

UNIVERZITA PARDUBICE

DOPRAVNÍ FAKULTA JANA PERNERA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

2020

Martin Hladík

Univerzita Pardubice
Dopravní fakulta Jana Pernera

Návrh modulu s rozhraním CAN pro řízení otáček stejnosměrných motorů

2020

Martin Hladík

Univerzita Pardubice
Dopravní fakulta Jana Pernera
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Martin Hladík**
Osobní číslo: **D17760**
Studijní program: **B3709 Dopravní technologie a spoje**
Studijní obor: **Elektrotechnické a elektronické systémy v dopravě**
Téma práce: **Návrh modulu s rozhraním CAN pro řízení otáček stejnosměrných motorů**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací techniky v dopravě**

Zásady pro vypracování

Bakalářská práce se bude zabývat vývojem modulu pro řízení otáček stejnosměrných motorů ve vozidlech zemědělské techniky. Součástí práce bude návrh HW a vytvoření SW pro použitý mikrokontrolér. Vytvořený modul bude s vozidlem komunikovat přes sběrnici CAN. Na závěr prakticky ověřte funkci vytvořeného modulu.

Doporučený postup:

1. Stanovení požadavků na funkci modulu.
2. Výběr vhodných hardwarových komponent, návrh el. zapojení a DPS modulu.
3. Vytvoření softwaru pro mikrokontrolér použitý v modulu.
4. Praktické ověření funkce modulu.

Rozsah pracovní zprávy:
Rozsah grafických prací:
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná**

Seznam doporučené literatury:

1. PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. Výkonová elektronika. Vyd. 3., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03626-6.
2. ZÁHLAVA, Vít. Návrh a konstrukce desek plošných spojů: principy a pravidla praktického návrhu. Praha: BEN – technická literatura, 2010. ISBN 9788073002664.
3. BALÁTĚ, Jaroslav. Automatické řízení. 2. vydání. BEN – technická literatura, 2004. ISBN 978-80-7300-148-3.
4. VOSS, Wilfried. *A comprehensible guide to controller area network*. Greenfield: Cooperhill Technologies Corporation, 2005, 150 s. ISBN 0976511606.
5. Podklady poskytnuté vedoucím práce.
6. Datasheety a aplikační poznámky výrobců komponent.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Zdeněk Mašek, Ph.D.**
Katedra elektrotechniky, elektroniky a zabezpečovací
techniky v dopravě

Datum zadání bakalářské práce: **21. února 2020**

Termín odevzdání bakalářské práce: **1. června 2020**

L.S.

doc. Ing. Libor Švadlenka, Ph.D.
děkan

Ing. Dušan Čermák, Ph.D.
vedoucí katedry

Prohlašuji:

Tuto práci jsem vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze 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, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 7/2019 Pravidla pro odevzdávání, zveřejňování a formální úpravu závěrečných prací, ve znění pozdějších dodatků, bude práce zveřejněna prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 25. 05. 2020

Martin Hladík

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce, Ing. Zdeňku Maškovi Ph.D., za velmi přínosné informace nejen během konzultací při tvorbě bakalářské práce, ale i v celém průběhu mého studia. Tato spolupráce mi byla obrovským přínosem.

Dále bych rád poděkoval Ing. Radku Joudalovi za návrh a provedení zapouzdření zařízení.

V neposlední řadě své rodině za neskutečnou trpělivost a toleranci během mého studia.

ANOTACE

Tato bakalářská práce se zabývá vývojem, realizací a ověřením funkce modulu řízení otáček stejnosměrného motoru s permanentními magnety. Jako komunikační rozhraní mezi hlavní řídicí jednotkou a modulem je sběrnice CAN. Modul bude přijímat zprávu s požadovanými otáčkami, regulovat otáčky motoru a jako zpětnou vazbu odesílat aktuální provozní hodnoty.

KLÍČOVÁ SLOVA

Motor, CAN, Regulace, Mikroprocesor, Měnič

TITLE

Development of DC motor speed controller with CAN interface

ANNOTATION

This bachelor thesis deals with the development, implementation and testing of the speed control module of a DC motor with permanent magnets. The CAN bus is the communication interface between the main control unit and the module. The module will receive a message with the required speed, control the motor speed and send the current operating conditions as a feedback.

KEYWORDS

Motor, CAN, Control, Microprocessor, Converter

OBSAH

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK.....	10
ÚVOD.....	13
1. Teorie stejnosměrných motorů a jejich řízení.....	15
1.1 Úvod.....	15
1.1.1 Indukované napětí.....	16
1.1.2 Točivý moment motoru.....	16
1.2 Matematický model stejnosměrného motoru.....	17
2. Stejnosměrné měniče napětí.....	19
2.1 Blokové schéma měniče.....	19
2.1.1 Snižující měnič s aktivní zátěží.....	20
2.1.2 Nepřerušovaný proud.....	22
2.1.3 Přerušovaný proud.....	23
2.1.4 Mezní hodnota přerušovaného proudu a zvlnění proudu.....	24
2.1.5 Zvyšující měnič s aktivní zátěží.....	26
3. Požadavky na vyvíjené zařízení.....	29
3.1 Mechanické provedení.....	29
3.2 Hardware.....	29
4. Návrh Hardware.....	31
4.1 Blokové schéma.....	31
4.2 Motor.....	33
4.3 Spínací tranzistory.....	34
4.4 Motor driver.....	35
4.4.1 Popis použitého driveru.....	36
4.4.2 Zapojení spínacích tranzistorů.....	38
4.4.3 Proudové omezení.....	39
4.4.4 Budiče MOSFET tranzistorů.....	41
4.4.5 Volba spínací frekvence.....	42
4.4.6 Zvlnění napětí.....	44
4.4.7 Volba proudu do gate tranzistorů.....	47
4.4.8 Volba snímacího rezistoru.....	50
4.5 DC/DC měnič.....	52
4.6 Výpočet výkonových ztrát a oteplení výkonových tranzistorů.....	55
4.6.1 Výpočet spínacích ztrát.....	56

4.6.2	Výpočet ztrát propustným proudem.....	57
4.6.3	Výpočet oteplení	61
4.6.4	Umístění chladiče.....	66
4.7	Návrh zapouzdření a DPS	67
4.7.1	Zapouzdření.....	67
4.7.2	DPS	70
4.8	Zkoušky oteplení	72
4.8.1	Úvod.....	72
4.8.2	Metodika měření	73
4.8.3	Výsledky měření	76
5.	Návrh regulátoru otáček.....	85
5.1	Model stejnosměrného motoru	85
5.2	Identifikace regulované soustavy	86
6.	Ověření funkce.....	91
6.1	Porovnání reálného chování regulátoru se simulací.....	91
6.2	Reakce na skokovou změnu zatížení motoru	93
6.3	Reálné dávkování osiva	94
7.	Software	95
7.1	Základní popis funkce	95
7.2	Popis hlavní smyčky programu	96
7.3	Popis periférií a přerušení.....	101
7.3.1	Měření otáček.....	101
7.3.2	Generování PWM.....	103
7.3.3	Měření proudu motoru	104
7.3.4	PSD regulátor	105
7.3.5	CAN komunikační rozhraní	108
	ZÁVĚR	110
	POUŽITÁ LITERATURA	111
	PŘÍLOHY	113

SEZNAM ILUSTRACÍ A TABULEK

Obrázek 1: Motor s permanentními magnety (a), s budícím vinutím (b) [1]	15
Obrázek 2: Náhradní schéma stejnosměrného motoru [2].....	17
Obrázek 3: Blokové schéma DC měniče napětí	19
Obrázek 4: Snižující měnič, spínač S sepnut	20
Obrázek 5: Snižující měnič, spínač S rozepnut	20
Obrázek 6: Průběhy proudů přerušovaného, nepřerušovaného [4].....	21
Obrázek 7: Průběhy při nepřerušovaném proudu [5].....	22
Obrázek 8: Průběhy při přerušovaném proudu [5]	23
Obrázek 9: Mezní proud, zvlnění proudu [1]	24
Obrázek 10: Velikost zvlnění proudu v závislosti na střídě [1].....	25
Obrázek 11: Zvyšující měnič, spínač S sepnut	26
Obrázek 12: Zvyšující měnič, spínač S rozepnut	26
Obrázek 13: Průběhy proudu přerušovaného a nepřerušovaného [4].....	27
Obrázek 14: Blokové schéma zařízení.....	31
Obrázek 15: Parametry výkonového tranzistoru [8].....	34
Obrázek 16: Blokové schéma DRV 8701 [9]	37
Obrázek 17: Zapojení driveru jako Half-Bridge [9]	38
Obrázek 18: Snímací rezistor [9]	39
Obrázek 19: Průběhy při proudovém omezení [9].....	40
Obrázek 20: Velikost zvlnění proudu 1,44 A. Zatížený motor, střída 50 %, spínací frekvence 13 330 Hz.....	42
Obrázek 21: Velikost zvlnění proudu 480 mA, nezatížený motor, spínací frekvence 13 330 Hz	43
Obrázek 22: Velikost zvlnění proudu 2,48 A, zatížený motor, střída 50 %, spínací frekvence 6 667 Hz.....	43
Obrázek 23: Velikost zvlnění proudu 940 mA, nezatížený motor, spínací frekvence 6 667 Hz	43
Obrázek 24: Zvlnění napětí při rozepnutí tranzistoru	46
Obrázek 25: Vliv kapacit na průběh spínání tranzistoru [9].....	47
Obrázek 26: Výstupy driveru [9]	47
Obrázek 28: Vzestupná hrana na gate N-MOSFETu při 100 mA činí 230 ns.....	49
Obrázek 27: Sestupná hrana na gate N-MOSFETu při 100 mA činí 290 ns.....	49
Obrázek 30: Vzestupná hrana na gate N-MOSFETu při 150 mA činí 115 ns.....	49
Obrázek 29: Sestupná hrana na gate N-MOSFETu při 150 mA činí 190 ns.....	49
Obrázek 31: Základní zapojení DC měniče [11]	53
Obrázek 32: Vnitřní zapojení driveru měniče napětí [11]	54
Obrázek 33: Průběhy spínání výkonových spínačů [12]	55
Obrázek 34: Průběh proudu fáze 1	57
Obrázek 35: Průběh proudu fáze 2	57
Obrázek 36: Průběh proudu fáze 3	58
Obrázek 37: Průběh proudu fáze 4	58
Obrázek 38: Projev doby <i>t_{dead}</i>	60
Obrázek 39: Detail doby <i>t_{dead}</i> na svorkách motoru.....	60
Obrázek 40: Náhradní schéma tepelného okruhu [15]	61
Obrázek 41: Umístění horních a dolních tranzistorů	62

Obrázek 42: Rozmístění teplot a tepelných odporů PCB	64
Obrázek 43: Umístění chladiče na povrchu součástky [13]	66
Obrázek 44: Umístění chladiče na DPS [13]	66
Obrázek 45: Model řešení zapouzdření	68
Obrázek 46: Zalití do pružné hmoty	69
Obrázek 47: Vložení DPS do formy pro finální zalití	69
Obrázek 48: Finální výrobek	69
Obrázek 49: Strana BOT plošného spoje.....	70
Obrázek 50: Strana TOP plošného spoje	70
Obrázek 51: Kompletně osazený plošný spoj.....	71
Obrázek 52: Umístění chladiče-strana BOT	71
Obrázek 53: Umístění chladiče-pohled ze strany	71
Obrázek 54: Měřicí řetězec	73
Obrázek 55: Ovládací panel vytvořený v PCAN Explorer6.....	74
Obrázek 56: Snímek z měření.....	75
Obrázek 57: Snímek z měření.....	75
Obrázek 58: Fotografie Varianty 1, 2 a 3	76
Obrázek 59: Fotografie regulátoru s popisem.....	78
Obrázek 60: Snímek vrstva TOP	78
Obrázek 61: Snímek vrstva BOT	78
Obrázek 62: Rozvržení umístění teplotních senzorů	80
Obrázek 63: Reálné umístění teplotních senzorů	80
Obrázek 64: Finální provedení první fáze zalití	80
Obrázek 65: Měřicí místa horní	82
Obrázek 66: Měřicí místa dolní	82
Obrázek 67: Průběh měření oteplení	84
Obrázek 68: Model stejnosměrného motoru [2]	85
Obrázek 69: Odezva otáček regulované soustavy	87
Obrázek 70: Průběh skutečných otáček a otáček z identifikovaného modelu.....	88
Obrázek 71: Model regulační smyčky	88
Obrázek 72: PID autotuner	89
Obrázek 73: Výstup simulace regulátoru.....	89
Obrázek 74: Blokové zobrazení periférií mikrokontroléru.....	95
Obrázek 75: Vývojový diagram.....	97
Obrázek 76: Diagram smyčky Main	98
Obrázek 77: Diagram načtení ADC	98
Obrázek 78: Diagram odeslání CAN	99
Obrázek 79: Diagram regulační smyčky	99
Obrázek 80: Diagram nulových otáček	100
Obrázek 81: Nastavení časovače	101
Obrázek 82: Vnější konfigurace časovače.....	101
Obrázek 83: Časový průběh režimu Counter.....	102
Obrázek 84: Vnější konfigurace časovačů.....	103
Obrázek 85: Konfigurace PWM	103
Obrázek 86: Průběh proudu a spuštění ADC.....	104
Obrázek 87: Formát přijímaných dat	108
Obrázek 88: Formát odesílaných dat	109

Obrázek 89: Nastavení filtrování ID.....	109
Tabulka 1: Technické údaje motoru [6].....	33
Tabulka 2: Možné varianty proudu do gate [9]	48
Tabulka 3: Krajiní mezní hodnoty chybovosti při měření proudu.....	51
Tabulka 4: Proudová spotřeba	52
Tabulka 5: Potřebné údaje pro výpočet ztrát a oteplení.....	56
Tabulka 6: Výkonová ztráta tranzistorů.....	59
Tabulka 7: Údaje pro výpočet oteplení tranzistoru [8]	62
Tabulka 8: Porovnání teplot.....	65
Tabulka 9: Použitá zařízení při měření	74
Tabulka 10: Naměřené teploty. Hodnoty v °C	76
Tabulka 11: Naměřené hodnoty teplot. Hodnoty v °C	78
Tabulka 12: Tabulka ustálených teplot.....	80
Tabulka 13: Popis měřících míst	83
Tabulka 14: Přehled periférií - časovač	96
Tabulka 15: Přehled periférií - A/D převodník.....	96
Tabulka 16: Přehled periférií - D/A převodník.....	96
Tabulka 17: Přehled periférií – CAN.....	96
Tabulka 18: Hodnoty otáček motoru a capture registru	102
Tabulka 19: Popis PSD inicializace.....	106
Tabulka 20: Popis funkce PSD regulátoru.....	107
Tabulka 21: Příloha-struktura přijímaných dat.....	113
Tabulka 22: Příloha-struktura odesílaných dat.....	113

ÚVOD

Tato práce se zabývá vývojem modulu pro řízení otáček výsevních motorů secích strojů. Výsevní motor společně s výsevním ústrojím, tvoří jednu z nejdůležitějších částí secího stroje. Úkolem secích strojů je v krátkých agronomických lhůtách zapravit osivo do země. Důležitá je kvalita uložení osiva a přesnost dávkování. Přesností se rozumí rovnoměrnost a požadované množství osiva vysetého na hektar.

Kvalita uložení osiva závisí především na mechanických vlastnostech stroje ovlivňující:

- kopírování povrchu pole v celé šíři stroje,
- stejnou hloubku uložení osiva,
- přesnou rozteč secích botek.

U pneumatického secího stroje závisí kvalita uložení osiva na vzduchotechnice, která ovlivňuje:

- rovnoměrnost dávkování mezi jednotlivými secími botkami,
- maximální možné dávky osiva.

Přesnost dávkování osiva je závislá na výsevním ústrojí, které má za úkol:

- reagovat na změnu rychlosti stroje a na změny požadované dávky,
- zajistit plynulost dávkování osiva.

Pohonem výsevního ústrojí je elektromotor. Množství osiva, které je schopné výsevní ústrojí dávkovat během jedné otáčky, je dáno objemem výsevního rotoru (válečku), který je vyměnitelný a je přímo spojen s převodovkou motoru.

Po zvolení vhodného výsevního válečku, se provede tzv. kalibrace, po jejímž dokončení řídicí jednotka dostane informaci o tom, kolik motor vykoná otáček pro aplikaci 1 kg osiva.

Přesnou korekci dávkování zajišťuje elektromotor, který změnou svých otáček reaguje na změnu rychlosti stroje, vypnutí či zapnutí výsevu, snížení dávky při vypnutí poloviny záběru stroje apod.

O celý chod secího stroje se stará hlavní řídicí jednotka. Ta je vybavena silovými výstupy, ale nejsou vhodné pro řízení otáček motoru a skýtají následující omezení:

- proudové limity výstupů,
- nízká frekvence spínání,
- u některých jednotek nutnost použití externích součástek (antiparalelní diody).

Proto, abychom mohli ovládat otáčky výsevních motorů, bylo tedy nutné najít na trhu vhodný motorový modul s dostatečnou odolností a možností řízení přes CAN komunikační rozhraní.

U výběru jednotky pro řízení motorů jsme se potýkali s jejich nízkým krytím IP, absencí CAN komunikačního rozhraní a vzhledem k použitému elektromotoru malou (max. 1 kHz) spínací frekvencí.

Vznikla proto myšlenka na vytvoření vlastního motorového modulu. Výhoda vlastního řešení odbourává jistá omezení, která by byla u komerčně dostupného zařízení. Zejména mít SW i HW plně pod kontrolou a být připraveni pro případné úpravy, vylepšení či rozšíření. To s sebou ale nese jistou zodpovědnost za správnost a funkčnost zařízení.

Během studia jsem byl stále více přesvědčen o možnosti kvalitní a odborné konzultace v problematice řízení elektromotorů.

Ve všech dále použitých vztazích se předpokládají jednotky SI soustavy. V případě, že tomu tak není, jednotky jsou uvedeny v hranatých závorkách.

1. Teorie stejnosměrných motorů a jejich řízení

1.1 Úvod

Stejnosemřné motory byly nejpoužívanějšími pohony, a to zejména z důvodu jejich jednoduchého řízení otáček a momentu motoru.

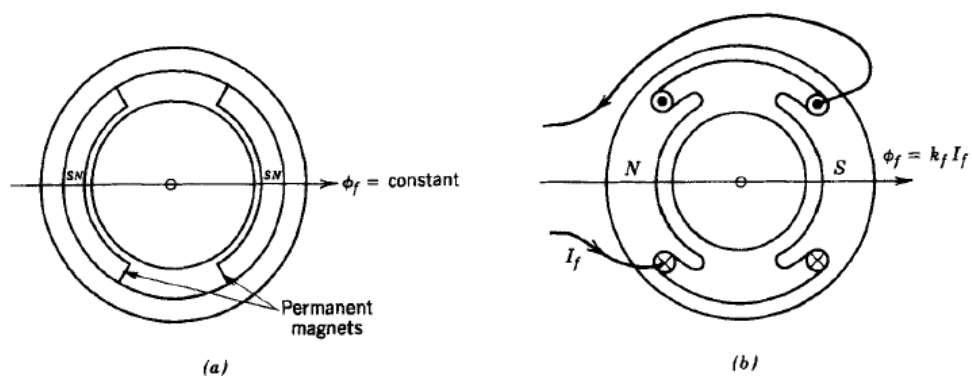
S nástupem rozvíjející se elektroniky, využívání mikroprocesorů, dostupností polovodičových prvků a jejich aplikací pro řízení pohonů, se začaly do popředí dostávat střídavé pohony. Vzhledem k jednodušší konstrukci střídavých motorů je jejich cena nižší, než je tomu u stejnosměrných motorů a díky cenové dostupnosti elektroniky pro řízení střídavých motorů, se použití těchto motorů stalo výhodnější. Výhoda střídavých motorů oproti stejnosměrným je, že neobsahují komutátor a opotřebitelné kartáče.

Nicméně stejnosměrné motory jsou stále využívány, a to zejména v aplikacích vyžadující menší výkony a využití výhod jednoduchého řízení.

Stejnosemřné motory můžeme rozdělit na motory se satorovým magnetickým polem, tvořeným permanentním magnetem, nebo se satorovým vinutím.

U motoru se satorovým vinutím je třeba pro vytvoření magnetického toku, ve vzduchové mezeře, budící proud, přivedený do satorového vinutí.

V případě stejnosměrného motoru s permanentním magnetem je magnetický tok tvořen těmito magnety a je konstantní.



Obrázek 1: Motor s permanentními magnety (a), s budícím vinutím (b) [1]

1.1.1 Indukované napětí

Budeme-li otáčet kotvou motoru otáčkami n , pak vodiče závitu o délce l se pohybují v magnetickém poli s indukcí B rychlostí v . V případě, že vektor magnetické indukce je kolmý na vektor rychlosti vodiče, dle indukčního zákona se ve vodičích indukuje napětí:

$$u_i = Blv \quad (1.1)$$

Úpravou dostáváme:

$$u_i = Bl\omega_m r \quad (1.2)$$

Uvažujeme-li motor s permanentními magnety, bude B, l, r konstantní a zohledněné v konstantě k_e . Pak můžeme upravit vztah na:

$$u_i = k_e \omega_m \quad (1.3)$$

Kde k_e je konstanta motoru a ω_m otáčky rotoru.

Z rovnice je zřejmé, že indukované napětí je lineárně závislé na otáčkách motoru. Polarita indukovaného napětí je závislá na směru otáčení rotoru.

1.1.2 Točivý moment motoru

Pokud budeme proud i_a přivádět přes komutátor do vinutí rotoru, nacházející se v magnetickém poli o indukcí B , vytvoří se síly F působící na jednotlivé vodiče a tím i točivý moment, jehož směr bude závislý na směru proudu ve vodičích.

Vyjádření momentu:

$$M_{em} = \sum F r \quad (1.4)$$

Úpravou dostaneme:

$$M_{em} = nBi_a l r \quad (1.5)$$

Uvažujeme-li motor s permanentními magnety, bude n, B, l, r konstantní a zohledněné v konstantě k_m . Pak můžeme upravit vztah na:

$$M_{em} = k_m I_a \quad (1.6)$$

Z rovnice je tedy zřejmé, že moment motoru je přímo závislý na kotevním proudu.

1.2 Matematický model stejnosměrného motoru

Pro níže uvedené vyjádření budeme uvažovat některá zjednodušení. Budeme zanedbávat vířivé proudy, rozptylový magnetický tok a úbytky napětí na kartáčích.

Proud tekoucí kotvou vyvolá moment motoru $M_{em}(= k_m i_a)$, který otáčí mechanickou zátěží rychlostí ω_m . V otáčející se kotvě se vzhledem k pohybu vodičů v magnetickém poli, vytváří indukované napětí $u_i = k_e \omega_m$. Napětí zdroje U_1 , které napájí kotvu motoru, působí proti napětí indukovanému u_i a vyvolá tok proudu i_a . Při zohlednění úbytku napětí vlivem odporu a indukčnosti kotvy, můžeme napsat vztah pro kotevní obvod jako: [2]

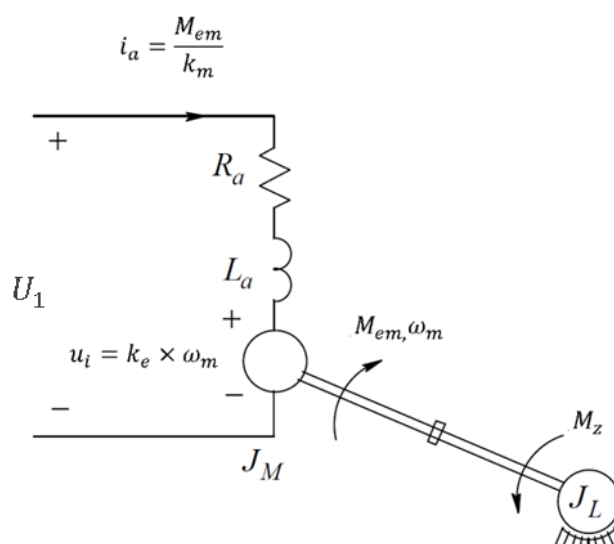
$$U_1 = u_i + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (1.7)$$

Pro velikost proudu i_a v ustáleném stavu platí:

$$I_a = \frac{U_1 - U_i}{R_a} \quad (1.8)$$

Pro otáčky platí:

$$\omega_m = \frac{U_i}{k_e} = \frac{U_1 - R_a I_a}{k_e} \quad (1.9)$$



Obrázek 2: Náhradní schéma stejnosměrného motoru [2]

Z mechanického hlediska vytvořený moment motoru M_{em} překonává zátěžný moment M_z . Výsledkem tohoto působení je změna otáček.

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(M_{em} - M_z) \quad (1.10)$$

Kde J je moment setrvačnosti stejnosměrného motoru a zátěže.

Elektrický a mechanický matematický popis stejnosměrného motoru na sebe mají přímou závislost. Indukované napětí u_i v rovnici (1.8) závisí na mechanických otáčkách ω_m a moment elektromotoru M_{em} na proudu rotoru i_a . [2]

Z těchto závislostí si můžeme vyjádřit statickou mechanickou charakteristiku, která udává závislost úhlové rychlosti ω_m na elektromagnetickém momentu motoru M_{em} při konstantním buzení.

$$\omega_m = \frac{U_1 - R_a \frac{M_{em}}{k_m}}{k_m} = \frac{U_1}{k_m} - \frac{R_a}{k_m^2} M_{em} \quad (1.11)$$

A také statickou rychlostní charakteristiku, udávající závislost úhlové rychlosti ω_m na proudu kotvy I_a .

$$\omega_m = \frac{U_1 - R_a I_a}{k_e} = \frac{U_1}{k_e} - \frac{R_a}{k_e} I_a \quad (1.12)$$

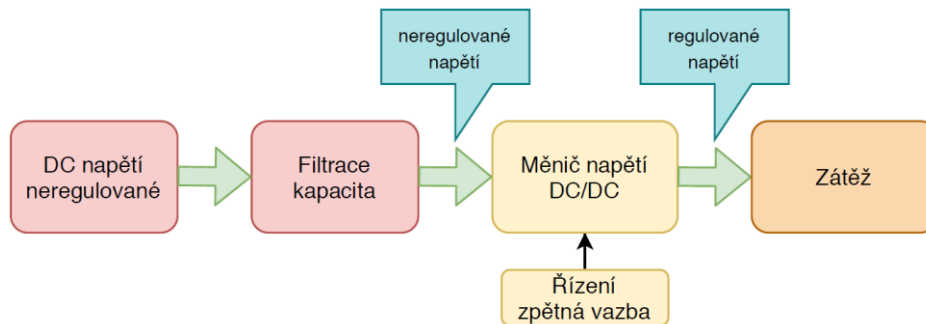
V případě motoru s permanentními magnety, kde $k_m = k_e$ a jejich hodnoty se uvažují konstantní, pak při pohledu na rovnice je zřejmé, že úhlová rychlost naprázdno ω_0 vzrůstá s velikostí napětí kotvy U_{vst} . Se zvyšováním momentu motoru M_{em} bude narůstat rotorový proud I_a a aktuální rychlost ω_m bude klesat na hodnotu nižší než ω_0 . [3]

2. Stejnosemřné měniče napětí

2.1 Blokové schéma měniče

Z předchozí kapitoly je zřejmé, že u motorů s permanentními magnety jsme schopni ovládat otáčky motoru změnou velikosti napětí kotvy a moment motoru velikostí proudu kotvy. Toho se dá docílit použitím stejnosměrných měničů. Stejnosemřné měniče slouží k přeměně stejnosměrné energie o napětí U_{vst} a proudu I_{vst} na výstupní napětí $U_{výst}$ a proud $I_{výst}$.

Této přeměny je docíleno pomocí spínání vstupního napětí. Spínání je zajištěno polovodičovými součástkami, díky tomu můžeme použít i vyšší spínací frekvence. Periodickým spínáním se na připojenou zátěž přivádí pulsní průběh napětí, jehož střední hodnota je říditelná. Výstupní proud je zde odezvou. Vzhledem k možnosti řízení měničů, lze na vstup přivádět i neregulované napětí a na výstupu získáme napětí regulované.



Obrázek 3: Blokové schéma DC měniče napětí

Budeme-li uvažovat o regulaci otáček stejnosměrného motoru, která je předmětem této práce, může se formulace upravit tak, že výstupní napětí je pulsní a jeho střední hodnota je regulována tak, aby motor udržel konstantní otáčky, které jsou závislé na napětí kotvy, v požadovaném rozsahu i při měnící se velikosti vstupního napětí.

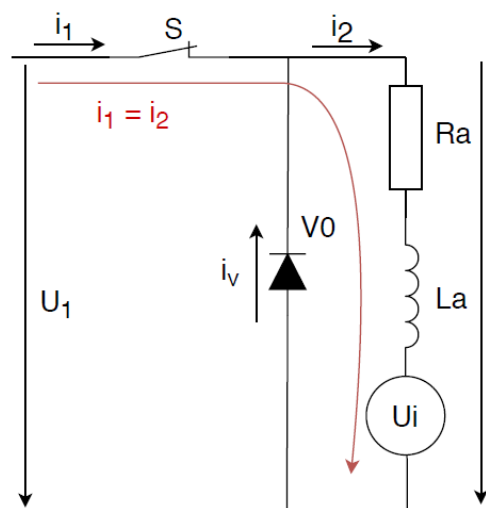
Dále se budu zabývat popisem dvou základních typů měničů:

- snižujícího měniče s aktivní zátěží,
- zvyšujícího měniče s aktivní zátěží.

2.1.1 Snižující měnič s aktivní zátěží

Snižující měnič pro řízení stejnosměrných motorů se dá matematicky přepsat do náhradního zapojení jako měnič s R, L zátěží a zdrojem indukovaného napětí U_i .

Velikost U_i je závislá na otáčkách motoru $u_i = k_e \omega$.



První fáze: Spínač S sepnut.

Sepnutím spínače se obvod uzavře a proud teče do zátěže. Vzniká úbytek napětí na rezistoru a indukčnosti. Proud $i_1 = i_2$.

Vzhledem k indukčnímu charakteru zátěže má proud exponenciální průběh směřující k hodnotě $\frac{U_1 - U_i}{R}$.

Napětí na výstupu $u_2 = U_1$. [4] [5]

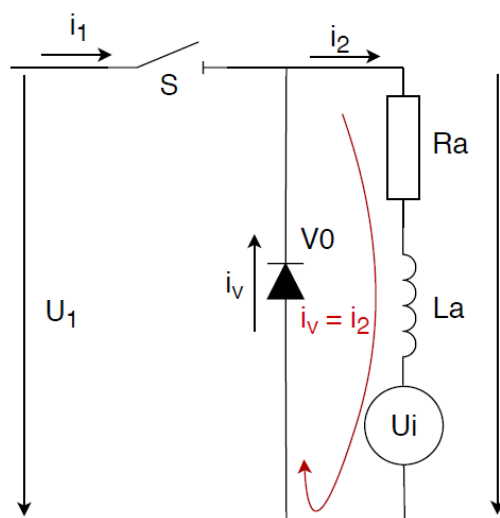
Platí tedy rovnice:

$$u_2 = R_a i_2 + L_a \frac{di_2}{dt} + U_i = U_1 \quad (2.1)$$

Řešením pro počáteční podmínku $i_{2(0)} = I_1$ je:

$$i_2 = \frac{U_1 - U_i}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_1 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.2)$$

Kde $\tau = \frac{L_a}{R_a}$



Druhá fáze: Spínač S rozepnut.

Spínač S se rozepne. Obvod je uzavřen ventilem V0. Díky energii akumulované v indukčnosti proud i_2 zachovává svůj směr. Proud v tuto chvíli začíná exponenciálně klesat k hodnotě $-\frac{U_i}{R_a}$. [4]

[5]

Proud $i_1 = 0$, $i_v = i_2$

Obrázek 5: Snižující měnič, spínač S rozepnut

Platí tedy rovnice:

$$u_2 = R_a i_2 + L_a \frac{di_2}{dt} + U_i = 0 \quad (2.3)$$

Řešení pro počáteční podmínku

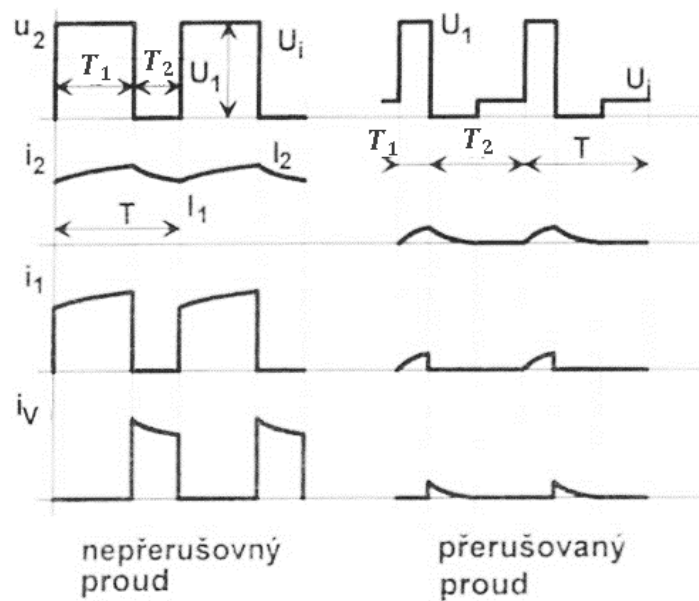
$$i_{2(0)} = I_1$$

$$i_2 = -\frac{U_i}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_1 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.4)$$

$$\text{Kde } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Vzhledem k tomu, že proud neklesá k nule, ale k hodnotě $-\frac{U_i}{R_a}$, mohou nastat dva případy průběhu výstupního proudu. Mluvíme tak o proudu přerušovaném a nepřerušovaném.

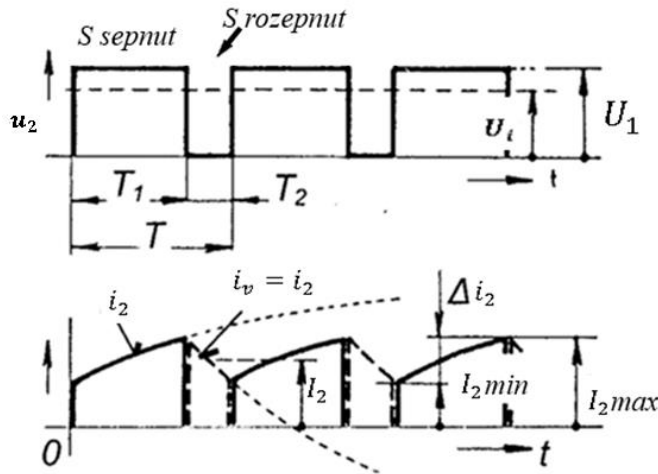
[4]



Obrázek 6: Průběhy proudů přerušovaného, nepřerušovaného [4]

2.1.2 Nepřerušovaný proud

Na Obrázek 7 je zobrazen průběh nepřerušovaného proudu. V době T_2 , kdy je spínač rozeprt, nedochází k poklesu proudu i_2 na nulovou hodnotu.



Obrázek 7: Průběhy při nepřerušovaném proudu [5]

Střední hodnotu proudu I_2 v případě nepřerušovaného proudu lze určit dle vztahu

$$I_2 = \frac{U_2 - U_i}{R_a} \quad (2.5)$$

Kde:

U_2 je střední hodnota výstupního napětí

U_i napětí indukované

R_a odpor kotvy

Hodnota výstupního napětí je závislá na velikosti vstupního napětí a střídě spínání spínače S. Střída je poměr doby sepnutí T_1 spínače S a periody spínání T .

$$z = \frac{T_1}{T} \quad (2.6)$$

Perioda spínání je dána součtem doby sepnutí a rozeprtí $T = T_1 + T_2$.

Střední hodnota výstupního napětí je dána:

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} U_1 dt = \frac{T_1}{T} U_1 = z U_1 \quad (2.7)$$

Můžeme tak přepsat střední hodnotu proudu do tvaru:

$$I_2 = \frac{z U_1 - U_i}{R_a} \quad (2.8)$$

Z výsledného vztahu je zřejmé, že velikost výstupního proudu lze ovlivnit velikostí střídě z . Střída se pohybuje v rozsahu $0 \leq z \leq 1$, výstupní napětí lze tedy měnit v plném rozsahu

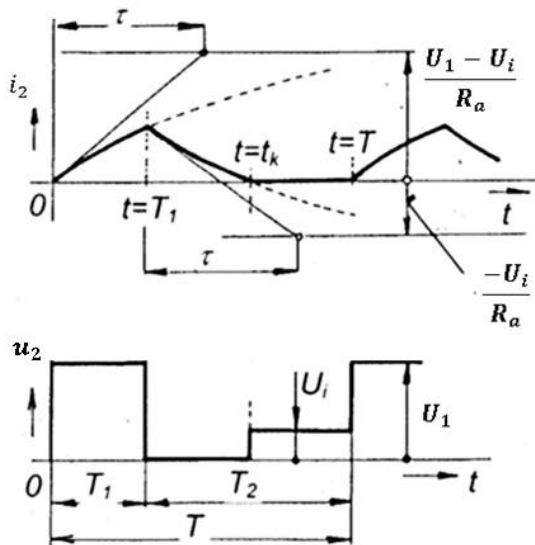
$$0 \leq U_2 \leq U_1$$

2.1.3 Přerušovaný proud

Na Obrázek 8 je zobrazen průběh přerušovaného proudu.

