



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

ŘÍDICÍ JEDNOTKA LETECKÉHO MOTORU - NÁVRH HARDWARE A ZÁKLADNÍ DESKY

CONTROL UNIT OF AIRCRAFT ENGINE - DEVELOPMENT HW AND MOTHERBOARD

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MARTIN DUŠEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. STANISLAV KLUSÁČEK

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Martin Dušek

ID: 73058

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Řídicí jednotka leteckého motoru - návrh hardware a základní desky

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem projektu je navrhnout základní desku pro univerzální řídicí jednotku ECU (Electronic Controller Unit) leteckých motorů podle požadavků a specifikací zadavatele. Jednotka by měla obsahovat mikrokontrolér řady Freescale Coldfire. Měla by umožnit měření provozních stavů motoru (tlak, teplota, průtok paliva, otáčky) a řízení jeho regulačních členů (ventil, servopohony). Vstupy a výstupy by měly být odolné proti poškození při poruše. S mikrokontrolérem bude komunikace probíhat po sběrnici RS422 a ARINC429. Součástí práce by měla být implementace jednoduchého řídicího algoritmu a demonstrace využití již hotového softwarového vybavení. Velký důraz bude kladen také na elektromagnetickou odolnost. Práce bude probíhat ve spolupráci s Integrated Design Centre firmy Honeywell - divizi Aerospace.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího a konzultantů práce.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 1.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Stanislav Klusáček

prof. Ing. Pavel Jura, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce popisuje návrh řídicí jednotky leteckého (BLDC) motoru. V textu jsou navrženy, prezentovány a porovnány možné metody bezsenzorového řízení, z nichž nejvhodnější je vybrána pro řízení motoru.

Samotný návrh jednotky vysvětluje výběr jednotlivých součástí, použitých k realizaci obvodového řešení jednotky, a jejich důležité parametry a význam v obvodu. Realizovaná jednotka je otestována jak na schopnost řídit motor, tak na svou výkonovou zatížitelnost.

KLÍČOVÁ SLOVA

BLDC motor, EC motor, řídicí jednotka, bezsenzorové řízení

ABSTRACT

This bachelor's thesis describes development process of aircraft (BLDC) motor control unit. Possible methods of sensorless control are proposed, introduced and compared. The most suitable one is used to control the motor.

The development process itself explains selection of components used in the circuit of the unit, their important parameters and the purpose of using it in the circuit. Created control unit is tested for its ability to control the motor and for a power capability.

KEYWORDS

BLDC motor, EC motor, control unit, sensorless control

BIBLIOGRAFICKÁ CITACE

DUŠEK, M. *Řídicí jednotka leteckého motoru - návrh hardware a základní desky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 73 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Stanislav Klusáček.

PROHLÁŠENÍ

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Řídicí jednotka leteckého motoru - návrh hardware a základní desky jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne: Podpis:

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji tímto konzultantům z firmy Honeywell, Ing. Jaroslavu Michalcovi a Ing. Miroslavu Krupovi, za cenné připomínky a rady poskytnuté při vypracování bakalářské práce.

V Brně dne: Podpis:

OBSAH

1. Úvod.....	11
2. Stejnoseměrný bezkartáčový motor.....	12
2.1 Konstrukce rotoru a statoru.....	14
2.2 Komutace.....	15
3. Řídicí jednotka BLDC motoru.....	19
4. Způsoby řízení motoru.....	21
4.1 Senzorové řízení motoru.....	21
4.2 Bezsenzorové řízení motoru.....	21
4.2.1 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou s filtrováním fázových napětí.....	22
4.2.2 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době neaktivní části PWM signálu.....	25
4.2.3 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době aktivní části PWM signálu.....	29
5. Návrh řídicí jednotky.....	32
5.1 Návrh výkonové části řídicí jednotky.....	32
5.1.1 Výkonové tranzistory.....	32
5.1.2 Budič tranzistorů.....	33
5.1.3 Měření teploty výkonových prvků.....	35
5.1.4 Měření proudu tekoucího motorem.....	35
5.2 Návrh obvodu detekce průchodu indukovaného napětí nulou.....	37
5.2.1 Přepínání měřených fází.....	37
5.2.2 Detekce průchodu indukovaného napětí nulou.....	39
5.3 Návrh V/V, řídicí a ostatních částí.....	41
5.3.1 Řídicí část.....	41
5.3.2 Analogové vstupy.....	41
5.3.3 Digitální vstupy a výstupy.....	42
5.3.4 Sběrnice RS-422.....	42
5.3.5 Napájecí část 3,3 V.....	44

5.3.6 Ochrana proti přepólování napájecího napětí.....	44
6. Realizace.....	47
6.1 Software pro řízení komutace motoru.....	48
7. Testování zařízení.....	50
7.1 Výkonové zatěžování.....	50
7.2 Komutace motoru.....	53
8. Závěr.....	55
8.1 Návrhy na vylepšení.....	56
Literatura.....	57
Seznam příloh.....	60

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1: Provedení BLDC motoru jako outrunner a inrunner [5].....	13
Obrázek 2.2: Plochý BLDC motor s jedním a se dvěma statory [5].....	13
Obrázek 2.1.1: Příčný řez BLDC motorem [1].....	14
Obrázek 2.2.1: Znázornění 6 komutačních kroků.....	17
Obrázek 2.2.2: Průběhy lichoběžníkového (a) a sinusového indukovaného napětí (b) a proudu protékajícího jednotlivými vinutími (c).....	18
Obrázek 3.1: Základní koncept řídicí jednotky BLDC motoru.....	19
Obrázek 3.2: Výkonová část řídicí jednotky.....	20
Obrázek 4.2.1.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou s filtrováním fázových napětí.....	24
Obrázek 4.2.2.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době neaktivní části PWM signálu.....	26
Obrázek 4.2.2.2: Průběhy napětí na fázích motoru během jednoho cyklu s vyznačením okamžiků komutace a průchodů indukovaného napětí nulou (obrázek převzat z [2] a upraven).....	28
Obrázek 4.2.3.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době aktivní části PWM signálu.....	31
Obrázek 4.2.3.2: Znázornění fázového napětí s vyznačením okamžiků komutace a průchodů indukovaného napětí nulou (obrázek převzat z [2] a upraven).....	31
Obrázek 5.1.4.1: Obvod pro měření proudu.....	36
Obrázek 5.2.1.1: Přizpůsobení napěťových úrovní pro adresové vstupy multiplexeru (na obrázku pro vstup S0).....	38
Obrázek 5.2.1.2: Omezení napětí fáze (A) před vstupy multiplexeru na bezpečnou úroveň (A_LIM).....	39
Obrázek 5.2.2.1: Porovnání napětí aktuálně měřené fáze (MUXED) s polovinou napájecího napětí.....	39
Obrázek 5.3.4.1: Zapojení obvodu IL3122 [9].....	44
Obrázek 5.3.6.1: Ochrana proti přepólování napájecího napětí.....	45
Obrázek 6.1: Popis osazené desky plošných spojů - vrchní strana.....	47

Obrázek 6.2: Popis osazené desky plošných spojů - spodní strana.....	48
Obrázek 6.1.1: Princip nastartování motoru.....	49
Obrázek 7.1.1: Závislost teploty výkonových tranzistorů na proudu do zátěže.....	52
Obrázek 7.1.2: Výstupní charakteristika obvodu pro měření proudu (výstupní napětí vs. proud do zátěže).....	52
Obrázek 7.2.1: Průběh napětí na jedné fázi motoru a průběh signálu indikujícího průchod indukovaného napětí nulou.....	54
Obrázek 8.1: Řídicí jednotka leteckého (BLDC) motoru.....	55

SEZNAM TABULEK

Tabulka 7.1.1: Výkonové zatěžování jednotky - naměřené a vypočtené údaje.....	51
---	----

SEZNAM ZKRATEK A SYMBOLŮ

Zkratka	Popis
BDM	Background Debug Mode Debugovací rozhraní některých rodin mikroprocesorů Freescale
BLDC	Brushless DC Motor Stejnoseměrný bezkartáčový motor
EC	Electronically Commutated Elektronicky komutovaný (motor)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor Bipolární tranzistor s izolovaným hradlem - druh tranzistoru vhodný pro spínací účely
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor Druh polem řízeného tranzistoru, který je vhodný především pro spínací účely
PWM	Pulse Width Modulation Pulsně šířková modulace - způsob modulace, kdy informaci/ velikost dodávané energie vyjadřuje střída signálu
SMD	Surface Mount Devices Součástky pro povrchovou montáž
GND	Zemní potenciál
u_{IX}	Napětí indukované do fáze X (X je A nebo B nebo C)
U_{CC}, U_D	Napájecí napětí

1. ÚVOD

Tento text popisuje návrh řídicí jednotky leteckého, elektrického BLDC, motoru. Nároky na ni kladené se dají shrnout do několika bodů:

- trvalé zatížení 20 A, špičkové zatížení až 40 A
- napájecí napětí 11 V
- teplotní ochrana obvodů
- proudová ochrana motoru
- použití mikrokontroléru Freescale řady ColdFire V1
- digitální vstupy a výstupy mikrokontroléru vyvedené na konektory
- vstupy k A/D převodníku mikrokontroléru vyvedené na konektory
- vstupy a výstupy odolné proti poškození
- komunikace s PC po sériové lince RS-422

Úkolem je mimo jiných obvodů navrhnout výkonovou část řídicí jednotky a obvod dávající řídicí části jednotky údaj o aktuální poloze rotoru. Bez této informace není chod motoru možný. Zmiňovaný obvod nebude využívat žádného snímače, ale informaci o poloze motoru poskytne měřením napětí indukovaného do fází motoru.

Následující text pojednává o typu motoru, pro který je řídicí jednotka určena, o samotné řídicí jednotce a dále o možnostech zjišťování polohy rotoru ve smyslu toho, co bylo napsáno v předchozím odstavci. Závěrečná pasáž je věnována praktickému návrhu celé řídicí jednotky a ověření její funkce.

2. STEJNOSMĚRNÝ BEZKARTÁČOVÝ MOTOR

Stejnoseměrný bezkartáčový motor, někdy také označovaný jako elektronicky komutovaný (EC), v angličtině pak brushless DC (BLDC) motor, je synchronní elektrický motor s rotorem tvořeným permanentními magnety. Stator tvoří obvykle tři fázová vinutí zapojená do hvězdy, případně do trojúhelníku. [3]

Protože motor, jak už jeho název napovídá, nemá mechanický komutátor, musíme jeho funkci nahradit komutátorem elektronickým. Rotující magnetické pole nutné k roztočení motoru je vytvářeno postupným připojováním jednotlivých vinutí ke zdroji stejnosměrného napětí. Toto přepínání zajišťuje externí elektronika, která je k motoru připojena a tvoří jeho nepostradatelnou součást.

Podle uspořádání statoru a rotoru můžeme BLDC motory dělit na: [5]

1. válcovité

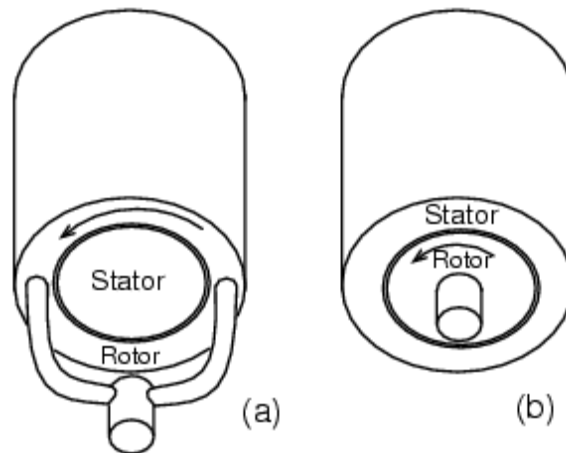
- s rotačním pláštěm (tzv. outrunner)
- s rotorem uvnitř pláště (tzv. inrunner)

2. ploché

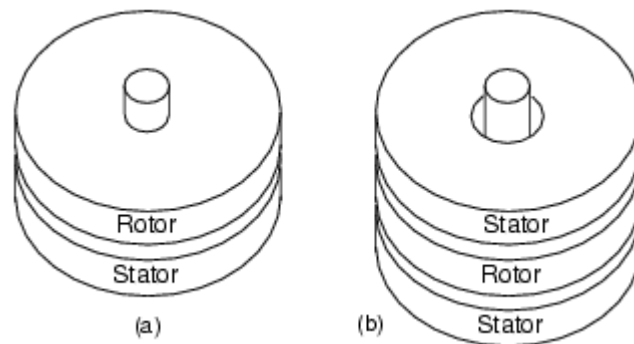
- s jedním státorem
- se dvěma statory

V případě válcovitého motoru s rotačním pláštěm je stator obklopen rotorem. U motoru s vnitřní rotací se rotor nachází uvnitř statoru. Schématická stavba obou modifikací je naznačena na obrázku 2.1.

Konstrukční provedení plochého BLDC motoru ukazuje obrázek 2.2. Rotor a stator, případně dva statory zvyšující maximální moment motoru, jsou v jedné ose nad sebou. Tento typ motoru se vyznačuje malou výškou, což jej předurčuje k použití v aplikacích, kde je omezujícím faktorem prostor. [5]



Obrázek 2.1: Provedení BLDC motoru jako outrunner a inrunner [5]



Obrázek 2.2: Ploché BLDC motor s jedním a se dvěma statory [5]

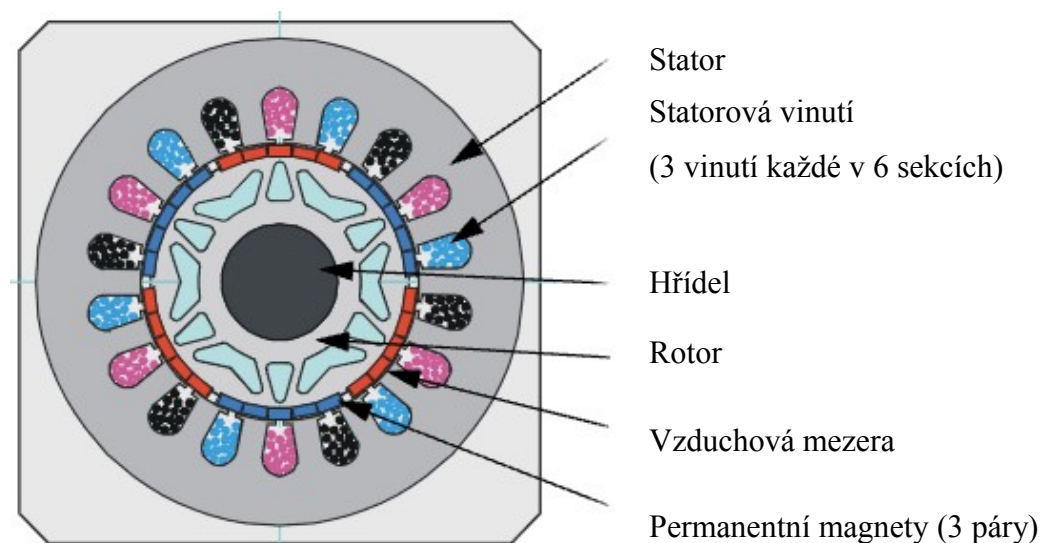
BLDC motory vynikají oproti běžným stejnosměrným komutátorovým motorům větší efektivností, lepšími dynamickými vlastnostmi, delší životností, nižšími nároky na údržbu a tišším chodem. [3] Díky absenci mechanického komutátoru odpadá jiskření kartáčů, čímž dochází ke snížení úrovně vysokofrekvenčního rušení. Účinné chlazení motoru je možné zařídit i přes uzavřený plášť - statorová vinutí jsou v kontaktu s pláštěm a mohou být také přes něj chlazena. Motor tak může být zcela chráněn proti vniknutí nečistot.

Nevýhodami motoru jsou vyšší pořizovací cena a také nutnost použít k jeho chodu elektroniku zajišťující komutaci fázových vinutí.

2.1 KONSTRUKCE ROTORU A STATORU

Rotor BLDC motoru je tvořen permanentním magnetem (dvoupólový motor) či magnety (vícepólový motor). V souvislosti s požadovanou intenzitou magnetického pole rotoru mohou být permanentní magnety vyrobeny buď z feritu nebo ze vzácných zemin jako je neodym (Nd), samarium kobalt (SmCo) a slitina neodymu, feritu a boronu (NdFeB). Použitím materiálů ze vzácných zemin dosáhneme menších rozměrů rotoru při zachování stejné intenzity magnetického pole jako u feritových magnetů. [3]

Jak už bylo zmíněno, stator se skládá nejčastěji ze tří vinutí zapojených do hvězdy. Každé vinutí může být po obvodu motoru rozděleno do několika sekcí. [3] Na obrázku 2.1.1 je zobrazen řez BLDC motorem, jehož stator je tvořen vinutími umístěnými v 6 sekcích.



Obrázek 2.1.1: Příčný řez BLDC motorem [1]

Dle tvaru napětí, které se do fází indukují, rozlišujeme dva typy motorů: [3]

1. s lichoběžníkovým průběhem indukovaného napětí (obr. 2.2.2 a))
2. se sinusovým průběhem indukovaného napětí (obr. 2.2.2 b))

Tvar indukovaného napětí je určen konstrukcí rotoru a statoru. Motory se sinusovým průběhem indukovaného napětí mají co se týče jimi vytvářeného momentu hladší chod. Daní za to je nutnost složitěji vytvářet sekce jednotlivých vinutí, aby bylo možné sinusového napětí dosáhnout, což má za následek větší tepelné ztráty ve vinutích. [3]

2.2 KOMUTACE

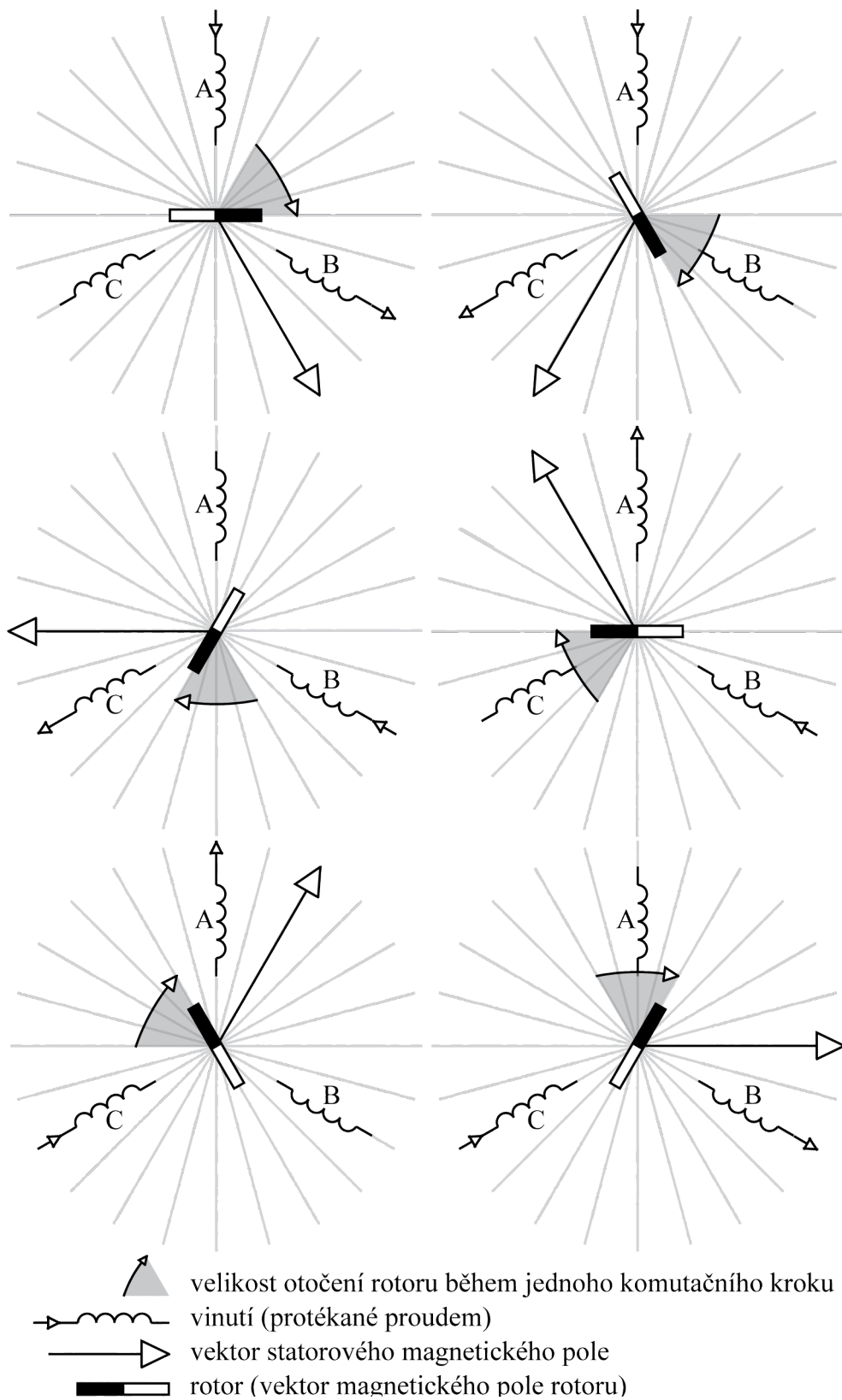
V každém komutačním kroku jsou sepnuty (nebo přesněji spínány) právě dvě fáze. Jedna fáze, např. A, je vždy připojena ke kladnému potenciálu napájecího napětí, druhá, např. B, k zápornému potenciálu. V našem případě tedy proud teče motorem do fáze A a vytéká fází B. Tento stav můžeme jednoduše označit AB, podobně pak všechny další možné kombinace AC, BC, BA, CA, CB.

