

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Petr Němec



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

MĚNIČ PRO BLDC MOTOR

BLDC MOTOR CONTROLLER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Němec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

BRNO 2021

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Petr Němec

ID: 195400

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro BLDC motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte desky plošných spojů a konstrukční uspořádání měniče.
2. Provedte ověření návrhu chladiče metodou konečných prvků.
3. Zařízení sestavte a oživte po hardwarové stránce.
4. Naprogramujte a otestujte některé dílčí funkce řídicího software.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] M. Patočka, Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011.
- [2] R. Krishnan, Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives. Boca Raton, U.S.A.: CRC Press, 2010.
- [3] G. Brown, Discovering the STM32 Microcontroller, 1st ed. Indiana University: Indiana University, 2016.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 24.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Jan Knobloch, Ph.D.

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je návrh výkonového měniče pro BLDC motor 48 V/2 kW. Je kladen důraz na malé rozměry finální desky plošného spoje. Jsou proto použity výkonové tranzistory STL135N8F7AG v malých SMD pouzdrech PowerFlat 5x6. Pro snížení plošného rozměru DPS jsou elektrolytické kondenzátory osazeny na samostatné desce, která je umístěna nad hlavní DPS. V meziobvodu jsou použity také malé vysokokapacitní keramické kondenzátory 22 μ F/100V umístěné co nejbližší k výkonovým tranzistorům. K řízení motoru je použito mikrokontroleru STM32G474RE s využitím časovače HRTIM1.

První část této práce je ve stručnosti věnována teorii konstrukce a řízení BLDC motorů. Následující části jsou zaměřeny na návrh prvků, vhodné schéma zapojení a oživení některých částí měniče.

Klíčová slova

Miniaturizace, měnič, BLDC motor, MOSFET STL135N8F7AG, budiče L6498DT, mikrokontroler STM32G474RE, HRTIM1, separovaná kondenzátorová deska, Ansys Steady State Thermal

Abstract

The goal of this Master thesis is to design a power convertor for BLDC motor 48V/2kW. Emphasis is placed on the small dimensions of the final printed circuit board. Therefore, power SMD transistors STL135N8F7AG are used in small packages PowerFlat 5x6. To reduce area of the PCB, electrolytic capacitors are mounted on a separate board, which is located above the main PCB. Small high-capacity 22 μ F/100V ceramic capacitors are used in the DC-LINK as well. They are located as close as possible to the power SMD transistors. Control logic will be provided by microprocesor STM32G474RE. High resolution timer HRTIM1 is used.

The first part of this thesis is devoted to the brief description of BLDC motor construction and driving. Next parts are focused on the design itself.

Keywords

Miniaturization, convertor, BLDC motor, MOSFET STL135N8F7AG, driver L6498DT microcontroller STM32G474RE, separated capacitor board, Ansys Steady State Thermal

Bibliografická citace

NĚMEC, Petr. Měnič pro BLDC motor [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-04-25]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133108>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Knobloch.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	PETR NĚMEC
VUT ID studenta:	195400
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	<i>Měnič pro BLDC motor</i>

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne:

podpis autora

Diplomová práce vznikla za podpory projektu 737417-2 R3-PowerUP 300mm Pilot Line for Smart Power and Power Discretes financovaném z programu H2020-ECSEL-2016-2-IA-two-stage a projektu LQ1601 CEITEC 2020 financovaném v Národním programu udržitelnosti II. Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Knoblochovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Touto formou bych chtěl poděkovat také Ing. Jiřímu Ctíborovi.

V Brně dne:

podpis autora

Obsah

1. BLDC MOTORY	1
1.1 KONSTRUKCE BLDC MOTORŮ	1
1.2 ŘÍZENÍ BLDC MOTORU	2
1.3 ZPŮSOBY SNÍMANÍ POLOHY ROTORU	2
2. MOTORY PMSM	5
2.1 KONSTRUKCE MOTORU PMSM	5
2.2 ŘÍZENÍ MOTORU PMSM	5
3. NÁVRH POMOCNÝCH NAPĚŤOVÝCH ZDROJŮ	6
3.1 PULZNÍ SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ LM5164-Q1 S INTERNÍMI TRANZISTORY	6
3.2 PULZNÍ SNIŽUJÍCÍ MĚNIČ ST1S10PHR S INTERNÍMI TRANZISTORY	9
3.3 LINEÁRNÍ NÍZKO-ÚBYTKOVÝ SNIŽUJÍCÍ OBVOD LD39200	10
3.4 ALTERNATIVNÍ STRUKTURA POMOCNÝCH NAPÁJECÍCH ZDROJŮ	11
4. NÁVRH SILOVÉHO OBVODU	12
4.1 VÝKONOVÝ TRANZISTOR MOSFET	12
4.2 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ	17
4.3 KONDENZÁTORY MEZI OBVODU	18
5. MĚŘENÍ	20
5.1 MĚŘENÍ PROUDU	20
5.2 MĚŘENÍ INDUKOVANÉHO NAPĚTÍ	24
5.3 HALLOVY SONDY NEBO ENKODÉR	24
5.4 MĚŘENÍ TEPLoty V BLÍZKOSTI TRANZISTORŮ	25
6. ŘÍDÍCÍ MIKROKONTROLER	27
7. OŽIVENÍ MĚNIČE	31
7.1 POMOCNÉ PULZNÍ NAPĚŤOVÉ ZDROJE	31
7.2 KONTROLA FREKVENCE PWM A OCHRANNÉ DOBY HRTIM1	34
8. MECHANIKA MĚNIČE A OBAL	38
9. ZÁVĚR	40

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Uspořádání motoru a) s vnitřním rotorem a b) s vnějším rotorem [2].....	1
Obr. 1-2 Struktura kontroléru pro BLDC motor, statorové vinutí zapojeno do Y.....	2
Obr. 1-3 Umístění Hallových sond 120° a 60° el. u třífázového BLDC motoru [3].....	3
Obr. 1-4 Zjednodušené schéma vinutí resolveru [3].....	4
Obr. 1-5 Srovnání veličin PMSM (vlevo) a BLDC motoru (vpravo), [5].....	4
Obr. 2-1 Srovnání veličin PMSM (vlevo) a BLDC motoru (vpravo), [5].....	5
Obr. 3-1 Integrovaný obvod LM5164DDA včetně periferií.....	6
Obr. 3-2 Integrovaný obvod ST1S10PHR včetně periferií.....	9
Obr. 3-3 Experimentální nekaskádní struktura napájecích zdrojů.....	11
Obr. 4-1 Pouzdro PowerFlat 5x6 [11].....	12
Obr. 4-2 Ekvivalentní tepelný obvod.....	14
Obr. 4-3 Model chladiče SKV707014-CU s umístěním tranzistorů [16].....	14
Obr. 4-4 Nastavení sítě výpočetních bodů MESH.....	15
Obr. 4-5 Tepelný model chladiče SKV707014-CU s tranzistorem STL135N8F7AG.....	16
Obr. 4-6 Větev měniče s integrovanými budícími obvody L6498.....	17
Obr. 4-7 Model desky s elektrolytickými kondenzátory a MLCC na desce hlavní, vytvořeno v programu Kicad.....	19
Obr. 5-1 Umístění bočnic ve výkonovém obvodu měniče.....	20
Obr. 5-2 Zapojení integrovaného operačního zesilovače.....	22
Obr. 5-3 Závislost NTC termistoru B57332V5103F360 s aproximací.....	25
Obr. 5-4 Zapojení termistoru.....	25
Obr. 6-1 Nastavení pinů mikrokontroleru STM32G474RE v aplikaci STM32CubeMX.....	27
Obr. 6-2 Zapojení 20MHz krystalu HSE.....	28
Obr. 7-1 Model ve 3D Kicad a realizace periferií s obvodem LM5164DDA.....	31
Obr. 7-2 Kontrola frekvence obvodu LM5164DDA před LC filtrem při $U_{IN} = 18\text{ V}$	31
Obr. 7-3 Výstupní napětí obvodu LM5164DDA před LC filtrem při $U_{IN} = 55\text{ V}$	32
Obr. 7-4 Napětí za LC filtrem obvodu LM5164DDA.....	32
Obr. 7-5 Model ve 3D Kicad a realizace periferií s obvodem ST1S10PHR.....	33
Obr. 7-6 Kontrola frekvence obvodu ST1S10PHR před LC filtrem.....	33
Obr. 7-7 Realizace periferií s LD39200 v porovnání a 3D model Kicad.....	33
Obr. 7-8 Budící integrovaný obvod L6498D.....	34
Obr. 7-9 Kontrola frekvence PWM kanálu A.....	34
Obr. 7-10 Kontrola ochranné doby kanálu A bez filtru.....	35
Obr. 7-11 Kontrola ochranné doby kanálu A bez filtru.....	35
Obr. 7-12 Komplementární chod PWM kanálu A bez filtru.....	36
Obr. 7-13 Komplementární chod PWM kanálu A s filtrem.....	36
Obr. 7-14 Kontrola ochranné doby kanálu A s filtrem.....	37
Obr. 7-15 Kontrola ochranné doby kanálu A s filtrem.....	37
Obr. 8-1 Návrh obalu měniče pro 3D tiskárnu.....	38
Obr. 8-2 Realizovaný obal měniče.....	38
Obr. 8-3 Tranzistory umístěné mezi chladičem a hlavní DPS zatím bez teplovodivé pasty.....	39
Obr. 8-4 Měnič boční pohled.....	39
Obr. 8-5 Měnič boční pohled.....	39