V době T_2 , kdy je spínač rozepnut, dochází k poklesu proudu na nulovou hodnotu.

Při opětovném sepnutí proud narůstá opět z nulové hodnoty.



Na Obrázek 8 je zobrazený průběh napětí na zátěži, kde se v době, kdy proud klesne na nulu, projeví indukované napětí.

Obrázek 8: Průběhy při přerušovaném proudu [5]

Pro střední hodnotu napětí na výstupu bude platit:

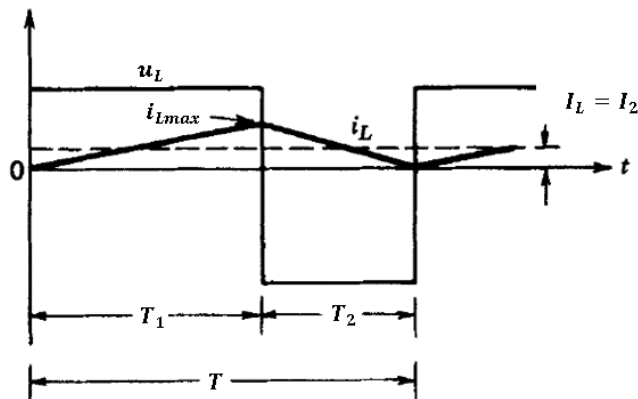
$$U_2 = \frac{1}{T} [U_1 T_1 + U_i (T - t_k)] \quad (2.9)$$

2.1.4 Mezní hodnota přerušovaného proudu a zvlnění proudu

Velikost proudu, při které dochází k přechodu mezi přerušovaným a nepřerušovaným proudem se nazývá mezní hodnota proudu.

Tato hranice je právě tehdy, pokud proud indukčnosti i_L je roven nule na konci periody T . Uvažujeme tedy, že zvlnění proudu $i_2 = i_L$. Při hodnotě $i_{L(min)}$ rovné nule, indukčnosti L_a , charakterizující indukčnost motoru, a zanedbání činného odporu vinutí motoru bude střední hodnota mezního proudu $I_M = I_2 = I_L$ rovna [1]:

$$I_M = I_L = I_2 = \frac{1}{2} i_{L(max)} = \frac{T_1}{2L_a} (U_1 - U_2) = \frac{zT_1}{2L_a} (U_1 - U_2) \quad (2.10)$$



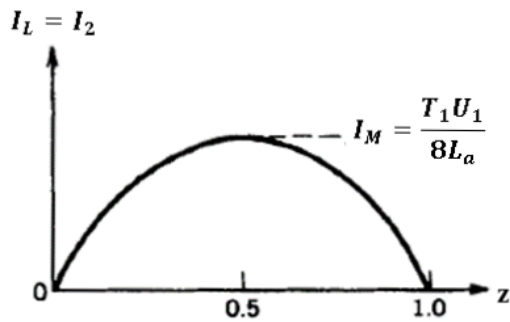
Obrázek 9: Mezní proud, zvlnění proudu [1]

Po dosažení do tohoto vztahu se získá mezní střední hodnota výstupního proudu. Pokud bude střední hodnota proudu menší než tato hodnota, budeme se pohybovat v režimu přerušovaného proudu.

Ze znalosti závislosti vstupního a výstupního napětí $U_2 = zU_1$ vztah pro mezní proud můžeme upravit.

$$I_M = \frac{T_1 U_1}{2L_a} z(1 - z) \quad (2.11)$$

Použitím vztahu (2.11) za předpokladu, že T_1, U_1, L_a jsou konstantní, je střída "z" jedinou proměnnou ovlivňující hodnotu mezního proudu. Pokud si tuto závislost zobrazíme v grafu, získáme následující průběh, z kterého je zřejmé, že nejvyšší střední hodnota mezního proudu a tím i zvlnění výstupního proudu nastává při střídě $z = 0,5$. [1]



Obrázek 10: Velikost zvlnění proudu v závislosti na střídě [1]

Upravený vzorec pro výpočet maximální střední hodnoty mezního proudu má následující tvar:

$$I_M = \frac{T_1 U_1}{8 L_a} \quad (2.12)$$

Velikost maximálního zvlnění proudu při střídě $z = 0,5$ se vypočítá ze vztahu:

$$\Delta I_2 = \Delta I_L = \Delta I_M = \frac{U_1}{4 f L_a} \quad (2.13)$$

kde f je spínací frekvence, L_a indukčnost zátěže, U_1 velikost vstupního napětí.

Ze vztahu pro zvlnění proudu je zřejmé, že zvlnění je nepřímo úměrné spínací frekvenci a dále je závislé na indukčnosti zátěže. U zátěži s malou indukčností bude zvlnění větší než u zátěže s velkou indukčností.

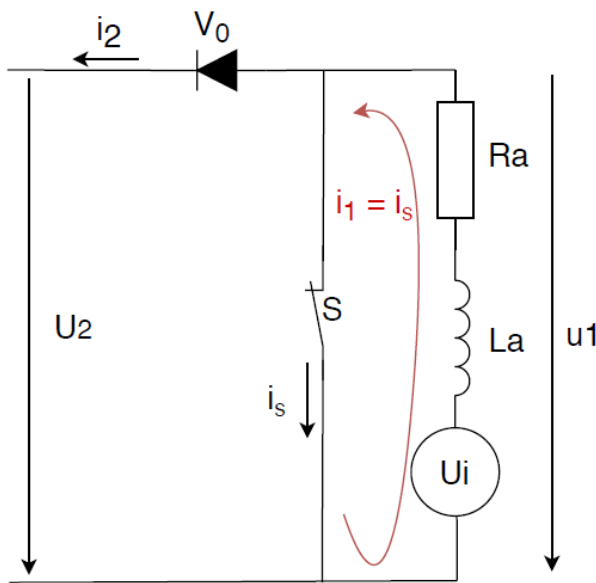
V případě, kdy je potřeba snížit zvlnění, máme možnost zvýšit indukčnost zátěže, což se negativně projeví na ceně zařízení, jeho rozměrech a energetických ztrátách. Vzhledem k možnostem polovodičového spínání je mnohdy výhodnějším řešením zvýšení spínací frekvence.

Ale i zde to není bez negativ a omezení. Zvýšením frekvence je nutné zajistit, aby spínací prvek dostatečně rychle spínal a rozpínal, což má za následek zvýšení rušení, díky rychlé změně proudu v čase, a dále se zvýší spínací ztráty z důvodu vyššího počtu přechodových dějů během spínání a rozpínání.

Velké zvlnění je nežádoucí, posouvá výš střední mezní hodnotu proudu a tím přechod do režimu přerušovaného proudu již při vyšších hodnotách proudu. Ze závislosti proudu kotvy a momentu motoru, bude docházet k pulzaci momentu motoru. Při požadované střední hodnotě proudu bude proud dosahovat vyšších maximálních hodnot a tím více namáhat ostatní komponenty a zvyšovat ztráty. V neposlední řadě má negativní vliv na komutátor motoru.

2.1.5 Zvyšující měnič s aktivní zátěží

Zvyšující měnič umožňuje přenos energie ze zdroje nižšího napětí od zdroje vyššího napětí. Při použití motorů je typickým příkladem rekuperace, kdy motor přechází do režimu generátoru. V tomto případě se indukované napětí motoru zvyšuje na hodnotu vyšší, než je napětí zdroje. Tím dochází k přenosu energie, vznikající při brzdění, z motoru zpět do zdroje. Bez rekuperace by se energie vzniklá při brzdění mařila v samotném motoru bez využití, a motor by byl vzhledem ke ztrátám tepelně namáhán.



Obrázek 11: Zvyšující měnič, spínač S sepnut

První fáze: Spínač S sepnut.

Dioda V_0 zamezí při sepnutí spínače zkratu zdroje U_2 . Napětí na zátěži u_1 je nulové.

Proud $i_s = i_1$ a postupně roste k hodnotě $\frac{U_i}{R_a}$.

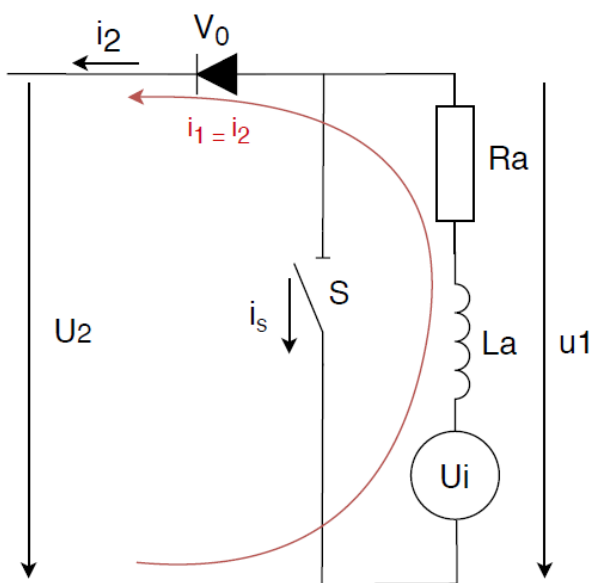
V indukčnosti L_a se akumuluje energie. [5]

Platí rovnice:

$$u_s = 0 = -U_i + R_a i_1 + L_a \frac{d i_1}{d t} \quad (2.14)$$

Řešení pro počáteční podmínku $i_{1(0)} = I_1$.

$$i_1 = \frac{U_i}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) + I_1 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.15)$$



Obrázek 12: Zvyšující měnič, spínač S rozepnut

Druhá fáze: Spínač S rozepnut.

Proud zachovává svůj směr a přes diodu V_0 teče proud do zdroje U_2 , $i_s = 0$; $i_2 = i_1$.

Proud postupně klesá k hodnotě $\frac{U_i - U_2}{R_a}$. [5]

Pro tento stav platí:

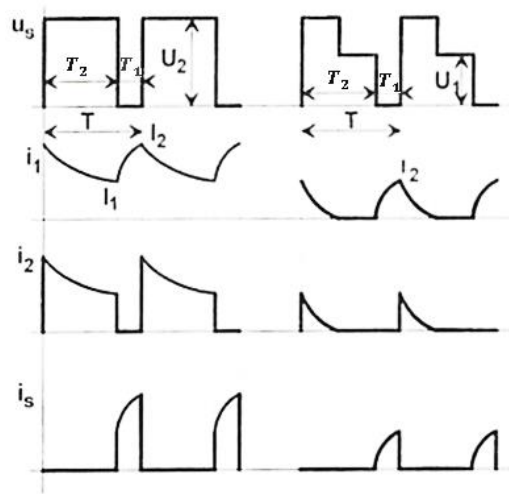
$$-U_i + R_a i_1 + L_a \frac{d i_1}{d t} + U_2 = 0 \quad (2.16)$$

Řešením pro $i_{1(0)} = i_2$ získáme:

$$i_1 = -\frac{U_2 - U_i}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + I_2 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.17)$$

$$\text{kde } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Stejně jako u snižujících měničů i zde mohou nastat dva případy průběhu proudu. Přerušovaný a nepřerušovaný. V případě, že v intervalu vypnutí nestačí proud i_1 klesnout k nule, jedná se o nepřerušovaný režim.



Obrázek 13: Průběhy proudu přerušovaného a nepřerušovaného [4]

Napětí v intervalu vypnutí $U_1 = U_2$.

$$U_1 = \frac{1}{T} \int_0^{T_2} U_2 dt \quad (2.18)$$

Po integraci:

$$U_2(1 - z) = U_i - R_a I_1 \Rightarrow I_1 = \frac{U_i - U_2(1 - z)}{R_a} \quad (2.19)$$

Z výsledného vztahu je zřejmé, že velikost proudu jsme schopni ovlivnit střídou z .

Při návrhu měniče je vždy nutné vzít v úvahu charakter připojené zátěže a požadavky na řízení. Z důvodů ochrany a dimenzování součástek nás zajímá velikost napájecího napětí a velikost proudu. Z těchto údajů jsme schopni určit výkonové zatížení součástek. Volba spínací frekvence nám určuje velikost zvlnění proudu, ale také spínací ztráty výkonových prvků.

Z těchto údajů jsme schopni zvolit vhodné spínací prvky (tyristory, mosfet tranzistory, IGBT tranzistory).

S tím souvisí volba vhodné ochrany spínacích prvků zejména v přechodových dějích (vliv kapacit, indukčností součástek daných jejich konstrukcí). Dále volba druhu řízení stejnosměrných měničů (konstantní frekvence, konstantní doba sepnutí, konstantní zvlnění proudu).

Při samotném návrhu je nutné zohlednit také provozní podmínky, zvolit vhodnou zástavbu a vhodnou odolnost proti působení vnějších vlivů.

3. Požadavky na vyvíjené zařízení

3.1 Mechanické provedení

Již od začátku vývoje musí být zohledněny požadavky na zařízení z hlediska prostředí, ve kterém bude pracovat. Je nutné uvažovat s umístěním zařízení na nekrytém místě za působení velkého množství prachu, vlhkostí v podobě deště a tlakové vody v případě údržby a čištění stroje.

Typický příklad jsou chladná rána, padlá rosa, prašnost na poli, přes den rozdíl teplot, působení prachu a na konci dne čištění stroje tlakovou vodou.

Požadovaná odolnost je zvolena IP68. První číselné označení udává stupeň krytí vniknutí pevných částic, druhé stupeň krytí vniknutím vody. IP68 – úplné krytí proti prachu, chráněno proti potopení do vody.

Jelikož výsledný stupeň krytí zařízení je určen nejnižší hodnotou krytí použité komponenty, je nutné zvolit provedení zapouzdření a typ konektoru tak, aby splňovaly krytí IP 68. Vzhledem k sortimentu nebývá problém s výběrem vhodného konektoru, ale s řešením vhodného zapouzdření, navíc s ohledem na zařízení obsahující výkonové prvky, způsobující oteplení, a tedy nutností odvodu tepla.

I z toho důvodu bylo mnoho času věnováno měření oteplení zařízení i v různých variantách návrhu DPS a provedení chlazení.

3.2 Hardware

Regulátor bude umístěn na přípojném zařízení, které nemá vlastní zdroj napájení a je tedy závislé na napájení z tažného zařízení. Je proto nutné zohlednit zvlnění napájecího napětí při běžném provozu, ale také během startu. Regulátor nebude vybaven pojistkou, jištění bude prováděno v centrálním pojistkovém boxu. Bude tak ochráněno i přívodní vedení. Přívod napájení bude galvanicky odpojitelný pomocí relé, které bude ovládané z hlavní řídicí jednotky.

Komunikace s hlavní řídicí jednotkou bude přes komunikační rozhraní CAN. Komunikace bude probíhat jednoduchým způsobem, odesíláním a přijímáním zpráv s dohodnutým ID. Tedy bez standardizovaného protokolu.

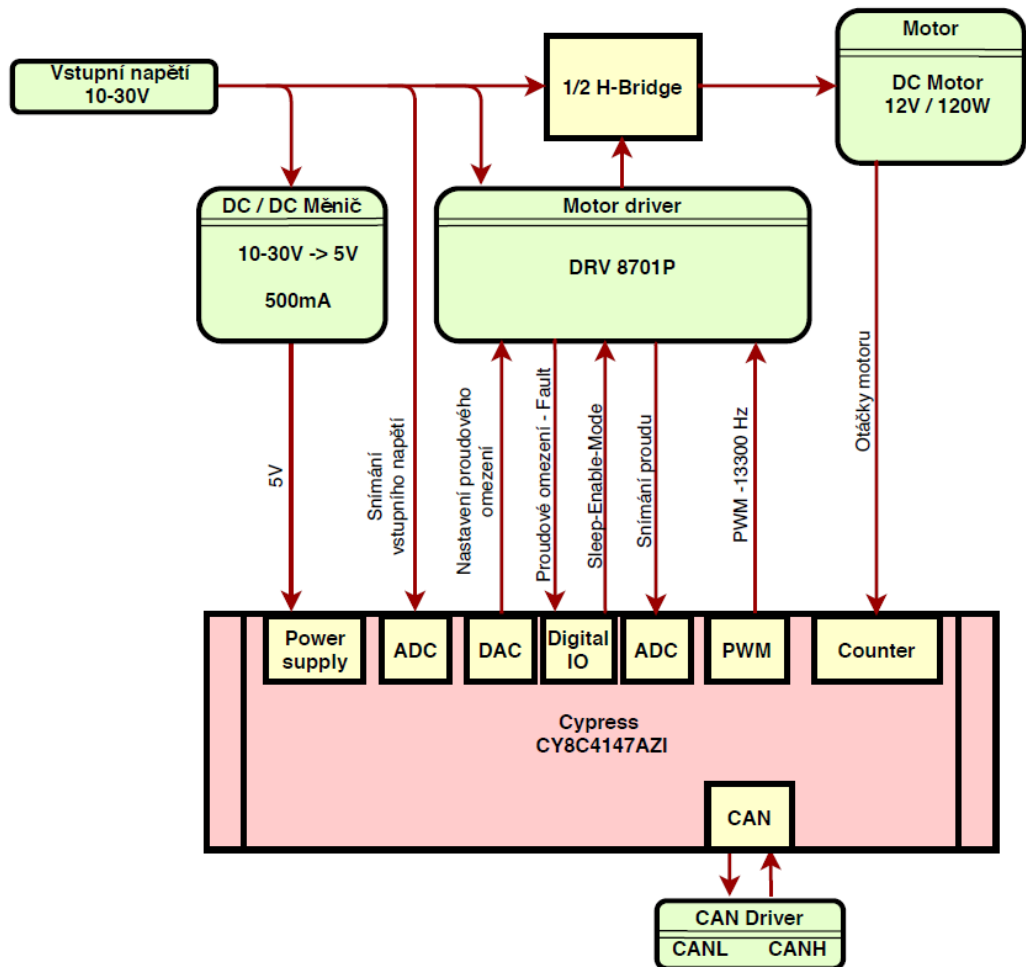
Požadavky na vyvíjené zařízení jsou následující:

- Napájení
 - z akumulátoru tažného zařízení – traktoru,
 - rozsah napájecího napětí 10-30 V,
 - jištění a galvanické odpojení řešeno externě v rámci elektroinstalace stroje.
- Motor
 - připojení jednoho výsevního motoru typ Dunkermotoren GR 80x40,
 - nominální proud 11,5 A,
 - nominální napětí 12 V,
 - rozsah otáček motoru 0-2700 ot/min,
 - planetová převodovka $i=29,4$,
 - snímač otáček hřídele motoru bez rozlišení směru otáčení, 8 imp/ot.
- Komunikační rozhraní
 - komunikace s hlavní řídicí jednotkou přes CANBUS,
 - rychlost komunikace 250 kbit/s,
 - CAN budič SN65HVD251D,
 - přenášená data do regulátoru:
 - požadované otáčky motoru,
 - požadovaná velikost proudového omezení.
 - přenášená data z regulátoru:
 - aktuální otáčky motoru,
 - měřená hodnota proudu motoru,
 - velikost napájecího napětí,
 - aktuální střída výstupního napětí do motoru.

4. Návrh Hardware

4.1 Blokové schéma

Na Obrázek 14 je blokové schéma navrhovaného zařízení.



Obrázek 14: Blokové schéma zařízení

Blokové schéma lze rozdělit na následující části:

- vstupní blok napájení obsahující filtraci vstupního napětí a ochranu zařízení proti přepětí a přepólování,
- DC/DC měnič MAX17501 zajišťující napájecí napětí 5 V pro řídicí část,
- motorový driver DRV8701,
- externí spínací tranzistory CSD18540Q5B v zapojení Half-Bridge,
- mikroprocesor CY8C4147AZI,
- CAN driver SN65HVD251D,
- Motor Dunkermotoren GR 80x40.

Blok vstupního napětí se skládá z filtračních kondenzátorů a ochrany proti přepětí. Aby po připojení zařízení k napájení nedošlo k proudové špičce při nabíjení filtračních kondenzátorů, je nabíjení prováděno přes rezistory, které jsou po určité době překlenovány tranzistorem spínaným z mikroprocesoru.

Filtrační kondenzátory jsou umístěny co nejbližší spínacím tranzistorům, jež jsou v zapojení $\frac{1}{2}$ H-Bridge. Kondenzátory uchovávají energii, kterou je potřeba dodat během spínání do zátěže a zajišťují tak stabilitu vstupního napětí.

DC/DC měnič vytváří konstantní napájecí napětí 5 V pro ostatní obvody.

O chod celého zařízení se stará mikroprocesor firmy Cypress. Zahrnuje v sobě veškeré potřebné periferie. Převodník DAC nastavuje požadovanou hodnotu proudového omezení, ADC převodník snímá hodnotu úbytku napětí na snímacím rezistoru vznikající průchodem proudu do motoru. Counter pro měření otáček motoru, PWM pro generování pulsně šířkové modulace určenou pro řízení $\frac{1}{2}$ H-Bridge, CAN sběrnice obstarávající komunikaci s hlavní řídicí jednotkou.

4.2 Motor

Výsevní motor je DC motor s permanentním magnetem typ Dunkermotoren GR 80x40. Nominální napětí motoru je $U_n = 12\text{ V}$, nominální proud $I_n = 11,5\text{ A}$, nominální otáčky motoru jsou $n = 2700\text{ ot/min}$.

Součástí motoru je převodovka s převodovým poměrem $i = 29,4$. Použitím převodovky je dosaženo výstupních maximálních otáček 92 ot/min a zvýšení momentu motoru. Informace o aktuálních otáčkách je získávána z otáčkové zpětné vazby. Snímač otáček je umístěn v zadní části motoru. Na hřídeli motoru je umístěn magnetický kroužek a na nerotující části Hallův senzor, na jehož výstupu jsou impulsy. Z času mezi dvěma impulsy lze po přepočtu získat otáčky motoru. Impulsů na jednu otáčku je osm.

Napájení snímače otáček je $U_{sens} = 5\text{ V}$ s výstupem 8 impulsů za jednu otáčku motoru.

V níže uvedené tabulce jsou údaje o motoru z datasheetu.

Data/ Technische Daten		
Nominal voltage/ Nennspannung	VDC	12
Nominal current/ Nennstrom	A ^{*)}	11.5
Nominal torque/ Nennmoment	Ncm ^{*)}	34.5
Nominal speed/ Nennrehzahl	rpm ^{*)}	2700
Friction torque/ Reibungsmoment	Ncm ^{*)}	4
Stall torque/ Anhaltmoment	Ncm ^{*)}	240
No load speed/ Leerlaufdrehzahl	rpm ^{*)}	3100
Nominal output power/ Dauerabgabeleistung	W ^{*)}	97.5
Maximum output power/ Maximale Abgabeleistung	W	194.7
Torque constant/ Drehmomentkonstante	Ncm A ^{-1**)}	3.6
Terminal Resistance/ Anschlusswiderstand	Ω	0.18
Terminal inductance/ Anschlussinduktivität	mH	0.9
Starting current/ Anlaufstrom	A ^{*)}	67
No load current/ Leerlaufstrom	A ^{*)}	0.93
Demagnetisation current/ Entmagnetisierungsstrom	A ^{*)}	96
Rotor inertia/ Rotor Trägheitsmoment	gcm ²	1800
Weight of motor/ Motorgewicht	kg	2.8

^{*)} $\Delta\theta_w = 100\text{ K}$; ^{**)} $\theta_R = 20^\circ\text{C}$ ^{***)} at nominal point/ im Nennpunkt

Tabulka 1: Technické údaje motoru [6]

4.3 Spínací tranzistory

Typ spínacích tranzistorů je CSD18540Q5B. Tranzistory jsou použity stejně jako v Reference Design [7], kde nebyl, vzhledem k velmi podobné aplikaci, důvod k jejich záměně.

Vzhledem k malé výkonové ztrátě, díky nízké hodnotě R_{DS} , jsou tranzistory vhodné pro použití ve výkonových aplikacích.

Vyznačují se malými rozměry. Provedení tranzistorů je v pouzdře SON 5 mm × 6 mm. Dále velmi malým odporem v sepnutém stavu $R_{DS} = 1,8 \text{ m}\Omega$, nízkým teplotním odporem $R_{\theta jc} = 0,8 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$ a velkou proudovou zatížitelností.

Přehled nejdůležitějších parametrů na obrázku níže.

Product Summary

$T_A = 25^\circ\text{C}$		TYPICAL VALUE		UNIT
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage	60		V
Q_g	Gate Charge Total (10 V)	41		nC
Q_{gd}	Gate Charge Gate-to-Drain	6.7		nC
$R_{DS(on)}$	Drain-to-Source On Resistance	$V_{GS} = 4.5 \text{ V}$	2.6	m Ω
		$V_{GS} = 10 \text{ V}$	1.8	
$V_{GS(th)}$	Threshold Voltage	1.9		V

Device Information⁽¹⁾

DEVICE	QTY	MEDIA	PACKAGE	SHIP
CSD18540Q5B	2500	13-Inch Reel	SON 5.00-mm × 6.00-mm Plastic Package	Tape and Reel
CSD18540Q5BT	250	7-Inch Reel		

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Absolute Maximum Ratings

$T_A = 25^\circ\text{C}$		VALUE	UNIT
V_{DS}	Drain-to-Source Voltage	60	V
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_D	Continuous Drain Current (Package Limited)	100	A
	Continuous Drain Current (Silicon Limited), $T_C = 25^\circ\text{C}$	205	
	Continuous Drain Current ⁽¹⁾	29	
I_{DM}	Pulsed Drain Current, $T_A = 25^\circ\text{C}$ ⁽²⁾	400	A
P_D	Power Dissipation ⁽¹⁾	3.8	W
	Power Dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$	188	
T_J , T_{stg}	Operating Junction, Storage Temperature	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
E_{AS}	Avalanche Energy, Single Pulse $I_D = 80 \text{ A}$, $L = 0.1 \text{ mH}$, $R_G = 25 \text{ }\Omega$	320	mJ

(1) Typical $R_{\theta JA} = 40^\circ\text{C}/\text{W}$ on a 1-in², 2-oz Cu pad on a 0.06-in thick FR4 PCB.

(2) Max $R_{\theta JC} = 0.8^\circ\text{C}/\text{W}$, pulse duration $\leq 100 \text{ }\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 1\%$.

Obrázek 15: Parametry výkonového tranzistoru [8]

4.4 Motor driver

Motorové drivery jsou integrované obvody starající se o výkonové řízení elektromotorů. Ovládací signály tak mohou být nízkoúrovňové TTL signály, analogové signály nebo komunikační rozhraní například z mikrokontrolerů. Drivery dále zajišťují ochranu motoru a ochranu spínacích prvků.

Driverů je mnoho typu a můžeme je rozdělit dle:

- Typu řízeného motoru
 - krokový,
 - kartáčový,
 - bezkartáčový.
- Výstupu
 - s integrovaným výkonovým stupněm,
 - s budiči pro externí výkonové spínače.

Pro drivery s pracovním napětím do 100 V se jako výkonové spínací prvky používají tranzistory typu MOSFET. Jejich výhodou je velmi malý odpor v sepnutém stavu. MOSFET tranzistory mohou být součástí driveru, což je většinou případ driverů pro řízení motorů menších výkonů. Pro řízení motorů větších výkonů je mnohdy výhodné použití externích tranzistorů. Získáme tak možnost volby vhodného umístění tranzistorů. Nebude tak docházet k ohřevu driveru, DPS a přilehlých součástek. Dále umožní širší využití z hlediska optimalizace pro řízení motorů s různým výkonem. Jinak řečeno s jedním návrhem HW jsme schopni díky změně výkonových tranzistorů přizpůsobit zařízení pro řízení motorů větších výkonů, nebo jej naopak cenově optimalizovat pro řízení motorů menších výkonů.

Drivery obsahují budič, který zajistí dostatečný proud do gate tranzistorů pro jejich rychlé spínání. Vstupy pro řízení a komunikaci s procesorem, výstupy pro indikaci chyb, integrované proudové omezení atd..

Vše záleží na daném typu driveru.

4.4.1 Popis použitého driveru

Jako řídicí obvod snižujícího měniče jsem zvolil od firmy Texas Instruments DRV8701. Kritéria výběru pro mě byla:

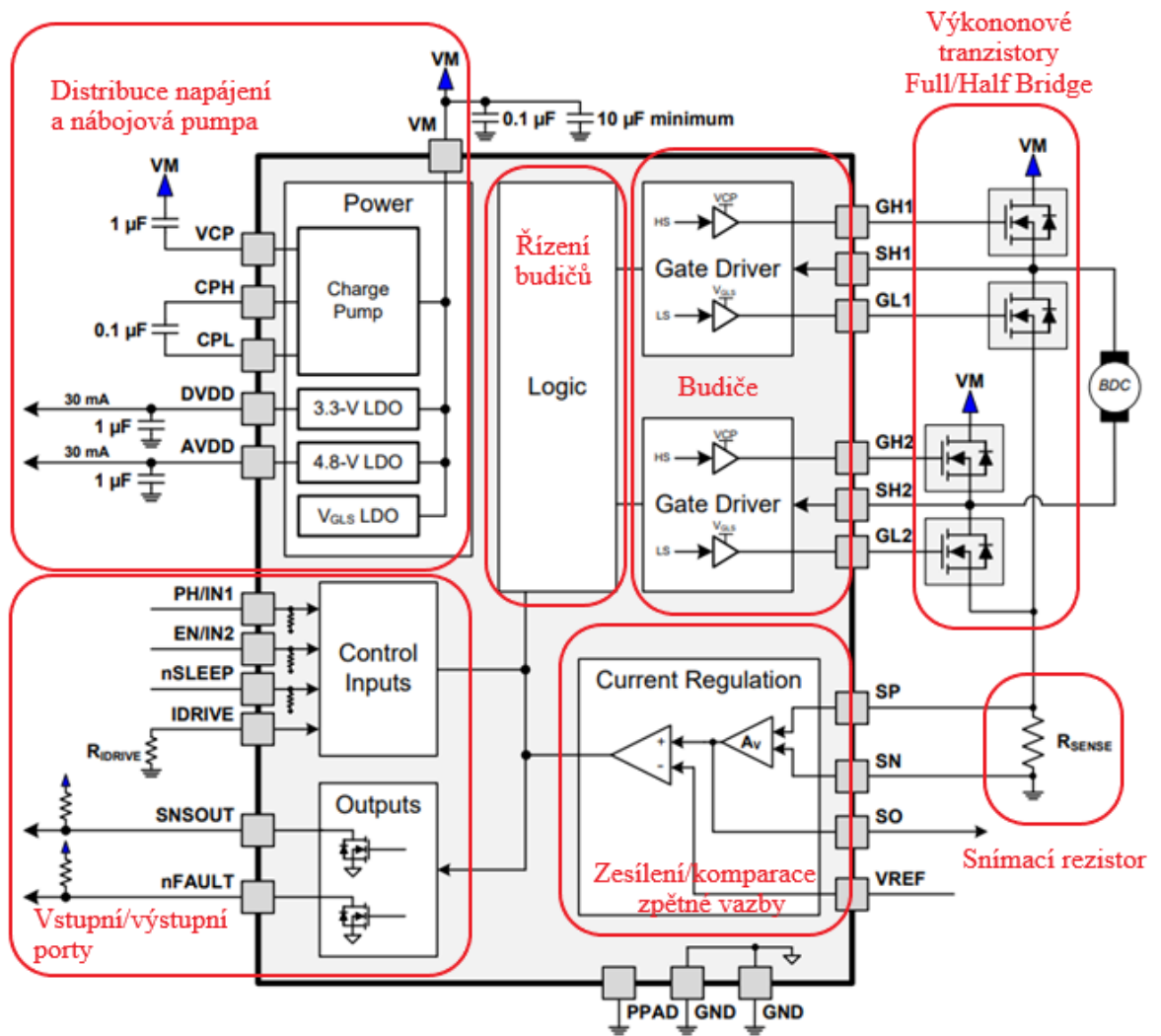
- rozsah napájecího napětí,
- externí N-Mosfet tranzistory,
- řízení PWM,
- rozsah řízení PWM 0–100 %,
- nastavitelné proudové omezení,
- zapojení Half-Bridge,
- možnost volit režim spínání (slow decay, fast decay),
- automatické generování ochranných dob při spínání tranzistorů.

DRV8701 je driver pracující v rozsahu napájecího napětí od 5,9 V do 45 V. Obsahuje budiče (Gate Driver) pro řízení N-Mosfet tranzistorů v zapojení Full-Bridge / Half-Bridge. Mezi driver a gate tranzistory není potřeba připojovat dodatečné rezistory pro omezení proudových špiček, vznikajících při jejich spínání. Velikost proudu do gate je určena konfigurací zapojení vstupu IDRIVE.

Úroveň napětí na výstupu budičů do gate dolních tranzistorů je 9,5V. Horní tranzistory jsou také typu N-Mosfet. Aby bylo možné tranzistory sepnout, musí být napětí na jejich gate o 9,5 V vyšší než napájecí napětí VM. Toho je docíleno díky nábojové pumpě, která reguluje napětí na hodnotu $VM + 9,5 V$.

Driver na výstupech indikuje případné chyby, stavy jako je například proudové omezení, nízké napájecí napětí či vysoká teplota.

Proudové omezení je zde řešeno pomocí snímacího rezistoru, na kterém při průchodu proudu do motoru vzniká úbytek napětí.

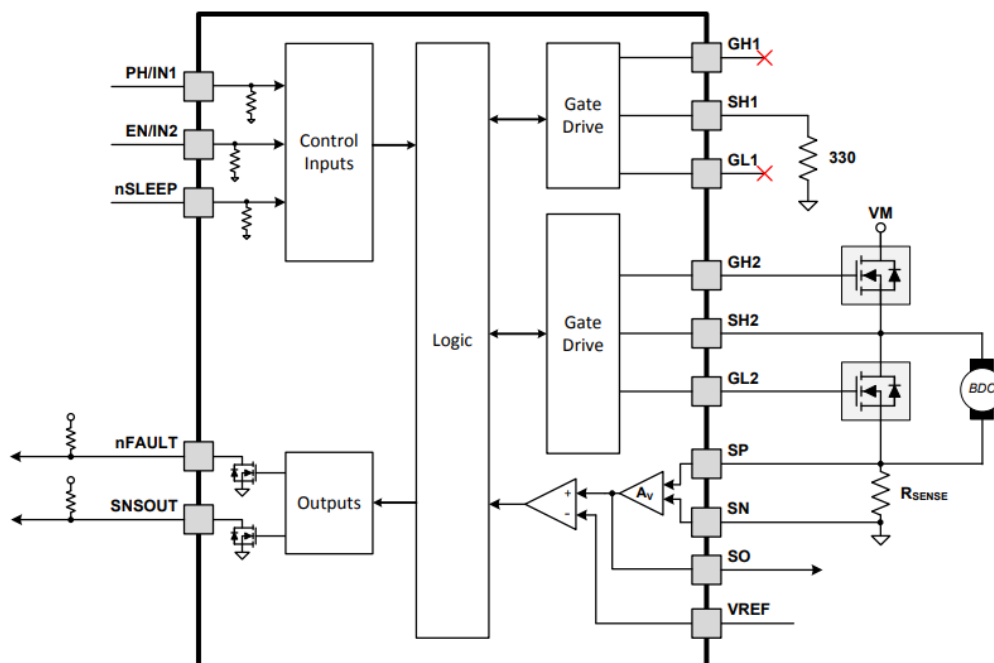


Obrázek 16: Blokové schéma DRV 8701 [9]

4.4.2 Zapojení spínacích tranzistorů

Vzhledem k tomu, že u výsevního motoru není požadována reverzace, využil jsem možnosti zapojení Half-Bridge, které driver umožňuje.

V tomto zapojení se výstup GH_1 a GL_1 nezapojí a mezi SH_1 a GND se připojí rezistor o hodnotě 330Ω .



Obrázek 17: Zapojení driveru jako Half-Bridge [9]

V tomto zapojení spínání probíhá tak, že v době t_{on} je sepnutý horní tranzistor (režim DRIVE) a v době t_{off} dolní tranzistor (režim BRAKE).

V době rozepnutí horního tranzistoru a sepnutí dolního tranzistoru, bude vlivem indukčnosti motoru, procházet proud přes sepnutý dolní tranzistor. Vlivem procházejícího proudu tranzistorem a odporu tranzistoru v sepnutém stavu bude na dolním tranzistoru vznikat výkonová ztráta.

