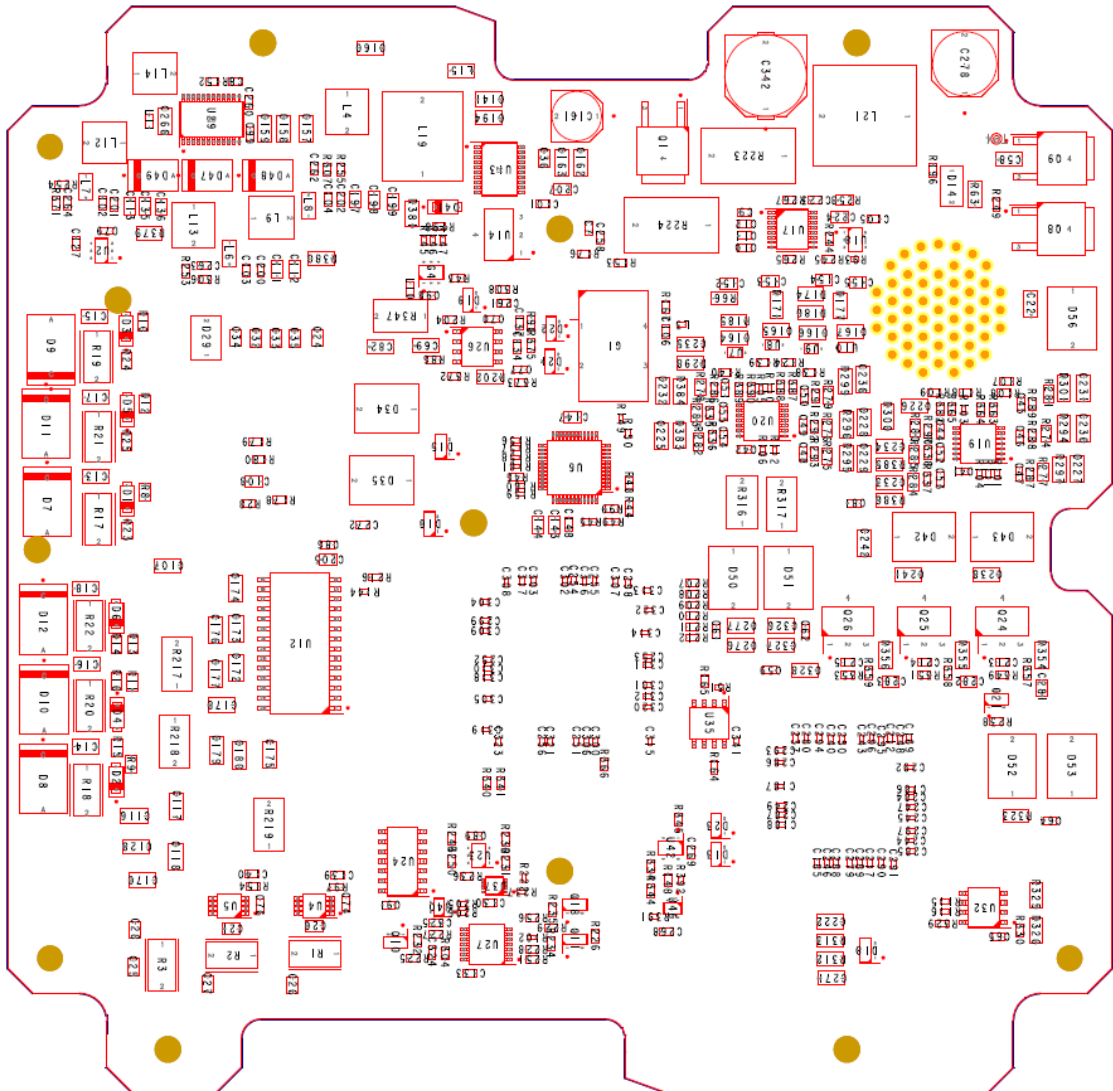
Podle výše stanovených komponent bylo v programu Mentor Graphics Xpedition Enterprise [36] nakresleno schéma řídicí jednotky a navržena deska plošných spojů (obrázek 33 a 34). Velikost desky je 140 x 140 mm. Na desce je umístěn jeden konektor pro připojení s nadřazeným systémem spolu s motorem a resolverem.



Obr. č. 33 - Rozložení komponent na desce (pohled shora)

Všechny komponenty jsou osazeny na jediné desce po obou stranách. Není třeba rozšiřovat desku jakýmkoli dceřinými deskami, což byl také předpoklad návrhu.

Deska obsahuje značné množství součástek a její příprava spolu s výrobou je značně časově náročná. Na návrhu desky plošných spojů se podílí také hardwarové oddělení firmy Honeywell a také vzhledem k rozvržení desky do 12ti vrstev nebyla deska do odevzdání této diplomové práce fyzicky vyrobena. Proběhl pouze návrh v počítačovém programu Mentor Graphics Expedition Enterprise stejně jako návrh schématu.



Obr. č. 34 - Rozložení komponent na desce (pohled zdola)

Pro snadnější osazení a své kompaktní rozměry byly vybrány součástky pro povrchovou montáž. Nabízí oproti dříve používaným průchozím součástkám snadnější pájení a větší odolnost na vibrace.

8 SOFTWARE KONTROLÉRU

Navrhovaný kontrolér má sloužit k servořízení polohy ventilu. Během provozu ventilu ve fázi otevírání nebo zavírání je motor aktivně řízen. Je ovšem třeba definovat, jak se má motor chovat po nastavení polohy klapky do požadované pozice. Základní možnosti tohoto zastavení jsou tři.

8.1 Brzdění motoru

Jako první se nabízí na spotřebu nejefektivnější vypnutí motoru. Po dosažení žádané pozice se tedy vypne koncový výkonový můstek ovládající motor a zůstane vypnutý až do okamžiku dalšího požadavku na změnu polohy. Hlavní výhodou je nulová spotřeba proudu motorem. Motor se ovšem může volně protáčet, což by mohlo mít za následek změnu polohy ventilu. Tento jev ale prakticky nenastává, jelikož je motor spřažen s klapkou ventilu přes převodovku, která v případě použití velkého převodu tento problém omezuje a v případě použití šnekového převodu téměř odstraňuje. Vždy je však třeba dát důraz na zvolený pohon. V případě použití malého motoru o malé hmotnosti a malým převodem není tento způsob příliš vhodný.

Další možností je zablokování motoru, neboli sepnutí všech fázových vinutí k jednomu potenciálu. Dochází tak ke spojení nakrátko mezi vodiči. Vlivem otáčení je v cívkách motoru indukováno napětí v opačném směru proti otáčení. Zkratem tohoto napětí vzniká moment proti směru otáčení. Tato metoda vykazuje větší odpor proti změně polohy klapky a zároveň nevyžaduje velký proudový odběr motorem.

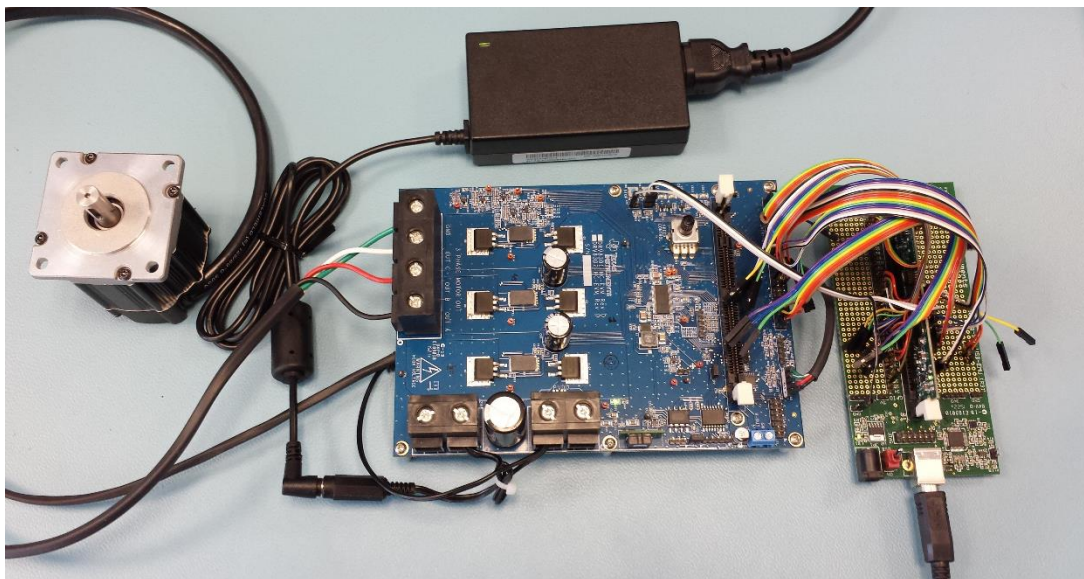
Poslední metodou je neustálé řízení na polohu. Po nastavení ventilu je motor sice zastaven, ale stále jeho fázovými vinutími protéká proud nastavující požadovanou polohu hřídele. Protože je úhel svírající magnetickým polem rotoru a generované magnetické pole statoru nulový, pro aktivní brzdění nemůžeme použít proud blízký nule. Moment motoru je totiž závislý od tohoto úhlu. Tato metoda je nejefektivnější proti pohybu koncové klapky, vyžaduje však značný proud do motoru.