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Přehled použitých napěťových zdrojů	6
Tabulka 2 Parametry tlumivky LC filtru LM5164DDA	7
Tabulka 3 Parametry tlumivky LC filtru ST1S10PHR	9
Tabulka 4 Přehled pokusného rozložení napěťových zdrojů	11
Tabulka 5 Vybrané parametry tranzistoru STL135N8F7AG a jeho substrátové diody	12
Tabulka 6 ANSYS Soupis použitých materiálů a přiřazení koeficientů	15
Tabulka 7 Rozdělení proudů	21
Tabulka 8 Přehled měření proudu, zapojení Obr. 5-2	24
Tabulka 9 Uživatelské konstanty pro časovač HRTIM1	29

ÚVOD

Tato diplomová práce je zaměřena na návrh měniče probekkartáčový stejnosměrný motor 48 V/2 kW. Hlavním optimalizačním faktorem jsou malé rozměry finální desky plošného spoje. Z dotační povahy projektu je snaha o výběr součástek od výrobce ST Microelectronics. S přihlédnutím na miniaturizaci desky jsou použity výkonové tranzistory STL135N8F7AG s pouzdry PowerFLAT 5x6. Je provedena tepelná simulace ustáleného oteplení tranzistorů a chladiče v programu ANSYS Steady state thermal. Za účelem snížení plošného rozměru DPS jsou elektrolytické kondenzátory osazeny na samostatné desce, která je umístěna nad hlavní deskou. O dodávku vysokofrekvenční složky proudu do meziobvodu v těsné blízkosti s tranzistory jsou použity malé nízkoindukční keramické kondenzátory 22 μ F/100 V. Výhodou těchto kondenzátorů je absence elektrolytu, jenž má tendenci při zvýšené teplotě urychleně degradovat a zkracovat tak životnost měniče. K řízení je použito výkonného 32-bit mikrokontroleru STM32G474RE. Použití mikrokontroleru zjednodušilo návrh a umožnilo tak zefektivnění miniaturizace. Napěťové hladiny 15 V a 5 V jsou řešeny za pomoci pulzních snižujících obvodů bez transformátoru. Je vybrána topologie s tranzistory v pouzdře integrovaného obvodu s nahrazením demagnetizační diody spodním tranzistorem větve. Napětí 3,3 V je docíleno dvěma nízko úbytkovými lineárními obvody, každý v separaci s určením pro analogové, anebo digitální obvody.

Pasivní součástky použité v návrhu mají způsobilost AEC-Q200 pro případné použití měniče v automobilovém průmyslu. Možnost využití tohoto měniče souvisí s aktuálním zvýšením palubního napětí některých automobilů typu mild hybrid z 12V soustavy na soustavu 48V. Důvodem byla snaha automobilek o zvýšení účinnosti palubní soustavy při nárůstu proudového zatížení těchto vozidel. Napěťová soustava 48 V se rovněž často využívá u elektrokol, e-skútrů nebo výkonných dronů.

První část této práce je ve stručnosti věnována konstrukci a řízení motoru BLDC a PMSM. Čtenář se v následujících kapitolách dozví o použitém postupu návrhu jednotlivých prvků, o simulacích v programu ANSYS Steady state thermal a kontrolách na oživené části měniče.

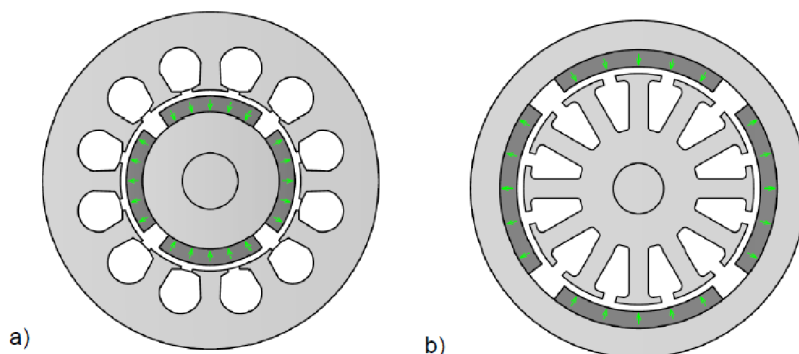
1. BLDC MOTORY

BLDC motory (někdy také EC motory) nejsou již žádnou novinkou. S úspěchem se uplatnili v mnoha průmyslových aplikacích, obzvláště pak tam kde dlouhá léta dominovali pro své lineární regulační vlastnosti klasicky komutované stejnosměrné motory, dále v textu jen DC motory. Stejně regulační vlastnosti má totiž i BLDC motor [1, s. 100].

Ukazuje se, že dobře navrhnutý exemplář DC motoru je schopen dlouholeté a spolehlivé služby, avšak s omezením stroje na maximální otáčky, napětí mezi lamelami komutátoru a proudovou přetížitelnost. Nejslabším článkem vytvářející tyto omezení je sama mechanická komutační soustava. Komplikovanější je i odvod Jouleových ztrát z moment vytvářejícího vinutí, jenž je u DC motoru uloženo vždy v rotoru. U BLDC motoru v provedení inrunner, je naproti tomu vinutí uloženo ve statoru, kde je větší teplosměnná plocha s okolím, a tedy i možnost vyšší proudové hustoty [1, s. 54].

1.1 Konstrukce BLDC motorů

U BLDC motoru jsou PM uloženy vždy v rotoru, ten může být vnější tzv. outrunner nebo vnitřní tzv. inrunner viz Obr. 1-1. Outrunner našel využití například v RC modelech nebo v nábojích kol některých elektrovozidel.

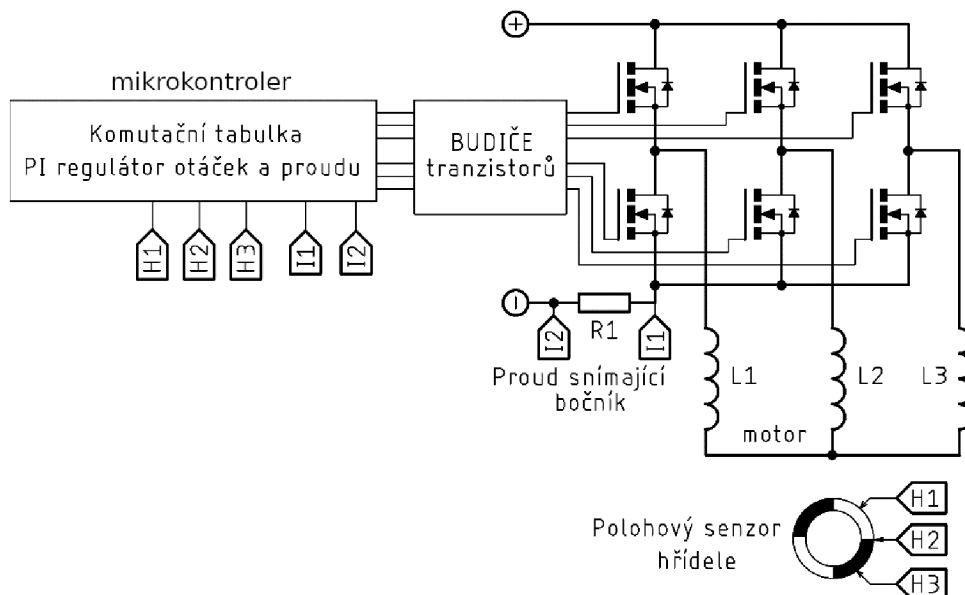


Obr. 1-1 Uspořádání motoru a) s vnitřním rotorem a b) s vnějším rotorem [2]

V porovnání outrunner/inrunner. Outrunner má často lepší poměr výkon/rozměry, a navíc působící odstředivé síly drží odpadlé kousky magnetů ve vnějším průměru. Naproti tomu maximální otáčky outrunneru jsou často omezeny vyššími úhlovými rychlostmi na větším průměru, nežli má inrunner. Obdélníkový tvar permanentních magnetů a způsob uložení statorového vinutí u BLDC motoru podporuje lichoběžníkový průběh magnetického toku ve vzduchové mezeře. Průměrný moment na hřídeli je poté za ideálních podmínek v maximu a zvlnění momentu v minimu [3, s. 234].