Ve správný okamžik dojde k přepnutí ze stavu AB do AC (proud stále vtéká do fáze A, ale nyní vytéká fází C). Na schematickém znázornění dvoupólového motoru (viz obrázek 2.2.1) si tuto komutaci můžeme představit jako pootočení vektoru magnetického toku vytvářeného statorem o 60° . Rotor má snahu dostat se do polohy, kdy směr jeho vektoru magnetické indukce bude totožný se směrem vektoru magnetického toku statoru, takže tato komutace je pro něj impulsem pro vykonání pohybu. Při komutaci do dalších stavů je situace totožná. Stále se opakující spínání AB -> AC -> BC -> BA -> CA -> CB -> ... tak vytváří rotující magnetické pole, které způsobuje pohyb rotoru. Řídicí jednotka motoru by měla komutovat vinutí v takových časových okamžicích, aby se okamžitý úhel mezi zmíněnými dvěma vektory pohyboval v rozmezí $90^\circ \pm 30^\circ$. Tak bude motor vyvíjet největší možný moment.

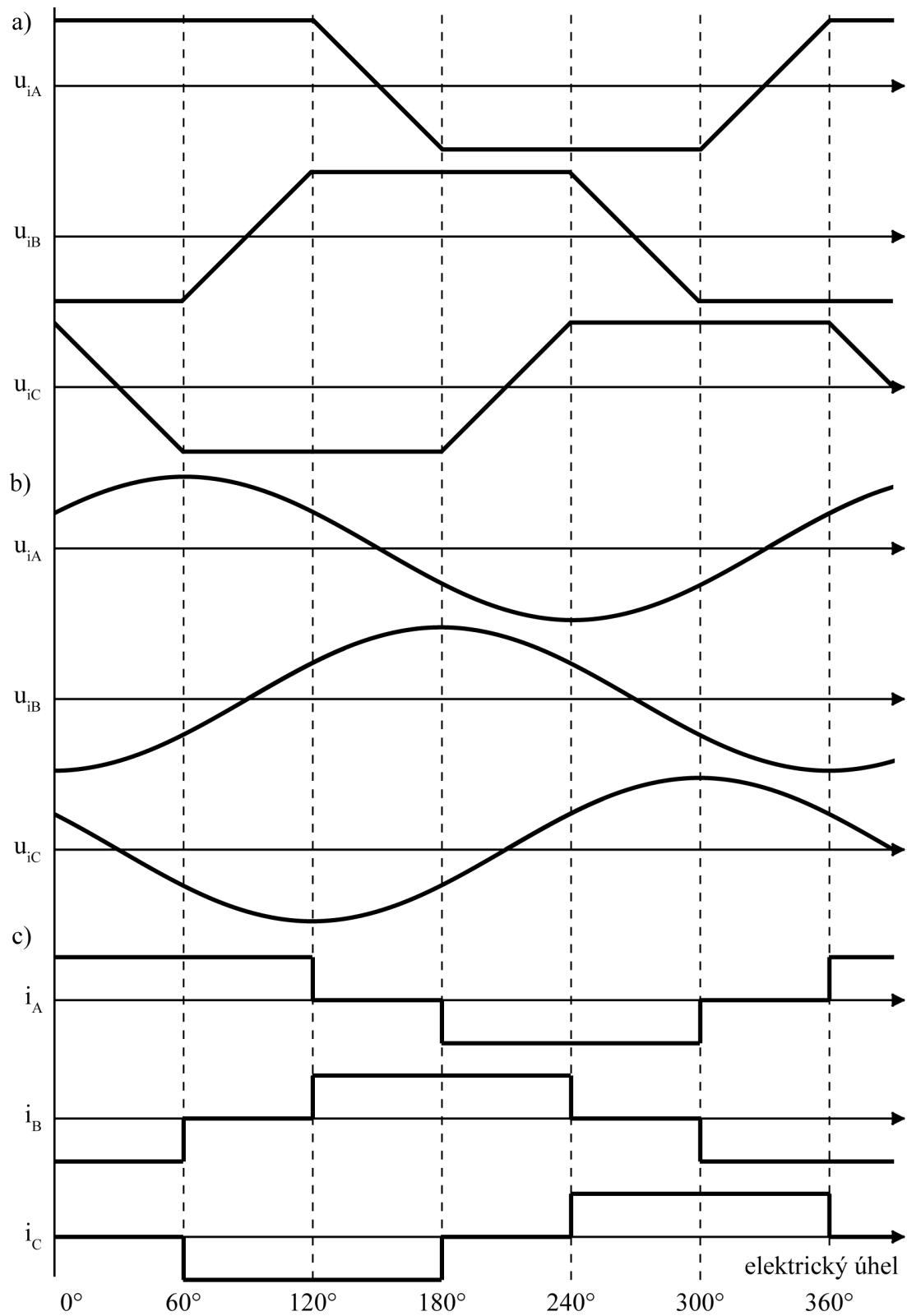
Na dvoupólovém motoru by jeden elektrický cyklus AB -> AC -> BC -> BA -> CA -> CB -> ... způsobil jednu otáčku rotoru. Je dobré si uvědomit, že u čtyř- a vícepólových motorů tomu tak není. U čtyřpólového motoru musíme vykonat 2 elektrické cykly pro jednu otáčku motoru, u šestipólového 3 atd. Pro účely řízení se

tímto ale nic nemění. Navíc je patrné, že vícepólové motory umožňují přesněji nastavit natočení rotoru.

Z uvedeného popisu, nebo možná lépe z obrázku 2.2.2 c), si můžeme všimnout, že 120° elektrického cyklu je každá fáze připojena ke kladnému potenciálu napájecího napětí (sepnut horní tranzistor polomůstku; proud touto fází vtéká do motoru), 120° k zápornému potenciálu (sepnut dolní tranzistor polomůstku; proud touto fází z motoru vytéká) a zbylých 120° připadá na dva 60° úseky, kdy není vinutí připojeno k napájení a neprotéká jím tedy žádný proud. Také je patrné, že proud protékající vinutím je ve fázi s napětím indukovaným do dané fáze.



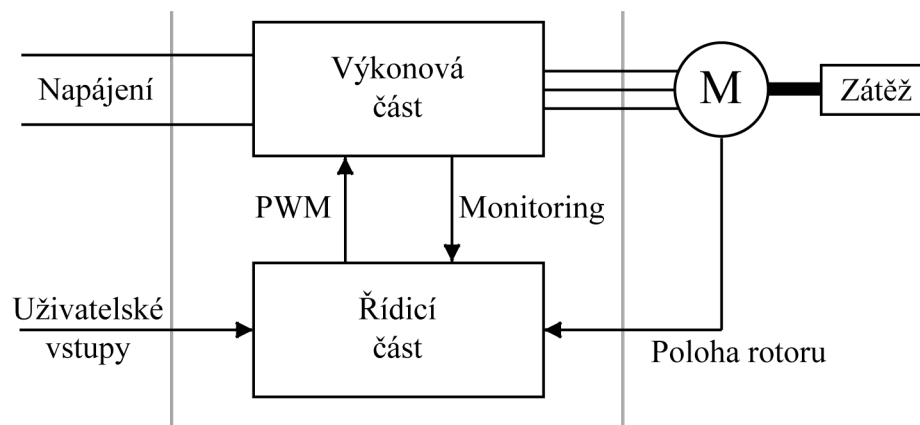
Obrázek 2.2.1: Znárodnění 6 komutačních kroků



Obrázek 2.2.2: Průběhy lichoběžníkového (a) a sinusového indukovaného napětí (b) a proudu protékajícího jednotlivými vinutími (c)

3. ŘÍDICÍ JEDNOTKA BLDC MOTORU

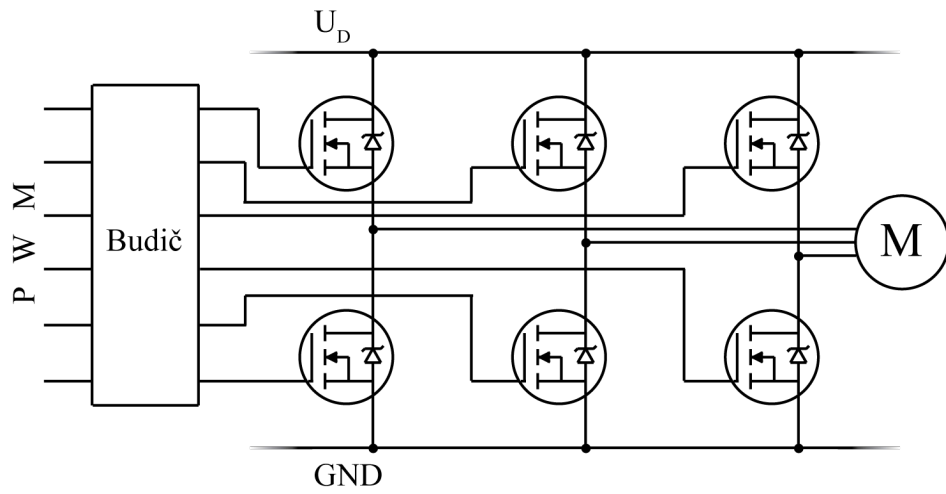
Řídicí jednotku motoru můžeme rozdělit na dvě části - **řídící** a **výkonovou** část. Primárním úkolem řídicí části jednotky je na základě údaje o poloze rotoru určit správné okamžiky, kdy má proběhnout komutace. Další schopnosti řídicí části vycházejí z různorodých požadavků aplikace, kde je jednotka nasazena. Obvyklým požadavkem bývá regulace otáček, případně polohy rotoru na žádanou hodnotu a řízení momentu motoru.



Obrázek 3.1: Základní koncept řídicí jednotky BLDC motoru

Výkonová část řídicí jednotky určená pro trojfázový motor obsahuje šestici spínačů (MOSFET/IGBT tranzistorů) a jejich budiče. Tranzistory jsou zapojeny do tří polomůstků, každá fáze motoru může být tedy podle předpokladů připojena jak ke kladnému, tak i k zápornému potenciálu napájecího napětí. Tranzistory spíná šestice signálů přicházejících z řídicí části jednotky. Budiče zajišťují přizpůsobení a dostatečné výkonové zesílení spínacích signálů přicházejících z řídicí části jednotky.

Řídicí jednotka může být vybavena teplotními a proudovými ochranami. Tyto veličiny řídicí část jednotky monitoruje a v případě překročení nastaveného limitu vyvolá zásah. Teplotní ochranou v tomto případě může být myšlena ochrana jak před překročením povolené teploty tranzistorů uvnitř výkonové části, tak i motoru (na schématu není naznačeno).



Obrázek 3.2: Výkonová část řídicí jednotky

4. ZPŮSOBY ŘÍZENÍ MOTORU

Komutaci fázových vinutí BLDC motoru zajišťuje externí řídicí jednotka připojená k motoru. Ke stanovení okamžiků, kdy každou komutaci provést, je nutné řídicí jednotku informovat o poloze rotoru. Z hlediska, jakým způsobem je informace o poloze rotoru jednotce zajišťována, rozlišujeme dva způsoby řízení motoru:

1. **senzorové**
2. **bezsenzorové**

4.1 SENZOROVÉ ŘÍZENÍ MOTORU

Při senzorovém řízení udává informaci o poloze rotoru čidlo. To je obvykle představováno třemi Hallovými snímači, pro náročnější aplikace, kdy potřebujeme přesně určovat polohu rotoru a jeho rychlost, se používají resolvers nebo optické enkodéry. [5] Nevýhody použití čidla jsou následující: čidlo motor prodražuje, zvyšuje hmotnost zařízení, vyžaduje určitý prostor a také svoje napájení. [1] Tento způsob řízení nachází použití v dynamicky náročných aplikacích či aplikacích vyžadujících přesnou informaci o poloze rotoru.

4.2 BEZSENZOROVÉ ŘÍZENÍ MOTORU

Při méně náročných nasazeních motoru je možné si vystačit s řízením bez použití přídavného polohového čidla. Tomuto způsobu se také budeme dále podrobněji věnovat. Jeho podstata nejběžněji spočívá ve zpracování napětí indukovaného v plovoucím vinutí - tedy v tom, které právě není připojeno k napájení a neprotéká jím proud. Toto napětí v sobě nese informaci o poloze rotoru.

Nevýhoda bezsenzorového řízení motoru s využitím indukovaného napětí je zřejmá. Motor je nejdříve nutné bez jakékoliv zpětnovazební informace o poloze rotoru roztočit. Až při určitých otáčkách motoru se stává indukované napětí

měřitelné a tedy využitelné k řízení. Pokud má motor již při startu připojenou na hřídeli větší zátěž, stává se jeho nastartování obtížnější.

Z časového průběhu indukovaných napětí v jednotlivých fázích třífázového motoru (obrázek 2.2.2) je patrné, že napětí jsou vzájemně posunuta o 120° . Při uvažování všech 3 průběhů je tak možné na jakémkoliv úseku dlouhém 360° najít 6 průchodů indukovaných napětí nulou. Každý tento průchod může být pro řídicí jednotku impulsem pro odvození toho pravého okamžiku, kdy má dojít ke komutaci. Tu je nutné provést o 30° později oproti průchodu nulou. Jen tak bude zajištěno, že motor poběží neefektivněji. Na řídicí jednotce je po zjištění průchodu nulou správně spočítat oněch 30° a provést komutaci.

Dále se tedy budeme zabývat způsobem, jak průchody indukovaného napětí nulovou úrovní zjišťovat. Využijeme fakt, že v jednom okamžiku jsou najednou napájeny pouze dvě fáze (A a B), zbylá fáze (C) je plovoucí. Na té můžeme průchod napětí do této fáze indukovaného měřit.

4.2.1 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou s filtrováním fázových napětí

Metoda prezentovaná např. v [1] je velmi často používána. Nejprve si odvodíme, jakou velikost má fázové napětí u_C v době, kdy jsou fáze A a B připojeny ke zdroji napájecího napětí. Fáze A je připojena ke kladnému potenciálu, fáze B k zápornému. Všechny prvky obvodu (dioda, tranzistor) budeme považovat za ideální. Veličiny uvažované v následujících rovnicích jsou popsány na obrázku 4.2.1.1.

Z fáze A můžeme určit napětí středu motoru jako

$$u_n = U_D - R i - L \frac{di}{dt} - u_{iA}. \quad (1.1)$$

Z fáze B to samé napětí určíme jako

$$u_n = R i + L \frac{di}{dt} - u_{iB}. \quad (1.2)$$

Sečtením rovnic (1.1), (1.2) dostaneme

$$u_n = \frac{U_D}{2} - \frac{u_{iA} + u_{iB}}{2}. \quad (1.3)$$

Pro průběh indukovaných napětí všech fází souměrného zapojení do hvězdy platí¹⁾ rovnice

$$u_{iA} + u_{iB} + u_{iC} = 0. \quad (1.4)$$

Dosazením rovnice (1.4) do (1.3) vyjde vztah

$$u_n = \frac{U_D}{2} + \frac{u_{iC}}{2}. \quad (1.5)$$

Protože platí, že

$$u_C = u_n + u_{iC}, \quad (1.6)$$

můžeme jednoduše za u_n dosadit z rovnice (1.5) a dostaneme

$$u_C = \frac{3}{2}u_{iC} + \frac{U_D}{2}. \quad (1.7)$$

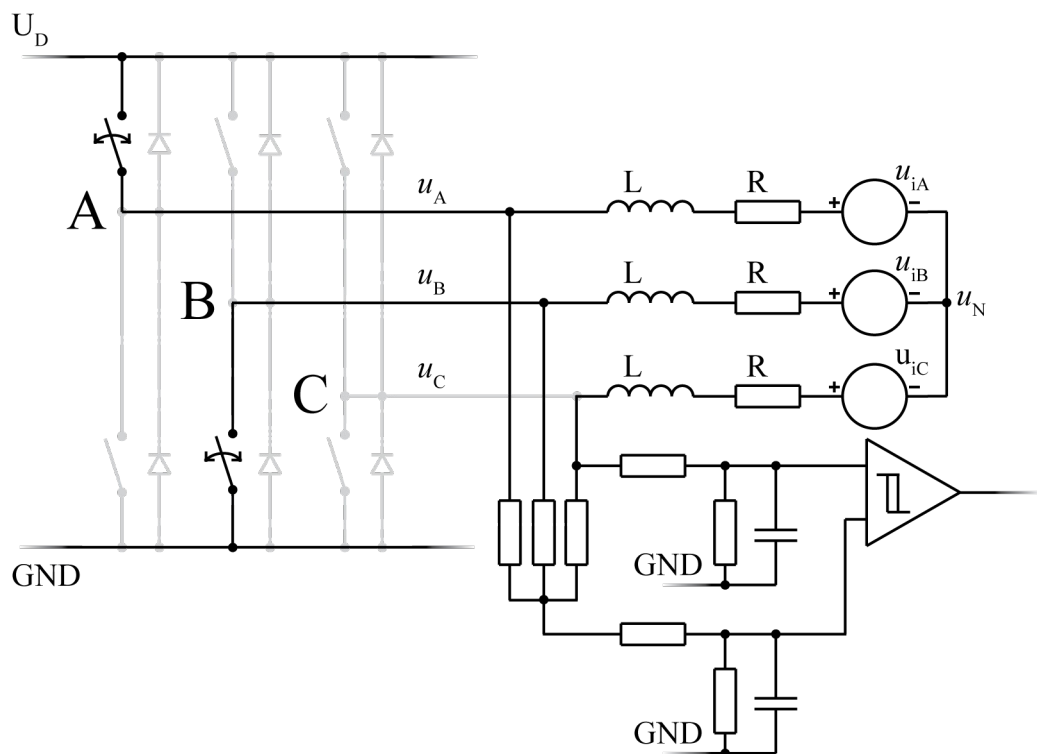
Zjistili jsme tedy, že porovnáváním napětí na plovoucí fázi C s polovinou napájecího napětí budeme moci v okamžiku jejich rovnosti říct, že napětí indukované do fáze C prochází nulovou úrovní.