Pro můj návrh jsem si vybral možnost druhého řešení se zkratovaným motorem. Jelikož má být motor vybaven převodovkou, bude dostatečné brzdění zastávat i zmíněné zablokování hřídele. Navíc touto metodou lze ušetřit značné množství výkonu oproti poslední možnosti řízení motoru na polohu.

8.2 Realizace řídicího algoritmu

Pro vývoj řídicích algoritmů jsem kvůli absenci navrhovaného prototypu jednotky vybral vývojový kit BLDC/PMSM Motor Control Kit [37] pro řízení motoru s mikrokontrolérem RM46L852 a TMS320F28335 Experimenter Kit [38] pro vývoj cílové aplikace. Oba kity v kombinaci tak disponují hlavními řídicími kontroléry určenými pro navrhovanou jednotku a výkonným měničem pro řízení motoru. Jelikož se

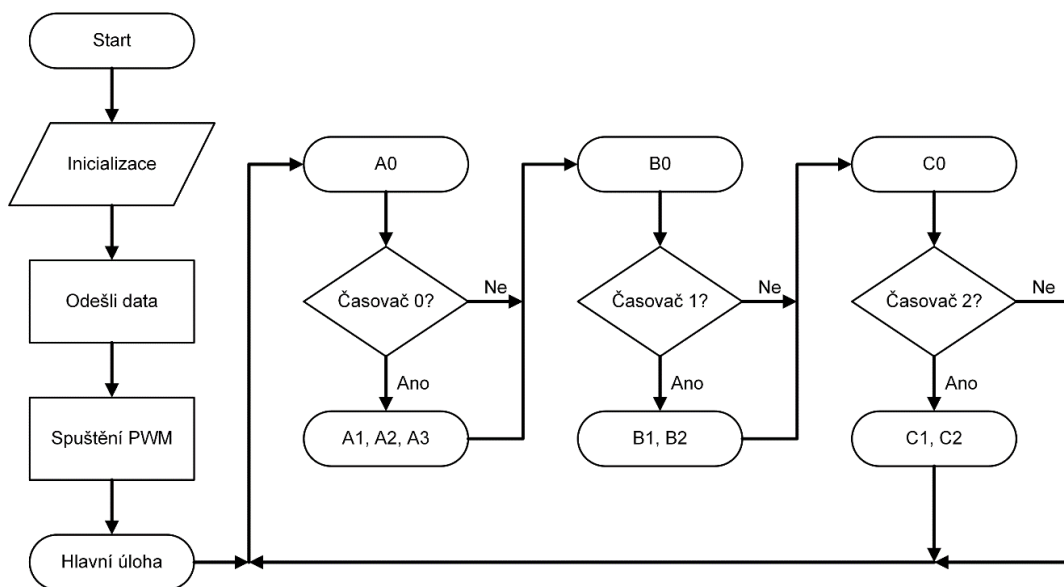
však z časových důvodů v rámci vypracování této práce nestihl sehnat vhodný motor s resolverem, byl pro realizaci zvolen velmi rozšířený BLDC motor s Hallovy snímači dodávaný od výrobce kitů. Zapojení použitých kitů je na obrázku 35.



Obr. č. 35 - Pohled na zapojení použitého harwaru

V rámci této diplomové práce vznikl kompletní řídicí program pro DSC s možností řízení BLDC motoru s Hallovy sondami. Aby byla jednotka skutečně univerzální, nabízí možnost řízení motoru jak na otáčky v obou směrech, tak řízení na polohu. Regulace motoru je zajištěna diskretními PI regulátory. Více o regulaci motoru dále.

Jelikož řídicí digitální kontrolér disponuje třemi časovači přímo na procesoru, jsou použity v hlavní části programu tři funkce, které se aktivují podle časovačů z procesoru. Toto řešení tak umožňuje řídit smyčky s proměnnou dobou pro opakování. Cyklické volání funkcí je patrné z obrázku 36.



Obr. č. 36 - Přepínání cyklických funkcí

Funkce A je základní a nejkritičtější funkcí, která nastavuje PWM pro spínání tranzistorů. Je vykonávána s frekvencí 20 kHz, což je i spínací frekvence měniče. Po každé periodě PWM tak dojde k aktualizaci jejích hodnot. Zároveň je tato funkce také využita pro měření otáček v tomto rozlišení 50 μ s. Časový interval byl zvolen z důvodu možnosti rychlých výpočtů proudového regulátoru. Ten ovšem vzhledem k nevhodnému návrhu vývojového kitu pro proudy okolo ± 60 A neumožňuje dostatečně jemnou regulaci a proto tato smyčka nebyla reálně odladěna. Pracovní proudy řídicí jednotky v rozmezí 1 až 10 A jsou totiž nižší než šum generovaný na měřicích odporech. Použitá jednotka neumožňuje zesílit měřený celkový proud do měniče. Při zesílení zesilovačů 10 tak nabývá plný rozsah pracovního proudu motoru 7 A hodnoty 191. Pro řízení motoru bez zátěže při proudech okolo 0,5 A (hodnota 13 z ADC) je tedy toto rozlišení nevhodné.

Funkce B se stará o čtení vstupů, výstupů a také o čtení a zapisování na sériové linky. Jelikož tyto události nenastávají v nijak kritické době a není nutné na ně reagovat ihned, zvolil jsem vykonávající periodu 0,5 ms.

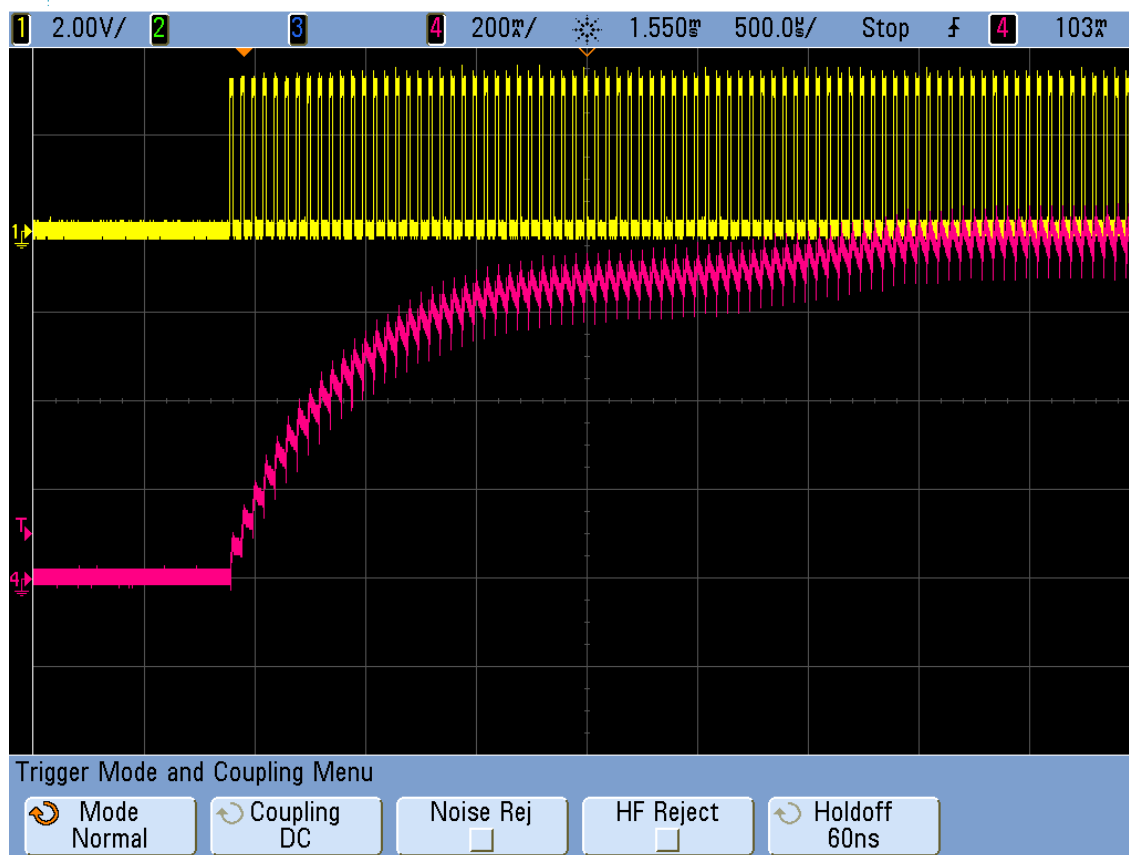
Funkce C se stará o řízení regulátoru motoru. Tento regulátor má pevně danou vzorkovací periodu 1 ms. Dalším významem této funkce je zpracovávání signálů a nastavování příchozích a odchozích řetězců. Tato funkce přistupuje pouze k proměnným a stará se především o jejich dekódování a zpracování do řízení motoru. Naproti tomu funkce B přistupuje přímo k perifériím a ukládá jejich stav do paměti.