V případě, že by tranzistor nebyl spínán, proud by procházel antiparalelní diodou uvnitř tranzistoru. Výkonová ztráta by v tomto případě byla dána procházejícím proudem a velikostí napětí diody v propustném směru.

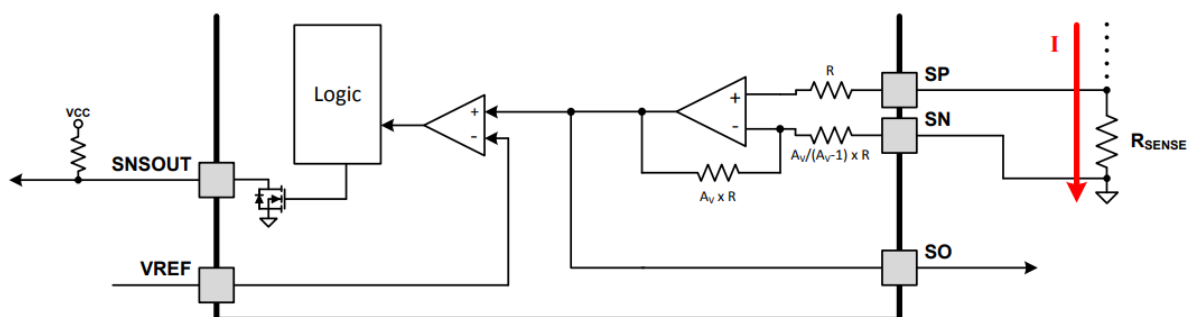
4.4.3 Proudové omezení

Jedna z nejdůležitějších funkcí při řízení motorů je kontrola proudu procházejícího vinutím motoru.

Snímáním proudu a jeho omezením jsme schopni ochránit motor během provozu proti přetížení, dále ochránit motor ale i samotné zařízení před proudovým přetížením při rozběhu motoru, kdy počáteční proud při nulových otáčkách je dán napětím kotvy a odporem vinutí.

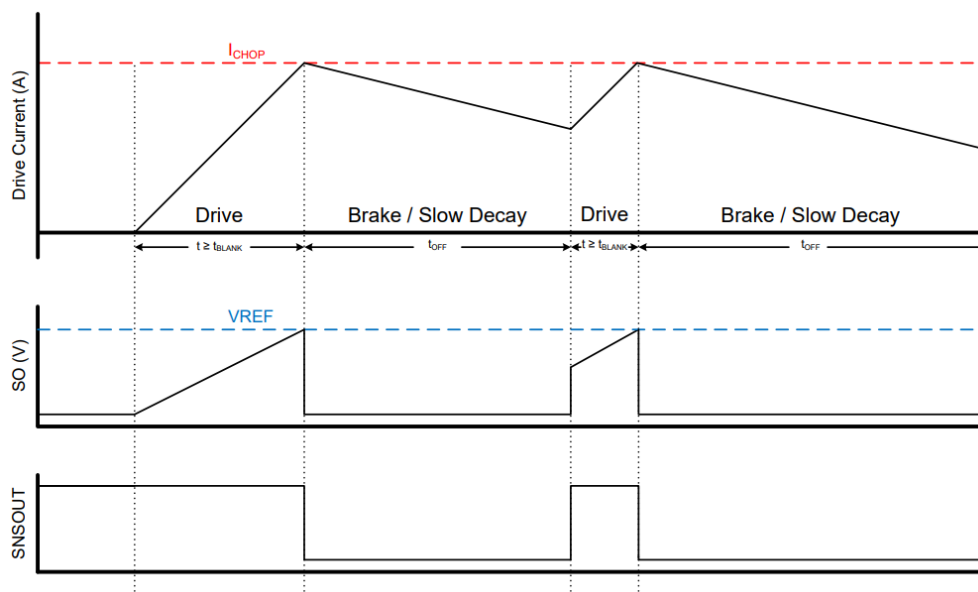
V software mikroprocesoru není implementována regulace proudu, ale pouze otáčková regulace. Omezení proudu motoru je řešeno pomocí hardware, kde proudové omezení zajišťuje motor driver DRV8701.

Snímání proudu je řešeno snímacím rezistorem, který je zapojený v sérii s vinutím motoru. Proud tekoucí vinutím motoru vytváří na rezistoru R_{Sense} úbytek napětí. (Obrázek 18). Hodnota snímacího rezistoru musí být zvolena s ohledem na velikosti proudu jím procházejícího. Velkou hodnotou snímacího rezistoru se vytvoří větší úbytek napětí, což je výhodné vzhledem k odstupu signálu od šumu, ale způsobí vyšší výkonovou ztrátu.



Obrázek 18: Snímací rezistor [9]

V době t_{on} (režim DRIVE) dochází k nárůstu proudu vinutím motoru a vlivem procházejícího proudu se na rezistoru vytváří úbytek napětí. Toto napětí je zesíleno rozdílovým zesilovačem se zesílením 20 V/V a dále přivedeno na vstup komparátoru, kde se porovnává s napětím na vstupu VREF. Zesílené napětí je také na pinu SO a je tak možné další zpracování, například mikroprocesorem.



Obrázek 19: Průběhy při proudovém omezení [9]

Na Obrázek 19 je zobrazený průběh proudu Drive Current a velikost proudového omezení. Dále zobrazení průběhu vstupních hodnot do komparátoru a výstup z komparátoru na výstupu SNSOUT.

V případě shody napětí na komparátoru se driver přepne do režimu BRAKE, tedy sepne dolní tranzistor na fixní dobu $t_{off} = 25 \mu s$. Během této doby není proud motoru snímán, jelikož obvod je uzavřený dolním tranzistorem a rezistorem proud neprotéká. Tomu odpovídá úroveň napětí blízké nule tvořené napěťovým offsetem. Po uplynutí doby t_{off} se výstup driveru opět aktivuje, sepne výstupní tranzistor a napětí na snímacím rezistoru se začne opět zvyšovat.

Níže uvedený vztah slouží pro výpočet hodnoty proudového omezení.

$$I = \frac{V_{REF} - V_{OFF}}{A_v R_{SENSE}} \quad (4.1)$$

Kde V_{REF} je napětí na vstupu VREF, V_{OFF} je napěťový offset, A_v je zesílení a R_{SENSE} hodnota snímacího rezistoru. [9]

Velikost zesílení v datasheetu je udávána v rozsahu 16–24 V/V a napěťový offset 50–250 mV. Velký rozptyl parametrů způsobí odpovídající nepřesnost v měření proudu. Pro zvýšení přesnosti bude nutné zjišťovat aktuální velikost offsetu a zesílení pro každý driver/každé zařízení.

4.4.4 Budiče MOSFET tranzistorů

Další z částí driveru DRV8701 jsou budiče pro externí N-Mosfet tranzistory. Budiče horních tranzistorů jsou napájeny z nábojové pumpy, dolní jsou napájeny z interního napěťového regulátoru driveru.

Budiče plní následující funkce:

- Přivádí dostatečně velký proud do gate tranzistorů.
 - Mosfet tranzistory jsou řízené napětím, jejich gate ale obsahuje kapacity, které ovlivňují trvání přechodového děje při spínání/rozpínání. Rychlost nabíjení těchto kapacit, tedy i rychlost sepnutí/rozepnutí tranzistoru, lze ovlivnit velikostí proudu přivedeného do gate. Ta se nastavuje variantou zapojení pinu IDRIVE.
 - Vyšší hodnota proudu zvýší rychlost sepnutí/rozepnutí tranzistoru, ale zvýší se tím šum a rušení v napájení při spínání.
 - Nízká hodnota proudu znamená pomalé spínání, delší přechodový děj a vyšší spínací ztráty tranzistoru.
- Zajišťuje bezpečné spínání tranzistorů.
 - Tato funkce zajistí, aby nedošlo k sepnutí horních a dolních tranzistorů ve stejnou dobu.
 - Ochrany je docíleno vložением časové prodlevy $t_{dead} = 150 \text{ ns}$ mezi vypnutí jednoho tranzistoru a sepnutí druhého tranzistoru.
- Ochrana spínacích tranzistorů.
 - V době sepnutí tranzistoru je měřeno napětí V_{DS} . V případě, že napětí je vyšší než 1 V, je indikována chyba proudového přetížení.

4.4.5 Volba spínací frekvence

Spínací frekvence měniče ovlivňuje jak zvlnění proudu, tak i spínací ztráty tranzistorů. Je proto nutné při návrhu uvážit oba tyto aspekty.

Na základě měření indukčnosti vinutí motoru byla zjištěna hodnota $190 \mu H$. Při maximálních otáčkách bez zatížení je proudový odběr motoru $1,2 A$. Cílem tedy bylo, aby se maximální zvlnění proudu pohybovalo kolem této hodnoty. Tím zajistíme, že i při malém zatížení motoru nebude docházet k přerušovanému proudu.

Z teoretické části víme, že maximální velikost zvlnění proudu se vypočítá pomocí vztahu

$$\Delta I_L = \frac{U_1}{4fL} \quad (4.2)$$

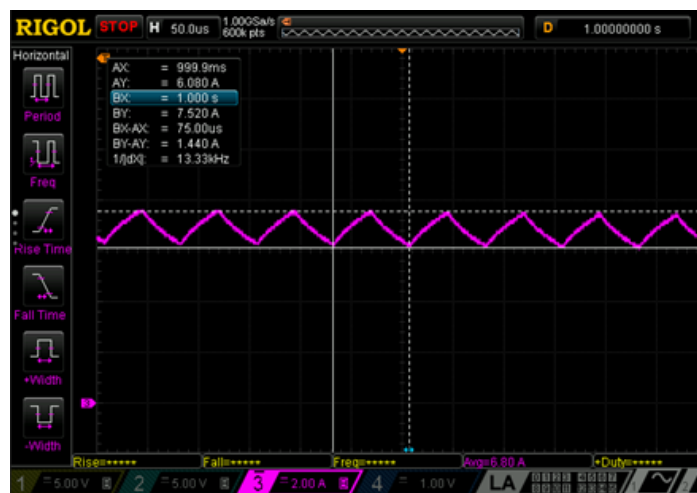
Úpravou a dosazením získáme spínací frekvenci, při které bude dosaženo zvlnění $1,2 A$.

$$f = \frac{U_1}{4\Delta I_L L} = \frac{14}{4 * 1,2 * 190 * 10^{-6}} = 15\,351 \text{ Hz}$$

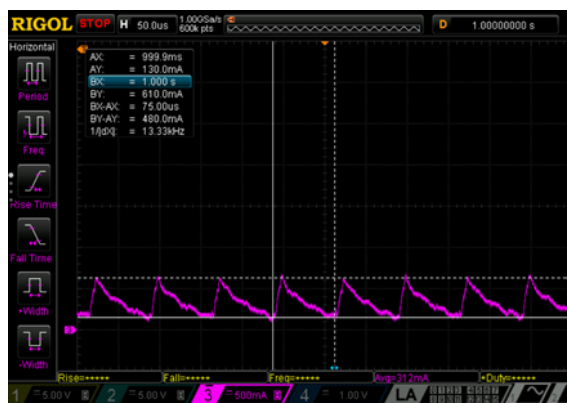
Vychází nám, že spínací frekvence by se měla pohybovat kolem hodnoty 15 kHz pro zvlnění $1,2 A$. Vzhledem k tomu, že generování PWM zajišťuje mikroprocesor, vyšla mi vhodná frekvence spínání $13\,330 \text{ Hz}$, z důvodu celočíselného nastavení registru časovače.

Budeme-li tedy vycházet z upravené spínací frekvence $13\,330 \text{ Hz}$, maximální velikost zvlnění proudu vychází $\Delta I_L = 1,38 A$.

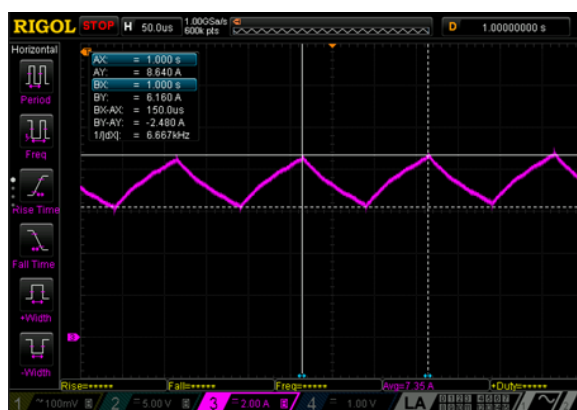
Pro porovnání výpočtu se skutečným průběhem byla provedena následující měření s frekvencí $13\,330 \text{ Hz}$ a $6\,667 \text{ Hz}$.



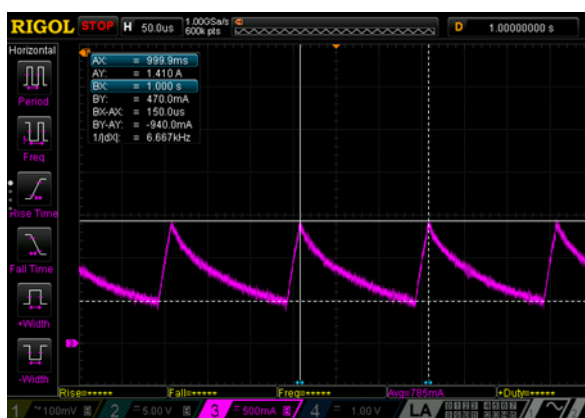
Obrázek 20: Velikost zvlnění proudu $1,44 A$. Zatížený motor, střída 50% , spínací frekvence $13\,330 \text{ Hz}$



Obrázek 21: Velikost zvlnění proudu 480 mA, nezatížený motor, spínací frekvence 13 330 Hz



Obrázek 22: Velikost zvlnění proudu 2,48 A, zatížený motor, střída 50 %, spínací frekvence 6 667 Hz



Obrázek 23: Velikost zvlnění proudu 940 mA, nezatížený motor, spínací frekvence 6 667 Hz

Měření nám potvrzuje teoretický rozbor a vypočítané hodnoty zvlnění proudu. Vypočítaná maximální velikost zvlnění proudu činí 1,38 A, naměřená hodnota 1,44 A při spínací frekvenci 13 330 Hz a střídě 50 %.

Lze vidět, že nedochází k režimu přerušovanému proudu ani v případě malého zatížení motoru. Dokonce ani při snížené spínací frekvenci 6 667 Hz. Dalo by se tedy, v případě nutnosti, uvažovat i o jejím snížení.

4.4.6 Zvlnění napětí

Během spínání dochází k přenosu energie ze zdroje do zátěže, což zapříčiní zvlnění napájecího napětí. Důsledek zvlnění napětí je snížené napětí na zátěži, možné problémy u obvodů, jež mají ochranu nízkého napětí a ovlivnění celé napájecí sítě. Toto zvlnění lze z velké části eliminovat pomocí kapacity, jež bude sloužit jako zásoba energie během spínání.

Při návrhu, dle aplikace, je nutné zvážit, kdy je snižování zvlnění ještě efektivní. Příliš nízká kapacita způsobí větší napěťové zvlnění, příliš vysoká kapacita zvětšuje rozměry zařízení, DPS a zvyšuje cenu.

Požadavky na správnou funkci filtrace jsou:

- dostatečně velká kapacita,
- nízké ESR kondenzátoru,
- co nejkratší vzdálenost kondenzátorů od spínacích prvků,
- dimenzování na dostatečné napětí,
- vhodný rozsah pracovních teplot.

Pro výpočet vhodné kapacity filtračních kondenzátorů lze vycházet z následujících vztahů.

Níže uvedené vztahy pro výpočet jsou čerpány z [10].

Jak bylo zmíněno na začátku, jedná se o energii přiváděnou do zátěže v době spínání, tuto energii by měly kondenzátory pokrýt.

$$E = \frac{1}{2} C U^2 = P t \quad (4.3)$$

E -energie uchovaná v kondenzátorech, C -kapacita kondenzátoru, U -napětí na kondenzátoru, P -výkon, t -čas.

Napětí na kondenzátoru lze vyjádřit jako složení stejnosměrné složky U_{dc} a zvlnění napětí ΔU .

$$U = U_{DC} + \Delta U \quad (4.4)$$

Celkový výkon lze vyjádřit jako složení stejnosměrné složky výkonu P_{DC} a z výkonu ΔP jenž je potřeba dodat do zátěže během spínání.

$$P = P_{DC} + \Delta P \quad (4.5)$$

Doba sepnutí může při střídě 100 % dosáhnout doby jedné periody. Lze tedy vyjádřit jako:

$$t = T = \frac{1}{f} \quad (4.6)$$

Můžeme tedy zpětně dosadit do rovnice (4.3):

$$E = \frac{1}{2} C (U_{DC} + \Delta U)^2 = (P_{DC} + \Delta P)t \quad (4.7)$$

Po úpravě (4.7) dostáváme:

$$\frac{1}{2} C U_{DC}^2 + C U_{DC} \Delta U + \underbrace{\frac{1}{2} C \Delta U^2}_{\text{Zanedbáme}} = P_{DC}t + \Delta Pt \quad (4.8)$$

Úpravou (4.8) získáme výsledný vztah:

$$C \geq \frac{\Delta Pt}{U_{DC} \Delta U} \quad (4.9)$$

$$\Delta P = U_{DC} I_n \approx U_{DC} (I_{out,min} + \frac{1}{2} \Delta I_{out}) \quad (4.10)$$

Z literatury, ze které bylo čerpáno, je uvedeno, že velikost zvlnění napětí ΔU by se měla pohybovat do 1 V. Uvážením prostorových možností, ceny a dobré dostupnosti bylo odhadnuto, že reálná kapacita by se mohla pohybovat kolem 3000 μF .

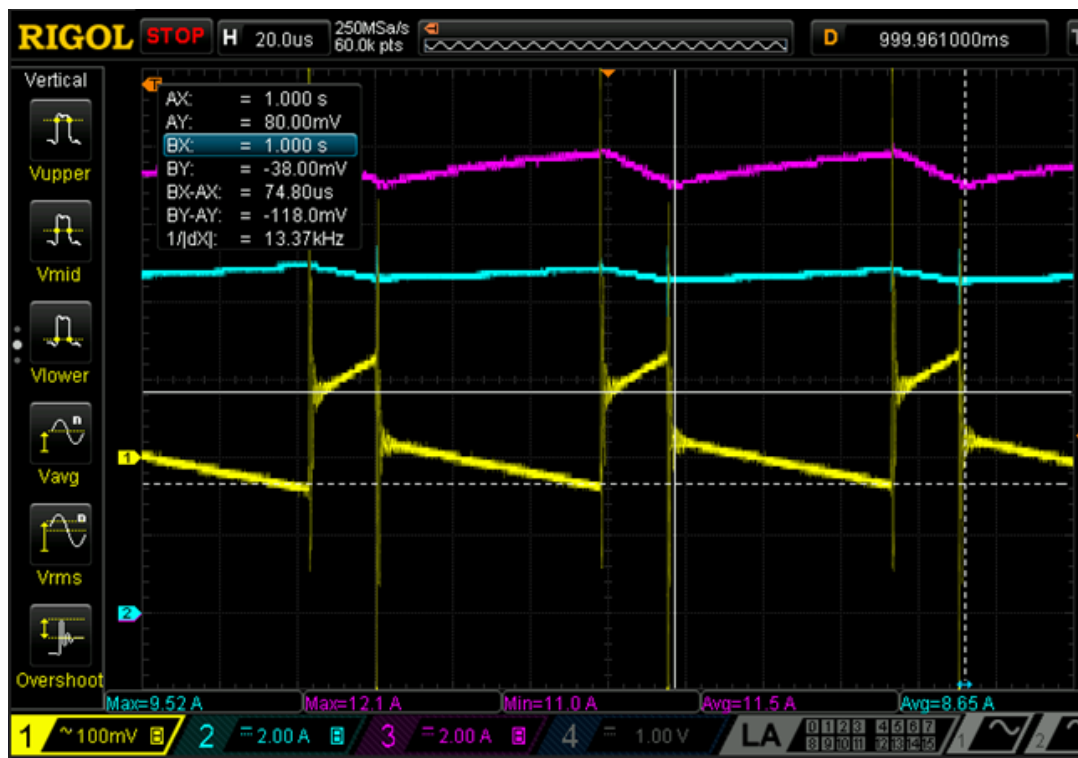
Výsledná velikost zvlnění napětí ΔU činí:

$$\Delta U = \frac{\Delta Pt}{U_{DC} C} \quad (4.11)$$

$$\Delta U = \frac{(11,5 * 14) * 7,5 * 10^{-5}}{14 * 3 * 10^{-3}} = 0,287 V$$

Výsledná kapacita kondenzátoru tedy může být 3000 μF . Budou použity kondenzátory tři o kapacitě 1000 μF a napětí 35 V.

Pro porovnání výpočtu se skutečným průběhem byla provedena následující měření. Kde kanál jedna (žlutý průběh) zobrazuje střídavou složku napětí na filtračních kondenzátorech, kanál dva (modrý průběh) proud v napájecím přívodu modulu a kanál tři (fialový průběh) proud motoru.



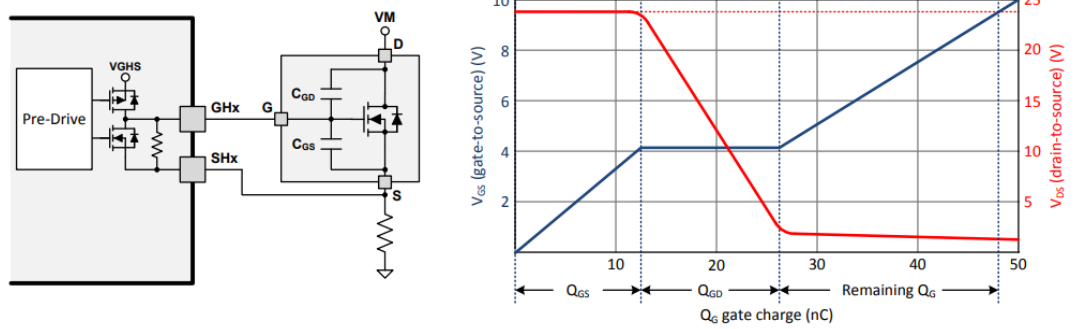
Obrázek 24: Zvlnění napětí při rozepnutí tranzistoru

Na průběhu napětí na filtračních kondenzátorech (žlutý průběh) lze pozorovat skokové průběhy napětí, pravděpodobně charakterizující vliv ESR kondenzátoru během spínání a pozvolné průběhy napětí, které právě charakterizují zvlnění napětí.

Vypočítaná hodnota maximálního zvlnění napětí činí 285 mV . Naměřené zvlnění napětí je při střídě 77% , výstupním proudem $11,5\text{ A}$, napájecím napětím 14 V činí přibližně 50 mV . Ovšem měření ukázalo, že větší vliv na průběh napětí během spínání má vliv ESR kondenzátoru. V tomto případě činí skokové změny 100 mV .

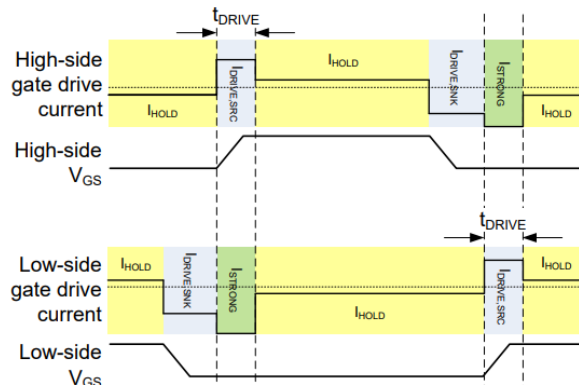
4.4.7 Volba proudu do gate tranzistorů

MOSFET tranzistory jsou řízené napětím, ale obsahují kapacity Q_{GD} a Q_{GS} . Proto je nutné do gate MOSFETu přivést dostatečně velký proud, který tyto kapacity dostatečně rychle nabije/vybije a umožní tak rychlé sepnutí či rozepnutí tranzistoru. Trvání spínání/rozpínání tranzistoru je závislé hlavně na kapacitě Q_{GD} , kde právě během jejího nabíjení probíhá přechodový děj tranzistoru, jak je znázorněno na obrázku níže. [9]



Obrázek 25: Vliv kapacit na průběh spínání tranzistoru [9]

Velikost proudu pro spínání se nastavuje pomocí rezistoru připojeného na pin IDRIVE budiče DRV8701. Gate MOSFETu k tomuto proudovému zdroji I_{DRIVE} připojen jen po určitou dobu $t_{drive} = 2,5\mu s$, během níž je nutné, aby se tranzistor stihl otevřít. V případě, že tento zvýšený proud nebude dostatečný pro sepnutí tranzistoru během t_{drive} , spínání/rozpínání bude nadále probíhat proudem I_{hold} , čímž se prodlouží doba spínání a zvýší se tak spínací ztráty. Po uplynutí této doby je gate MOSFETu připojen pouze k malému proudovému zdroji I_{HOLD} 6 mA pro sepnutý tranzistor a 25 mA pro rozepnutý tranzistor. Během spínání jednoho z MOSFETů je gate druhého MOSFETu připojený k proudovému zdroji I_{STRONG} . [9]



Obrázek 26: Výstupy driveru [9]

Ze znalosti hodnoty Q_{GD} , která bývá uvedena v katalogových listech tranzistoru, a požadované doby sepnutí tranzistoru jsme schopni dle níže uvedeného vztahu vypočítat potřebný proud. Volba vhodného nastavení proudu do gate MOSFETu závisí na jeho typu a parametrech zátěže. Je tedy nutné volit velikost proudu pro každou aplikaci individuálně. [9]

$$DRIVE > \frac{Q_{GD}}{RT} \quad (4.12)$$

Kde Q_{GD} - Gate to Drain charge - je náboj pro nabití kapacity gate udávaný v datasheetu tranzistoru.

RT – rise time - požadovaný čas vzestupné hrany spínacího pulsu.

U použitého tranzistoru CSD18540Q5B je hodnota $Q_{GD} = 6,7 \text{ nC}$. Tranzistory jsou použity dva v paralelním spojení.

$$Q_{GDcelk} = 2Q_{GD} = 13,4 \text{ nC} \quad (4.13)$$

Požadovaný čas sepnutí $RT = 100 \text{ ns}$, (perioda PWM činí $T = 75 \mu\text{s}$).

$$IDRIVE = \frac{13,4 * 10^{-9}}{100 * 10^{-9}} = 134 \text{ mA}$$

V níže uvedené tabulce jsou možnosti nastavení proudů driver DRV8701. Hodnota proudu Source je velikost proudu při spínání tranzistoru a Sink při rozpínání tranzistoru.

Source Current ($I_{DRIVE,SRC}$)	Sink Current ($I_{DRIVE,SNK}$)
6 mA	12.5 mA
12.5 mA	25 mA
25 mA	50 mA
100 mA	200 mA
150 mA	300 mA
25 mA	50 mA

Tabulka 2: Možné varianty proudu do gate [9]

Jako vhodná volba se nabízejí proudy $100/200 \text{ mA}$ nebo $150/300 \text{ mA}$. U obou těchto variant byla provedena měření.



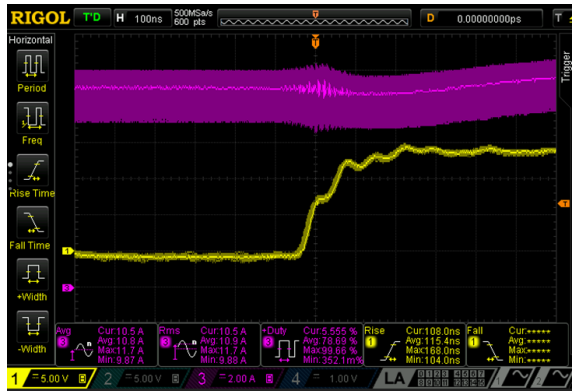
Obrázek 27: Sestupná hrana na gate N-MOSFETu při 100 mA činí 290 ns



Obrázek 28: Vzestupná hrana na gate N-MOSFETu při 100 mA činí 230 ns



Obrázek 29: Sestupná hrana na gate N-MOSFETu při 150 mA činí 190 ns



Obrázek 30: Vzestupná hrana na gate N-MOSFETu při 150 mA činí 115 ns

Při konfiguraci pro 100/200 mA je změřený čas sestupné hrany 290 ns a vzestupné 230 ns. Při konfiguraci pro 150/300 mA do gate N-MOSFETu jsou časy 190 ns pro sestupnou hranu a 115 ns pro vzestupnou hranu.

Byla ponechána konfigurace pro proud 150/300 mA do gate tranzistorů. Konfigurace se provádí připojením rezistoru 68kΩ mezi pin IDRIVE a napájecí větev.

4.4.8 Volba snímacího rezistoru

Jmenovitý proud regulovaného motoru je $I_n = 11,5 A$. Omezení výstupního proudu tedy bude nastaveno na tuto hodnotu.

Hodnota snímacího rezistoru by měla být zvolena s ohledem na výkonovou ztrátu. Přitom je ale nutné, aby na rezistoru vznikl dostatečně velký úbytek napětí, vzhledem k rozlišení A/D převodníku, pro následné zpracování v mikroprocesoru. Dále musí být velikost úbytku napětí na rezistoru, po následném zesílení v driveru, v rozsahu D/A převodníku mikroprocesoru, který generuje referenční napětí do komparátoru proudového omezení.

Hodnota rezistoru byla zvolena $R_{SENSE} = 0,003\Omega$. Poté maximální výkonová ztráta na snímacím rezistoru vychází při jmenovitém proudu:

$$\begin{aligned} P_{R_{sense}} &= R_{SENSE} I_n^2 \\ &= 0,396 W \end{aligned} \quad (4.14)$$

Při maximálním požadovaném proudu motoru, $11,5 A$, vznikne na rezistoru úbytek napětí $34,5 mV$, dále je toto napětí zesíleno v interním zesilovači budiče DRV8701 s typickým zesílením $A_v = 20 V/V$. Typická hodnota napěťového offsetu uváděného v datasheetu, V_{off} je $50 mV$. Pro výpočet referenčního napětí, jež je nutné přivést na vstup $VREF$ pro dosažení požadovaného proudového omezení, se použije níže uvedený vztah.

$$VREF = V_{off} + (I_{omez} R_{sense} A_v) \quad (4.15)$$

Po dosažení získáme požadovanou hodnotu referenčního napětí. V případě typických hodnot A_v a V_{off} a $I_{omez} = I_n$.

$$VREF = V_{off} + (I_{omez} R_{sense} A_v) = 50 * 10^{-3} + (11,5 * 20 * 0,003) = 740 mV$$

Ovšem v datasheetu motorového driveru [9] se reálné hodnoty napěťového zesílení interního zesilovače A_v udávají v rozsahu $16 \leq A_v \leq 24 mV/V$ a offset V_{off} v rozsahu $0 \leq V_{off} \leq 250 mV$.

Budeme-li uvažovat krajní nepříznivé stavy, kdy hodnotu referenčního napětí ponecháme $V_{REF} = 740 \text{ mV}$, může výstupní proud během omezení nabývat následujících krajních hodnot.

$$I_{omez} = \frac{V_{REF} - V_{off}}{R_{sense} A_v} \quad (4.16)$$

	$V_{off}[\text{mV}]$	$A_v[\text{mV/V}]$	$I_{omez}[\text{A}]$	Absolutní chyba [A]	Relativní chyba [%]
Krajní hodnota max	50	16	15,416	-3,916	25,4
Krajní hodnota min	250	24	6,8	4,694	68,97

Tabulka 3: Krajní mezní hodnoty chybovosti při měření proudu

V případě, že by offset V_{off} dosahoval krajní hodnoty 250 mV a zesílení A_v 24 mV/V , tak při referenčním napětí 740 mV by docházelo k omezení výstupního proudu již při $6,8 \text{ A}$. A tím ke značnému snížení momentu motoru. V opačném extrému by docházelo k omezení proudu až na hodnotě $15,4 \text{ A}$ a tím k nadměrnému zatěžování motoru i výkonové části zařízení.

Eliminovat vliv offsetu V_{off} můžeme poměrně jednoduše spuštěním A/D převodníku v klidovém stavu zařízení (nulový výstupní proud) a vrácená hodnota A/D převodníkem bude skutečná hodnota V_{off} . Na jejímž základě by v mikroprocesoru byla vypočítána zpřesňující hodnota V_{REF} .

Eliminace vlivu zesílení A_v by mohla probíhat ve výrobě, ve fázi oživení, kde by se modulu nastavila střída PWM 100 %, připojila se na výstup zátěž, jež způsobí průchod proudu o známé velikosti. Opět by se spustil A/D převodník, načel hodnota na výstupu SO a vrácená hodnota by se porovнала s hodnotou úbytku napětí na snímacím rezistoru. Tato korekce by navíc eliminovala i případnou nepřesnost hodnoty odporu snímacího rezistoru a během tohoto procesu by se mohla provést také eliminace offsetu V_{off} . Tento proces by šel, díky komunikačnímu rozhraní, zautomatizovat například automatickým spínáním různé velikosti zátěže a měřit tak průběh proudu. Tím by se mohlo docílit korekce případné nelinearity snímaného proudu. To v tomto případě není nutné, jelikož zde je důležitá hodnota proudu maximální, při které má docházet k proudovému omezení. Hodnoty nižší jsou pouze informativní.

4.5 DC/DC měnič

Napájecí napětí 5 V pro napájení všech obvodů, kromě motorového driveru, je vytvořeno pulsním zdrojem.

Pro výběr vhodného driveru pulsního zdroje jsem si stanovil následující požadavky:

- dostatečný vstupní napěťový rozsah,
- schopnost dodat dostatečný proud,
- PWM řízení,
- integrované výkonové spínače,
- malé množství externích součástek,
- nastavitelný Soft-Start,
- malé rozměry,
- cena a dostupnost.

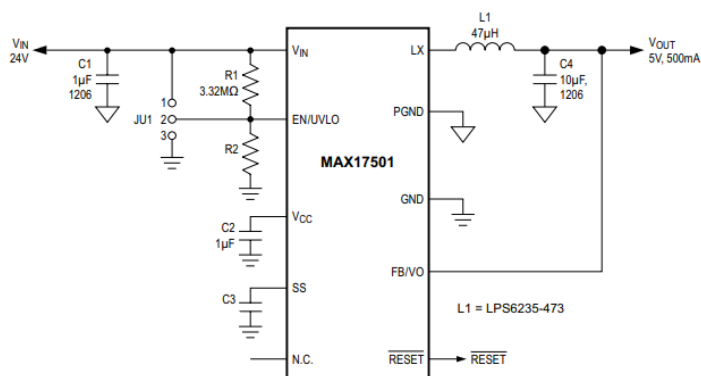
V první řadě je nutné stanovit, jaký proud by měl být zdroj schopný dodat a dle tohoto údaje zvolit vhodný typ.

Hodnoty proudů jednotlivých obvodů byly uvažovány jako maximální přípustné.

Název	Označení	Proudová spotřeba
Operační zesilovač	LM2904	2 x 40 mA
Procesor	CY8C4147AZI-S475	200 mA
Schmittův KO	74HC1G14	25 mA
CAN driver	SN65HVD251	65 mA
CELKEM	-----	370 mA

Tabulka 4: Proudová spotřeba

Nabízí se použití MAX17501, což je synchronní step-down měnič s integrovanými mosfety. Varianty tohoto driveru jsou s nastavitelným výstupním napětím nebo pevným napětím 3,3V, 5 V. Hodnota výstupního proudu měniče je 500 mA. Zvolil jsem driver s pevným výstupním napětím 5 V.



Obrázek 31: Základní zapojení DC měniče [11]

Zapojení je převzato z katalogového listu jako výrobcem doporučené zapojení. Obvod má uživatelem dvě nastavitelné funkce, které je nutné přizpůsobit dané aplikaci.

Jedná se o Soft-Start a nastavení prahového napětí, při kterém se obvod aktivuje.

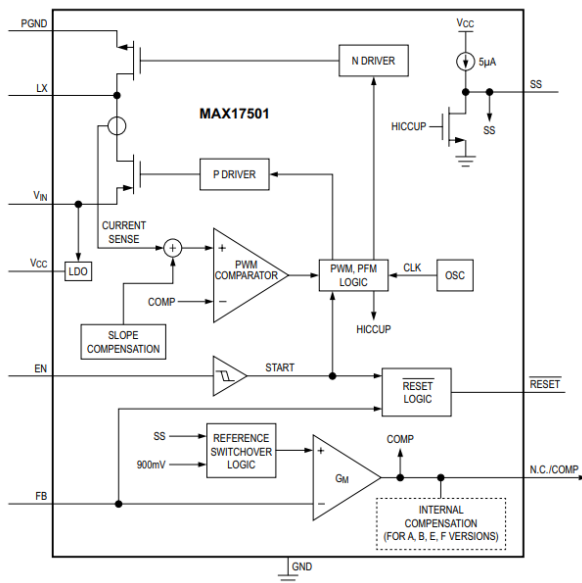
Soft-Start je funkce, která zajišťuje měkký start. To je důležité zejména při spouštění zdroje. Jeho výstup je ovlivněn kapacitou filtračních a blokovacích kondenzátorů ostatních obvodů. Tyto kapacity způsobují velké proudové zatížení zdroje při jejich nabíjení. Funkce Soft-Start zajistí postupné zvyšování střídavého výstupního PWM signálu a postupné nabíjení těchto kapacit.

