



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

NÁVRH MĚNIČE PRO BLDC MOTOR

DESIGN OF A CONVERTOR FOR A BLDC MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Stejskal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Macho, Ph.D.

BRNO 2017

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Kybernetika, automatizace a měření**
Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Bc. Martin Stejskal

ID: 156174

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Návrh měniče pro BLDC motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s problematikou měničů pro řízení BLDC motorů.
2. Rozeberte možnosti řešení měniče pro BLDC motor. Popište regulační algoritmy používané pro řízení BLDC motorů. Uvažujte měnič s jmenovitým výkonem 500 W a bateriovým napájením 36 V.
3. Zvolte nejvhodnější koncepci řešení měniče, nakreslete blokové schéma a zvolte vhodný mikrokontrolér. Řešte komunikaci s centrální řídicí jednotkou.
4. Navrhněte obvodové řešení měniče, stanovte hodnoty jednotlivých součástek a nakreslete celkové schéma zapojení.
5. Navrhněte desku plošných spojů, vytvořte výrobní dokumentaci.
6. Měnič realizujte a oživte.
7. Pro měnič vytvořte potřebné softwarové vybavení a odladte je.
8. Ověřte funkčnost měniče při řízení reálného BLDC motoru a diskutujte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] FROHN, Manfred - OBERTHÜR, Wolfgang - SIEDLER, Hans-Jobst - WIEMER Manfred - ZASTROW, Peter. Elektronika - polovodičové součástky a základní zapojení. Praha: BEN 2006. 500 s. ISBN 80-7300-123-3.
- [2] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 1, 2, 3. Skripta FEKT VUT v Brně..

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 15.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Macho, Ph.D.

Konzultant:



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

Diplomová práce pojednává o návrhu a realizaci měniče pro BLDC motor o výkonu 500W s bateriovým napájením, dále pojednává o možnostech realizace měničů a možnostech řízení těchto motorů. Popisuje realizaci měniče za použití mikrokontroléru rodiny AVR firmy Atmel. Práce se věnuje též návrhu pomocného spínaného měniče. Zahrnuta je i komunikace pomocí rozhraní UART a CAN.

Klíčová slova

Měnič, BLDC motor, CAN, UART, AVR, řízení výkonového stupně, Hallova sonda, regulace proudu, DPS.

Abstract

This master thesis deals with the design and realization of a drive for a 500 W BLDC motor powered with a battery power supply. It also deals with the possibilities of realization of drives and other possibilities to control these motors. Describes the implementation of the inverter using Atmel's AVR microcontroller. The thesis also deals with the design of an auxiliary switching inverter. Communication with UART and CAN interface is also implemented.

Keywords

Inverter, BLDC motor, CAN, UART, AVR, power stage controllers, Hall probe, current regulation, PCB.

STEJSKAL, M. *Návrh měniče pro BLDC motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 62 s. Vedoucí semestrální práce Ing. Tomáš Macho, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci na téma „Návrh měniče pro BLDC motor“ 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 diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů („autorský zákon“), ve znění pozdějších předpisů, 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 mé diplomové práce Ing. Tomáš Macho, Ph.D. za pomoc a vedení při tvorbě této práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

Obsah	6
Úvod	11
1 Problematika BLDC motorů	12
1.1 Konstrukce motoru	12
1.1.1 Snímání polohy rotoru pomocí Hallových sond	13
1.1.2 Snímání polohy rotoru metodou back EMF	13
1.2 Možnosti řízení BLDC motorů	14
1.2.1 Statické řízení	14
1.2.2 Trapézové řízení	14
1.2.3 Sinusové řízení	15
2 Možnosti řešení měniče pro BLDC motor	16
2.1 Používané výkonové tranzistory	17
2.1.1 Tranzistory MOS-FET	17
2.1.2 Tranzistory IGBT	18
2.1.3 Integrované moduly	18
2.2 Model motoru	18
3 Volba nejvhodnějšího řešení měniče	19
3.1 Výběr řídicího mikrokontroléru	20
3.2 Volba buzení výkonového stupně	20
3.3 Komunikační rozhraní – UART	22
3.4 Komunikační rozhraní - CAN	22
4 Obvodový návrh měniče	24
4.1 Návrh pomocného napájecího zdroje	24
4.1.1 Zadané parametry	25
4.1.2 Návrh impulzního transformátoru	25
4.1.3 Návrh pomocného zdroje napětí při zapnutí měniče	27

4.1.4	Spínání primárního vinutí	28
4.2	Návrh měřicích kanálů	29
4.2.1	Měření proudu	30
4.2.2	Měření napájecího napětí	34
4.2.3	Měření teploty	34
4.3	Návrh výkonového stupně	35
4.4	Ztrátové výkony na polovodičích	37
4.4.1	Návrh chladiče pro ustálený stav	38
5	Návrh desky plošných spojů	39
6	Realizace a oživení měniče	39
6.1	Pomocný napájecí měnič	39
6.1.1	Oprava spouštění zdroje	40
6.1.2	Oprava zatížitelnosti zdroje	41
6.1.3	Převinutí impulzního transformátoru	42
6.2	Testování výkonového stupně.....	43
7	Realizace softwarového vybavení	46
7.1	Stručný popis programových částí.....	47
7.2	Komunikace s měničem.....	49
8	Ověření funkčnosti při řízení reálného BLDC motoru.....	51
8.1	Identifikace motoru	51
8.2	Návrh proudového regulátoru	53
8.3	Otáčkový regulátor	57
8.4	Měření průběhů měniče	57
	Závěr	59
	Seznam použité literatury	60
	Seznam zkratk a symbolů	62
	Přílohy.....	63

Seznam obrázků

Obr. 1 - Odkrytovaný BLDC motor elektrokola	13
Obr. 2 - Průběhy napětí na fázích statoru (U, V, W) v závislosti na signálech z Hallových sond (H1, H2, H3), zdroj [1].....	15
Obr. 3 - Obecné schéma zapojení H-mostu pro spínání indukční zátěže, zdroj [3]	16
Obr. 4 - Náhradní schéma BLDC motoru, zdroj [5].....	19
Obr. 5 - Blokové schéma měniče.....	20
Obr. 6 - Schéma zapojení budičů s využitím bootstrap, zdroj [13].....	21
Obr. 7 - Příklad průběhů rozhraní UART a RS232, zdroj [20]	22
Obr. 8 - Příklad jedné CAN zprávy, zdroj [21]	24
Obr. 9 - Schéma start up zdroje napětí	28
Obr. 10 - Schéma spínače primárního vinutí	29
Obr. 11 - Schéma zdroje referenčního napětí	30
Obr. 12 - Schéma proudového měřicího kanálu	32
Obr. 13 - Schéma budiče výkonového tranzistoru.....	36
Obr. 14 - Oddělení napjení spodních tranzistorů.....	36
Obr. 15 - Graf závislosti maximální střídy na kontrolním napětí U_{DT} , zdroj [8]	40
Obr. 16 - B-H křivka pro materiál 3C81, zdroj [16].....	41
Obr. 17 – Schéma opravy spínače primárního vinutí	42
Obr. 18 - Fotografie nové kostičky s vinutími impulzního transformátoru	43
Obr. 19 – Průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově – 2) pro měření parametrů budičů	44
Obr. 20 – Detail náběžné hrany při spínání budiče, průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově – 2).....	44
Obr. 21 - Detail sestupné hrany při vypínání budiče, průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově – 2).....	45
Obr. 22 - Fotografie reálného měniče při měření parametrů budiče	46
Obr. 23 - Diagram volání a vazeb knihovnem programu a jejich vazba na hardware	47
Obr. 24 - Záznam testovacího příkazu a odpovědi komunikace po sběrnici CAN .	50

Obr. 25 - Měření časové konstanty setrvačného článku soustavy pro návrh proudového regulátoru, proud motorem je znázorněn žlutě – 1, napětí na vinutí je znázorněno azurově – 2	51
Obr. 26 - Změřené průběhy proudu motorem (žlutě - 1), napětí na Hallově sondě (azurově - 2) a výstup PWM pro dolní tranzistoru (růžově - 3).....	58
Obr. 27 - Motiv DPS - spodní strana	69
Obr. 28 - Motiv DPS - horní strana	70
Obr. 29 - Osazovací plán - horní strana	71
Obr. 30 - Osazovací plán - spodní strana.....	72

Seznam tabulek

Tab. 1 - Změřené parametry budičů.....	45
Tab. 2 - Naměřené a vypočtené hodnoty časové konstanty.....	52
Tab. 3 - Naměřené a vypočtené hodnoty odporu vinutí	52
Tab. 4 - Seznam použitých přístrojů pro měření parametrů vinutí motoru	53
Tab. 5 - Rozpis součástí	73
Tab. 6 - Seznam příkazů a jejich parametrů	76
Tab. 7 - Příklady komunikace s měničem pomocí UART rozhraní	77
Tab. 8 - Příklady komunikace s měničem pomocí CAN rozhraní.....	77

Úvod

V dnešní době jsou běžné DC motory nahrazovány bezkartáčovými motory, ve kterých je rotor osazen permanentními magnety a na statoru je navinuto třífázové vinutí. Obvykle je DC motor vybaven mechanickým komutátorem. V popisovaném případě je místo mechanického komutátoru motor vybaven sadou snímačů polohy a měničem, který spíná jednotlivá vinutí statoru. U stejnosměrných motorů je mechanický komutátor spolu s uhlíkovými kartáči největším problémem, protože dochází k jejich opotřebení a musí být kontrolovány a vyměňovány. Řešení s využitím měniče proto přináší výhodu v podobě delší životnosti motoru a jeho údržba je tudíž ekonomičtější. Řízení pomocí měničů je možné pro široké spektrum výkonů (přibližně od 10 W do 10 MW). V diplomové práci bude rozebrán kompletní návrh měniče se jmenovitým výkonem 500 W pro použití s bateriovým napájením.

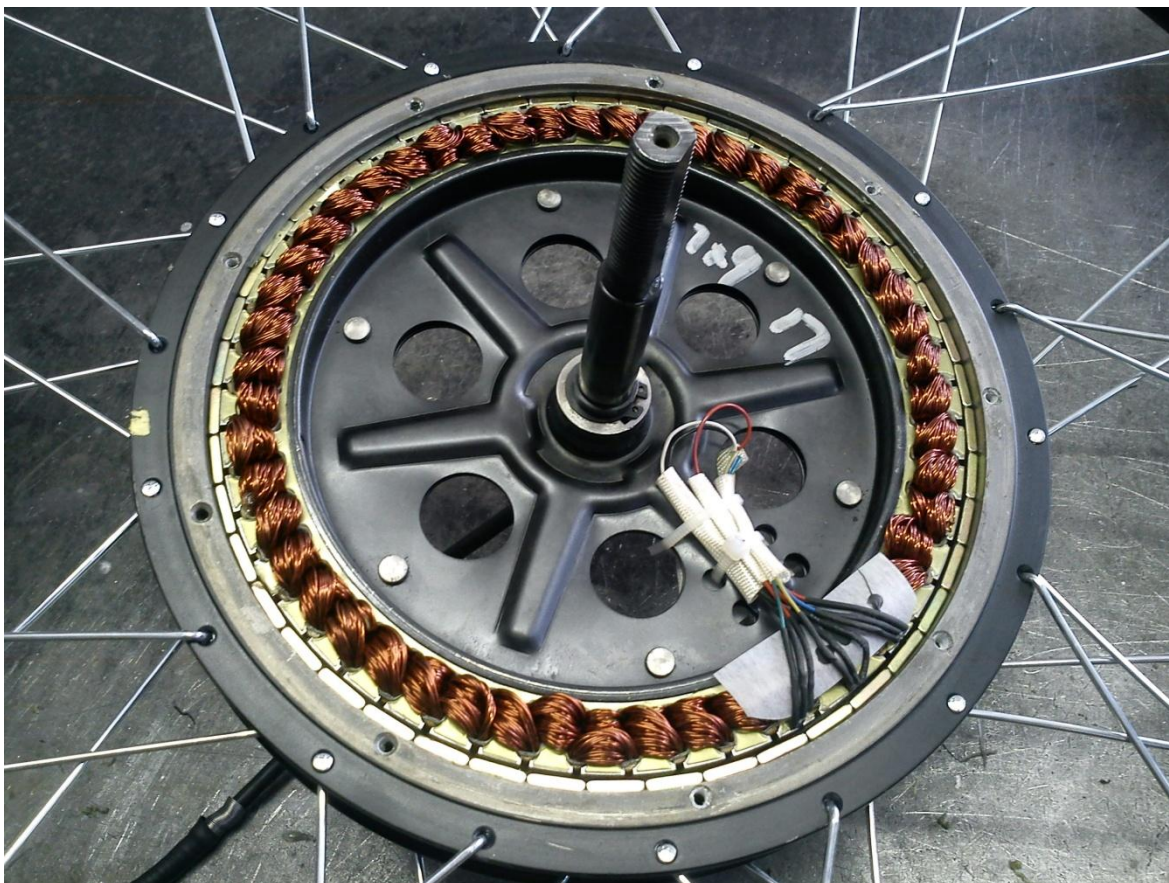
1 Problematika BLDC motorů

Pro nízká napětí a malé jmenovité výkony (napětí přibližně do 100 V a výkony řádově do jednotek kW) se dříve běžně používaly DC motory. Motory využívaly mechanický komutátor spolu s uhlíky. Právě uhlíky bylo nutné pravidelně měnit a udržovat jejich dobrý stav. Popisované ústrojí má za úkol v daných okamžicích přepínat vinutí na rotoru motoru. Uvedený problém řeší BLDC motory. Zkratka BLDC pochází z anglického brushless DC motor – česky: stejnosměrný motor bez komutátoru. Někdy se uvedené motory označují také jako EC motory z anglického electrically commutated motor – česky: elektronikou komutovaný motor.

1.1 Konstrukce motoru

Motory obsahují části, které nevyžadují údržbu. Jsou proto spolehlivější a jejich provoz je levnější. Motory mají permanentní magnety na rotoru a stator je tvořen třemi vinutími. Vinutí se postupně připojují na napájecí napětí pomocí měniče, který je k motoru připojen. Pro správný chod motoru je potřeba měřit polohu rotoru a podle ní přepínat ve vhodný moment vinutí.

Příklad odkrytovaného BLDC motoru v náboji elektrokola je na Obr. 1. Stator motoru je ve střední části, okolo které potom obíhá rotor s permanentními magnety. V pravé dolní části fotografie je potom vidět rozložení tří Hallových sond. Všechny dále uvedené způsoby řízení popisují způsoby řízení jednoho elektrického cyklu – jedné elektrické otáčky motoru. Mechanické otáčky motoru jsou nižší a závisí na počtu pólových nastavců motoru. Pokud má například motor 5 sad pólových nastavců, jsou mechanické otáčky 5 krát nižší než otáčky elektrické.



Obr. 1 - Odkrytovaný BLDC motor elektrokola

1.1.1 Snímání polohy rotoru pomocí Hallových sond

BLDC motory často obsahují 3 Hallovy sondy pro snímání polohy rotoru. Podle jeho pootočení se mění výstupní signály Hallových sond a dochází k přepínání vývodů satorového vinutí. Příklad průběhů pro trapézové řízení je na Obr. 2, zdroj [1]. Sondy vyžadují vlastní napájení a vyžadují prostor k jejich umístění. Proto se nepoužívají v levných, malých implementacích pro malé výkony. Zde se používá druhá možnost popsaná v následujících řádcích. Výhodou použití Hallových sond je jednoduché zpracování signálu (digitální úroveň signálu).

1.1.2 Snímání polohy rotoru metodou back EMF

Hallovy sondy mohou být někdy vypuštěny. Díky tomu, že rotor je osazen permanentními magnety, dochází k indukci napětí ve satorovém vinutí. Z těchto napětí je možné určit polohu rotoru podobně jako v případě použití Hallových sond. Popisovaná metoda snímání polohy rotoru je v angličtině nazývána back EMF. Nevýhodou je vyšší komplikovanost měniče. Měnič musí měřit napětí na všech fázích, detekovat průchody nulou a díky tomu rekonstruovat informaci o poloze rotoru. Právě měření napětí je

problematické. Podle způsobu řízení se napětí na statoru mění v celém rozsahu napájení. Navíc mohou obsahovat šum díky využití PWM (viz dále) pro buzení výkonových tranzistorů, což komplikuje detekci průchodu nulou. Uvedený způsob se často využívá u integrovaných řešení pro velmi malé výkony, kdy je celý měnič, včetně výkonové části, implementován v jediném řídicím čipu. Používá se především tam, kde je požadavek na nízkou výrobní cenu a malé jmenovité výkony motorů (přibližně do desítek W). Uvedenou metodu využívají například integrované obvody pro řízení otáčení datových ploten pevných disků.

1.2 Možnosti řízení BLDC motorů

Pro řízení BLDC motorů a tedy i způsoby jejich komutace lze použít dvě základní metody – obdélníkové řízení a sinusové řízení, které budou popsány v následujících podkapitolách.

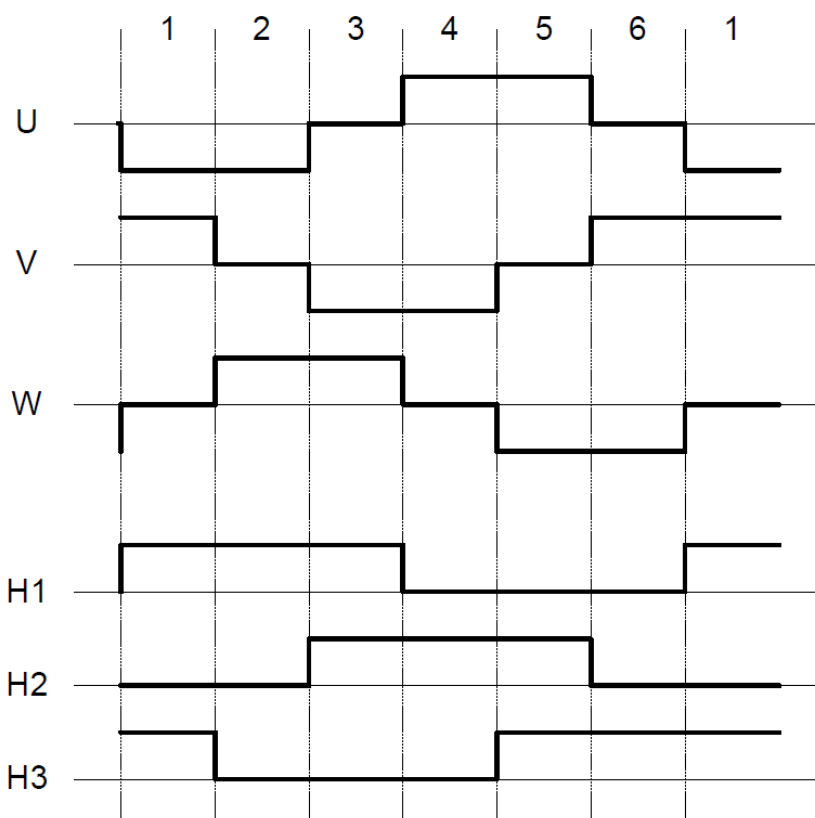
1.2.1 Statické řízení

Nejedná se o běžně používanou metodu. Princip funkce je podobný řízení krokových motorů. V požadovaném vinutí je udržován konstantní proud, který drží rotor v jedné poloze. Tento stav se uplatňuje pouze při elektrickém zabrzdění motoru. Přepínání fází motoru není řízeno Hallovými sondami a je zastaveno. Regulace vyžaduje pouze proudovou regulační smyčku.

1.2.2 Trapézové řízení

Jedná se o nejjednodušší a nejběžnější způsob řízení. Využívá informace o poloze rotoru, která se získává pomocí signálů z Hallových sond nebo indukovaných napětí. Pomocí získaných informací je vinutí přepólováno pomocí komutační tabulky. Tabulku je možno procházet oběma směry podle požadovaného smyslu otáčení motoru. Průběh středních hodnot napětí na vývodech statorového vinutí (na obrázku označeno jako U, V, W) a výstupů z Hallových sond (H1, H2, H3) je znázorněn na Obr. 2, zdroj [1]. Z průběhů je zřejmé, že pro první harmonickou složku fázových napětí platí, že jsou totožné s průběhy tří-fázových motorů, které napájí běžná tří-fázová soustava. Používá se pro řízení, kde se požadují vysoké pracovní otáčky nebo tam, kde není kladen nárok na plynulost chodu rotoru. Uvedený způsob je velice jednoduchý a chováním připomíná chování běžného DC motoru. Neřeší regulaci otáček motoru (motor neustále zrychluje do momentu, kdy se roztočí na svoje maximální otáčky dané zátěží a napájením motoru).

Regulátor musí obsahovat dvě regulační smyčky, jednu pro regulaci proudu tekoucího motorem a druhou pro regulaci otáček motoru. Nevýhodou je rychlá změna proudu při komutaci, která způsobí trhavé změny ve výstupním momentu motoru. Metoda se proto nepoužívá pro aplikace náročné na hladkost dodávaného momentu a pro velké výkony, kde se používá sinusové řízení.



Obr. 2 - Průběhy napětí na fázích statoru (U, V, W) v závislosti na signálech z Hallových sond (H1, H2, H3), zdroj [1]

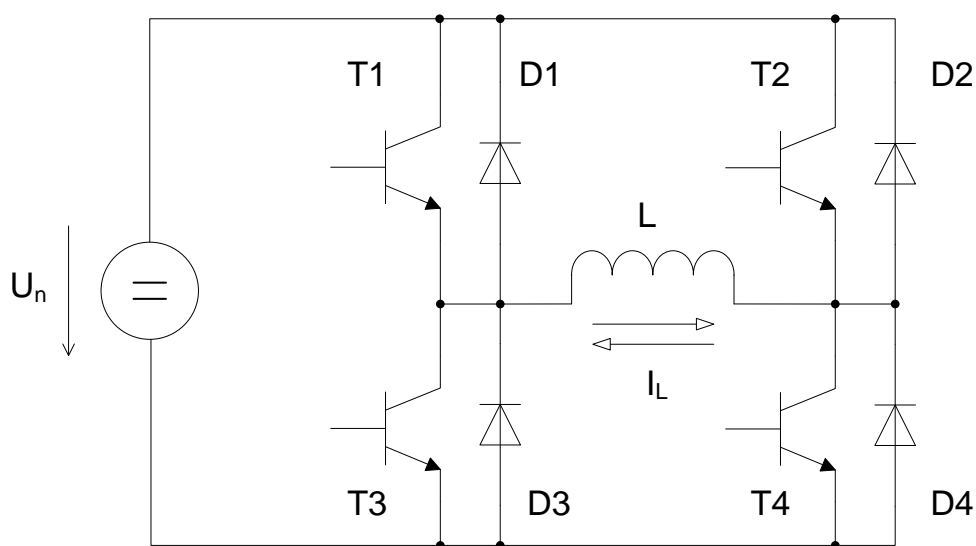
Měnič je vhodné doplnit o limitaci proudu. Při proudovém přetížení motoru dochází k tepelnému přetížení vinutí a tím k jeho destrukci.

1.2.3 Sinusové řízení

Oproti trapézovému řízení je jediný rozdíl v průběhu proudů motorem. Sinusové řízení cíleně udržuje proudy harmonické. Metoda tak připomíná řízení běžných tří-fázových motorů. Změnou parametrů sinusových průběhů lze řídit otáčky i moment motoru. Nevýhodou je složitější návrh měniče oproti trapézové metodě řízení. Metoda vyžaduje měření proudu každé fáze a regulační algoritmus je složitější na implementaci. Výhodou je hladký výstupní moment motoru.

2 Možnosti řešení měniče pro BLDC motor

Elektrické obvody řídící elektromotory souhrnně nazýváme měniče. Obsahují výkonovou část, měřicí části a řídicí mikrokontrolér. Výkonová část měniče se znázorňuje ve zjednodušené formě. Příklad výkonové části pro DC motor je na Obr. 3. Proud vinutími statoru je řízen spínáním napájecího napětí (na obrázku označeno jako U_n) pulzní šířkovou modulací (dále pouze PWM). Modulovaný signál je přiveden na spínací prvky. Na obrázku jsou reprezentovány pomocí tranzistorů a diod. Diody D1 až D4 se nazývají nulové diody (v angličtině označované nejčastěji jako flyback diode nebo freewheeling diode). Slouží k vedení proudu indukčnosti v době vypnutí spínacího prvku. Pokud by tyto diody nebyly použity, dojde ke zničení tranzistorů napěťovými špičkami v době vypnutí. Kombinace polovodičů D1, T1, D3 a T3 se nazývá větev měniče. Tranzistory a diody dále rozlišujeme na horní a dolní (anglicky označované HI-side a LO-side). Měniče pro DC motory mají dvě větve, měniče pro BLDC a tří-fázové motory mají větve tři. Měniče pro krokové motory mají typicky čtyři větve, ale konkrétní konfigurace záleží na počtu fází motoru a konkrétní realizaci vinutí.