Všechny funkce byly optimalizovány pro minimální dobu potřebnou ke zpracování, aby se celý algoritmus stihl vykonat během minimální možné doby 50 μ s. Během ladění programu byl také testován výpočetní výkon DSP a vzhledem k rychlosti výpočtů byl pro regulátory zvolen datový typ `float`. Oproti typu `int` dosahuje vyšší přesnosti a jednodušeji se s ním počítá. Oba typy vykazují téměř stejné výsledky v podobě počtu potřebných cyklů pro základní operace sčítání, odčítání a násobení. Matematická operace dělení je obecně v digitální technice problémem, proto jsou nejdůležitější výpočty děleny jen jednou při inicializaci a následně převedeny pouze na násobení.

Všechn software je psán v jazyce C ve vývojovém prostředí Code Composer Studio verze 6.1.1 od výrobce mikrokontrolérů Texas Instruments [39]. Jako šablona pro návrh byl převzat ukázkový kód od výrobce `FlashingLeds` pro DSC TMS320F28335, který využívá přepínání funkcí v hlavní smyčce. Tento kód byl značně upraven pro včasné provedení kritických časových operací a doplněn o potřebné funkce.

8.3 Návrh regulátorů

Pro možnost úvodního nastavení byly odměřeny odezvy systému pro identifikaci s následným určením parametrů regulátorů pomocí metody Ziegler-Nichols. Základní proudová smyčka byla odměřena s fyzicky zablokovaným motorem jak pro úhel 90° mezi magnetickým polem rotoru a statoru, tak i pro 60°, 30° a 0°. Všechny tyto průběhy vykazovali přibližně stejné parametry a nebylo tedy třeba definovat pracovní rozsahy pro motor. Soustava se chovala s motorem dodaným s vývojovým kitem pro testování jako systém prvního řádu s časovou konstantou 554 μ s a zesílením 18,22 (obrázek 37).

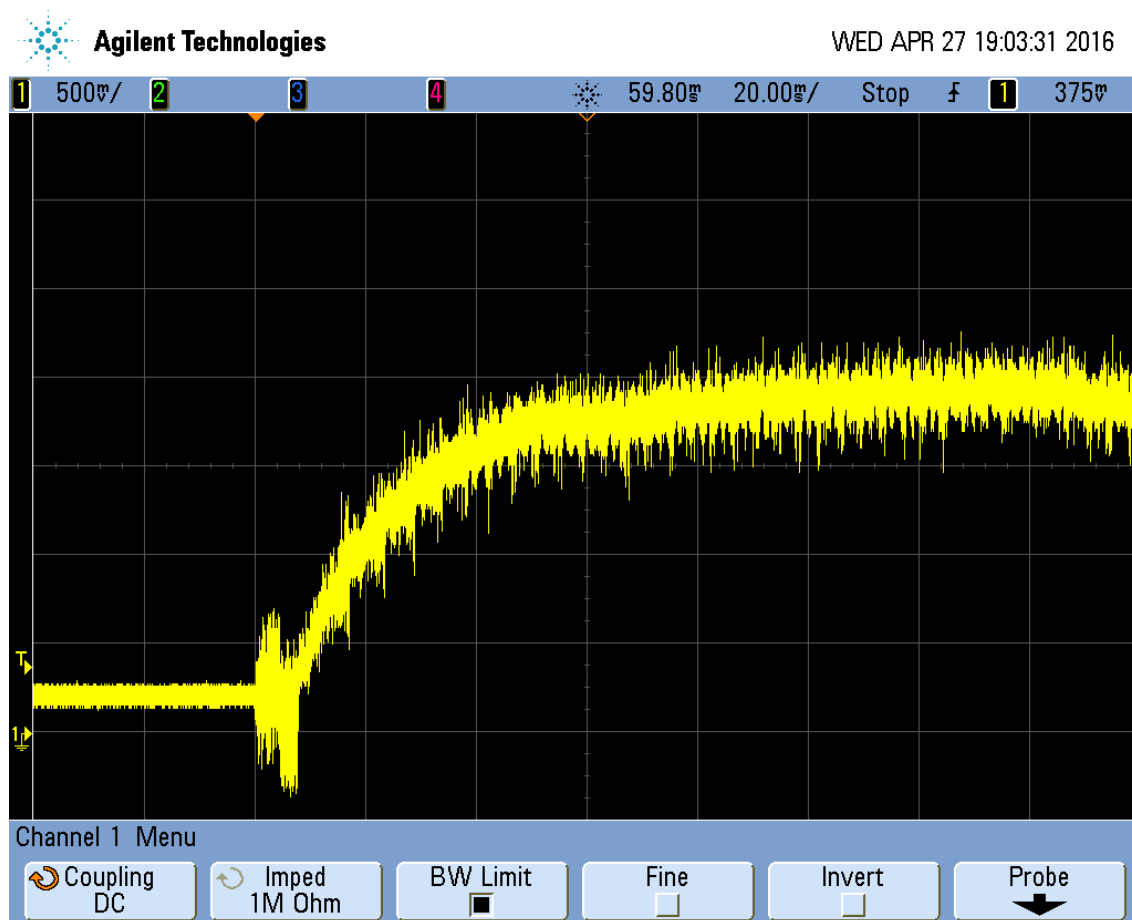


Obr. č. 37 - Odezva zablokovaného motoru na vstupní signál

Dopravní zpoždění systému bylo nepatrné, proto byl systém aproximován pouze systémem prvního řádu s danými parametry. Při pokusu o změření přechodové charakteristiky rychlosti motoru s vstupním signálem podoby jednotkového skoku nebylo možné tento přechod změřit. Motor se totiž roztočil rychleji, než došlo ke změně na Hallových sondách a jiný princip měření polohy pro daný motor nebyl aktuálně možný. Velikost elektrické časové konstanty však přesně zapadá do dříve sjednocených parametrů motorů dané velikosti a tak byla pro nastavení rychlostního regulátoru mechanická časová konstanta odhadnuta na 15 ms. Pro testování a identifikaci soustavy byl použit motor dodaný s vývojovým kitem s parametry 24 V napájení, maximální proud 7 A a maximální otáčky 6.000 ot/min.

Následně po identifikaci systému byl navržen regulátor v programu Matlab a v programu Simulink odsimulován. Jelikož se jedná po identifikaci soustavy vždy o systémy prvního řádu, lze jej vhodně navrženým regulátorem zrychlit. To není ale vhodný způsob řešení pro tuto univerzální jednotku. Kvůli jinému motoru by se navíc musely dopočítat nové parametry regulátoru. K dosažení lepších parametrů a zvýšení robustnosti systému jsem proto regulátory úmyslně zpomalil. Po jejich určení a ověření funkce na modelu byly převedeny ze spojitých na diskretní, vhodné pro implementaci do DSP.

Skoková změna žádaných otáček na 3.000 ot/min je poté dobře patrná z následujícího obrázku 38.



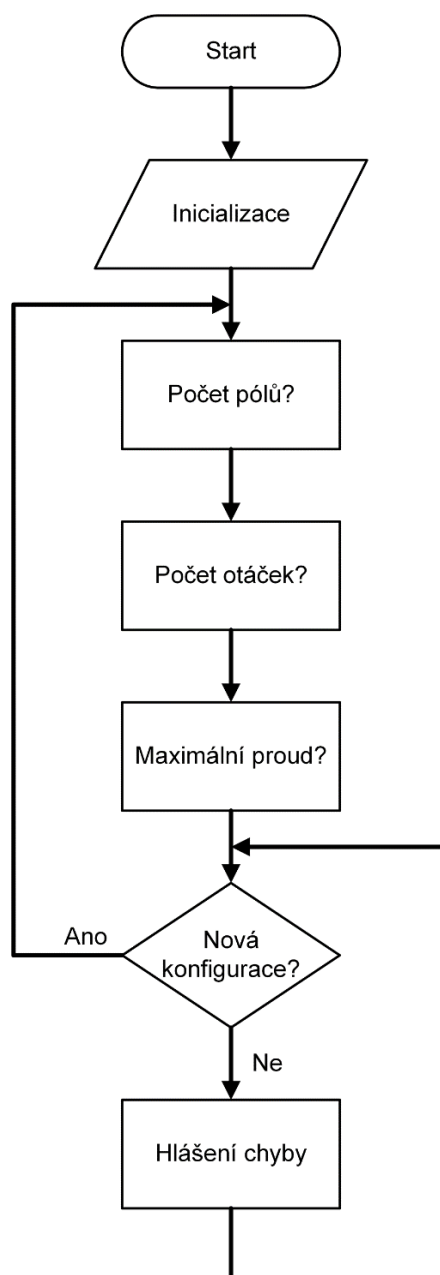
Obr. č. 38 - Odezva regulátoru rychlosti na skokovou změnu

Výsledný měřený signál je značně zkreslený. To je ovšem způsobeno vykreslením, neboť DSP nedisponuje DAC. Proto je k vykreslení rychlosti použit generátor PWM, který nastavuje místo střídavy poměrnou rychlost. Signál je poté upraven filtrem dolní propusti k vyhlazení. Z obrázku 38 je však stále patrné vyregulování zadané rychlosti během 80 ms. Možnost plynulé regulace daného motoru je v rozmezí 100 ot/min až do maximálních otáček. Regulátor by pro zvýšení robustnosti bylo možné ještě více zpomalit. Dochází tak ale ke zhoršení dynamických parametrů a zvláště odezvy na skokové zatížení, popřípadě odlehčení zátěže. Při sledování aktuální rychlosti poté dochází k velkým výkyvům.