Realizace obvodu porovnávacího napětí plovoucí fáze s polovinou napájecího napětí je naznačena na obrázku 4.2.1.1. Polovinu napájecího napětí získáme z virtuálního středu motoru vytvořeného ze tří rezistorů. Prakticky jde

¹⁾ Tato rovnice platí pro případ lichoběžníkového průběhu indukovaného napětí jen přibližně. Přesněji by mělo být uvedeno, že součet napětí indukovaných do fází motoru je pro tento případ v každém okamžiku přibližně roven třetí harmonické průběhu indukovaného napětí. Protože první harmonická prochází nulovou úrovní ve stejných okamžicích, kdy je hodnota třetí harmonické rovna nule, nemusíme pro naše účely tento fakt uvažovat. V detekci nulové úrovně indukovaného napětí se tím nedopouštíme žádné nepřesnosti. [4]

o odporový dělič, který v době, kdy jsou tranzistory na obou napájených fázích sepnuté, dává na svém výstupu $U_D/2$.

Protože vyhodnocovací elektronika dokáže obvykle pracovat jen s mnohem nižší úrovní napětí, než je polovina napájecího napětí, je potřeba snížit úroveň napětí virtuálního středu motoru i měřené fáze motoru odporovými děliči na přijatelnou úroveň. Další nezbytností je signály filtrovat. Během komutačního kroku nejsou fáze A a B stále připojeny k napájecímu napětí, ale jsou periodicky spínány PWM signálem. Napětí virtuálního středu motoru i měřené napětí na fázi C tak skokově mění svou úroveň.



Obrázek 4.2.1.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou s filtrováním fázových napětí

Nyní již můžeme oba naše signály porovnat. Pokud prochází indukované napětí fáze C nulou (napětí u_C tedy prochází úrovní $U_D/2$), dojde např. k překlopení

komparátoru a takto vygenerovaná nástupná/ sestupná hrana dává řídicí jednotce potřebný impuls ke komutaci.

Toto řešení ovšem trpí některými nedostatky. Jednou nevýhodou je útlum signálu způsobený použitím děličů za účelem snížení hodnoty signálu na úroveň zpracovatelnou dalšími obvody. Důsledek je jasný, motor lze účinně řídit až při relativně vyšších otáčkách, kdy má indukované napětí dostatečnou úroveň.

Volba úrovně filtrace spočívá ve stanovení správného kompromisu mezi zarušením signálu a jeho opožděním, které je dáno vzniklou časovou konstantou filtračního obvodu. Při nízkých rychlostech motoru jej můžeme zanedbat, ovšem s rostoucí rychlostí motoru svůj podíl stále zvětšuje. Komutace se tím přestanou provádět v ideální okamžiky. [2] Tento nedostatek může být do jisté míry kompenzován řídicím algoritmem jednotky.

4.2.2 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době neaktivní části PWM signálu

Metoda navržená v [2] umožňuje měřit průchod nulou napětí, které je přímo vztaženo k zápornému potenciálu napájecího napětí. Odpadají zde veškeré problémy s filtrací, která není použita, a se šumem signálu způsobeným spínáním tranzistorů

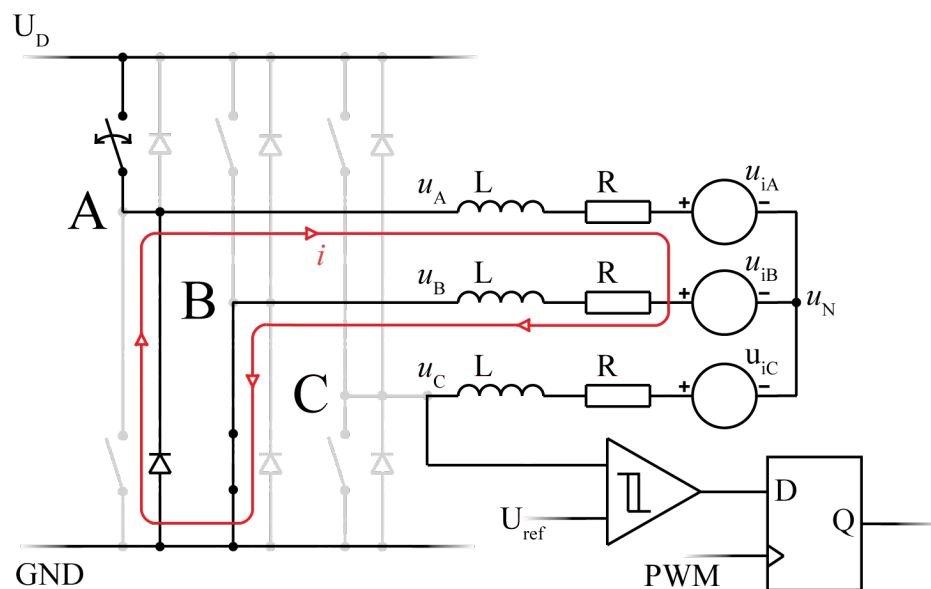
Spínání tranzistorů v můstku může být obecně řešeno následovně:

1. Horní tranzistor řízen PWM signálem, dolní stále sepnut
2. Dolní tranzistor řízen PWM signálem, horní stále sepnut
3. Oba tranzistory řízeny PWM signálem

Pro nás bude nyní zajímavý způsob č. 1. Horní tranzistor tak bude v rytmu PWM signálu připojovat a odpojovat jednu fázi (A) ke kladnému potenciálu napětí, zatímco dolní bude během jednoho komutačního kroku stále sepnut. Díky tomu bude druhá fáze motoru (B) stále připojena k zápornému potenciálu napětí. Měřena bude opět fáze C.

Po dobu, kdy je horní tranzistor vypnut, dochází ke snímání indukovaného napětí a k detekci jeho průchodu nulou. Je tak vyžadována synchronizace s PWM signálem, kterým je spínán horní tranzistor fáze A - detekce musí být prováděna v době, kdy je horní tranzistor zavřen. Synchronizaci je možné realizovat použitím D-klopného obvodu.

Na obrázku 4.2.2.1 je naznačeno zapojení metody. Sepneme-li horní tranzistor ovládající fází A (připomeňme, že spodní tranzistor ovládající fází B je stále sepnut), proud poteče z kladného potenciálu napájecího napětí fází A do fáze B a zpět do zdroje napětí. Vypneme-li nyní horní tranzistor, indukčnost vinutí obou napájených fází po nějakou dobu proud zachová. Ten teče přes diodu antiparalelně zapojenou v pouzdře dolního tranzistoru ve fázi A. Fáze je A je tak bez uvažování úbytku rekuperační diody dolního tranzistoru připojena k zápornému potenciálu napájecího napětí, stejně jako fáze B.



Obrázek 4.2.2.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době neaktivní části PWM signálu

Proveďme analýzu, abychom zjistili, jakým způsobem je během doby, kdy je horní tranzistor fáze A vypnut, napětí mezi fází C a záporným potenciálem napájecího napětí závislé na napětí indukovaném do fáze C.

Z fáze A můžeme určit napětí středu motoru jako

$$u_n = -Ri - L \frac{di}{dt} - u_{iA}. \quad (2.1)$$

Z fáze B to samé napětí určíme jako

$$u_n = Ri + L \frac{di}{dt} - u_{iB}. \quad (2.2)$$

Sečtením rovnic (2.1), (2.2) dostaneme

$$u_n = -\frac{u_{iA} + u_{iB}}{2}. \quad (2.3)$$

Pro průběh indukovaných napětí všech fází souměrného zapojení do hvězdy platí rovnice

$$u_{iA} + u_{iB} + u_{iC} = 0. \quad (2.4)$$

Dosazením rovnice (2.4) do (2.3) vyjde vztah

$$u_n = \frac{u_{iC}}{2}. \quad (2.5)$$

Protože platí, že

$$u_C = u_n + u_{iC}, \quad (2.6)$$

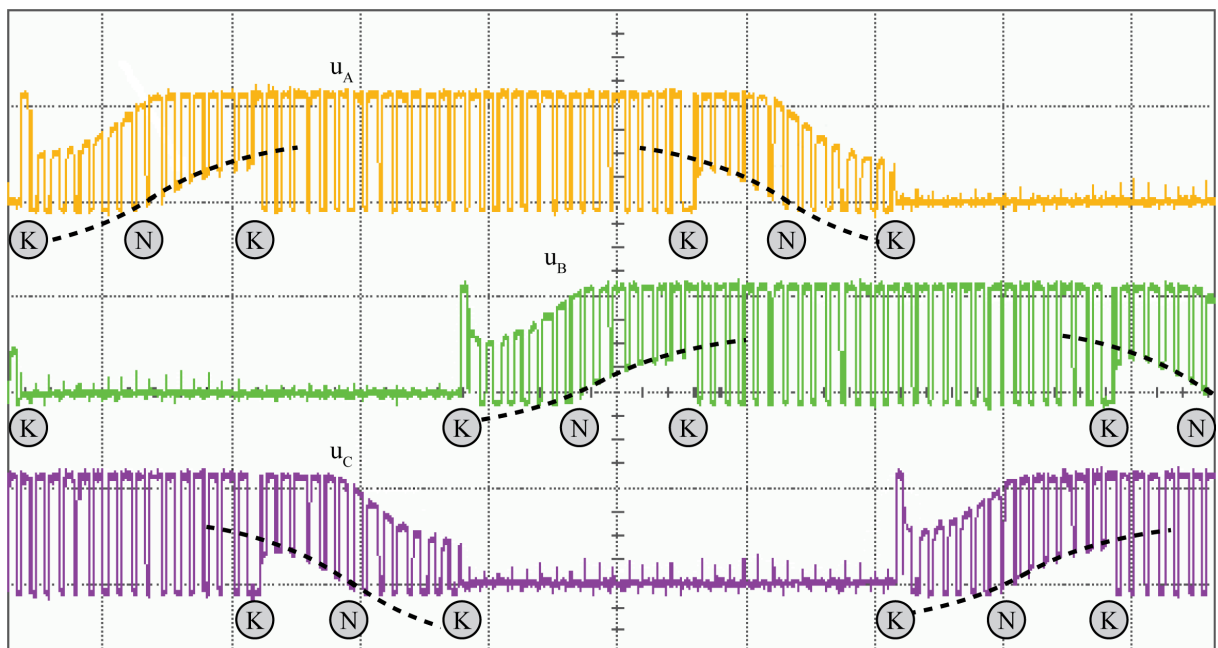
můžeme jednoduše za u_n dosadit z rovnice (5) a dostaneme

$$u_C = \frac{3}{2} u_{iC}. \quad (2.7)$$

Dostali jsme vztah, který říká, že během doby, kdy je horní tranzistor vypnut (a dolní sepnut), můžeme na svorce motoru, ke které je připojena fáze C, naměřit napětí přímo uměrné napětí indukovanému do fáze C. Indukované napětí měřené fáze tedy bude procházet nulou právě v okamžiku, kdy nulovou úrovní bude

procházet fázové napětí u_C , které je přímo vztaženo k zápornému potenciálu napájecího napětí nulou.

Na obrázku 4.2.2.2 vidíme průběh napětí na všech třech fázích motoru během jednoho elektrického cyklu. Záporné hodnoty napětí jsou diodou připojenou antiparalelně k dolnímu tranzistoru fáze C omezeny na hodnotu prahového napětí této diody. Na obrázku jsou patrné úseky o délce 60° , kdy dochází k detekci průchodu nulou, a dále dva 120° úseky, kdy je buď fáze nastalo připnuta k zápornému potenciálu napájecího napětí nebo kdy je horní tranzistor polomůstku spínán PWM signálem. Z průběhu jsou v každém ze dvou měřených úseků viditelné okamžiky, kdy napětí prochází nulovou úrovní. Zhruba o 30° později dochází ke komutaci.



Ⓚ komutace Ⓝ průchod indukovaného napětí nulou
- - - úroveň ($3/2 u_c$), ve které zjišťujeme průchod nulou

Obrázek 4.2.2.2: Průběhy napětí na fázích motoru během jednoho cyklu s vyznačením okamžiků komutace a průchodů indukovaného napětí nulou (obrázek převzat z [2] a upraven)

Výhody tohoto řešení oproti předchozí metodě můžeme shrnout do následujících bodů:

1. Signál není tlumen, což umožňuje detekci průchodu nulou i při nižších rychlostech.
2. Signál není kvůli filtraci, která není v našem případě potřeba, nijak zpožděn.
3. Snímaný signál není zarušený spínáním tranzistorů.

I tato metoda má některé nedostatky:

1. Je nutné, aby motorem tekla nepřerušovaný proud. Pokud není možné, aby indukčnost vinutí zachovávala proud po celou dobu neaktivní části PWM signálu, nebude v celé této době fáze A přes diodu dolního tranzistoru připojena k zápornému potenciálu napájecího napětí a metoda vlivem toho, že průchod nulou je detekován až na konci neaktivní části PWM signálu, selže.
2. Z principu metody není možné použít pro řízení PWM signál se střídou rovnou nebo i blízkou 100 %.

Nedostatek v podobě požadavku na nepřerušovaný proud lze eliminovat použitím řízení dolního tranzistoru fáze A inverzním PWM signálem. Vzniká zde ovšem nutnost vytvořit dostatečné ochranné doby pro inverzní PWM signál, aby nedocházelo současně k okamžikům, kdy je horní i dolní tranzistoru fáze A sepnut.

4.2.3 Zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době aktivní části PWM signálu

Tato metoda, prezentovaná v [2], v podstatě představuje kombinaci obou předchozích. Během komutačního kroku bude stejně jako u metody předchozí horní tranzistor fáze A řízen PWM signálem a dolní tranzistor fáze B bude stále sepnut. Nebudeme ovšem zjišťovat průchod indukovaného napětí fáze C nulovou úrovní v době, kdy je fáze A odpojena od napájecího napětí, ale právě v době, kdy je

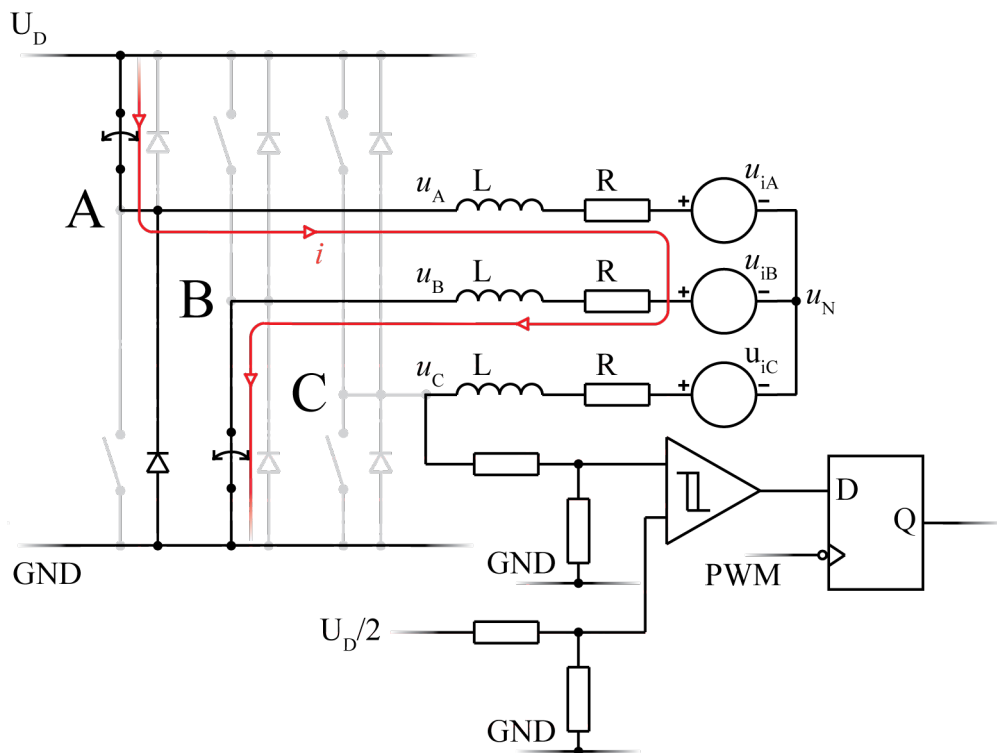
k němu připojena. Jak už bylo odvozeno pro metodu s filtrováním fázových napětí, na fázi C je během doby, kdy jsou fáze A a B napájeny, napětí:

$$u_c = \frac{3}{2} u_{ic} + \frac{U_D}{2}. \quad (3.1)$$

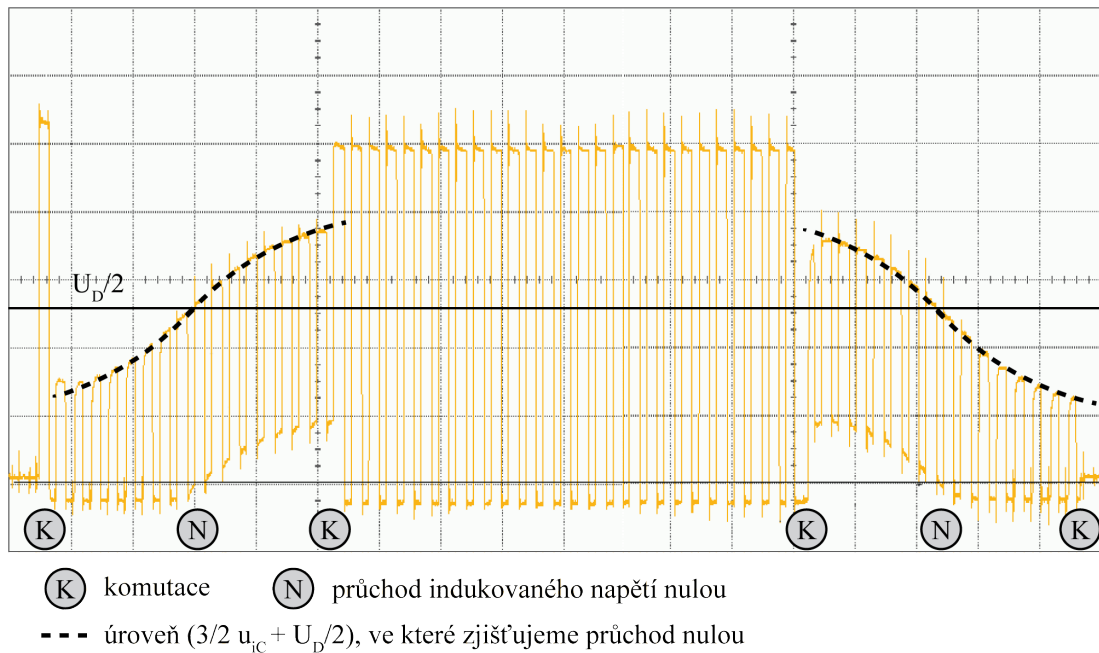
Abychom zjistili průchod napětí indukovaného do fáze C nulovou úrovní budeme porovnávat napětí fáze C s polovinou napájecího napětí. Nyní ovšem pouze v době, kdy je horní tranzistor fáze A sepnut. Ze stejného důvodu jako u první metody je nutné snížit napětíovou úroveň měřené fáze a referenčního napětí $U_D/2$. U první metody bylo ještě nutné zavést filtraci signálu, to v našem případě nebudeme činit a rovnou referenční a měřený signál porovnáme. Zdůrazněme, že porovnání platí pouze v době, kdy je horní tranzistor fáze A sepnut. Zjišťování okamžiků průchodu nulou (vzorkování) je proto nutné opět synchronizovat s PWM signálem přicházejícím na horní tranzistor fáze A. Nyní ale v opačném smyslu než u metody, kdy jsme zjišťovali průchod nulou při vypnutém horním tranzistoru fáze A.