1.2 Řízení BLDC motoru

V této kapitole je ve skromnosti popsáno řízení BLDC motoru. Nejjednodušší metodou je řízení na lichoběžníkový průběh indukovaného napětí, jak v anglosaské literatuře, tak i v té české se tato technika popisuje jako řízení sixstep nebo squarewave.



Obr. 1-2 Struktura kontroléru pro BLDC motor, statorové vinutí zapojeno do Y

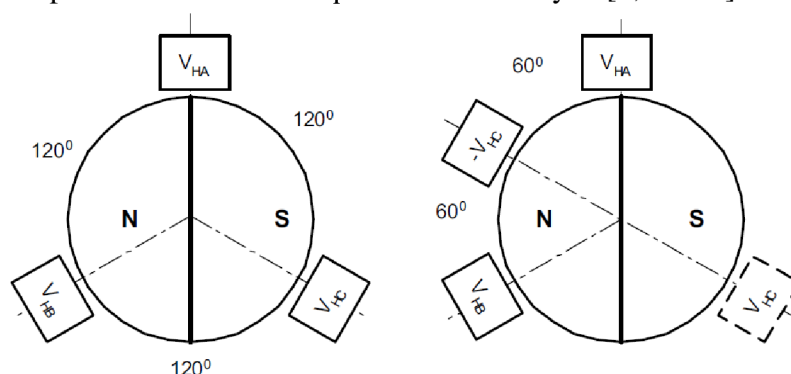
Tomuto typu řízení stačí polohový senzor s nízkým rozlišením např. Hallovy sondy nebo některé z bez senzorových technik snímání polohy viz kapitola 1.3. V jeden okamžik jsou sepnuty pouze dva tranzistory, a proto může měnič při tomto způsobu řízení dosahovat vysoké účinnosti. Nevýhodou je zvlnění výstupního momentu, jenž může být způsobeno neideální komutací či vlivem parazitního reluktančního momentu tzv. cogging. Pro mnohé aplikace je však moment setrvačnosti rotoru a zátěže dostatečný k filtraci těchto nechtěných momentových pulzů [4, s. 772]. Při srovnání s motory PMSM se sinusovými průběhy může provoz BLDC motoru způsobovat vyšší akustické rušení.

Principiální strukturu kontroléru pro BLDC motor přibližuje Obr. 1-2. Schéma obsahuje snímání polohy rotoru za pomoci tří Hallovyh sond. Informace aktuální polohy rotoru je nezbytná pro správnou komutaci proudu mezi jednotlivými cívkami BLDC motoru. Logika zaštiťující sepnutí správných tranzistorů na dané pozici rotoru je nahrána v komutační tabulce, která je uložena ve statické paměti mikrokontroleru.

1.3 Způsoby snímání polohy rotoru

U BLDC motoru je zapotřebí pro správnou komutaci informace o poloze rotoru. Tuto informaci lze získat pomocí polohových senzorů či za pomoci technik bezsenzorových. Polohové senzory jsou nejčastěji na magnetické nebo optické bázi. Nejčastěji používané senzory jsou Hallovy sondy, enkodéry a resolvery. Do hloubky se problematice věnuje např. literatura Permanent magnet motor technology: Design and Applications [3].

Hallové sondy jsou sensory magnetického pole s nižší rozlišovací schopností polohy. Pro snímání polohy rotoru třífázového BLDC motoru je zapotřebí tři Hallových sond nejčastěji s rozestupem 120° méně často pak 60° elektrických [3, s. 261]. Viz Obr. 1-3 .



Obr. 1-3 Umístění Hallových sond 120° a 60° el. u třífázového BLDC motoru [3]

Enkodéry, jako představitelé optických senzorů se dělí na absolutní a inkrementální. U obou představitelů se principiálně jedná o plný disk připevněný na hřídeli motoru s otvory, kterými prochází při rotaci optické pulzy, které jsou následně převedeny na elektrický signál o poloze rotoru.

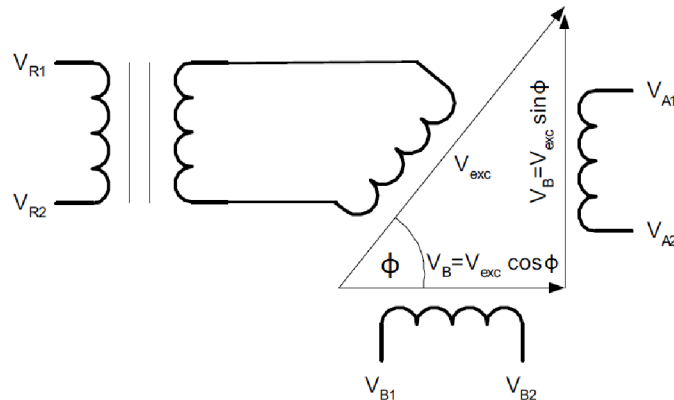
Inkrementální enkodér má jednoduchou linii otvorů s pravidelnými rozestupy na obvodu disku. Úhlová poloha lze v tomto případě zjistit součtem jednotlivých optických pulzů, nicméně při vypnutí napájení optického zdroje a pootočením hřídele je aktuální poloha neznáma. V takovém případě musí dojít k resetu, tedy natočím hřídele do polohy enkodéru, jenž je definována jako výchozí. Pro získání informace o směru otáčení se používá dvoukanálový enkodér. Jednotlivé signály kanálů mají čtvercový průběh a jsou proti sobě fázově posunuty o 90 stupňů.

Inkrementální enkodér se používá také pro měření úhlových rychlostí. Kdy pro přesné měření nízkých úhlových rychlostí je často zapotřebí vyšší rozlišovací schopnosti. Například 7-bit enkodér má 128 otvorů v obvodu, 12-bit enkodér bude mít otvorů 4096 [4, s. 404].

Absolutní enkodér poskytuje unikátní informaci o poloze pro každou úhlovou polohu. A to díky určitému počtu výstupních kanálů. Každá úhlová poloha je popsána pomocí svého unikátního kódu. Počet kanálů roste úměrně s požadovaným rozlišením. Na rozdíl od inkrementálního enkodéru při vypnutí napájení optický zdroj a pootočení hřídele není po zapnutí zdroje informace o aktuální úhlové poloze hřídele ztracena.

Resolver je rotační transformátor se třemi vinutími. Vstupní vinutí je rotační a je na ně přiloženo vysokofrekvenčního sinusového signálu. Z důvodu snahy o absenci kartáčů je sinusový signál do rotorového vinutí resolveru často indukován. Rotor resolveru a hřídel BLDC motoru jsou mechanicky spojeny. Výstupní vinutí jsou statická a jsou si navzájem mechanicky kolmá. Funkci po elektricko-mechanické stránce popisuje Obr. 1-4

Analogové výstupní signály jsou následně převáděny pomocí ADC převodníku na signály digitální a jsou dále zpracovány.

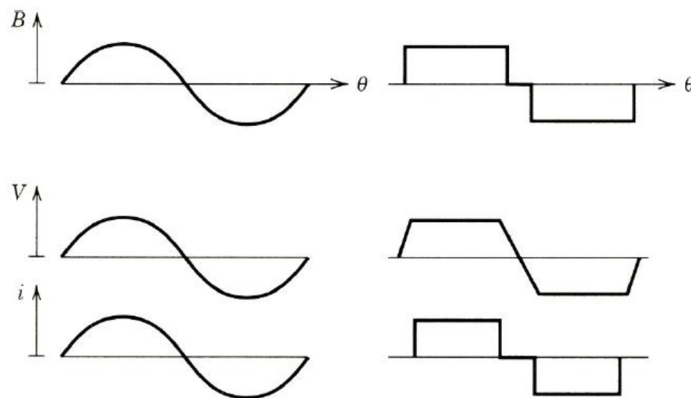


Obr. 1-4 Zjednodušené schéma vinutí resolveru [3]

Bezsenzorové řízení snižuje cenu a může zvyšovat celkovou spolehlivost pohonu. Při nahrazení Hallových sond umístěných ve statorovém vinutí umožňuje vyšší oteplení stroje. Nejjednodušší bezsenzorovou technikou je detekce indukovaného napětí na neaktivní fázi v ang. back EMF detection. Nejpoužívanější bezsenzorové techniky jsou:

- Detekce indukovaného napětí (při průchodu nulou a integrační metoda)
- Detekce třetí harmonické složky napětí statorového vinutí
- Detekce napětí na demagnetizační diodě v antiparalelním zapojení s výkonovým tranzistorem ve vodivostním stavu
- Snímání změny indukce (v d a q ose), napětí a proudy

Pro BLDC motory se sixstep řízením se používají techniky a), b) a c). Pro motory PMSM to jsou b) a d) [3, s. 266].