Pro jednoduché počítání regulátorů je v programu zavedena normalizace vstupů/výstupů. Všechny parametry jsou normalizovány na hodnoty od nuly do jedné. Následné nastavení na periférie zase naopak přepočte hodnoty pro svůj maximální rozsah. Je tedy pro oba regulátory proudu i rychlosti nebo polohy napsán pouze jeden regulátor formou struktury a následnou normalizací převeden na řízení různě velkých hodnot.

8.4 Spuštění jednotky

O správné nastavení normalizačních parametrů se stará komunikace s mikrokontrolérem. Ta je ovšem na dané testovací aplikaci zastoupena komunikací s osobním počítačem přes sériový port o rychlosti 115200 baud. Nejprve je ověřena správnost komunikace a poté mohou být zadány jednotlivé parametry. Vše je dobře patrné z následujícího vývojového diagramu 39.

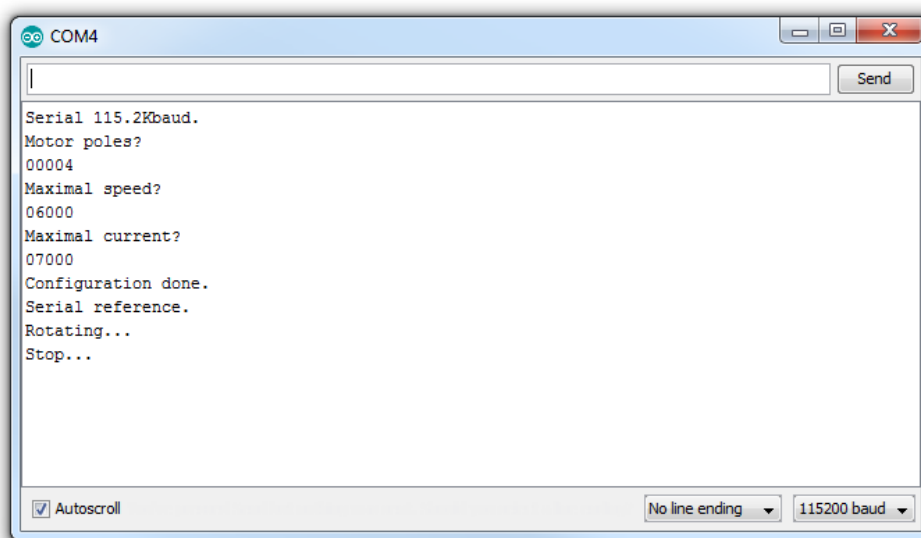


Obr. č. 39 - Vývojový diagram sériové linky

O správnost nastavení se stará stavový automat, který kontroluje odesílané a přijímané řetězce. V případě potřeby je tak možné rychle a jednoduše upravit potřebný kód a dodat jiné parametry.

Po inicializaci jednotky je možno motor ovládat buď manuálně, nebo po sériové komunikaci. Ovládání je zapnutí a vypnutí motoru, nastavení smyslu otáček a nastavení rychlosti. Rychlost je nastavena buď z ADC reference přes hladinu měřenou na potenciometru, nebo z přijaté reference po sériové lince. Možnost manuálního ovládání byla přidána z důvodu ladění. Na navrhovaném kontroléru bude nastavování probíhat pouze po komunikaci. Jednotka má umožňovat jen základní manuální pokyny jako je otevření a zavření ventilu nebo v případě potřeby zastavení motoru, které je ale řešeno obvodově.

Na následujícím obrázku (obr. č. 40) je zobrazen výpis z jednotky. Pro jednoduchost a dle předpokladů zadávající firmy je všechno názvosloví spolu s popisky softwaru v anglickém jazyce.



```
Serial 115.2Kbaud.
Motor poles?
00004
Maximal speed?
06000
Maximal current?
07000
Configuration done.
Serial reference.
Rotating...
Stop...
```

Obr. č. 40 - Výpis sériové linky z navržené řídicí jednotky

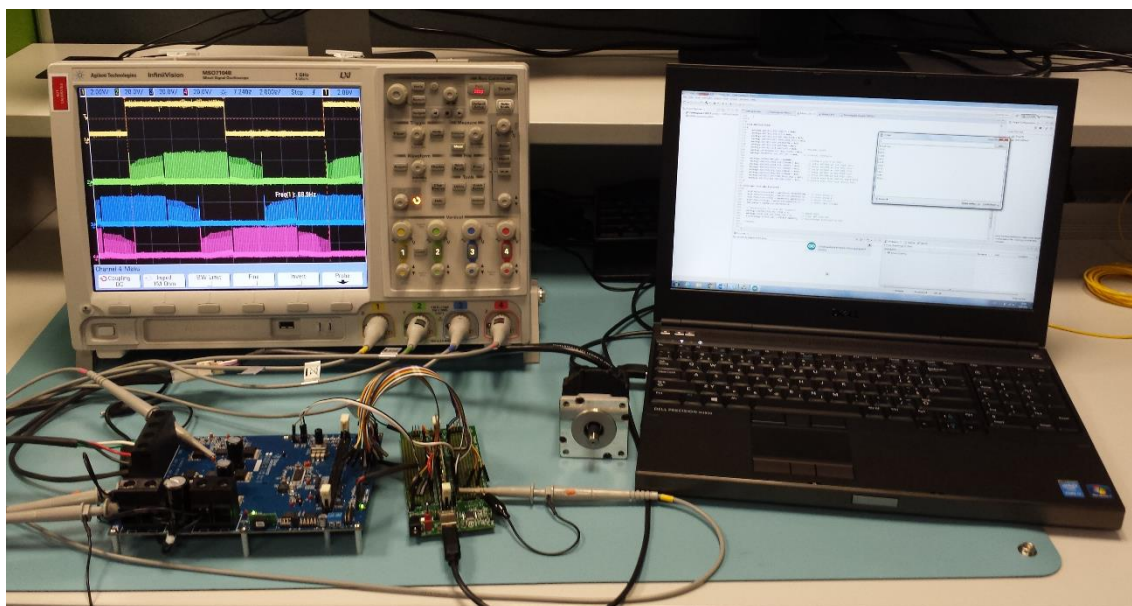
Pro komunikaci s jednotkou bylo použito bezplatné vývojové prostředí Arduino IDE nabízející sériový terminál s definovatelnou rychlostí přenosu dat.

9 TESTOVÁNÍ

Kvůli použití vývojových kitů bylo zjednodušeno testování funkce použitého hardware. Navrhovaná jednotka bude testována až po jejím vyrobení. Pro ověření navrženého způsobu řízení byl tedy vybírán testovací hardware právě podle navržených komponent pro realizaci navrhované jednotky pro sensorové řízení BLDC motoru. Hlavní zřetel byl brán na použité DSP a mikrokontrolér Hercules RM46L a právě možnost sensorového řízení motoru.

Původní myšlenku pro použití motoru s měřením polohy hřídele resolverem se z důvodu nedostupnosti motoru nepodařilo realizovat. Proto byl motor nahrazen motorem s Hallovými snímači. Tento motor je současně řízen metodou „Six-step“. Funkce jednotky však není omezena pouze na motory s Hallovými snímači. Jedinou požadovanou změnou je dopsání další funkce A pro komutaci vektorově řízeného motoru. Kvůli absenci motoru s možností měření polohy hřídele, a tedy vektorového řízení, nebyly funkce pro přímou i inverzní Parkovu a Clarkové transformaci implementovány a odzkoušeny.

Použité vývojové moduly umožňují vzájemné propojení pomocí vodičů. Řídicí deska pro motor je původně osazena 100 pinovým konektorem DIMM-100 pro připojení řídicího kontroléru. Kvůli absenci programátoru a nevhodně zvoleným pinům DSC v konektoru pro spouštěcí režim nebylo toto řešení zatím použito. Všechny piny jsou ovšem konfigurovány pro následnou možnost použití tohoto konektoru. Testovací a zároveň vývojové pracoviště je vyobrazeno na obrázku 41.