Obr. 3 - Obecné schéma zapojení H-mostu pro spínání indukční zátěže, zdroj [3]

U elektrických motorů převažuje charakter indukčnosti. Průběhy napětí a proudů lze popsat rovnicí (2.1), zdroj [3]. Vinutí statoru má vlastní odpor a vytváří setrvačný člen prvního řádu. Popisovaný jev se využívá při návrhu měniče. Jeho úkolem je udržet proud na zadané hodnotě pomocí spínání napájecího napětí.

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (2.1)$$

Kde: L je indukčnost cívky v [H]

$u(t)$ je průběh napětí ve [V]

$i(t)$ je průběh proudu v [A]

2.1 Používané výkonové tranzistory

„Na místě tranzistorů lze použít různé druhy spínacích polovodičů. Dříve se používaly bipolární tranzistory (dále jen BJT). Aby vyhověly napěťovým a proudovým požadavkům, bylo nutné používat paralelní případně sériová zapojení. Dnes jsou překonány a používají se výhradně tranzistory MOS-FET (tranzistory řízené polem) a IGBT (bipolární tranzistory řízené polem). Pro měniče velkých výkonů se používají IGBT tranzistory, pro malé výkony naopak MOS-FET tranzistory. Důvodem je nižší výkonová ztráta na tranzistoru MOS-FET v sepnutém stavu pro malé proudy. Naopak pro větší výkony už parametry současných tranzistorů MOS-FET nedostačují a je nutné použít tranzistory IGBT.“ Zdroj [3].

2.1.1 Tranzistory MOS-FET

„Jsou to tranzistory řízené elektrickým polem. Jejich řídicí příkon je v klidu nulový, do řídicí elektrody neteče žádný proud. Uvedené přestává platit při periodických spínáních, kdy díky parazitní kapacitě C_{GS} začíná řídicí elektrodou protékat proud. Tranzistory mají v sepnutém stavu odporový charakter v řádu desítek $m\Omega$. Pokud umístíme více tranzistorů na jeden chladič, můžeme jich paralelně spojovat libovolně mnoho. To je možné díky odporovému charakteru. Při větším zatížení jednoho tranzistoru se jeho struktura ohřeje, stoupne odpor a díky tomu začnou nadproud přebírat ostatní tranzistory. Protože se odpory jednotlivých kanálů mohou lišit, musí mít tranzistory stejnou teplotu. Tranzistory MOS-FET navíc obsahují parazitní substrátovou diodu polarizovanou v závěrném směru. Výrobci diodu záměrně dotují, aby dosáhla svými vlastnostmi a rychlostí na parametry MOS-FETu. Lze ji potom využít jako nulovou diodu pro měniče menších výkonů s nižší spínací frekvencí. Nehodí se pro velké výkony, kdy na tranzistoru v sepnutém stavu vzniká velký napěťový úbytek a tedy i velké ztráty. Z uvedených prvků jsou nejrychlejší, hodí se proto pro malé a střední výkony s velkou pracovní frekvencí.“ Zdroj [3].

2.1.2 Tranzistory IGBT

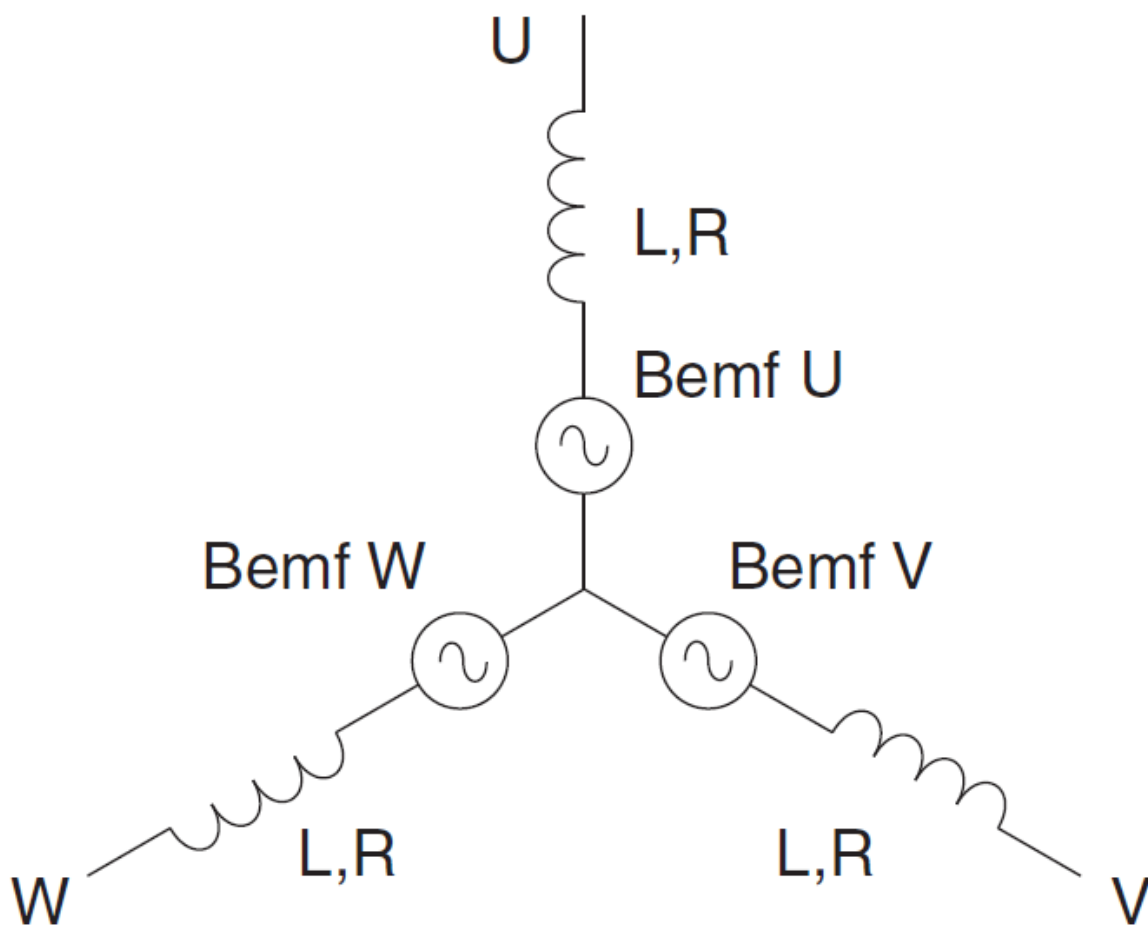
„Tranzistory IGBT kombinují vlastnosti tranzistorů MOS-FET a bipolárních tranzistorů. Řízení se podobá tranzistorům MOS-FET, jde také o tranzistor řízený polem. Spínání se podobá BJT, má saturační napětí. Jsou však pomalejší oproti tranzistorům MOS-FET, zato mají vyšší hodnoty závěrných napětí a proudů v sepnutém stavu. IGBT se hodí pro velké výkony. Jedná se o dnes nepoužívanější řešení měničů. Struktura tranzistoru potlačuje parazitní diodu a jako nulová dioda se musí použít samostatná součástka. Další možností je vhodná úprava struktury prvku, která umožní v substrátu nulovou diodu vyrobit.“ Zdroj [3].

2.1.3 Integrované moduly

Výrobci často nabízejí integrované moduly pro řízení motorů. Obsahují čtyři nebo šest spínacích tranzistorů a diod podle předpokládaného použití (DC motory nebo BLDC a tří-fázové motory). Výhodou je kompaktní řešení celé výkonové části a výrobcem vybrané kompatibilní diody a tranzistory (vhodné rychlosti spínání, závěrné napětí a maximální proud v sepnutém stavu). Moduly často obsahují i buzení výkonových prvků. Při implementaci je k modulu přivedeno pouze napájecí napětí a řídicí signály. Obsahují také senzor teploty výkonové části – většinou NTC termistor. Nevýhodou je dostupnost modulů pouze pro typické aplikace (ventilátory, klimatizace, pomocná čerpadla atd.). Pro použití v málo rozšířených aplikacích a bateriových aplikacích výrobci často nenabízejí žádná řešení nebo jen velmi omezený sortiment.

2.2 Model motoru

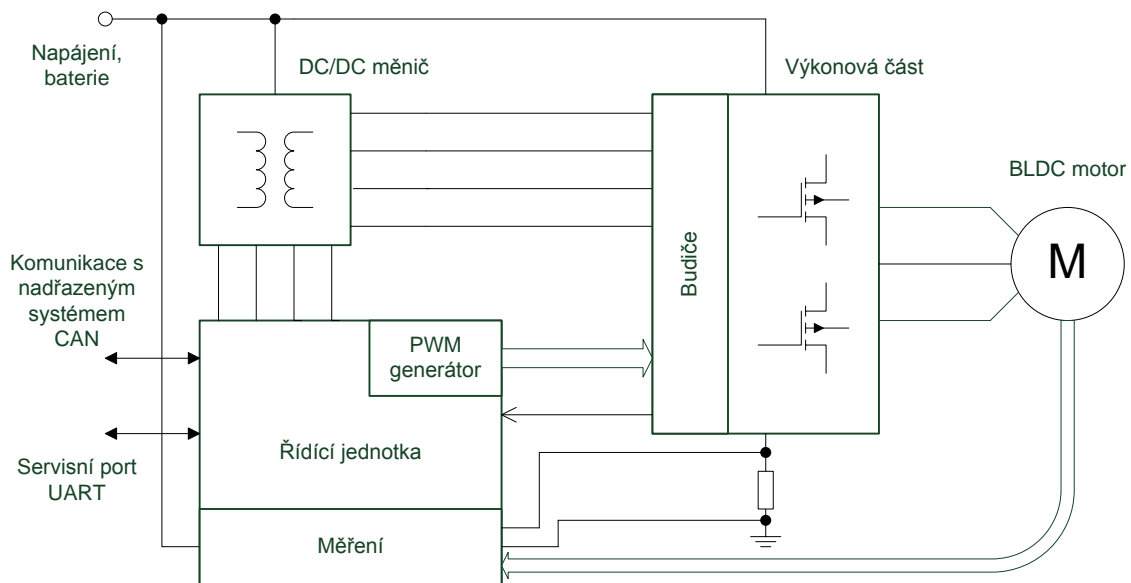
Motor se skládá ze tří vinutí. Každé vinutí má indukčnost danou konstrukcí motoru a parazitní odpor daný odporem vinutí. V důsledku otáčení motoru dojde ke změně magnetického toku cívkou a tím vzniká na vinutí indukované napětí. V ideálním případě mají všechny parametry pro všechny tři vinutí stejné hodnoty. Modelové schéma motoru je na Obr. 4, zdroj [5]. Na obrázku je znázorněna indukčnost a parazitní odpor vinutí (L, R) všech tří fází (U, V, W) a zdroje indukovaného napětí (označeno jako $Bemf$).



Obr. 4 - Náhradní schéma BLDC motoru, zdroj [5]

3 Volba nejvhodnějšího řešení měniče

Měnič bude používán spolu s bateriovým napájením. Je proto žádoucí, aby měl měnič velmi vysokou účinnost a malé tepelné ztráty. Motor je typu BLDC s Hallovými snímači o jmenovitém výkonu $P = 500 \text{ W}$ při napájení $U_d = 36 \text{ V}$. Je umístěn v náboji kola pro bicykl. Vzhledem k uvedeným parametrům a požadavkům jsem zvolil trapézové řízení. Měnič vyžaduje nižší napěťové hladiny pro napájení řídicí logiky a měření než jaké poskytuje akumulátor. Napájení měniče bude zajištěné pomocným spínaným zdrojem. Blokové schéma měniče je na Obr. 5.



Obr. 5 - Blokové schéma měniče

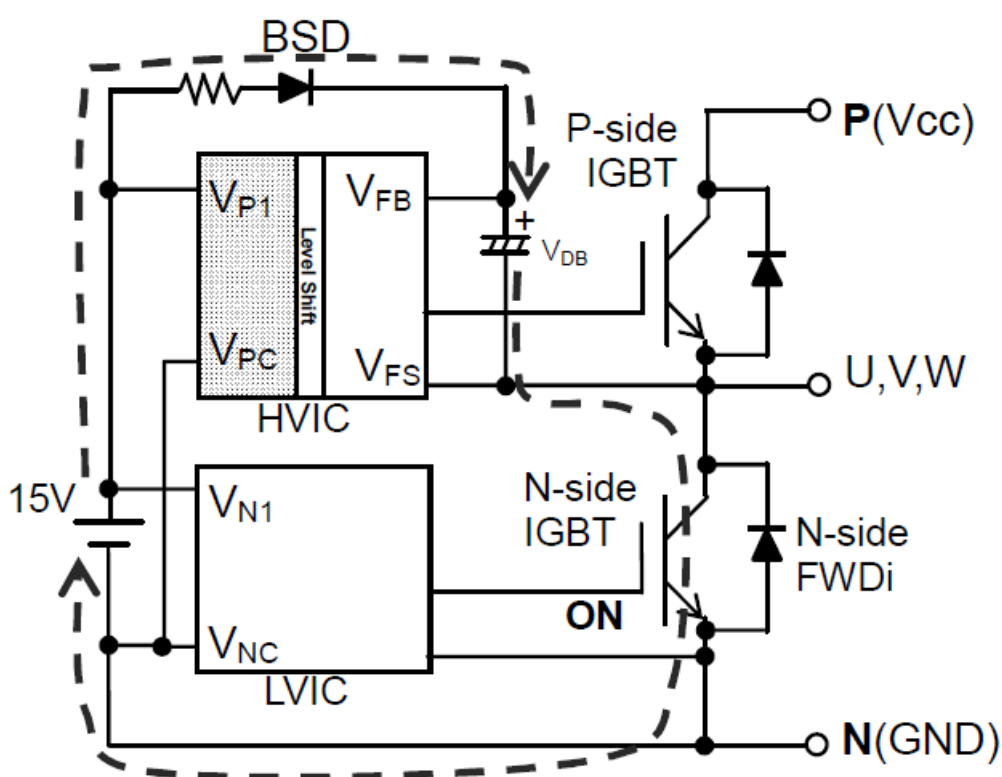
3.1 Výběr řídicího mikrokontroléru

Řídicí mikrokontrolér jsem vybral s ohledem na požadavky zadání a jednoduchou implementaci. Měnič bude zapojen v komunikační síti využívající sběrnici CAN. Mikrokontrolér bude ovládat pomocí PWM samostatně každý z šesti spínacích tranzistorů. Je proto vhodné, aby měl mikrokontrolér periferii umožňující běh 6 PWM signálů. Dále musí mít A/D převodník pro měření proudů motorem. Tyto požadavky splňuje například mikrokontrolér ATmega32M1 z populární rodiny AVR vyráběné firmou Atmel. Uvedený čip obsahuje komplexní periferii nazývanou Power State Controller, určenou k ovládání šesti tranzistorů v různých konfiguracích, včetně tří výkonových větví pro řízení tří-fázových motorů. Čip také obsahuje CAN kontrolér, který stačí doplnit transieverem fyzické vrstvy. Dále poskytuje potřebné A/D a D/A převodníky, časovače a další komunikační rozhraní jako je UART, LIN nebo SPI.

3.2 Volba buzení výkonového stupně

Bylo potřeba navrhnout buzení tranzistorů. Tranzistory ve spodní části větve se dají ovládat přímo mikrokontrolérem, protože používají stejný nulový potenciál. Naopak horní tranzistory je potřeba budit izolovaným budičem. Podle spínání dolního tranzistoru se společný potenciál horního tranzistoru pohybuje mezi napájecí zemí a napětím daným aktuálním stavem zátěže (motoru). Používají se dvě možnosti buzení a to pomocí booststrap zapojení a zapojení s více napájecími zdroji. Schéma booststrap zapojení je na Obr. 6, zdroj [13]. Horní spínací prvek je napájen z kondenzátoru (na obrázku označeno

jako V_{DB}), který se nabíjí ze společného napájení v době sepnutí spodního tranzistoru (na obrázku naznačeno čárkovanou čarou) přes diodu (na obrázku označeno jako BSD) a zpomalovací rezistor (nemusí být použit). V době vypnutí spodního spínače potom kondenzátor slouží jako zásobárna energie pro napájení horního spínače. Výhodou je jednoduchost řešení. Nevýhodou je potom nemožnost dlouhodobě držet sepnutý horní spínač (vybití kondenzátoru) a velké nároky kladené na bootstrap diodu (na obrázku označené jako BSD) a oddělovač úrovní (Level Shift). Uvedené prvky musí opakovaně snášet velké strmosti napětí za malý čas, které jsou dané napájením a rychlostí spodního tranzistoru.



Obr. 6 - Schéma zapojení budičů s využitím bootstrap, zdroj [13]

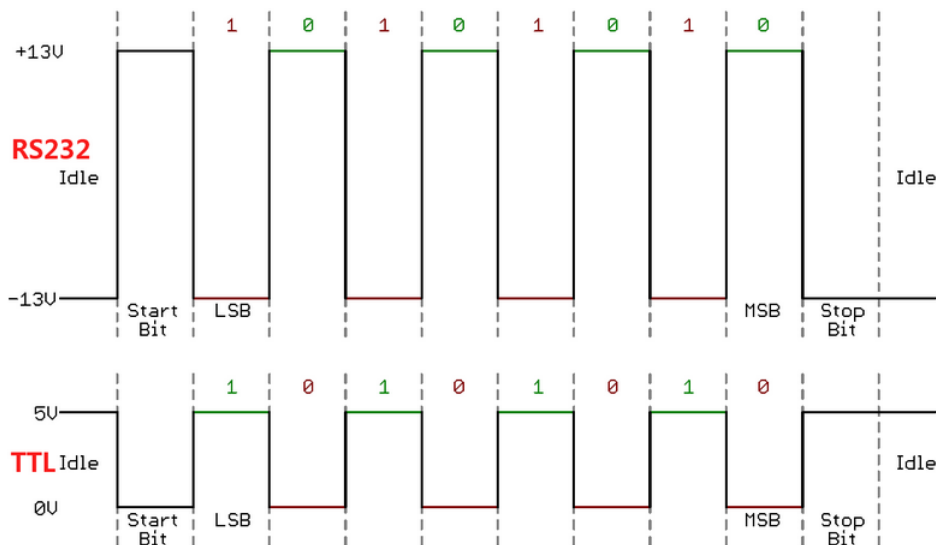
Další možností je mít pro každý horní spínač galvanicky izolovaný zdroj napětí. Odstraňuje nevýhody předchozí metody. Nevýhodou je nutnost alespoň čtyř zdrojů napětí pro tří-fázový měnič (jeden zdroj pro všechny spodní tranzistory a jeden zdroj pro každý horní tranzistor).

Protože můj návrh měniče už pomocný spínaný zdroj obsahoval a bylo jednoduché k němu dodat další tři napájecí větve pro horní spínače, rozhodl jsem se použít druhou metodu buzení.

3.3 Komunikační rozhraní - UART

Pro servisní komunikaci s měničem jsem zvolil sériovou linku s napětovou úrovní TTL (maximálně 5 V). Na straně měniče je implementována formou UART modulu v řídicím mikrokontroléru. Zkratka UART pochází z anglického spojení Universal Asynchronous Receiver and Transmitter a lze ji přeložit jako univerzální asynchronní přijímač a vysílač. Jde o běžně používané rozhraní. Měnič neobsahuje ochranu proti přepólování nebo zkratu. Z tohoto důvodu je vhodné pouze pro servisní čtení hodnot nebo nastavení parametrů měniče. Při použití konvertoru úrovní je kompatibilní se standardem RS232. Komunikace obsahuje jeden start bit reprezentovaný logickou nulou (0 V). Následuje osm datových bitů a stop bit, který je vždy v logické jedničce (5 V). Měnič má pevně nastavenou rychlost komunikace na 19200 baudů. Nepoužívá žádný paritní bit. Data nejsou žádným způsobem chráněna proti jejich poškození.

Jedná se o fullduplexní metodu přenosu dat (zařízení mohou zároveň vysílat i přijímat data). Lze jí použít pouze pro spojení dvou zařízení (topologie je typu bod – bod). Příklad komunikačního oscilogramu je na Obr. 7, zdroj [20].



Obr. 7 - Příklad průběhů rozhraní UART a RS232, zdroj [20]

3.4 Komunikační rozhraní - CAN

Požadavkem na komunikační rozhraní byla sběrnice CAN. Sběrnice CAN je nejčastěji používána pro propojení zařízení v automobilech. Jedná se o diferenciální sběrnici. Využívá dva vodiče, impedančně zakončené terminátory. Vodiče se označují H a L. Podle rozdílu napětí se určuje stav linky. Sběrnice dovoluje připojení více zařízení.

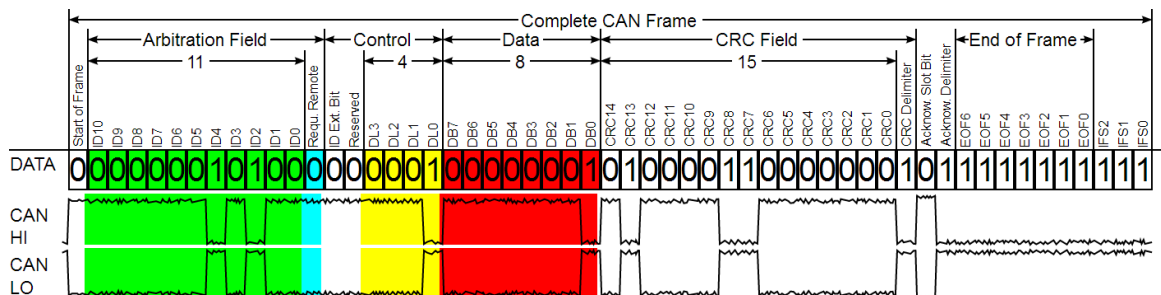
Každé zařízení se skládá z transceiveru, CAN kontroléru a uživatelského mikrokontroléru. Transciever přijímá a vysílá data z/do sběrnice a předává je CAN kontroléru. Realizuje tak konvertor úrovní a fyzickou vrstvu sběrnice. CAN kontrolér obsluhuje a řídí komunikaci, odesílá a přijímá zprávy a kontroluje neporušenost dat. Mikrokontrolér potom zpracovává přijaté zprávy a adekvátním způsobem reaguje.

Zvolený mikrokontrolér obsahuje kompletní CAN kontrolér ve formě periférie. Stačí doplnit transceiver a mikrokontrolér splňuje všechny požadavky na hardwarovou implementaci.

Sběrnice CAN podporuje dva typy zpráv – základní a rozšířenou. Liší se délkou identifikátoru zařízení. Základní zpráva využívá 11 bitový identifikátor (dále jen ID) a označuje se jako CAN 2.0 A. Rozšířená zpráva využívá 29 bitový identifikátor zařízení a označuje se jako CAN 2.0 B. Rozšířená verze (B) je zpětně kompatibilní se základní verzí (A), naopak to neplatí. Každé zařízení na jedné sběrnici musí mít unikátní ID. Jinak by mohla vysílat dvě nebo více zařízení současně, což není dovoleno.

Výhodou sběrnice CAN je možnost prioritizování. Zařízení s nižším ID mají právo použít sběrnici přednostně oproti zařízením s numericky vyšším ID. Dále zařízení verze CAN 2.0A (11 bitové ID) jsou preferována před zařízením s rozšířeným ID (verze CAN 2.0B). Tato výhoda ale může způsobit zpoždění provedení komunikace nebo ignorování zařízení s nízkým ID při velmi vysokém využití sběrnice.

CAN zprávy mohou být 4 typů: data, remote, error, overload frame. Data frame zasílá data do zvoleného zařízení. Remote frame zasílá požadavek na čtení dat ze zvoleného zařízení. Error frame může generovat libovolné zařízení na sběrnici, kdykoli zachytí chybu komunikace. Tuto zprávu zachytí všechna zařízení na sběrnici a provedou restart interního CAN modulu. Overload frame se používá pro vložení zpoždění mezi data nebo remote frame. Příklad jedné CAN zprávy je na Obr. 8, zdroj [21].



Obr. 8 - Příklad jedné CAN zprávy, zdroj [21]

CAN sběrnice obsahuje kontrolu chyb na úrovni datové zprávy i na úrovni bitů signálu. Ochrana datové zprávy je zajištěna pomocí kontrolního součtu (CRC) a potvrzování zprávy druhou stranou komunikace pomocí Acknowledge bitu (potvrzení přijetí dat). Na úrovni bitů jsou to potom, kromě diferenciálního vedení, také funkce stuffing a kontrola celistvosti zprávy. Stuffing se stará o vkládání bitu opačné polarity, pokud je pět po sobě jdoucích bitů stejné úrovně. Funkce umožňuje re-synchronizaci časování přijímače v průběhu přijímání dat. Kontrola celistvosti zprávy kontroluje, zda byla zpráva odeslána kompletní a v souladu se standardem.