Obr. 1-5 Srovnání veličin PMSM (vlevo) a BLDC motoru (vpravo), [5]

kde: B ... Magnetická indukce ve vzduchové mezeře; V ... indukované napětí; i ... napájecí proud; Srovnání ideálních průběhů indukovaného napětí pro PMSM se sinusovým průběhem a BLDC motor s průběhem lichoběžníkovým Obr. 1-5.

2. MOTORY PMSM

Zkratka PMSM značí Permanent Magnet Synchronous Motor. Někdy se také používá označení PMAC tedy Permanent magnet alternating current pro tento typ motorů. Bohužel není stanovena přesná terminologie, a tyto pojmy jsou zcela zaměnitelné.

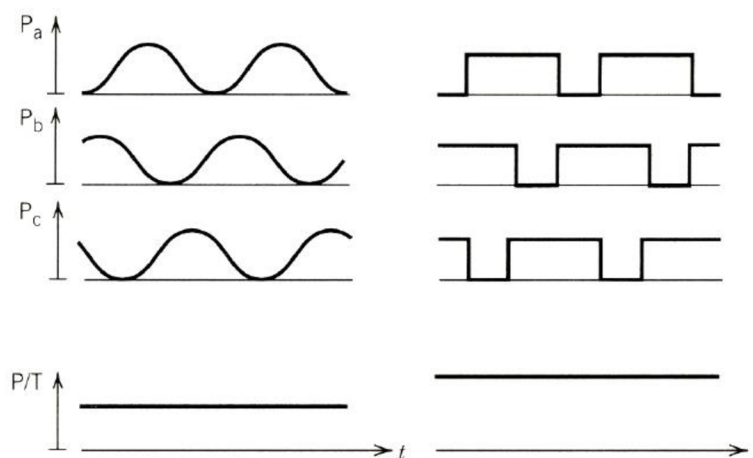
Při porovnání s asynchronními stroji, které jsou v průmyslu nejpoužívanější. Synchronní stroje mají obecně lepší účinnost i účinník, ztrácí však při provozu za vysokých otáček vlivem vysokého indukovaného napětí. Tento problém se týká všech strojů s buzením skrze permanentní magnety. Zřejmě nejpoužívanější metodou pro zeslabení budicího výkonu je řízení orientace pole FOC, tato metoda se používá pouze pro motory se sinusovými průběhy tedy motory PMSM. U BLDC motorů typu outrunner se výjimečně rotorové buzení snižuje vysouváním vnitřního statoru do strany.

2.1 Konstrukce motoru PMSM

Na rozdíl od BLDC motorů mají permanentní magnety u PMSM zaoblený tvar pro podporu sinusového průběhu magnetického toku ve vzduchové mezeře. Tomuto průběhu napomáhá i provedení statorové vinutí. Průměrný moment na hřídeli je poté za ideálních podmínek v maximu a zvlnění momentu v minimu [3, s. 234]. Oproti BLDC motoru je však zvlnění momentu i při neideálním indukovaném napětí kvazisinusového průběhu obecně menší.

2.2 Řízení motoru PMSM

Jednotlivé fáze motoru PMSM jsou napájeny sinusovým průběhem proudu. Tento průběh vzniká pulzní šířkovou modulací. U třífázového motoru jsou všechny tři větve měniče aktivní v každý okamžik, z čehož plyne potenciálně horší účinnost měniče oproti sixstep řízení pro BLDC motor, kdy pouze dvě fáze jsou aktivní najednou [5, s. 340].



Obr. 2-1 Srovnání veličin PMSM (vlevo) a BLDC motoru (vpravo), [5]
kde: P_x ... výkon jednotlivými fázemi x motoru; P/T ... Celkový výkon ku momentu.

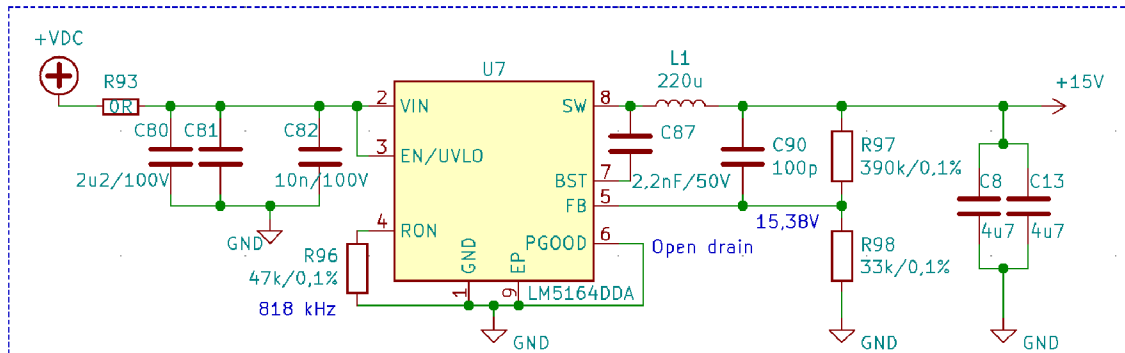
3. NÁVRH POMOCNÝCH NAPĚŤOVÝCH ZDROJŮ

V této kapitole jsou popsány použité pomocné napěťové zdroje v kaskádním zapojení a jejich periferie. Na konci této kapitoly je navíc uvedena spíše netypická struktura, jež má své výhody, nicméně pro zvýšení komplexnosti použita nebyla.

Tabulka 1 Přehled použitých napěťových zdrojů

IO	Převod	Topologie
LM5164-Q1	48V – 15V	Synchronní snižující pulzní měnič bez transformátoru
ST1S10PHR	15V – 5V	Synchronní snižující pulzní měnič bez transformátoru
LD39200	5V - 3,3V	Lineární snižující obvod s nízkým úbytkem (LDO)
LD39200	5V - 3,3V	Lineární snižující obvod s nízkým úbytkem (LDO)

3.1 Pulzní snižující měnič LM5164-Q1 s interními tranzistory



Synchronous StepDown Inverter 48V->15V

Obr. 3-1 Integrovaný obvod LM5164DDA včetně periferií

Tento snižující integrovaný pulzní obvod byl vybrán pomocí softwaru: Webench [6]. Ekvivalentní integrovaný obvod od firmy ST není bohužel k dispozici [7]. Jedná se o pulzní snižující měnič bez transformátoru, u kterého pro zvýšení účinnosti přebírá funkci demagnetizační diody spodní tranzistor v anglické terminologii tzv. synchronous buck convertor. Oba tranzistory jsou uloženy v pouzdru integrovaného obvodu, což pomohlo dalšímu zmenšení DPS. Z vlastností se dá vyzdvihnout nadproudová ochrana typicky 1,5 A (max. 1,75 A). Tepelná ochrana je továrně nastavena na 175 °C. Vnitřní náběžná rampa při zapnutí obvodu je nastavena výrobcem na 3 ms [8].

Nastavení spínací frekvence:

$$f_{sw}[\text{kHz}] = \frac{V_{out}[\text{V}] \cdot 2500}{R_{96}[\text{k}\Omega]} = \frac{15,38 \cdot 2500}{47} = 818,1 \text{ kHz} \quad (1)$$

Pro malé rozměry DPS je nastavena spíše vyšší spínací frekvence (maximální frekvencí obvodu je 1 MHz). Důvodem k tomuto kroku jsou nízké hodnoty zvlnění výstupního proudu a napětí, jež umožňují použití malých SMD pouzder výstupního LC filtru. Dalšímu zvýšení frekvence brání hlavně přepínací ztráty na interních tranzistorech.