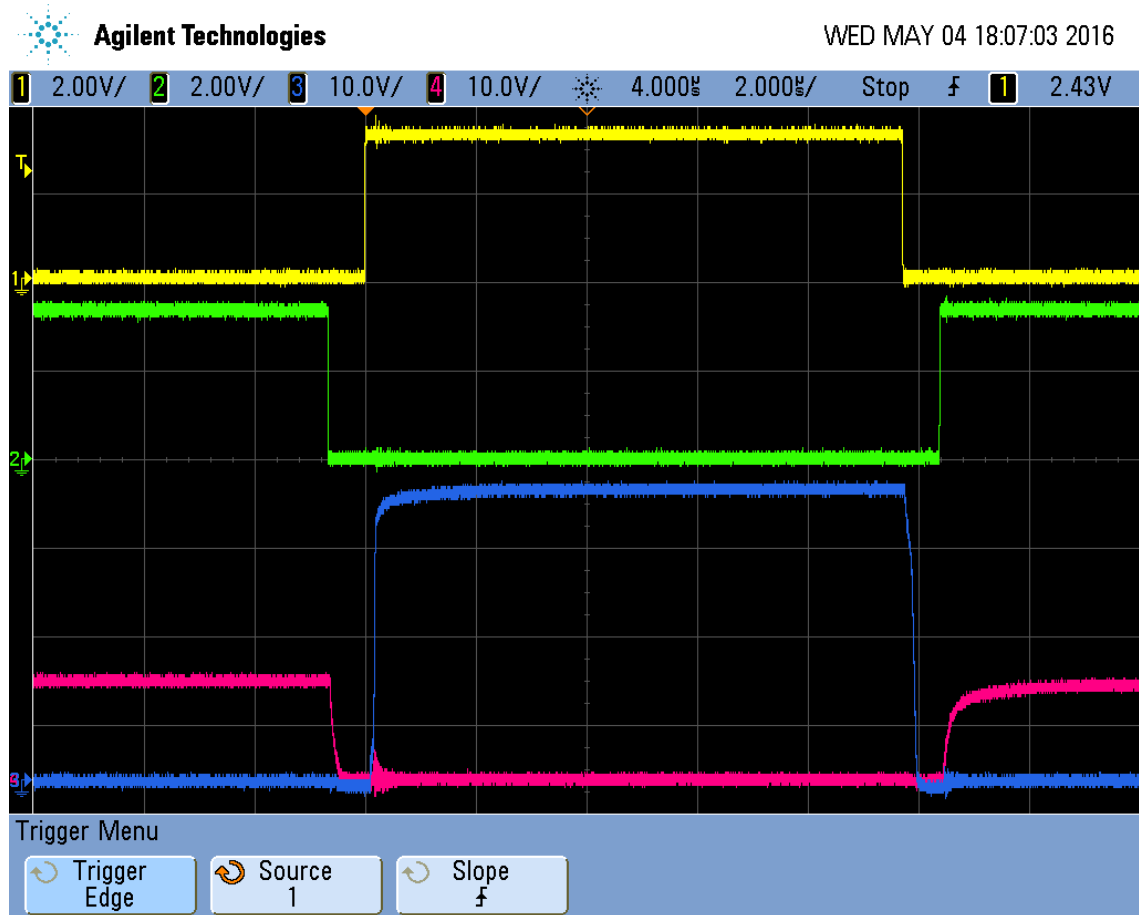


Obr. č. 41 - Vývojové pracoviště s univerzální jednotkou

Pro napájení jednotky je použit výrobcem dodávaný síťový adaptér na 24 V s maximálním proudem do 2,5 A. Toto napájení je vhodné pro testování menších motorů a při zabudované proudové pojistce ani při poruše řízení nedochází ke zničení jednotky.

9.1 Testování PWM generátoru

První testovanou komponentou jednotky byl generátor PWM. Kontrolér nabízí možnost přímo v tomto generátoru zapnutí “deadtime“ jednotky pro ochranu při spínání. Náhled na spínání budiče výkonových tranzistorů je na obrázku 42.



Obr. č. 42 - Spínání PWM jedné větve měniče

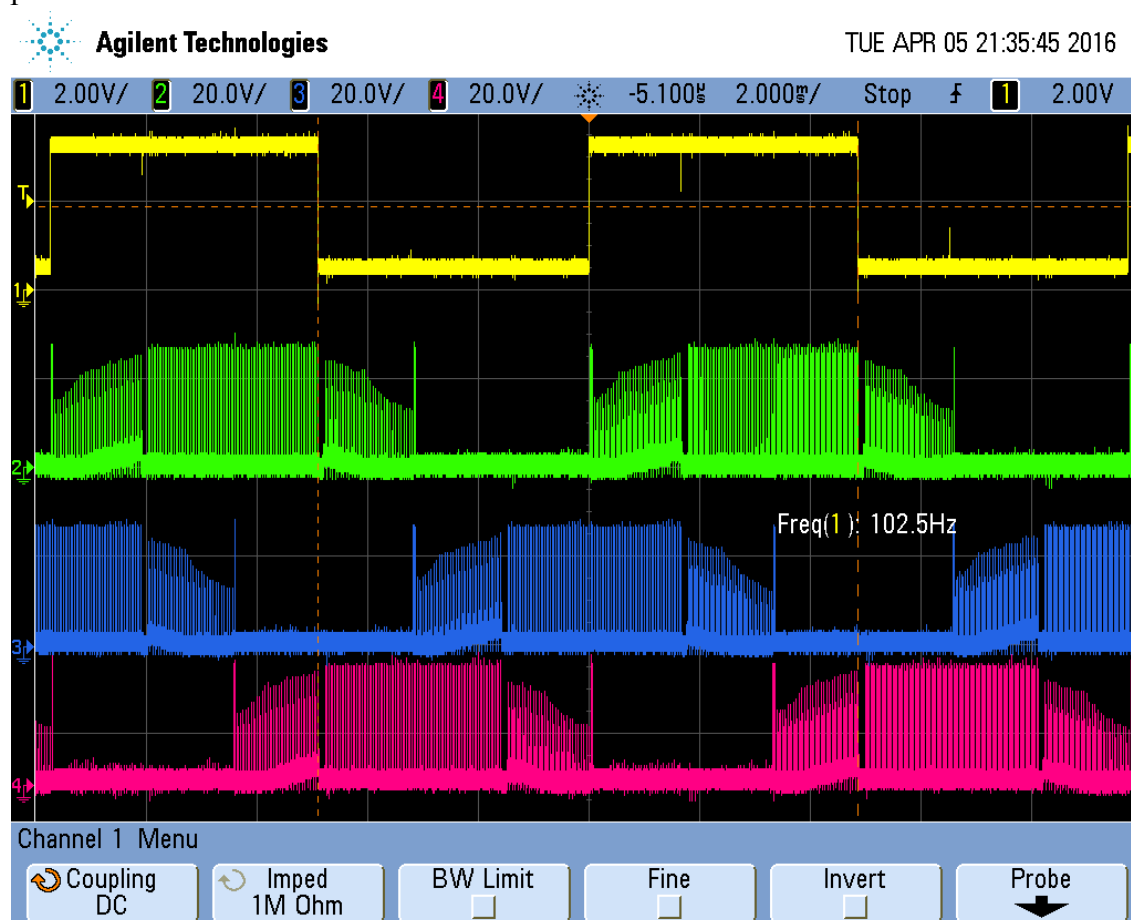
Z tohoto obrázku je vidět posunutí spínacích průběhů přímo na pinech PWM generátoru DSC. Žlutý průběh je k řízení horního tranzistoru, zelený naopak k spodnímu tranzistoru. Mezi sestupnou hranou jednoho a nástupnou hranou druhého signálu je vždy vidět krátký časový interval 0,66 µs, kdy jsou oba tranzistory vypnuty.

Modrý průběh na obrázku 40 je měřen na spínací elektrodě horního tranzistoru a růžový na elektrodě dolního tranzistoru. Zde jsou vidět neostré hrany vlivem kapacitního charakteru elektrod tranzistorů. Doba mezi vypnutím horního tranzistoru a zapnutím dolního tranzistoru je zkrácena o přechodný jev vypnutí a využívá zmíněného “deadtime“ jako rezervu při tomto sepnutí. Tento časový interval je ovšem značně předimenzován z důvodu použití tranzistorů s vysokou vstupní kapacitou elektrody 16 nF.

Budicí signál PWM je nastaven na 20 kHz. Vstupní taktovací signál do čítačů je veden přímo od vysokorychlostního signálu hodin 150 MHz. PWM generátor tak umožňuje rozlišení 3.750 kroků. 100 kroků je použito pro generování “deadtime“.

9.2 Testování funkcí motoru

Program i celá jednotka byly vyvíjeny a testovány s motorem dodaným od výrobce kitů. Tento motor má své maximální parametry 6.000 ot/min, proud 7 A a rotor se čtyřmi pólovými páry. Původní předpoklad pro použitý motor vycházel z vysokootáčkového motoru se čtyřmi póly (dva pólové páry). Proto byl software upraven i pro možnost zvolení počtu pólových dvojic přímo při konfiguraci motoru. Na následujícím obrázku (obr. č. 43) je vyobrazeno spínání fází testovaného motoru při konstantních otáčkách přibližně 1.500 ot/min.