Na obrázku 4.2.3.2 je znázorněn průběh napětí na fázi motoru během dvou úseků, kdy je fáze plovoucí. Průchod indukovaného napětí nulou je zjišťován ve vyznačené úrovni $U_D/2$.

Nevýhody zjišťování průchodu nulou při neaktivní části PWM signálu (nutnost užití PWM signálu se střídou menší než 100 % a požadavek na nepřerušovaný proud motorem, případně speciální způsob řízení) tato metoda eliminovala. Ovšem za cenu menší citlivosti způsobenou použitím odporových děličů pro zmenšení měřeného napětí na úroveň přijatelnou dalšími obvody. Stejně jako u metody s filtrováním fázových napětí je tak nemožné detekovat průchody nulou při malé rychlosti motoru.



Obrázek 4.2.3.1: Metoda zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době aktivní části PWM signálu



Obrázek 4.2.3.2: Znázornění fázového napětí s vyznačením okamžiků komutace a průchodů indukovaného napětí nulou (obrázek převzat z [2] a upraven)

5. NÁVRH ŘÍDICÍ JEDNOTKY

Obecné schéma řídicí jednotky bylo představeno v kapitole 2. Nyní se budeme věnovat návrhu jednotlivých jejích částí.

5.1 NÁVRH VÝKONOVÉ ČÁSTI ŘÍDICÍ JEDNOTKY

5.1.1 Výkonové tranzistory

Výkonový MOSFET tranzistor s N-kanálem vhodný pro naši aplikaci by měl splňovat následující:

1. Hodnota $U_{(BR)DSS}$ drain - source průrazného napětí větší, než je napájecí napětí zdroje. Použití zdroje s vyšším napětím způsobí průraz tranzistoru.
2. Sepnutý tranzistor musí být možné proudově zatěžovat dle předpokládaného proudového odběru motoru. Budeme uvažovat maximální možné trvalé proudové zatížení tranzistoru I_d .
3. Odpor kanálu sepnutého tranzistoru $R_{DS(on)}$ by měl být co nejnižší. Malá hodnota sníží tepelné ztráty na tranzistoru. Tento parametr je významným způsobem svázán s proudovým zatížením tranzistoru. Tranzistory mající malou hodnotu odporu $R_{DS(on)}$ umožňují při stejném oteplení pouzdra vést vyšší proudy.
4. Hodnoty spínacích a rozpínacích časů (t_r , resp. t_f) by měly být co nejmenší (s ohledem na použitý budič a požadavek na elektromagnetickou kompatibilitu zařízení). Tranzistor obvykle považujeme za ideální spínací prvek, v reálu tomu tak ovšem není. Sepnutí ani rozepnutí neprobíhá nekonečnou rychlostí. Např. během rozpínacího děje se na tranzistoru plynule zvedá napětí z nuly na plné závěrné napětí, zatímco během stejného času proud postupně klesá z maxima na nulovou hodnotu. To znamená, že součin okamžitého napětí a proudu dávající okamžitý mařený výkon na tranzistoru

dosahuje při probíhající ději i výrazně nenulových hodnot. Na tranzistoru tak vznikají ztráty, které se nazývají ztrátami spínacími. Determinantem jejich velikosti během jednoho sepnutí/rozepnutí je (mimo jiné) právě rychlost sepnutí/vypnutí. Celkové spínací ztráty jsou pak dány také frekvencí, jakou je tranzistor spínán. Jelikož jsou tranzistory řízeny PWM signálem s frekvencí v řádu až desítek kHz, je nutné je brát v úvahu.

Jako vhodný spínač byl vybrán MOSFET tranzistor IRF1018 výrobce International Rectifier v pouzdru D2-PAK. Jeho důležité parametry jsou dle katalogového listu následující [10]:

$$U_{(BR)DSS} = 60 \text{ V}$$

$$I_D = 79 \text{ A}$$

$$R_{DS(on)} = 7,1 \text{ m}\Omega$$

$$t_r = 35 \text{ ns}$$

$$t_f = 46 \text{ ns}$$

5.1.2 Budič tranzistorů

Každý tranzistor je spínán svým budičem, který zajišťuje zesílení přicházejících spínacích signálů. To je nutné z důvodu relativně vysoké vstupní kapacity tranzistoru, která běžně dosahuje jednotek nF a musí být pro rychlé sepnutí/vypnutí tranzistoru dostatečně rychle nabita/vybita. Použití budiče je také nutné z důvodu, že horní tranzistory nejsou ukotvené na pevném potenciálu. Budič musí zajistit adekvátní offset spínacího signálu tak, aby došlo k sepnutí horního tranzistoru.

Jako vhodný budič vybereme integrovaný obvod HIP4086, který vyrábí firma Intersil. Jde o obvod, který v jednom pouzdře sdružuje všechny budiče pro třífázový můstek. Pro sepnutí horních tranzistorů je vytvořen potřebný offset za pomoci kondenzátoru (nutný tantalový) a diody. Obě součástky (dioda a kondenzátor pro každou fázi) se k obvodu připojují externě.

Budič HIP4086 navíc oproti běžným budičům disponuje následujícími vlastnostmi: [8]

1. Rezistorem zapojeným mezi pin RDEL a kladný potenciál napájecího napětí obvodu je možné definovat mrtvou dobu mezi sepnutými horního a dolního tranzistoru jedné fáze (v rozmezí jednotek μs). Je tak vyloučen proudový náraz při současném vypnutí jednoho tranzistoru a sepnutí druhého z tranzistorů ve stejné fázi.
2. Hodnota kondenzátoru zapojeného mezi pin RFSH a záporný potenciál napájecího napětí určuje dobu, po jakou budou po přivedení napájecího napětí k obvodu sepnuty dolní tranzistory můstku, čímž dojde k nabití kondenzátorů zajišťujících offset pro horní budiče obvodu.
3. Rezistor připojený k pinu UVLO určuje hodnotu napětí, které obvod vyhodnotí jako nízké (např. při vybití baterie napájející obvod) a zablokuje tak spínání tranzistorů. Nejmenší takové možné napětí je 6,2 V v případě, že pin UVLO je připojen ke kladnému potenciálu napájecího napětí.

Důležité parametry budiče HIP4086 jsou: [8]

$$U_{CC} = 16 \text{ V}$$

maximální napájecí napětí obvodu

$$U_{\text{OFFSET}} = 85 \text{ V}$$

maximální napájecí napětí zátěže

$$I_{O+} = 0,5 \text{ A}, I_{O-} = 1,1 \text{ A}$$

maximální proud, který je výstup budiče schopen dodat/"odsát"

$$t_{\text{on}} = 45 \text{ ns (65 ns)}$$

doba zpoždění sepnutí dolního budiče (horního budiče)

$$t_{\text{off}} = 30 \text{ ns (75 ns)}$$

doba zpoždění vypnutí dolního budiče (horního budiče)

$$t_r = 20 \text{ ns}$$

doba sepnutí

$$t_f = 10 \text{ ns}$$

doba vypnutí

Výstupy ze všech budičů jsou přes rezistory připojeny k gate elektrodám výkonových tranzistorů. Hodnotou těchto rezistorů lze měnit rychlost spínacího děje a tím omezovat rušení generované při rychlém spínání tranzistorů. Zpomalení spínacího děje v sobě ovšem nese nevýhodu v podobě zvýšení spínacích ztrát na tranzistoru.

5.1.3 Měření teploty výkonových prvků

Pro účely tepelné ochrany výkonových tranzistorů bude zařízení vybaveno teplotním čidlem, jehož údaj bude vyhodnocován mikrokontrolérem. Pro jednoduchost zvolíme integrovaný obvod MCP9701A výrobce Microchip, který disponuje analogovým (napětovým) výstupem s teplotním koeficientem $19,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Při teplotě $0 \text{ }^\circ\text{C}$ je na výstupu teplotního čidla napětí o velikosti 400 mV . Čidlo umožňuje měření teploty v rozsahu $-40 \text{ }^\circ\text{C} - 125 \text{ }^\circ\text{C}$. Výrobce uvádí přesnost obvodu $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$ v rozmezí teplot $0 \text{ }^\circ\text{C} - 70 \text{ }^\circ\text{C}$, ta ale není pro naše potřeby nikterak kritická. [14]

Obvod v pouzdře SC-70 je samozřejmě nutné umístit co nejbližší zdroji tepla. Taktéž můžeme využít dvou pinů obvodu, které nemají žádné vnitřní připojení, a připojit je k měděné ploše, která je v kontaktu s výkonovými tranzistory. Tím selepší přenos tepla k senzoru. Výstup obvodu je filtrován pasivním RC článkem.

5.1.4 Měření proudu tekoucího motorem

Proud tekoucí motorem bude měřen standardním způsobem pomocí snímání úbytku napětí na přesném rezistoru vsazeném do cesty proudu. Napětí na něm je pak zesíleno operačním zesilovačem v diferenčním zapojení. Výstup operačního zesilovače filtruje RC článek, z něj je nakonec napětí přivedeno na pin mikrokontroléru, který obsahuje jeden z kanálů A/D převodníku. Operační zesilovač

musí být schopný pracovat v režimu rail-to-rail², a to jak co se týče vstupních napětí, tak i výstupního.

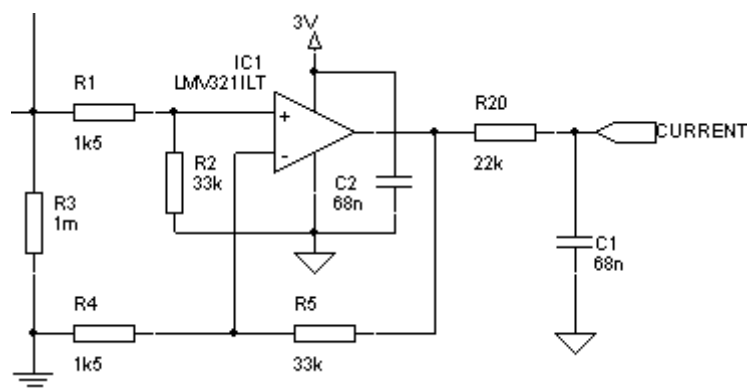
Jako snímací rezistor vybereme FCSL64R001JER od výrobce Ohmite. Jde o 2W rezistor s odporem $1\text{ m}\Omega \pm 5\%$. Vhodný operační zesilovač je LMV321ILT od STMicroelectronics. Zapojení obvodu je na obrázku 5.1.4.1.

Při rovnosti hodnot rezistorů

$$R_1 = R_4, R_2 = R_5$$

platí pro zesílení napětí na snímacím odporu R_3 :

$$K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_5}{R_4} = \frac{33}{1,5} = 22 \quad (5.1)$$



Obrázek 5.1.4.1: Obvod pro měření proudu

Pro konstantní proud I protékající snímacím rezistorem R_3 a výstupní napětí U_o měřeného na kondenzátoru C_1 bude platit:

$$U_o = K \cdot R_3 \cdot I = 22 \cdot 0,001 \cdot I = 0,022 \cdot I \quad [\text{V}, \text{A}] \quad (5.2)$$

$$U_o = 22 \cdot I \quad [\text{mV}, \text{A}]$$

² Schopnost operačního zesilovače správně pracovat se vstupním napětím v celém rozsahu mezi záporným a kladným potenciálem napájecího napětí, případně schopnost výstupu pohybovat se v celém tomto rozsahu..

5.2 NÁVRH OBVODU DETEKCE PRŮCHODU INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ NULOU

Z metod teoreticky popsanych v kapitole 4 zvolíme poslední způsob - zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou v době aktivní části PWM signálu. Nevýhodu této metody zmíněnou při jejím teoretickém popisu - nutnost použít odporové děliče pro přizpůsobení napětí z fáze motoru na úroveň přijatelnou dalšími obvody - velmi snadno eliminujeme. Žádné děliče totiž není nutné používat, jelikož obvody v zapojení detekce průchodu indukovaného napětí nulou, které jsou v přímém styku s fázovými napětími, lze v našem případě napájet stejným napětím jako motor, úroveň fázových napětí tak není nutné snižovat. Obvody, které mají povolené napájecí napětí min. 11 V, není problém vybrat. Tím nemá metoda žádná nedostatky (v rámci zmiňovaných při teoretickém popisu různých metod) a její použití je tedy nejvhodnější.

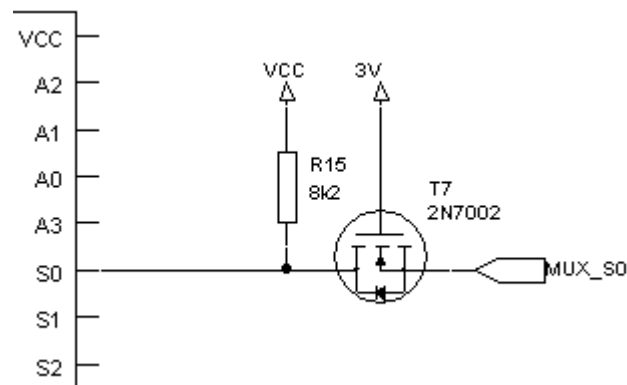
5.2.1 Přepínání měřených fází

První obvod ve směru zpracování signálu, multiplexer, slouží k přepínání měřené fáze. Dle aktuálního komutačního kroku bude binární kombinací přivedenou mikrokontrolérem na adresové vstupy multiplexeru vybrána vždy plovoucí fáze.

Vybraný multiplexer s označením CD4051BC je osmikanálový, z toho 6 vstupů je využito pro přepínání fází (každá fáze používá 2 vstupy), zbylé dva jsou neobsazené a jsou připojeny na zemní potenciál. Multiplexer lze napájet napětím až 15 V. [7] Protože adresové vstupy multiplexeru mají rozhodovací úroveň pro logickou 1 pro napájecí napětí 10 V až na hodnotě 7 V a mikrokontrolér bude jistě napájen mnohem nižším napětím, je nutné provést napěťové přizpůsobení řízení adresových vstupů. To lze realizovat zapojením se signálovým MOSFET tranzistorem s N kanálem a jedním pull-up rezistorem (obrázek 5.2.1.1).

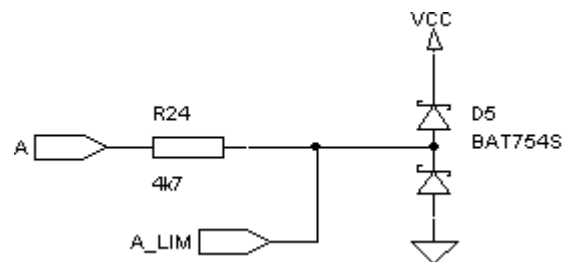
Rezistor je připojen mezi napájecí napětí multiplexeru a drain elektrodu tranzistoru. Gate tranzistoru se nachází na kladném potenciálu napájecího napětí mikrokontroléru, source tranzistoru je mikrokontrolérem řízen. Pokud je na výstupu

mikrokontroléru logická 0, dojde k sepnutí tranzistoru, čímž se logická 0 objeví i na adresovém vstupu multiplexeru. Je-li na výstupu mikrokontroléru logická 1, tranzistor je vypnut a na adresovém vstupu multiplexeru je tak přes pull-up rezistor připojeno napájecí napětí multiplexeru. Důležité je podotknout, že použitý tranzistor musí mít dostatečně nízké prahové napětí, aby bylo umožněno jeho sepnutí při U_{GS} rovno napájecímu napětí mikrokontroléru a při zátěži, kterou představuje připojený pull-up rezistor. Vyhovující je např. typ 2N7002.



Obrázek 5.2.1.1: Přizpůsobení napěťových úrovní pro adresové vstupy multiplexeru (na obrázku pro vstup S0)

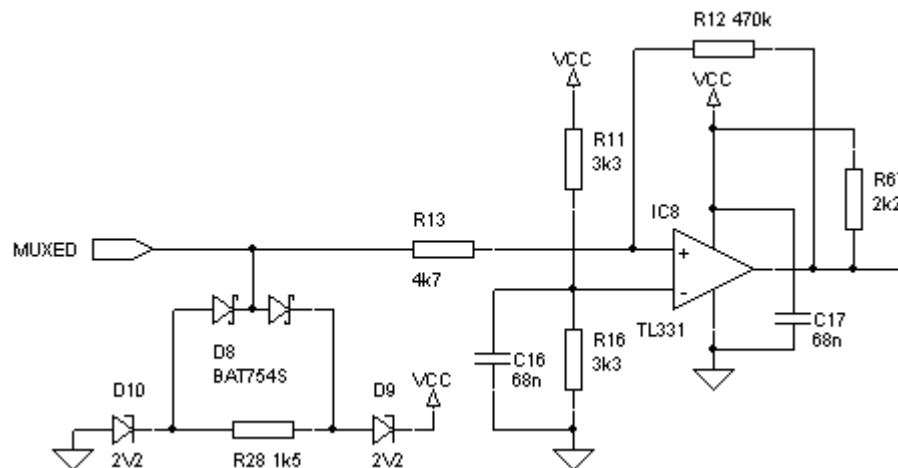
Výrobce multiplexeru v katalogovém listě uvádí hodnoty maximálních vstupních napětí, která se musí pohybovat v rozmezí $-0,5\text{ V}$ až $U_{CC} + 0,5\text{ V}$. [7] Jelikož rekuperační diody ve výkonových tranzistorech můstku mají příliš vysokou hodnotu napětí v propustném směru (vyšší než $0,5\text{ V}$), na vstupy přivedená fázová napětí by tak mohla multiplexer poškodit. Použijeme proto Schottkyho diody BAT754S (dvě diody v jednom SOT-23 pouzdře) s propustným napětí $0,26\text{ V}$ při proudu 1 mA v zapojení dle obrázku 5.2.1.2. Tak je zaručeno, že se na vstupy multiplexeru nedostane vyšší než maximální povolené napětí.



Obrázek 5.2.1.2: Omezení napětí fáze (A) před vstupy multiplexeru na bezpečnou úroveň (A_LIM)

5.2.2 Detekce průchodu indukovaného napětí nulou

Výstup multiplexeru (fáze, na níž budeme měřit průchod indukovaného napětí nulou) je připojen ke komparátoru s hysterezí, který porovnává napětí fáze s polovinou napájecího napětí (obrázek 5.2.2.1). Z analýzy realizované metody víme, že průchod indukovaného napětí nulou se děje právě v úrovni poloviny napájecího napětí.