Soft-Start je nastavitelný pomocí kondenzátoru připojeného na pin SS. Hodnota SS kondenzátoru je závislá na velikosti výstupního napětí $V_{out} = 5 V$ a na hodnotě kapacity na výstupu $C_{sel} = 30 \mu F$.

$$C_3 \geq 19 * 10^{-6} * C_{sel} * V_{out} \quad (4.18)$$

$$C_3 \geq 19 * 10^{-6} * 30 * 10^{-6} * 5 \cong 3 nF$$

V případě, že kapacita nebude dostatečná, bude náběh zdroje rychlý a proudové omezení přeruší start zdroje a děj se bude neustále opakovat.



Obrázek 32: Vnitřní zapojení driveru měniče napětí [11]

Z vnitřního zapojení je zřejmá funkce Soft-Startu, kdy kondenzátor C_{SS} , připojený na výstup SS, je nabíjen konstantním proudem.

Tím dochází k postupnému zvyšování napětí na kondenzátoru C_{SS} . Toto napětí je v tuto chvíli využíváno jako referenční napětí pro komparátor zpětné vazby.

Při proudovém přetížení se sepne tranzistor, který vybijí kondenzátor C_{SS} a bude docházet k opětovnému Soft-Startu.

Druhá z nastavitelných vlastností je velikost prahového napětí, které umožní odpojení zdroje při napětím nižším, než je napěťový rozsah zařízení.

V případě regulátoru je tato hranice 10 V. Regulátor je napájen z akumulátoru a je nutné, aby v případě hlubokého vybití nebyl akumulátor dále zatěžován odebíraným proudem regulátoru. Při snížení vstupního napětí pod hranici 10 V přestane měnič pracovat, výstupní napětí bude nulové. Přestane pracovat i procesor, který odpojí napětí pro motorový driver.

Požadované napětí odpojení se nastavuje odporovým děličem připojeným na vstup EN/UVLO.

Výpočet hodnot rezistorů, za předpokladu $R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$, je následující. [11]

$$R_2 = \frac{R_1 * 1,218}{V_{in} - 1,218} \quad (4.19)$$

kde V_{in} je požadované vstupní napětí, při kterém se má měnič vypnout.

$$R_2 = \frac{3,3 * 10^6 * 1,218}{10 - 1,218} \cong 457 \text{ k}\Omega \cong 470 \text{ k}\Omega$$

Odporový dělič R_1 a R_2 bude obsahovat rezistory s hodnotami

$R_1 = 3,3 \text{ M}\Omega$ a $R_2 = 470 \text{ k}\Omega$.

4.6 Výpočet výkonových ztrát a oteplení výkonových tranzistorů

V každé elektronické součástce, během její funkce, vznikají ztráty. Ty se v podobě tepla uvolňují do okolí. U některých součástek se výkonové ztráty, vzhledem k jejich velikosti, zanedbávají. Většinou se jedná o součástky nevýkonového charakteru.

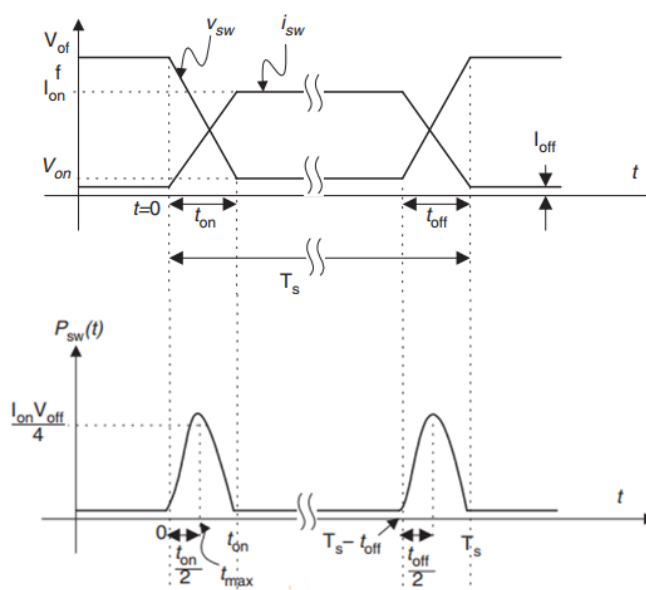
U výkonových součástek je ztrátový výkon větší a vzniklé teplo se musí odvádět. Nadměrným oteplováním se mění vlastnosti součástky a při překročení teploty polovodičového čipu může dojít k jeho poškození.

Na výsledné oteplení má, mimo jiné, také vliv návrh DPS, umístění výkonových součástek, umístění konektorů, které mohou pomáhat v odvodu tepla, počet a velikost prokůvů atd.

Proto je přesný výpočet velice komplikovaný, nicméně i zjednodušeným výpočtem jsme schopni se přiblížit skutečným hodnotám, ale hlavně jsme schopni výpočtem navrhnout vyhovující chladič.

Odvod tepla se musí navrhovat tak, aby nedocházelo k nadměrnému oteplování okolních součástek, a naopak okolní součástky volit tak, aby jejich pracovní teploty vyhovovaly zvýšeným teplotám okolí.

Průběhy napětí a proudu při spínání výkonových tranzistorů jsou zobrazené na Obrázek 33. V době t_{on} a době t_{off} mluvíme o spínacích ztrátách, v době $T_s - (t_{on} + t_{off})$ mluvíme o ztrátách propustným proudem.



Obrázek 33: Průběhy spínání výkonových spínačů [12]

Pro výpočet ztrát a následného oteplení musíme znát dobu sepnutí a rozeznutí tranzistorů, vnitřní odpor v sepnutém stavu tranzistoru, spínaný proud, napětí a další údaje uvedené v Tabulka 5.

Jmenovité napětí	U_n	14 V
Jmenovitý proud motorem	I_n	11,5 A
Odpor tranzistoru v sepnutém stavu	R_{DS}	1,8 mΩ
Doba sepnutí N-MOSFETu	t_{on}	115 ns
Doba vypnutí N-MOSFETu	t_{off}	190 ns
Spínací frekvence	f_{sw}	13 330 Hz
Střída spínání	D	0,77
Ochranná doba spínání	t_{dead}	150 ns
Úbytek napětí na antiparalelní diodě tranzistoru	U_{df}	0,8 V

Tabulka 5: Potřebné údaje pro výpočet ztrát a oteplení

Ve výpočtech je zohledněno paralelní spojení dvou tranzistorů a tím snížení spínaného proudu tranzistorem.

4.6.1 Výpočet spínacích ztrát

Vztah pro výpočet spínacích ztrát jednoho tranzistoru je následující.

$$P_{sw} = \frac{1}{2} U_n I_t (t_{on} + t_{off}) f_{sw} \quad (4.20)$$

Kde $\frac{1}{2} U_n I_n$ charakterizuje střední hodnotu výkonu v době t_{on} a t_{off} .

Tranzistory jsou zapojeny dva paralelně, každým z nich prochází tedy $\frac{1}{2}$ jmenovitého proudu.

$$I_t = \frac{I_n}{2} = \frac{11,5}{2} = 5,75 \text{ A}$$

Dosazením do (4.20) získáme

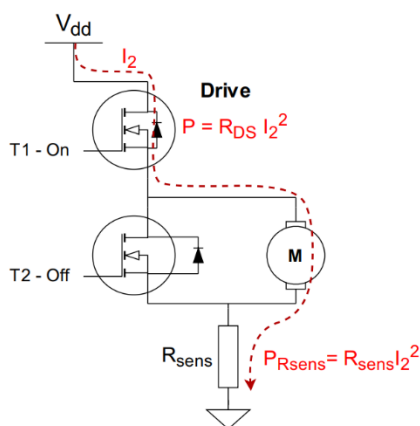
$$P_{sw} = \frac{1}{2} * 14 * 5,75 * (115 * 10^{-9} + 190 * 10^{-9}) * 13\,330 = 0,163 \text{ W}$$

Vypočítaná hodnota spínacích ztrát pro jeden tranzistor je $0,163W$. Pro horní dva paralelně spojené tranzistory je tedy celková výkonová ztráta $0,326W$, pro dolní dva také $0,326W$.

4.6.2 Výpočet ztrát propustným proudem

Ztráty propustným proudem, tedy v ustáleném sepnutém stavu na horních tranzistorech, závisí na velikosti proudu tekoucím tranzistorem I_t , odporu MOSFET tranzistoru v sepnutém stavu R_{DS} a době sepnutí tranzistoru. Ta je dána střídou a periodou. Střída byla zvolena 77 % z důvodu porovnání s reálným měřením, kde bylo oteplení měřeno při této střídě.

Motorový driver vkládá mezi spínání tranzistorů ochrannou časovou prodlevu t_{dead} . Pro názornost jsou na Obrázek 34-37 zobrazeny jednotlivé fáze spínání/rozpínání, průběhu proudu a výkonové ztráty. Pro lepší názornost průchodu proudu je antiparalelní dioda, která je součástí tranzistoru, na obrázcích zakreslena mimo pouzdro tranzistoru.

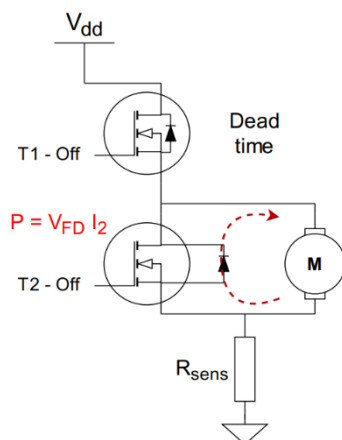


Obrázek 34: Průběh proudu fáze 1

Fáze 1 – Drive:

PWM řídicí signál na vstupu driveru je v log1.

Tranzistor T_1 sepnut, proud I_2 teče přes tranzistor, kde vytváří výkonovou ztrátu, dále do motoru a snímacího rezistoru R_{sens} .

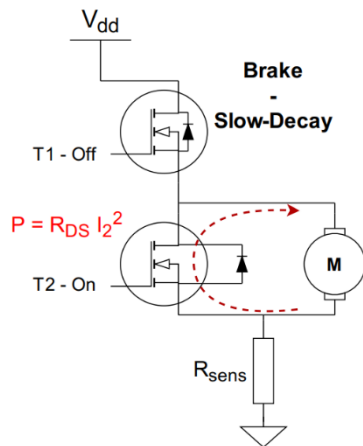


Obrázek 35: Průběh proudu fáze 2

Fáze 2 – Dead time:

PWM řídicí signál na vstupu driveru je v log0.

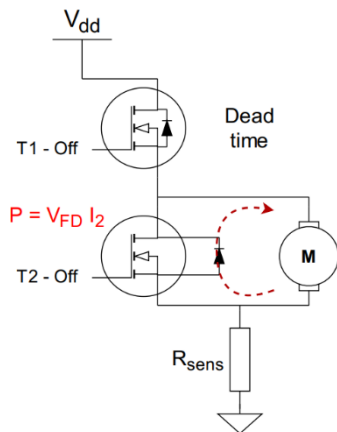
Tranzistory T_1 a T_2 rozepnuty, a to po dobu $t_{dead} = 150\text{ ns}$, jež zajistí ochrannou časovou prodlevu. Během této doby se proud uzavírá přes antiparalelní diodu tranzistoru T_2 .



Obrázek 36: Průběh proudu fáze 3

Fáze 3 – Brake:

PWM řídicí signál na vstupu driveru je v log0. Doba t_{dead} uplynula, tranzistor T_2 sepnutý. Proud se zavírá přes tranzistor T_2 . Výkonová ztráta na tranzistoru je rovna odporu tranzistoru v sepnutém stavu a velikostí procházejícího proudu.



Obrázek 37: Průběh proudu fáze 4

Fáze 4 – Dead time:

PWM řídicí signál na vstupu driveru je v log1. Tranzistory T_1 a T_2 rozepnuty, a to po dobu $t_{dead} = 150 \text{ ns}$, jež zajistí ochrannou časovou prodlevu. Během této doby se proud uzavírá přes antiparalelní diodu tranzistoru T_2 .

Výše popsané průběhy proudu, ovšem nebudou platit v případě, kdy motor bude rekuperovat. Tato situace může nastat například při požadavku výrazného snížení rychlosti motoru, tedy snížením otáček naprázdno. Poté proud během doby Dead time bude procházet přes antiparalelní diodu tranzistoru T_1 do zdroje. Tento případ bude nastávat velmi zřídka a trvání tohoto stavu bude velmi krátké, vzhledem k momentu setrvačnosti motoru, převodovky a zátěže. Proto tento stav nebude zahrnut do výpočtu.

Výše popsané průběhy se ve výpočtu ztrát projeví tak, že doba t_{dead} bude zahrnuta v horním i dolním tranzistoru zkrácením doby sepnutí o čas t_{dead} . V dolním tranzistoru bude potřeba navíc v každé době t_{dead} počítat ztráty při průchodu proudu antiparalelní diodou.

1. Výpočet propustných ztrát horního tranzistoru

$$P_{HRDS} = R_{DS} I_t^2 D \left[\frac{1}{f_{sw}} - (t_{on} + t_{off} + t_{dead}) \right] f_{sw} = \quad (4.21)$$

$$= 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 5,75^2 \cdot 0,77 \cdot \left[\frac{1}{13330} - (115 \cdot 10^{-9} + 190 \cdot 10^{-9} + 150 \cdot 10^{-9}) \right] \cdot 13330$$

$$P_{HRDS} = 45,5 \text{ mW}$$

Vypočítaná hodnota propustných ztrát pro jeden tranzistor je 45,5 mW. Pro dva tranzistory v paralelním spojení, celkový propustný ztrátový výkon činí 91,1 mW

2. Výpočet propustných ztrát dolního tranzistoru

$$P_{LRDS} = R_{DS} I_t^2 (1 - D) \left(\frac{1}{f_{sw}} - (t_{on} + t_{off} + t_{dead}) \right) f_{sw} \quad (4.22)$$

$$= 1,8 \cdot 10^{-3} \cdot 5,75^2 \cdot 0,23 \cdot \left[\frac{1}{13330} - (115 \cdot 10^{-9} + 190 \cdot 10^{-9} + 150 \cdot 10^{-9}) \right] \cdot 13330$$

$$P_{LRDS} = 13,6 \text{ mW}$$

Výkonová ztráta na antiparalelní diodě dolního tranzistoru v době jedné periody činí:

$$P_{LRDS_tdead} = U_{df} I_t 2t_{dead} f_{sw} = \quad (4.23)$$

$$0,8 \cdot 5,75 \cdot 2 \cdot 150 \cdot 10^{-9} \cdot 13330 =$$

$$P_{LRDS_tdead} = 18,4 \text{ mW}$$

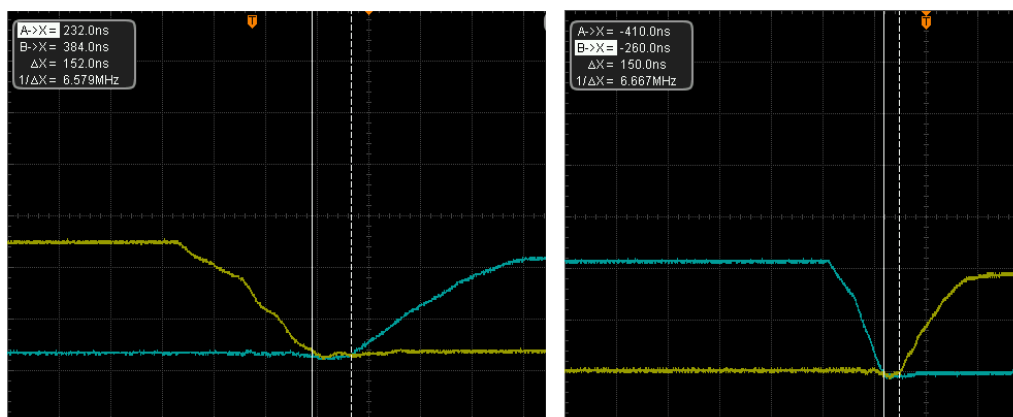
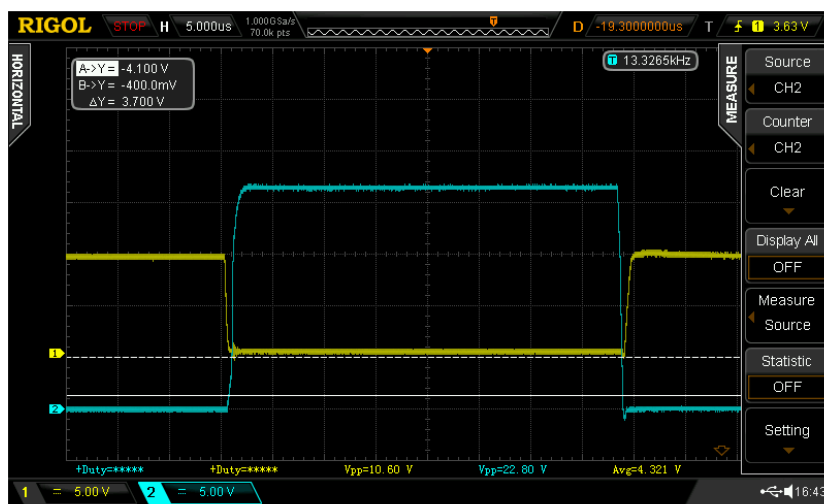
Celková výkonová ztráta dolních tranzistorů je dána součtem P_{LRDS} a P_{LRDS_tdead} .

Tranzistory	Spínací ztráty	Propustné ztráty	Ztráty celkem / T	Celkem horní/dolní
$T_1 - \text{Horní}$	163 mW	45,5 mW	208,5 mW	417 mW
$T_2 - \text{Horní}$	163 mW	45,5 mW	208,5 mW	
$T_3 - \text{Dolní}$	163 mW	32 mW	195 mW	390 mW
$T_4 - \text{Dolní}$	163 mW	32 mW	195 mW	

Tabulka 6: Výkonová ztráta tranzistorů

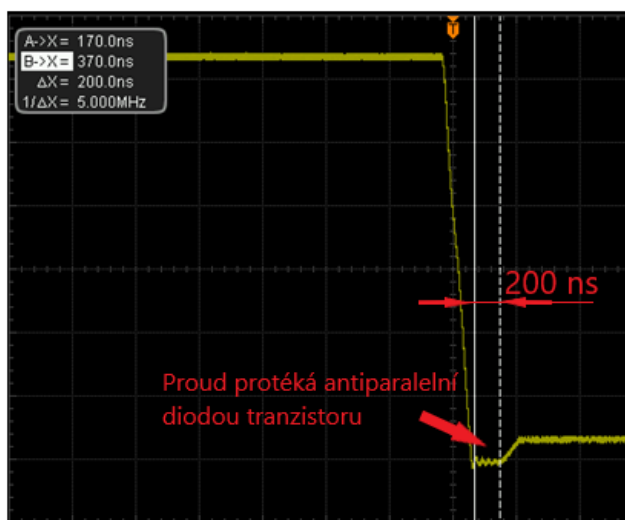
Z výpočtů lze vyčíst, že větší podíl na ztrátách mají ztráty spínací. Proto úvaha o vhodné volbě spínací frekvence, jako vlivu na ztráty a proudové zvlnění, je zde na místě.

Na níže uvedených obrázcích jsou zobrazené průběhy, kde je možné vidět projev doby t_{dead} .



Obrázek 38: Projev doby t_{dead}

Na Obrázek 38 jsou průběhy napětí na gate N-Mosfet tranzistorů. Žlutý průběh horního tranzistoru a modrý průběh dolního tranzistoru. Měřené části na detailních snímcích jsou doby t_{dead} . Na Obrázek 39 je projev doby t_{dead} měřený na svorkách motoru neboli napětí mezi Drain a Source dolního tranzistoru.

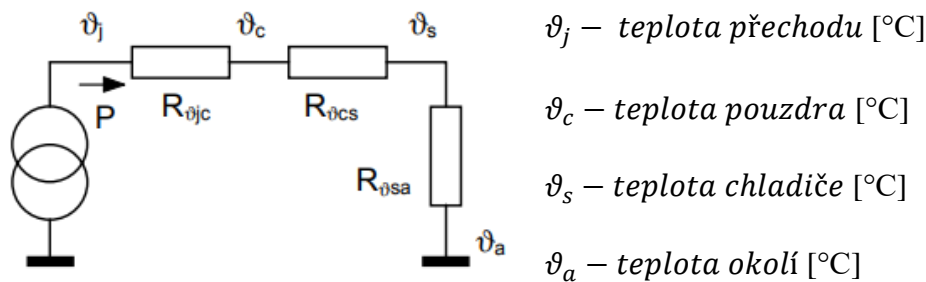


Obrázek 39: Detail doby t_{dead} na svorkách motoru

4.6.3 Výpočet oteplení

Ze znalosti výkonových ztrát N-MOSFET tranzistorů jsme schopni výpočtem určit přibližnou teplotu přechodu tranzistoru. Maximální přípustná teplota přechodu je udávána v katalogu součástky. Vzhledem k velikosti má tranzistor velmi malou tepelnou kapacitu, a tedy i krátkou tepelnou časovou konstantu. Výsledná teplota přechodu závisí na celkové velikosti tepelných odporů přestupu tepla z PN přechodu do okolí, výkonové ztrátě součástky a teplotě okolí.

Náhradní schéma tepelného okruhu:



Obrázek 40: Náhradní schéma tepelného okruhu [15]

$R_{\vartheta_{jc}}$ – tepelný odpor mezi polovodičovým čipem a chladičí plochou součástky [°C/W]

$R_{\vartheta_{cs}}$ – tepelný odpor styku s chladičem [°C/W]

$R_{\vartheta_{sa}}$ – tepelný odpor přestupu tepla z chladiče do okolí [°C/W]

Celkový tepelný spád musí splňovat následující rovnici:

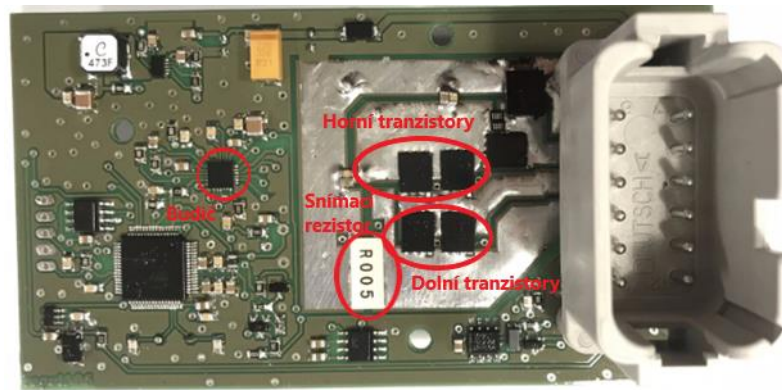
$$P(R_{\vartheta_{jc}} + R_{\vartheta_{cs}} + R_{\vartheta_{sa}}) \leq PR_{\vartheta_{ja}} \quad (4.24)$$

V teoretickém úvodu výpočtu oteplení je uvažován v tepelném okruhu vliv chladiče. Následný výpočet oteplení je prováděn pro zařízení bez chladiče.

Pro použité N-MOSFET tranzistory CSD18540Q5B jsou v datasheetu uvedeny následující údaje.

Maximální rozsah provozních teplot přechodu	T_j	$-55 < T_j < 175 \text{ } ^\circ\text{C}$
Tepelný odpor mezi polovodičovým čipem a chladicí plochou součástky	$R_{\theta jc}$	$0,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$

Tabulka 7: Údaje pro výpočet oteplení tranzistoru [8]



Obrázek 41: Umístění horních a dolních tranzistorů

Výpočty budeme provádět pro horní a dolní tranzistory zvlášť. Každá dvojice paralelně spojených tranzistorů má vlastní velikost chladicí plochy, na kterých jsou připájeny a mají odlišný ztrátový výkon.

Při výpočtech uvažujeme teplotu okolí θ_a $22 \text{ } ^\circ\text{C}$. Velikost plochy DPS (mědi), na které jsou připájeny tranzistory a podílí se na přenosu tepla, byla zvolena odhadem na základě údajů z datasheetu tranzistoru [8], kde je uveden tepelný odpor $R_{\theta ja} = 50 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ v případě velikosti plochy $6,45 \text{ cm}^2$, materiálu FR4 a vrstvě mědi $75 \text{ }\mu\text{m}$.

Navržená velikost plochy:

- plocha pro horní tranzistory činí 5 cm^2 ,
- plocha pro dolní tranzistory činí $4,4 \text{ cm}^2$,
- materiál DPS FR4 dvouvrstvá,
- vrstva mědi $35 \text{ }\mu\text{m}$.

Pro následný výpočet byl uvažován předpoklad, že u dvouvrstvé desky s plochou $15,29 \text{ cm}^2$, bez nucené výměny vzduchu, při výkonové ztrátě 1 W bude nárůst teploty $40 \text{ } ^\circ\text{C}$. [13]

Udávaný koeficient přenosu tepla (h), z povrchu DPS běžnou konvekcí, je $10 \text{ W}/\text{m}^2\text{K}$. Abychom z tohoto údaje získali tepelný odpor $R_{\vartheta BA}$ přestupu tepla z desky do okolí, použijeme obrácenou hodnotu koeficientu $h = 0,001 \text{ W}/(\text{cm}^2 \text{ } ^\circ\text{C})$ a vydělíme velikostí plochy. V případě desky dvouvrstvé nám vychází vztah: [13]

$$R_{\vartheta BA} = \frac{1}{\frac{1}{h}} = \frac{1000 \frac{^\circ\text{C} * \text{cm}^2}{\text{W}}}{2 (1 \text{ cm} * 1 \text{ cm})} = \frac{500 \frac{^\circ\text{C} * \text{cm}^2}{\text{W}}}{\text{Plocha}} \quad (4.25)$$

kde pro $R_{\vartheta BA}$ platí $R_{\vartheta BA} = R_{\vartheta JA} - R_{\vartheta JC}$.

Teplota přechodu pro horní a dolní tranzistory vychází následovně:

$$\vartheta_j = \left(\frac{500}{\text{Plocha}} + R_{\vartheta jc} \right) P_{\text{dolní/horní}} + \vartheta_a \quad (4.26)$$

$$\vartheta_{j_horni} = \left(\frac{500}{5} + 0,8 \right) * 0,417 + 22 = 64^\circ\text{C}$$

$$\vartheta_{j_dolni} = \left(\frac{500}{4,4} + 0,8 \right) * 0,390 + 22 = 66,6^\circ\text{C}$$

Jednotky pro velikost plochy jsou v cm^2 .

Během zkoušek oteplení byla měřena teplota na povrchu tranzistorů. Výše vypočítaná teplota odpovídá teplotě přechodu. Teplota na povrchu pouzdra tranzistoru je ovlivněna jeho materiálem, který má vyšší teplotní odpor oproti tepelnému odporu plochy, určené pro odvod tepla, $R_{\vartheta jc}$. Odpor $R_{\vartheta jT}$ (odpor přechod-pouzdro TOP) je dle [14] $R_{\vartheta jT} = 12 - 15 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$.

Pro teplotu na povrchu tranzistoru lze tedy uvažovat:

$$\vartheta_{TOP} = \vartheta_{j_horní/dolní} - R_{\vartheta jT} * P \quad (4.27)$$

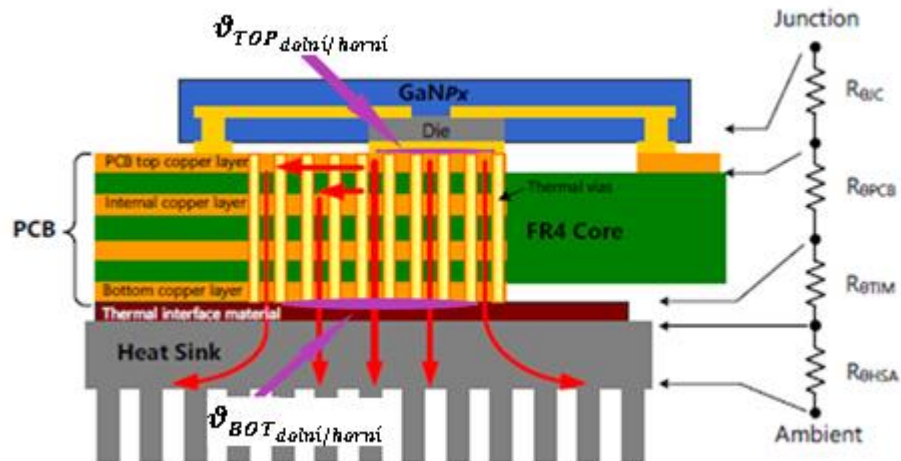
Teplota povrchu horního tranzistor $\vartheta_{TOP_horni} = 58,4 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Teplota povrchu dolního tranzistor $\vartheta_{TOP_dolni} = 61,3 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Teplota dolních tranzistorů je vyšší navzdory menšímu ztrátovému výkonu, což lze přisuzovat menší chladicí ploše, oproti horním tranzistorům.

Pro přesný výpočet oteplení by byl potřeba hlubší rozbor problematiky přenosu tepla. Zde byl uvažován obecný odpor $R_{\vartheta BA}$. Pro přesnější výpočet by bylo nutné zohlednit například tloušťku DPS, počet, umístění a velikost prokůvů.

Zde bych předběhl a provedl krátký výpočet v závislosti na výsledcích měření oteplení. Víme-li teplotu přechodu, můžeme výpočtem odhadnout teplotu na chladicí ploše dolního tranzistoru, jež je připájen na vrstvě TOP plošného spoje $\vartheta_{j_dolni} - (R_{\vartheta_{jc}}P)$. Z měření víme teplotu plošného spoje na vrstvě BOT $\vartheta_{BOT_dolni} = 63,4$ °C. Díky těmto údajům jsme schopni vyjádřit přibližnou hodnotu tepelného odporu DPS.



Obrázek 42: Rozmístění teplot a tepelných odporů PCB

$$R_{\vartheta_{PCB}} = \frac{\vartheta_{j_dolni/horni} - (R_{\vartheta_{jc}}P) - \vartheta_{BOT_dolni/horni}}{P} \quad (4.28)$$

$$R_{\vartheta_{PCB_horni}} = \frac{64 - (0,8 * 0,417) - 62,5}{0,417} = 2,8 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{\vartheta_{PCB_dolni}} = \frac{66,6 - (0,8 * 0,390) - 63,4}{0,390} = 7,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Tabulka 8 zobrazuje porovnání vypočítaných teplot a naměřených během zkoušek oteplení. Přímé porovnání je možné při střídě 77 %, při které byly měřeny teploty pouzder tranzistorů. Dále je možné porovnání teploty přechodu a teploty DPS ze strany BOT, kde je ale již teplota ovlivněna tepelným odporem DPS.

Výpočet byl proveden i pro střidu 99 %. Tedy pro situaci, kdy je horní tranzistor nejvíce namáhán. Proud do zátěže je jmenovitý proud motoru $I_n = 11,5$ A. Výkonová ztráta na horních tranzistorech činí 444 mW, na dolních 365 mW.

Střída	77 %			99 %	
	Teplota přechodu [°C]	Teplota pouzdra [°C]	Teplota DPS vrstva BOT [°C]	Teplota přechodu [°C]	Teplota pouzdra [°C]
Horní Tranzistor Vypočítaná	64	58,4	--	66,8	60,8
Horní Tranzistor Měřená	--	59,7	62,5	--	--
Dolní Tranzistor Vypočítaná	66,6	61,3	--	63,8	58,9
Dolní Tranzistor Měřená	--	60,8	63,4	--	--

Tabulka 8: Porovnání teplot

Na základě výpočtu oteplení a následného měření se teploty přechodu tranzistorů pohybují v okolí 65 °C bez použití chladiče a při teplotě okolí 22 °C. Dá se tedy uvažovat, že při zvýšení teploty okolí na 40 °C, by se dalo zařízení provozovat i bez nutnosti dodatečného chlazení.

Navrhované zařízení ale musí splňovat požadované krytí a odolnost. Z tohoto důvodu bude zařízení zapouzdřené, a tím bude značně zhoršen odvod tepla. Proto bude nutné přistoupit k použití chladiče a umožnění tak odvodu tepla ze zařízení.

Chladič je vyroben z hliníkové pásoviny o rozměrech 66x60x10. Z důvodu elektrického odizolování chladiče a plošného spoje je mezi chladič a plošný spoj vložena gelová tepelně vodivá podložka tloušťky 1 mm a teplotním odporem 2,76 °C cm² /W.

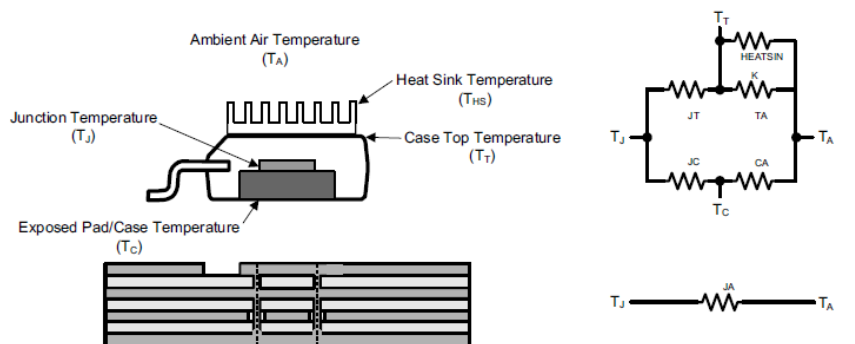
4.6.4 Umístění chladiče

Na odvod tepla má vliv i umístění chladiče. Níže jsou uvedeny dvě možnosti umístění chladiče. Uvádím je zde, protože obě varianty byly na regulátoru měřeny.

Z hlediska účinnosti odvodu tepla by měla být snaha umístit chladič co nejbližší k přechodu přes nejnižší teplotní impedanci.

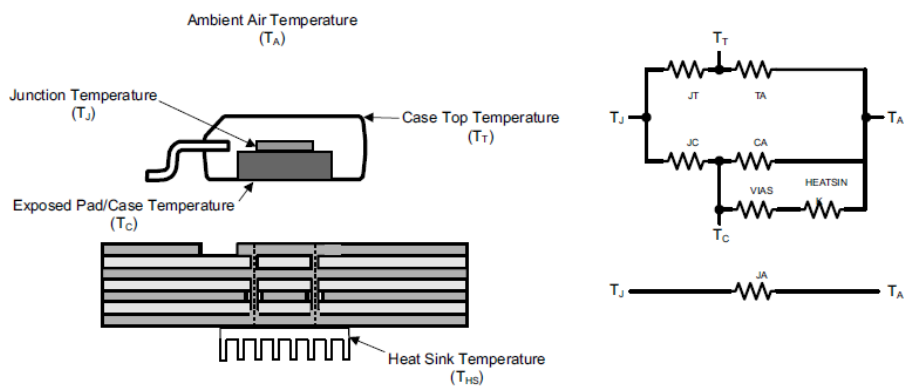
Tepelný odpor mezi přechodem a plochou určenou pro odvod tepla u použitého tranzistoru je $0,8 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$. Naproti tomu teplotní odpor na povrchu pouzdra tranzistoru je zvětšen díky teplotnímu odporu materiálu zapouzdření.

Na Obrázek 43 je chladič umístěn na povrchu tranzistoru, tedy je s vysokou teplotou spojen přes impedanci plastového pouzdra tranzistoru. To způsobuje nízkou účinnost odvodu tepla.



Obrázek 43: Umístění chladiče na povrchu součástky [13]

Naproti tomu na druhém obrázku je chladič zapojen do série s chladicí plochou určenou pro odvod tepla přes prokovy v plošném spoji, které představují nízkou impedanci a umožňují dobrý odvod tepla. [13]



Obrázek 44: Umístění chladiče na DPS [13]

4.7 Návrh zapouzdření a DPS

4.7.1 Zapouzdření

Jak již bylo v úvodu kapitoly požadavků na zařízení uvedeno, musí zařízení splňovat odolnost minimálně IP68. To je důležitá informace, která ovlivní návrh zařízení již od počátku.

Zvažoval jsem více možností, jak docílit požadovaného krytí. Například umístění plošného spoje do krabičky, přívodní kabel a kabel k motorům vyvést průchodkami. Nebo umístění do krabičky a pro připojení napájení a motoru zvolit konektor.