Výpočet odporového děliče zpětné napěťové vazby:

$$R_{FB2} = \frac{1,2 \text{ V}}{V_{out} - 1,2 \text{ V}} \cdot R_{FB1} = \frac{1,2}{15,38 - 1,2} \cdot 390 \cdot 10^3 = 33 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

Odvození výstupního napětí:

$$V_{out} = \frac{1,2 \cdot R_{FB1}}{R_{FB2}} + 1,2 = \frac{1,2 \cdot 390 \cdot 10^3}{33 \cdot 10^3} + 1,2 = 15,38 \text{ V} \quad (3)$$

Integrovaný obvod LM5164DDA disponuje režimem DEM (Emulace spodního tranzistoru diodou). Tento režim se uplatňuje pro oblast přerušovaných proudů, při poklesu proudu tlumivkou pod polovinu hodnoty špička-špička. Nebezpečí nabití výstupního kondenzátoru na napětí meziobvodu v režimu přerušovaných proudů u tohoto obvodu tedy odpadá. Pokud je napětí na spodním rezistoru zpětnovazebního děliče vyšší nežli 1,2V obvod přejde do spánkového režimu s velmi malým vstupním proudem. Ze spánkového režimu do aktivního stavu při poklesu zpětnovazebního napětí pod 1,2 V dojde s přechodovou prodlevou asi 9 μs [8].

Potřebná střída:

$$s = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{15,38}{48} = 0,32 \text{ [-]} \quad (4)$$

Výpočet tlumivky LC filtru:

Tlumivka výrobce TDK je magneticky stíněná, parametry jsou uvedeny v Tabulka 2.

Tabulka 2 Parametry tlumivky LC filtru LM5164DDA

L	I _{RMS}	I _{DC-sat}	R _{DC}
[μH]	[mA]	[mA]	[m Ω]
220	750	560	550

Výpočet zvlnění proudu tlumivkou [9]:

$$\Delta I_{p-p} = \frac{V_{out}}{f_{sw} \cdot L} \cdot s \cdot (1 - s) \quad (5)$$

$$\Delta I_{p-p} = \frac{15,38}{818,1 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,32 \cdot (1 - 0,32)$$

$$\Delta I_{p-p} = \mathbf{18,6 \text{ mA}}$$

Odhad středního proudu tlumivkou:

Na hladině 15 V se nachází napájení budičů výkonových tranzistorů a v kaskádě zapojený snižující pulzní obvod ST1S10PHR určený pro pokles z 15 V na 5 V.

Hladina 5 V slouží k případnému napájení Halloových sond (cca 20mA) nebo enkodéru (cca 15 mA). Posledním členem kaskády zdrojů jsou dva paralelně zapojené snižující lineární obvody LDO 3,3 V. Tyto LDO obvody slouží pro napájení mikrokontroleru a měřících obvodů. Napájecí proud mikrokontroleru je pulzního charakteru se střední hodnotou asi 60 mA viz [10, s. 89].

Odhad napájecího proudu budičů L6498:

Dle technické dokumentace k použitým výkonovým tranzistorům STL135N8F7AG, je při napětí $U_{GS} = 10\text{ V}$ nutné dodat pro nabití kapacity řídicího pinu celkový náboj $Q_g = 103\text{ nC}$. Při napětí $U_{GS} = 15\text{ V}$ je potřeba dodat náboj 155 nC viz [11] - Figure 6. Spínací frekvence výkonových tranzistorů je nastavena na 20 kHz . Celkový proud pro šest půl můstkových budičů L6498 dodávajících náboj pro dvanáct tranzistorů (paralelní kombinace dvou tranzistorů na spínač ve větvi) je poté:

$$I_{budiče} = 12 \cdot Q_g \cdot f_{pwm} = 6 \cdot 155 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 37,2\text{ mA} \quad (6)$$

Střední hodnota proudu tlumivkou obvodu LM5164DDA:

$$I_{DC} = [I_{budiče} + (I_{\mu P} + I_{hall}) \cdot s_{15V \rightarrow 5V}] \quad (7)$$

$$s_{15V \rightarrow 5V} = \frac{U_{výst.}}{U_{vst.}} = \frac{5,1}{15,4} = 0,331 [-] \quad (8)$$

$$I_{DC} = [37,2 \cdot 10^{-3} + (60 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-3}) \cdot 0,331]$$

$$\mathbf{I_{DC} = 64\text{ mA}}$$

Efektivní proud tlumivkou:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{efAC}^2} \quad (9)$$

$$I_{efAC} = \frac{\Delta I_{p-p}}{\sqrt{3}} = \frac{18,6 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{3}} = 10,74\text{ mA} \quad (10)$$

$$I_{ef} = \sqrt{(64 \cdot 10^{-3})^2 + (10,74 \cdot 10^{-3})^2}$$

$$\mathbf{I_{ef} \cong 65\text{ mA}}$$

Tlumivka je vybrána se značnou rezervou, viz v porovnání s Tabulka 2.

Kontrola na rezonanci výstupního LC filtru [9]:

$$C_{out} \gg \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot L} \quad (11)$$

$$C_{out} \gg \frac{1}{4\pi^2 \cdot (818,1 \cdot 10^3)^2 \cdot 220 \cdot 10^{-6}}$$

$$C_{out} \gg 172\text{ pF}$$

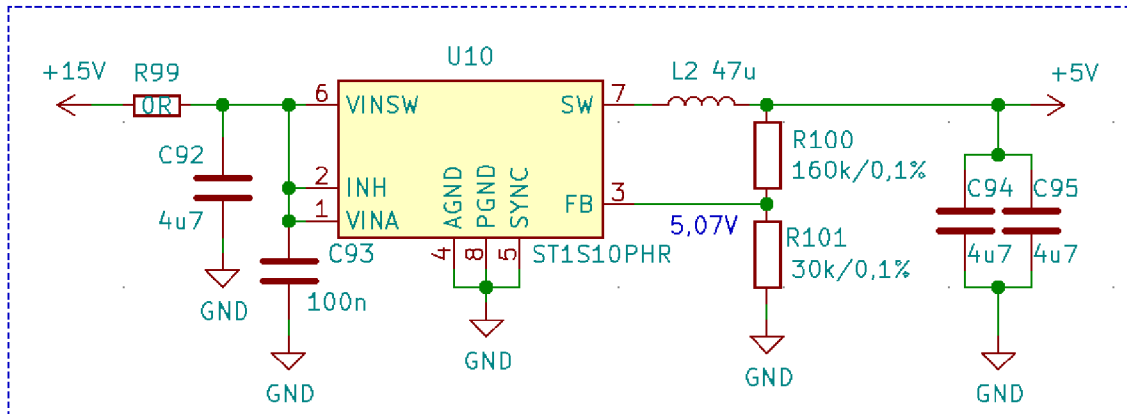
Zvlnění napětí na kondenzátoru [9]:

$$\Delta U = \frac{(1-s)s}{16 \cdot f^2 \cdot L} \cdot \frac{U_d}{C_{out}} \quad (12)$$

$$\Delta U = \frac{(1-0,32) \cdot 0,32}{16 \cdot (818,1 \cdot 10^3)^2 \cdot 220 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{48}{2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} \cong 0,5\text{ mV}$$

Není potřeba zvyšovat kapacitu výstupního kondenzátoru. Kvůli vysoké frekvenci je zvlnění napětí velmi malé. V případě potřeby je možné zařadit kapacitou i pouzdem malého kondenzátoru s nízkou indukčností pro lepší filtraci vysokofrekvenčního rušení.

3.2 Pulzní snižující měnič ST1S10PHR s interními tranzistory



Synchronous StepDown Inverter 15V→5V

Obr. 3-2 Integrovaný obvod ST1S10PHR včetně periférií

Jako u obvodu LM5164DDA je i ST1S10PHR synchronním pulzním snižujícím obvodem s interními tranzistory. Integrovaný obvod byl vybrán a periférie zkontrolovány za pomoci softwaru eDesignSuite [7]. Výrobce je defaultně nastavena spínací frekvence 900 kHz. Vnitřní nadproudová ochrana vybaví nad 3 A. Tepelná ochrana pak při 150 °C. Vnitřní náběžná hrana je přednastavena na 3 ns [12].

Výpočet odporového děliče zpětné napěťové vazby:

$$R_{FB2} = \frac{0,8 \text{ V}}{U_{out} - 0,8 \text{ V}} \cdot R_{FB1} \quad (13)$$

$$U_{out} = \frac{0,8 \cdot R_{FB1}}{R_{FB2}} + 0,8 = \frac{0,8 \cdot 160 \cdot 10^3}{30 \cdot 10^3} + 0,8 = 5,07 \text{ V}$$

Potřebná střída:

$$s = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{5,07}{15,38} = 0,33 \text{ [-]}$$

Pomocný napěťový zdroj ST1S10PHR pracuje při téměř stejné střídě jako je tomu u LM5164DDA.

Výpočet tlumivky LC filtru pro ST1S10PHR:

Tlumivka je magneticky stíněná. Vybrané parametry tlumivky jsou souhrnně uvedeny v Tabulka 3.