Obr. č. 43 - Spínání motorových fází

Pomocí PI regulátoru je možné řídit rychlost motoru dle zadaných požadavků. Pokud je například nutno omezit maximální otáčky motoru, stačí v konfiguraci motoru uvést požadované maximální otáčky a regulátor se díky vhodně navržené normalizaci postará o jejich nastavení na motoru. Jednotka disponuje limitem v maximálních otáčkách od 1.000 do 20.000 ot/min.

Vyvíjená deska byla testována ještě s jedním, výrazně silnějším motorem [40] pro ověření funkčnosti za použití navržených regulátorů. Motor je určen pro vstupní napětí 14,8 V, při němž dosahuje 38.480 ot/min. Jeho rotor je čtyřpólový a odpovídá tedy původnímu předpokladu. Jelikož se jedná o vysokootáčkový motor, jeho odpor

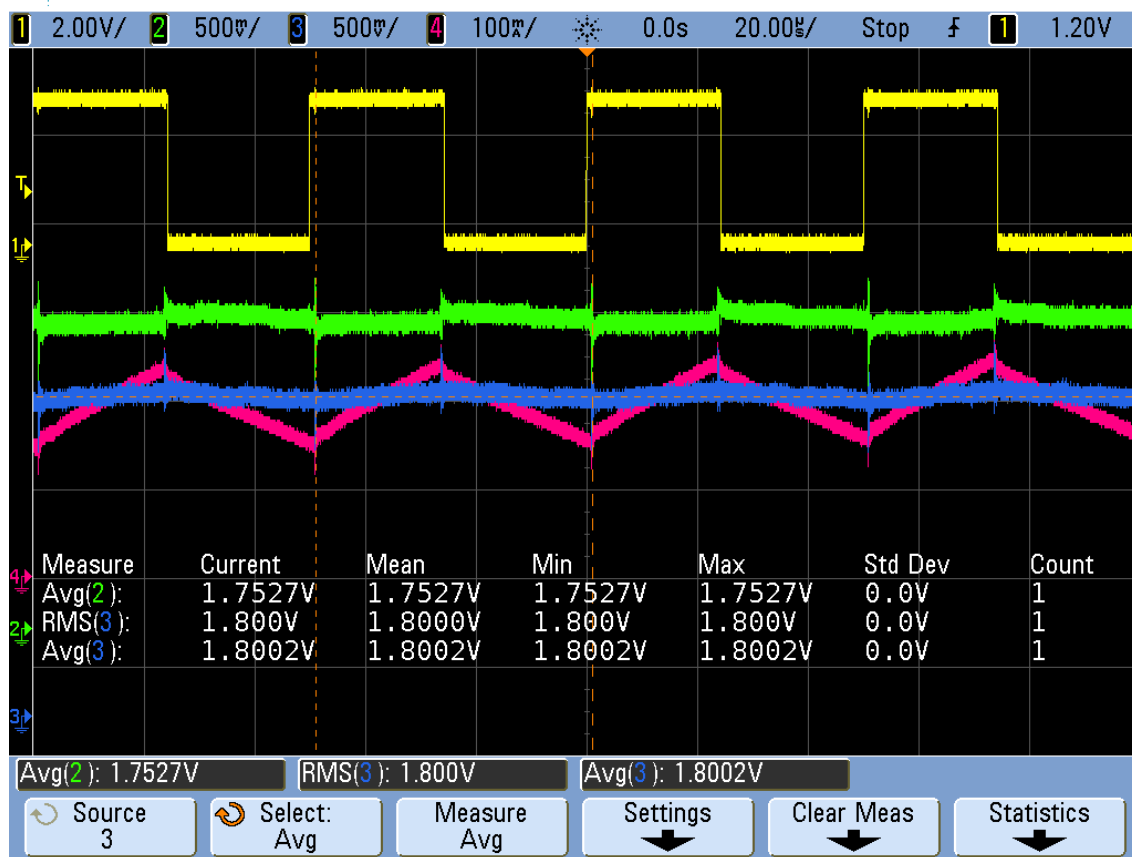
statorových cívek a jejich indukčnost jsou velmi malé. Špičkový výkon udávaný výrobcem je 2.710 W. Odebíraný proud by tedy byl výrazně větší než 20 A ve špičce, přibližně 180 A při napětí 14,8 V. Přes tyto všechny parametry byl vyzkoušen na jednotce pro ukázkou možnosti řízení. Jednotka s tímto motorem při omezení maximálních otáček na 20.000 byla schopna bezproblémové funkce v režimu řízení do 5.000 ot/min. Při této rychlosti je ovšem špičkový proud do motoru 10 A. Stále však dochází k regulaci otáček i po zatížení hřídele motoru. Přes tento limit 5.000 ot/min již reaguje proudová pojistka zdroje a dochází k odpojení motoru.

Navržené řízení vyreguluje nastavenou rychlost s prvním zkoušeným motorem během 80 ms. Při testech s druhým, výrazně výkonnějším, motorem došlo k ustálení rychlosti po 30 ms. V současném programu zatím není implementován algoritmus pro dopočtení parametrů regulátoru. Současně nastavený regulátor rychlosti je však dostatečně robustní pro řízení i značně výkonnějšího motoru než na jaký byla jednotka navrhována. Kvůli problémům s měřením proudu do motoru a jeho špatnému rozlišení tak nedošlo k řízení motoru na maximální proud. Tato možnost je sice implementována do řídicího algoritmu, není však využita. Poté by bylo možné řídit motor i bez výpadků proudové pojistky napájecího zdroje jednotky.

Pro kalibraci motoru byl navržen algoritmus umožňující dopočtení regulátoru. Po spuštění jednotky zkusí řídicí kontrolér se základními hodnotami regulátoru roztočit motor na 1.000 otáček. V hlavní řídicí funkci C ukládá aktuální hodnotu rychlosti do pole hodnot. Toto se děje s periodou 1 ms. Pro změření přechodného děje se zadaným motorem do 80 ms by tedy třeba jen 80 hodnot. Pokud se motor podaří roztočit, je signál vyfiltrován a použit pro výpočet hodnot regulátoru. Pokud se motor neroztočí, je nutno snížit konstanty PI regulátoru a pokus o roztočení a naměření průběhu je zopakován. Z vyfiltrovaného signálu je vypočtena časová konstanta daného motoru a z té je dopočtena hodnota pro regulátor. Motor je tímto způsobem možno jak zrychlit, tak zpomalit. Vždy by však mělo dojít k nastavení požadované rychlosti během zhruba 80 ms při zkalibrovaném motoru. V případě správné kalibrace by poté mělo dojít k odeslání těchto spočtených hodnot do kontrolního MCU a uložení do paměti. Pokud by nebyla identifikace ukončena úspěšně, řídicí kontrolér vyzve o zadání konstant z MCU.

9.3 Měření proudu na odporu a Hallovým snímačem

Při vývoji této řídicí jednotky bylo přihlíženo k možnosti využití moderních součástek a nepoužívat tak stávající řešení. Pro srovnání tedy bylo u měření proudů do motoru nahlédnuto vedle klasického řešení měření úbytku napětí na odporech také k relativně nové metodě měření proudu Hallovou sondou zapouzdrěnou spolu s magnetickým obvodem v jedné součástce. Největší výhodou tohoto řešení je velmi malý odpor. U použitého snímače ACS725LLCTR-20AB-T firmy Allegro MicroSystems je odpor pouze 1,2 mΩ. Oproti navrhovanému odporu 5 mΩ pro měření proudu je tak jeho odpor čtvrtinový. To se projeví zejména nižším ztrátovým výkonem na měřicím prvku.



Obr. č. 44 - Srovnání měření průběhu proudu na odporu a Halovým snímačem

Na obrázku 44 je zobrazeno měřené napětí pro srovnání na operačním zesilovači zesilujícím signál z měřicího odporu (zelený průběh), na snímači Allegro (modrý průběh) a referenční proud z proudové sondy (fialový průběh). Žlutý průběh zobrazuje budící PWM signál frekvenčního měniče.

Při tomto srovnávacím měření se proudový snímač osvědčil v citlivosti a zároveň minimálním šumem. Jeho šířka pásma je ovšem jen 120 kHz. Nemá tedy velkou rezervu pro použité pásmo 20 kHz využívající PWM modul. Udávaná citlivost proudového snímače je 66,6 mV/A. Řešení s odporem na použitém vývojovém kitu má vypočtenou citlivost 20 mV/A. Zde je ovšem zásadní rozdíl v možnosti přepínání zesílení. Pro nízké proudy lze na zesilovači měřicím úbytek napětí na odporu zvýšit zesílení a měřit tak přesně menší hodnoty. Při použití navrhovaného snímání proudu na odporu s přepínatelným zesilovačem INA225 pro navrženou jednotku tak vychází citlivost 125 mV/A až 1 V/A při maximálním zesílení. Snímač ACS725 tuto možnost nenabízí, z důvodu univerzality této jednotky tak není příliš vhodný.