Tato provedení mají své velké výhody, ale také nevýhody. Krabička musí splňovat potřebné krytí, a jakýkoliv zásah v podobě otvoru jej může snižovat. Případný úkon na úpravě krabičky během montáže znamená vyšší náklady na výrobu. Je nutnost řešit možnosti upevnění na stroj a přizpůsobovat se možnostem krabičky.

Sortiment krabiček je samozřejmě omezený, a pokud bychom se bavili o kvalitním zapouzdření, tak i cenově náročnější.

Ale přináší to také i výhody. Krabička je rozebíratelná, tedy je umožněn servisní zásah, nebo oprava. A v případě kovové krabičky můžeme s výhodou využít krabičku k odvodu tepla (chlazení).

Další možnost je zalití elektroniky zalévací hmotou. Mnoho výrobků je řešeno tak, že se použije krabička jako pouzdro, elektronika se do ní umístí a zalije se zalévací hmotou.

Využil jsem možnost jinou. A to elektroniku umístěnou do formy a zalití speciální hmotou. Tvar formy tak určí rozměry a vzhled výrobku. Typ hmoty pak mechanické vlastnosti.

Výhody tohoto řešení jsou:

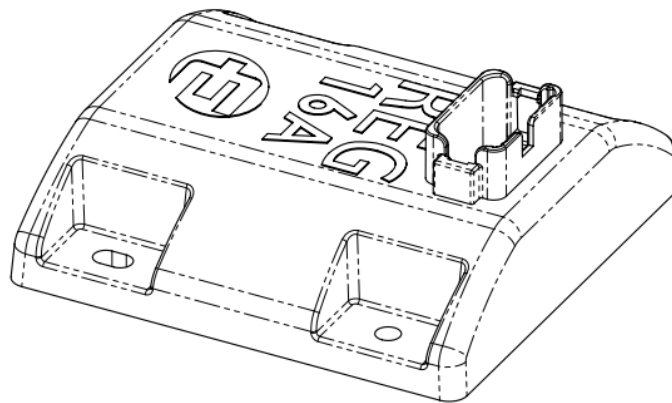
- vysoké krytí,
- možnost volby vzhledu a mechanických vlastností (barva, průhlednost, tuhost materiálu),
- volba uchycení na míru (zalití montážní konzole, otvorů pro šrouby...),
- časová náročnost výroby.

Nevýhody:

- nemožnost servisního zásahu,
- počáteční náklady na formu,
- komplikovanější odvod tepla z DPS,
- použití komponent, které odolají zalití.

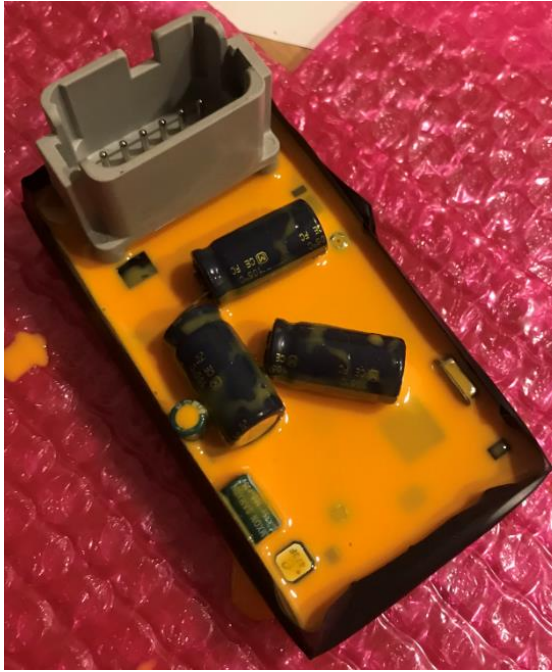
Bylo tedy nutné již při vývoji a návrhu myslet na určitá pravidla, aby bylo zalití proveditelné a nenáročné. Přizpůsobit výběr takových komponentů, do kterých nemůže vniknout zalévací hmota. Veškeré komponenty, jako konektory a vodiče, by měly být vyvedeny ze zapouzdření pouze z jedné strany.

Oslovil jsem firmu Gamatec s.r.o., která se zabývá výrobky z plastů a zalévacích hmot nejen pro elektroniku. Prototypový výrobek jsem jim předal, byly vyjasněny požadavky z hlediska rozměrů, uchycení, materiálu a za pár dní mi přišel návrh zapouzdření.



Obrázek 45: Model řešení zapouzdření

Po odsouhlasení a dořešení detailů firma Gamatec vytvořila formu. Před vložením do formy a zalitím výrobku se provádí mezikrok, který spočívá v zalití DPS do pružné hmoty Obrázek 46. Vzhledem ke zvolení hmoty vnějšího zapouzdření o velké tvrdosti, pružná hmota zajistí ochranu součástek na DPS před poškozením např. při dilataci či mechanickém namáhání.

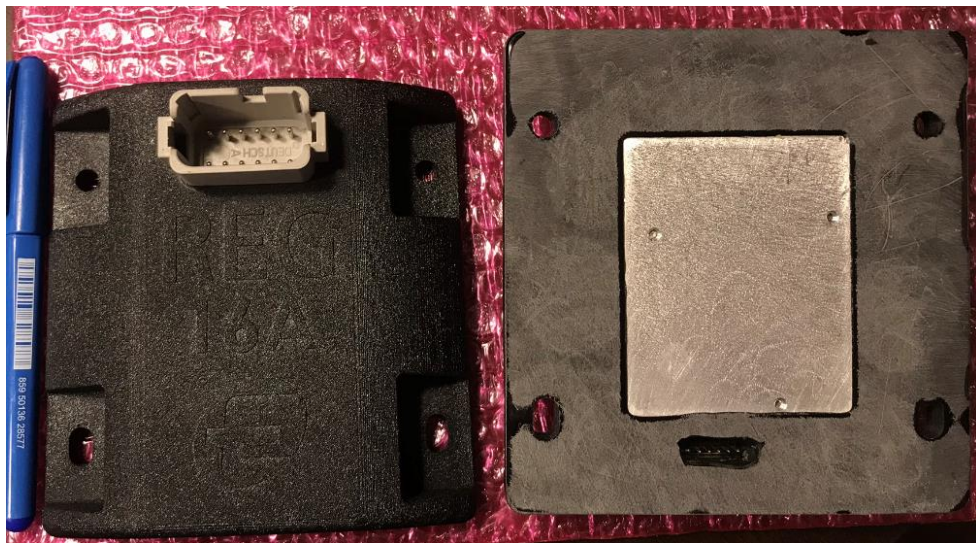


Obrázek 46: Zalití do pružné hmoty



Obrázek 47: Vložení DPS do formy pro finální zalití

Po zavadnutí se výrobek vloží do formy a provede se zalití Obrázek 47. Další postup a podrobnosti mi není znám, ale výsledek již ano.



Obrázek 48: Finální výrobek

Spodní strana je tzv. lící, musí následovat její úprava, abychom získali rovnou styčnou plochu nejen pro dobrý styk chladicí plochy, ale také pro zamezení vnitřního pnutí, které by díky nerovnostem mohlo vzniknout během montáže.

Ze spodní strany je přístup k programovacímu konektoru. Ten zde bude ponechán a bude vytvořena pryžová zátka.

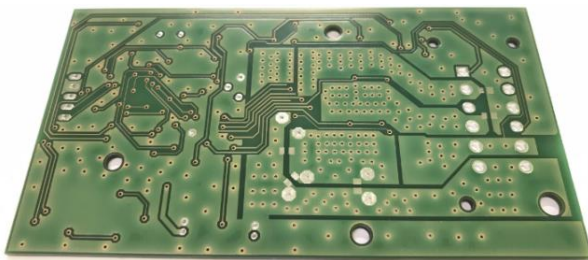
4.7.2 DPS

Schéma a následně tvorba DPS byla provedena v programu Eagle. Desky byly navrhovány v provedení dvouvrstvém. Velikost pasivních SMD součástek jsem volil 0805. Součástek není velký počet, proto velikost 0805 je dostačující, nezvětšují výslednou velikost zařízení, a i v případě ručního osazení jsou vyhovující.

Prototyp DPS byl vyráběn firmou Pragoboard formou poolservis, kde omezení spočívalo v tloušťce mědi $18\ \mu\text{m}/18\ \mu\text{m}$. To ovlivňuje maximální možné proudové zatížení. Další varianta plošného spoje již byla vyráběna ve firmě Čemebo, kde tloušťka mědi již mohla být $35\ \mu\text{m}/35\ \mu\text{m}$.

Výkonová část je umístěna co nejbližší konektoru. Vodivé cesty v TOP vrstvě jsou odmaskovány pro případnou nutnost zvětšení jejich tloušťky. V okolí součástek jsou vytvořeny prokovy pro zlepšení odvodu tepla do vrstvy BOT.

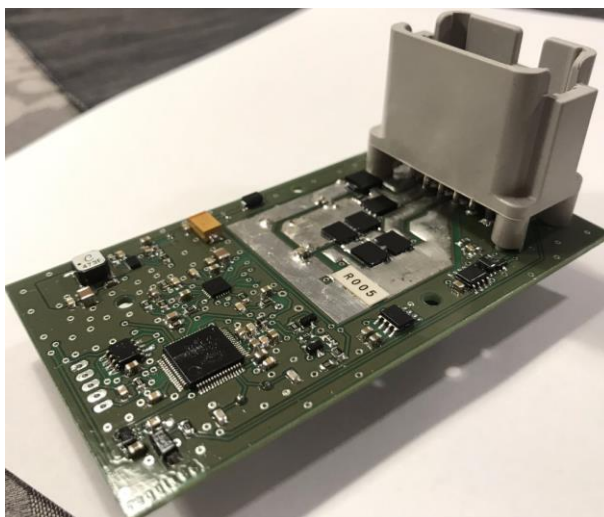
Filtrační kondenzátory jsou umístěny co nejbližší výkonovým tranzistorům. Tranzistory jsou v paralelním spojení. Jsou vůči sobě umístěny v co nejkratší vzdálenosti z důvodu rovnoměrného rozdělení procházejícího proudu a z důvodu stejného teplotního potenciálu. Pasivní součástky jednotlivých integrovaných obvodů jsou umístěny co nejbližší těmto obvodům. Na obrázcích níže je finální podoba DPS.



Obrázek 49: Strana BOT plošného spoje

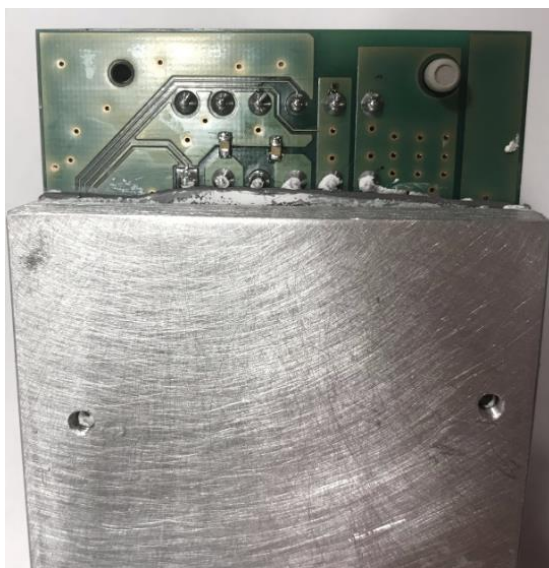


Obrázek 50: Strana TOP plošného spoje



Obrázek 51: Kompletně osazený plošný spoj

Chladič je vyroben z hliníkové pásoviny o rozměrech 66x60x10. Ačkoli jsou na DPS navrženy vývodové součástky, jsou osazeny pouze ze strany TOP, aby vývody nebránily styku DPS a chladiče ve vrstvě BOT. Umístění chladiče bylo zvoleno co nejbližší k vývodům konektoru pro odvod tepla jak z DPS, tak i ze zahřívajících se pinů konektoru.



Obrázek 52: Umístění chladiče-strana BOT



Obrázek 53: Umístění chladiče-pohled ze strany

Mezi DPS a chladič je vložena gelová tepelně vodivá podložka. Tím je chladič galvanicky oddělený od celého zařízení. Ze strany TOP je chladič připevněn k DPS šrouby M3.

Ve finálním výrobku je chladič umístěný na spodní straně, tedy na montážní ploše. Umístěním zařízení na kovovou část stroje bude docíleno velké efektivity odvodu tepla.

4.8 Zkoušky oteplení

4.8.1 Úvod

Z důvodu kompletního zapouzdření výrobku bylo nutné se zaměřit na měření oteplení a řešení způsobu odvodu tepla.

Vzniklo tedy několik modifikací výrobků a jejich následné měření. Jednalo se zejména o změny umístění chladiče a tloušťku mědi DPS. Poslední dvě varianty se zabývají měřením oteplení zalitých variant.

Stručný přehled modifikací zařízení:

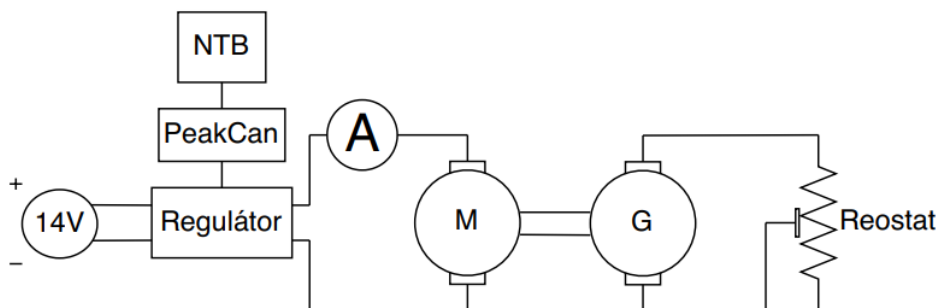
- Varianta 1:
 - bez chladiče,
 - vodorovný konektor,
 - vrstva mědi 18/18,
 - snímací rezistor 5 mΩ.
- Varianta 2:
 - totožná s Varianta 1,
 - svislá pozice konektoru.
- Varianta 3:
 - s hliníkovým chladičem rozměry 65x60x10,
 - chladič umístěn ze strany součástek (na tranzistorech),
 - vrstva mědi 18/18,
 - snímací rezistor 2,5 mΩ.
- Varianta 4:
 - bez chladiče,
 - vrstva mědi 35/35,
 - snímací rezistor 3 mΩ,
 - více prokovů v okolí tranzistorů pro zlepšení přenosu tepla,
 - změněné přiřazení signálů na výstupním konektoru–zvětšená plocha signálových cest.

- Varianta 5:
 - chladič umístěný ze strany BOT, izolovaný od DPS gelovou podložkou,
 - vrstva mědi 35/35,
 - snímací rezistor 3 mΩ,
 - více prokovů v okolí tranzistorů pro zlepšení přenosu tepla,
 - změněné přiřazení signálů na výstupním konektoru–zvětšená plocha signálových cest,
 - s teplotními senzory PT100,
 - zalité v oranžové pružné hmotě.
- Varianta 6:
 - shodné s Varianta 5,
 - bez chladiče.
- Varianta 7:
 - shodné s Varianta 6,
 - finální provedení zalití.

4.8.2 Metodika měření

Při měření oteplení je nutné zatížit regulovaný motor zátěžným momentem do výše jmenovitého proudu motoru, tedy 11,5 A. Zátěžný moment je vytvořen pomocí přímého spojení regulovaného motoru se stejným typem motoru, ale pracujícím jako dynamo. Vytvořená elektrická energie dynamu je mařena na reostatu, jež je připojený na jeho výstup.

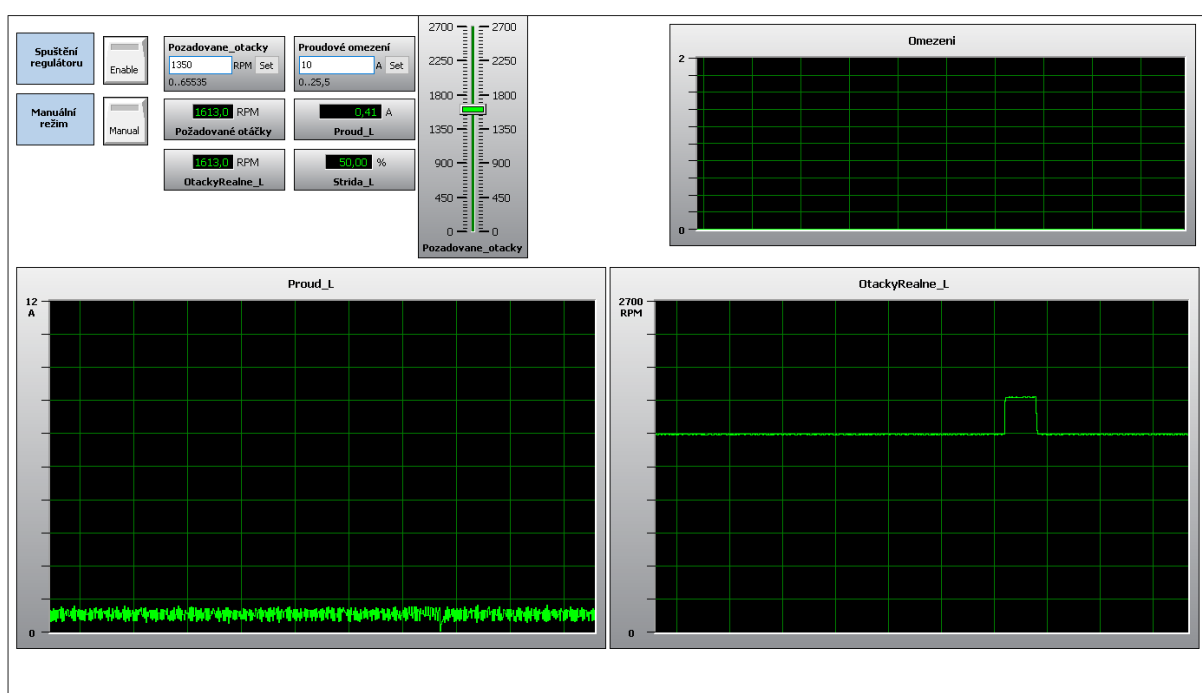
Pro měření oteplení bylo zapojení měřicího řetězce následující.



Obrázek 54: Měřicí řetězec

Na vstup regulátoru bylo přivedeno napájecí napětí o velikosti 14 V z laboratorního zdroje. Proudové omezení nastaveno na maximální hodnotu, tedy 30 A. Na výstup regulátoru byl připojen motor Dunkermotoren GR 80x40. Proud do motoru byl měřen klešťovým ampérmetrem.

Ovládání regulátoru probíhalo přes sběrnici CAN pomocí převodníku PCAN-USB. Jednoduché, ale plně postačující, ovládací prostředí jsem vytvořil v aplikaci PCAN Explorer 6, která umožňuje použití ovládacích a zobrazovacích prvků, zobrazení průběhů v grafu, logování, export dat apod.



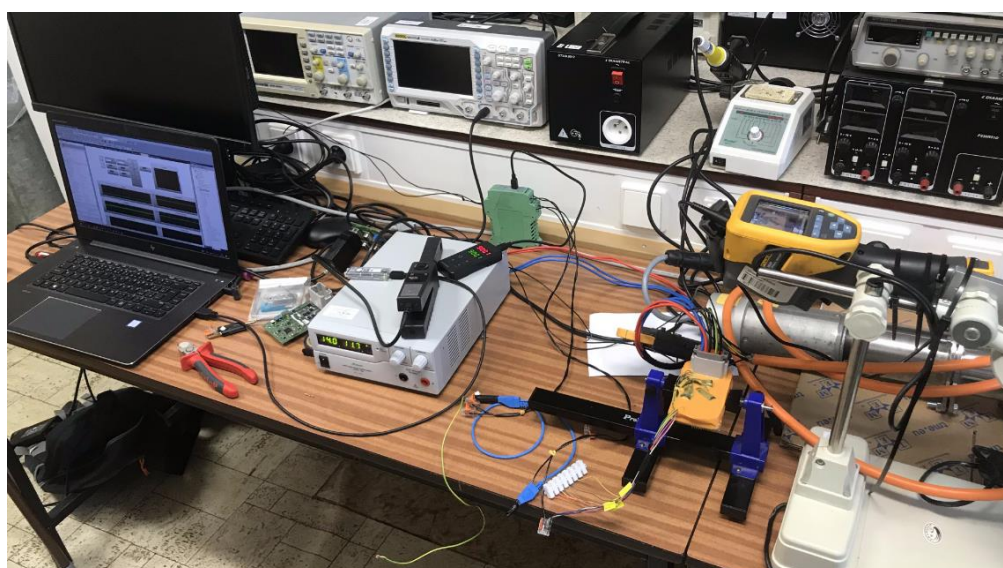
Obrázek 55: Ovládací panel vytvořený v PCAN Explorer6

Použité zařízení	Označení
Klešťový ampérmetr	Prova CM-04
Motor	GR 80x40
Dynamo	GR 80x40
Reostat	2 x 6,7 Ω /paralelní spojení
Termokamera	Fluke TiS20

Tabulka 9: Použitá zařízení při měření



Obrázek 56: Snímek z měření



Obrázek 57: Snímek z měření

4.8.3 Výsledky měření

Měřeny byly všechny varianty uvedené v úvodu.

Varianty 1 až 3 jsou prototypové DPS, slouží k počátečnímu ověření návrhu a ověření vlivu parametrů spínání na oteplení.

Vzhledem k tomu, že se nejedná o finální provedení, uvádím zde pouze krátké shrnutí a závěr z těchto tří měření.

Cílem měření tedy bylo ověřit oteplení zařízení, vliv spínací frekvence a velikost proudu I_g do gate tranzistorů. V případě Varianty 3 také vliv umístění hliníkového chladiče na pouzdra tranzistorů.



Obrázek 58: Fotografie Varianty 1, 2 a 3

Podmínky měření:

- žádané otáčky 1700 ot/min,
- proud motorem 11,5 A,
- střída spínání 77 %,
- teplota okolí 22 °C.

Výsledné teploty po ustálení teplot jsou uvedené v Tabulka 5.

Měřicí místo	6,6 kHz $I_g= 100/200$ mA	6,6 kHz $I_g= 150/300$ mA	13,3 kHz $I_g= 100/200$ mA	13,3 kHz $I_g= 150/300$ mA
Horní tranzistor.	58	54	60	55
Dolní tranzistor	61	57	62,5	58
Snímací rezistor	62	59	62	60
Driver	48	47	49	48

Tabulka 10: Naměřené teploty. Hodnoty v °C

Shrnutí z měření je následující:

Vliv spínací frekvence na teplotu se pohybuje v rozmezí 1-2 °C.

Vliv velikosti proudu I_g se pohybuje kolem 5 °C. Zvýšení proudu I_g , z hodnoty 100/200 mA na 150/300 mA, zapříčinilo zkrácení spínacího času o $\frac{1}{3}$ na 190 ns a vypínacího času o $\frac{1}{2}$ na výsledný čas 108 ns. V případě spínací frekvence 13,3 kHz a proudu $I_g = 100/200$ mA je teplota horních tranzistorů 60 °C, v případě proudu $I_g = 150/300$ mA činí teplota tranzistorů 55 °C.

Projevily se zde rozdíly teplot mezi horními a dolními tranzistory. Rozdíl teplot činí 3 °C. Stejný předpoklad nám vyšel během výpočtu oteplení. Jako poměrně velký zdroj tepla se jeví snímací rezistor, jež má teplotu 60 °C. A také piny v konektoru pro připojení motoru. Teplota se pohybuje okolo 75 °C.

U Varianty 3, kde byl chladič umístěn na tranzistorech a teplo bylo odváděno z jeho pouzdra, se teplota chladiče pohybovala na hodnotě 29 °C, ale na spodní straně DPS byla naměřena teplota 50 °C. Přínos takto provedeného chlazení je diskutabilní a v dalším provedení nebude uvažováno s touto variantou provedení chlazení.

Byl nastaven a měřen i režim, kdy dolní tranzistory nespínají a proud prochází jejich antiparalelní diodou. Teplota tranzistorů se pohybovala na hodnotě 97 °C.

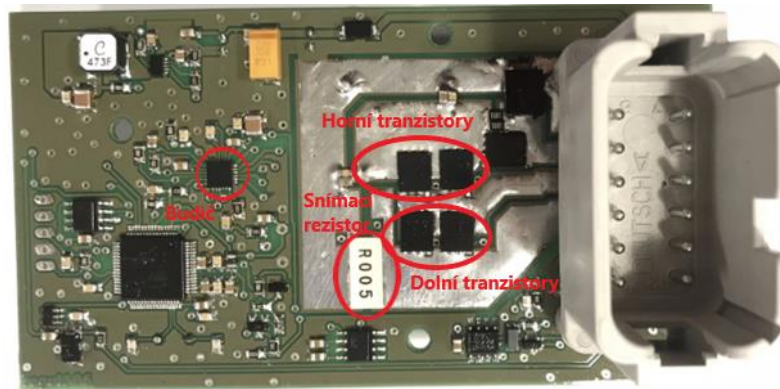
Závěr:

Na základě těchto poznatků byly provedeny úpravy DPS, provedena nová výroba a měření oteplení. Nové DPS zahrnovaly následující úpravy:

- opravy drobných chyb z předešlé verze,
- zvětšení vrstvy mědi z 18/18 μm na 35/35 μm ,
- větší množství prokovů pro lepší přenos tepla na vrstvu BOT,
- připevnění chladiče na vrstvu BOT,
- snížení hodnoty snímacího rezistoru na 3 m Ω ,
- změna signálů na výstupním konektoru,
- umístění chladiče co nejbližší výstupním pinům konektoru a umožnit tak lepší odvod tepla,
- ponechána spínací frekvence 13,3 kHz a proud $I_g = 150/300$ mA.

Varianta 4

Jedná se o upravenou DPS, bez chladiče. Výsledky tohoto měření nám sdělují, jakých teplot bude dosaženo, pokud by se zařízení provozovalo bez chlazení a bez zalití do zalévací hmoty s okolní teplotou 22 °C.



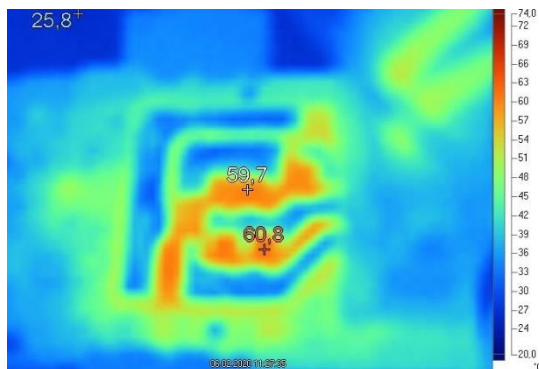
Obrázek 59: Fotografie regulátoru s popisem

Podmínky měření:

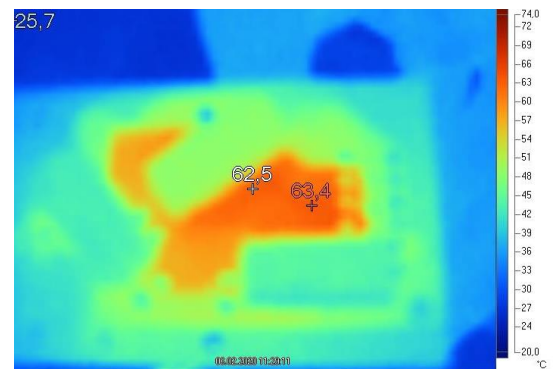
- žádané otáčky 1700 ot/min,
- proud motorem 11,5 A,
- střída spínání 77 %,
- teplota okolí 22 °C.

Měřící místo	13,3 kHz $I_g = 150/300$ mA
Horní tranzistor.	59,7
Dolní tranzistor	60,8
Snímací rezistor	59,1
Driver	48,1

Tabulka 11: Naměřené hodnoty teplot. Hodnoty v °C

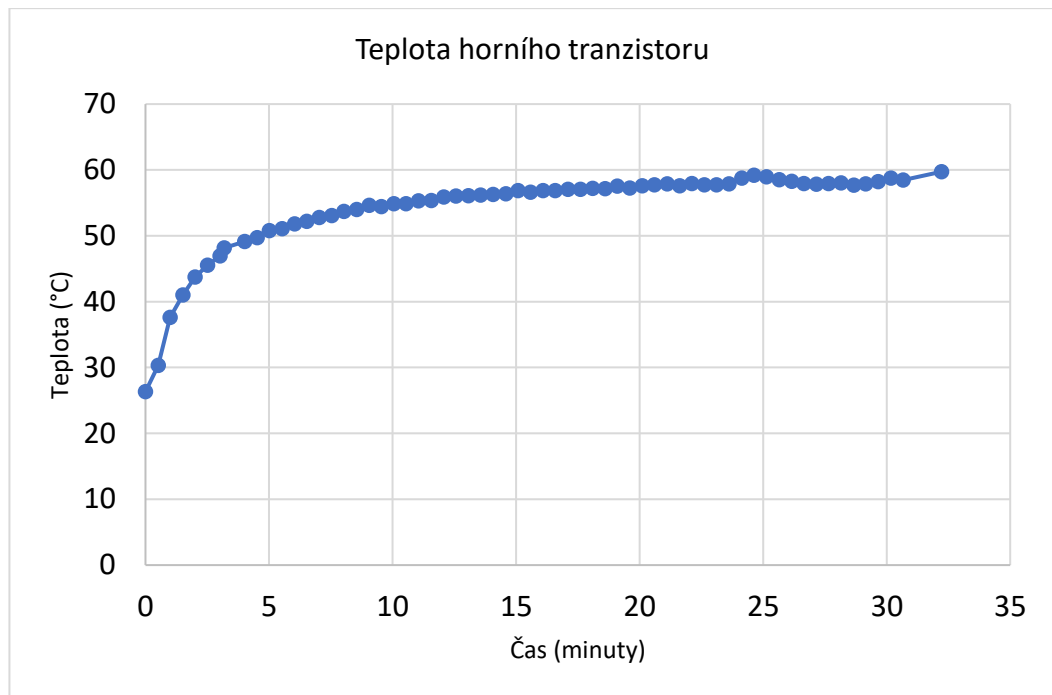


Obrázek 60: Snímek vrstva TOP



Obrázek 61: Snímek vrstva BOT

V Tabulka 11 jsou uvedeny naměřené teploty v měřících bodech v době ustálení teploty. Hodnoty se příliš neliší od předchozích variant. Je zde snížení teploty pinů konektoru o 10 °C. Toto snížení přisuzuji ke zvětšení rozestupů signálových cest a zvětšení šířky spojů v okolí konektoru.



Graf 1: Průběh teploty v čase horního tranzistoru

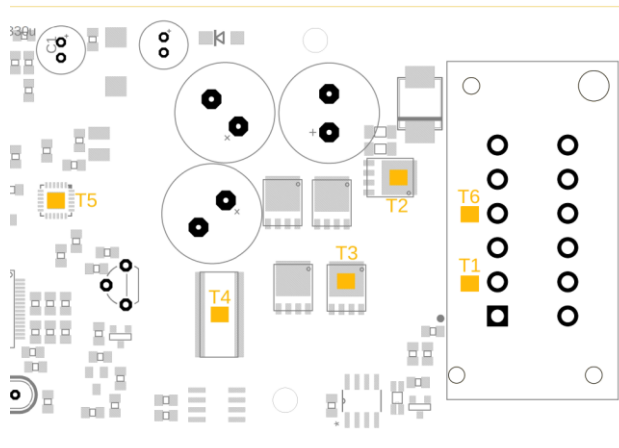
Obrázek 60 a 61 jsou snímky z termokamery, pohled ze strany součástek vrstva TOP a pohled zespodu DPS vrstva BOT. Ze strany BOT jsou osazeny filtrační kondenzátory, jež se na snímku projevují jako chladná místa narušující celistvost ohřáté plochy.

Graf 1 zobrazuje průběh růstu teploty v čase. Počáteční rychlý nárůst teploty je zapříčiněn nízkou teplotní kapacitou chladičí plochy. Prvních 5 minut je strmý nárůst teploty a dále se teplota zvyšuje již pozvolna a dosahuje ustálené teploty 59 °C za dobu 32 minut.

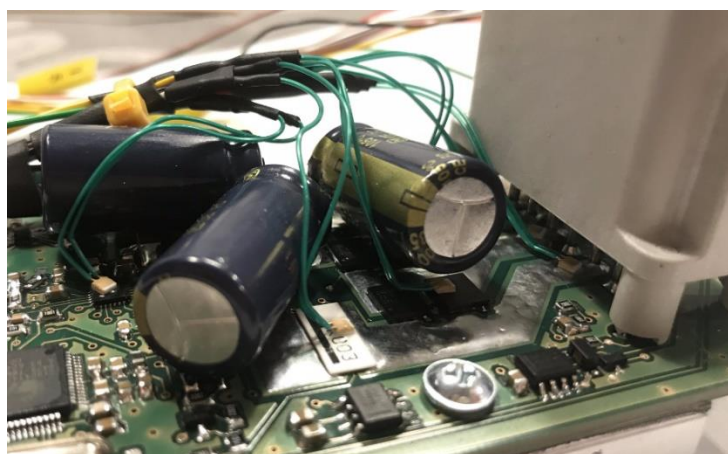
Varianta 5

V této variantě je na spodní straně BOT umístěný hliníkový chladič izolovaný od DPS gelovou teplovodivou podložkou. U této varianty bylo cílem měření zjistit, jak se změní oteplení, pokud se zařízení zalije do pružné hmoty, která se vždy aplikuje před kompletním zapouzdřením.

Proto, aby mohla být měřena teplota, byly na měřicí místa umístěny teplotní senzory typu PTC P0K1.232.2I.B.050 o rozměrech 2,3x2,0 mm. Jako převodník jsem použil TXDIN70. Jedná se o dvojitý teplotní převodník. Teplota byla měřena na šesti měřících místech, odečítání teplot tedy probíhalo postupně s odstupem (max 3 s) mezi jednotlivými místy. Umístění snímačů lze vidět na Obrázek 62 a Obrázek 63. Finální provedení pro měření pak na Obrázek 64.



Obrázek 62: Rozvržení umístění teplotních senzorů



Obrázek 63: Reálné umístění teplotních senzorů

Podmínky měření:

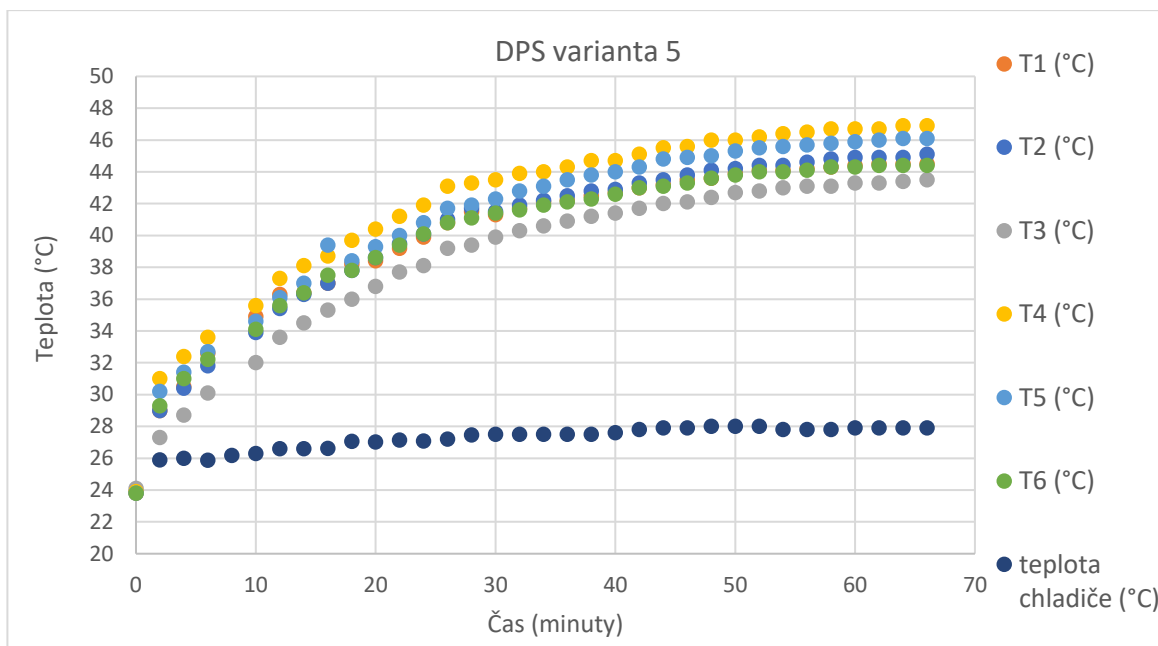
- žádané otáčky 1700 ot/min,
- proud motorem 11,5 A,
- střída spínání 77 %,
- teplota okolí 22°C.