Tabulka 3 Parametry tlumivky LC filtru ST1S10PHR

L	I _{RMS}	I _{DC-sat}	R _{DC}
[μH]	[mA]	[mA]	[mΩ]
47	710	450	492

Výpočet zvlnění proudu tlumivkou [9]:

$$\Delta I_{p-p} = \frac{V_{out}}{f_{sw} \cdot L} \cdot s \cdot (1 - s) \quad (5)$$

$$\Delta I_{p-p} = \frac{5,07}{900 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} \cdot 0,33 \cdot (1 - 0,33)$$

$$\Delta I_{p-p} = 26,5 \text{ mA}$$

Odhad středního proudu tlumivkou:

Jak bylo uvedeno v kapitole 3.1. Proud odebíraný z 5 V hladiny je odhadnut na:

$$I_{DC} = I_{\mu P} + I_{hall} = 60 \cdot 10^{-3} + 20 \cdot 10^{-3}$$

$$I_{DC} = 80 \text{ mA}$$

Odhad efektivního proudu tlumivkou:

$$I_{ef} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{efAC}^2} \quad (9)$$

$$I_{efAC} = \frac{\Delta I_{p-p}}{\sqrt{3}} = \frac{18,6 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{3}} = 10,74 \text{ mA} \quad (10)$$

$$I_{ef} = \sqrt{(80 \cdot 10^{-3})^2 + (10,74 \cdot 10^{-3})^2}$$

$$I_{ef} = 81,4 \text{ mA}$$

Tlumivka je vybrána se značnou rezervou, viz v porovnání s Tabulka 3.

Kontrola na rezonanci výstupního LC filtru [9]:

$$C_{out} \gg \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{sw}^2 \cdot L}$$

$$C_{out} \gg \frac{1}{4\pi^2 \cdot (900 \cdot 10^3)^2 \cdot 47 \cdot 10^{-6}}$$

$$C_{out} \gg 665 \text{ pF}$$

Zvlnění napětí na kondenzátoru [9]:

$$\Delta U = \frac{(1-s)s}{16 \cdot f^2 \cdot L} \cdot U_d \cdot C_{out}$$

$$(12)$$

$$\Delta U = \frac{(1-0,33) \cdot 0,33}{16 \cdot (900 \cdot 10^3)^2 \cdot 47 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{15,38}{2 \cdot 4,7 \cdot 10^{-6}} = 0,60 \text{ mV}$$

3.3 Lineární nízko-úbytkový snižující obvod LD39200

Pro snížení napětí z 5V úrovně na 3,3V jsou použity dva lineárně snižující obvody LD39200 v paralelním zapojení [13]. První LD39200 slouží pro napájení analogových měřících periférií a pinu VDDA mikrokontroleru. Druhý slouží k pokrytí spotřeby digitálních obvodů a mikrokontroleru. Při použití pouze jediného obvodu LD39200 by mohly vznikat napěťové úbytky vlivem pulzního proudového odběru mikrokontroleru. Tyto případné úbytky napětí by způsobily zvýšení chyby měření na ADC převodnicích napájených z jinak společné napěťové hladiny VDDA.

3.4 Alternativní struktura pomocných napájecích zdrojů

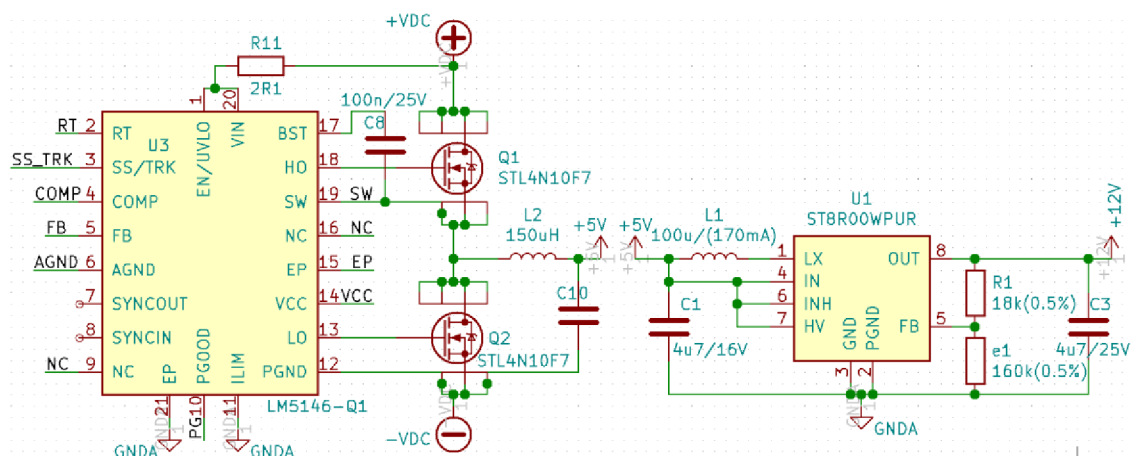
Při návrhu napěťových zdrojů pro tento měnič bylo pracováno i s uspořádáním bez postupného poklesu napětí viz Tabulka 4.

Výhodou tohoto konkrétního uspořádání pomocných napěťových zdrojů je skutečnost, že jako první je napájen mikrokontroler, a až poté jsou eventuálně napájeni budiče výkonových tranzistorů. To umožňuje v určitém rozmezí řídit napájecí napětí budičů, a tedy i napětí U_{gs} výkonových tranzistorů. S rostoucím napětím U_{gs} , klesá odpor $R_{DS(on)}$, jenž je zodpovědný za ztráty vedením. Na druhou stranu však roste náboj, jenž je potřeba dodat řídicí elektrodě tranzistoru pro sepnutí, čímž rostou při stejných možnostech budiče nabíjecí časy, a tedy i přepínací ztráty. V provozu s nízkým proudovým zatížením je nastaveno nižší napětí U_{gs} , avšak dostatečné pro spolehlivé sepnutí i vrchního tranzistoru s úbytkem napětí na bootstrap diodě. Znatelnější nárůst účinnosti by nastal při provozu výkonového měniče s vyšší nebo proměnou pracovní frekvencí [14]. Ta je u motorových měničů často fixní a pouze těsně nad slyšitelným pásmem asi 18 kHz. Majoritu ztrát, proto často tvoří ztráty vedením proudu, a nikoli ztráty přepínací viz v kapitole 4.1.

Další nevýhodou této topologie řazení pomocných napěťových zdrojů je velký rozdíl vstupního a výstupního napětí zdroje LM5146-Q1. Spodní tranzistor u tohoto obvodu zastávající funkci demagnetizační diody je vlivem nízké střídy značně zatěžován, a museli by tak být použity externí tranzistory viz Obr. 3-3. Použití obvodu LM5146-Q1 s nutností externích tranzistorů by navíc zvýšil zástavbu DPS.

Tabulka 4 Přehled pokusného rozložení napěťových zdrojů

IO	Převod	Topologie
LM5146-Q1	48V – 5V	Synchronní snižující pulzní měnič bez transformátoru
ST8R00W	5V – 12V	Synchronní zvyšující pulzní měnič bez transformátoru
LD39200	5V - 3,3V	Lineární snižující měnič s nízkým úbytkem (LDO)
LD39200	5V - 3,3V	Lineární snižující měnič s nízkým úbytkem (LDO)



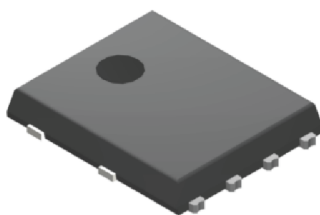
Obr. 3-3 Experimentální nekaskádní struktura napájecích zdrojů

4. NÁVRH SILOVÉHO OBVODU

V této kapitole je uveden návrh silového obvodu, výpočet ztrát přepínacích a vedením na výkonových tranzistorech. Návrh vhodných budičů a kondenzátorů meziobvodu.

4.1 Výkonový tranzistor MOSFET

Jsou použity výkonové tranzistory STL135N8F7AG v pouzdře SMD PowerFlat 5x6 viz. Obr. 4-1. Každá ze tří větví měniče je tvořena vrchním a spodním spínačem. Každý spínač je tvořen paralelní kombinací dvou tranzistorů. Je tedy použito 12 tranzistorů.