4 Obvodový návrh měniče

V kapitole budou postupně rozebrány postupy návrhu pro jednotlivé části měniče. Ve schématech uvedených v této kapitole je napájecí napětí označeno jeho minimální pracovní hodnotou tj. +30 V.

4.1 Návrh pomocného napájecího zdroje

Celý měnič je napájen z baterií se jmenovitým napětím 36 V (minimálně 30 V, maximálně 50 V). Pro provoz mikrokontroléru, měřicích kanálů a buzení výkonového stupně je potřeba několik oddělených zdrojů napětí. Požadavku vysoké účinnosti nevyhovují lineární zdroje napětí. Další důvod, proč je nevyužít, je i absence galvanicky izolovaných výstupů vhodných pro napájení HI-side tranzistorů. Vhodné je použití spínaného zdroje pro malý výkon. Zvolil jsem spínaný zdroj blokujícího typu. Kompletní popis a návrh měniče by byl komplexní a přesahuje rámec této diplomové práce. Proto bude návrh měniče popsán pouze stručně. Vychází z postupu návrhu popsaného v [6] (konkrétně kapitoly 24.2) a doporučeného schéma zapojení s obvodem TL494, zdroj [8].

4.1.1 Zadané parametry

Při návrhu musíme znát několik parametrů pomocného měniče. Nejprve napájecí napětí - v mém případě $U_d = 36$ V. Požadované výstupní napětí - $U_{12} = 14$ V. Požadované napětí jsem volil o 2 V vyšší, aby se tak kompenzoval úbytek na výstupní diodě a umožnil použití lineárních regulátorů pro napájení OZ a mikrokontroléru. Lineární stabilizátory jsem použil z důvodu lepšího potlačení rušení v napájení OZ. Dále je potřeba znát výkon přenášený měničem. Ten není dopředu znám a je nutné ho odhadnout. Zvolil jsem $P_{Zmax} = 5$ W jako sumu: 0,5 W na každý výkonový spínač a 3,5 W pro mikrokontrolér a měřicí kanály. Dále jsem zvolil: $U_{CEmax} = 70$ V, $f = 70$ kHz, $B_{max} = 0,36$ T, $k_{p,Cu} = 0,45$, $\sigma = 3,5 \cdot 10^6$ A/m².

4.1.2 Návrh impulzního transformátoru

Všechny rovnice uvedené v této kapitole pochází z [6], není-li uvedeno jinak. Nejprve je nutné určit maximální střidu měniče:

$$s_{max} = 1 - \frac{U_d}{U_{CEmax}} = 1 - \frac{36}{70} = 0,49 \quad (4.1)$$

Kde: s_{max} je maximální hodnota střidy [-]

U_{CEmax} je maximální pracovní napětí tranzistoru ve [V]

U_d je jmenovitá hodnota napájecího napětí ve [V]

Dále jsem určil parametry primárního vinutí impulzního transformátoru. Transformátor je připojen k pájecím bodům, které jsou ve schématu označeny J1 a J4 až J7. Kompletní schéma zapojení je v příloze A.

$$L_{prim} = \frac{U_d^2 \cdot s_{max}^2}{2 \cdot f \cdot P_{Zmax}} = \frac{36^2 \cdot 0,49^2}{2 \cdot 70000 \cdot 5} = 436 \mu H \quad (4.2)$$

Kde: L_{prim} je indukčnost primárního vinutí v [H]

f je pracovní frekvence měniče v [Hz]

P_{Zmax} je maximální přenášený výkon [W]

$$I_{\mu 1 max} = \frac{2 \cdot P_{Zmax}}{U_d \cdot s_{max}} = \frac{2 \cdot 5}{36 \cdot 0,49} = 0,572 A \quad (4.3)$$

Kde: $I_{\mu 1 max}$ je maximální primární magnetizační proud v [A]

Velikost jádra jsem určil pomocí rovnic (4.4) a (4.5).

$$S_o S_j = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{max}}{3}} \cdot \frac{L_{prim} \cdot I_{\mu 1 max}^2}{k_{p,Cu} \cdot B_{max} \cdot \sigma} = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,49}{3}} \cdot \frac{436 \cdot 10^{-6} \cdot 0,572}{0,45 \cdot 0,36 \cdot 3,5 \cdot 10^6} \quad (4.4)$$

$$= 2,03 \cdot 10^{-10} m^4$$

Kde: $S_o S_j$ je elektromagnetická velikost jádra v $[m^4]$

$k_{p,Cu}$ je činitel plnění vinutí [-]

B_{max} je maximální dovolené sycení jádra [T]

σ je proudová hustota ve vodiči v $[A/m^2]$

$$S_j = \sqrt{S_o S_j} = \sqrt{2,03 \cdot 10^{-10}} = 14,2 mm^2 \quad (4.5)$$

Kde: S_j je plocha průřezu jádra v $[m^2]$

Jádro musí být feritové a plocha jádra by měla být minimálně $18,2 mm^2$. Vybral jsem jádro P18/11 od firmy Ferroxcube. Vybrané parametry jádra: $S_j = 43,3 mm^2$, $Al = 400 nH/z^2$, zdroj[9]. Díky tomu, že výrobce uvedl parametr Al , lze jej použít ke stanovení potřebného počtu závitů. Jádro je větší než je nutné, ale na menší hrníčkové jádro by se jen obtížně konstruovala kostřička a obtížně by se navíjelo vinutí.

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{Al}} = \sqrt{\frac{436 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 17 \text{ závitů} \quad (4.6)$$

Kde: N_1 je počet závitů primární cívky [závit]

Al je činitel indukčnosti jádra $[H/závit^2]$

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{12}}{U_{CEmax} - U_d} = 17 \cdot \frac{14}{100 - 36} = 14 \text{ závitů} \quad (4.7)$$

Kde: N_2 je počet závitů sekundární cívky [závit]

U_{12} je požadované výstupní napětí ve [V]

Sekundárních vinutí s N_2 závity bude na jádru navinuto celkem pět. Dvě pro symetrické napájení OZ a mikrokontroléru a další tři pro napájení HI-side tranzistorů spínacích větví.

V posledním kroku je nutné stanovit minimální průměr drátu daný proudovou hustotou a maximální průměr daný elektrickým skin efektem.

$$S_{min} = \sqrt{\frac{S_{max}}{3}} \cdot \frac{I_{\mu 1 max}}{\sigma} = \sqrt{\frac{0,49}{3}} \cdot \frac{0,572}{3,5 \cdot 10^6} = 6,57 \cdot 10^{-8} \text{ m}^2 \quad (4.8)$$

Kde: S_{min} je minimální průřez vodiče v $[\text{m}^2]$

Pro kruhový průřez vodiče platí, zdroj [17]:

$$d_{min} = \sqrt{\frac{S_{min}}{\pi}} = \sqrt{\frac{6,57 \cdot 10^{-8}}{\pi}} = 0,145 \text{ mm} \quad (4.9)$$

Kde: d_{min} je minimální průměr vodiče v $[\text{m}^2]$

$$d_{max} = \sqrt{\frac{4 \cdot \rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot f}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1,8 \cdot 10^{-8}}{\pi \cdot \mu_0 \cdot 70000}} = 0,652 \text{ mm} \quad (4.10)$$

Kde: d_{max} je maximální průměr vodiče daný elektrickým skin efektem v $[\text{m}^2]$

ρ je měrný odpor vodiče v $[\Omega\text{m}]$, pro měď je to $1,8 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$

μ_0 je permeabilita vakua $[\text{H/m}]$

Zvolil jsem drát o průměru 0,2 mm.

4.1.3 Návrh pomocného zdroje napětí při zapnutí měniče

Po zapnutí měniče je potřeba dočasně poskytnout napájení pro spínaný zdroj do doby, než přejde do normálního provozu a bude se napájet sám. Anglicky se zdroje označují jako start up. Uvedený zdroj musí být lineární, aby fungoval okamžitě po zapnutí. Poskytuje napětí menší, než je běžné provozní napětí pomocného zdroje po dobu jeho spouštění, kdy nedodává na sekundární vinutí žádnou energii. Jakmile spínaný zdroj začne přenášet energii, stane se sám sobě zdrojem, zvýší napětí na požadovanou mez a star up zdroj se v tu chvíli odpojí a přestává být činný. Nevýhodou jsou velké ztráty při větších napájecích napětích. Proto se start up zdroje, po spuštění spínaného zdroje, samočinně odpojí. Použil jsem start up zdroj se zenerovou diodou a výkonovým MOS-FET tranzistorem, zdroj [15]. Schéma zdroje je na Obr. 9. Rezistor R42 a referenční dioda D19 slouží jako referenční zdroj napětí pro tranzistor Q21. Na výstupu +12VSTB bude v době spouštění napětí referenční diody snižené o napětí U_{GS} (typicky $U_{GS} = 3$ až 4 V). V případě

součástek uvedených na obrázku je to přibližně napětí 8V. Po spuštění spínaného zdroje je na +12VSTB dodáváno napětí přibližně 11,3 V, tranzistor Q21 se uzavře a zdroj je tímto odpojen. Hodnota rezistoru R42 není kritická. Navrhl jsem jí pomocí rovnice (4.11) (zdroj [17]) při proudu referenční diodou $I_z = 1\text{mA}$ při minimální hodnotě napájení (tj. 30 V).

$$R_{42} = \frac{U_{dmin} - U_z}{I_z} = \frac{30 - 12}{0,001} = 18\text{ k}\Omega \quad (4.11)$$

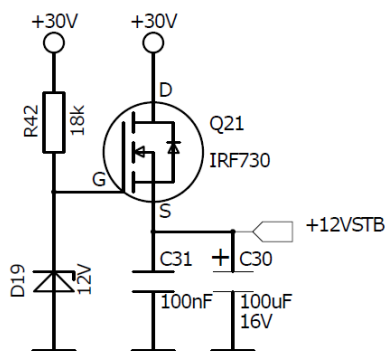
Kde: R_{42} je hodnota rezistoru v [Ohm]

U_{dmin} je minimální napájecí napětí ve [V]

U_z je napětí referenční diody ve [V]

I_z je proud referenční diodou v [A]

Tranzistor musí být dimenzován napětově alespoň na hodnotu maximálního napájecího napětí. Proudově je tranzistor namáhán pouze v době spuštění měniče. Důležitější než maximální proud tranzistorem je jeho špičková hodnota. Uvedené požadavky splňuje například použitý tranzistor IRF730 firmy International Rectifier. Tranzistor jsem zvolil stejný i pro spínání primárního vinutí impulzního transformátoru.

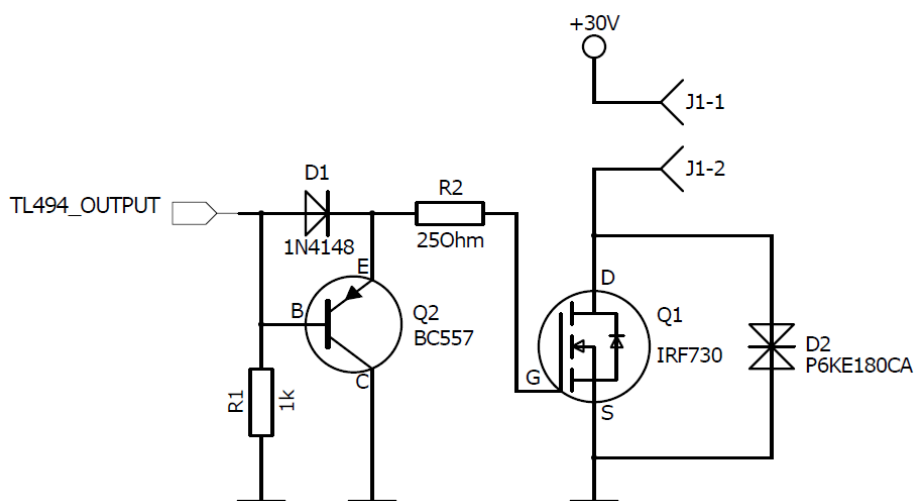


Obr. 9 - Schéma start up zdroje napětí

4.1.4 Spínání primárního vinutí

Použitý integrovaný obvod (dále jen IC) byl navržen pro spínání bipolárních tranzistorů a obsahuje výstup typu otevřený kolektor nebo otevřený emitor – podle zapojení. Na bipolárních tranzistorech vzniká v sepnutém stavu saturační napětí a vytváří tak výkonové ztráty ve formě tepla. Tranzistory typu MOS-FET uvedeným problémem netrpí a je možné jejich použitím dosáhnout vyšší účinnosti. Oproti bipolárním tranzistorům ale vyžadují buzení napětím. Za výstupem IC je budič zajišťující rychlé

napěťové buzení tranzistoru. Doplnění IC pouze rezistorem je nevyhovující, protože jedna hrana (podle zapojení náběžná nebo sestupná) bude trvat dlouho a na tranzistoru budou vznikat velké přepínací ztráty. Při použití rezistoru s malým odporem bude na rezistoru vznikat výkonová ztráta v době sepnutí IC. Na Obr. 10 je schéma použitého spínání primárního vinutí. Rezistor R1 spolu s výstupem IC vytváří napěťové úrovně 0 – 12 V. V době sepnutí se otevře dioda D1 a tranzistor rychle sepne přes výstup IC. Tranzistor Q2 je univerzální, nejsou na něj kladeny žádné zvýšené nároky. Je zapojen jako emitorový sledovač a v době vypnutí velice rychle vypne spínací tranzistor. Použité zapojení odstraňuje obě uvedené nevýhody a umožňuje použití unipolárního tranzistoru. Spínací tranzistor musí vyhovovat požadavkům plynoucích z kapitol 4.1.1 a 4.1.2. Závěrné napětí musí být alespoň dvojnásobek použitý v návrhu tedy alespoň 200 V (zdroj [6]) a proud alespoň 0,5 A. Těmto požadavkům vyhovuje například tranzistor IRF730 použitý ve star up zdroji. Rezistor R2 je dán doporučením výrobce, zdroj [4]. Jako ochrana tranzistoru před jeho zničením napěťovými překmity jsem použil transil. Jeho jmenovité napětí musí být menší, než je maximální dovolené napětí tranzistoru – konkrétně jsem použil hodnotu 180 V.

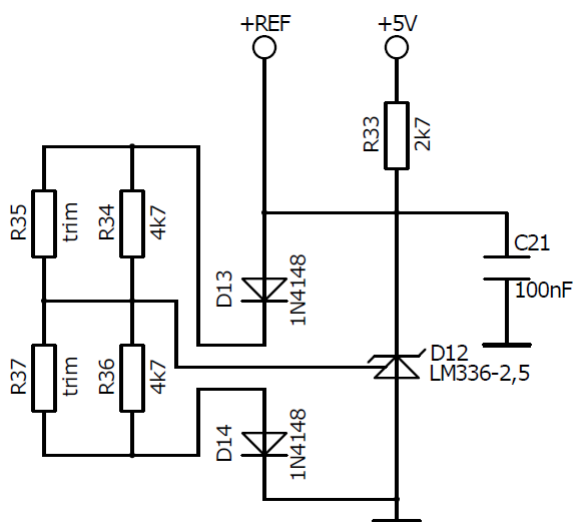


Obr. 10 - Schéma spínače primárního vinutí

4.2 Návrh měřicích kanálů

Aby mohl měnič pracovat, musí měřit proudy vinutími motoru. Dále je vhodné měřit teplotu chladiče výkonových prvků a napájecí napětí měniče (za účelem včasného vypnutí při neočekávaném poklesu nebo naopak vzrůstu napětí). V této kapitole budou uvedeny návrhy jednotlivých částí měřicích kanálů.

Nejprve je potřeba zvolit vhodnou referenční hodnotu napětí. K té se budou vztahovat měřené napěťové úrovně a bude použita jako referenční vstup A/D převodníku. Na referenční napětí jsou kladeny vysoké požadavky z hlediska stability hodnoty. Především časové a teplotní stability. Zvolený mikrokontrolér obsahoval vnitřní referenci. Výrobce ale neudává její přesnost nebo stabilitu. Z tohoto důvodu jsem použil zdroj napětí s referenční diodou LM336-2,5. Schéma zapojení je na Obr. 11 a odpovídá doporučenému zapojení výrobce pro potlačení teplotní nelinearity, zdroj [14]. Při napájení 5 V výrobce doporučuje předřadný rezistor (R33) 2,5 k Ω , vybral jsem nejbližší hodnotu dostupnou z řady E12, tj. hodnotu 2,7 k Ω . Namísto trimru jsem použil sadu rezistorů R34 až R37. Rezistory R34 a R36 nastavují referenční napětí na 2,49 V. Rezistory R35 a R37 mohou být použity k přesnějšímu nastavení v případě, že přesnost napětí není dostatečná, standardně nejsou osazeny. Trimr jsem nepoužil z důvodu nižší odolnosti vůči vibracím.



Obr. 11 - Schéma zdroje referenčního napětí

4.2.1 Měření proudu

Měnič bude provozován s motorem, jehož jmenovitý výkon je $P = 500 \text{ W}$. Napájecí napětí bude $U_d = 36 \text{ V}$. Z těchto informací lze spočítat jmenovitý proud, který musí být měnič schopen změřit. Proud lze snadno určit pomocí rovnice (4.12), zdroj [17].

$$I_m = \frac{P}{U_d} = \frac{500}{36} = 13,889 \text{ A} \quad (4.12)$$

Kde: I_m je jmenovitá hodnota proudu v [A]

P je jmenovitá hodnota výkonu ve [W]

U_d je jmenovitá hodnota napětí ve [V]

Pro další návrh budu uvažovat maximální proud $I_{max} = 20$ A.

Protože je měnič napájen bateriově a využívá společnou zemnicí svorku (nevyžaduje se galvanická izolace výkonové země a země budících obvodů), použil jsem snímání proudu pomocí shunt odporu (snímacího odporu). Odpor musí mít malou hodnotu v řádu $m\Omega$, aby na něm nevznikala velká výkonová ztráta. Zároveň je vhodné využít technologii SMD a vrstvé rezistory (drátové rezistory mají nežádoucí parazitní indukčnost). Běžné snímací SMD rezistory mají dovolenou tepelnou ztrátu do $P_{Rs} = 3$ W. Pomocí rovnice (4.13) (zdroj [17]) lze určit ideální hodnotu rezistoru.

$$R_s = \frac{P_{Rs}}{I_{max}^2} = \frac{3}{20^2} = 7,5 \text{ m}\Omega \quad (4.13)$$

Kde: R_s je ideální hodnota snímacího rezistoru v [Ω]

P_{Rs} je maximální dovolená výkonová ztráta na snímacím rezistoru ve [W]

I_{max} je maximální proud v [A]

Tato hodnota je maximální možná a zvolený rezistor musí mít odpor menší. Čím menší odpor bude, tím menší ztráta na něm vznikne. Problémem je, že u malých hodnot bude potřeba použít velké zesílení a dražší operační zesilovače (dále jen OZ). Zvolil jsem rezistor $R_s = 7 \text{ m}\Omega$, $P_{Rs} = 3 \text{ W}$, v pouzdře velikosti 2512, od firmy Viking (typ LRP12FTWRR007). Maximální napěťový úbytek na snímacím rezistoru je dán rovnicí (4.14) (zdroj [17]).

$$U_{shunt} = R_s \cdot I_{max} = 0,007 \cdot 20 = 0,14 \text{ V} \quad (4.14)$$

Kde: R_s je hodnota snímacího rezistoru v [Ω]

U_{shunt} je maximální napěťový úbytek na snímacím rezistoru ve [V]

I_{max} je maximální snímáný proud v [A]

Následně je potřeba napětí na rezistoru zesílit na požadovaný rozsah. Běžné OZ mají vstupní napěťovou nesymetrii (offset) v jednotkách mV. Hodnota se dále může měnit s teplotou a časem. Použitý zesilovač musí být precizní. Důležité parametry OZ jsou: vstupní offset, časová a teplotní stabilita. Pro zesilovač jsem použil neinvertující zapojení

s operačním zesilovačem OP07. Zesilovač jsem použil kvůli jeho nízké ceně, malému napěťovému offsetu vstupů ($U_{OSmax} = 75 \mu V$), vysoké časové ($U_{OSmax/time} = 1,5 \mu V/měsíc$) i teplotní stabilitě ($TCU_{OSmax} = 1,3 \mu V/^\circ C$), zdroj [10]. Nevýhodou je, že tento OZ nemůže pracovat s napětími blízkými záporné napájecí hladině. Z toho důvodu musí být napájecí zdroj symetrický. Schéma zapojení proudového měřicího kanálu je na Obr. 12. Uvedené měřicí kanály jsou v měničích tři - pro každou větev a tedy fázi motoru je jeden. Rezistorový dělič R18 a R19 nastavuje zesílení OZ. Rezistor R24 omezuje proud zenerovou diodou D9 při saturaci rozsahu. Dioda zajišťuje omezení napětí vstupujícího na ADC mikrokontroléru. Limituje napětí menší než hranice $-0,7 V$ a větší než $2,4 V$ a chrání tak vstupy převodníku. Kondenzátor C16 spolu s rezistorem R24 slouží jako dolní propust a antialiasing filtr měřeného napětí. Frekvence filtru je daná A/D převodníkem. Maximální frekvence je $f_{alias} = 2 MHz$. Hodnota kondenzátoru C16 je potom dána rovnicí (4.15) (zdroj [17]).

$$f_{alias} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.15)$$

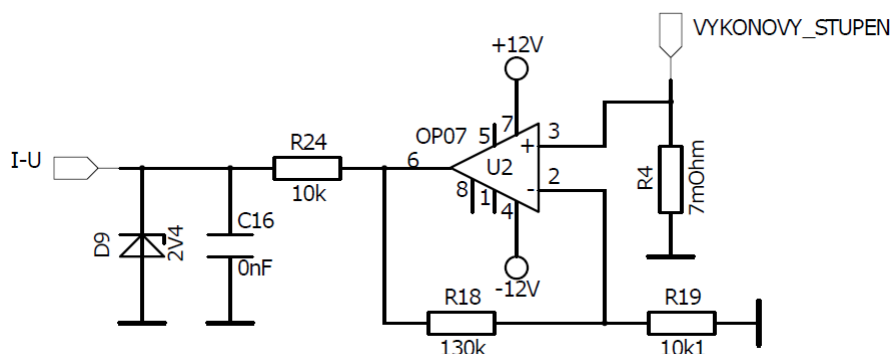
$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_{alias}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10000 \cdot 2000000} = 314,16 pF$$

Kde: f_{alias} je zlomová frekvence v [Hz]

R je odpor rezistoru setrvačného članku v [Ω]

C je kapacita kondenzátoru setrvačného članku ve [F]

Hodnotu kondenzátoru jsem zvolil z dostupných hodnot řady E6 a to 330 pF.