Obrázek 64: Finální provedení první fáze zalití

Měřicí místo	Umístění měřicího místa	Teplota [°C]
T1	Hlavní konektor pin 2 (motor -)	44,5
T2	N-MOSFET spínání napájení do můstku	45,1
T3	Pravý dolní N-MOSFET	43,5
T4	Snímací rezistor proudu	46,9
T5	Driver	46,1
T6	Hlavní konektor pin 4 (motor +)	44,4

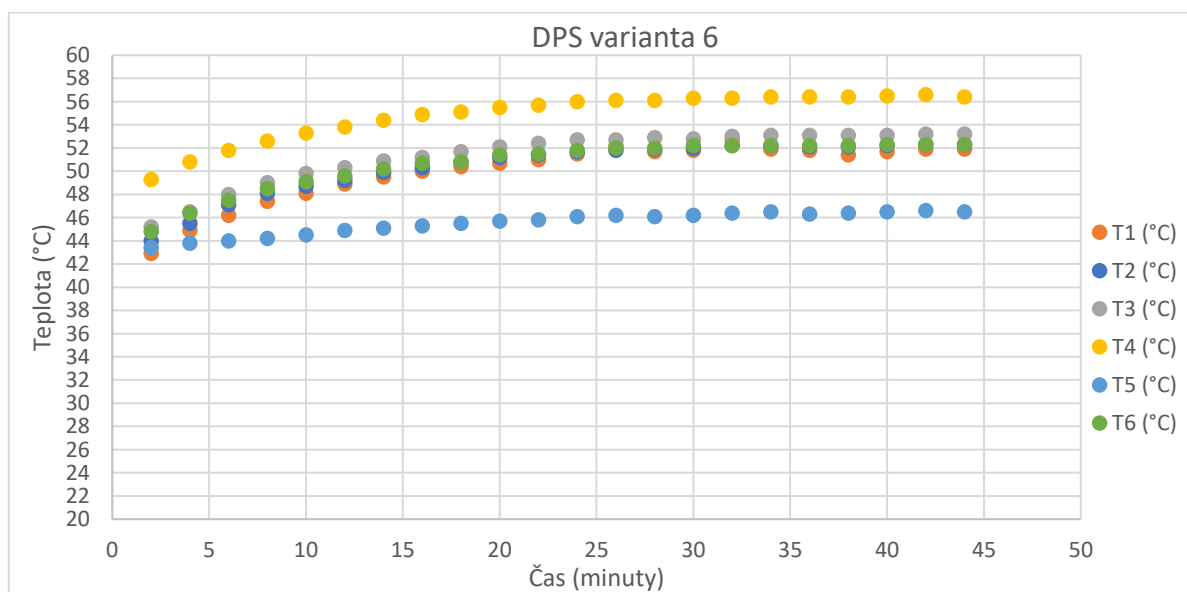
Tabulka 12: Tabulka ustálených teplot



Graf 2: Průběhy teplot v čase varianta 5

Při porovnání průběhů teplot Graf 2 s předchozím průběhem Graf 1, lze sledovat pomalejší nárůst teplot. Je to způsobeno zvýšením teplotní kapacity při použití chladiče. Z výsledného průběhu lze pozorovat, že hodnoty teplot jsou rovnoměrné a dá se tak odhadnout, že ustálené hodnoty teplot by se pohybovaly v rozmezí 44–48 °C. Rovnoměrnost teplot je způsobena chladičem, jenž je umístěn pod všemi měřenými místy. Určitý podíl na rozložení teplot má také zalévací hmota.

Pro porovnání vlivu chladiče je níže vložen průběh Varianty 6, tedy stejné jako Varianta 5, pouze bez hliníkového chladiče.



Graf 3: Průběhy teplot v čase varianta 6

Bez chladiče teploty dosahují vyšších rozdílů a také vyšších hodnot. V porovnání s Variantou 4, kde teplota na dolním tranzistoru dosahovala 60 °C, v zalité Variantě 6, teplota dosahuje 53 °C. Vysvětlením tohoto snížení teploty se nabízí tepelná vodivost zalévací hmoty a tím plošného rozložení tepla.

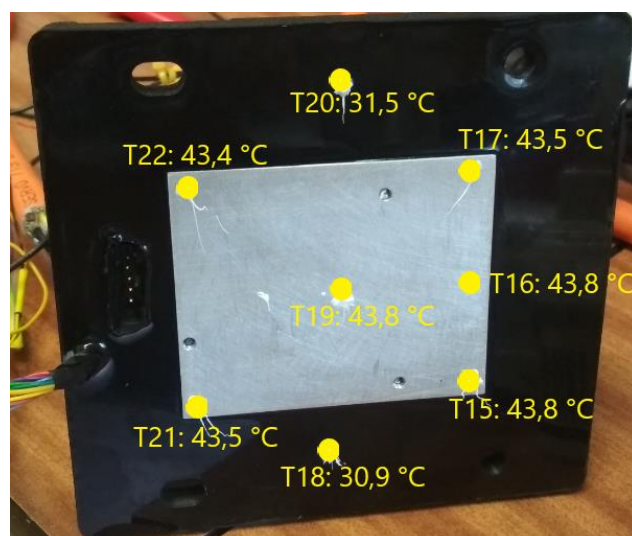
Varianta 7

Varianta 7 je finální podoba výrobku. Jedná se o DPS s hliníkovým chladičem, zalité v pružné oranžové hmotě (Varianta 5). Pro účely měření jsou ponechány vyvedené teplotní snímače. Následně je vše zalité do finálního zapouzdření.

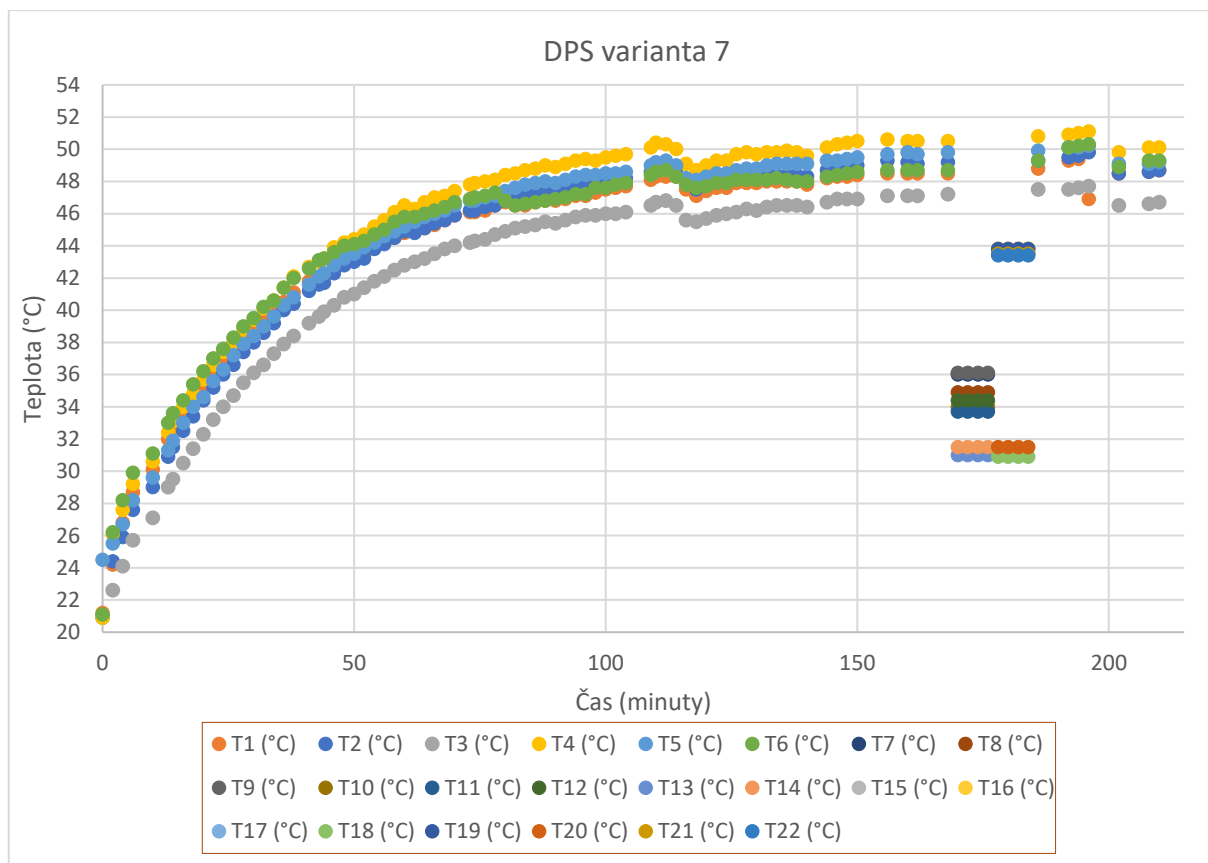
Snímání teplot probíhalo stejným způsobem, jako v předchozích variantách, teplotními snímači, a navíc se měřila teplota na povrchu zapouzdření a na chladiči termočlánkem a multimetrem. Měřená místa a teploty v ustáleném stavu jsou na obrázcích níže.



Obrázek 65: Měřící místa horní



Obrázek 66: Měřící místa dolní



Graf 4: Graf průběhů teplot finálního řešení

Výsledný průběh teplot je zobrazen v Graf 4. Nejvyšší hodnoty teplot odpovídají snímačům umístěným uvnitř regulátoru T1 až T6.

Měřicí místo	Umístění měřicího místa
T1	Hlavní konektor pin 2 (motor -)
T2	N-MOSFET spínání napájení do můstku
T3	Pravý dolní N-MOSFET
T4	Snímací rezistor proudu
T5	Driver
T6	Hlavní konektor pin 4 (motor +)

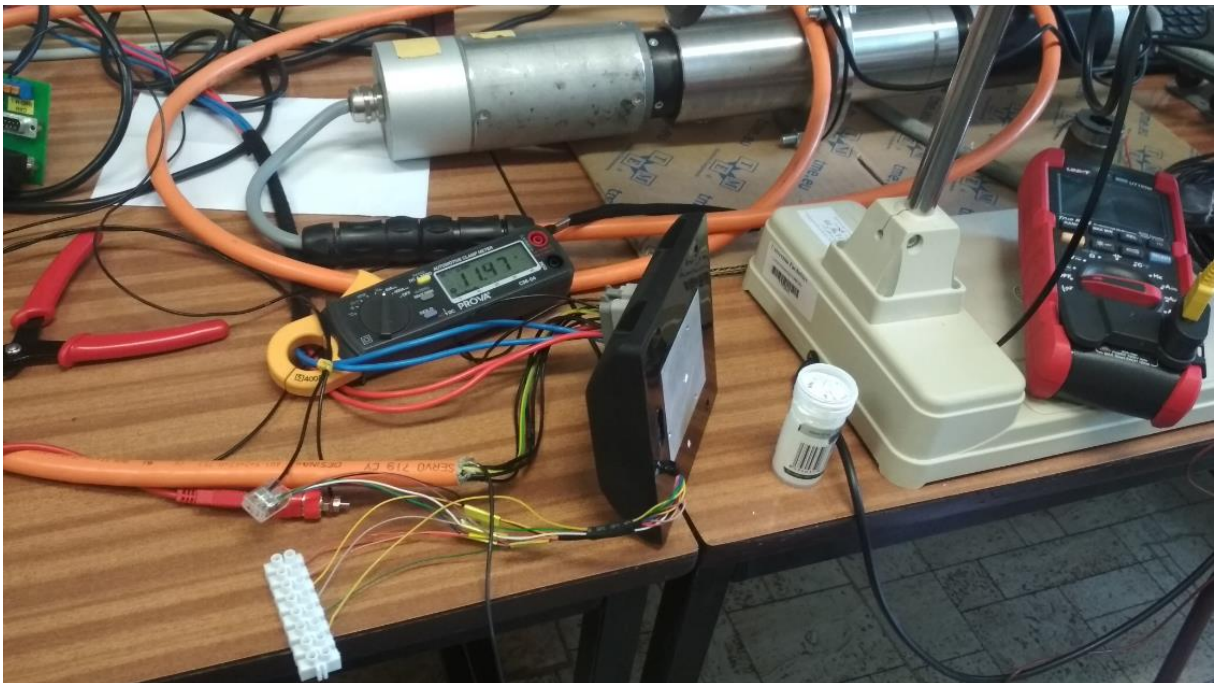
Tabulka 13: Popis měřících míst

V místě, kde je přerušeno odečet měřených hodnot uvnitř regulátoru, probíhalo měření nejprve z vrchní strany regulátoru T7 až T14. Následně ze spodní strany T17 až T22. Tomu odpovídají viditelné úseky v grafu.

V zobrazeném průběhu v Graf4, v okolí 120 min, lze pozorovat jistý pokles teplot. Tento pokles je způsoben položením regulátoru chladičem na desku stolu. Tím došlo k ochlazení chladiče a následnému poklesu teplot uvnitř regulátoru.

Finálním zapouzdřením regulátoru došlo ke zvýšení teploty o $4\text{ }^{\circ}\text{C}$ oproti variantě zalití pouze oranžovou hmotou. Teplota chladiče se pohybuje na hodnotě $44\text{ }^{\circ}\text{C}$. Teplotní spád chladičem a teplotou uvnitř zařízení činí $5\text{ }^{\circ}\text{C}$. Snížením teploty chladiče dochází k rychlému a znatelnému snížení teploty uvnitř zařízení, to nasvědčuje správné funkci chlazení. Je nutné přihlédnout i k faktu, že k odvodu tepla přispívá i samotné zapouzdření, jehož teplota na povrchu je o $12\text{ }^{\circ}\text{C}$ vyšší než teplota okolí.

Vzhledem k použití regulátoru, kde se počítá s umístěním na ocelovou konstrukci stroje, bude odvod tepla naprosto dostačující.

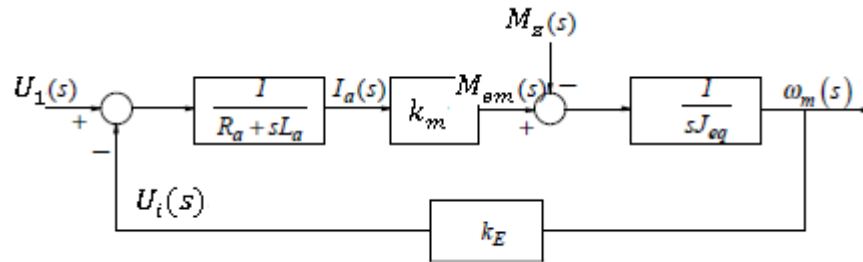


Obrázek 67: Průběh měření oteplení

5. Návrh regulátoru otáček

5.1 Model stejnosměrného motoru

Na Obrázek 68 je zobrazen model stejnosměrného motoru s buzením s permanentními magnety, kde ω_m jsou otáčky motoru, $U_i(s)$ indukované napětí motoru, k_e a k_m jsou napěťová a momentová konstanta motoru.



Obrázek 68: Model stejnosměrného motoru [2]

Vyjádřením pomocí L-transformace můžeme pro proud kotvy motoru psát:

$$I_a(s) = \frac{U_1(s) - U_i(s)}{R_a + L_a s} = \frac{U_1(s) - k_e \omega_m(s)}{R_a + L_a s} \quad (5.1)$$

Dosazením hnacího momentu získáváme vztah mezi momentem motoru a proudem.

$$M_{em}(s) = k_m I_a(s) = k_m \frac{U_1(s) - k_e \omega_m(s)}{R_a + L_a s} \quad (5.2)$$

Vztah mezi otáčkami a dynamickým momentem vyjadřuje rovnice:

$$J_{eq} s \Omega(s) = M_{em}(s) - M_z(s) \quad (5.3)$$

kde J_{eq} je součet momentu setrvačnosti kotvy motoru a zátěže.

Jako zatěžovací moment $M_z(s)$ uvažujme pouze tření (může odpovídat chodu motoru naprázdno):

$$M_z(s) = b \Omega(s) \quad (5.4)$$

Po dosazení za moment motoru $M_{em}(s)$ a zatěžovací moment $M_z(s)$ do rovnice (5.3) získáme rovnici pro otáčky motoru:

$$\Omega(s) = \frac{k_m}{J_{eq}} \cdot \frac{U_1(s) - k_e \omega_m(s)}{L_a s^2 + R_a s} - \frac{b \Omega(s)}{J_{eq} s} \quad (5.5)$$

Z rovnice (5.5) pak úpravou získáme otáčkový přenos (závislost otáček na napětí kotvy):

$$F_{\omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{U_1(s)} = \frac{k_m}{L_a J_{eq} s^2 + (L_a b + R_a J_{eq}) s + b R_a + k_e k_m} \quad (5.6)$$

Jedná se o statickou soustavu 2. řádu se dvěma časovými konstantami.

Elektromagnetickou časovou konstantou

$$\tau_e = \frac{L_a}{R_a} \quad (5.7)$$

a elektromechanickou časovou konstantou

$$\tau_m = \frac{R_a J_{eq}}{b R_a + k_e k_m} \quad (5.8)$$

Pokud je elektromagnetická časová konstanta τ_e výrazně kratší (např. o řád), než elektromechanická časová konstanta τ_m , můžeme zanedbat indukčnost kotvy L_a a otáčkový přenos se zjednoduší na přenos 1. řádu s jednou časovou konstantou.

$$F_{\omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{U_1(s)} = \frac{k_m}{R_a J_{eq} s + b R_a + k_e k_m} = \frac{k_m}{\frac{R_a J_{eq}}{b R_a + k_e k_m} s + 1} \quad (5.9)$$

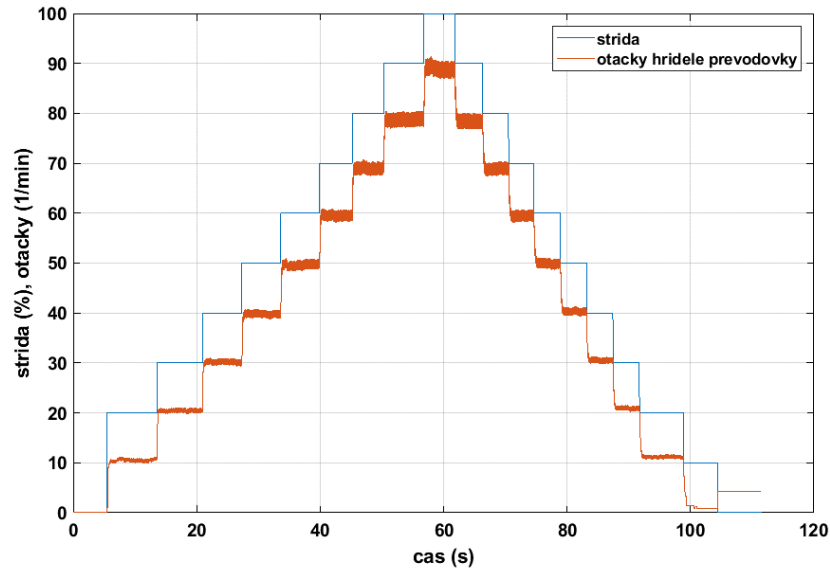
$$F_{\omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{U_1(s)} = \frac{k_m}{\tau_m s + 1} \quad (5.10)$$

5.2 Identifikace regulované soustavy

Za účelem identifikace parametrů regulované soustavy bylo provedeno měření přechodové charakteristiky regulované soustavy. Vstupní veličinou je střída PWM v procentech, výstupní veličinou pak otáčky na hřídeli převodovky (nikoliv na hřídeli motoru). Převodovka snižuje otáčky motoru, její převodový poměr je 29,4: 1. Výstup motoru s převodovkou je nezatížený.

Záznam otáček probíhal přes CAN s periodou odesílání zpráv 5 ms a záznamem v PeakCan Exploreru.

Byla naměřena odezva otáček na schodovitou funkci změnou střídý 0 – 100 %, krok 10 %. Napájecí napětí chopperu bylo 12 V.



Obrázek 69: Odezva otáček regulované soustavy

Vedoucí bakalářské práce následně provedl pomocí sw Matlab se System Identification Toolboxem identifikaci zesílení a mechanickou časovou konstantu regulované soustavy.

Výpočtem byla zjištěna časová konstanta obvodu kotvy $\tau_e = \frac{L_a}{R_a}$.

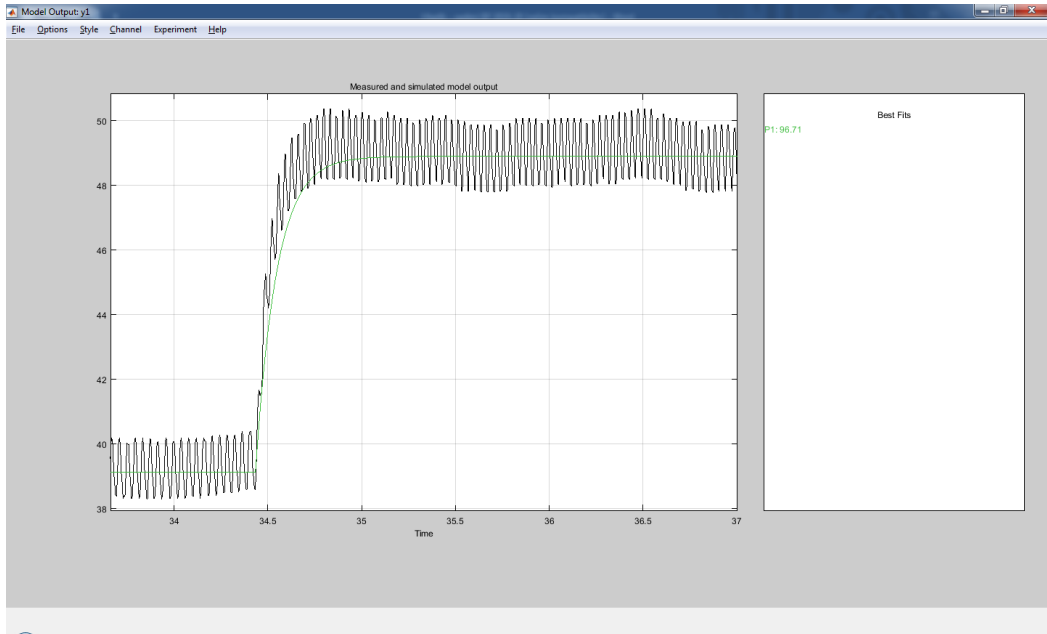
- Zesílení $k = 0,9779 \text{ ot/min/\%}$.
- Mechanická časová konstanta $\tau_m = 0,1124 \text{ s}$.
- Elektrická časová konstanta z naměřených hodnot pomocí RLC metru (včetně 2 m dlouhého přívodního kabelu k motoru):
 - $L_a = 269 \mu\text{H}$
 - $R_a = 3,3 \Omega$
 - $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 0,8 \text{ ms}$
- Elektrická časová konstanta z údajů z datasheetu motoru:
 - $L_a = 900 \mu\text{H}$
 - $R_a = 180 \text{ m}\Omega$
 - $\tau_e = \frac{L_a}{R_a} = 5 \text{ ms}$

Vzhledem k zanedbatelné velikosti elektrické konstantě obvodu kotvy vůči mechanické konstantě, lze elektrickou konstantu τ_e zanedbat a otáčkový přenos soustavy můžeme zapsat jako:

$$F(s) = \frac{N(s)}{Z(s)} = \frac{0,9779}{0,1124s + 1} \quad (5.11)$$

Kde: $N(s)$ – L-obraz otáček hřídele převodovky [ot/min].

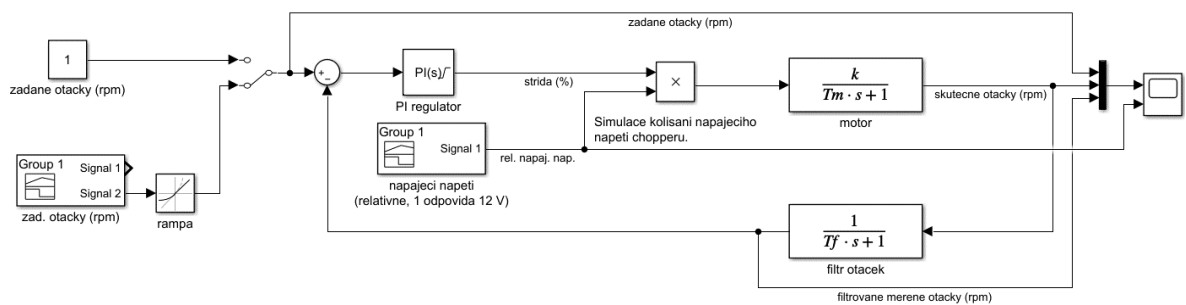
$Z(s)$ – L-obraz střídá [%].



Obrázek 70: Průběh skutečných otáček a otáček z identifikovaného modelu

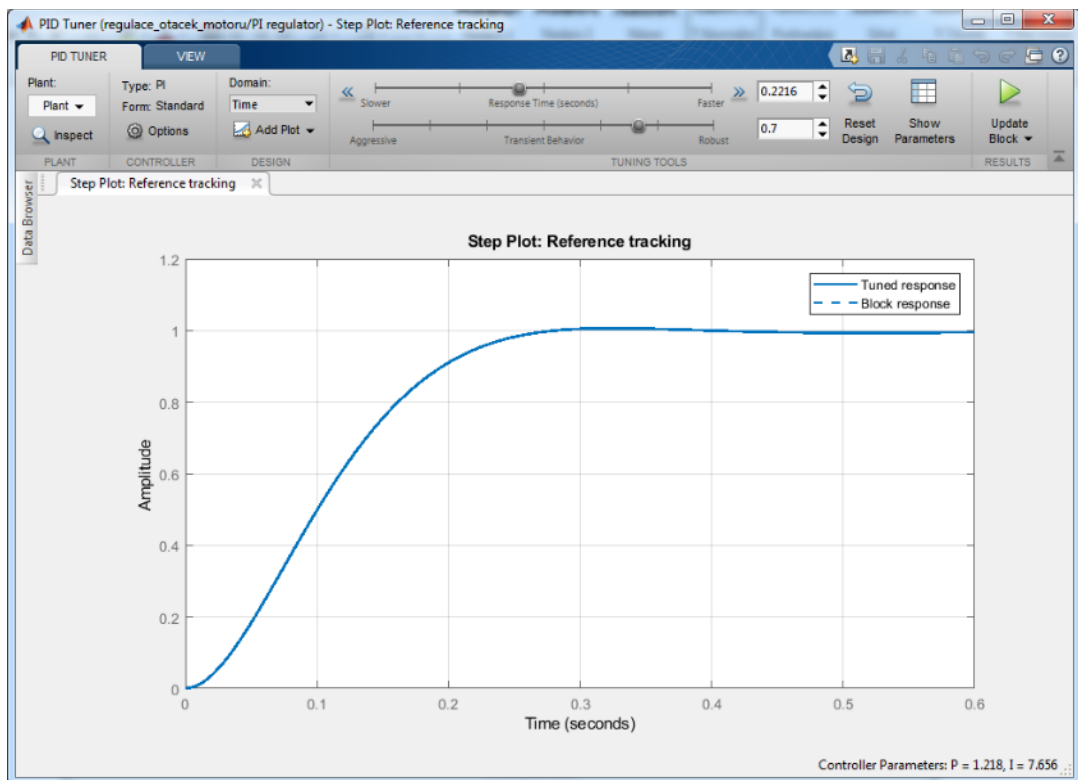
Skutečné otáčky motoru jsou zvlněné. Pro odstranění tohoto zvlnění byl v modelu v Simulinku i v softwaru vytvořeného modulu použit číslicový filtr typu Simple Moving Average.

Vedoucí BP vytvořil v Simulink model regulační smyčky otáček s PI regulátorem.



Obrázek 71: Model regulační smyčky

- V modelu se používají otáčky přepočtené na výstupní hřídel převodovky
- Časová konstanta filtru otáček byla nastavena na $\tau_f = 100 \text{ ms}$.
- Mechanická časová konstanta soustavy $\tau_m = 112,4 \text{ ms}$.
- Statické zesílení soustavy $k = 0,9779$.
- Konstanty regulátoru vedoucí BP naladil v PID autotuneru.



Obrázek 72: PID autotuner

Tímto procesem byly nalezeny konstanty PI regulátoru:

- proporcionální zesílení $K_p = 1,218$,
- integrační zesílení $K_i = 6,29 \Rightarrow T_i = 0,159 \text{ s}$.

Výstup simulace je na obrázku níže.



Obrázek 73: Výstup simulace regulátoru

Horní průběhy:

- žlutý – žádané otáčky,
- modrý – skutečné otáčky,
- červený – filtrované měřené otáčky.

Dolní průběh:

- žlutý – napájecí napětí.

Napěťovým skokem byla simulována skoková změna napájecího napětí. Regulátor je v tomto případě naladěn tak, že při skokové změně napětí nedochází k překmitu otáček motoru.

Simulace byla prováděna se spojitým PI regulátorem. Vzhledem k použití nespojitého regulátoru (vlivem periody vzorkování) výsledné průběhy nebudou zcela odpovídat. Očekává se zhoršený průběh.

Konstanty PI regulátoru jsou navrženy pro rozsah regulované veličiny (otáček výstupní hřídele převodovky) 0 až 102 [ot/min] a rozsah akční veličiny (střídy) 0 až 100 [%]. Mikrokontrolér vyvíjeného zařízení ovšem pracuje s otáčkami hřídele motoru 0 až 3000 [ot/min] a rozsahem akční veličiny (komparační hodnoty do generátoru PWM) 0 až 1800. Je proto nutné provést přepočítání proporcionalního zesílení K_p ze simulačního modelu na hodnotu pro mikrokontrolér.

$$K_{p_{nové}} = K_{p_{staré}} \cdot \frac{\text{rozsah otáček starý}}{\text{rozsah otáček nový}} \cdot \frac{\text{rozsah střídy nový}}{\text{rozsah střídy starý}}$$
$$K_{p_{nové}} = 1,218 \cdot \frac{(102-0)}{(3000-0)} \cdot \frac{(1800-0)}{(100-0)} \quad (5.12)$$
$$K_{p_{nové}} = 0,745$$

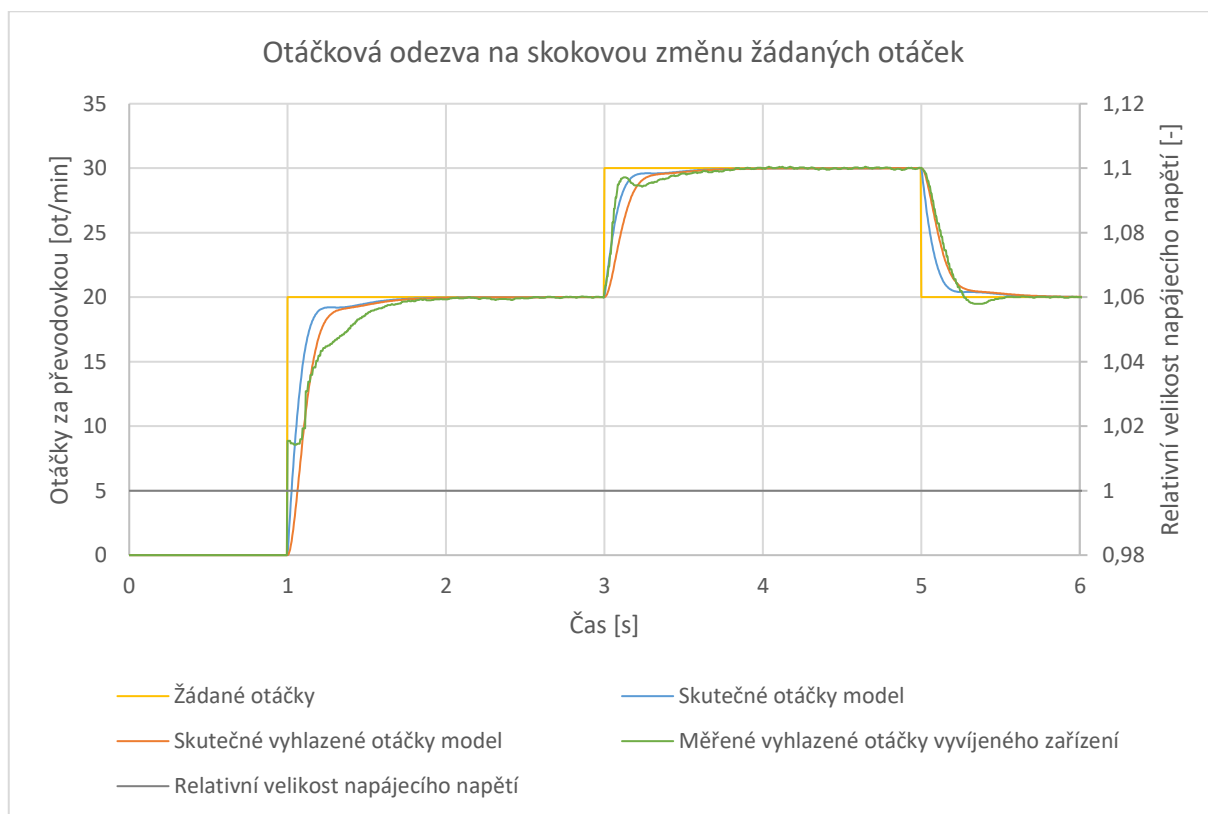
	Staré rozsahy (použité v simulaci)	Nové rozsahy (použité v mikrokontroléru)
Regulovaná veličina (otáčky)	0-102	0-3000
Akční veličina (střída)	0-100	0-1800
Proporcionální zesílení K_p regulátoru	1,218	0,745

6. Ověření funkce

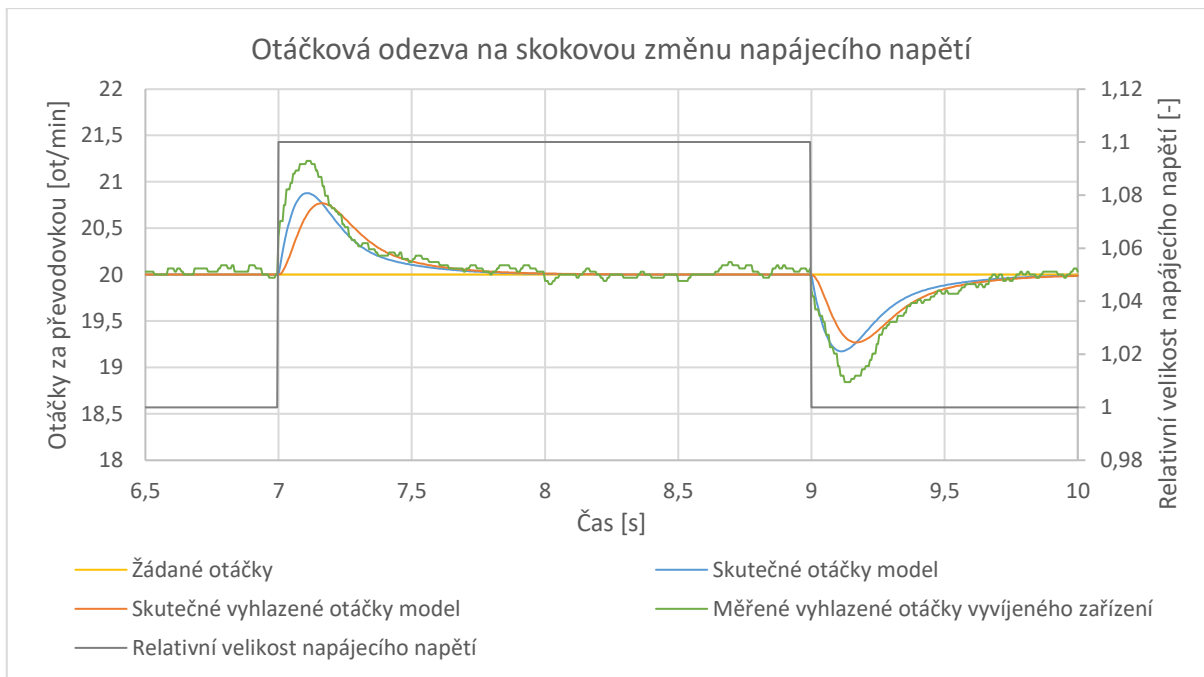
Po implementaci parametrů regulátoru otáček motoru bylo reálné chování porovnáváno s průběhy otáček z výstupu simulace. Dále bylo vyvíjené zařízení testováno s osivem a porovnáváno s původním systémem dávkování.

6.1 Porovnání reálného chování regulátoru se simulací

Cílem tohoto měření bylo porovnání výstupu simulace s reálným chováním regulační soustavy. Aby bylo možné provést toto srovnání, bylo nutné se při reálném měření co nejvíce přiblížit režimům simulace. Ty byly následující. Skoková změna požadovaných otáček na výstupní hřídeli převodovky z 0 na 20 *ot/min*, následně z 20 na 30 *ot/min* a zpět z 30 na 20 *ot/min*. Převodovka má převodový poměr $i = 29,4$ do pomala. A dále skoková změna napájecího napětí regulátoru o 10 %. Průběhy otáček jsou rozděleny do dvou grafů. První graf zobrazuje odezvu otáček při skokové změně žádaných otáček, druhý graf vliv skokové změny napájecího napětí na udržení otáček na žádané hodnotě (změna napájecího napětí působí jako poruchová veličina).