Obr. 4-1 Pouzdro PowerFlat 5x6 [11]

Tabulka 5 Vybrané parametry tranzistoru STL135N8F7AG || a jeho substrátové diody

V_{DS}	$R_{DS(on)}$	Q_g	t_{rise}	t_{fall}	$t_{d(on)}$	$t_{d(off)}$	U_{SD}	t_{rr}	Q_{rr}
[V]	[m Ω]	[nC]	[ns]	[ns]	[ns]	[ns]	[V]	[ns]	[nC]
80	3,6	154,5	28	30	30	73	1,2	47	66

Podmínky platnosti uvedených parametrů jsou uvedeny v [11], Q_g při $U_{GS} = 15$ V

Mezní napětí tranzistoru STL135N8F7AG z Tabulka 5 je 80 V. Pro běžné aplikace se nicméně používá minimálně dvojnásobku napájecího napětí, tedy mezní napětí alespoň 100 V. Důvodem k použití tranzistoru s menším napětím je skutečnost, že s rostoucím mezním napětím roste rovněž odpor $R_{DS(on)}$, a tedy i ztráty na tranzistoru. Při výběru bylo přihlédnuto k velmi krátkým vzdálenostem mezi výkonovými prvky miniaturizovaného měniče, které vytvoří menší indukčnost, a tedy i napěťový překmit. Ke snížení napěťového překmitu na tranzistorech přispějí také keramické kondenzátory umístěné v těsné blízkosti s výkonovými tranzistory. Keramické kondenzátory mají oproti kondenzátorům elektrolytickým znatelně menší parazitní sériový odpor a indukčnost, a tak lépe plní funkci zkrácení proudové smyčky větve.

$$\Delta u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (14)$$

Umístění čtveřice tranzistorů ve větvi je pro paralelní kombinaci na spínač obzvláště kritické. Pro parazitní indukčnost a kapacitu cest je nutné tranzistory osadit symetricky od napájení z meziobvodu. Při nedodržení této podmínky je zvýšené nebezpečí rezonance výkonového obvodu. Z důvodu použití paralelní kombinace dvou tranzistorů na spínač byl pozměněn i budící obvod výkonových tranzistorů. Čtenář se více o použitém řešení dozví v kapitole 4.2 Budiče výkonových tranzistorů.

Výpočet ztrát na výkonových tranzistorech:

Proud, jenž musí být dodán při jmenovitém výkonu motoru s účinností asi 85 % je dán:

$$I_n = \frac{P_2 \cdot \eta^{-1}}{U_{DC}} \quad (15)$$

$$I_n = \frac{2 \cdot 10^3 \cdot 0,85^{-1}}{48} = 49 \text{ A}$$

V dalších výpočtech je pro rezervu vzata hodnota jmenovitého proudu $I_m = 60 \text{ A}$. Pro výpočet ztrátového výkonu na tranzistorech STL135N8F7AG je použito zdroje [15].

Při řízení BLDC motoru na lichoběžníkové indukované napětí (sixstep řízení), prochází proud spínačem větve pouze jednu třetinu pracovní periody. Ztrátový výkon vedením proudu na jednom spínači větve tvořeného paralelní kombinací dvou tranzistorů je:

$$P_{v1} = \frac{1}{3} \cdot 2 \cdot R_{DS(on)} \left(\frac{I_m}{2}\right)^2 \quad (16)$$

Pro šest spínačů měniče poté:

$$P_{v\Sigma} = 6 \cdot \frac{1}{3} \cdot 2 \cdot R_{DS(on)} \left(\frac{I_m}{2}\right)^2 \quad (17)$$

$$P_{v\Sigma} = 6 \cdot \frac{1}{3} \cdot 2 \cdot 3,6 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{60}{2}\right)^2$$

$$P_{v\Sigma} \cong 13 \text{ W}$$

V případě použitého řízení, je pouze jedna větev v daný okamžik spínána. S toho pouze u jednoho spínače větve jsou přepínací ztráty významné, jelikož spodní spínač slouží pouze ke snížení úbytku na substrátové diodě. Proto přepínací ztráty na celém měniči jsou při ideálním sepnutí obou tranzistorů spínače:

$$P_{p\Sigma} = I_m \cdot U_{DC} \cdot (t_{d(on)} + t_{rise} + t_{d(off)} + t_{fall}) \cdot \frac{1}{3} \cdot f_{pwm} \quad (18)$$

$$P_{p\Sigma} = 60 \cdot 48 \cdot (30 + 28 + 73 + 30) \cdot 10^{-9} \cdot \frac{1}{3} \cdot 20 \cdot 10^3$$

$$P_{p\Sigma} = 3,1 \text{ W}$$

Přídavné ztráty na substrátové diodě se uplatňují pouze v krátkém časovém úseku deadtime z důvodu doplňkového (komplementárního) spínání tranzistorů ve větvi. Ochranná doba (Deadtime) proti tzv. prohořívání větve je zvolena na $t_{dt} = 0,5 \mu\text{s}$. Přepínací ztráty na substrátové diodě jsou zanedbány viz [15].

Výpočet ztrát vedením proudu substrátovou diodou:

$$P_{D,v} = I_m \cdot U_{SD} \cdot 2t_{dt} \cdot f_{pwm} \quad (19)$$

$$P_{D,v} = 60 \cdot 1,2 \cdot 2 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^3$$

$$P_{D,v} = 1,44 \text{ W}$$

Celkové ztráty měniče:

$$P_{\Sigma} = P_{v\Sigma} + P_{p\Sigma} + P_{D,v} \quad (20)$$

$$P_{\Sigma} = 13 + 3,1 + 1,44$$

$$P_{\Sigma} = 17,54 \text{ W}$$

Prvotní odhad tepelného odporu chladiče:

$$12P_{ztr} = 17,54 \text{ W}$$

$$\vartheta_{jmax} = 120 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$\vartheta_0 = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

$$R_{\vartheta jc} = 1,1 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$$

$$R_{\vartheta ch} = 0,5 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$$

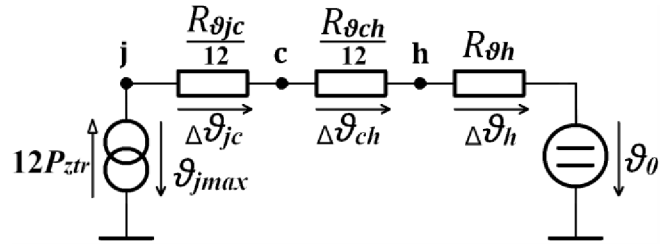
$$R_{\vartheta h} = ? \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$$

$$P_{\Sigma} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_0}{\frac{R_{\vartheta JC}}{12} + \frac{R_{\vartheta CH}}{12} + R_{\vartheta H}}$$

$$R_{\vartheta H} = \frac{\vartheta_{jmax} - \vartheta_0}{P_{\Sigma}} - \frac{R_{\vartheta JC}}{12} - \frac{R_{\vartheta CH}}{12}$$

$$R_{\vartheta H} = \frac{120 - 40}{17,54} - \frac{1,1}{12} - \frac{0,5}{12}$$

$$R_{\vartheta H} \cong 4,43 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$$

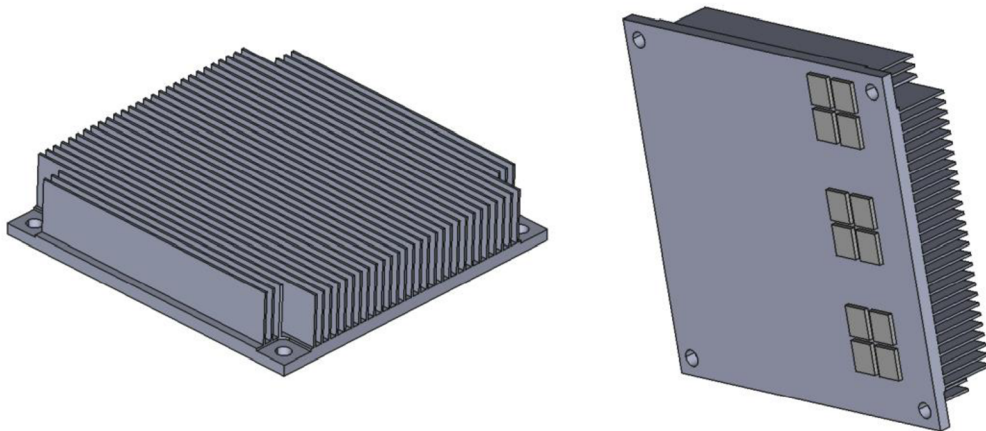


Obr. 4-2 Ekvivalentní tepelný obvod

Tepelný odpor chladiče pro měnič s příkonem 2,88 kW byl odhadnut na hodnotu nižší než $R_{\vartheta H} \cong 4,43 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$. Z rozměrových důvodů byl vybrán chladič SKV707014-CU, který má při pasivním provozu tepelný odpor větší, konkrétně $R_{\vartheta H} = 5,6 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$ [16]. Použitý chladič je vyroben z mědi. Při stejných rozměrech chladič vyrobený z čistého hliníku by měl asi jen 60 % tepelnou vodivost [17, s. 850].