Obr. 12 - Schéma proudového měřicího kanálu

Odporový dělič jsem navrhl tak, aby hodnota převodu ADC odpovídala hodnotě proudu s koeficientem převodu v násobcích deseti (například pro proud $I = 20 A$ bude

hodnota ADC: 200 pro 8-bitový převod a 800 pro 10-bitový převod). Použití tohoto rozsahu částečně zmenší rozsah převodníku, ale usnadní hlášení informací uživateli nebo nadřazenému systému při monitorování. Pro hodnotu A/D převodníku platí rovnice (4.16), zdroj [7].

$$ADC = \frac{U_{in} \cdot 1024}{U_{REF}} \quad (4.16)$$

Kde: ADC je hodnota převodníku s rozlišením 10-bitů [-]

U_{in} je vstupní napětí ve [V]

U_{REF} je referenční napětí ve [V], v mém návrhu tedy 2,49V

Úpravou rovnice (4.16) a dosazením požadovaných hodnot převodníku (800 pro proud $I = 20$ A) dostáváme výraz:

$$U_{in} = \frac{ADC \cdot U_{REF}}{1024} = \frac{800 \cdot 2,49}{1024} = 1,945 \text{ V}$$

Zesílení neinvertujícího zesilovače se určí pomocí rovnice (4.17), zdroj [17].

$$U_{in} = U_{RS} \cdot \left(1 + \frac{R_{18}}{R_{19}}\right) \quad (4.17)$$

Kde: U_{in} je výstup ze zesilovače a vstup ADC ve [V]

U_{RS} je úbytek napětí na snímacím rezistoru a vstup OZ ve [V]

R_{18} a R_{19} jsou rezistory ve zpětné vazbě OZ, hodnoty jsou v [Ω]

Pokud poměr rezistorů označíme A_{teor} tak úpravou (4.17) získáme rovnici (4.18), dosazením získáme požadovaný poměr rezistorů:

$$A_{teor} = \frac{R_{18}}{R_{19}} = \frac{U_{in}}{U_{RS}} - 1 = \frac{U_{in}}{I_{max} \cdot R_S} - 1 = \frac{1,945}{20 \cdot 0,007} - 1 = 12,893 \quad (4.18)$$

Uvedenému poměru odpovídá například kombinace rezistorů 130k Ω a 10k Ω . Dělicí poměr pro uvedenou kombinaci rezistorů:

$$A_{real} \frac{R_{18}}{R_{19}} = \frac{130000}{10100} = 12,871$$

Relativní chyba takového děliče je potom dána rovnicí (4.19), zdroj [17].

$$\frac{A_{real} - A_{teor}}{A_{teor}} \cdot 100 = \frac{12,871 - 12,893}{12,893} \cdot 100 = -0,171 \% \quad (4.19)$$

4.2.2 Měření napájecího napětí

Pro měření napájení jsem použil odporový dělič spolu s diodou pro omezení rozsahu, podobně jako u zapojení s operačním zesilovačem. Přesnost měření napájení není kritická (není přímo použita pro řízení motoru). Opět jsem dělič navrhnul tak, aby hodnota převodníku přímo korespondovala s hodnotou napětí. Převodní poměr jsem použil $30 \text{ V} = 600$ pro 10-bitový převod. Je potřeba brát v úvahu, že jmenovitá hodnota napájení $U_d = 36 \text{ V}$ se odvíjí od jmenovité hodnoty použitých akumulátorů. V mém případě akumulátoru typu Li-Ion. Maximální hodnota napájecího napětí při plně nabitých akumulátorech dosahuje 42 V (10 článků v sériovém zapojení). Měření a výkonové prvky musí být schopné toto napětí zpracovat bez jejich poškození. Upravením a dosazením do rovnice (4.16) dostaneme:

$$U_{in U} = \frac{ADC \cdot U_{REF}}{1024} = \frac{600 \cdot 2,5}{1024} = 1,465 \text{ V}$$

Pro nezatížený odporový dělič platí rovnice (4.20), zdroj [17].

$$U_{in U} = U_d \cdot \frac{R_{60}}{R_{59} + R_{60}} \quad (4.20)$$

Kde: $U_{in U}$ je výstup napěťového děliče a vstup do ADC ve [V]

U_d je vstupní napětí děliče ve [V]

R_{59} a R_{60} jsou rezistory děliče, hodnoty jsou v [Ω]

Jeden rezistor je nutno zvolit. Rezistor R_{59} jsem zvolil $470 \text{ k}\Omega$. Upravením a dosazením do rovnice (4.20) získáváme vztah pro druhý rezistor:

$$R_{60} = \frac{R_{59} \cdot U_{in U}}{U_d - U_{in U}} = \frac{470000 \cdot 1,465}{30 - 1,465} = 24130 \Omega$$

Jako druhý rezistor jsem použil hodnotu nejbližší v řadě E24, tj. $24 \text{ k}\Omega$.

4.2.3 Měření teploty

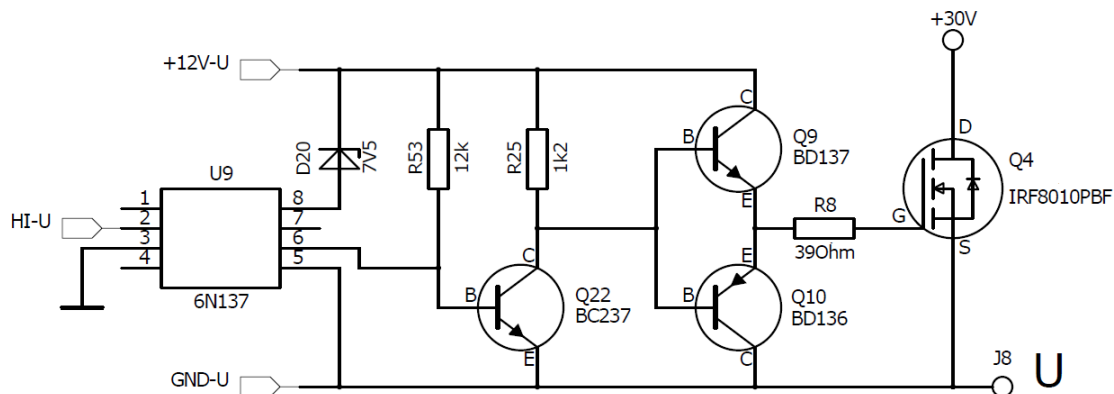
Měření teploty chladiče výkonových prvků stačí určit s malou přesností, postačující je $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$. Z důvodu nízké ceny a dostačující přesnosti jsem použil NTC termistor.

Termistor je zapojen jako napěťový dělič. Děličem nesmí protékat proud ve vysokých hodnotách, aby neohříval termistor. Čím větší odpor bude termistor mít, tím menší bude vliv ohřevu článku. Měřený chladič je rozměrově blízko a neměl by nastat problém s rušením měření. Zvolil jsem NTC s nominálním odporem $100\text{ k}\Omega$ při teplotě $25\text{ }^\circ\text{C}$ od firmy EPCOS (typ B57164K0104K000).

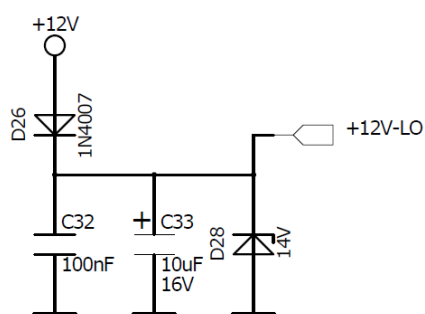
4.3 Návrh výkonového stupně

Z důvodů uvedených v kapitole 2.1 jsem zvolil pro konstrukci výkonové části měniče MOS-FET tranzistory. Tranzistor musí mít co nejnižší odpor v sepnutém stavu, aby na něm nevznikala velká výkonová ztráta, viz. kapitola 4.4. Dále musí být schopen spínat maximální proud určený v kapitole 4.2.1. Napěťově musí být tranzistor dimenzován přibližně na dvojnásobek napájecího napětí nebo na ještě větší hodnotu, zdroj [6]. V případě tohoto měniče jsou to hodnoty alespoň $I_D = 20\text{ A}$ a $U_{DS} = 100\text{ V}$. Těmto požadavkům vyhovuje tranzistor IRF8010 od firmy International Rectifier. Byl navržen pro použití v DC-DC měničích a pro řízení motorů, má proto malý odpor v sepnutém stavu, typicky $R_{DSon} = 12\text{ m}\Omega$, zdroj [11].

Schéma jednoho výkonového spínače je na Obr. 13. Uvedené zapojení je totožné pro všech šest spínacích tranzistorů. Horní tranzistory jsou napájené ze samostatných galvanicky izolovaných výstupů pomocného napájecího zdroje. Spodní tranzistory jsou napájené z jedné společné napájecí větve společné s napájením OZ a mikrokontroléru. Tranzistory jsou odděleny usměrňovací diodou D26 a filtračními kondenzátory C32 a C33 – schéma zapojení je na Obr. 14. Slouží k oddělení výkonové části a kontrolní části a potlačuje možné rušení, které by se mohlo šířit od budičů tranzistorů. Dále zajišťuje dodatečnou ochranu v případě zničení výkonové části. V případě proražení tranzistorů se případné napájecí napětí nebude šířit do měřicí, řídicí a komunikační části měniče.



Obr. 13 - Schéma budiče výkonového tranzistoru



Obr. 14 - Oddělení napjení spodních tranzistorů

Pro galvanickou izolaci výkonové části jsem použil optočlen. Optočlen musí být rychlý, aby neovlivňoval strmou hranu řídicích signálů. To omezuje výběr na optočleny s fotodiodou nebo hradlem. Optočleny s fotodiodou vyžadují následné zesílení a zpracování signálu z fotodiody. Optočleny s hradlem uvedené zpracování obsahují a na jejich výstupu je digitální signál, většinou realizovaný výstupem s otevřeným kolektorem. Nevýhodou je, že zpracování přidává do signálu zpoždění. Aby byly všechny signály zpožděné stejně a nemohlo dojít k sepnutí celé větve, obsahují optočleny také spodní budiče, přestože nejsou principiálně nutné. Optočleny s hradlem jsou dostatečně rychlé a zvládají běžně přenosy frekvence do 10 MHz. Proto kritériem výběru byla cena hradla. Nejlevnější optočlen s hradlem byl u použitého dodavatele (GM Electronics, dostupné online na adrese www.gme.cz) 6N137. Protože optočlen vyžaduje vlastní napájecí napětí (typicky 5 V, maximálně 7 V), je v sérii zařazena Zenerova dioda pro snížení napájecího napětí z 12 V na přibližně 4,5 V. Optočlen má výstup typu otevřený kolektor a spolu s rezistorem R53 tvoří digitální výstup v rozsahu 0 až 12 V. Signál je invertovaný, proto je zařazen do cesty invertor tvořený rezistorem R25 a tranzistorem Q22. Signál s

požadovanou logikou je následně proudově zesílen dvojicí emitorových sledovačů Q9 a Q10. Rezistor R8 je zvolen podle doporučení datasheetu výkonového tranzistoru [11].

4.4 Ztrátové výkony na polovodičích

Na výkonových tranzistorech vznikají ztráty jejich neideálním sepnutím. Tyto ztráty nazýváme vodivostní. Na sepnutém tranzistoru vzniká malý úbytek napětí, který spolu s vedeným proudem vytváří ztrátové teplo. Teplo je potřeba odvádět, aby teplota polovodiče nepřesáhla dovolenou hodnotu. Tranzistory typu MOS-FET mají odporový charakter a teplo, které na nich vzniká, lze popsat rovnicí (4.21), zdroj [2].

$$P_Z = R_{Dson} \cdot I_{ef}^2 \quad (4.21)$$

Kde: P_Z je ztrátový výkon ve [W]

R_{Dson} je odpor kanálu v sepnutém stavu v [Ω]

I_{ef} je efektivní hodnota proudu tekoucího polovodičem v [A]

Další ztráty jsou způsobeny vedením proudu nulovými diodami. Navrhovaný měnič používá substrátové diody MOS-FET tranzistorů. Úbytek napětí na diodách je pro měniče malých výkonů s MOS-FET tranzistory výrazně vyšší než na tranzistoru samotném. Popisovaný problém se řeší sepnutím tranzistoru v době, kdy by měla proud vést dioda. Tranzistor tak proud převezme a nedochází k vzniku dalších ztrát. Pro BLDC měniče s trapézovým řízením může být tranzistor sepnut nejdéle dvě třetiny periody elektrické otáčky. To je dáno tím, že v jeden okamžik jsou připojeny vždy dvě fáze motoru, jak je znázorněno na Obr. 2. Konkrétní hodnota závisí na zatížení motoru (a tím na nastavené střídě) a realizaci měniče. Některé měniče průběžně mění způsob spínání tranzistorů s cílem rozložit ztráty na všechny tranzistory stejným dílem. Pro malé výkony se toto opatření běžně nepoužívá (zvyšuje složitost řídicího programu). Spodní tranzistory jsou pak namáhané více nebo méně oproti horním tranzistorům (podle implementace), nikdy to ale není více než uvedené dvě třetiny. Pro efektivní hodnotu proudu obdélníkového průběhu platí rovnice (4.22), zdroj [2].

$$I_{ef} = I_{max} \cdot \sqrt{s} \quad (4.22)$$

Kde: I_{ef} je efektivní hodnota proudu v [A]

I_{max} je maximální hodnota v [A]

s je střída obdélníkových pulzů [-]

Po dosazení do rovnic (4.21) a (4.22) dostaneme maximální výkonovou ztrátu na jednom tranzistoru.

$$I_{ef} = 20 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 16,3 \text{ A}$$

$$P_Z = 0,012 \cdot 16,3^2 = 3,19 \text{ W}$$

4.4.1 Návrh chladiče pro ustálený stav

Pro návržení chladiče musíme znát maximální dovolenou teplotu tranzistoru a jeho vnitřní tepelný odpor. Obě hodnoty jsou uváděny v datasheetu součástky. Pro tranzistor IRF8010 použitý ve výkonové části jsou to hodnoty $T_j = 175 \text{ °C}$, $R_{jc} = 0,57 \text{ °C/W}$. Dále výrobce uvádí i typický tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem $R_{cs} = 0,5 \text{ °C/W}$, zdroj [11]. Tepelný odpor chladič se spočítá pomocí rovnice (4.23), zdroj [2]. Počet tepelných rezistorů volíme o jeden více než je počet známých rezistorů. Přidaný rezistor reprezentuje hledaný tepelný odpor chladiče. Teplota okolí se volí 40 °C .

$$\sum_{n=1}^N R_n = \frac{\Delta T}{P_Z} \quad (4.23)$$

Kde: ΔT je rozdíl teplot čipu a okolí [K], [°C]

P_Z je celkový ztrátový výkon součástky ve [W]

R_n jsou jednotlivé tepelné odpory [K/W], [°C/W]

V mém případě budou všechny tranzistory na společném chladiči. Celkový ztrátový výkon při výpočtu bude proto 6 krát vyšší. Rovnici (4.23) lze přepsat do tvaru:

$$R_{sa} = \frac{T_j - T_a}{P_Z} - R_{jc} - R_{cs} = \frac{175 - 40}{6 \cdot 3,19} - 0,57 - 0,5 = 5,98 \text{ °C/W}$$

Kde: T_j je maximální dovolená teplota polovodiče ve [°C]

T_a je teplota okolí ve [°C]

P_Z je celkový ztrátový výkon ve [W]

R_{jc} je tepelný odpor cesty polovodič – pouzdro součástky ve [°C/W]

R_{cs} je tepelný odpor cesty pouzdro součástky – chladič ve [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

R_{sa} je tepelný odpor chladiče ve [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$]

5 Návrh desky plošných spojů

Návrh desky plošných spojů (dále jen DPS) jsem realizoval převážně za použití součástek pro montáž skrz vrtanou desku. Důvodem byla možnost snazšího měření a ožiování měniče – lze použít háčky osciloskopických sond a dalšího vybavení, které by součástky pro povrchovou montáž neumožňovali. Dále bylo potřeba zachovat jednotlivé části měniče geometricky blízko sebe. Jedná se hlavně o výkonovou část měniče spolu s měřicími rezistory a filtračními kondenzátory. Dále bylo nutné zkontrolovat šířku cest na DPS. DPS byla zhotovena na plotteru metodou přímého kreslení leptuvzdornou barvou. Uvedená technologie výroby omezovala minimální šířku cesty na 20 mil (přibližně 0,5 mm). Maximální proudovou zatížitelnost lze určit pomocí programu „proudova_zatez“, který je volně dostupný na webových stránkách firmy Pragoboard [19]. Pro tloušťku vrstvy měděné fólie 18 μm , oteplení 10 $^{\circ}\text{C}$ a šířku cesty 0,5 mm vychází maximální zatížitelnost 1,1 A. Maximální špičkový proud pomocným spínaným zdrojem je 0,5 A. Tato zatížitelnost je dostačující pro všechny cesty kromě silových. Pro silové cesty nestačí při daných podmínkách cesty ani 10 mm široké. Z uvedeného důvodu jsou cesty jen tak široké, jak dovoluje pouzdro výkonových tranzistorů a musí být po celé své délce potaženy vrstvou pájky s přídatným vodičem. Jedině takto lze docílit dostatečné proudové zatížitelnosti při použití jednovrstvé desky bez použití obtížně dostupných DPS s tlustší vrstvou měděné fólie.

6 Realizace a oživení měniče

V kapitole bude uveden postup oživení, popis nalezených chyb a jejich opravy.

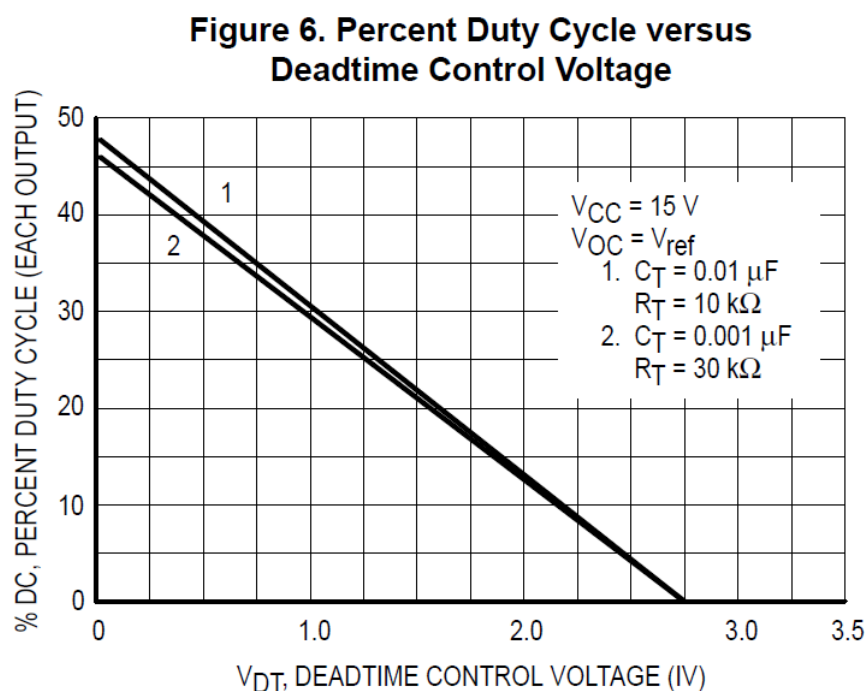
6.1 Pomocný napájecí měnič

Při testování jsem měřil napětí na všech výstupech měniče (tj. +14 V, -14 V a 3x +14 V s oddělenou zemí). Napětí byla správná při nulové zátěži měniče. Při připojování jednotlivých zátěží nebyl zdroj schopen dodávat dostatek výkonu a napětí, na jednotlivých výstupech poklesl na úroveň přibližně 7,8 V. Dalším problémem bylo spouštění měniče s připojenou zátěží. Měnič při startu nastavil příliš velkou střihu. V důsledku toho se jádro

nestíhalo demagnetizovat, přesycovalo se a výstupní napětí dále klesalo. Měnič proto dále zvyšoval střidu a nebyl vůbec schopen se spustit do provozního stavu.

6.1.1 Oprava spouštění zdroje

Opravou bylo omezení střidy. Střida je omezená již v doporučeném zapojení obvodu TL494. Podle datasheetu je střida omezena na hodnotu přibližně 46 %. Naneštěstí datasheet uvádí špatný popis svislé osy grafu číslo 6, který je na Obr. 15, zdroj [8].



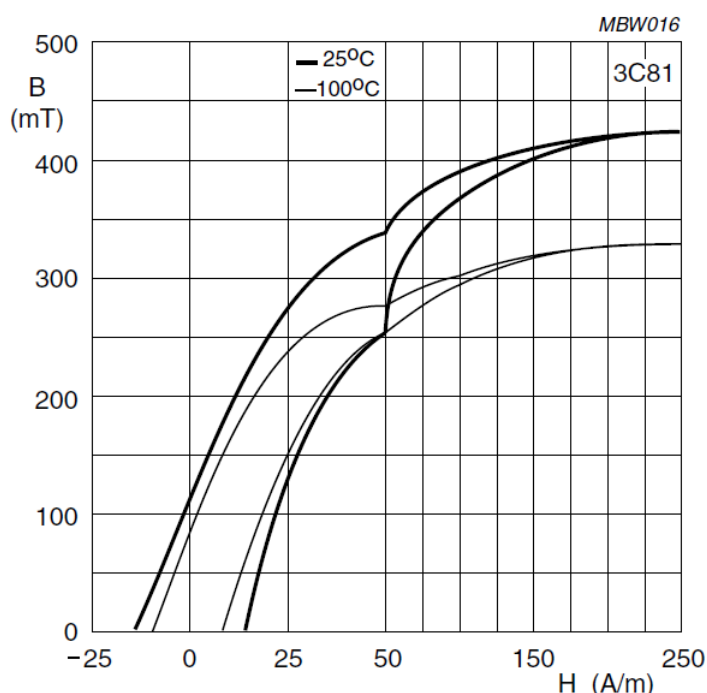
Při použití zapojení „Single ended“ (tj. při připojení pinu Output control k GND) není rozsah osy 0 až 50 % ale 0 až 100 %. Měnič tedy má střidu omezenou na přibližně 92 %. Tento problém lze vyřešit výměnou rezistoru R39. Podle grafu číslo 6, křivka 2, Obr. 15, zdroj [8] lze pro limit střidy na hodnotu 48 % (to odpovídá v grafu nesprávné hodnotě 24 %) určit napětí na pinu $U_{DT} = 1,2$ V. Přepočítáním odporového děliče tvořeného rezistory R39 a R40 lze určit novou hodnotu rezistoru R39 (hodnota rezistoru R40 udává také dobu pomalého rozběhu, proto jsem jej považoval při výpočtu za konstantní) pomocí rovnice (6.1), zdroj [17].

$$R_{39} = \frac{R_{40} \cdot (U_5 - U_{DT})}{U_{DT}} = \frac{10000 \cdot (5 - 1,2)}{1,2} = 31667 \Omega \quad (6.1)$$

Jako novou hodnotu rezistoru R39 jsem použil hodnotu nejbližší v řadě E24, tj. 33kΩ.

6.1.2 Oprava zatížitelnosti zdroje

Po provedení opravy popsané v předcházející kapitole bylo možné zdroj spustit s připojenou zátěží, ale stále nebylo možné zdroj zatížit jmenovitým výkonem. Toto chování odpovídá přesycení feromagnetika a opuštění jeho lineární oblasti. Pro materiál zvoleného jádra jsem dohledal datasheet a vyhledal B-H křivku. Uváděná hodnota $B_{max} = 0,36 \text{ T}$ je hodnota mimo lineární oblast (hodnota za kolenem B-H křivky, tedy oblast úplného nasycení materiálu). Z Obr. 16, pro teplotu $100 \text{ }^\circ\text{C}$, zdroj [16] jsem určil novou maximální použitelnou hodnotu $B_{max} = 0,25 \text{ T}$, při které by nemělo dojít k problémům s přesycením ani při vysokých teplotách materiálu.



Obr. 16 - B-H křivka pro materiál 3C81, zdroj [16]

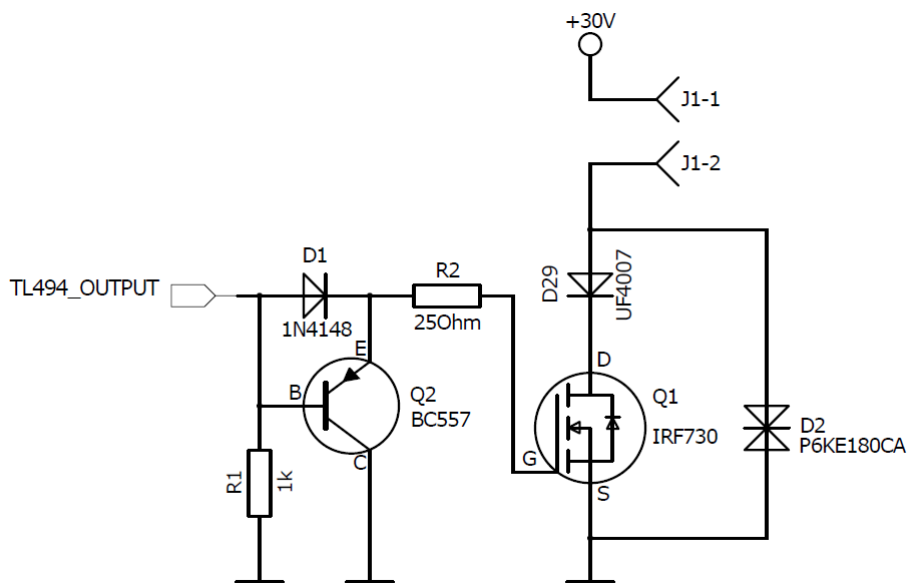
Kvůli menšímu sycení feromagnetika bylo vhodné použít vyšší frekvenci měniče. Při zachování frekvence by mohlo dojít ke zvětšení objemu impulzního transformátoru. Snahou bylo použít současné feritové jádro a pouze převinout vinutí transformátoru. Jako novou frekvenci jsem zvolil $f = 40\text{kHz}$. S novými hodnotami bylo nutné přepočítat rovnice (4.2), (4.6) a (4.7).

$$L_1 = \frac{U_d^2 \cdot S_{max}^2}{2 \cdot f \cdot P_{Zmax}} = \frac{36^2 \cdot 0,49^2}{2 \cdot 40000 \cdot 5} = 764 \mu\text{H} \quad (4.2)$$

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{Al}} = \sqrt{\frac{764 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 41 \text{ závitů} \quad (4.6)$$

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{12}}{U_{CEmax} - U_d} = 41 \cdot \frac{14}{100 - 36} = 19 \text{ závitů} \quad (4.7)$$

I po provedení výše uvedených oprav nebyl měnič schopen dodávat požadovaný výkon při jmenovité zátěži (na výstupech byla napětí přibližně 12V namísto požadovaných 14V). Při dalším měření jsem zjistil, že měnič pracuje neustále v režimu limitace střídy. Na sekundárních výstupech byly před usměrněním impulzy se zápornou složkou v souladu s teorií. Na primární straně transformátoru byly pouze unipolární pulzy, záporné části impulzů chyběly. Záporné impulzy odvedla substrátová dioda spínacího tranzistoru MOSFET. Tento jev je nežádoucí. Jádru se nedemagnetizuje do sekundárních výstupů, ale vrací energii zpět do zdroje na primární straně impulzního transformátoru. Řešením je potlačení substrátové diody tranzistoru další diodou pólovanou v propustném směru při sepnutí tranzistoru. Tato dioda musí být rychlá a musí mít stejné nebo větší průrazné napětí jako má spínací tranzistor. Těmto požadavkům vyhovuje dioda UF4007 (rychlá varianta diody 1N4007). Schéma úpravy je na Obr. 17. Po provedení této opravy zdroj pracoval podle předpokladů.