Obrázek 5.2.2.1: Porovnání napětí aktuálně měřené fáze (MUXED) s polovinou napájecího napětí

Jako komparátor je použit obvod TL331, který je vyráběn firmou Texas Instruments. Jedná se obvod v pětivývodovém pouzdře SOT-23. [16] Výstup komparátoru má podobu otevřeného kolektoru, je tedy nutné použít pull-up rezistor (R67). Důležitým parametrem komparátoru je rychlost jeho odezvy na změny

vstupního napětí. Výkonové tranzistory jsou spínány PWM signálem (desítky kHz) a komparátor tyto skoky ve fázových napětí musí stíhat sledovat. Obvod TL331 má dle daných podmínek měření nejhorší dobu odezvy $1,3 \mu\text{s}$ [16], což je pro naše potřeby dostatečná hodnota.

Výrobce zaručuje správnou funkci komparátoru v rozmezí vstupních napětí 0 V až $U_{cc} - 1,5 \text{ V}$ [16], napětí fáze tak nesmí v žádném případě překročit hranice tohoto intervalu. To je docíleno vytvořením dvou referenčních napětí 2,2 V a $U_{cc} - 2,2 \text{ V}$ Zenerovými diodami D9 a D10, na něž je pak napětí fáze dvojitou Schottky diodou D8 omezováno.

Za komparátorem následuje D-klopný obvod SN74LVC1G80, který provádí synchronizaci zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou s PWM signálem. Obvod reaguje na nástupnou hranu taktovacího signálu (PWM), proto bude nutné PWM signál přiváděný jako taktovací signál invertovat, jinak by detekce probíhala na konci neaktivní části PWM signálu. To ponecháme na softwaru v mikrokontroléru. Obvod je napájený nízkým napětím 3,3 V, výstup z komparátoru tak musíme na tuto úroveň přizpůsobit. K tomu poslouží 3,3V Zenerova dioda.

Celé zapojení tedy vypadá následovně - měřená fáze je porovnávána s polovinou napájecího napětí motoru. V okamžiku, kdy napětí fáze překračuje tuto hodnotu (na jednu či druhou stranu), dojde k překlopení komparátoru. Komparátor ovšem vlivem řízení motoru PWM signálem překlápí i v okamžiky, kdy reálně indukované napětí ve fázi nulovou hodnotou neprochází. Jak víme, porovnávání komparátorem je platné pouze v aktivní části PWM signálu, proto je za komparátorem zařazen D-klopný obvod, který provádí vzorkování výstupu komparátoru právě v době aktivní části PWM, resp. na jejím konci. Výstup D-klopného obvodu již poskytuje správnou informaci o poloze rotoru, s každým průchodem nulou dojde ke změně hodnoty výstupu D-klopného obvodu.

5.3 NÁVRH V/V, ŘÍDICÍ A OSTATNÍCH ČÁSTÍ

V této části bude navrženo řešení vstupních (jak digitálních tak i analogových) a výstupních (digitálních) linek zařízení, sběrnice sloužící k propojení s PC a samotné řídicí části jednotky, kterou bude představovat mikrokontrolér Freescale rodiny ColdFire V1. Taktéž bude vyřešeno napájení obvodů, které vyžadují nižší napětí, než jaké bude poskytovat zdroj napětí připojený k jednotce.

5.3.1 Řídicí část

Veškeré řízení bude obstarávat mikrokontrolér od firmy Freescale s označením ColdFire V1 MCF51QE128. Jeho vlastnosti podstatné pro funkci zařízení jsou následující (pro pouzdro s 80 vývody): [13]

- Napájecí napětí 1,8 V - 3,6 V
- 32-bitové ColdFire V1 jádro, taktovací frekvence až 50,33 MHz
- 128 kB flash paměti, 8 kB RAM
- 70 V/V linek
- 24 kanálů 12-bitového A/D převodníku
- SCI (Serial Communications Interface) modul pro seriovou komunikaci
- 3 TPM (Timer/Pulse-Width Modulator) moduly pro časovací funkce a generování PWM
- Debugování aplikací přes jednopínové BDM rozhraní

5.3.2 Analogové vstupy

Požadavkem je zajištění 10 analogových vstupů. Samotný mikrokontrolér disponuje 12-bitovým A/D převodníkem o 24 kanálech. Linky jsou připojeny k portům A a G mikrokontroléru, stejně jako u digitálních vstupů jsou ošetřeny proti přepětí a navíc disponují dolní propustí sloužící jako anti-aliasing filtr. Ta je tvořena RC článkem naladěným na frekvenci 10 kHz, který zajistí odfiltrování nežádoucích frekvencí se strmostí - 20 dB/dek. Pro eliminování rušení bude společná zem všech

vstupů na desce plošných spojů vedena samostatně a se zemí zařízení se spojí až u zemního pinu A/D převodníku.

Pro realizaci analogových vstupů byla zvažována možnost úplného galvanického oddělení vstupní části, pak by odpadly případné problémy s průnikem rušení do zařízení připojených ke vstupům. Tato alternativa by ovšem vyžadovala použití buď analogových optočlenů nebo externího A/D převodníku, který by byl galvanicky oddělený od mikrokontroléru, čímž by se cena zařízení neúnosně navýšila.

5.3.3 Digitální vstupy a výstupy

Zadání požaduje, aby jednotka měla vyvedeno 8 V/V digitálních linek (kompletní jeden V/V port mikrokontroléru). Nutností je zabránit možnému poškození mikrokontroléru, které by mohlo nastat následkem připojení příliš vysokého napětí na V/V linku, než kterým bude mikrokontrolér napájen. To lze realizovat v minulé kapitole již zmíněným řešením s použitím Schottkyho diod BAT754S. Linky jsou připojeny na port H.

Kromě 8 zmíněných vstupů a výstupů jsou externě vyvedeny i 3 další, které mají primárně sloužit k připojení Hallových sond motoru pro senzorové řízení. Vstupy jsou ošetřeny proti přepětí a jsou připojeny na port D (PTD0 - PTD2).

Stejně jako u analogových vstupů, i zde byla zvažována možnost galvanického oddělení. Nebyla shledána za nutnou v porovnání s náklady, které by přinesla..

5.3.4 Sběrnice RS-422

Sběrnice RS-422 využívá pro přenos signálu kroucenou dvoulinku, přenosové vedení je buzeno rozdílovým napětím. Norma dává následující požadavky na provedení komunikační linky: [6]

- 1 budič sběrnice, až 10 přijímačů

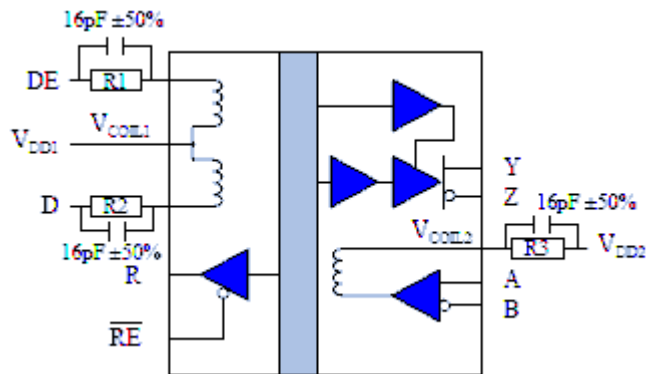
- vstupní impedance přijímače min. $4 \text{ k}\Omega$
- zakončovací impedance 100Ω
- výstupní napětí budiče min. $\pm 2 \text{ V}$ na 100Ω zátěži
- výstupní napětí budiče max. $\pm 6 \text{ V}$
- citlivost přijímače min. $\pm 200 \text{ mV}$
- délka vedení až 1200 m
- maximální rychlost 10 Mbps (na odpovídající délce vedení)

Vzhledem k možnému průniku rušení z řídicí jednotky na vedení bude sběrnice galvanicky oddělená od zbytku zařízení. Jako vhodný přijímač a budič sběrnice RS-422 byl vybrán IL3122. Obvod vyrábí firma NVE, galvanické oddělení je v něm realizováno pomocí magnetického pole. Plně duplexní přenos na sběrnici bude umožňovat samostatný budič a přijímač, který v sobě obvod sdružuje. Komunikace jedním směrem tak bude probíhat po jednom páru vodičů, pro druhý směr bude používán druhý pár vodičů.

Logické hodnoty na svých galvanicky oddělovaných vstupech (DE - driver enable, D - driver, přijímač) obvod IL3122 vyhodnocuje na základě velikosti proudu tekoucího do vstupu a protékajícího cívkou, která generuje magnetické pole (logická 1 = proud neteče, logická 0 = proud teče). Doporučená velikost proudu cívkou pro logickou 0 je 5 mA . [9] Na tuto hodnotu proud omezují externě připojené rezistory, jejichž velikost musí korespondovat napájecímu napětí, které jak ze strany mikrokontroléru, tak ze strany galvanicky oddělené činí $3,3 \text{ V}$. Paralelně k rezistoru musí být zařazen malý kondenzátor o hodnotě zhruba 16 pF . Vše je ilustrováno obrázkem 5.3.4.1.

Konektor sběrnice bude v provedení 8-pinový RJ-45. Zapojení konektoru bude používat 2 piny pro jeden směr komunikace, 2 piny pro druhý směr komunikace a 2 piny pro přivedení napájecího napětí ke galvanicky oddělené části obvodu IL3122.

Zakončení vedení u přijímače rezistorem $100\ \Omega$ pravděpodobně nebude nutné díky předpokládané malé délce vedení použít, přesto jej do návrhu DPS zahrneme spolu s pull-up a pull-down rezistory definujícími klidový stav linky přijímače.



Obrázek 5.3.4.1: Zapojení obvodu IL3122 [9]

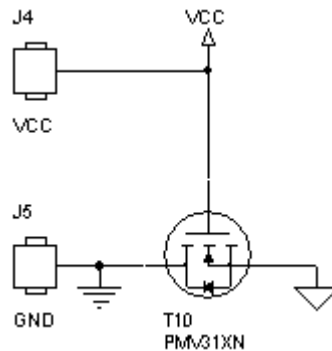
5.3.5 Napájecí část 3,3 V

Obvody vyžadující nižší napětí, než které bude dodávat zdroj napětí připojený k jednotce budou napájeny ze stabilizátoru KF33 od výrobce STMicroelectronics v pouzdře SO-8, který je schopný dodat až 0,5 A. Tato kapacita nebude při běžném provozu ani zdaleka využita. Jelikož ale bude zařízení disponovat svorkami s vyvedeným napětím 3,3 V, které může být použito na napájení externích obvodů nebo zařízení, je brána v úvahu raději tato značná rezerva.

5.3.6 Ochrana proti přepólování napájecího napětí

Proti nechtěnému připojení napájecího napětí v opačné polaritě bude deska vybavena jednoduchou ochrannou v podobě jednoho MOSFET tranzistoru s kanálem N v zapojení dle obrázku 5.2.1.2. Na svorky VCC (+) a GND (-) je přivedeno napájecí napětí ve správné polaritě. Potom je dioda v pouzdře MOSFET tranzistoru polarizována v propustném směru a dovolí tak v počátečním stavu téct proud z (+) svorky do napájených obvodů a přes diodu zpět do (-) svorky. Jakmile se na napájených obvodech vytvoří úbytek napětí, dojde k sepnutí MOSFET tranzistoru, a tedy k jeho úplnému otevření. Tím pádem na tranzistoru nevzniká prakticky žádný úbytek napětí, a tedy ani výkonová ztráta (ideálně). Pokud bude mít

připojené napětí nesprávnou polaritou, tranzistor nedovolí proudu, který by mohl zničit obvody, téct.



Obrázek 5.3.6.1: Ochrana proti přepólování napájecího napětí

Při výběru vhodného tranzistoru je nutné věnovat pozornost samozřejmě maximálnímu napětí mezi drain a source tranzistoru, maximálnímu proudu a pak také maximálnímu napětí, kterým je možné tranzistor spínat (musí být větší než napájecí napětí). Tento posledně jmenovaný parametr, s ohledem na patřičnou rezervu spínacího napětí a velikost pouzdra tranzistoru, nejvíce zúžuje okruh kandidátů.

Byl vybrán tranzistor v pouzdru SOT-23 s označením ZXMN3F30FH, výrobce Zetex. Jeho parametry jsou: [17]

$$U_{(BR)DSS} = 30 \text{ V}$$

průrazné napětí mezi drain a source elektrodami

$$I_D = 4,6 \text{ A}$$

maximální proud tranzistorem

$$R_{DS(on)} = 47 \text{ m}\Omega$$

odpor sepnutého tranzistoru

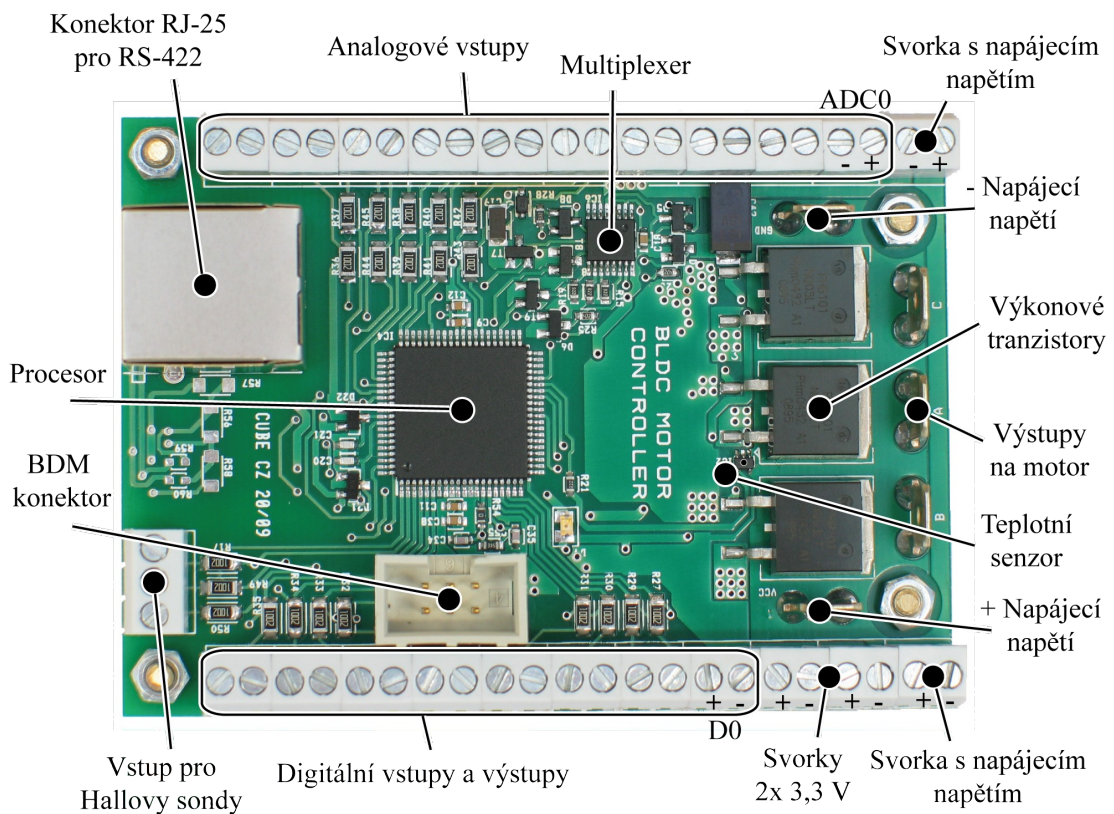
$$U_{GS} = \pm 20 \text{ V}$$

rozsah napětí mezi gate a source elektrodami

K ochraně proti přepólování je nutné podotknout, že nechrání výkonové tranzistory. Důvod je zřejmý - ochranný tranzistor by musel být mnohem výkonnější co do maximálního proudu, který jím může téct. Případnému přepólování je tedy nutné se v každém případě vyvarovat.

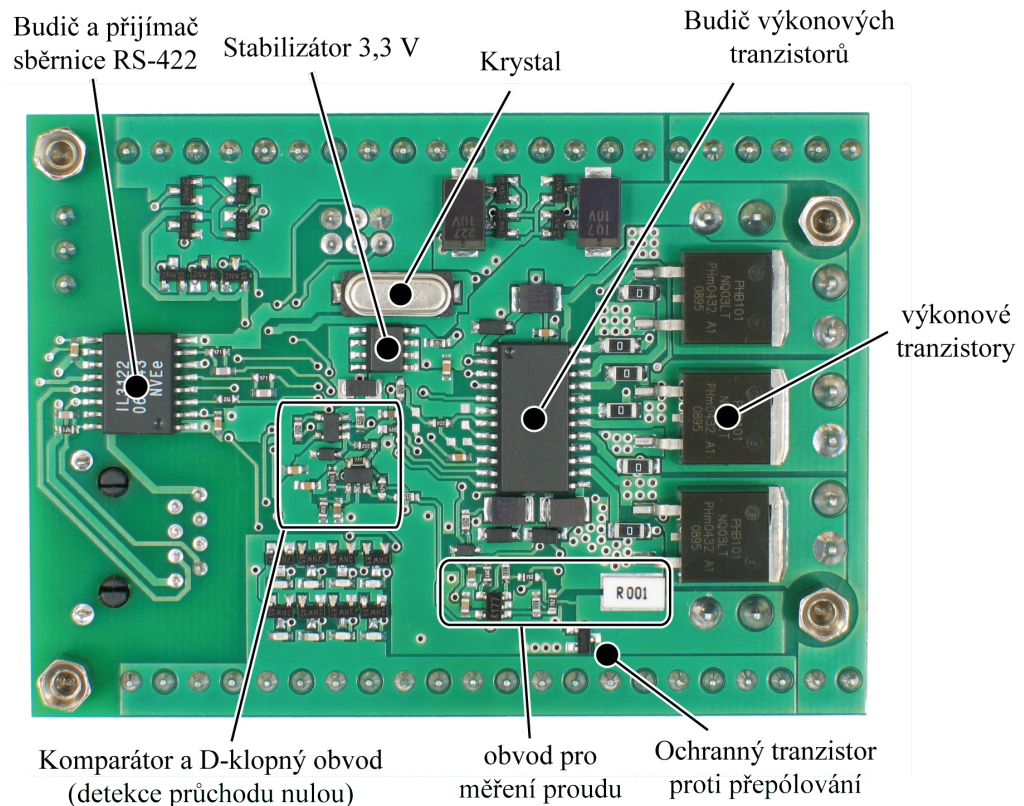
6. REALIZACE

Řídicí jednotka je realizována na oboustranné desce plošných spojů o rozměrech 86 mm x 62 mm s tloušťkou vrstvy mědi 70 μm . Veškeré součástky kromě konektorů jsou v SMD provedení. Konektory pro připojení napájecího napětí a motoru jsou typu faston 6,3 mm. Šroubovací svorkovnice s napájecím napětím, s 3,3 V napětím a s V/V linkami mají rozteč 3,5 mm.



Obrázek 6.1: Popis osazené desky plošných spojů - vrchní strana

Většina pasivních součástek je v pouzdrech SMD 0603, pouze rezistory s předpokladem většího výkonového namáhání jsou v provedení SMD 1206. Jde o rezistory na výstupech budiče výkonových tranzistorů a dále pak o rezistory na všech V/V linkách.