Měřený proudový snímač byl vybrán z důvodu měření proudu v obou směrech. Pro proud 0 A má tedy nastavený offset. Přesnost měření snímače byla poté ověřena a zaznamenána do tabulky 5.

Tabulka č. 5 - Měření přesnosti proudového snímače ACS721

Proud	Napětí
[A]	[V]
0,0	1,68
1,0	1,74
2,0	1,80
3,0	1,86
4,0	1,93
5,0	2,00

10 ZÁVĚR

V rámci této diplomové práce byl navržen koncept pro univerzální řídicí jednotku BLDC motoru. V první části práce je popsána konstrukce různých druhů bezkartáčových motorů spolu s jejich možnými principy řízení. Dále jsou popsány různé metody měření polohy rotoru, jelikož při komutaci těchto elektrických strojů je potřebná znalost pozice rotoru.

V další části práce bylo navrženo základní obvodové schéma řídicí jednotky. Součástí celkového řešení bylo i navržení řídicího programu. V rámci práce byly také vybrány klíčové komponenty pro sestavení výsledné řídicí jednotky.

Schéma pro kontrolér je navrženo dle požadavků společnosti Honeywell, která práci zadávala. Jelikož se jedná o jednotku sloužící pro další vývoj v leteckém průmyslu, jsou obvody koncipovány tak, aby mohly projít odpovídající certifikací. Tomu odpovídá i složitost navržených obvodů. Jelikož z časových důvodů nebylo možné prototyp jednotky vytvořit, bylo pro ověření funkce řídicího softwaru zvoleny vývojové kity od společnosti Texas Instruments, které byly architektonicky velmi podobné navrhovanému hardwarovému řešení.

Navržené řízení jsem přizpůsobil možnostem dostupného hardwaru a motoru s Hallovými sondami. Výchozí konstanty pro regulátor otáček jsem určil metodou Ziegler-Nichols. Výsledných konstant pak bylo dosaženo zvětšením časové konstanty pro zrobustnění řízení a zároveň experimentálním dolazením. Toto řízení bylo vyzkoušeno na dvou výkonově rozdílných motorech (168 W a 1800 W). V obou případech bylo dosaženo spolehlivé rychlostní regulace. První menší motor je možno řídit s požadavkem rychlosti od 100 ot/min až do plných otáček motoru. Druhý výkonnější motor je možné na dané jednotce provozovat do 5.000 ot/min kvůli výkonosti napájecího zdroje.

V rámci práce byly porovnány možnosti měření proudu na odporu a Hallově snímači proudu. Tento Hallův snímač oproti odporu vykazuje lepší účinnost kvůli svému čtyřnásobně menšímu odporu. Pro letecké účely je tak Hallův snímač vhodnější jak z výkonového hlediska, tak v přesnosti měření proudu (nevyžaduje speciálně vedené cesty pro měření jako varianta s odporem na desce plošného spoje). Klíčovou vlastností této univerzální jednotky je řízení motorů s různě velkými proudy. Navrhl jsem tedy snímání proudu přes odpor s následným programovatelným zesilovačem pro změnu rozsahu měřených proudů.

Literatura

- [1] Šimon, Josef. *BLDC aneb DC motor s nulovými náklady na údržbu* [online]. 2011-10 [cit. 2015-10-28]. Dostupné na URL: <http://www.odbornecasopisy.cz/res/pdf/44507.pdf>
- [2] Maxon Motor USA. *Human like bipedal walking robot* [online]. 2015-1-25 [cit. 2015-11-14]. Dostupné na URL: <https://maxonmotorusa.wordpress.com/tag/right-angle-gear-2/>
- [3] *Maxon Motor*, Web [online]. 2015 [cit. 2015-11-14]. Dostupné z URL: <http://www.maxonmotor.com/maxon/view/content/products>
- [4] *Kwapil & Co*, Web [online]. 2014 [cit. 2015-12-23]. Dostupné z URL: <http://www.kwapil.cz/>
- [5] Schütz, Anja. *Kleiner Roboter groß in Open Source*. Maxon Motor AG, Sachseln/Schweiz [online]. 2014-11-17 [cit. 2015-12-23]. Dostupné z URL: http://www.industrieanzeiger.de/maschinenbau-und-konstruktion/-/article/32571342/40077082/Kleiner-Roboter-gro%C3%9F-in-Open-Source/art_co_INSTANCE_0000/maximized/
- [6] *Portescap*, Web [online]. 2015 [cit. 2015-12-25]. Dostupné z URL: <http://www.portescap.com/>
- [7] Design Word Staff, *Portescap Introduces nuvoDisc™*. West Chester, PA [online]. 2007-10-03 [cit. 2015-12-25]. Dostupné z URL: <http://www.designworldonline.com/portescap-introduces-nuvodisc/>
- [8] Yu, Zhenyu. *Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns*, Application Report SPRA524 [online]. 1999-03 [cit. 2015-12-25]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/an/spra524/spra524.pdf>
- [9] Lepka J, Grasblum P. *Použití mikroprocesorů pro řízení pohonů s BLDC motory*, VUT v Brně [online]. 2011-11-11 [cit. 2015-12-25]. Dostupné z URL: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_09_1111.pdf
- [10] *TAMAGAWA SEIKI*, Web [online]. 2014-12-15 [cit. 2015-12-28]. Dostupné z URL: <http://www.tamagawa-seiki.com/english/lvdt/>
- [11] *Analog Devices*, Web [online] 2015 [cit. 2015-12-28]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/en/products/analog-to-digital-converters/integrated-special-purpose-converters/synchrosolver-to-digital-converters.html>
- [12] *Data Device Corporation*, Web [online]. 2015 [cit. 2015-12-28]. Dostupné z URL: <http://www.ddc-web.com/Products/281/Default.aspx>
- [13] *C2000 Resolver to Digital Conversion kit*, Texas Instruments [online]. 2015 [cit. 2015-12-28]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/tool/TMDSRSLVR>
- [14] *KMZ60: Angle sensor with integrated amplifier*, NXP [online]. 2015 [cit. 2015-12-28]. Dostupné z URL: <http://www.nxp.com/products/sensors/angular-sensors/angle-sensor-with-integrated-amplifier:KMZ60>
- [15] Dokument, *Two Channel High Resolution Optical Incremental Encoder Modules* [online]. 2002-05-08 [cit. 2015-12-29]. Dostupné z URL: <http://www.gme.cz/img/cache/doc/532/033/heds-9100a00-datasheet-1.pdf>
- [16] *Rotary Encoder – WOW.com*, Web [online]. 2015-11-21 [cit. 2015-12-29]. Dostupné z URL: http://us.wow.com/wiki/Rotary_encoder

- [17] Viramontes, Eduardo. *BLDC Motor Control with Hall Effect Sensors Using the 9S08MP*, Application Note AN4058 [online]. 2010-04 [cit. 2015-12-30]. Dostupné z URL: http://www.nxp.com/files/microcontrollers/doc/app_note/AN4058.pdf
- [18] Akin B, Bhardwaj M. *Sensorless Trapezoidal Control of BLDC Motors*, Application Report SPRABQ7A [online]. 2015-09 [cit. 2015-12-30]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/an/sprabq7a/sprabq7a.pdf>
- [19] Zambada J, Deb D. *Sensorless Field Oriented Control of a PMSM*, Application Note AN1078 [online]. 2010-05-01 [cit. 2015-12-30]. Dostupné z URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>
- [20] Dokument, *TMS320F28335, TMS320F28334, TMS320F28332, TMS320F28235, TMS320F28234, TMS320F28232 Digital Signal Controllers* [online]. 2012-08 [cit. 2016-01-02]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/ds/sprs439m/sprs439m.pdf>
- [21] Merello, Andrea. *Bootstrap Network Analysis: Focusing on the Integrated Bootstrap Functionality*, Application Note AN-1123 [online]. 2008-01-24 [cit. 2016-01-02]. Dostupné z URL: <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-1123.pdf>
- [22] Dokument, *IRS233(0,2)(D)(S&J)PbF* [online]. 2011-06-01 [cit. 2016-01-02]. Dostupné z URL: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irs2330pbf.pdf>
- [23] Dokument, *STD80N10F7, STF80N10F7, STH80N10F7-2, STP80N10F7* [online]. 2014-02 [cit. 2016-01-03]. Dostupné z URL: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00106219.pdf>
- [24] Dokument, *INA225 36-V, Programmable-Gain, Voltage-Output, Bidirectional, Zero-Drift Series, Current-Shunt Monitor* [online]. 2014-03 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina225.pdf>
- [25] Dokument, *CAS/CASR/CKSR series Current Transducers, Insulated Highly Accurate Measurements* [online]. 2009-02-05 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.lem.com/docs/marketing/LEM%20Leaflet%20CAS%20CASR%20CKSR.pdf>
- [26] Fennely, Stephanie. *Allegro MicroSystems, LLC Announces New Current Sensor ICs with Common Mode Field Rejection* [online]. 2015-03-17 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.allegromicro.com/en/About-Allegro/News-Room/2015/ACS724-ACS725-Press-Release.aspx>
- [27] Dokument, *Variable Resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D Converter with Reference Oscillator* [online]. 2010-02-17 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD2S1210.pdf>
- [28] Dokument, *SN65HVD3x 3.3-V Full-Duplex RS-485 Drivers and Receivers* [online]. 2015-10 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn65hvd33.pdf>
- [29] *ARINC 429 - Holt Integrated Circuits*, Web [online]. 2016 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.holtic.com/category/352-arinc-429.aspx>
- [30] *Linear Technology*, Web [online]. 2015 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.linear.com/solutions/circuit>
- [31] *Texas Instruments*, Web [online]. 2015 [cit. 2016-01-05]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/>
- [32] Dokument, *Ideal Diode Controllers* [online]. 2015-12-10 [cit. 2016-01-06]. Dostupné z URL: http://cds.linear.com/docs/en/product-selector-card/2PB_idealdiodesfb.pdf