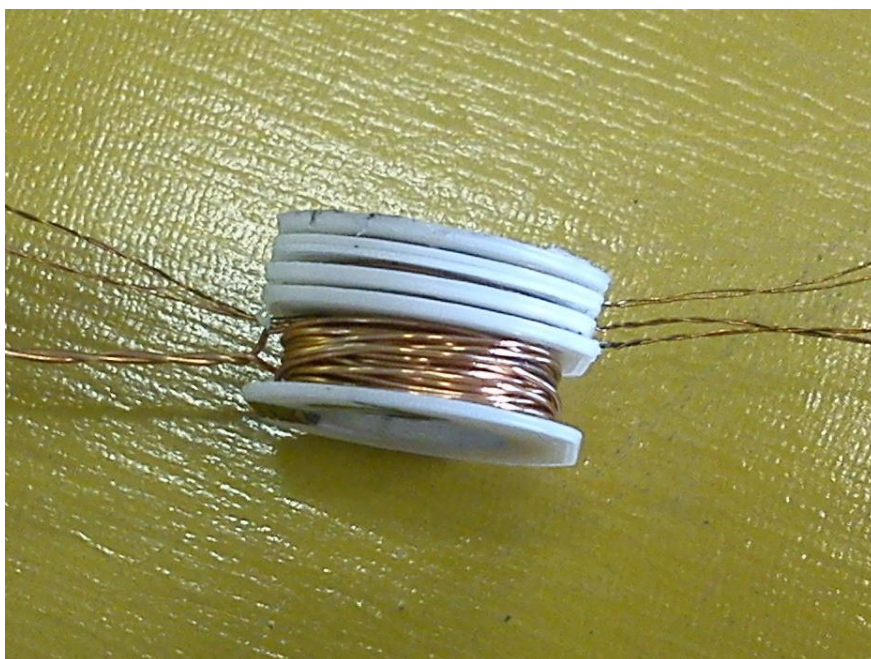


Obr. 17 – Schéma opravy spínače primárního vinutí

6.1.3 Převinutí impulzního transformátoru

U spínaných zdrojů je vyžadována co největší vazba mezi primárním a sekundárními vinutími impulzního transformátoru. Z toho důvodu jsem navinul všechna vinutí současně (nejprve primární vinutí a poté všech 5 sekundárních vinutí současně). Bohužel takto navinutá vinutí mají mezi sebou parazitní kapacitní vazby. Přes tyto vazby se přenášeli velké napěťové špičky. Způsobovaly je velké napěťové přechody horních

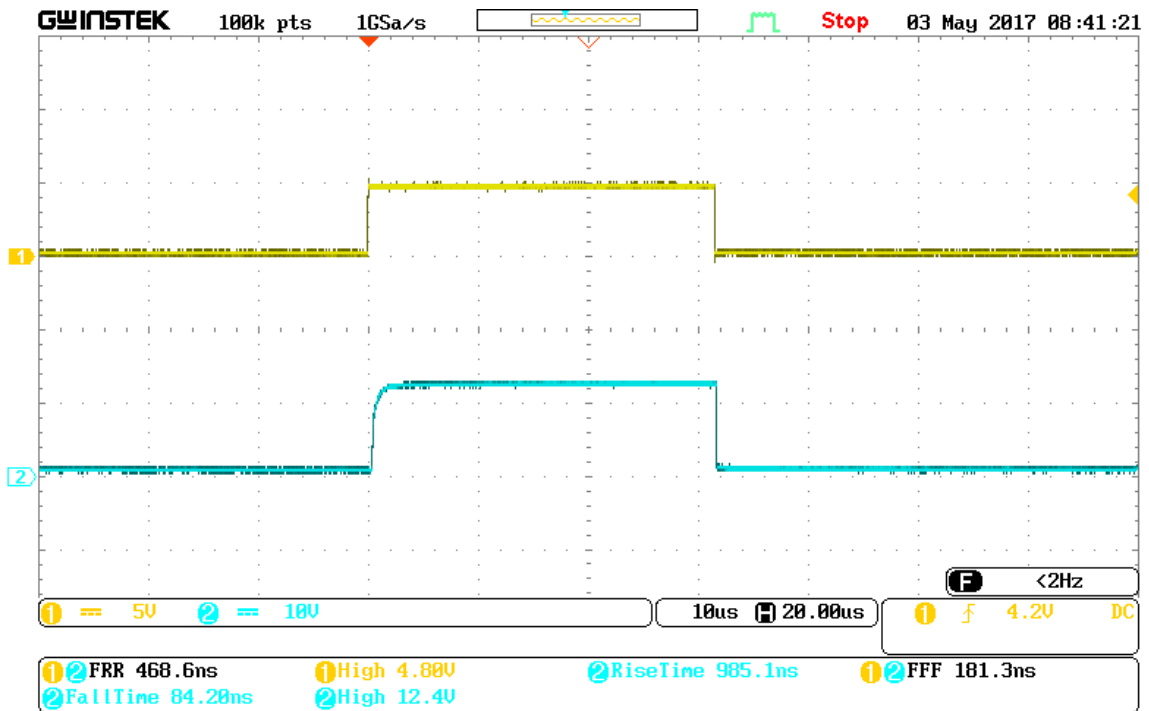
tranzistorů. Rušivé špičky se šířili mezi všemi sekundárními vinutími nejen ve výkonové části ale i do napájení OZ a mikrokontroléru. Rušení dělalo problém při měření proudů i signálů z Halloových sond. Vinutí jsem proto převinul na novou kostřičku s oddělenými sekundárními vinutími pro horní spínače. Vinutí pro napájení OZ a mikrokontroléru jsem opět navinul současně. Rušení mezi horními spínači se zmenšilo jen velmi málo, naopak rušení OZ a mikrokontroléru se snížilo na neměřitelnou úroveň a nepůsobilo další problémy s měřením. Fotografie finální kostřičky s vinutími impulzního transformátoru spínaného zdroje je na Obr. 18.



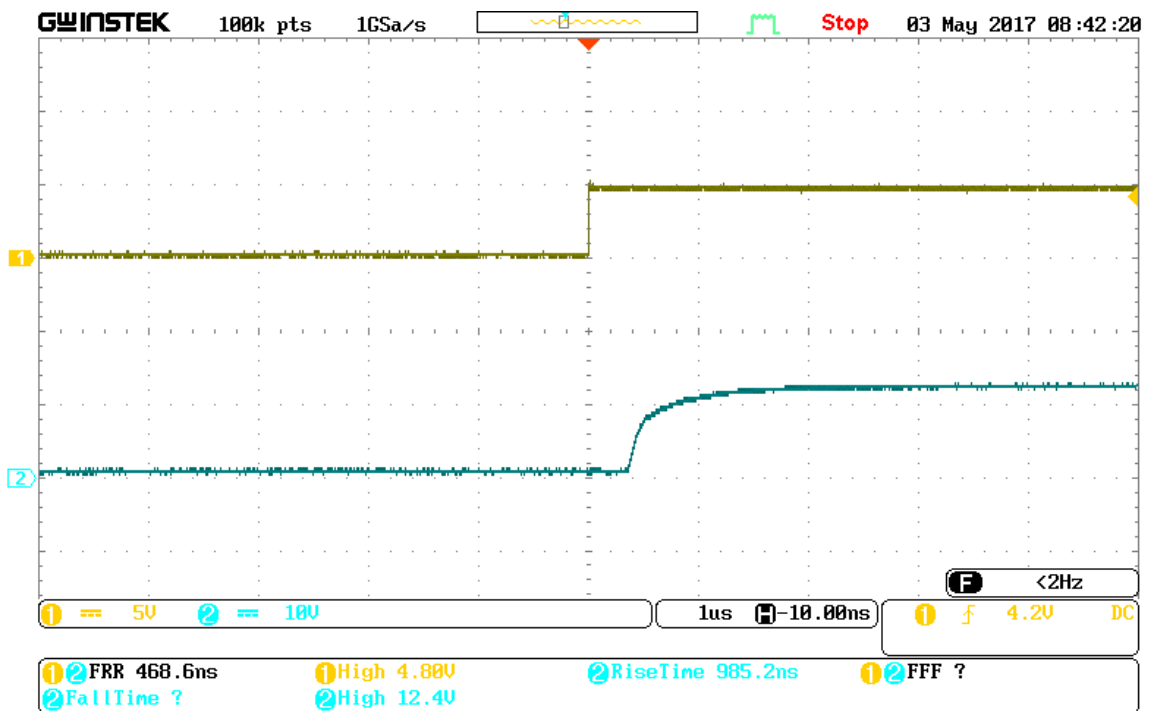
Obr. 18 - Fotografie nové kostřičky s vinutími impulzního transformátoru

6.2 Testování výkonového stupně

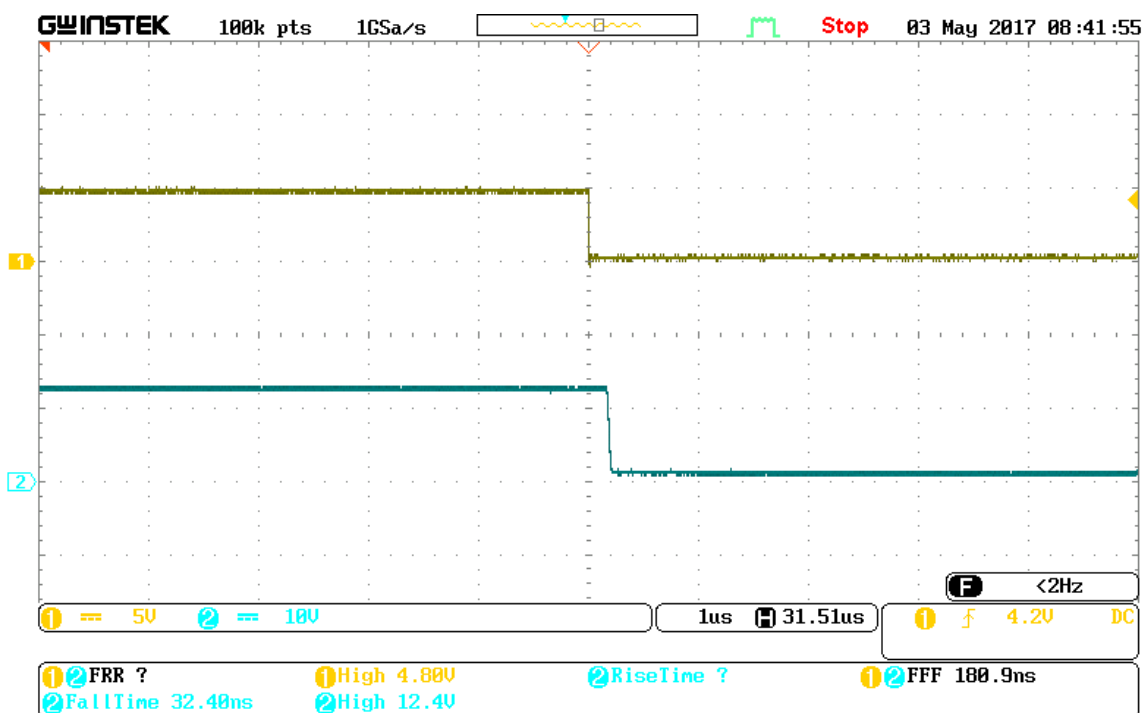
Při testování výkonového stupně jsem neměl připojený motor. Pomocí osciloskopu jsem změřil průběhy napětí na výstupech mikrokontroléru a průběhy napětí na řídicích elektrodách příslušných tranzistorů. Na obrázcích Obr. 19, Obr. 20 a Obr. 21 je žlutě průběh signálu generovaného mikrokontrolérem a azurově signál na řídicí elektrodě tranzistoru. Přehled důležitých parametrů budičů je v Tab. 1. Tabulka obsahuje průměrné hodnoty. Měření jsem provedl na osciloskopu GW Instek GDS-2074E, SN: GEQ121337. Fotografie reálného měniče při měření strmostí hran je na Obr. 22.



Obr. 19 – Průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově - 2) pro měření parametrů budiče



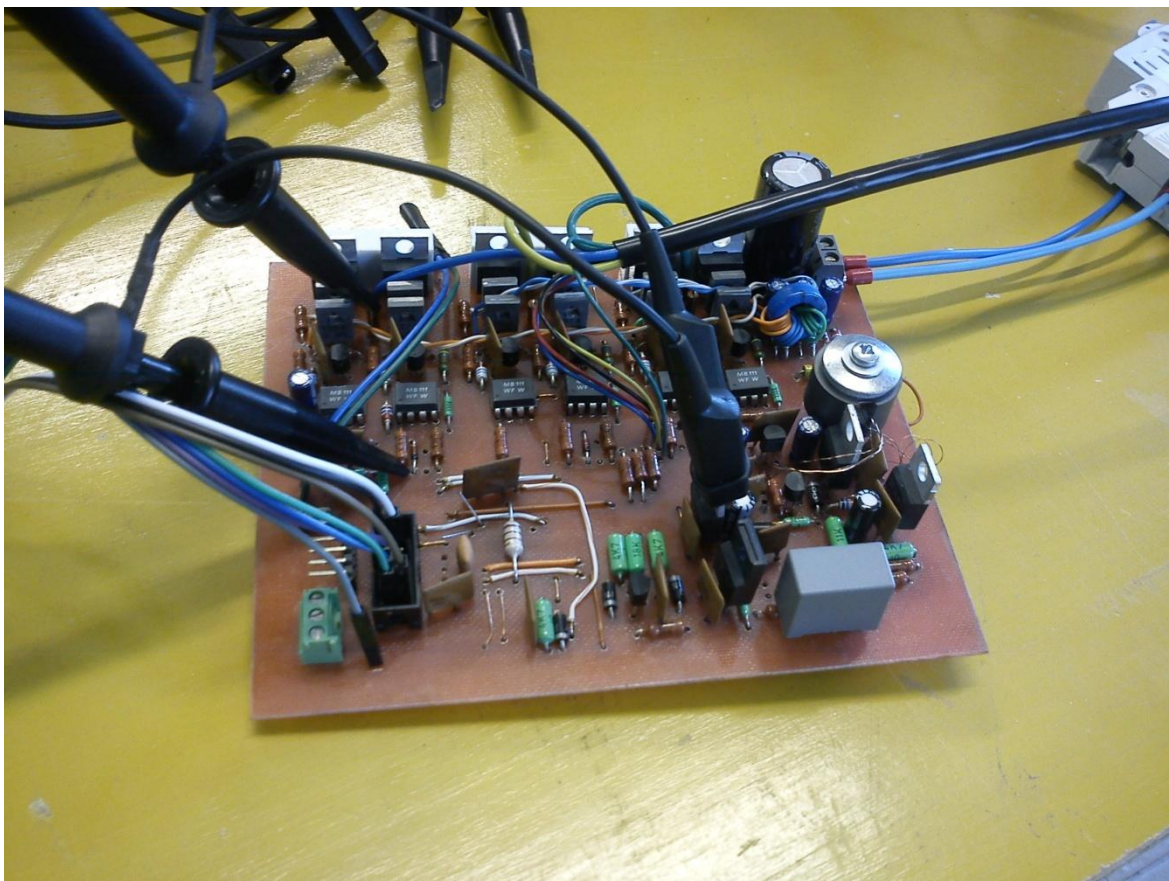
Obr. 20 – Detail náběžné hrany při spínání budiče, průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově - 2)



Obr. 21 - Detail sestupné hrany při vypínání budiče, průběh napětí na mikrokontroléru (žlutě - 1) a řídicí elektrodě tranzistoru (azurově – 2)

Tab. 1 - Změřené parametry budičů

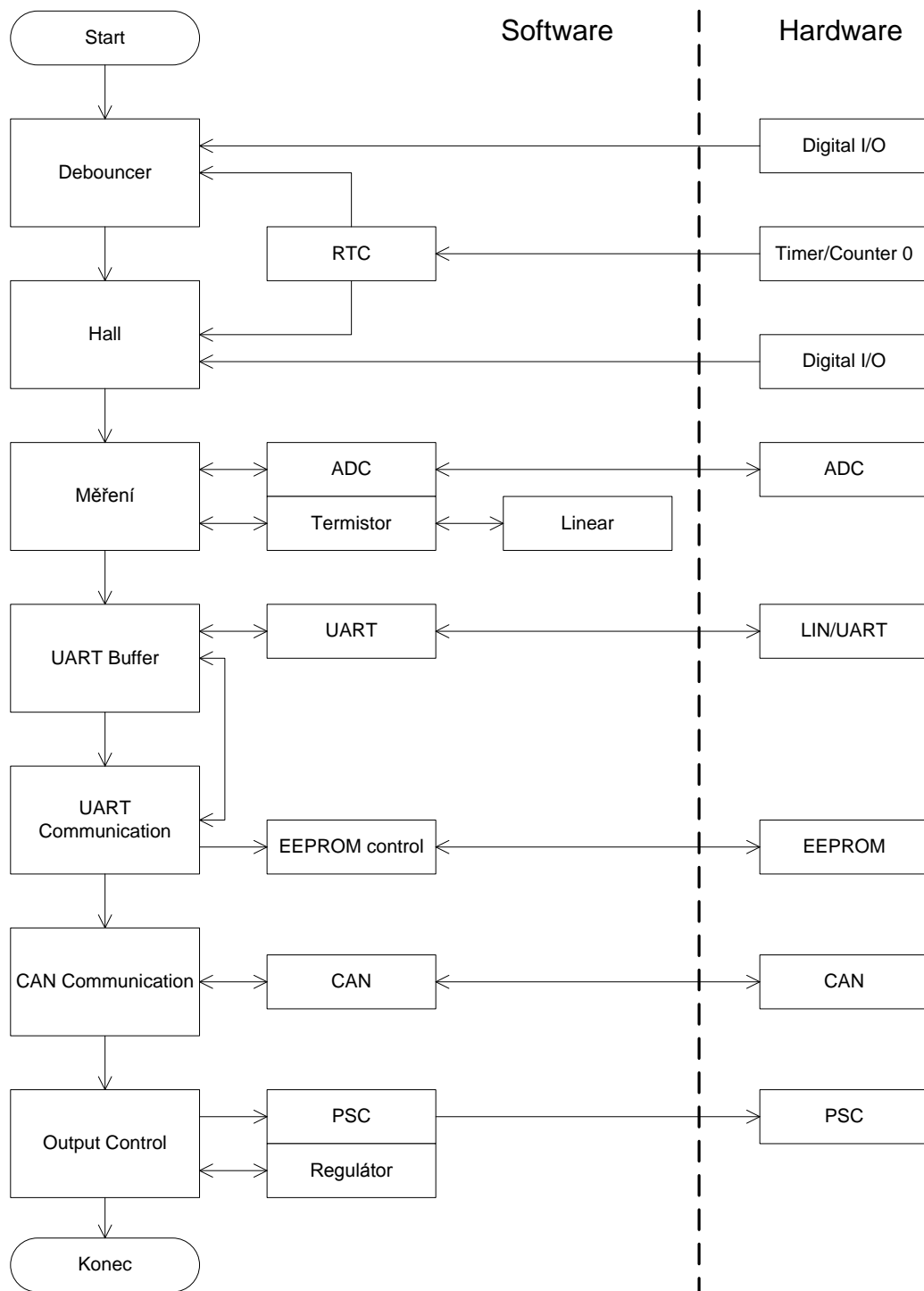
Označení na oscilogramu	Hodnota	Vysvětlivka
RiseTime	1µs	Doba náběžné hrany.
FallTime	90ns	Doba sestupné hrany.
FRR	470ns	Zpoždění budičů při sepnutí tranzistoru.
FFF	210ns	Zpoždění budičů při vypnutí tranzistoru.
High	12,8V	Napětí na řídicí elektrodě tranzistoru v sepnutém stavu.



Obr. 22 - Fotografie reálného měniče při měření parametrů budiče

7 Realizace softwarového vybavení

Program je rozdělen do několika knihoven. Knihovny izolují jednotlivé oblasti měření, regulace a ovládání motoru. Další úlohou knihoven je zapouzdření a zjednodušené ovládání jednotlivých periférií mikrokontroléru. Diagram jednoho pracovního cyklu je na Obr. 23. Knihovny lze rozdělit na dvě skupiny – knihovny provádějící operaci nezávislou na hardwaru a obslužné knihovny periférií. Mezi obslužné knihovny periférií patří: PSC, ADC, UART, EEPROM kontrol, RTC a CAN. Zprostředkovávají pouze přístup k dané periférii bez nutnosti manipulovat s požadovanými registry mikrokontroléru. Operační knihovny jsou přizpůsobené daným perifériím (rozsahy čísel, vhodná implementace, atp.), ale periférie přímo neobsluhují. Výše uvedené rozdělení umožňuje větší modularitu v případě budoucí úpravy kódu.



Obr. 23 - Diagram volání a vazeb knihovnou programu a jejich vazba na hardware

7.1 Stručný popis programových částí

V následujících odstavcích stručně vysvětlím funkce jednotlivých částí programu.

Knihovna **RealTime** poskytuje časovou informaci použitou pro časování při měření otáček a odstraňování záskmitů tlačítka. Poskytuje čas s krokem přibližně 1ms.

Knihovna **Debouncer** odstraňuje rušení a kmity z digitálních signálů. Mezi filtrované signály patří signály z Hallových sond a signál z tlačítka. Dále poskytuje informaci o stisknutí nebo puštění tlačítka a zachytává hrany z Hallových sond.

Knihovna **Hall** zpracovává vyfiltrované signály a určuje z nich elektrické otáčky motoru.

Knihovna **ADC** obsluhuje stejnojmennou periférii. Zajišťuje neblokující obsluhu. To znamená, že obsluha převodníku je vždy provedena způsobem dotaz a akce. Nikdy se nečeká na dokončení operace.

Knihovna **Termistor** provádí převod hodnoty z A/D převodníku na teplotu. Obsahuje tabulku hodnot a spolu s knihovnou linear dopočítává teplotu s přesností na 1°C.

Knihovna **linear** slouží k interpolaci. Dopočítává hodnoty mezi známými koncovými body lineární závislosti.

Knihovna **Mereni** obsahuje stavový automat a obsluhuje A/D převodník tak, aby měření nebrzdilo běh hlavní smyčky. Měření je časově náročná operace a vyžaduje synchronizaci s chodem PWM.

Knihovna **UART** zapouzdřuje kombinovanou periférii LIN/UART. Periferie za pomoci této knihovny vystupuje jako běžný UART modul.

Knihovna **UART_buffer** zajišťuje obdobně jako knihovna ADC neblokující přístup k rozhraní UART. Pro příjem i vysílání poskytuje vyrovnávací paměti.

UART_communication spolu s knihovnou UART Buffer zajišťuje komunikační protokol pro servisní přístup. Může také ukládat nastavení měniče pomocí knihovny EEPROM Control.

EEPROM_control slouží k ukládání nastavení měniče a zpětnému načtení nastavení po zapnutí měniče.

OutputControl ovládá výstupy PWM a nastavuje potřebné hodnoty střídavy pro jednotlivé fáze podle polohy rotoru hlášené knihovnou Hall.

PSC ovládá a zapouzdřuje stejnojmennou periférii. Generuje všech šest výstupních PWM a nastavuje spouštění A/D převodníku.

Knihovna **Regulator** obsahuje proudový a otáčkový regulátor měniče.