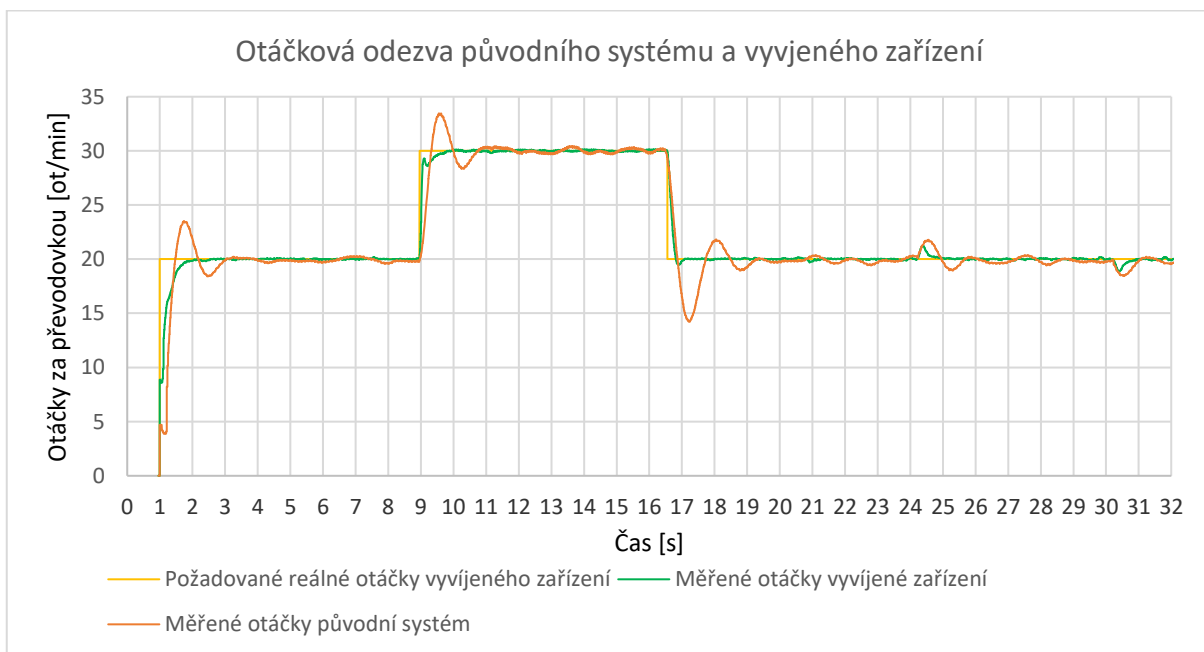


Graf 5: Otáčková odezva na skokovou změnu žádaných otáček



Graf 6: Otáčková odezva na skokovou změnu napájecího napětí

Průběhy měřených otáček jsou velice podobné simulovanému průběhu. U reálného průběhu se zdá být vyšší zesílení regulované soustavy.

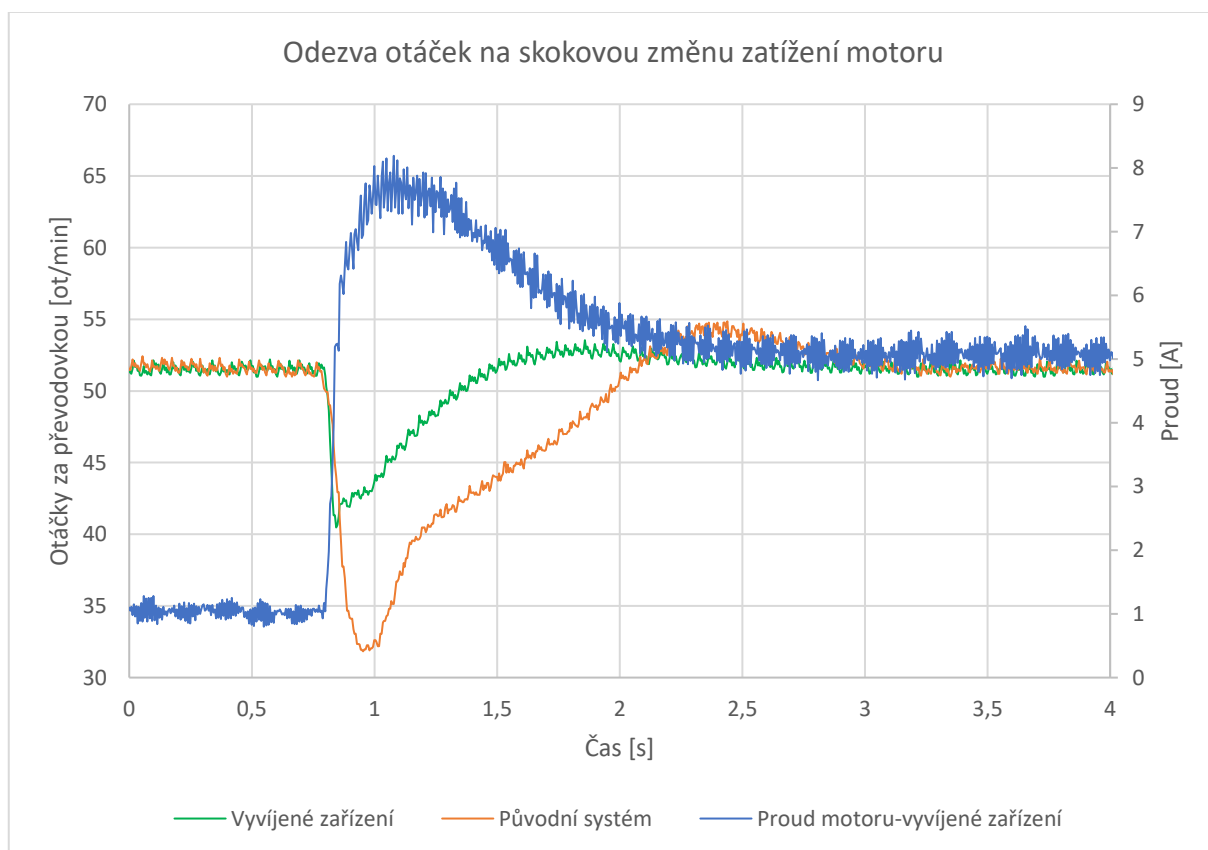


Graf 7: Otáčková odezva původního systému a vyvíjeného zařízení

Při pohledu na graf porovnání průběhů otáček původního systému a vyvíjeného zařízení lze vidět, že původní systém má stabilní kmitavý průběh a pomalejší ustálení na požadovaných otáčkách. Vyvíjené zařízení má zřetelně lepší chování a stabilní nekmitavý průběh s rychlejším ustálením na požadovaných otáčkách. Se změnou napájecího napětí si lépe poradí nově vyvinuté zařízení

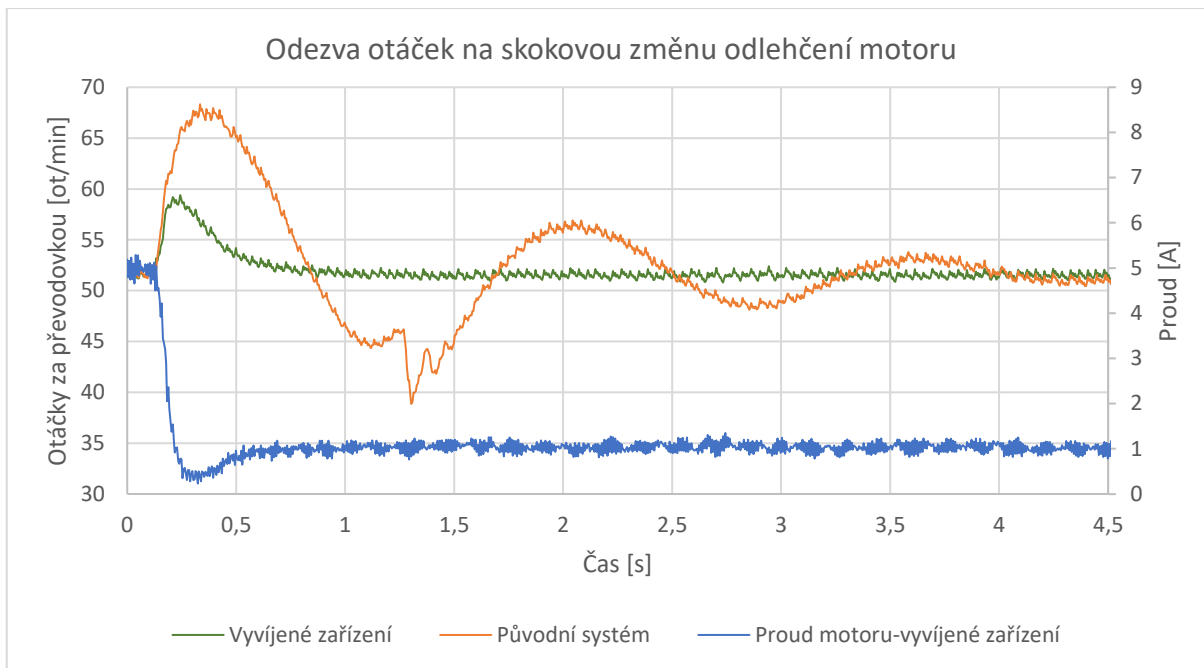
6.2 Reakce na skokovou změnu zatížení motoru

V grafu níže jsou zobrazeny průběhy otáček za převodovkou při skokové změně zatížení motoru původního systému (oranžový průběh) a vyvíjeného zařízení (zelený průběh). Proud motoru (modrý průběh) byl měřen pouze u vyvíjeného zařízení. Proud nezatíženého motoru se pohybuje v okolí 1 A. Po skokovém zatížení vzroste na hodnotu kolem 7,7 A a s rostoucími otáčkami klesá na novou ustálenou hodnotu 5,2 A. U původního systému lze pozorovat téměř dvojnásobný propad otáček, větší překmit otáček a pomalejší ustálení na požadovaných otáčkách.



Graf 8: Odezva otáček na skokové zatížení motoru

Následující graf zobrazuje průběh otáček a proudu motoru při skokovém odlehčení motoru. Z hodnoty proudu 5 A klesá proud po odlehčení k hodnotě 0,5 A. Proud motoru se postupně ustaluje na hodnotě přibližně 1 A. Původní systém po odlehčení vykazuje více jak dvakrát vyšší překmit oproti vyvíjenému zařízení a má kmitavý průběh ustalování otáček motoru. K ustálení na požadovaných otáčkách dochází po cca 4000 ms. U vyvíjeného zařízení dochází k tlumené odezvě a rychlejšímu ustálení otáček po cca 1000 ms.

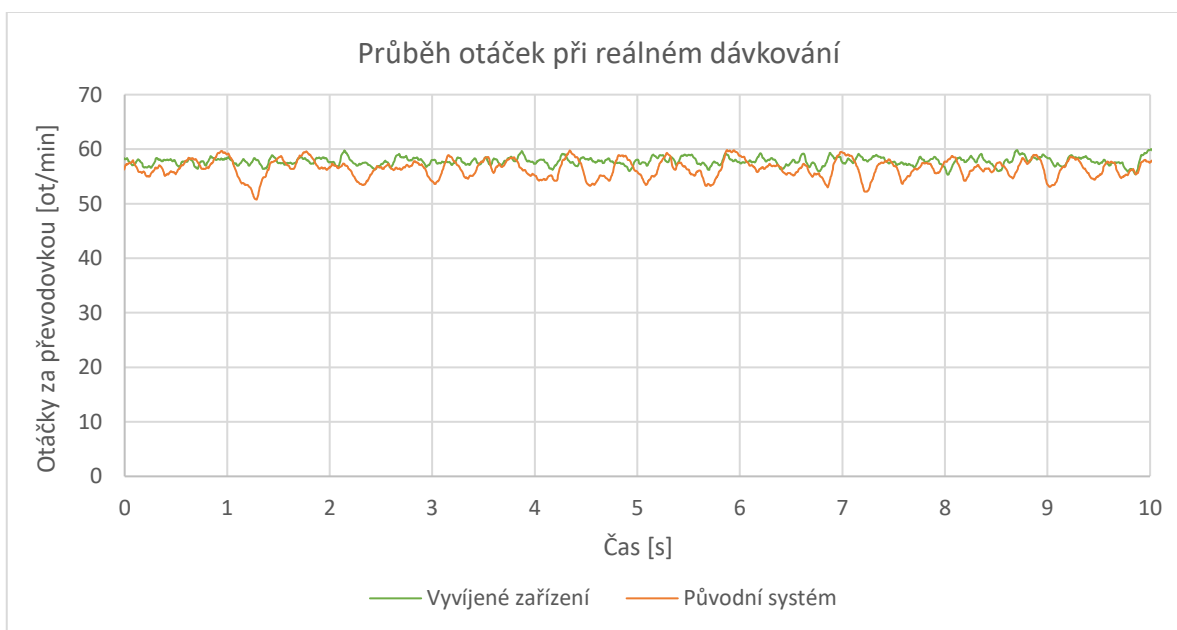


Graf 9: Odezva otáček na skokové odlehčení motoru

6.3 Reálné dávkování osiva

Průběhy otáček motoru při dávkování osiva jsou zobrazeny v grafu níže. Původní systém nedokáže udržet požadované otáčky tak dobře, jako nově vyvinuté zařízení.

Další zdokonalování chování nového regulátoru, vzhledem k aplikaci, není v tuto chvíli nezbytně nutné. Takto navrženým regulátorem je docíleno znatelného zlepšení oproti stávajícímu systému.



Graf 10: Otáčky motoru při reálném dávkování osiva

7. Software

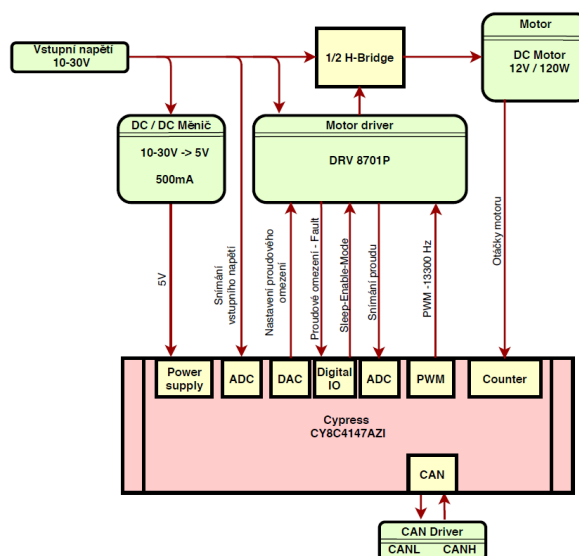
O chod celého zařízení se stará mikroprocesor Cypress CY8C4147AZI založený na jádru ARM Cortex-M0+. Mikroprocesor zajišťuje obsluhu CAN komunikačního rozhraní pro příjem dat od uživatele a odesílání provozních údajů k uživateli. Dále zpracovává potřebná data a na jejich základě vykonává regulační smyčku PSD regulátoru. Algoritmus PSD regulační smyčky jsem v jazyce C vytvořil v průběhu studia a v tomto projektu využil. Popisu algoritmu je věnována jedna podkapitola v této práci.

V České republice nejsou procesory Cypress mnoho rozšířeny a myslím, že je to škoda vzhledem k poměru cena/výkon. Vývojové prostředí je zdarma, programování v jazyce C, datasheety k perifériím dostupné online z vývojového prostředí a velká podpora online materiálů a tutoriálů.

Tato práce pro mě byla mým prvním seznámením se s těmito procesory. I za tak krátkou dobu, která je určena pro vývoj zařízení v rámci bakalářské práce, bylo možné se s procesorem i vývojovým prostředím, pomocí tutoriálů a datasheetů seznámit natolik, že implementace procesoru Cypress proběhla bez větších problémů. Nutno dodat, že v případě této práce se jedná o základní využití periférií. Při komplikovanějším projektu by nejspíše bylo nutné podrobnějšího nastudování funkcí mikroprocesoru a vývojového prostředí.

7.1 Základní popis funkce

Veškeré používané periférie mikrokontroleru jsou zobrazené na obrázku níže. Popis jednotlivých periférií bude uveden dále v textu.



Obrázek 74: Blokové zobrazení periférií mikrokontroléru

Přehled využívaných periferií:

Timer Counter Pulse Width Modulator (TCPWM)			
Název	Rozlišení	Režim	Použití
TCPWM1	16 bit časovač	Counter/Capture	Měření otáček motoru
TCPWM2	16 bit časovač	Counter	Hlavní časovač
TCPWM3	16 bit časovač	PWM	Generování PWM pro motorový driver
TCPWM4	16 bit časovač	PWM	Časování spuštění převodu ADC

Tabulka 14: Přehled periferií - časovač

Sequencing Successive Approximation ADC (ADC_SAR_Seq)			
Název	Rozlišení	Režim	Použití
ADC_SAR_Seq1	12 bit	Spuštění na vyžádání Single Ended	Měření proudu motorem
ADC_CSD_Seq2	10 bit	Spuštění na vyžádání Single Ended	Měření napájecího napětí

Tabulka 15: Přehled periferií - A/D převodník

Current Digital to Analog Converter (IDAC7)			
Název	Rozlišení	Režim	Použití
IDAC7_1	7 bit	2,4 $\mu\text{A/bit}$	Generování referenčního napětí proudového omezení

Tabulka 16: Přehled periferií - D/A převodník

Controller Area Network (CAN)			
Název	Bit rate	Režim	Použití
CAN	250 kbps		Komunikační rozhraní

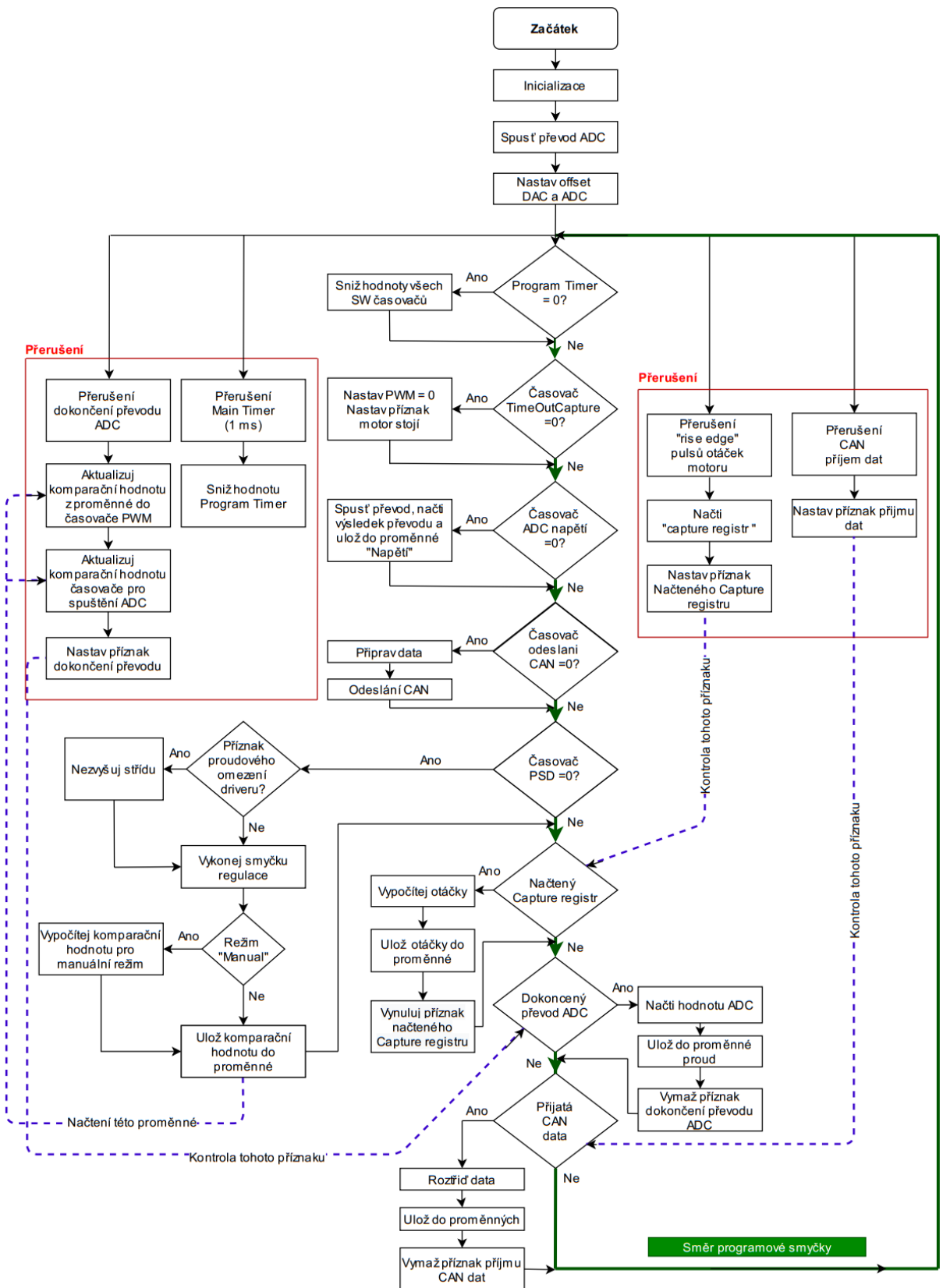
Tabulka 17: Přehled periferií – CAN

7.2 Popis hlavní smyčky programu

Vývojový diagram softwaru je zobrazen níže. Hlavní smyčka programu je označena zelenou barvou. Do běhu této hlavní smyčky vstupují přerušení. V diagramu označeny rudým ohraničením. Fialové přerušované propojení znázorňuje předávání hodnot jednotlivých částí programu.

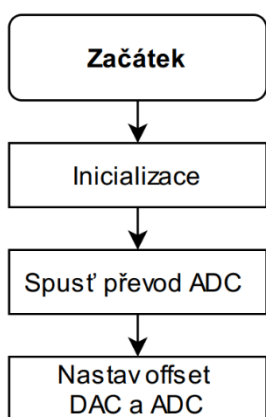
V programu se nachází jeden hlavní časovač TCPWM2, který v přerušení, každých 10 ms, snižuje hodnotu jednotlivých dílčích softwarových časovačů. Hodnoty těchto časovačů jsou kontrolovány v hlavní smyčce. V případě, že některý z dílčích časovačů je roven nule, vykoná se kód a opět se zapíše nová hodnota do dílčího časovače. Tím je zajištěno vykonávání jednotlivých částí programu v požadovaných časových intervalech.

Za vývojovým diagramem následuje popis jednotlivých částí programu.



Obrázek 75: Vývojový diagram

- **Spuštění programu, inicializace**



Obrázek 76: Diagram smyčky Main

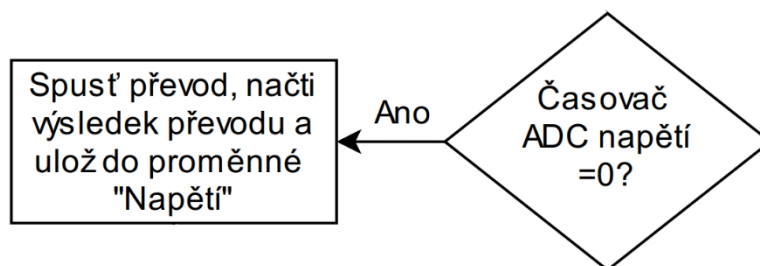
Po spuštění ve funkci Main proběhne jako první inicializace a spuštění periférií (časovačů, A/D převodníku, D/A převodníku, CAN a povolí přerušení).

V popisu motorového driveru v kapitole 4.4.8 byl uveden popis principu snímání proudu a zmínka o napěťovém offsetu. S tímto offsetem je nutné počítat nejen při načítání hodnot proudu A/D převodníkem, ale také při nastavování požadované hodnoty proudového omezení D/A převodníkem. Řešením je provedení korekce na straně softwaru. Vzhledem k uvedenému rozptylu tohoto offsetu, není vhodné pro jeho korekci použít konstantu. Využívá se načtení aktuálního offsetu.

Po inicializaci je spuštěn A/D převodník a je vrácena aktuální načtená hodnota. Tato hodnota se předá A/D převodníku jako jeho offset. Využitím této možnosti odpadá nutnost, při každém načtení velikosti proudu, provádět korekci odečtením offsetu.

- **Načtení hodnot z A/D převodníku**

Převodník je periodicky spouštěn pro získání hodnoty napájecího napětí. Vrácená hodnota o velikosti 10 bit je uložena do proměnné a odesílána přes CAN. Jedná se o údaj informativního charakteru.

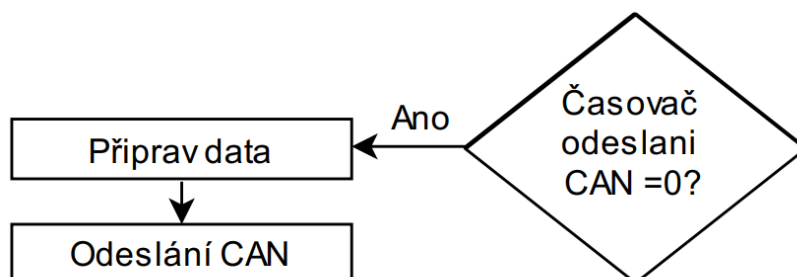


Obrázek 77: Diagram načtení ADC

- **Odeslání CAN zpráv**

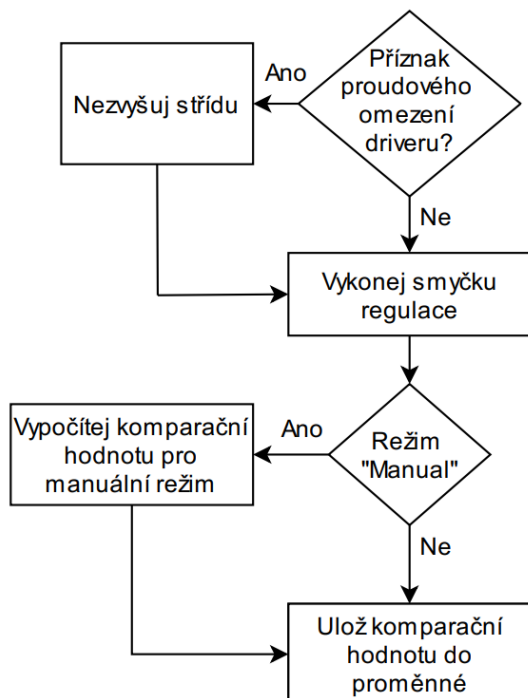
CAN zprávy jsou odesílány každých 100 ms. Po uplynutí 100 ms proběhne příprava dat pro odeslání.

Jedná se především o rozdělení 16bit proměnných do dvou 8bit. Takto připravená data se zapíše do Transmit Buffer a povolí se odeslání dat.



Obrázek 78: Diagram odeslání CAN

- **Vykonávání regulační smyčky otáček motoru**



Obrázek 79: Diagram regulační smyčky

Regulační smyčka otáček motoru je vykonávána v periodě 10 ms. Provede se ověření, zda se motorový driver nachází v proudovém omezení. V případě, že ano, uloží se právě používaná (aktuální) střída jako maximální možná hodnota střídá na výstupu regulátoru. Omezí se tak výstupní hodnota a je zajištěno, že během proudového omezení, nebude dále zvyšována střída výstupního napětí.

Na základě vstupních proměnných (požadované otáčky motoru, aktuální otáčky motoru, parametry regulace) je vykonána smyčka regulace.

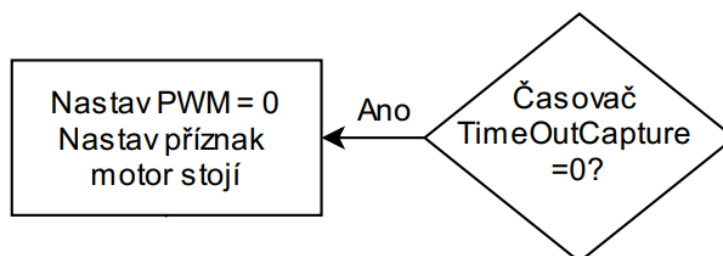
Výstupní rozsah akční veličiny regulační smyčky je komparační hodnota do časovače generujícího PWM. Vstupem časovače je hodnota „Compare“, jež se může nacházet v rozsahu $0 \leq Compare \leq 1800$ pro střidu 0 – 100 %.

Na výstupu regulační smyčky je zjišťováno, zda je zvolen režim „Manuál“. Režim „Manuál“ umožňuje řízení otáček motoru bez zpětné vazby. Tedy přímé nastavení střídý výstupního napětí na kotvě motoru. Toho je docíleno nahrazením akční veličiny regulační smyčky otáček motoru na jejím výstupu pevnou, uživatelem nastavitelnou hodnotou.

Přepínání režimu „Manuál“ a „Regulace“ je možné přes CAN. V režimu „Manuál“ se nezadáva komparační hodnota, ale požadované otáčky, které se v programu přepočítají na komparační hodnotu. Hodnota požadovaných otáček se v manuálním režimu vydělí konstantou 1,5. Takto upravená hodnota se předá jako komparační hodnota do časovače generujícího PWM.

- **Indikace nulových otáček motoru**

Tato funkce slouží k indikaci stojícího motoru. Pokud v určitém časovém intervalu nepříjde impuls ze snímače otáček motoru, podružný časovač tak nebude obnovován a po dosažení hodnoty rovné nule se nastaví příznak stojícího motoru.



Obrázek 80: Diagram nulových otáček

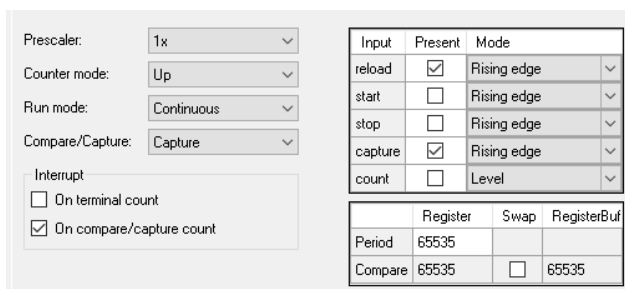
7.3 Popis periferií a přerušení

Ve vývojovém prostředí PSoC Creatoru slouží ke konfiguraci periferií TopDesign. Zde se provádí volba periferií vložení bloku periferie na pracovní plochu a ve vlastnostech tohoto bloku se provádí její konfigurace. Vstupy a výstupy bloků lze vzájemně propojovat, přiřazovat zdroje hodinových impulsů, přerušení atd. Následnou kompilací projektu dochází k vygenerování a vložení zdrojových kódů do projektu.

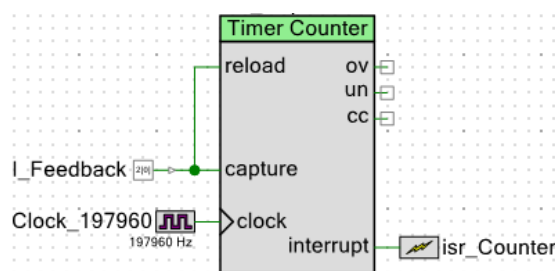
7.3.1 Měření otáček

Měření otáček se provádí pomocí 16 bit časovače TCPWM1 v režimu Counter/Capture. Princip měření otáček je založen na čítání hodinových impulsů časovače, v době mezi jednotlivými vzestupnými hranami signálu snímače otáček motoru.

Časovač obsahuje tři vstupy. Vstup „Clock“ na něj je připojen zdroj hodinového signálu s uživatelem definovanou frekvencí. A vstupy „Reload“ a „Capture“ na něž je přiveden signál ze senzoru snímače otáček motoru.



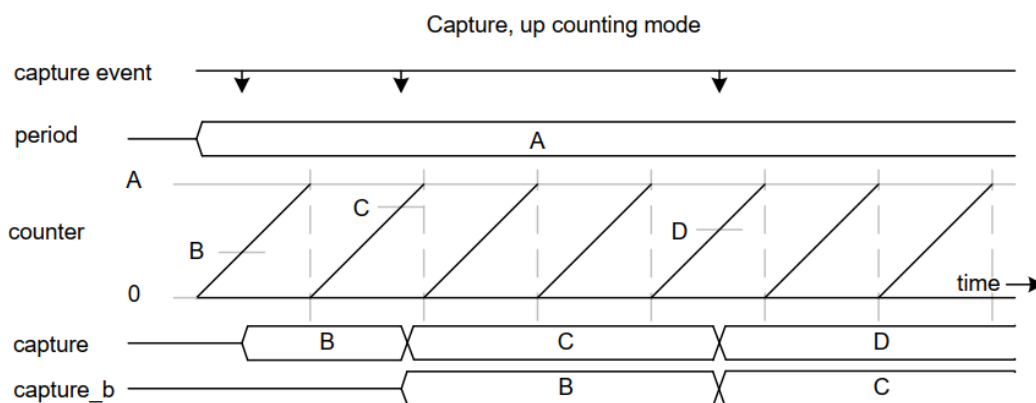
Obrázek 81: Nastavení časovače



Obrázek 82: Vnější konfigurace časovače

Příchodem vzestupné hrany signálu snímače otáček motoru na vstupy „Capture“ a „Reload“, v Obrázek 83 označeno jako „capture event“, je aktuální hodnota registru „Counter“ uložena do registru „Capture“ a následně proveden „Reload“, tedy nastavení „Counter“ na hodnotu 0.

Při příchodu následující vzestupné hrany na vstupy „Capture“ a „Reload“, je hodnota „Counter“ uložena do registru „Capture“ a původní hodnota z tohoto registru uložena do registru „Capture buffer“ a následně je proveden „Reload“. V nastavení časovače je povoleno přerušení „On compare/capture count“. Tím je vyvoláno přerušení, v něm načtena hodnota registru Capture a uložena do proměnné pro následný výpočet otáček motoru.



Obrázek 83: Časový průběh režimu Counter

Časovač nemůže „čekat“ nekonečně dlouhou dobu na příchod impulsu ze snímače otáček motoru, jak k tomu může dojít například při zastavení motoru. Velikost této doby je dána velikostí záchytného registru a frekvencí hodinového signálu.

V tomto případě při frekvenci hodin 197960 Hz a velikosti záchytného registru 16 bit (65535 dec) dochází k přetečení za 331 ms. Čítač je při této hodinové frekvenci schopný pracovat s frekvencí měřeného signálu v rozsahu $3\text{Hz} < f_{vst} < 197960\text{ Hz}$. Tabulka 18 zobrazuje minimální a maximální využívané otáčky motoru, minimální možné otáčky motoru a tomu odpovídající načtené hodnoty capture registru. Snímač otáček motoru má na výstupu $8 \frac{\text{imp}}{\text{ot}}$. Načtenou hodnotu v capture registru lze vypočítat dle následujícího vztahu.

$$\text{Načtená hodnota capture registru} = \left(\frac{f_{\text{hodin}} * 60}{\text{otacky motoru} \left[\frac{\text{ot}}{\text{min}} \right] * 8} \right) [\text{tiků}] \quad (6.1)$$

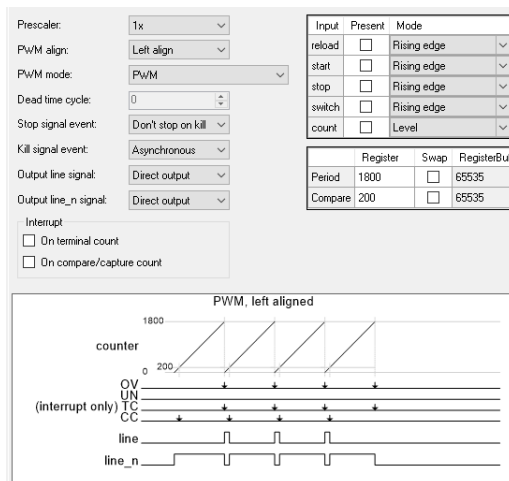
	Otáčky hřídele za převodovkou [ot/min]	Otáčky motoru [ot/min]	Otáčky motoru [Hz]	Frekvence na vstupu capture [Hz]	Načtená hodnota v capture registru [tiků]
Minimální použité otáčky	10	294	4,9	39,2	5050
Maximální použité otáčky	90	2646	44,1	352,8	561
Minimální možné otáčky	0,77	22,6	0,38	3,02	65535

Tabulka 18: Hodnoty otáček motoru a capture registru

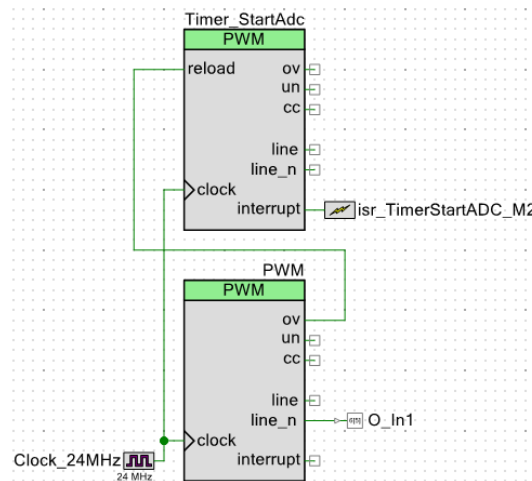
Obsah registru „Capture“ je načítán v přerušení při příchodu vzestupné hrany impulsu ze snímače otáček motoru. Z principu měření otáček je zřejmé, že otáčky motoru budou mít také vliv na četnost aktualizace informace o aktuálních otáčkách. Při otáčkách nízkých bude informace o otáčkách získávána každých přibližně 26 ms, při otáčkách maximálních pak každých 2,8 ms.