Obrázek 6.2: Popis osazené desky plošných spojů - spodní strana

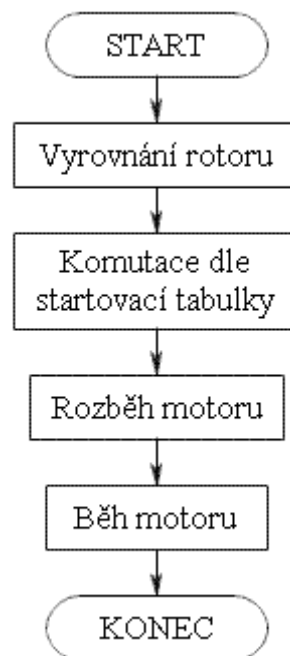
Integrované obvody mají vždy blokováno napájecí napětí kondenzátorem o kapacitě 68 nF, u mikrokontroléru jsou navíc kondenzátory 3,3 nF. Na desce je dále ještě umístěno několik tantalových kondenzátorů s vyšší kapacitou blokujících jak napájecí napětí jednotky tak i stabilizované 3,3 V napětí.

6.1 SOFTWARE PRO ŘÍZENÍ KOMUTACE MOTORU

Ve vývojovém prostředí pro mikrokontrolér (Freescale CodeWarrior) byl navržen jednoduchý demonstrační program umožňující nastartování a běh motoru. Nastartování motoru probíhá v několika krocích:

1. **Vyrovnání rotoru** - rotor je vyrovnán do známé pozice.
2. **Komutace dle startovací tabulky** - podle experimentálně určených časů proběhne několik komutací, které mají zajistit počáteční roztočení motoru, aby bylo možné měřit indukované napětí.

3. **Rozběh motoru** - od okamžiku, kdy aplikace začne detekovat průchody indukovaného napětí nulou, jsou komutace prováděny s předstihem. První komutace jsou vykonány ihned po průchodu indukovaného napětí nulou, postupně se pak jejich čas odsouvá až na ideální hodnotu, která činí 30° z elektrického cyklu po průchodu indukovaného napětí nulou.
4. **Běh motoru** - motor běží, komutace se provádějí ve správné okamžiky.



Obrázek 6.1.1: Princip nastartování motoru

Hodnoty časů ve startovací tabulce byly určeny experimentálně tak, aby po opuštění stavu, kdy se komutace provádějí dle komutační tabulky, byl již motor roztočený a obvod pro detekci průchodu indukovaného o napětí nulou dával o průchodech nulou spolehlivé informace. Je třeba se vyvarovat příliš rychlého startu motoru, který by způsobil jeho zablokování.

7. TESTOVÁNÍ ZAŘÍZENÍ

Tato kapitolu popisuje testování zařízení. Jednak při výkonovém zatěžování a samozřejmě byla také ověřena schopnost zařízení komutovat BLDC motor.

7.1 VÝKONOVÉ ZATĚŽOVÁNÍ

Výkonová zatížitelnost jednotky byla provizorně testována ohmickou zátěží (výkonové rezistory) připojenou mezi dvě fázové výstupní svorky v situaci, kdy horní tranzistor v jedné fázi byl stále sepnutý a dolní tranzistor druhé fáze byl spínán PWM signálem o frekvenci 10 kHz se střídou blízkou 100 %. Tím se do výsledků měření promítly i spínací ztráty vznikající na dolním tranzistoru. Výkonové tranzistory nebyly nijak chlazeny, teplota okolí byla 22 °C. Jako napájecí zdroj sloužil 12V olověný akumulátor z automobilu.

Trvalé zatěžování jednotky probíhalo do hodnoty proudu 23,5 A (tabulka 7.1.1), teplota tranzistorů byla odečítána po jejím ustálení. Pro vyšší dodávané proudy již docházelo k přílišnému oteplení výkonových tranzistorů a desky. Přestože výkonové tranzistory je možné dle katalogového listu trvale zatěžovat i při vyšších teplotách, raději byla uvažována dostatečná teplotní rezerva, navíc součástky v blízkosti výkonových tranzistorů mají garantován spolehlivý provoz do maximální teploty, která je podstatně nižší než maximální teplota tranzistorů. Vlivem přenosu tepla od výkonových tranzistorů, a tím nadměrného oteplení, by tak mohlo dojít k degradaci vlastností těchto součástek.

Dočasný provoz při přetížení byl úspěšně ověřen pro proudy až do 30 A. Jednotka byla vždy předzatížena proudem 20 A, což odpovídá oteplení tranzistorů zhruba 80 °C, poté došlo po dobu 30 s k přetížení a k opětovnému návratu na hodnotu proudu 20 A.

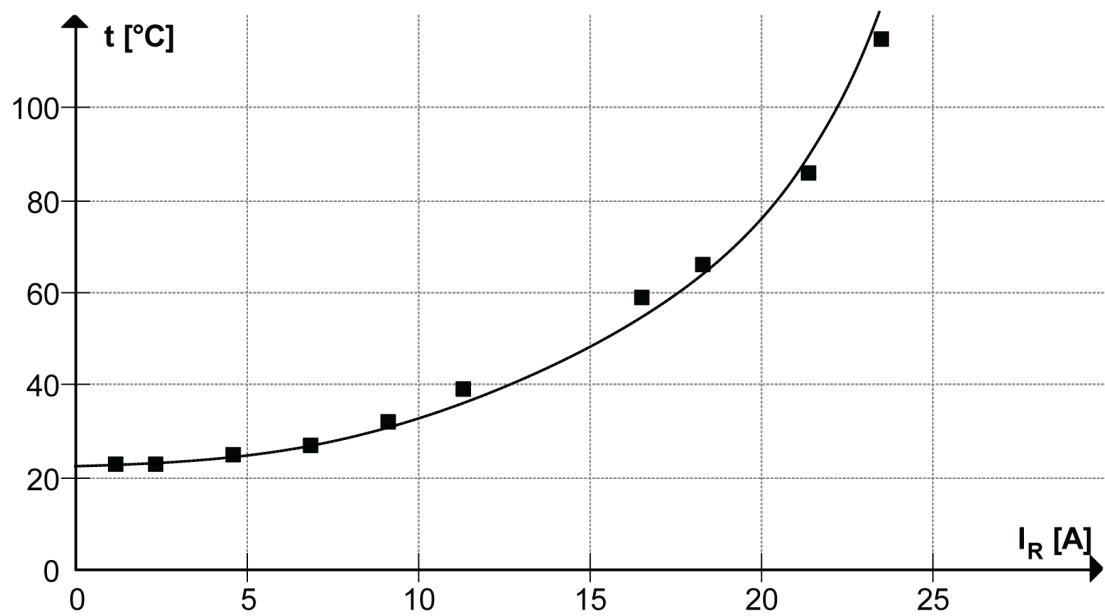
Přetížení na hodnoty proudu od 30 A do 40 A bylo možné podle podmínek v minulém odstavci testovat pouze po dobu 10 s. Delší časy by již přinesly výrazné přehřátí tranzistorů.

R [Ω]	U _R [V]	U _s [mV]	I _R [A]	I _s [A]	t [°C]
10,00	11,73	70	1,2	1,6	23
5,00	11,67	85	2,3	2,1	23
2,50	11,50	130	4,6	3,9	25
1,67	11,40	190	6,8	6,2	27
1,25	11,35	250	9,1	8,6	32
1,00	11,30	330	11,3	11,7	39
0,67	11,00	440	16,5	16,0	59
0,59	10,75	500	18,3	18,3	66
0,49	10,50	590	21,4	21,8	86
0,44	10,40	640	23,5	23,7	115
0,38	10,19	730	26,9	27,2	-
0,34	10,12	800	30,1	30,0	-
0,27	9,80	940	36,0	35,4	-
0,24	9,60	1060	40,6	40,1	-

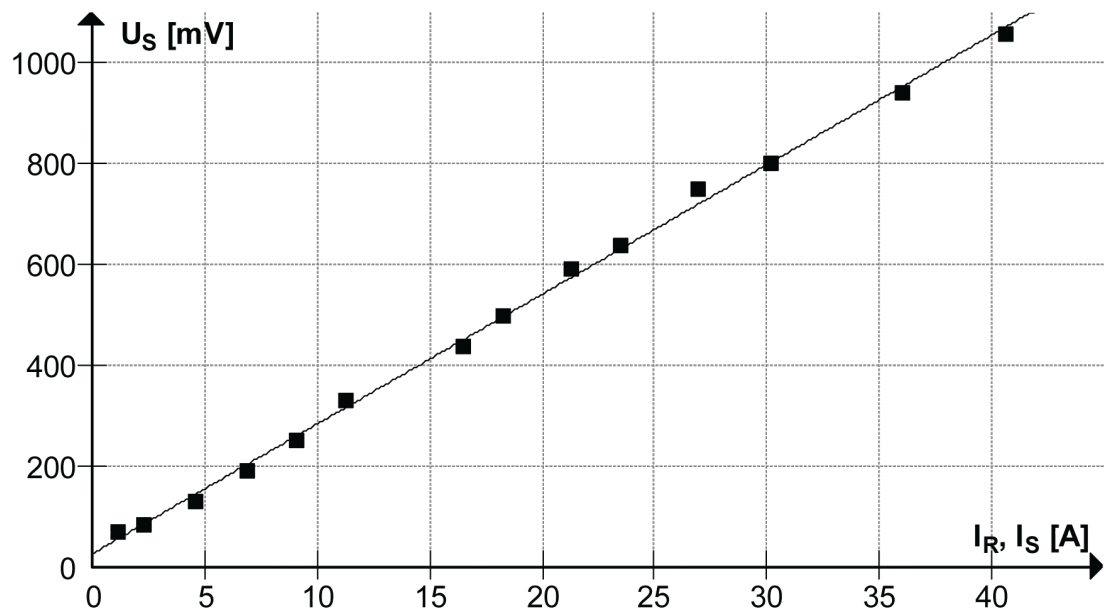
R odpor zátěže
U_R napětí na zátěži
U_s výstupní napětí obvodu
měření proudu
I_R proud zátěží (dle vztahu 7.1)
I_s proud zátěží (dle vztahu 7.3)
t teplota tranzistorů

Tabulka 7.1.1: Výkonové zatěžování jednotky - naměřené a vypočtené údaje

$$I_R = \frac{U_R}{R} \quad (7.1)$$



Obrázek 7.1.1: Závislost teploty výkonových tranzistorů na proudu do zátěže



Obrázek 7.1.2: Výstupní charakteristika obvodu pro měření proudu (výstupní napětí vs. proud do zátěže)

Naměřená výtupní napětí obvodu pro měření proudu (obrázek 7.1.2) proložená přímkou ukazují, že skutečná závislost výstupního napětí obvodu na protékajícím proudem (tedy rovnice přímky) je:

$$U_s = k I_s + q = 25,75 I_s + 26,8 \text{ [mV, A]} \quad (7.2)$$

Protékající proud lze zpětně dopočítat pomocí vztahu:

$$I_s = \frac{U_s - q}{k} = \frac{U_s - 26,8}{25,75} \text{ [A, mV]} \quad (7.3)$$

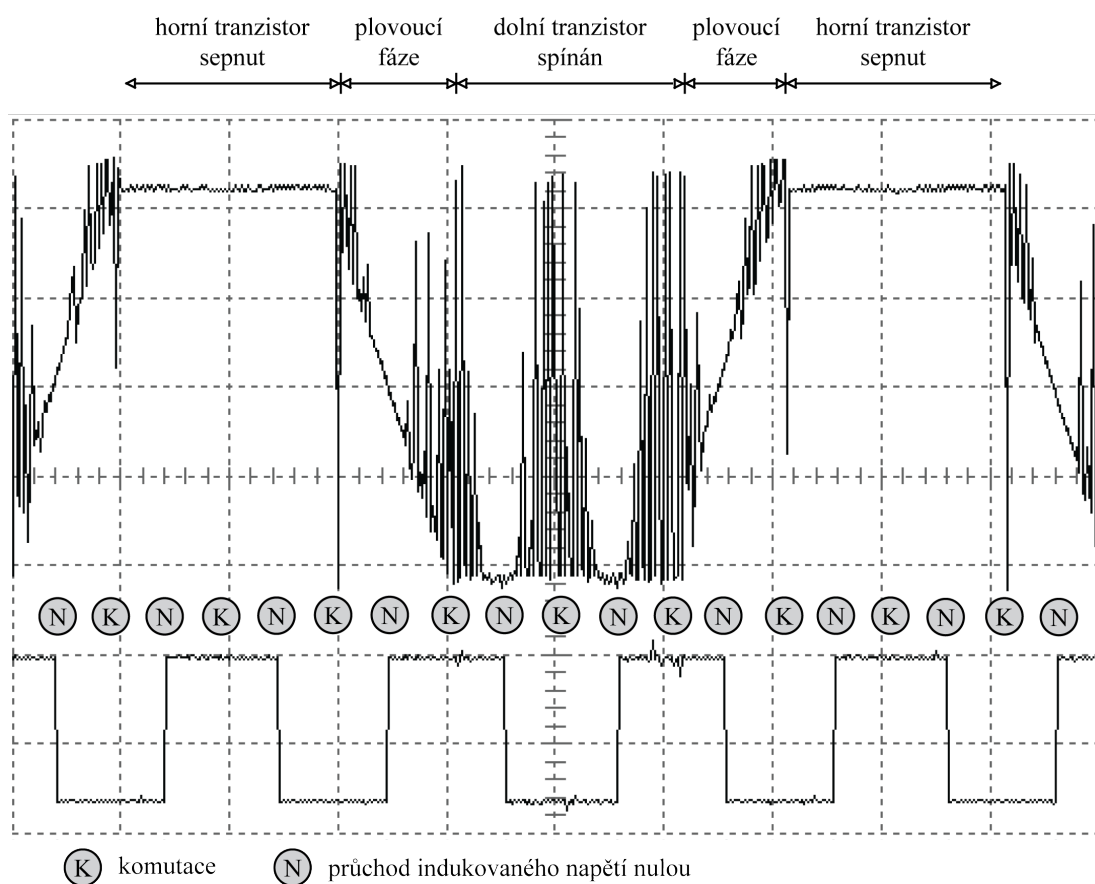
Multiplikativní odchylka od teoreticky spočtené závislosti (nesoulad směrnic obou závislostí) může být způsobena tolerancí rezistorů definujících zesílení operačního zesilovače v obvodu. Aditivní chybu způsobuje offset vstupních napětí zesilovače, který dále znásobuje relativně velké zesílení. Je patrné, že v okolí počátku souřadného systému (při malých prouděch) je měření proudu značně nepřesné.

Jak už bylo zmíněno na začátku této podkapitoly, testování probíhala pouze s jednofázovou zátěží. Při reálném provozu motoru budou namáhány všechny tři fáze a ztrátový výkon se tedy rozloží na všechny tranzistory rovnoměrně. Lze očekávat, že stejnoměrněji rozdělené oteplení by umožnilo vyšší zatěžování při stejné teplotě tranzistorů. Při testování byl k dispozici pouze motor snášející proudy v jednotkách ampér, takže plnohodnotné zátěžové testy jednotky nebyly uskutečněny.

7.2 KOMUTACE MOTORU

Na obrázku 7.2.1 je zachycen průběh napětí na jedné fázi motoru spolu s průběhem signálu na výstupu D-klopného obvodu. Každá hrana signálu indukuje průchod indukovaného napětí aktuálně měřené fáze nulou (označeno písmenem N). Po tomto okamžiku začíná mikrokontrolér odpočítávat 30 ° elektrického cyklu, poté proběhne komutace. Frekvence PWM je 16 kHz, otáčky dvoupólového motoru Maxon 167130 byly cca 10 000 min⁻¹.

Tento obrázek oproti předcházejícím, které v minulých kapitolách znázorňovaly napětí na fázích BLDC motoru, vypadá odlišně z toho důvodu, že nyní je místo horního tranzistoru řízen PWM signálem tranzistor dolní. Horní tranzistor v době, kdy přes něj má téct proud, zůstává stále sepnutý. Na chod motoru ani na funkci metody pro zjišťování průchodu indukovaného napětí nulou toto ovšem nemá žádný vliv.

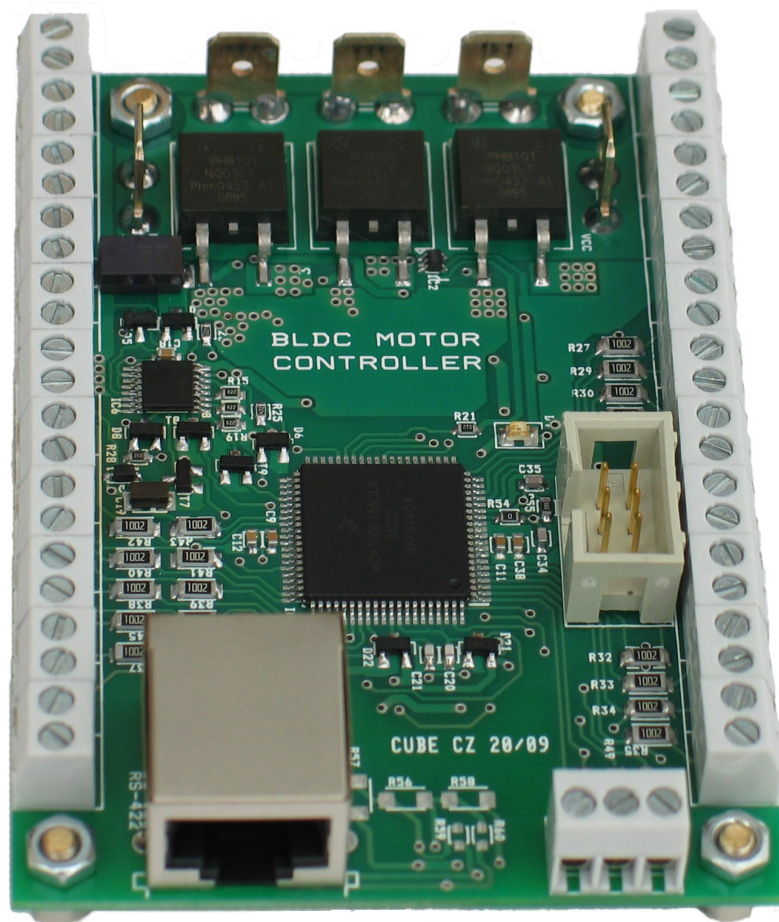


Obrázek 7.2.1: Průběh napětí na jedné fázi motoru a průběh signálu indukujícího průchod indukovaného napětí nulou

8. ZÁVĚR

Navržená řídicí jednotka leteckého (BLDC) motoru disponuje obvodem pro bezsenzorové řízení, 11 digitálními vstupy a výstupy, 10 analogovými vstupy a galvanicky oddělenou komunikační sběrnici RS-422. Umožňuje měření proudu tekoucího motorem a teploty výkonových prvků. Celé zařízení je vystavěno kolem 32-bitového mikrokontroléru Freescale ColdFire V1. Jednotka může být napájena napětím o velikosti 8 V - 15 V.

Ač v zadání bakalářské práce byly původně specifikovány požadavky na elektromagnetickou odolnost zařízení a implementaci sběrnice ARINC, od těchto bylo v průběhu práce upuštěno a nebyly řešeny.



Obrázek 8.1: Řídicí jednotka leteckého (BLDC) motoru

Prakticky byla ověřena schopnost jednotky bezsenzorově řídit BLDC motor. Experimentálně nastavený software v mikrokontroléru umožnil rozběh konkrétního typu motoru (pro rozběh jiného typu motoru bude jistě nutné zejména časové konstanty startovací tabulky upravit), poté již byl motor řízen s pomocí zpětnovazební informace o poloze rotoru, kterou poskytuje obvod pro detekci průchodu indukovaného napětí nulou.