7.2 Komunikace s měničem

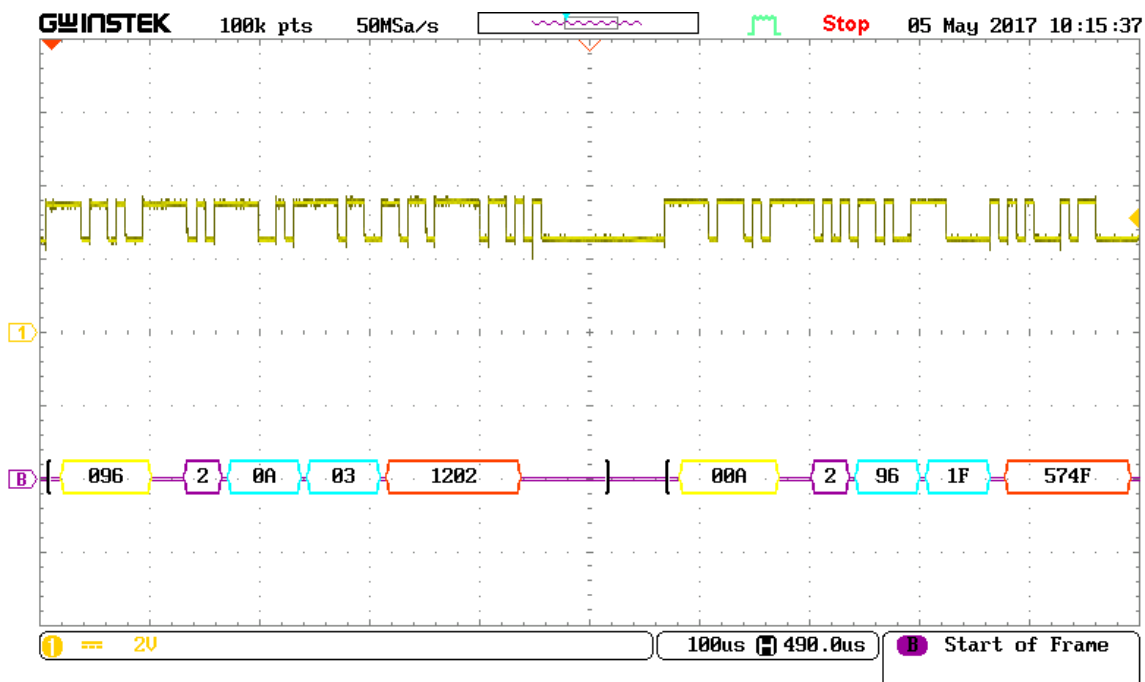
Měnič nabízí dva způsoby komunikace – CAN a UART. CAN je použitý pro řízení měniče v běžném použití. UART slouží pro servisní účely a neměl by být používán v běžném provozu. Nevýhodou sběrnice UART je její nízká odolnost proti rušení. Rychlost komunikace je 19200 baudů pro UART (žádný paritní bit, přenos 8 bitů, 1 stop bit) a 125 kbps pro CAN. Kompletní seznam příkazů, parametrů a příklady komunikace jsou v příloze C.

Pro přenos dat pomocí UARTu je v měniči implementovaný jednoduchý komunikační protokol. Přenos dat probíhá binární formou a pro přístup k jednotlivým parametrům měniče stačí odeslat jeden identifikační bajt. Komunikace probíhá ve formátu „číslo požadavku, (parametr), symbol ukončení komunikace“. Parametr je volitelný a je podporovaný pouze vybranými příkazy. Měnič vždy na požadavek odpoví. Pokud je příkaz korektní a je zpracován, odpoví měnič pouze symbolem pro ukončení komunikace. Pokud se vyskytne chyba, ať už v požadavku nebo v jeho parametru, je navrácen symbol chyby a poté následuje symbol ukončení komunikace.

Zadavatel nestanovil, jaký komunikační protokol má být v měniči implementován. Implementoval jsem jednoduchý protokol podobný komunikaci implementované pro rozhraní UART. Díky tomu, že CAN zprávy jsou potvrzované příjemcem, není potřeba odpovídat na zápisy dat do měniče. Počet přenášených bajtů je také uložen v CAN zprávě, proto není potřeba data ukončovat jako v případě UART komunikace. CAN podporuje remote zprávy pro vyžádání dat z cílového zařízení. CAN kontroléry často obsahují funkci automatické odpovědi. Ta umožňuje odeslat požadované informace automaticky bez nutnosti zásahu řídicího mikroprocesoru. Bohužel každý výrobce tuto funkci implementuje jinak a zařízení různých výrobců připojená k jedné sběrnici nemusí být mezi sebou kompatibilní. Navíc je tato funkce nebezpečná tím, že pokud řídicí program z nějakého důvodu zkolabuje, může CAN kontrolér automaticky nadále vracet tou dobou už neplatné informace, zdroj [22]. Z těchto důvodů není podpora remote zpráv implementována. Komunikace probíhá ve formátu „ID odesílatele, číslo požadavku, (parametr)“. Pokud požadavek nevyžaduje odpověď, měnič ji nepošle. Odpovědi jsou zasílány jen na dotazy nebo při chybě požadavku. Aby mohl měnič odeslat zprávu, jako cílové ID se použije ID

odesílatele z požadavku. V odpovědi je opět obsaženo ID měniče – slouží řídicí jednotce k identifikaci odesílatele odpovědi.

Na Obr. 24 je zachycen jeden blok komunikace s měničem po sběrnici CAN. Vysvětlivky k dekodovaným zprávám: žlutě je označeno ID cílového zařízení, fialově je znázorněn počet přenášených bajtů, azurově jsou zobrazena data a oranžovou barvou jsou orámovány kontrolní součty. Hodnoty jsou vyjádřené hexadecimálně. Na oscilogramu je zachycen dotaz na velikost napájecího napětí (03) měniče s ID 150 (096 hexadecimálně), ve zprávě je zahrnuto také ID odesílatele (0A hex.). Měnič odpoví podobným způsobem (zprávu odešle na ID z požadavku a přidá svoje ID) a připojí hodnotu odpovědi, tj 1F hex. (v desítkové soustavě 31). Kontrolní součty jsou generovány a kontrolovány automaticky CAN periferií.



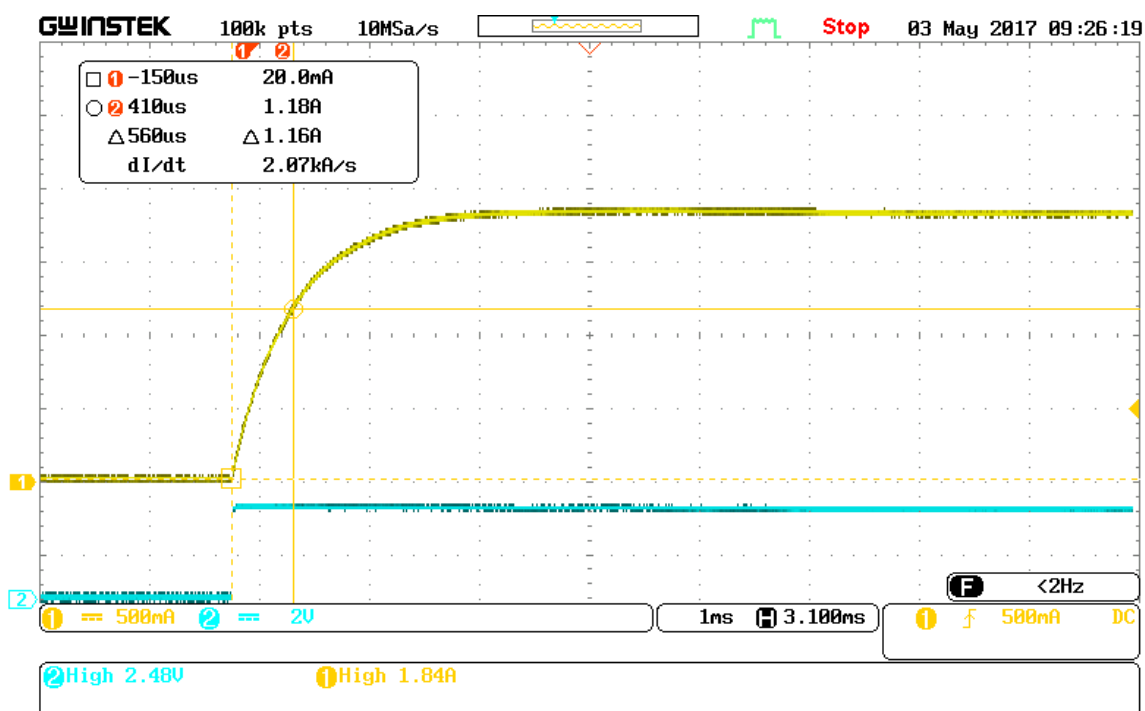
Obr. 24 - Záznam testovacího příkazu a odpovědi komunikace po sběrnici CAN

8 Ověření funkčnosti při řízení reálného BLDC motoru

Pro použití měniče je potřeba navrhnout PI regulátor proudu a PI regulátor otáček. Kvůli důvodům uvedeným v kapitole 8.3 je navržen a otestován pouze proudový regulátor.

8.1 Identifikace motoru

Pro návrh regulátoru proudu bylo nutné nejprve identifikovat parametry motoru. Jak již bylo řečeno v kapitole 2, vinutí motoru se chová jako setrvačný člunek prvního řádu. Pro stanovení modelu soustavy je potřeba identifikovat časovou konstantu a hodnotu zesílení. Časovou konstantu jsem odečetl pomocí osciloskopu jako čas při 63 % maximální hodnoty. Oscilogram měření je na Obr. 25. Změřené hodnoty a výsledná průměrná hodnota je v Tab. 2. Pro měření proudu jsem použil odporový bočník, který do měření zanesl chybu zesílení. Další chybu způsobuje omezené vertikální rozlišení osciloskopu. Z tohoto důvodu jsem měřil zesílení bez použití rezistoru. Zesílení setrvačného članku odpovídá převrácené hodnotě odporu vinutí. Pro měření odporu vinutí jsem použil dva multimetry. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou v Tab. 3. Seznam přístrojů použitých při měření je v Tab. 4.



Obr. 25 - Měření časové konstanty setrvačného članku soustavy pro návrh proudového regulátoru, proud motorem je znázorněn žlutě – 1, napětí na vinutí je znázorněno azurově – 2

Tab. 2 - Naměřené a vypočtené hodnoty časové konstanty

Měření [-]	T_{si} [μs]	$\overline{T_{si}}$ [μs]
1	530	582
2	560	
3	570	
4	610	
5	590	
6	590	
7	610	
8	650	
9	560	
10	550	

Výpočet průměrné hodnoty, zdroj [17]:

$$\overline{T_{si}} = \frac{\sum_{k=1}^n T_{sik}}{n} = \frac{530 + 560 + 570 + \dots}{10} = 582 \mu\text{s} \quad (8.1)$$

Kde: T_{sik} jsou naměřené hodnoty časové konstanty v [us]

$\overline{T_{si}}$ je průměrná hodnota časové konstanty v [us]

n je počet měření [-]

Tab. 3 - Naměřené a vypočtené hodnoty odporu vinutí

Měření [-]	U [V]	I [A]	R [Ω]	\overline{R} [Ω]
1	1,028	2,20	0,47	0,51
2	1,029	2,00	0,51	
3	1,029	1,96	0,53	
4	1,029	1,99	0,52	
5	1,029	2,07	0,50	
6	1,028	1,91	0,54	
7	1,029	1,99	0,52	
8	1,029	2,03	0,51	
9	1,028	2,05	0,50	
10	1,029	2,09	0,49	

Příklad výpočtu pro první řádek tabulky:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{1,028}{2,20} = 0,47 \Omega \quad (8.2)$$

Kde: R je vypočtená hodnota odporu vinutí v [Ω]

U je naměřená hodnota napětí na vinutí motoru ve [V]

I je naměřená hodnota proudu v [A]

Výpočet průměrné hodnoty, zdroj [17]:

$$\bar{R} = \frac{\sum_{k=1}^n R_k}{n} = \frac{0,47 + 0,51 + 0,53 + \dots}{10} = 0,51 \Omega \quad (8.3)$$

Kde: R_k jsou vypočtené hodnoty odporu vinutí v [Ω]

\bar{R} je průměrná hodnota odporu vinutí v [Ω]

n je počet měření [-]

Výsledný přenos soustavy v Laplaceově obrazu je potom dán rovnicí (8.4), [18].

$$F_S(p) = \frac{K_{Si}}{T_{Si} \cdot p + 1} = \frac{1/0,51}{582 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \quad (8.4)$$

Kde: K_{Si} je zesílení soustavy v [Ω^{-1}]

T_{Si} je časová konstanta soustavy v [s]

Tab. 4 - Seznam použitých přístrojů pro měření parametrů vinutí motoru

Přístroj	Výrobce	Typ	Sériové číslo	Poznámka
Zdroj	-	PS-305D	160402512	Přepínač v poloze „HI Amps“
Multimetr	V&A Instrument	VA18B	VA130605500	Stejnoseměrný voltmetr
Multimetr	T-YAN	MY-64	05006442	Stejnoseměrný ampérmetr, rozsah 10A
Osciloskop	GW Instek	GDS-2074E	GEQ121337	

8.2 Návrh proudového regulátoru

Pro regulaci proudu motorem jsem zvolil PI regulátor. Pro návrh regulátoru jsem použil metodu fázové bezpečnosti. Regulátor bude implementován jako diskretní s periodou vzorkování T_{vz} a mezním úhlem $M_p = 75^\circ$. Při návrhu je potřeba zohlednit zpoždění vzniklé při měření, čas nutný k výpočtu regulátoru a zpoždění dané PWM. Uvedené časy závisí na způsobu implementace. Moje implementace pracuje v režimu měření, spuštění regulátoru a v následujícím cyklu PWM použití nových hodnot a cyklus se opakuje. Perioda vzorkování se rovná periodě PWM. Vzniká tak zpoždění jedné periody vzorkování. Zpoždění PWM se mění v závislosti na nastavené hodnotě a volí se střední hodnota, tj. polovina periody vzorkování. Celkové zpoždění je tedy $1,5 \cdot T_{vz}$. Perioda

vzorkování T_{vz} je dána nastavením periférií mikrokontroléru. Použil jsem maximální rychlost při maximálním rozlišení PWM. Pro T_{vz} potom platí následující vztah (8.5).

$$T_{vz} = \frac{1}{f_{PSC}} \quad (8.5)$$

Kde: T_{vz} je perioda vzorkování v [s]

f_{PSC} je frekvence PWM [Hz]

Dále platí vztah (8.6) (odvozeno z informací v datasheetu mikrokontroléru pro na střed zarovnané generování PWM, zdroj [7]).

$$f_{PSC} = \frac{f_{PLL}}{POCR_RB \cdot 2} \quad (8.6)$$

Kde: f_{PSC} je frekvence PWM [Hz]

f_{PLL} je frekvence hodin pro periférii PSC v [Hz]

$POCR_RB$ je hodnota stejnojmenného registru, maximum je 4096 [-]

Frekvence f_{PLL} je odvozená od vnitřního oscilátoru a je nastavená na maximální možnou frekvenci, tj. $f_{PLL} = 64$ MHz. Po dosazení do rovnic (8.5) a (8.6) lze určit periodu vzorkování.

$$f_{PSC} = \frac{64000000}{4096 \cdot 2} = 7812,5 \text{ Hz}$$

$$T_{vz} = \frac{1}{7812,5} = 128 \text{ } \mu\text{s}$$

Dopravní zpoždění má hodnotu.

$$T_{dpi} = 1,5 \cdot T_{vz} = 1,5 \cdot 128 \cdot 10^{-6} = 187,5 \text{ } \mu\text{s} \quad (8.7)$$

Kde: T_{dpi} je celkové dopravní zpoždění v [us]

T_{vz} je perioda vzorkování v [us]

Pro Laplaceův obraz PI regulátoru platí přenos (8.8), zdroj [18].

$$F_R(p) = \frac{K_{ri} \cdot (T_{ri} \cdot p + 1)}{p} = K_{ri} \cdot T_{ri} \cdot \left(1 + \frac{1}{T_{ri} \cdot p}\right) \quad (8.8)$$

Kde: K_{ri} je zesílení regulátoru v [-]

T_{ri} je časová konstanta regulátoru v [s]

Pro soustavu doplněnou o dopravní zpoždění platí přenos (8.9), zdroj [18].

$$F_S(p) = \frac{K_{si}}{T_{si} \cdot p + 1} \cdot e^{-T_{dpi} \cdot p} = \frac{1/0,51}{582 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1} \cdot e^{-187,5 \cdot 10^{-6} \cdot p} \quad (8.9)$$

Kde: K_{si} je zesílení soustavy v [Ω^{-1}]

T_{si} je časová konstanta soustavy v [s]

T_{dpi} je dopravní zpoždění soustavy v [s]

Pro přenos otevřené smyčky platí (8.10).

$$F_O(p) = F_R(p) \cdot F_S(p) = \frac{K_{ri} \cdot (T_{ri} \cdot p + 1)}{p} \cdot \frac{K_{si}}{T_{si} \cdot p + 1} \cdot e^{-T_{dpi} \cdot p} \quad (8.10)$$

Pokud zvolíme $T_{ri} = T_{si}$ výraz se zjednoduší. Regulátor tak bude přímo kompenzovat dynamickou část soustavy.

$$F_O(p) = \frac{K_{ri} \cdot K_{si}}{p} \cdot e^{-T_{dpi} \cdot p}$$

Nyní je potřeba určit frekvenci zlomu. Tu lze určit z fázové charakteristiky otevřené smyčky pomocí rovnice (8.11).

$$\begin{aligned} -90^\circ - T_{dpi} \cdot \omega &= -180 + M_p & (8.11) \\ \omega &= \frac{+180^\circ - M_p - 90^\circ}{T_{dpi}} = \frac{90^\circ - M_p}{T_{dpi}} = \frac{90^\circ - 75^\circ}{187,5 \cdot 10^{-6}} \doteq 1364 \text{ rad/s} \end{aligned}$$

Kde: M_p je zvolená fázová bezpečnost ve [$^\circ$]

ω je frekvence zlomu v [rad/s]

T_{dpi} je dopravní zpoždění soustavy v [s]

Při použití náhradního frekvenčního přenosu otevřené smyčky za použití substituce $p = i \cdot \omega$ lze určit hledané zesílení regulátoru K_{ri} .

$$F_O(i \cdot \omega) = \frac{K_{ri} \cdot K_{si}}{i \cdot \omega} \cdot e^{-T_{dpi} \cdot i \cdot \omega} = \frac{K_{ri} \cdot 1/0,51}{i \cdot 1364} \cdot e^{-187,5 \cdot 10^{-6} \cdot i \cdot 1364} \quad (8.12)$$

Kde: K_{si} je zesílení soustavy v [Ω^{-1}]

K_{ri} je zesílení regulátoru v [-]

ω je frekvence zlomu v [rad/s]

i je imaginární jednotka

T_{dpi} je dopravní zpoždění soustavy v [s]

Požadované chování otevřené smyčky je dosažení zadané hodnoty. Otevřená smyčka se pak musí rovnat jedné.

$$F_O(i \cdot \omega) = 1 \quad (8.13)$$

Porovnáním pravých stran rovnic (8.12) s (8.13) dostáváme rovnici.

$$\frac{K_{ri} \cdot 1/0,51}{i \cdot 1364} \cdot e^{-187,5 \cdot 10^{-6} \cdot i \cdot 1364} = 1 \quad (8.14)$$

Řešením této rovnice získáme zesílení regulátoru proudu.

$$K_{ri} \doteq 695$$

T_{ri} platí pro spojitou formu regulátoru. Implementace regulátoru je diskretní. Je proto potřeba koeficient ještě vynásobit periodou vzorkování.

$$T_{riz} = \frac{T_{vz}}{T_{ri}} = \frac{128 \cdot 10^{-6}}{582 \cdot 10^{-6}} \doteq 0,220 \quad (8.15)$$

Kde: T_{riz} je časová konstanta diskretního regulátoru [-]

T_{ri} je časová konstanta spojitého regulátoru v [s]

T_{vz} je perioda vzorkování v [s]

Výslednou diskretní formu regulátoru lze zapsat pomocí Z-transformace následovně.

$$\begin{aligned} F_R(z) &= K_{ri} \cdot T_{ri} \cdot \left(1 + T_{riz} \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) & (8.16) \\ &= 691 \cdot 582 \cdot 10^{-6} \cdot \left(1 + 0,213 \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \\ &= 0,405 \cdot \left(1 + 0,213 \cdot \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right) \end{aligned}$$

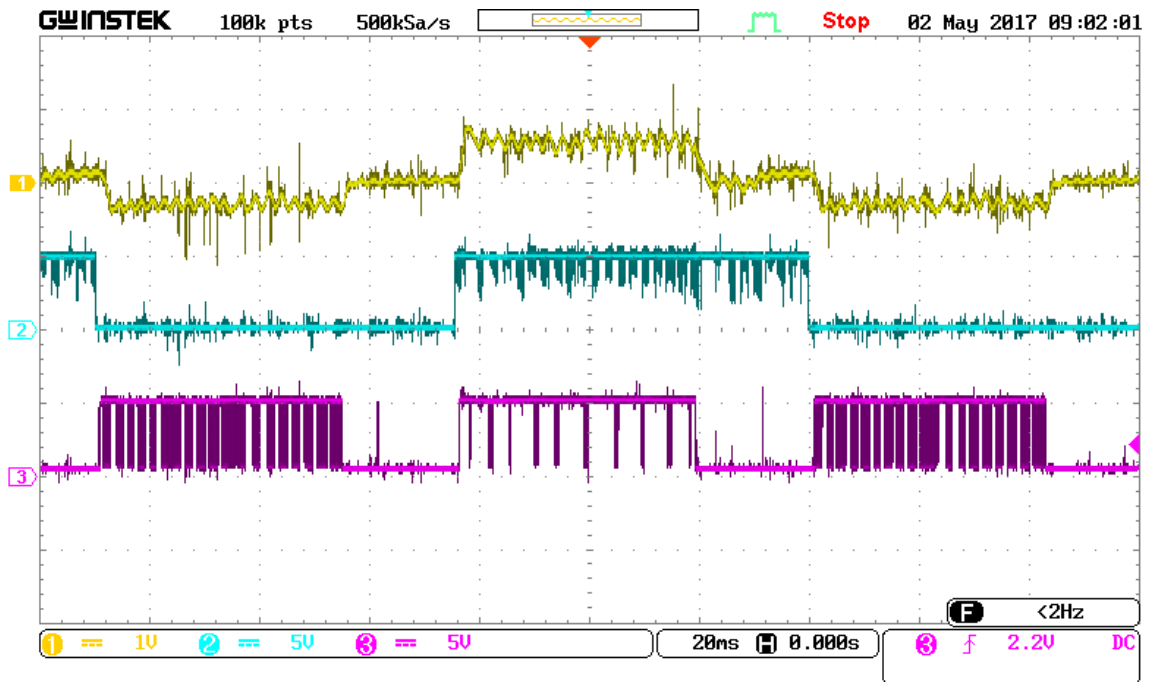
Poznámka: z důvodů přehlednosti jsou mezivýsledky zaokrouhlovány. Výsledky jednotlivých rovnic jsou ale přejety ze skriptu, který jsem použil pro výpočet a jsou proto přesné a nepodléhají chybám zaokrouhlování.

8.3 Otáčkový regulátor

Funkce regulátoru otáčkové smyčky není použita. Při návrhu otáčkové smyčky je nutné znát regulovanou soustavu. Soustavu je možné vytvořit i z modelu budoucího výrobku. Bohužel při návrhu měniče nebyl znám ani model budoucí aplikace. Z tohoto důvodu byla otáčková smyčka pouze připravena ve formě PI regulátoru, měření a hlášení potřebných parametrů. Regulátor i jednotlivé proměnné jsou v knihovnách implementovány.

8.4 Měření průběhů měniče

Na Obr. 26 je průběh proudu motorem (žlutě – 1), výstup z Hallovy sondy (azurově – 2) a výstup PWM pro dolní tranzistor (růžově – 3). Průběh proudu obsahuje zvlnění přibližně 1A (špička – špička). Velikost zvlnění se nemění a je nezávislé na nastaveném proudu. Domnívám se, že je způsobena chybou celočíselné implementace regulátoru. Střední hodnota odpovídá nastavenému požadavku. Výstup z Hallovy sondy obsahuje rušení, které je dostatečně velké ke změně logické úrovně. Z tohoto důvodu je v mikrokontroléru implementována knihovna Debouncer, která rušení filtruje. Na průběhu výstupu PWM je pěkně vidět poměr zatížení výkonových tranzistorů diskutovaných v kapitole 4.4. Při nejhorším možném zatížení (tj. střídě 100%) jsou tranzistory namáhány dvě třetiny času jedné elektrické otáčky.