7.3.2 Generování PWM

Motorový driver je ovládán pulsně šířkovou modulací. Pro generování PWM je využitý časovač TCPWM3 nastavený do režimu PWM. Na vstup clock je připojen hodinový signál o frekvenci 24 MHz. Výstupní signál je zdvojený a vzájemně negovaný.



Obrázek 85: Konfigurace PWM



Obrázek 84: Vnější konfigurace časovačů

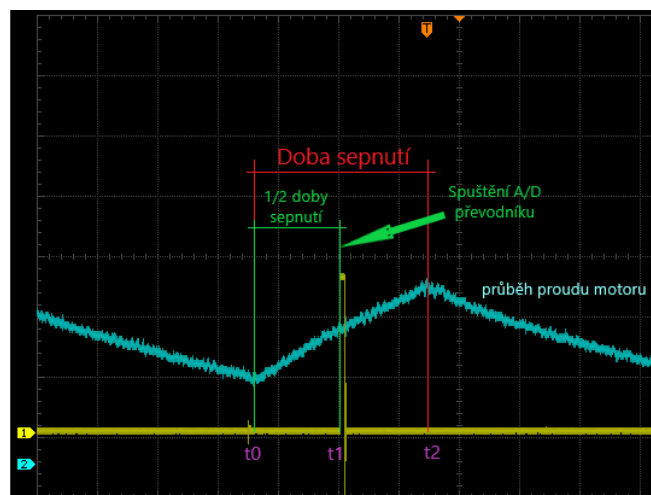
Pro nastavení střídý a periody PWM slouží dva 16 bit registry „Period“ a „Compare“. Číselná hodnota „Period“ udává délku periody. V režimu pouze čítacím nahoru je to tedy TOP hodnota, při které dochází při shodě s aktuální hodnotou čítače a následným hodinovým impulsem k přetečení. Čítání začíná od „0“, proto je nutné hodnotu periody zadat jako N-1. Druhá hodnota „Compare“ je také 16 bit registr s hodnotou, při jejíž shodě s aktuální hodnotou čítače „Counter“ dochází ke změně stavu výstupu.

Hodnota „Period“ je nastavena na 1800 tiků. Při zvyšující se komparační hodnotě střída roste a naopak. Komparační hodnotě 1800 odpovídá střída 100 %, hodnotě 0 pak střída 0 %. Motorový driver při log 1 na jeho vstupu je v režimu „Brake“, a při log 0 v režimu „Drive“, proto je využito invertovaného výstupu PWM. Při hodinovém signálu 24 MHz je frekvence generovaného PWM 13 333 kHz. Požadovaná hodnota „Compare“ je nastavována z hlavní smyčky programu, konkrétně je to hodnota vrácená regulační smyčkou. Hodnota Compare může nabývat hodnot $0 \leq Compare \leq 1800$.

7.3.3 Měření proudu motoru

Měření proudu se provádí během každé periody PWM, a to uprostřed doby sepnutí horního tranzistoru. Tím je získána hodnota proudu, přibližně odpovídající střední hodnotě proudu během jedné periody PWM.

K tomu je využito výstupu OV z časovače TCPWM3 pro generování PWM a použití druhého časovače TCPWM4. Výstup OV indikuje stav přetečení časovače. Přetečení nastává v době, kdy při inkrementaci časovače dojde ke změně stavu, ve kterém se hodnota časovače rovná hodnotě „Period“ do stavu, kdy se nerovná hodnotě „Period“. Tento stav znamená začátek nové periody. Výstup OV je použit k synchronizaci s druhým časovačem TCPWM4, který slouží k časování spuštění A/D převodníku pro měření proudu. Cílem je odběr vzorku proudu uprostřed doby sepnutí horního tranzistoru. Tento časovač má shodné nastavení jako časovač pro generování PWM, pouze je zde navíc aktivovaný vstup „Reload“. Aktivací tohoto vstupu dochází k inicializaci časovače tak, že se hodnota čítače nastaví, v případě režimu čítání UP a UP/DOWN, na hodnotu „0“. Vzhledem k použití shodného zdroje hodinového signálu by tato synchronizace mohla proběhnout pouze jednou, po spuštění programu.



Obrázek 86: Průběh proudu a spuštění ADC

Pro názornost je vložen Obrázek 86, kde je zobrazen průběh proudu motoru (modrý) a pro toto znázornění uměle vygenerovaný impuls na výstupu mikroprocesoru (žlutý). Jeho vzestupná hrana je v době spuštění A/D převodníku. Červeně ohraničená oblast (t_0 až t_2) je doba sepnutí horního tranzistoru, tedy doba T_{on} , kde v t_2 nastává komparace. V časovači pro spuštění A/D převodníku je nastavená vždy $1/2$ komparační hodnoty časovače generování PWM.

Oba časovače jsou spuštěny ve stejnou dobu t_0 . Doba t_0 je též charakterizována koncem jedné a začátkem druhé periody PWM. Vzhledem k poloviční hodnotě komparační hodnoty časovače A/D převodníku, dochází ke komparaci a spuštění A/D převodu v době t_1 , tedy v polovině celkové doby sepnutí T_{on} .

Takto změřený proud přibližně odpovídá střední hodnotě proudu za dobu T_{on} a při nepřerušovaném proudu tedy přibližně i střední hodnotě proudu za celou periodu PWM. Hodnoty „Compare“ obou časovačů jsou aktualizovány v přerušení dokončení převodu A/D převodníku. Převodník pracuje v režimu Sample and Hold a doba převodu A/D převodníku v tomto případě je 10 *us*. Doba jedné periody PWM je 75 *us*.

7.3.4 PSD regulátor

Diskrétní regulační obvody využívají číslicové algoritmy vycházející ze spojitých algoritmů. Diskrétní verze PID regulátoru je označována jako PSD regulátor.

Integrál „I“ je nahrazen sumou.

Derivace „D“ je nahrazena diferencí.

Tvar PSD regulátoru je:

$$u(kT) = r_0 \left[e(kT) + \frac{1}{T_i} I(kT) + T_d D(kT) \right] \quad (6.1)$$

Tato rovnice umožňuje spočítat u číslicových regulátorů akční veličinu v k -tém vzorkovacím okamžiku, při znalosti hodnot $I(t)$ a $D(t)$ průběhu regulační odchylky $e(t)$ v okamžiku $t = kT$, kde T je perioda vykonávání regulátoru.

Při použití zpětné obdélníkové metody jako náhrady integrálu a zpětné diference jako náhrady derivace, vypadá diferenční rovnice číslicového PSD regulátoru následovně:

$$u(kT) = r_0 \cdot \left(e(kT) + \frac{T}{T_i} \sum_{j=1}^k e(jT) + \frac{T_d}{T} \cdot [e(kT) - e(k-1)T] \right) \quad (6.2)$$

Regulátor je implementován v přírůstkovém algoritmu. Výstupem tohoto algoritmu není celá hodnota akční veličiny, ale pouze její přírůstek oproti hodnotě v předchozím kroku.

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (6.3)$$

Diferenční rovnice přírůstkového algoritmu:

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2) \quad (6.4)$$

Při použití zpětné obdélníkové metody jako náhrady integrálu a zpětné diference jako náhrady derivace vycházejí konstanty q_0 až q_2 následovně:

$$q_0 = r_0 \left(1 + \frac{T}{T_i} + \frac{T_d}{T} \right) \quad (6.5)$$

$$q_1 = -r_0 \left(1 + 2 \frac{T_d}{T} \right) \quad (6.6)$$

$$q_2 = r_0 \left(\frac{T_d}{T} \right) \quad (6.7)$$

Regulátor je vytvořený formou knihovny. Obsahuje hlavičkový soubor PSD.h a zdrojový kód PSD.c. Skládá se ze tří hlavních částí. První z nich je struktura vytvořená pro zapouzdření hodnot potřebných pro vykonání regulátoru. Druhá část je inicializace, která proběhne pouze jednou ve smyčce main. Třetí část je samotný regulátor PSD.

Funkce PSD_init

V této funkci se ze vstupních hodnot a časových konstant regulátoru vypočítají parametry $q_{0...2}$ potřebné pro funkci regulátoru. Vstupní hodnotou je perioda vykonávání regulační smyčky. Meze, které určují rozsah, ve kterém se může pohybovat akční veličina regulátoru. Dále konstanty regulátoru. V programu se využívá pouze PI regulátoru. Hodnoty vstupních proměnných použitých v programu jsou uvedeny v Tabulka 19.

Hlavička funkce	<code>void PSD_init(float Kp, float Ti, float Td, float T, Param_t *Parametry, uint16_t Minimum, uint16_t Maximum)</code>		
Parametry funkce	<code>float Kp</code>	0,745	Konstanta P regulátoru
	<code>float Ti</code>	0,159	Integrální časová konstanta [s]
	<code>float Td</code>	0	Derivační časová konstanta [s]
	<code>float T</code>	0,01	Vzorkovací perioda [s]
	<code>Param_t *Parametry</code>	---	Struktura parametrů regulátoru
	<code>uint16_t Minimum</code>	0	Dolní hranice akční veličiny regulátoru
	<code>uint16_t Maximum</code>	1800	Horní hranice akční veličiny regulátoru
Návratová hodnota	Nevrací hodnotu. Vypočítané parametry jsou uloženy do struktury.		

Tabulka 19: Popis PSD inicializace

Funkce PSD_calcul

Funkce realizuje PSD regulátor. Vstupními hodnotami jsou aktuální a požadované otáčky motoru. Dále struktura parametrů regulátoru a povely pro dočasné omezení akční veličiny, které nabývají hodnot 0 a 1. V programu se využívá pouze omezení maximální hodnoty regulované veličiny. Povel k omezení hodnoty regulované veličiny je signálem, že akční veličina dosáhla stavu saturace a je nutné zabránit dalšímu zvyšování hodnoty akční veličiny vlivem narůstající integrační složky, jenž by stejně nevedlo ke zvýšení otáček motoru. V opačném případě by se do regulačního obvodu vnášelo přechodné dopravní zpoždění (wind-up zpoždění) vlivem zpětného odintegrovaní. Povel pro dočasné omezení akční veličiny vzniká v přerušení při vzestupné hraně signálu proudového omezení driveru motoru.

Hlavička funkce	uint32_t PSD_calcul(uint16_t Aktualni, uint16_t Zadana, Param_t *Parametry, uint8_t omezMin, uint8_t omezMax)	
Parametry funkce	uint16_t Aktualni uint16_t Zadana Param_t *Parametry uint8_t omezMin uint8_t omezMax	Měřená hodnota regulované veličiny. Žádaná hodnota regulované veličiny. Struktura s parametry regulátoru. Povel k omezení min hodnoty regulované veličiny -bitový příznak [0-1] Povel k omezení max hodnoty regulované veličiny -bitový příznak [0-1]
Návratová hodnota	Akční veličina – komparační hodnota do PWM generátoru Vypočítané parametry jsou uloženy do struktury.	

Tabulka 20: Popis funkce PSD regulátoru

Popis funkce:

Nejprve se vypočítá regulační odchylka mezi změřenou a požadovanou hodnotou otáček motoru. Vzhledem k tomu, že vstupní proměnné jsou typu uint_16_t, funkce tyto hodnoty přetypuje na znaménkový typ int32_t, aby regulační odchylka mohla nabývat kladných i záporných hodnot.

Následuje výpočet přírůstku akční veličiny dle vztahu

$\Delta u(k) = q_0 e(k) + q_1 e(k-1) + q_2 e(k-2)$ a uložení výsledku do proměnné struktury Parametry. Výpočet probíhá ve float aritmetice. Pro výpočet přírůstku je potřeba znát předchozí hodnoty proměnné e (e_k, e_{k-1}, e_{k-2}). Dochází k uložení i jejich hodnot do struktury Parametry. Proto, abychom mohli akční veličinu použít jako návratovou hodnotu funkce, je třeba akční veličinu upravit tak, aby byla v mezích vstupních hodnot časovače TCPWM3

pro generování PWM. Meze akční veličiny jsou uloženy ve struktuře Parametry a inicializace těchto mezí probíhá ve funkci PSD_init. V případě dočasného omezení akční veličiny jsou tyto meze nahrazeny novými přechodnými hodnotami. Jako poslední krok ve funkci je úprava akční veličiny tak, aby se nacházela v požadovaných mezích.

V popisu funkce PSD_calcul bylo zmíněno jeho chování při povelu omezení hodnoty regulované veličiny. Z principu se jedná o antiwind-up opatření, které u přírůstkových algoritmů není třeba nijak explicitně řešit, akční veličinu stačí omezit na požadovaný rozsah. Nastane-li situace, kdy $u(k)$ bude rovno některé z hranic akční veličiny, v tomto případě 0 nebo 1800 (situace bez dočasného omezení akční veličiny od omezovače proudu v H-můstku), bude na této hodnotě setrvávat do doby, dokud nedojde ke změně znaménka přírůstku $\Delta u(k)$. Ke změně znaménka přírůstku $\Delta u(k)$ dochází při změně znaménka regulační odchylky $e(k)$. [16]

7.3.5 CAN komunikační rozhraní

O popisu CAN komunikačního rozhraní by mohla pojednávat jedna velká kapitola, já se zde zmíním pouze o konkrétním nastavení CAN komunikace v mikroprocesoru.

Komunikační rozhraní slouží k zaslání příkazů do modulu řízení motoru a pro zpětnou diagnostiku a kontrolu funkce modulu. Níže je uvedeno složení přijímaných a odesílaných zpráv. V příloze pak struktura přenášených zpráv.

- Data přijímaná modulem obsahují
 - ❖ Požadované otáčkymotoru 16 bit
 - ❖ Požadované proudové omezení 8 bit
 - ❖ Volba režimu Manual/Regulace 1 bit
 - ❖ Spuštění funkce modulu 1 bit



Obrázek 87: Formát přijímaných dat

- Data odesílaná modulem:
 - ❖ Otáčky motoru požadované 16 bit
 - ❖ Otáčky motoru aktuální 16 bit
 - ❖ Proud motoru 16 bit
 - ❖ Napájecí napětí modulu 8 bit
 - ❖ Střída PWM 8 bit



Obrázek 88: Formát odesílaných dat

- Konfigurace CAN:
 - ❖ Rychlost komunikace je baud rate 250 kbps.
 - ❖ Standardní 11 bit identifikátor

Příjem zpráv:

V nastavení CAN komunikace lze nastavit hardwarové filtrování zpráv. Obrázek 89.

Mailbox	Full	Basic	IDE	ID	RTR	RTRreply	IRQ	Linking
Command	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	0x210	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>

Obrázek 89: Nastavení filtrování ID

V nastavení je povolené filtrování příchozích zpráv. Filtr je nastavený pro příjem Command s ID 0x210. Tato data jsou zasílána hlavní řídicí jednotkou secího stroje. Vždy po příchodu jedné z filtrovaných zpráv je vyvoláno přerušení. V případě více zpráv definovaných ve filtru se v přerušení provede identifikace, která ze zpráv byla přijata. Uložení obsahu přijaté zprávy do proměnné pro následné zpracování dat je provedeno v hlavní smyčce programu.

Odeslání zpráv:

Odeslání dat probíhá v časových intervalech nastavených softwarovým časovačem na 100 ms. Každá zpráva určená pro odeslání má v programu vlastní strukturu, jež obsahuje ID zprávy, datové pole (8 x 1 byte), možnost povolení IDE, RTR, DLC, IRQ. Zápisem dat do datového pole a povelom pro odeslání zprávy je zpráva odeslána.

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo vytvoření modulu pro ovládání stejnosměrných motorů pro pohon výsevního zařízení na secím stroji.

V začátcích návrhu modulu bylo nutné se seznámit s problematikou zabývající se řízením otáček stejnosměrných motorů. Následně se seznámit s funkcemi a vlastnostmi motorových driverů. Díky těmto informacím mohl být vybrán vhodný typ motorového driveru a ostatních komponentů pro implementaci.

Dalším krokem byla tvorba schématického zapojení a návrh DPS. Teorií, popisem a návrhem hardware se zabývá první část této práce. Byla zde snaha o propojení teorie, výpočtů a následného praktického ověření.

Vzhledem k atypickému provedení zapouzdření vzniklo několik variant zařízení a jejich následné měření oteplení, včetně měření oteplení finálního výrobku se senzory teploty umístěnými uvnitř zařízení.

Správnost implementace software a PSD regulátoru byla ověřována během měření a testování. Nicméně i nadále se předpokládají průběžné úpravy software. Bude následovat doladění CAN komunikace s hlavní řídicí jednotkou secího stroje. Následně bych také rád implementovat bootloader pro aktualizaci firmware modulu přes CAN rozhraní.

Pro ověření funkce vyvíjeného zařízení bylo provedeno porovnání měřených reálných otáček motoru se simulovanými průběhy otáček motoru. Dále porovnání chování vyvíjeného zařízení se stávajícím systémem při skokovém zatížení a při reálném dávkování osiva.

Dle zadání vzniklo funkční zařízení s odpovídajícím mechanickým provedením a ověřením jeho funkce. Technologie i použité komponenty byly voleny tak, aby nic nebránilo následné výrobě tohoto zařízení.

Zařízení je tak připraveno k testům v reálných zemědělských podmínkách na secím stroji a případné následné výrobě.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] MOHAN, Ned, Tore M. UNDELAND a William P. ROBBINS. *Power electronics: Converters, Applications, and Design*. 3rd edition. United States of America: John Wiley & Sons, Inc., 2003. ISBN 0-471-42908-2.
- [2] MOHAN, Ned. *Electric Drives an Integrative Approach*. 2003 Edition. Minneapolis: MNPERE, 2003. ISBN 0-9715292-1-3.
- [3] PAVELKA, Jiří a Jiří ZDĚNEK. *Elektrické pohony a jejich řízení*. 1. vydání. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2010. ISBN 978-80-01-04642-5.
- [4] PAVELKA, Jiří, Zdeněk ČEŘOVSKÝ a Jiří LETTL. *Výkonová elektronika*. Vyd. 3., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [5] VONDRÁŠEK, František. *Výkonová elektronika*. 3., rozš. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2012. ISBN 978-80-261-0143-7.
- [6] *Katalogový list Dunkermotoren* [online]. Německo, 2020 [cit. 2020-05-07]. Dostupné z: https://www.dunkermotoren.com/uploads/tx_products/downloads/MKS/gr-80x40-8844501002.pdf
- [7] *Brushed DC Motor Reference Design* [online]. Texas: Texas Instruments, 2015 [cit. 2020-05-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ug/tiduaw3/tiduaw3.pdf?ts=1589035929110>
- [8] *CSD18540Q5B 60 V N-channel NexFET™ power MOSFET: CSD18540Q5B* [online datasheet]. Dallas: Texas Instruments, 2014 [cit. 2020-04-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/csd18540q5b.pdf>
- [9] *DRV8701 Brushed DC Motor Full-Bridge Gate Driver: DRV8701* [online datasheet]. Dallas: Texas Instruments, 2015 [cit. 2020-04-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/gpn/drv8701>
- [10] *Aplikační dokument BTN8960/62/80/82* [online]. Munich, Germany: Infineon Technologies AG, 2017 [cit. 2020-05-08]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-NovalithIC_BTN89x0-x2-AN-v00_05-EN.pdf?fileId=db3a30433fa9412f013fc8d88e3d430a
- [11] *Katalogový list MAX17501* [online]. Maxim Integrated Products, Inc., 2016 [cit. 2020-05-17]. Dostupné z: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX17501.pdf>
- [12] H. RASHID, Muhammad, ed. *POWER ELECTRONICS HANDBOOK: DEVICES, CIRCUITS, AND APPLICATIONS*. Third Edition. Electrical and Computer Engineering University of West Florida: Butterworth-Heinemann, 2011. ISBN 978-0-12-382036-5.

- [13] *Thermal Design By Insight, Not Hindsight* [online Application Report]. Dallas: Texas Instruments, 2013 [cit. 2020-04-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/pdf/snva419>
- [14] BALAKRISHNAN, Manu. Optimized thermal design for three-phase motor drives in power tools. *Texas Instruments* [online]. [cit. 2020-05-10]. Dostupné z: https://e2e.ti.com/blogs_/b/industrial_strength/archive/2015/03/27/optimized-thermal-design-for-three-phase-motor-drives-in-power-tools-part-1
- [15] KAZDA, *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. [cit. 2020-04-23]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [16] BALÁTĚ, Jaroslav. *Automatické řízení. 2., přeprac. vyd.* Praha: BEN - technická literatura, 2004. ISBN 978-80-7300-1.

PŘÍLOHY

Příloha A – Seznam CAN zpráv

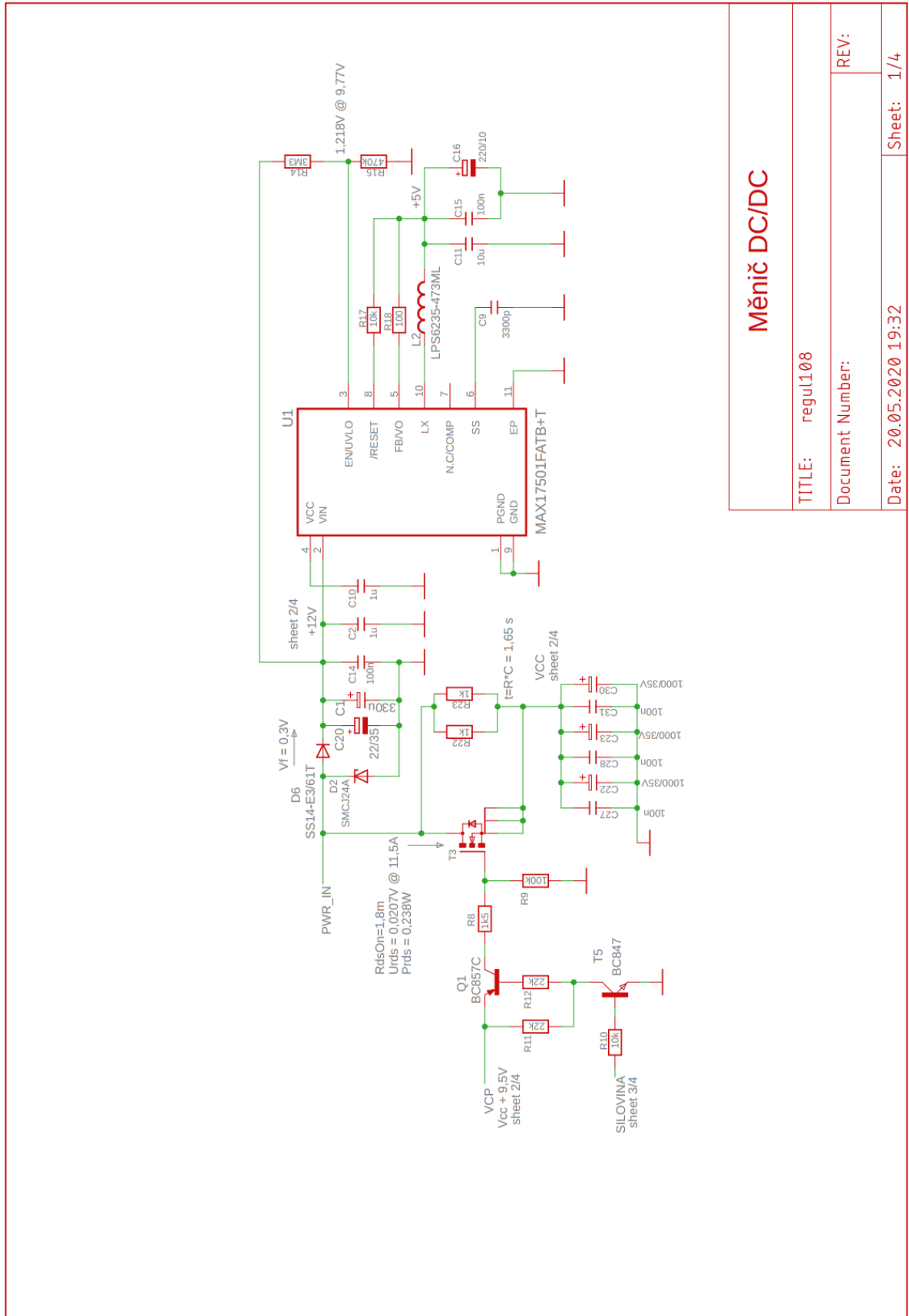
0x210	Datový typ	Pozice Byte	Rozsah přenášených hodnot	Řazení	Faktor	Skutečný rozsah hodnot
Požadované otáčky motoru	unsigned 16 bit	Byte 0 Byte 1	0-2700	LSB first	1	0-2700 [ot/min]
Požadované proudové omezení	unsigned 8 bit	Byte 2	0-150	--	0,1	0-15,0 [A]
Režim	Bit 1 bit	Byte 3 Bit 1	0-1	--	1	0-1 [bit]
Enable	Bit 1 bit	Byte 3 Bit 0	0-1	--	1	0-1 [bit]

Tabulka 21: Příloha-struktura přijímaných dat

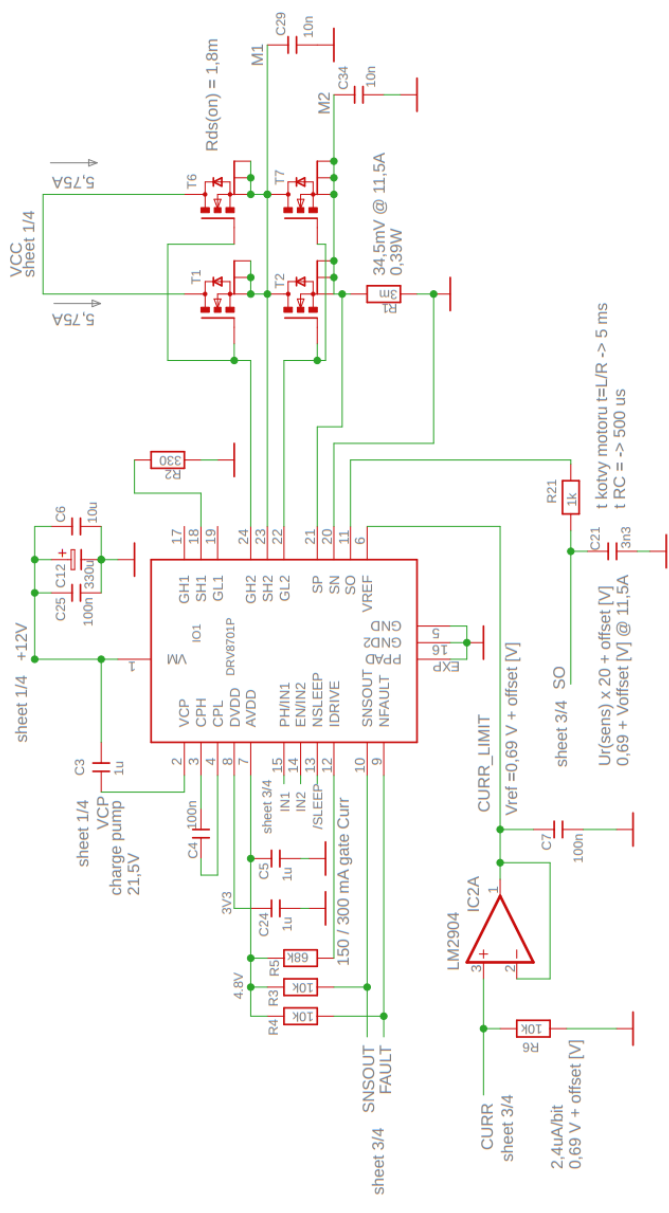
0x211	Datový typ	Pozice Byte	Rozsah přenášených hodnot	Řazení	Faktor	Skutečný rozsah hodnot
Požadované otáčky motoru	unsigned 16 bit	Byte 0 Byte 1	0-2700	LSB first	1	0-2700 [ot/min]
Aktuální otáčky motoru	unsigned 16 bit	Byte 2 Byte 3	0-3000	LSB first	1	0-3000 [ot/min]
Proud motoru	unsigned 16 bit	Byte 4 Byte 5	0-9600	LSB first	>>6	0-15,0 [A]
Napájecí napětí modulu	unsigned 8 bit	Byte 6	0-250	--	113,3	0-28000 [mV]
Střída PWM	unsigned 8 bit	Byte 7	0-100	--	1	0-100 [%]

Tabulka 22: Příloha-struktura odesílaných dat

Příloha B – Schéma zařízení

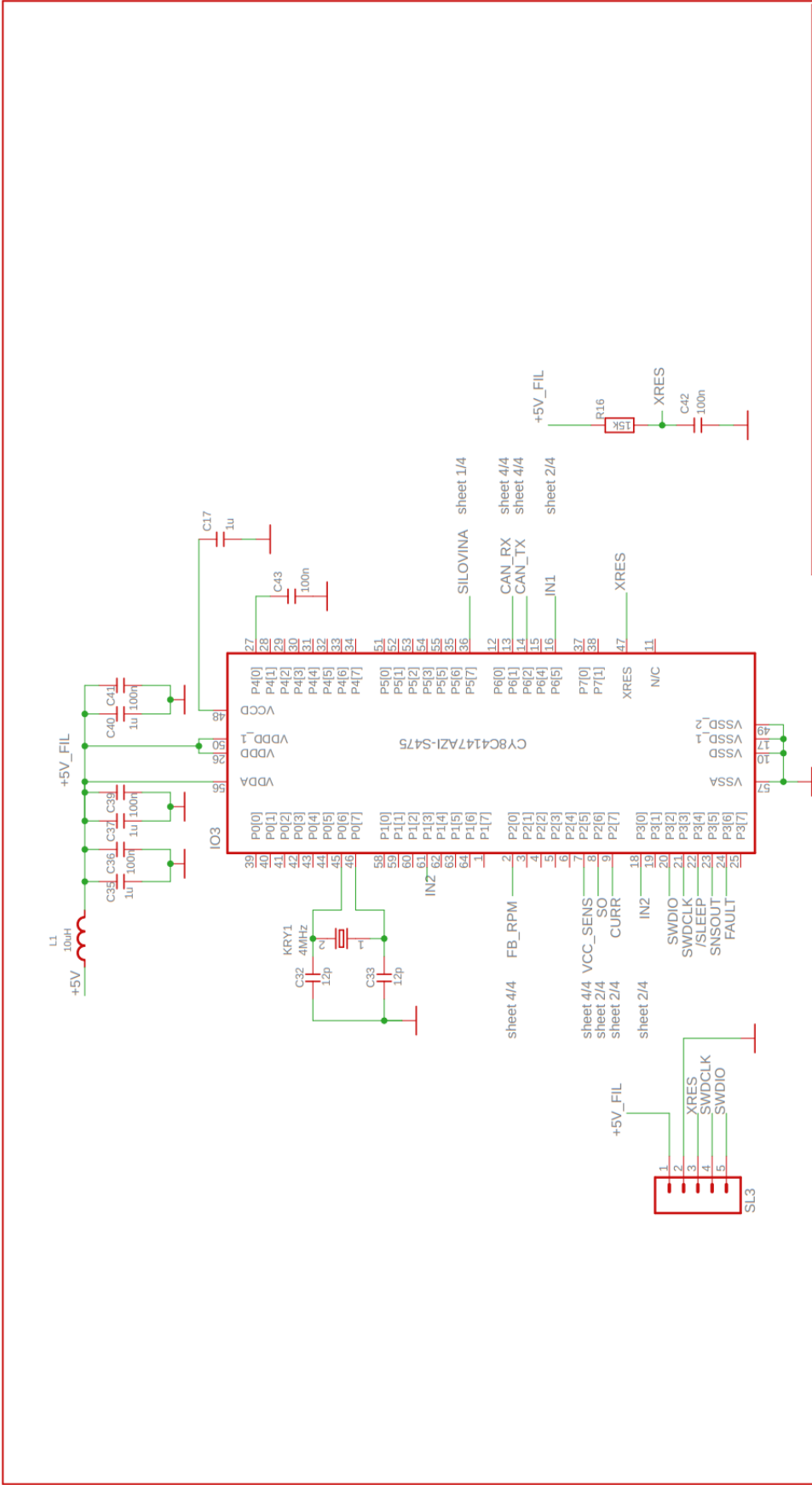


Měnič DC/DC	
TITLE: regul108	REV:
Document Number:	
Date: 20.05.2020 19:32	Sheet: 1/4

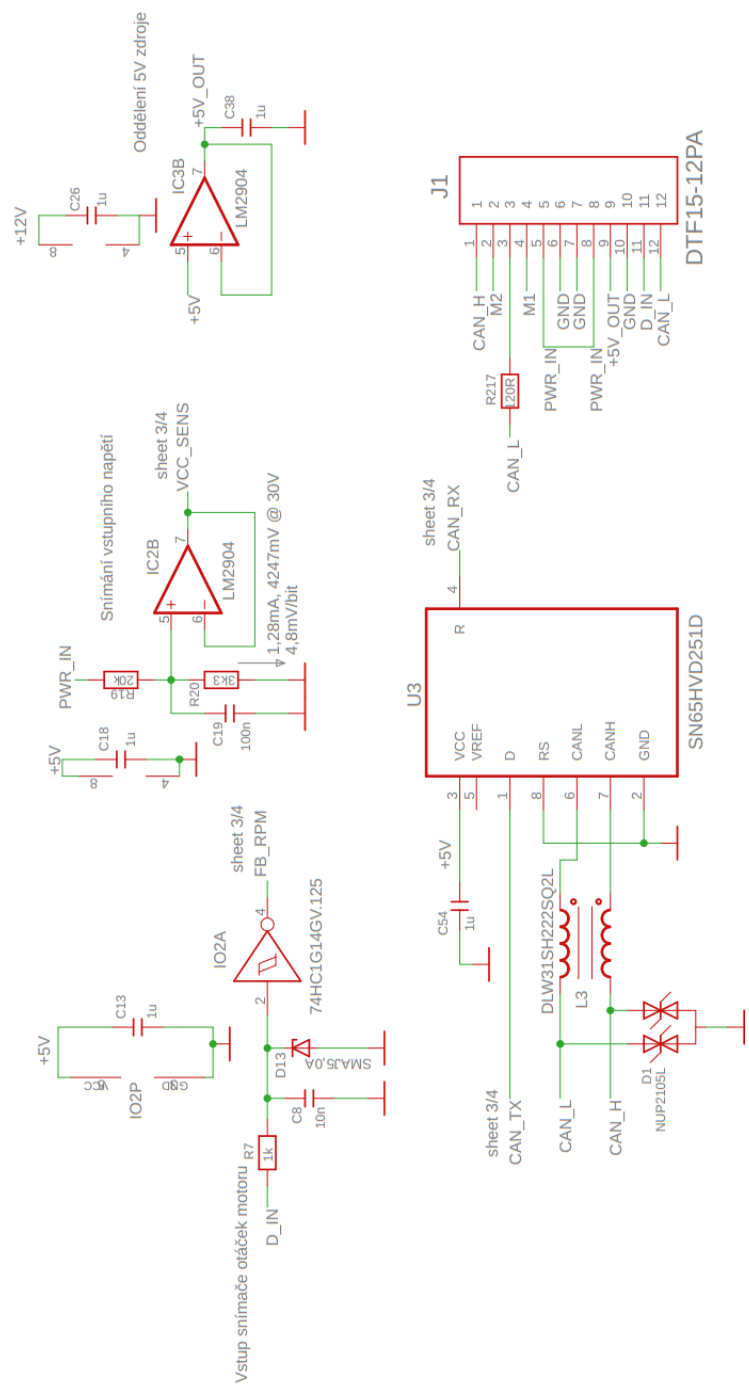


Motor Driver

TITLE:	regul108
Document Number:	
REV:	
Date:	20.05.2020 19:32
Sheet:	2/4



Mikroprocesor	
TITLE: regul108	REV:
Document Number:	
Date: 20.05.2020 19:32	Sheet: 3/4



Vstupní a výstupní obvody	
TITLE: regul108	REV:
Document Number:	Sheet: 4/4
Date: 20.05.2020 19:38	

Příloha C – Finální podoba vyvíjeného zařízení – Motorový modul.