- [33] *Brushless Motors - MOOG Inc.*, Web [online]. 2015 [cit. 2016-01-06]. Dostupné z URL: <http://www.moog.com/products/motors-servomotors/brushless-motors/>
- [34] *NEMA Stepper Motors, PSC Motors | GEMS Motor*, Web [online]. 2012 [cit. 2016-01-06]. Dostupné z URL: <http://gemsmotor.com/>
- [35] *Brushless DC Motors | Portescap Motors*, Web [online]. 2015 [cit. 2016-01-06]. Dostupné z URL: <http://www.portescap.com/products/brushless-dc-motor>
- [36] *Xpedition® Enterprise - Integrated PCB design software flow for the global enterprise, from system design definition to manufacturing execution - Mentor Graphics*, Web [online]. 2016-04-26 [cit. 2016-04-28]. Dostupné z URL: <https://www.mentor.com/pcb/xpedition/>
- [37] *Hercules RM46x Three Phase BLDC, PMSM Motor Control Kit with DRV8301 and Encoder - DRV8301-RM46-KIT - TI Tool Folder*, Web [online]. 2016 [cit. 2016-04-28]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/tool/DRV8301-RM46-KIT>
- [38] *TMS320F28335 Experimenter Kit - TMDSDOCK28335 - TI Tool Folder*, Web [online]. 2016 [cit. 2016-04-28]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/tool/tmdsdock28335>
- [39] *Code Composer Studio (CCS) Integrated Development Enviroment (IDE)*, Web [online]. 2016 [cit. 2016-05-03]. Dostupné z URL: <http://www.ti.com/tool/ccstudio>
- [40] Dokument, *Nosram Fatboy 8 BL Motor 2600kV* [online]. [cit. 2016-05-05]. Dostupné z URL: http://www.nosram.com/fileadmin/nosram_pdfs/90/90270-1.pdf

Seznam obrázků

Obr. č. 1 - Dvoupólový a čtyřpólový permanentní magnet motoru	11
Obr. č. 2 - Konstrukce motoru s vnitřním rotorem [2].....	12
Obr. č. 3 - Řez motorem s rotačním pláštěm [5]	13
Obr. č. 4 - Konstrukce plochého motoru [6]	14
Obr. č. 5 - Frekvenční měnič pro řízení BLDC motoru	15
Obr. č. 6 - Symetrický a asymetrický PWM signál.....	16
Obr. č. 7 - Bipolární spínání tranzistorů frekvenčního měniče	17
Obr. č. 8 - Unipolární spínání tranzistorů frekvenčního měniče	17
Obr. č. 9 - Měření zpětného indukovaného napětí	18
Obr. č. 10 - Průběh indukovaného zpětného napětí na fázi otočení motoru [9].....	19
Obr. č. 11 - Rozložení Hallových sond v motoru.....	20
Obr. č. 12 - Generování signálů pro tranzistory podle stavu Hallových sond [9].....	21
Obr. č. 13 - Zakrytovaný resolver firmy Maxon Motor [3] a holé Tamagawa [10].....	22
Obr. č. 14 - Magnetorezistivní senzor polohy [14]	23
Obr. č. 15 - Blokové schéma kvadrurního enkodéru [15]	23
Obr. č. 16 - Příklad kódování rotačního enkodéru [16]	24
Obr. č. 17 - Regulace rychlosti.....	25
Obr. č. 18 - Regulace polohy	25
Obr. č. 19 - Lichoběžníkové spínání pro Hallovy sondy v rotačních souřadnicích [17].....	26
Obr. č. 20 - Proud a indukované napětí jednotlivých fází motoru a moment [18].....	26
Obr. č. 21 - Rozdělení stavového prostoru pro 6 základních vektorů [19]	27
Obr. č. 22 - Příklad složení výsedného vektoru [19].....	27
Obr. č. 23 - Základní schéma pro výpočet transformací [19]	28
Obr. č. 24 - Navržená topologie řídicí desky	31
Obr. č. 25 - Přehled pouzder mnohavývodových integrovaných obvodů [20]	32
Obr. č. 26 - Průběh řídicích signálů tranzistorů podle vodivosti tranzistorů.....	34
Obr. č. 27 - Funkce spínaného plovoucího kapacitoru V_{BS} [21]	35
Obr. č. 28 - Vnitřní zapojení snímače proudu LEM [25].....	38
Obr. č. 29 - Navržená topologie napájecího zdroje.....	41
Obr. č. 30 - Srovnání polovodičové a ideální diody pro ochranu zařízení [32]	42
Obr. č. 31 - Vývojový diagram pro řídicí DSC.....	44
Obr. č. 32 - Vývojový diagram pro kontrolní MCU	45
Obr. č. 33 - Rozložení komponent na desce (pohled shora)	46
Obr. č. 34 - Rozložení komponent na desce (pohled zdola)	47

Obr. č. 35 - Pohled na zapojení použitého harwaru	49
Obr. č. 36 - Přepínání cyklyckých funkcí	49
Obr. č. 37 - Odezva zablokovaného motoru na vstupní signál	51
Obr. č. 38 - Odezva regulátoru rychlosti na skokovou změnu	52
Obr. č. 39 - Vývojový diagram sériové linky.....	53
Obr. č. 40 - Výpis sériové linky z navržené řídicí jednotky.....	54
Obr. č. 41 - Vývojové pracoviště s univerzální jednotkou.....	55
Obr. č. 42 - Spínání PWM jedné větve měniče.....	56
Obr. č. 43 - Spínání motorových fází.....	57
Obr. č. 44 - Srovnání měření průběhu proudu na odporu a Halovým snímačem.....	59

Seznam tabulek

Tabulka č. 1 - Přehled digitálních signálových procesorů	33
Tabulka č. 2 - Přehled mikrokontrolérů	33
Tabulka č. 3 - Přehled tranzistorů	36
Tabulka č. 4 - Požadované napěťové úrovně napájecího zdroje	40
Tabulka č. 5 - Měření přesnosti proudového snímače ACS721	60

Seznam příloh

Příloha 1. CD

Příloha 2. Zdrojové kódy pro řídicí DSC

Zkratky použité v práci

DC	Direct Current – stejnosměrný proud
BDC	Brushed Direct Current – Kartáčový stejnosměrný motor
BLDC	BrushLess Direct Current – bezkartáčový stejnosměrný motor
EMC	Electromagnetic compatibility – elektromagnetická kompatibilita
EMI	Electromagnetic interference – elektromagnetická interference (rušení)
EC	Electronic commutated – elektronicky komutovaný
PWM	Pulse Width Modulation – pulzně šířková modulace
BEMF	Back ElectroMotive Force – zpětné indukované napětí
DSP	Digital Signal Processor – digitální signálový procesor
DSC	Digital Signal Controller – digitální signálový kontrolér
MCU	mikrokontrolér
BGA	Ball Grid Array
FPU	Floating Point Unit – jednotka pro výpočet s plovoucí desetinou čárkou
RAM	Random Access Memory – paměť s přímým přístupem
FLASH	Paměť pro program
ADC	Analog to Digital Converter – analogově digitální převodník
DAC	Digital to Analog Converter – digitálně analogový převodník
float	Floating point – zápis reálného čísla v digitální technice
int	Integer – celočíselný datový typ
ot/min	otáčky za minutu
ms	milisekunda = 10^{-3} s
μs	mikrosekunda = 10^{-6} s
ns	nanosekunda = 10^{-9} s
kHz	kilohertz = 10^3 Hz
MHz	megahertz = 10^6 Hz
mH	milihenry = 10^{-3} H
mV/A	proudová citlivost – milivolt na ampér
nF	nanofarad = 10^{-9} F