Obr. 26 - Změřené průběhy proudu motorem (žlutě - 1), napětí na Hallově sondě (azurově - 2) a výstup PWM pro dolní tranzistoru (růžově - 3)

Závěr

V diplomové práci je pozornost věnována BLDC motorům, možnostem návrhu měničů při jejich využití v bateriově napájených aplikacích. Byly popsány používané regulační algoritmy, včetně konkrétního návrhu. Zadáním práce bylo vytvoření měniče pro motor se jmenovitým výkonem 500W a bateriovým napájením 36V. Cíle práce bylo dosaženo.

Vzhledem k střednímu jmenovitému výkonu jsem zvolil trapézový způsob řízení, který jsem popsal v kapitole 1.2.2. Pro napájení měniče jsem zvolil a navrhnul pomocný spínaný zdroj. Pro řízení celého měniče jsem vybral mikrokontrolér ATmega32M1 od firmy Atmel – vyhovoval všem požadavkům návrhu. Byl navržený měnič, stanoveny hodnoty jednotlivých součástek, na základě výpočtů byl měnič realizován a byly provedeny testy. Celý proces návrhu, testování a oprav je zdokumentován. Výsledkem jsou: deska plošných spojů a řídicí program mikrokontroléru. Výrobní dokumentace tvoří přílohy B, C. Při testování pomocného napájecího spínaného zdroje se vyskytlo několik problémů a to: spouštění zdroje a problémy s jeho zatížitelností. Problém se spouštěním pomocného spínaného zdroje byl rychle odstraněn. Problémy se zatížitelností se projevovaly opakovaně. Příčina byla pokaždé způsobena jiným faktorem. Všechny příčiny byly postupně odstraněny. Dále jsem otestoval výkonovou část měniče a změřil vybrané parametry. Řídicí program mikrokontroléru obsahoval: měření důležitých veličin a provozních parametrů měniče, řídicí a regulační funkce motoru, komunikaci s centrální řídicí jednotkou a servisní komunikaci. Při vytváření programu se nevyskytly žádné podstatné problémy. Návrh zahrnoval identifikaci motoru pro výpočet proudového regulátoru. Konkrétní použití lze uzpůsobit konkrétním požadavkům. Nastavitelné parametry měniče lze měnit pomocí servisní komunikace (UART) a také komunikace pro běžné použití (CAN). Celou funkčnost měniče jsem otestoval s BLDC motorem pro bicykl, který je na Obr. 1.

Navržený měnič lze v praxi využít pro různé aplikace vyžadující bateriový provoz. Návrh byl navržen s ohledem na vysokou účinnost měniče a využití především v dopravních prostředcích.

Seznam použité literatury

- [1] Atmel, "Atmel AVR443: Sensor-based Control of Three Phase Brushless DC Motor", Application Note AVR443, [online] 2013 [cit. 2017-01-05]
- [2] PATOČKA, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv. 1, 2, 3, skriptum FEKT, VUT Brno (cs)
- [3] STEJSKAL, M. Měření tepelné odezvy. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 50 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D..
- [4] VISHAY, „Power MOSFET,“ IRF730 datasheet, [online] 2011 [cit. 2017-01-05]
- [5] Atmel, " AVR194: Brushless DC Motor Control using ATmega32M1", Application Note AVR194, [online] 2008 [cit. 2017-01-05]
- [6] PATOČKA, M.: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [7] Atmel, „8-bit Atmel megaAVR Microcontroller“, ATmega32M1 datasheet, [online] 2012 [cit. 2017-01-05]
- [8] MOTOROLA, "TL494 Switchmode pulse width modulation control circuit", TL494 datasheet, [online] 1996 [cit. 2017-01-05]
- [9] Ferroxcube, „P18/11 P cores and accessories“, P18/11 datasheet, [online] [cit. 2017-01-05]
- [10] Analog Devices, "Ultralow Offset Voltage Operational Amplifier", OP07 datasheet, [online] 2011 [cit. 2017-01-05]
- [11] International Rectifier, „HEXFET® Power MOSFET,“ IRF8010 datasheet, [online] 2002 [cit. 2017-01-05]
- [12] Philips, "High speed CAN transceiver", TJA1050 datasheet, [online] 2003 [cit. 2017-01-05]

- [13] MITSUBISHI ELECTRIC, "DIIPM APPLICATION NOTE Bootstrap Circuit Design Manual", DIIPM Application Note, [online] 2012 [cit. 2017-01-06]
- [14] Texas Instruments, " LM136-2.5-N, LM236-2.5-N, LM336-2.5-NV Reference Diode", LM336 datasheet, [online] 2013 [cit. 2017-01-06]
- [15] Zetex Semiconductors, "DN82 Start up switches for switch mode power supplies", [online] 2006 [cit. 2017-01-06]
- [16] Ferroxcube, „3C81 material specification“, 3C81 datasheet, [online] 2008 [cit. 2017-03-01]
- [17] DIETMEIER, Ulrich. *Vzorce pro elektroniku*. Praha: BEN - technická literatura, 1999. ISBN 80-86056-53-8.
- [18] BLAHA, P. a P. VAVŘÍN: Řízení a regulace I, skriptum FEKT, VUT Brno (cs)

Internetové zdroje

- [19] Proudová zatížitelnost vodiče. In: PragoBoard. [online]. [cit. 2017-05-01]. Dostupné z: http://www.pragoboard.cz/proudova_zatizitelnost
- [20] STM32F0 UART – Tutorial 5. [online]. [cit. 2017-05-01]. Dostupné z: <http://letanphuc.net/2015/09/stm32f0-uart-tutorial-5/>
- [21] CAN bus, In: Wikipedia: the free encyclopedia. [online]. [cit. 2017-05-01]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/CAN_bus
- [22] How to use remote frame in CAN bus?, In: EmbeddedRelated.com - All You Can Eat Embedded Systems. [online]. [cit. 2017-05-05]. Dostupné z: <https://www.embeddedrelated.com/showthread/comp.arch.embedded/16770-1.php>

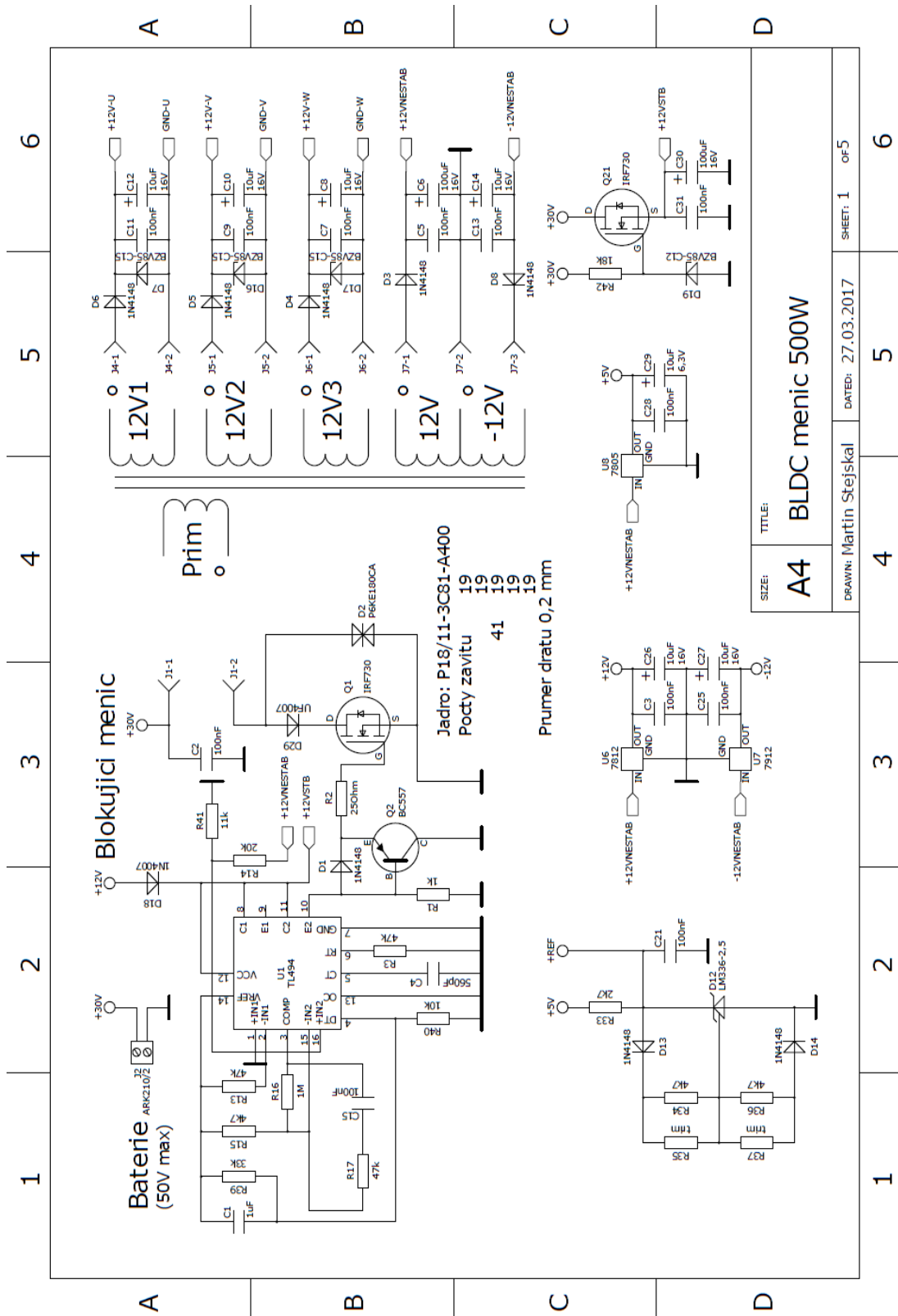
Seznam zkratek a symbolů

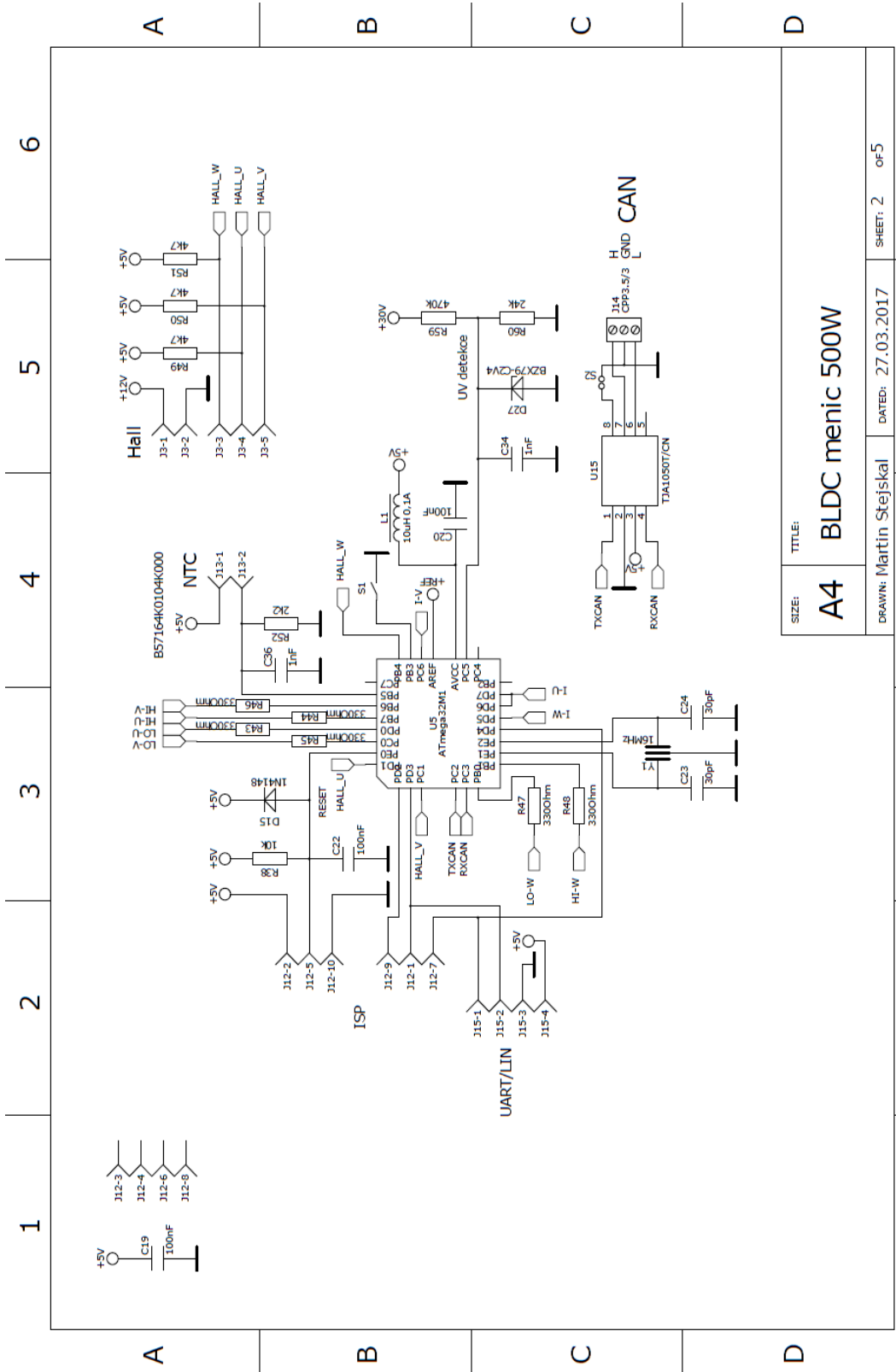
- BLDC motor – brushless DC motor, bezkartáčový DC motor
- EC motor – electrically commutated motor, elektronikou komutovaný motor
- DC motor – Direct Current motor – stejnosměrný motor
- PWM – pulse width modulation, pulzně šířková modulace
- BJT – bipolar junction transistor, bipolární tranzistor
- MOS-FET – metal oxide semiconductor field effect transistor, tranzistor řízený polem
- NTC termistor – negative temperature coefficient termistor, termistor se záporným teplotným koeficientem
- ADC – A/D převodník – analogově digitální převodník
- DAC – D/A převodník – digitálně analogový převodník
- CAN – Controller Area Network – síť kontrolérů
- DPS – Deska plošných spojů
- PCB – Printed Circuit Board – deska plošných spojů
- UART – Universal Asynchronous Receiver and Transmitter – modul pro univerzální asynchronní komunikaci
- LIN – Local Interconnect Network
- SPI – Serial Peripheral Interface – rozhraní pro sériové periférie
- PSC – Power Stage Controller – kontrolér výkonového stupně
- OZ – operační zesilovač
- CRC – Cyclic Redundancy Check – cyklický redundantní součet (kontrolní součet)
- SMD – Surface Mount Device – součástka pro povrchovou montáž
- EEPROM – Electrically Erasable Programmable Real-Only Memory – elektricky mazatelná a programovatelná paměť
- RTC – Real-Time Clock – hodiny reálného času
- GND – ground – nulový potenciál
- IC – Integrated Circuit – integrovaný obvod
- TTL – Transistor to Transistor Logic – tranzistorově tranzistorová logika
- ID – Identification – identifikace
- IGBT – Insulated Gate Bipolar Transistor – bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
- PI regulátor – regulátor s Proporcionální a Integrovanou složkou
- Back EMF – back electromotive force – indukované elektromotorické napětí
- ISP – In-System Programming – programování mikrokontroléru v cílové aplikaci

Přílohy

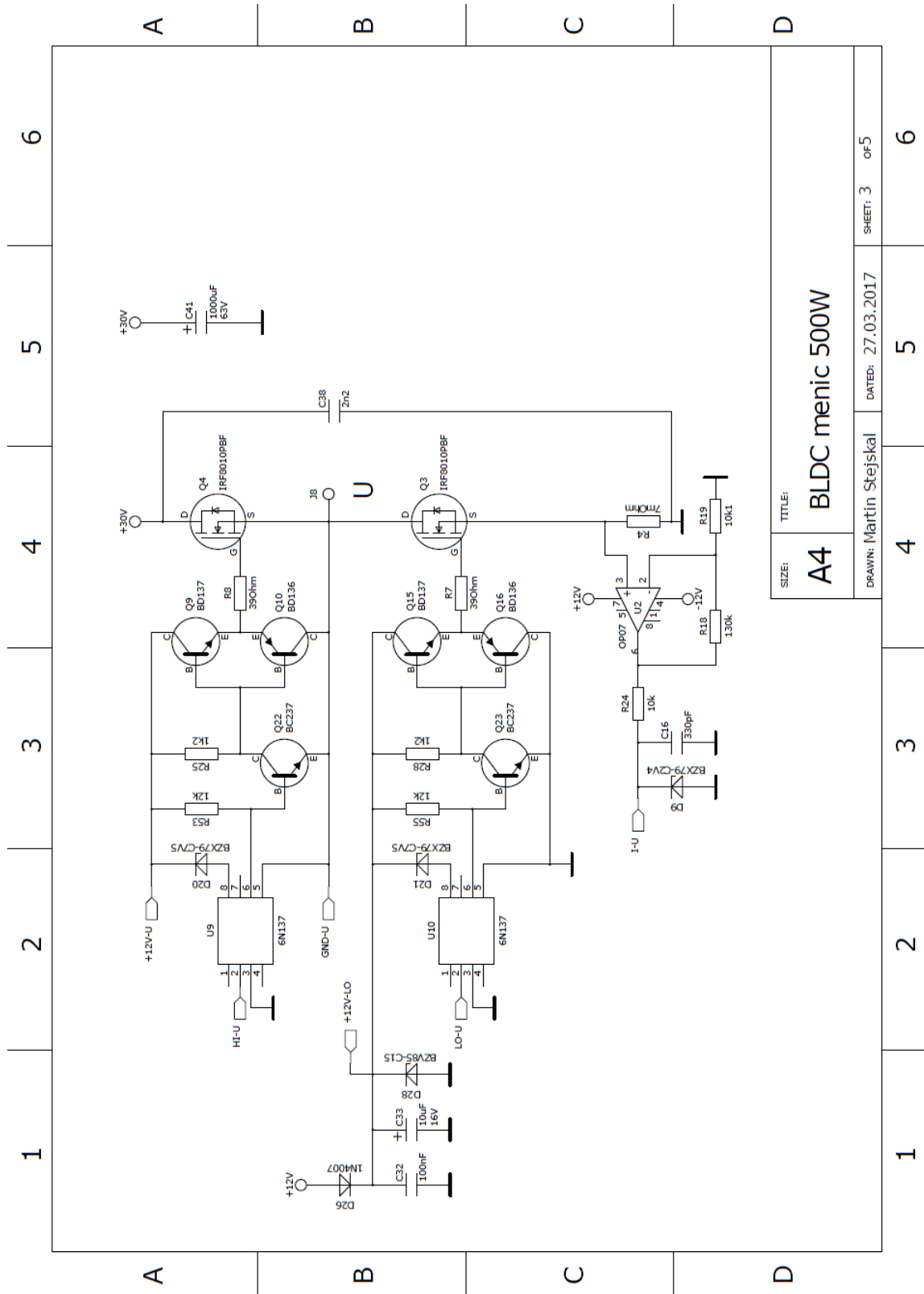
- A Schéma měniče
- B Výrobní dokumentace k desce plošných spojů
- C Rozpis součástek
- D Komunikační příkazy, parametry a příklady komunikace

Príloha A – Schéma měniče

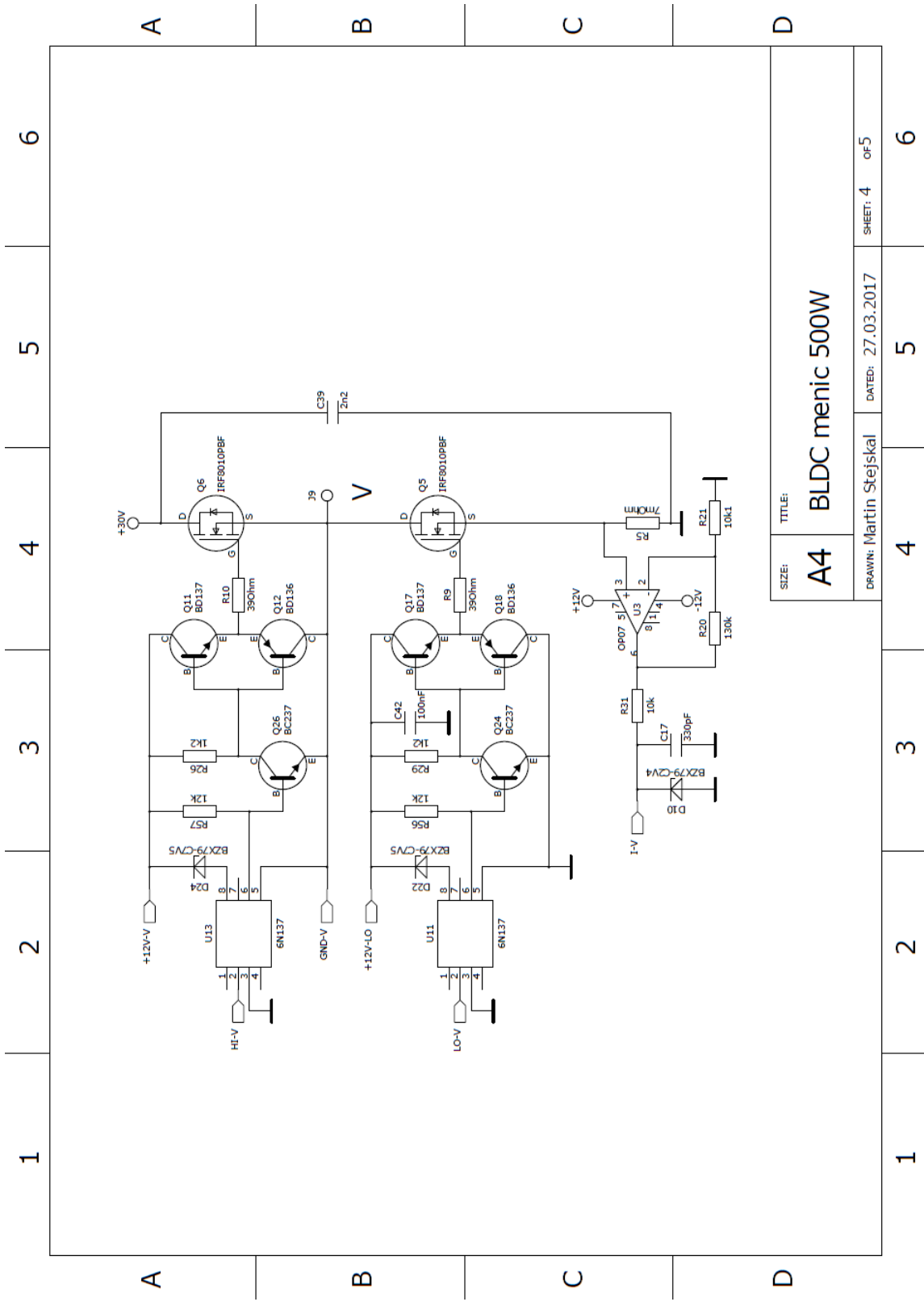




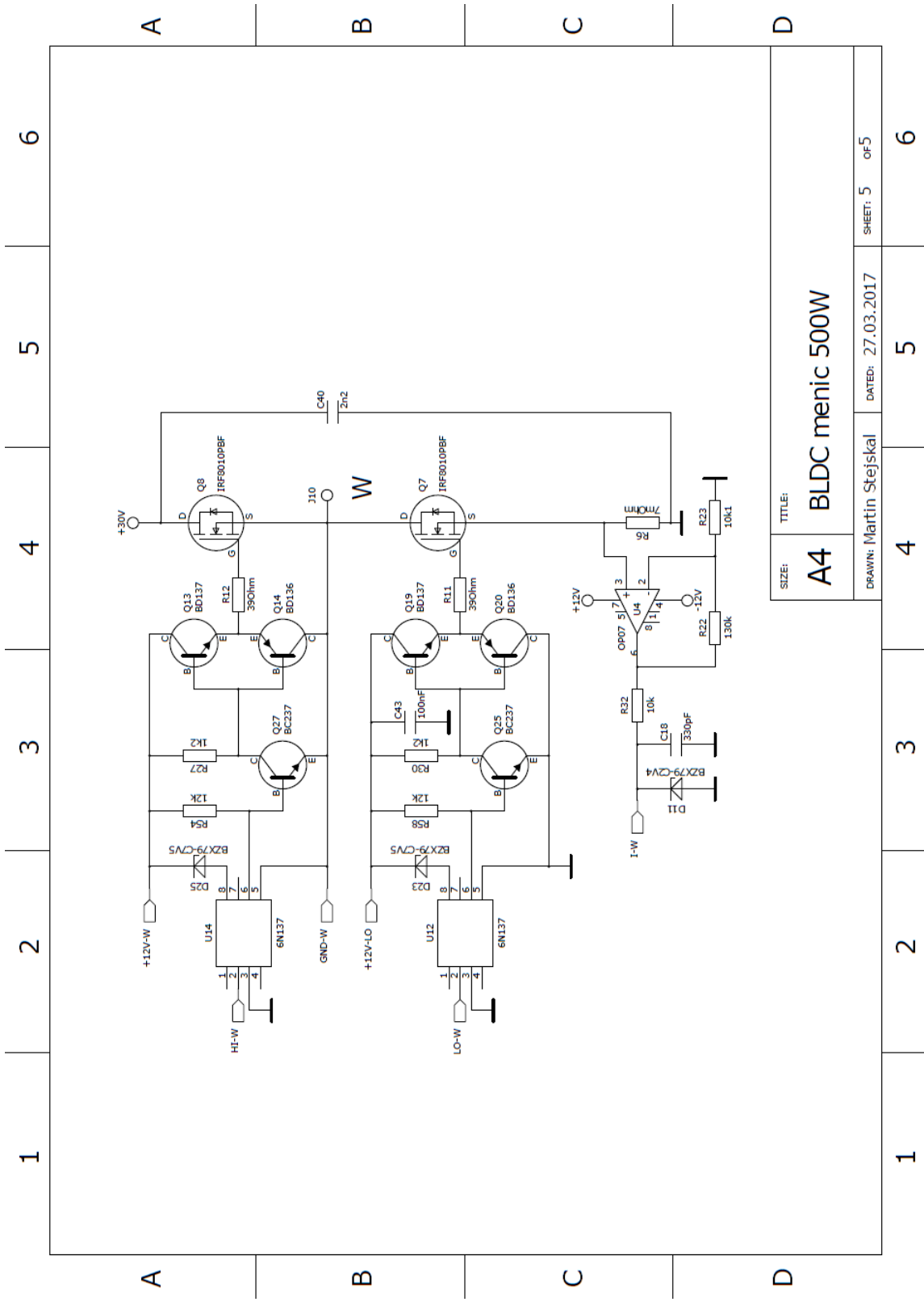
SIZE:	TITLE:
A4	BLDC menic 500W
DRAWN: Martin Stejskal	DATED: 27.03.2017
4	5
1	6
SHEET: 2 of 5	