Testovaný motor bohužel neumožňoval přílišné výkonové zatížení jednotky, to bylo tedy ověřováno na pasivní, ohmické, zátěži. Jednotka je schopná bez chlazení tranzistorů dodat špičkově po dobu 10 s proud až 40 A, po dobu 30 s proud až 30 A. Trvalé zatížení je možné i s rezervou do 20 A. Dá se tedy konstatovat, že požadavek zadání na výkonovou zatížitelnost byl splněn.

8.1 NÁVRHY NA VYLEPŠENÍ

1. **Zabránění pronikání rušení napájením** - umístění transilu a LC filtru do napájecí cesty k odfiltrování nežádoucích napěťových špiček a rušení, které může způsobovat potíže ve funkci obvodů, jež jsou takovým napětím napájeny.
2. **Větší přesnosti obvodu pro měření proudu** by bylo možné dosáhnout použitím snímacího rezistoru o vyšší hodnotě (nyní 1 m Ω) s případným snížením velkého zesílení operačního zesilovače v obvodu.

LITERATURA

- [1] CHALUPA, Leoš, PROKOP, Libor. 3-Phase BLDC Motor Control with Sensorless Back EMF Zero Crossing Detection Using 56F80x : Design of 3-Phase BLDC Motor Control Application Based on the Software Development Kit [online]. Freescale Semiconductor, Inc., 2005 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <http://www.freescale.com/files/dsp/doc/app_note/AN1914.pdf>.
- [2] SHAO, Jianwen. Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC [online]. Blacksburg, Virginia, USA : Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and the State University, 2003 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-09152003-171904/unrestricted/T.pdf>>.
- [3] YEDAMALE, Padmaraja. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals [online]. Microchip Technology Inc., 2003 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00885a.pdf>>.
- [4] HARGÉ, Thomas. Simple Sensorless BLDC Motor Control. Power Electronics Europe. 2007, is. 4, s. 45-46.
- [5] KUPHALDT, Tony R.. Brushless DC motor [online]. 2000 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <http://www.allaboutcircuits.com/vol_2/chpt_13/6.html>.
- [6] BIES, Lammert. RS422 serial information [online]. 2009 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.lammertbies.nl/comm/info/RS-422.html>>.

- [7] CD4051BC CD4052BC CD4053BC [online]. Fairchild Semiconductor Corporation, 2002 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/CD%2FCD4052BC.pdf>>.
- [8] HIP4086 [online]. Intersil, 2004 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn4220.pdf>>.
- [9] IL3185/IL3122 [online]. NVE Corporation, 2009 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <http://www.nve.com/Downloads/il3185_22.pdf>.
- [10] IRF1018 [online]. International Rectifier, 2008 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf1018epbf.pdf>>.
- [11] KFxxB [online]. STMicroelectronics, 2008 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/4337/kf33b.pdf>>.
- [12] LMV321-LMV358-LMV324 [online]. STMicroelectronics, 2008 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.st.com/stonline/products/literature/ds/11887/lmv324.pdf>>.
- [13] MCF51QE128 MCF51QE64 MCF51QE32 Reference Manual [online]. Freescale Semiconductor, 2007 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <http://www.freescale.com/files/32bit/doc/ref_manual/MCF51QE128RM.pdf>.
- [14] MCP9700/9700A MCP9701/9701A [online]. Microchip Technology Inc., 2006 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/21942c.pdf>>.

- [15] SN74LVC1G80 [online]. Texas Instruments, 2007 [cit. 2009-05-25].
Dostupný z WWW:
<<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc1g80.pdf>>.
- [16] TL331 [online]. Texas Instruments, 2008 [cit. 2009-05-25]. Dostupný z
WWW: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tl331.pdf>>.
- [17] ZXMN3F30FH [online]. Zetex Semiconductors Corporation, 2008 [cit.
2009-05-25]. Dostupný z WWW: <<http://www.diodes.com/datasheets/ZXMN3F30FH.pdf>>.

SEZNAM PŘÍLOH

A Schémata

- A.1 Řídicí část (mikrokontrolér)
- A.2 Napájecí část
- A.3 Budič výkonových tranzistorů
- A.4 Výkonový můstek, obvod pro měření protékajícího proudu, teplotní senzor
- A.5 Obvod detekce průchodu indukovaného napětí nulou
- A.6 Digitální vstupy a výstupy
- A.7 Analogové vstupy
- A.8 RS-422

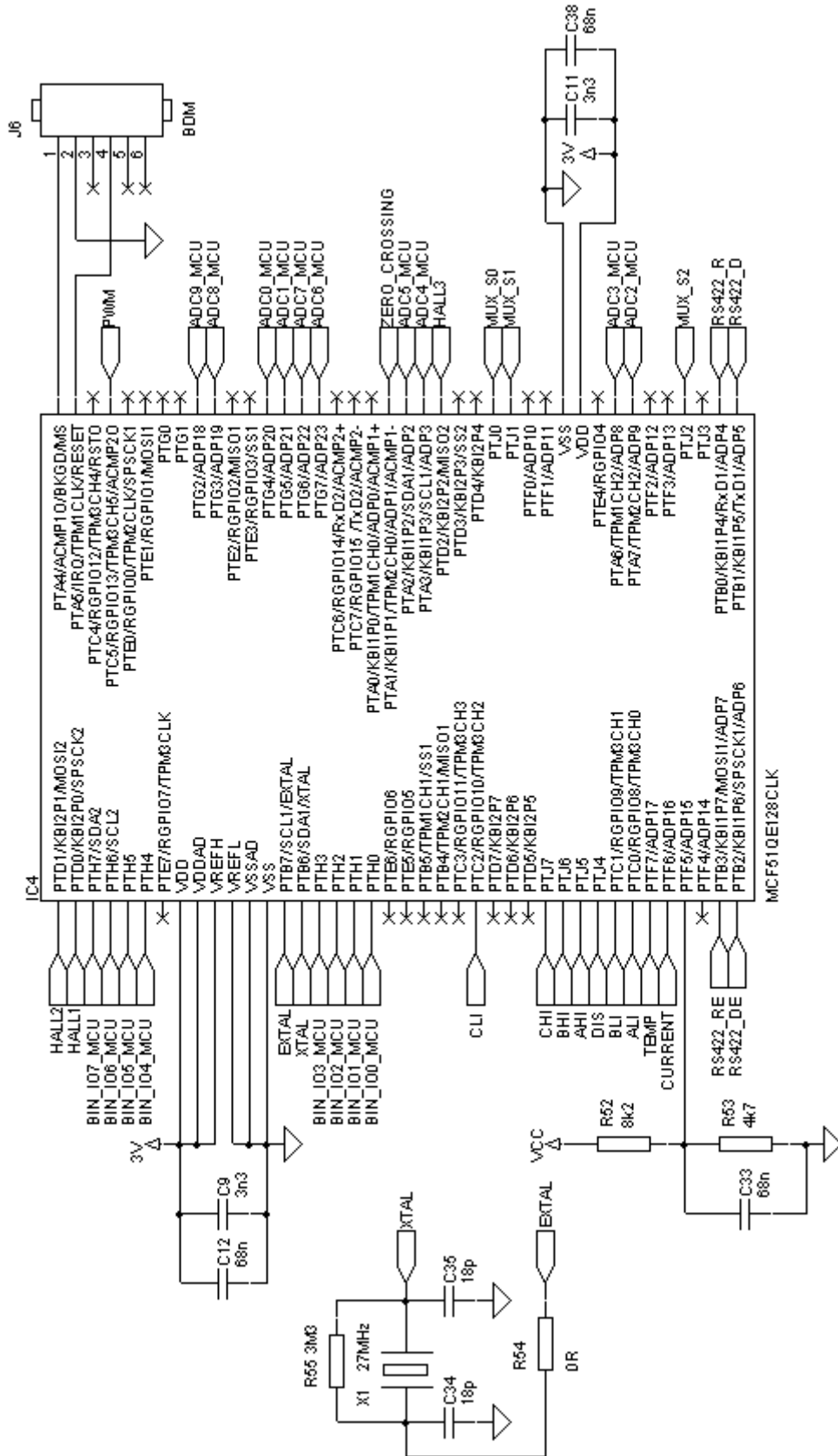
B Rozpis součástek

C Zapojení pinů mikrokontroléru

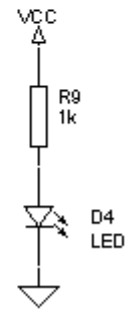
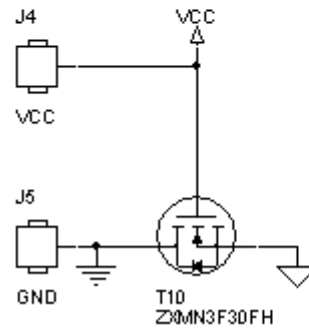
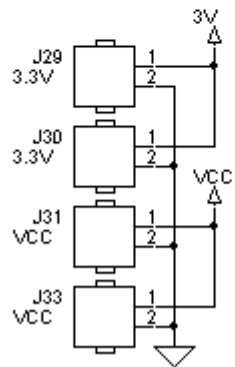
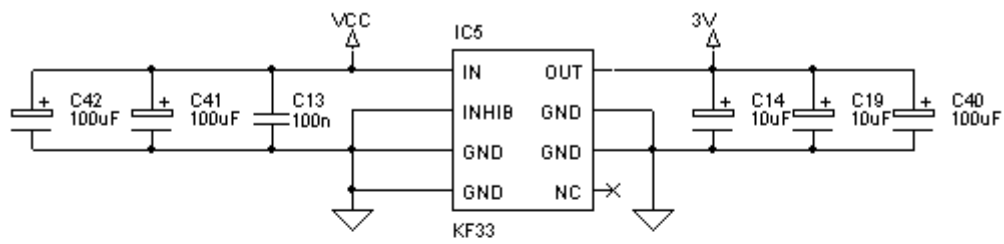
D Obsah CD

A SCHÉMATA

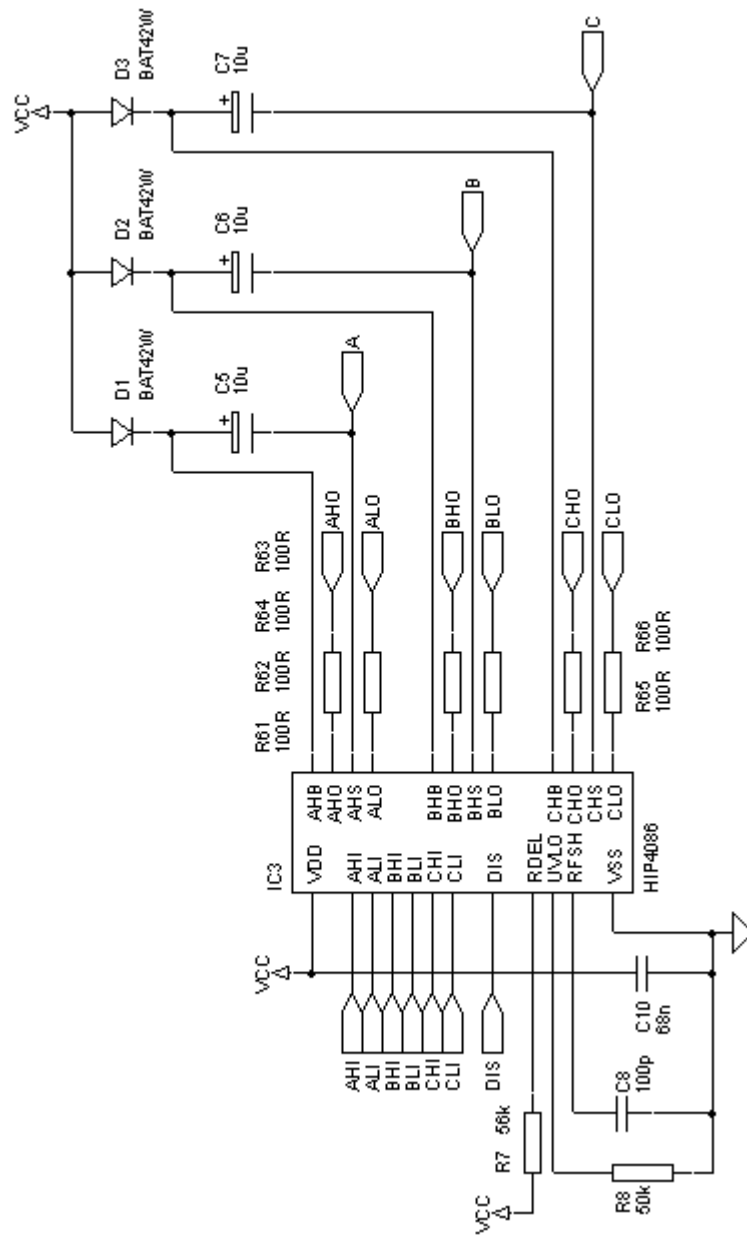
A.1 ŘÍDICÍ ČÁST (MIKROKONTROLÉR)



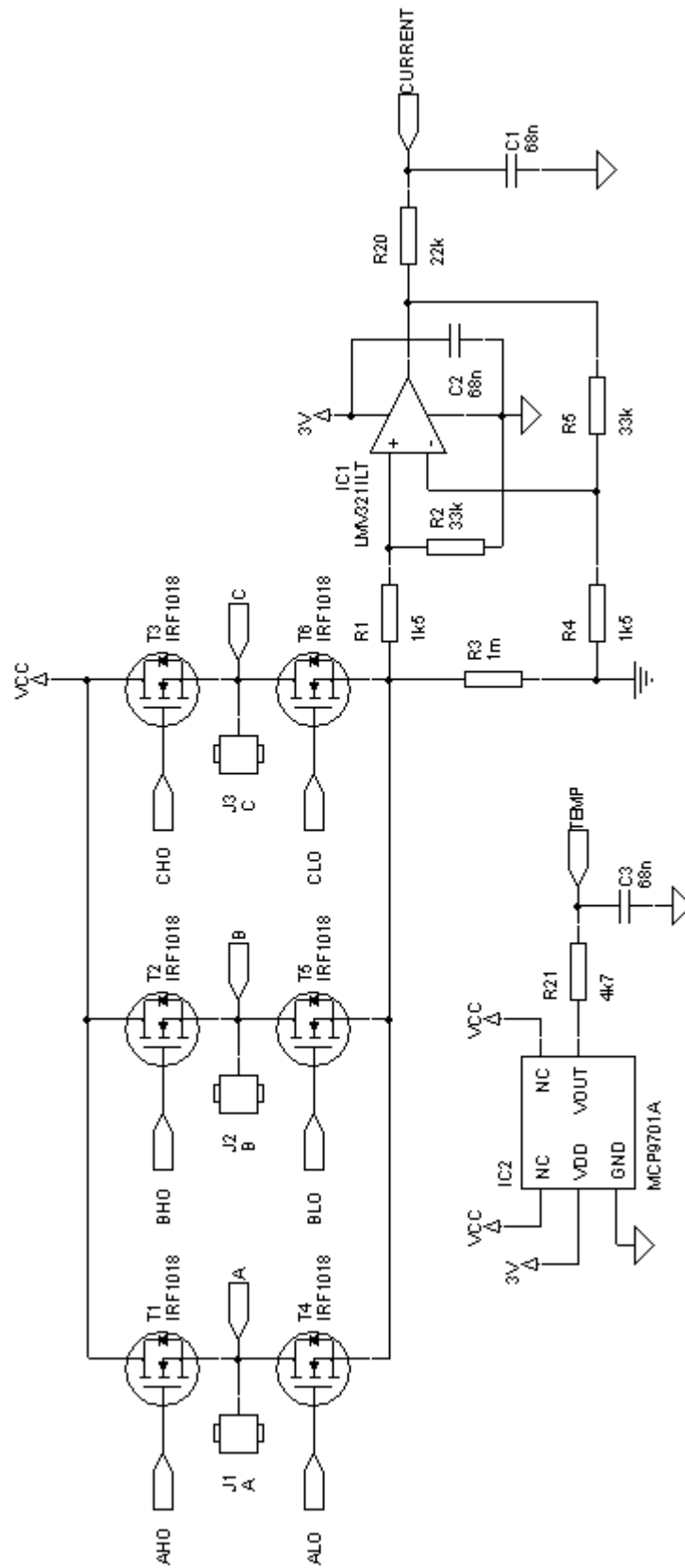
A.2 NAPÁJECÍ ČÁST



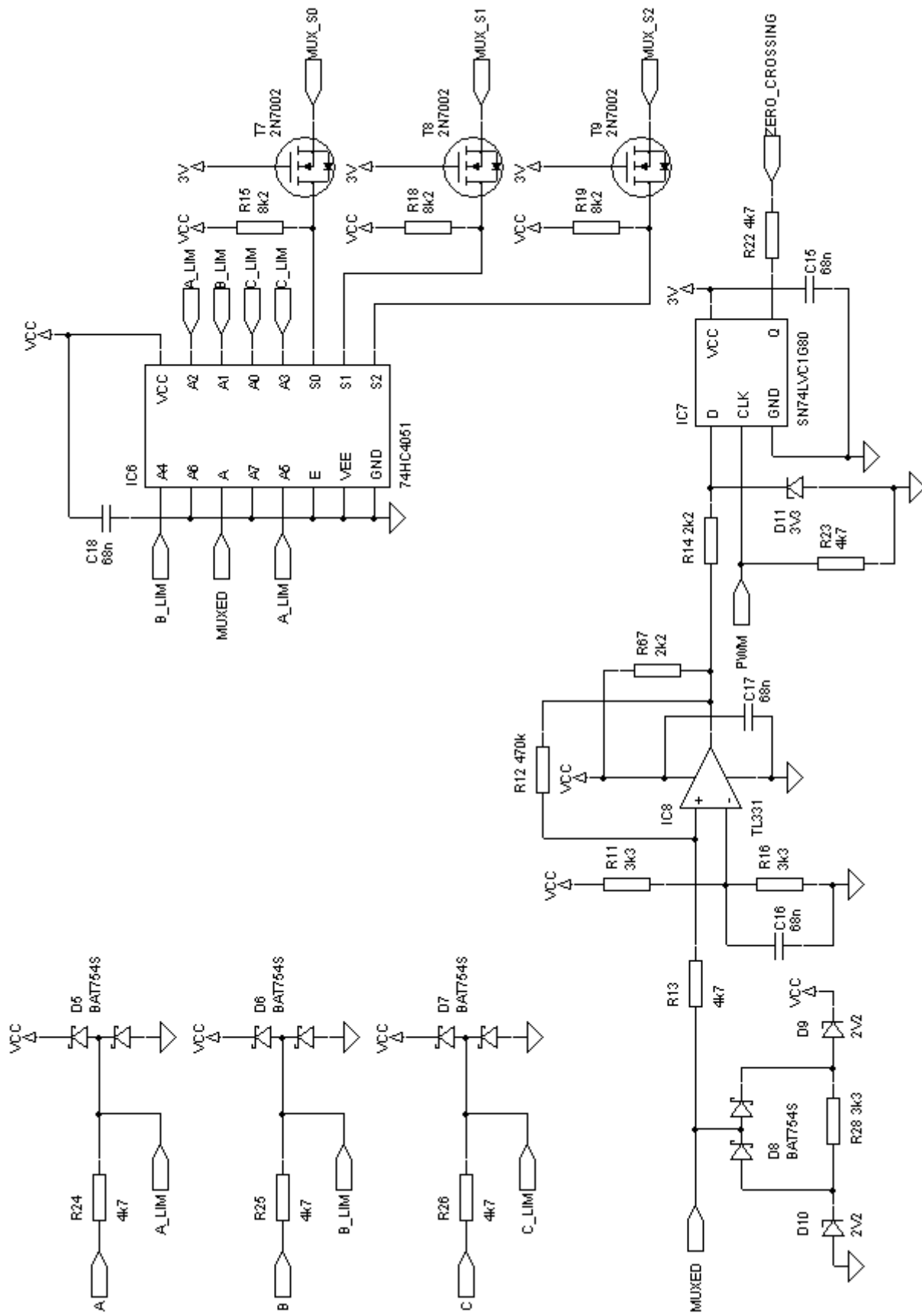
A.3 BUDIČ VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ



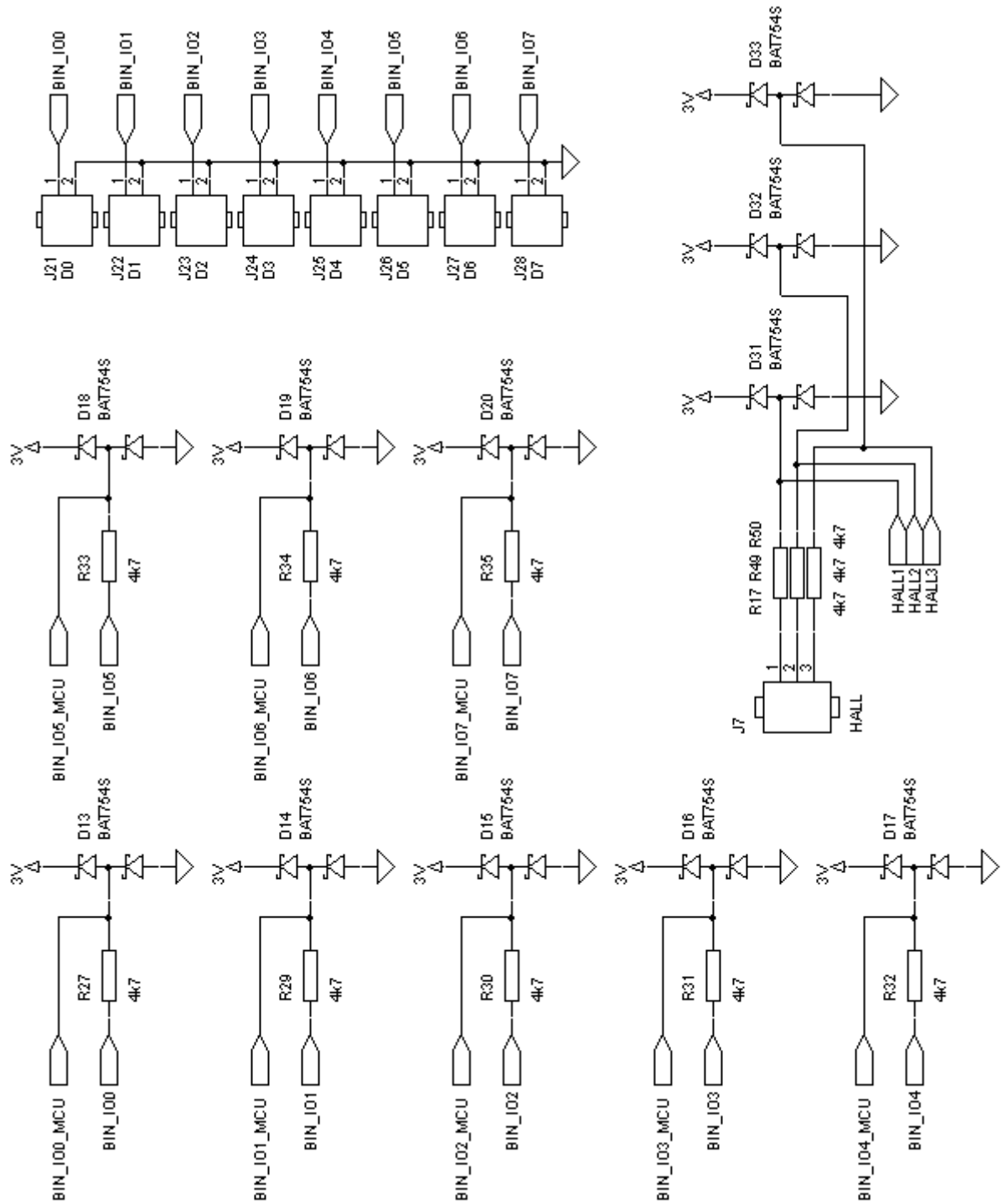
A.4 VÝKONOVÝ MŮSTEK, OBVOD PRO MĚŘENÍ PROTÉKAJÍCÍHO PROUDU, TEPLOTNÍ SENZOR



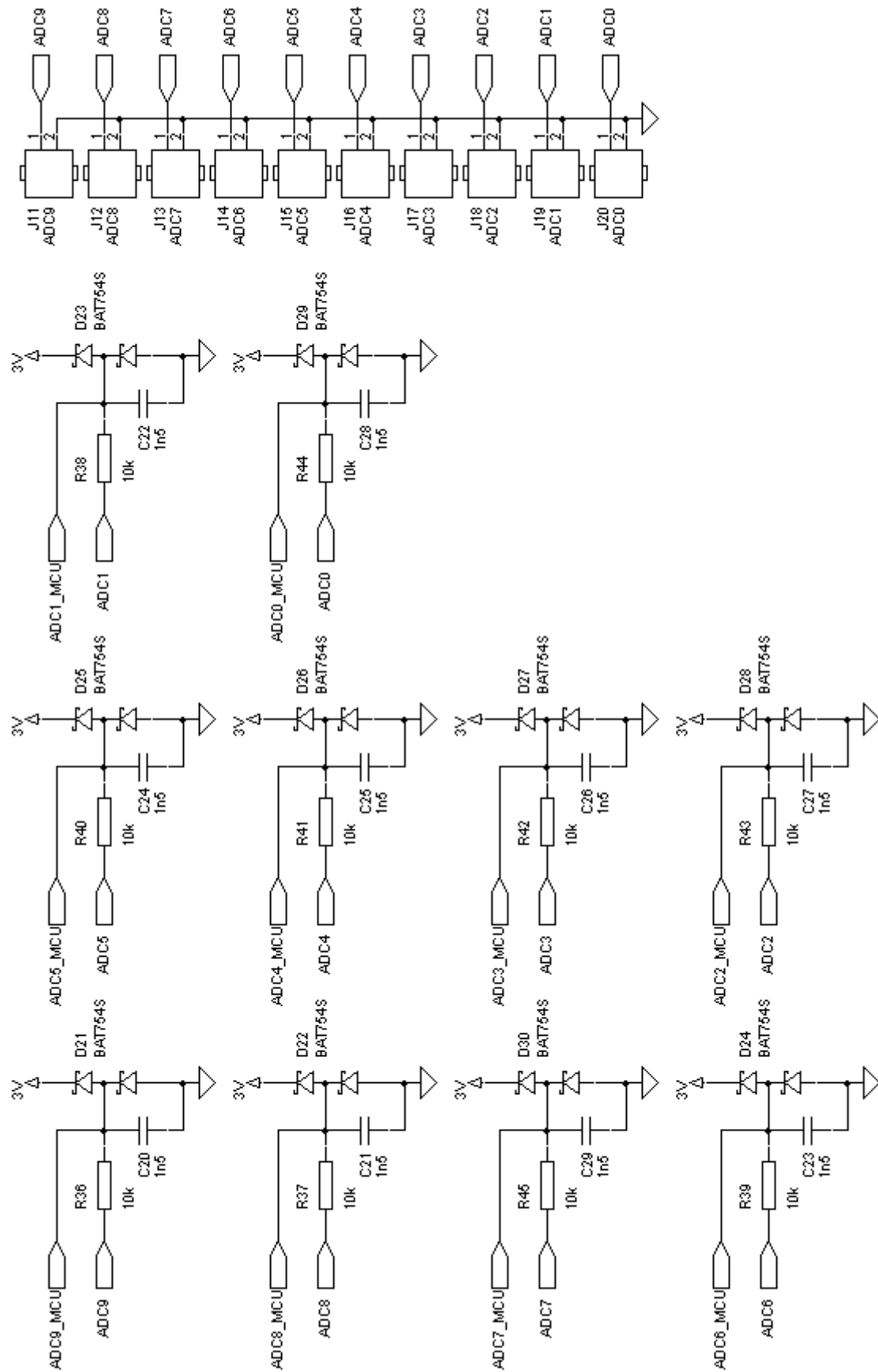
A.5 OBVOD DETEKCE PRŮCHODU INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ NULOU



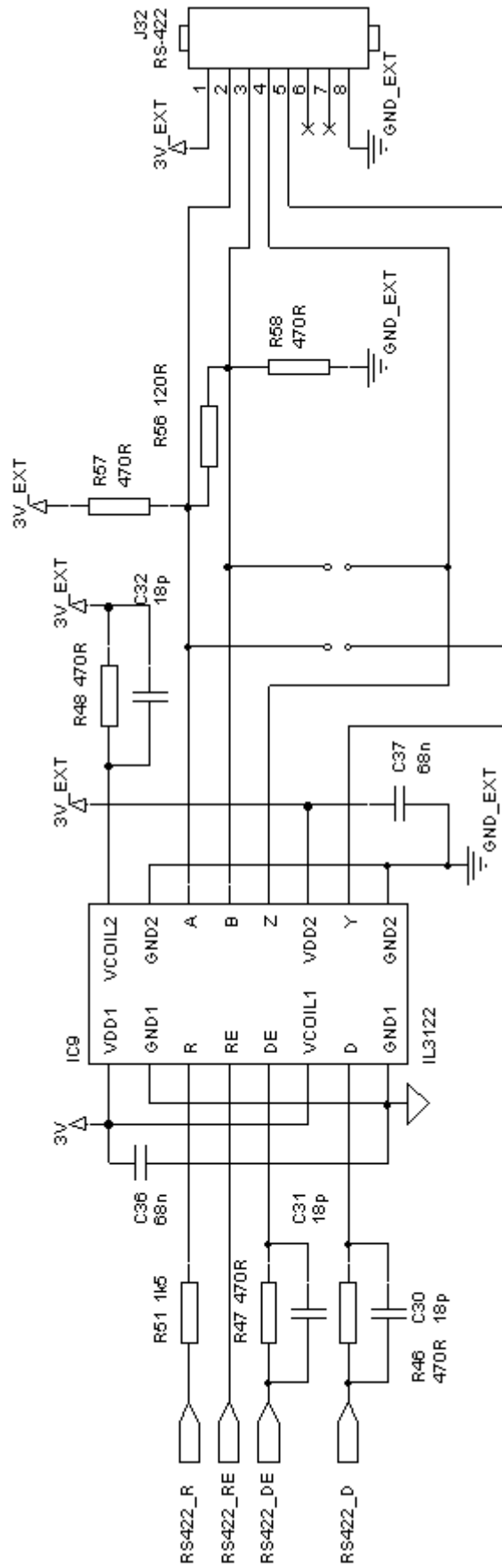
A.6 DIGITÁLNÍ VSTUPY A VÝSTUPY



A.7 ANALOGOVÉ VSTUPY



A.8 RS-422



B ROZPIS SOUČÁSTEK

Označení	Počet	Hodnota / Typ	Pouzdro	Typ
Rezistory				
R1, R4, R51	3	1k5	SMD 0603	
R2, R5	2	33k	SMD 0603	
R3	1	1m	SMD 6432	
R7, R15, R18, R19, R52	5	8k2	SMD 0603	
R8	1	50k	SMD 0603	
R9	1	1k	SMD 0603	
R11, R16, R28	3	3k3	SMD 0603	
R12	1	470k	SMD 0603	
R13, R21, R22, R23, R24, R25, R26, R53	8	4k7	SMD 0603	
R14, R67	2	2k2	SMD 0603	
R17, R27, R29, R30, R31, R32, R33, R34, R35, R49, R50	11	4k7	SMD 1206	
R20	1	22k	SMD 0603	
R36, R37, R38, R39, R40, R41, R42, R43, R44, R45	10	10k	SMD 1206	
R46, R47, R48	3	470R	SMD 0603	
R54	1	0R	SMD 0603	
R55	1	3M3	SMD 0603	
R56	1	120R	SMD 1206	
R57, R58	2	470R	SMD 1206	
R61, R62, R63, R64, R65, R66	6	0R	SMD 1206	
Kondenzátory				
C1, C2, C3, C10, C12, C15, C16, C17, C18, C33, C36, C37, C38	13	68n	SMD 0603	keramický
C5, C6, C7	3	10 μ	B	tantalový, 20V
C8	1	100p	SMD 0603	keramický
C9, C11	2	3n3	SMD 0603	keramický
C13	1	100n	SMD 0603	keramický
C14, C19	2	10 μ	A	tantalový, 10V
C20, C21, C22, C23, C24, C25, C26, C27, C28, C29	10	1n5	SMD 0603	keramický
C30, C31, C32, C34, C35	5	18p	SMD 0603	keramický
C40	1	220 μ	D	tantalový, 10V
C41, C42	2	100 μ	D	tantalový, 20V

Diody				
D1, D2, D3	3	BAT42W	SOD-123	Schottkyho dioda
D4	1	zelená	SMD 0805	LED dioda
D5, D6, D7, D8, D13, D14, D15, D16, D17, D18, D19, D20, D21, D22, D23, D24, D25, D26, D27, D28, D29, D30, D31, D32, D33	25	BAT754S	SOT-23	dvojitá Schottkyho dioda
D9, D10	2	2V2	SOD-323	Zenerova dioda 2,2 V
D11	1	3V3	SOD-323	Zenerova dioda 3,3 V
Tranzistory				
T1, T2, T3, T4, T5, T6	6	IRF1018	D2-PAK	MOSFET N kanál
T7, T8, T9	3	2N7002	SOT-23	MOSFET N kanál
T10	1	ZXMN3F30FH	SOT-23	MOSFET N kanál
Integrované obvody				
IC1	1	LMV321ILT	SOT-23	operační zesilovač
IC2	1	MCP9701A	SC-70	teplotní senzor
IC3	1	HIP4086	SO-24	budič tranzistorů
IC4	1	MCF51QE128CLK	LQFP-80	mikrokontrolér
IC5	1	KF33	SO-8	stabilizátor 3,3 V
IC6	1	74HC4051	TSSOP-16	multiplexer
IC7	1	SN74LVC1G80	SOT-23	D-klopný obvod
IC8	1	TL331	SOT-23	komparátor
IC9	1	IL3122	SO-16	RS-422 budič/přijímač
Konektory				
J1, J2, J3, J4, J5	5	faston 6,8 mm		
J6	1	rozteč 2,54 mm, 2 x 3 piny		
J7	1	svorkovnice, rozteč 3,5 mm, 2 piny		
J11, J12, J13, J14, J15, J16, J17, J18, J19, J20, J21, J22, J23, J24, J25, J26, J27, J28, J29, J30, J31, J33	1	svorkovnice, rozteč 3,5 mm, 3 piny		
J32	1	RJ-45 8 pinů		
Různé				
X1	1	27MHz	HC-49/S	krystal

C ZAPOJENÍ PINŮ MIKROKONTROLÉRU

#	Název pinu	Signál	Funkce
1	PTD1/KBI2P1	HALL2	Hallův senzor #2
2	PTD0/KBI2P0	HALL1	Hallův senzor #1
3	PTH7	BIN_IO7_MCU	Digitální vstup/výstup #7
4	PTH6	BIN_IO6_MCU	Digitální vstup/výstup #6
5	PTH5	BIN_IO5_MCU	Digitální vstup/výstup #5
6	PTH4	BIN_IO4_MCU	Digitální vstup/výstup #4
14	PTB7/EXTAL	EXTAL	Krystal
15	PTB6/XTAL	XTAL	Krystal
16	PTH3	BIN_IO3_MCU	Digitální vstup/výstup #3
17	PTH2	BIN_IO2_MCU	Digitální vstup/výstup #2
18	PTH0	BIN_IO1_MCU	Digitální vstup/výstup #1
19	PTH0	BIN_IO0_MCU	Digitální vstup/výstup #0
25	PTC2/TPM3CH2	CLI	Spínání dolní tranzistoru fáze C
29	PTJ7	CHI	Spínání horního tranzistoru fáze C
30	PTJ6	BHI	Spínání horního tranzistoru fáze B
31	PTJ5	AHI	Spínání horního tranzistoru fáze A
32	PTJ4	DIS	Zablokování budiče tranzistorů
33	PTC1/TPM3CH1	BLI	Spínání dolní tranzistoru fáze B
34	PTC1/TPM3CH0	ALI	Spínání dolní tranzistoru fáze A
35	PTF7/ADP17	TEMP	Teplota
36	PTF6/ADP16	CURRENT	Proud motorem
37	PTF5/ADP15	-	Odporový dělič pro získání informace o velikosti napájecího napětí
39	PTB3	RS422_RE	Odblokování přijímače RS-422
40	PTB2	RS422_DE	Odblokování budiče RS-422
41	PTB1/TxD1	RS422_D	Výstup na budič RS-422
42	PTB0/RxD1	RS422_R	Vstup od přijímače RS-422
44	PTJ2	MUX_S2	Nejvyšší bit adresového vstupu multiplexeru
47	PTA7/ADP9	ADC2_MCU	Analogový vstup #2
48	PTA6/ADP8	ADC3_MCU	Analogový vstup #3
54	PTJ1	MUX_S1	Prostřední bit adresového vstupu multiplexeru
55	PTJ0	MUX_S0	Nejnižší bit adresového vstupu multiplexeru
58	PTD2/KBI2P3	HALL3	Hallův senzor #3
59	PTA3/ADP3	ADC4_MCU	Analogový vstup #4
60	PTA2/ADP2	ADC5_MCU	Analogový vstup #5
61	PTA1/TPM2CH0	ZERO_CROSSING	Signál detekce průchodu indukovaného napětí nulou

65	PTG7/ADP23	ADC6_MCU	Analogový vstup #6
66	PTG6/ADP22	ADC7_MCU	Analogový vstup #7
67	PTG5/ADP21	ADC1_MCU	Analogový vstup #1
68	PTG4/ADP20	ADC0_MCU	Analogový vstup #0
71	PTG3/ADP19	ADC8_MCU	Analogový vstup #8
72	PTG2/ADP118	ADC9_MCU	Analogový vstup #9
77	PTC5/TPM3CH5	PWM	Invertované PWM jako taktovací signál pro D-klopný obvod
79	PTA5/RESET	-	Reset signál pro debuggování
80	PTA4/BKGD	-	Debuggovací linka

D OBSAH CD

./Bakalářská práce/	Elektronická verze bakalářské práce
./Návrh DPS/	Schéma (OrCAD Capture) a navrhnutá DPS (OrCAD Layout)
./Návrh DPS/Výrobní podklady/Gerber/	Výrobní data ve formátu Gerber RS-274X
./Návrh DPS/Výrobní podklady/PDF/	Výrobní data ve formátu PDF
./Návrh DPS/Výrobní podklady/Vrtací soubory/	Vrtací soubory
./Program/	Program pro mikrokontrolér