SIZE:	A4					TITLE:	BLDC menic 500W				
DRAWN:	Martin Stejskal		DATED:	27.03.2017		SHEET:	3		of 5		



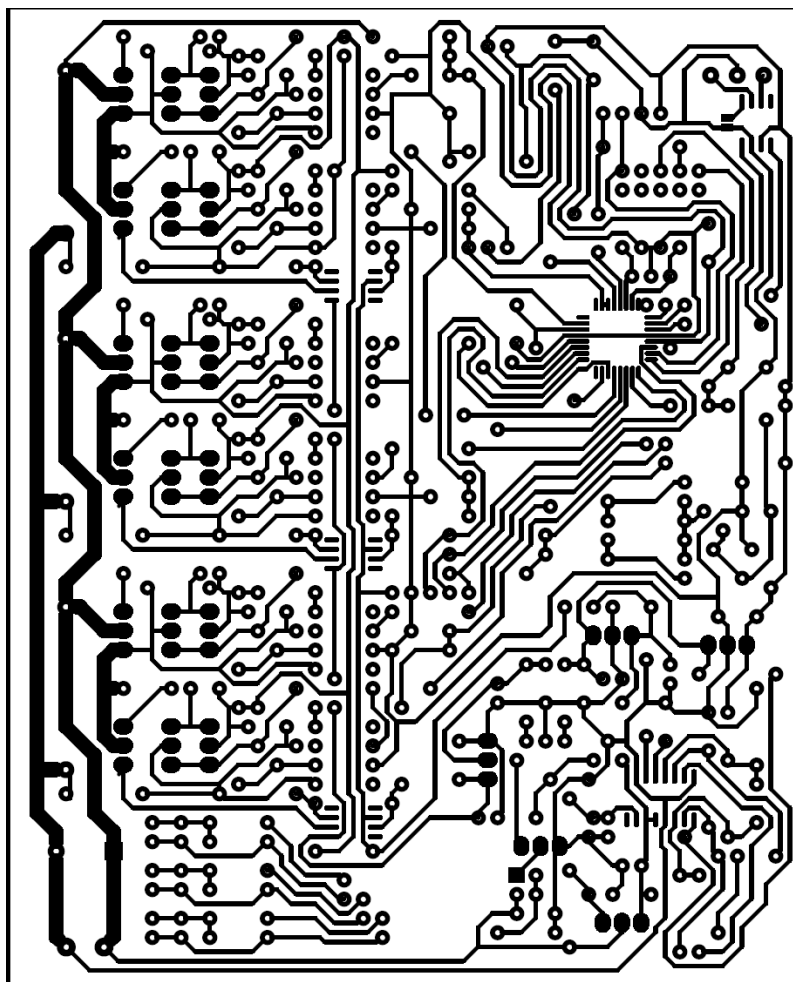
SIZE:	A4					TITLE:	BLDC menic 500W				
DRAWN:	Martin Stejskal					DATED:	27.03.2017				
SHEET:	4					OF:	5				



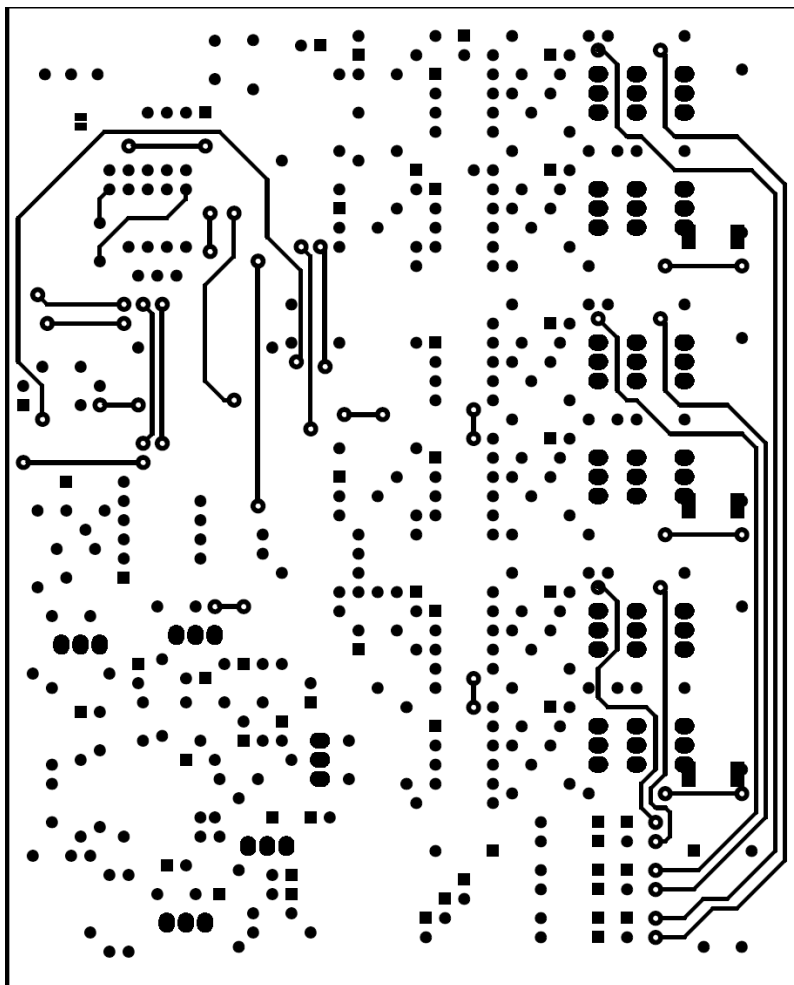
SIZE:	TITLE:				
A4	BLDC menic 500W				
DRAWN: Martin Stejskal	DATED: 27.03.2017	SHEET: 5	OF 5		

Příloha B – Výrobní dokumentace k desce plošných spojů

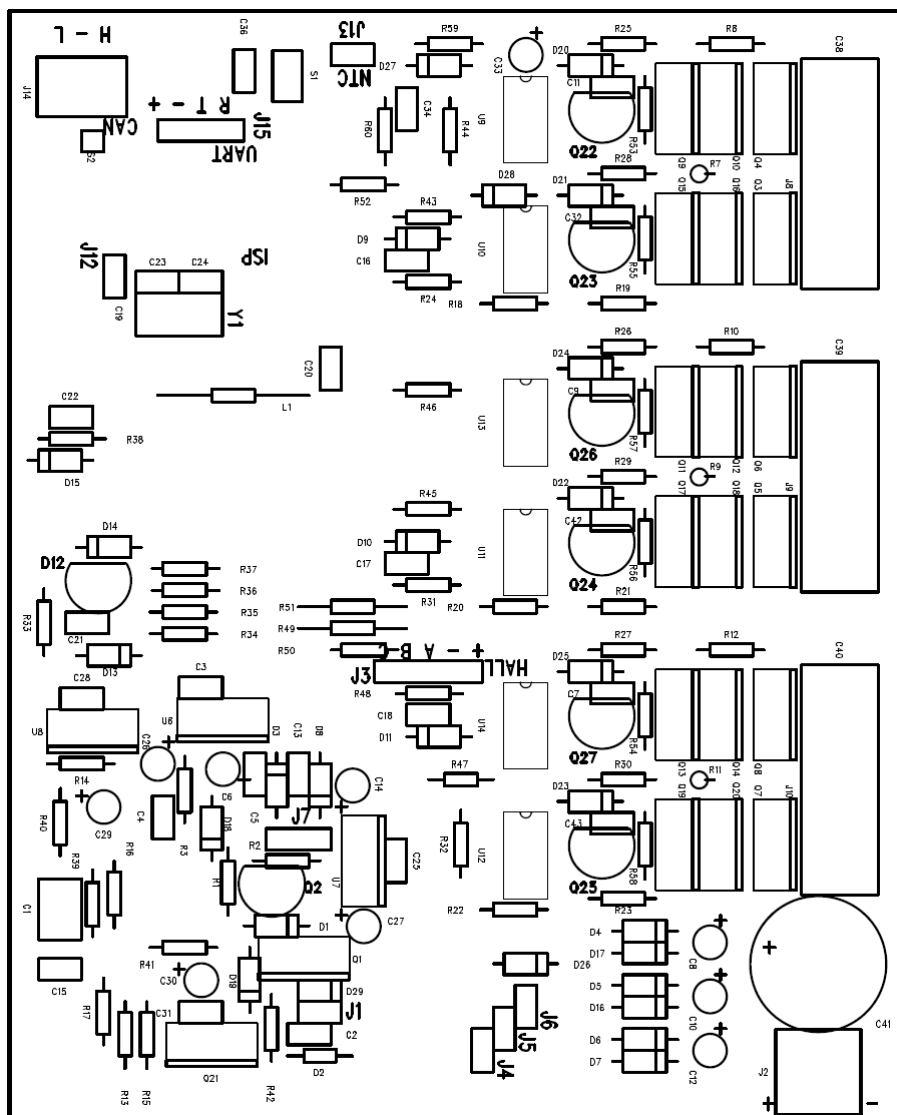
Rozměry plošného spoje jsou 130 mm x 105 mm. Měřítko motivů PDS je M 1:1.



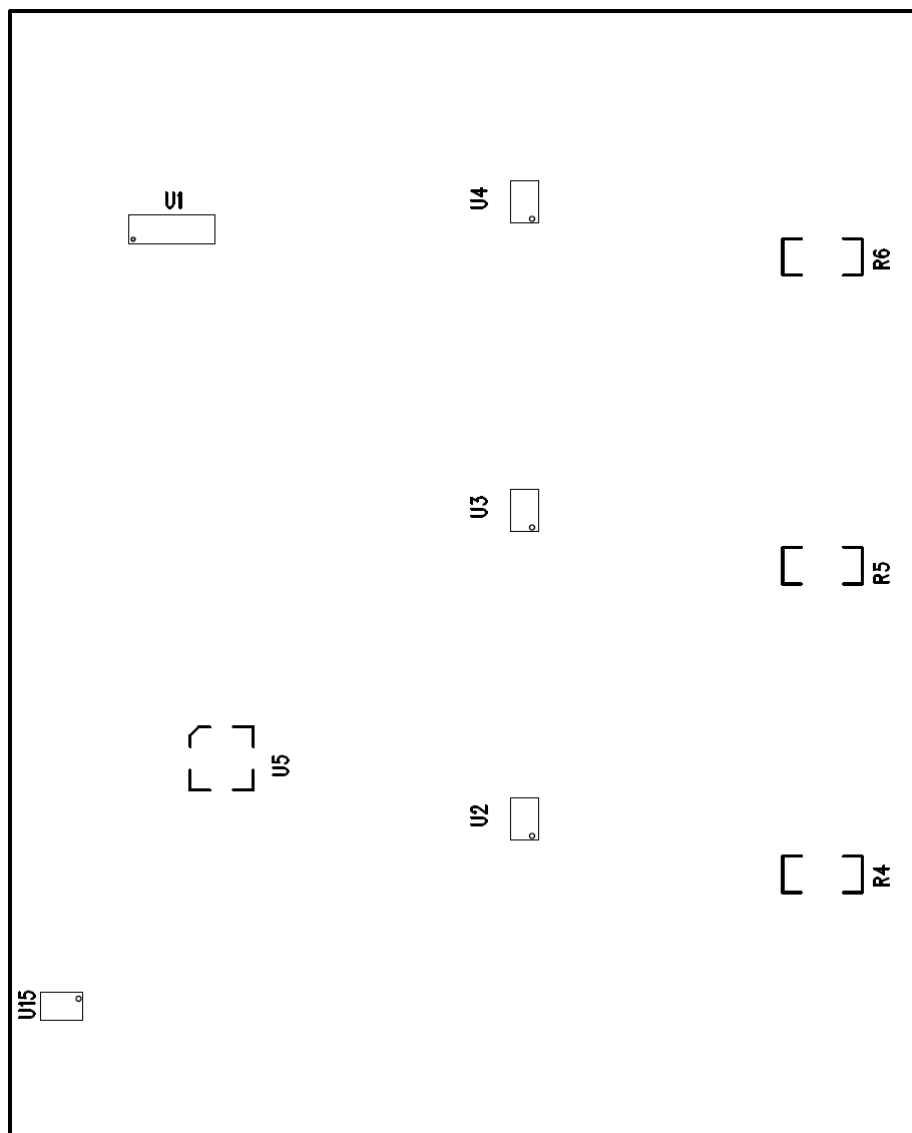
Obr. 27 - Motiv DPS - spodní strana



Obr. 28 - Motiv DPS - horní strana



Obr. 29 - Osazovací plán - horní strana



Obr. 30 - Osazovací plán - spodní strana

Příloha C – Rozpis součástek

Tab. 5 - Rozpis součástek

Označení	Hodnota / typ	Počet	Pouzdro	Poznámka
C1	1uF	1	Rozteč 5 mm	Svitkový kondenzátor
C2, C3, C5, C7, C9, C11, C13, C15, C19-C22, C25, C28, C31-C32, C42-C43	100nF	18	Rozteč 5 mm	Keramický kondenzátor
C4	560pF	1	Rozteč 5 mm	Keramický kondenzátor
C16-C18	100pF	3	Rozteč 5 mm	Keramický kondenzátor
C34, C36	1nF	2	Rozteč 5 mm	Keramický kondenzátor
C38-C40	2n2	3	Rozteč 21,6 mm	Svitkový kondenzátor, bezpečnostní zřída X2
C23, C24	30pF	2	Rozteč 2,54 mm	Keramický kondenzátor, neosazovat pokud je osazen tří-vývodový rezonátor Y1
C6, C30	100uF, 16V	2	Rozteč 2,54 mm	Elektrolytický kondenzátor
C10, C12, C14, C26, C27, C29, C8, C33	10uF, 16V	8	Rozteč 2,54 mm	Elektrolytický kondenzátor
C41	1000uF, 63V	1	Rozteč 7,6 mm	Elektrolytický kondenzátor
D1, D3-D6, D8, D13-D15	1N4148	9	Rozteč 7,6 mm	Usměřňovací dioda
D18, D26	1N4007	2	Rozteč 7,6 mm	Usměřňovací dioda
D29	UF4007	1	Rozteč 2,54 mm	Rychlá usměřňovací dioda
D7, D16-D17, D28	BZV85-C15	4	Rozteč 7,6 mm	Zenerova dioda
D9-D11, D27	BZX79-C2V4	4	Rozteč 7,6 mm	Zenerova dioda
D20-D25	BZX79-C7V5	6	Rozteč 7,6 mm	Zenerova dioda
D19	BZV85-C12	1	Rozteč 7,6 mm	Zenerova dioda
D2	P6KE180CA	1	Rozteč 7,6 mm	Transil 180 V
D12	LM336-2,5	1	TO92	Napěťová reference
J12	MLW10	1		ISP konektor
J2	ARK210/2	1		Napájení měniče
J14	CPP3.5/3	1		CAN bus
J1, J4-J6, J7		4		Vývody vinutí impulzního transformátoru
J13		1		Drátové připojení NTC termistoru B57164K0104K000
J15		1		Kolíková lišta, rozhraní UART
J3		1		Připojení Hallových sond motoru
J8-10		3		Připojení vinutí motoru
L1	10uH	1	Rozteč 17,8 mm	Axiální tlumivka

Označení	Hodnota / typ	Počet	Pouzdro	Poznámka
Q1, Q21	IRF730	2	TO220	
Q3-Q8	IRF8010PBF	6	TO220	
Q9, Q11, Q13, Q15, Q17, Q19	BD137	6	TO126	
Q22-Q27	BC237	6	TO92	
Q10, Q12, Q14, Q16, Q18, Q20	BD136	6	TO126	
Q2	BC557	1	TO92	
R1	1k	1	Rozteč 10,2 mm	
R2	25Ω	1	Rozteč 10,2 mm	
R3, R13, R17	47k	3	Rozteč 10,2 mm	
R4-R6	7mΩ	3	SMD 2512	Typ: LRP12FTWRR007
R8, R10, R12	39Ω	6	Rozteč 10,2 mm	
R7, R9, R11	39Ω	6	Rozteč 2,54 mm	
R15, R34, R36, R49-R51	4,7k	4	Rozteč 10,2 mm	
R49, R51	4,7k	2	Rozteč 12,7 mm	
R21, R23, R19	10,1k	3	Rozteč 10,2 mm	
R24, R31-R32, R38, R40	10k	5	Rozteč 10,2 mm	
R29-R30, R25-R28	1,2k	6	Rozteč 10,2 mm	
R35, R37		2		Neosazovat
R14	20k	1	Rozteč 10,2 mm	
R33	2,7k	1	Rozteč 10,2 mm	
R39	33k	1	Rozteč 10,2 mm	
R16	1M	1	Rozteč 10,2 mm	
R41	11k	1	Rozteč 10,2 mm	
R42	18k	1	Rozteč 10,2 mm	
R43-R46, R48	330Ω	5	Rozteč 10,2 mm	
R47	330Ω	1	Rozteč 7,6 mm	
R18, R22, R20	130k	3	Rozteč 10,2 mm	
R52	2,2k	1	Rozteč 10,2 mm	
R53-R58	12k	6	Rozteč 10,2 mm	
R59	470k	1	Rozteč 10,2 mm	
R60	24k	1	Rozteč 10,2 mm	
S1	TC-0120-Y	1		
S2		1		Neosazovat
U1	TL494	1	SO16	Řídicí obvod spínaného zdroje
U2-U4	OP07	3	SO8	Přesný operační zesilovač
U5	ATmega32M1	1	TQFP32	Mikrokontrolér
U6	7812	1	TO220	Stabilizátor kladného napětí
U8	7805	1	TO220	Stabilizátor kladného napětí

Označení	Hodnota / typ	Počet	Pouzdro	Poznámka
U7	7912	1	TO220	Stabilizátor záporného napětí
U9-U14	6N137	6	DIL8	Optočlen
U15	TJA1050T/CN	1	SO8	CAN transceiver
Y1	16MHz	1		Rezonátor, pro dvou-vývodové verze osadit C23 a C24

Uvedený materiál lze zakoupit u distributorů elektronických součástek, např. GME (www.gme.cz), TME (www.tme.eu/cz/) nebo Mouser (cz.mouser.com).

Příloha D – Komunikační příkazy, parametry a příklady komunikace

Tab. 6 - Seznam příkazů a jejich parametrů

Požadavek	Parametr [bajt]	Odpověď [bajt]	Popis
0	-	1	Čtení CAN ID (pouze pro UART rozhraní)
1	-	1	Čtení proudu tekoucího motorem, v [A], vynásobeno 10 (100 = 10A)
2	-	1	Čtení elektrických otáček v [ot/s]
3	-	1	Čtení hodnoty napájecího napětí ve [V]
4	-	1	Čtení teploty chladiče ve [°C], znaménkový bajt
5	-	1	Čtení zesílení proudového regulátoru
6	-	1	Čtení časové konstanty proudového regulátoru
7	-	1	Čtení zesílení otáčkového regulátoru
8	-	1	Čtení časové konstanty otáčkového regulátoru
10	-	1	Čtení stavu měniče (0 = STOP – motor vypnut, 1 = RUN – motor regulován podle nastavení, 2 = ERROR – více informací na adrese 11)
11	-	1	Čtení chybového registru, nejnižší bit značí chybu napájení, další bit značí přehřátí měniče
12	-	1	Čtení směru otáčení
100	1	-	Nastaví počet elektrických otáček v [ot/s]
101	1	-	Směr otáčení, rozlišuje se pouze nula a jiná hodnota
110	1	-	Nastavení CAN ID, rozsah 1 až 254, hodnotu 0 měnič ignoruje, hodnota 255 značí konec komunikace (pouze pro UART rozhraní)
111	1	-	Nastavení zesílení proudového regulátoru
112	1	-	Nastavení časové konstanty proudového regulátoru
113	1	-	Nastavení zesílení otáčkového regulátoru
114	1	-	Nastavení časové konstanty otáčkového regulátoru
120	1	-/1	Nastavení stavu měniče (0 = STOP – motor vypnut, 1 = RUN – motor regulován podle nastavení, 2 = ERROR – více informací na adrese 11), pokud je zapisována jiná hodnota vrací chybu
200	1	-/1	Uložení nastavení do EEPROM, ukládá se CAN ID a nastavení regulátorů, jako parametr musí být nastaven EEPROM klíč (123) jinak vrací chybu (pouze pro UART rozhraní)
123	-	-	Klíč pro uložení hodnot do interní EEPROM (pouze pro UART rozhraní)
255	-	-	Symbol ukončení komunikace (pouze pro UART rozhraní)
254	-	-	Symbol chyby požadavku nebo jeho parametru

Tab. 7 - Příklady komunikace s měničem pomocí UART rozhraní

Požadavek	Odpověď	Popis
0, 255	150, 255	Měnič používá CAN ID = 150
3, 255	36, 255	Napájecí napětí má hodnotu 36V
10, 255	2, 255	Měnič je v chybovém stavu
11, 255	3, 255	Důvod chyby – měnič je přehřátý a napájení je mimo dovolený rozsah
120, 1, 255	255	Přechod do RUN režimu (spuštění regulace a připojení motoru)
120, 5, 255	254, 255	Chyba komunikace – nesprávný argument
200, 123, 255	255	Parametry měniče budou uloženy do interní EEPROM
200, 100, 255	254, 255	Chyba komunikace – nesprávný klíč EEPROM
15, 255	254, 255	Chyba komunikace – nepodporovaný příkaz

Poznámka: číselné hodnoty značí decimální vyjádření jednoho bajtu.

Tab. 8 - Příklady komunikace s měničem pomocí CAN rozhraní

Požadavek	Odpověď	Popis
10, 2	150, 147	Rotor motoru se otáčí rychlostí 147 (elektrických) ot/s
10, 3	150, 42	Napájecí napětí má hodnotu 42V
10, 10	150, 2	Měnič je v chybovém stavu
10, 11	150, 1	Důvod chyby – měnič je přehřátý
10, 120, 1	-	Přechod do RUN režimu (spuštění regulace a připojení motoru)
10, 120, 5	150, 254	Chyba komunikace – nesprávný argument
10, 15	150, 254	Chyba komunikace – nepodporovaný příkaz

Poznámka: „požadavek“ a „odpověď“ značí datovou část CAN zprávy. Číselné hodnoty značí decimální vyjádření jednoho bajtu. V uvedených příkladech má řídicí jednotka ID = 10 a měnič ID = 150.