Simulace ustáleného oteplení v programu ANSYS

Pro kontrolu vhodnosti použitého chladiče je provedena zpřesňující analýza metodou konečných prvků v programu ANSYS Steady-State Thermal. Předchozí verze desky plošných spojů měla tranzistory umístěny na přední straně desky a teplo bylo odváděno pomocí vias průchody na spodní stranu DPS kde byl umístěn chladič. Pro malé rozměry DPS však nebylo možné umístit dostatečný počet paralelně zapojených viasů a tepelný model proto nevycházel. Poslední verze desky má výkonové tranzistory umístěny na spodku DPS společně s chladičem připevněným na pouzdech tranzistorů viz Obr. 4-3.



Obr. 4-3 Model chladiče SKV707014-CU s umístěním tranzistorů [16]

Program ANSYS nabízí vlastní 3D modeler SpaceClaim. Pro vytváření základního modelu chladiče s umístěnými tranzistory však bylo upřednostněno samostatného programu FreeCad. Vytvořený model byl poté naimportován do prostředí SpaceClaim pro nastavení pravidel tepelných přechodů mezi jednotlivými tranzistory a chladičem. Přesnost každého modelu je úměrná jeho komplexnosti. Pro urychlení vzniku prototypu proto v tomto modelu došlo k určité míře zjednodušení. Přechod mezi tranzistory a chladičem byl nastaven jako ideální. Dalším zjednodušením je přiřazení složitěmu objemu tranzistoru materiálové vlastnosti hliníku. Soupis použitých materiálů v modelu je uveden v Tabulka 6.

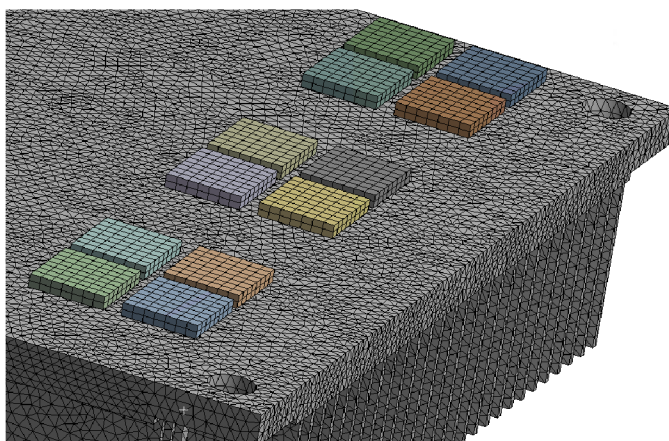
Tabulka 6 ANSYS Soupis použitých materiálů a přiřazení koeficientů

Konstrukční prvek	Použitý materiál	Isotropická teplotní vodivost	ε	$h_f(T)$
		[W·m ⁻¹ ·C ⁻¹]	[-]	[Wm ⁻² K ⁻¹]
Tranzistor	Hliník	237,5	-	-
Chladič	Měď	400	0,76	6,5

kde: ε ...použitá emisivita povrchu [18]; $h_f(T)$... použitý koeficient přestupu tepla zdroj [9, s. 20]

Nastavení sítě výpočetních bodů MESH

Pro malé rozměry je na celém modelu nastavena stejná hustota sítě výpočtových bodů po 0,75 mm.



Obr. 4-4 Nastavení sítě výpočetních bodů MESH

Výpočet vnitřního generování tepelného výkonu v objemu jednoho tranzistoru

$$P_{Objem} = \frac{P_{ztr}}{V} = \frac{P_{\Sigma}}{12} \cdot \frac{1}{V} \quad (21)$$

kde: P_{Objem} ... tepelný objemový výkon [W · m⁻³]; P_{ztr} ... ztrátový tepelný výkon [W]; V ... Objem [m³]

Po dosazení z kapitoly o výpočtu ztrátového výkonu

$$P_{Objem} = \frac{17,54}{12} \cdot \frac{1}{28,08}$$

$$P_{Objem} = 52\,053\,656 \text{ W} \cdot \text{m}^{-3}$$

Suma tepelného výkonu odvedeného z povrchu chladiče formou konvekce (prouděním) nebo radiace by se měla rovnat celkovým ztrátám tedy cca 17,54 W.

Tepelný tok se šíří vlivem teplotního gradientu z tranzistoru na chladič, a to formou kondukce. Konvekce a radiace jsou podchyceny výběrem okrajových podmínek:

Konvekce (Newtonova okrajová podmínka)

$$q_k = h_f(T) \cdot [T_s - T_{ext}] \quad (22)$$

kde: q_k ... hustota tepelného výkonu konvekce [$W \cdot m^{-2}$]; $h_f(T)$... koeficient přestupu tepla [$W \cdot m^{-2} \cdot K^{-1}$]; T_s ... teplota povrchu [K]; T_{ext} ... teplota okolního media [K]

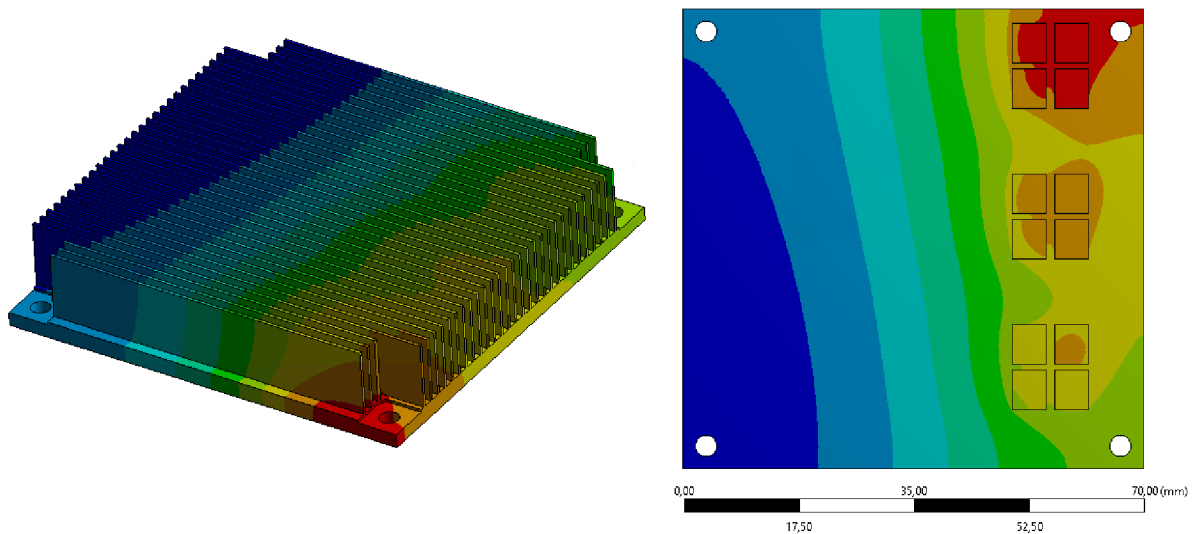
Radiace (Stefan-Boltzmannův zákon)

$$q_r = \sigma \cdot \varepsilon \cdot F_{ij} [T_i^4 - T_j^4] \quad (23)$$

kde: q_r ... hustota tepelného výkonu radiací [$W \cdot m^{-2}$]; σ ... Stefan-Boltzmann konstanta [$W \cdot m^{-2} \cdot K^{-4}$]; F_{ij} ... faktor vzájemné viditelnosti [-]; T_i a T_j ... absolutní teploty uvažovaných povrchů [K];

Pro nesymetrické uložení zdrojů tepelného výkonu na chladiči nebyly použity okrajové podmínky ve smyslu redukce velikosti uvažované oblasti. Při návrhu okrajových podmínek konvekce i radiace je zanedbán odvod tepla z plochy chladiče přiložené k DPS. V simulaci je také zanedbán odvod tepla z tranzistorů jiným způsobem než kondukcí do chladiče. Při osazení tranzistorů však vznikne kvalitní elektrický kontakt se širokými výkonovými cestami DPS, které odvedou kondukcí část tepelného výkonu.

Přesné přiřazení koeficientů emisivity a koeficientů přestupu tepla viz Tabulka 6 je často náročné. Není známo prostředí, ve kterém bude měnič umístěn, a tak jsou na straně bezpečnosti zvoleny spíše nižší hodnoty (horší stav) z nalezených rozsahů koeficientů pro měděný chladič s pasivním chlazením [18]; [9, s. 20]. Při teplotě okolí 40 °C je vypočten tep. výkon odvedený radiací (zářením) 8,9 W. Konvekce (prouděním) pak 9,7 W. Obě složky odvodu tepelného výkonu jsou významné. Celkový odvedený výkon je vyšší o 1 W než vypočtený ztrátový výkon. Důvodem bude zaokrouhlení nahoru při zápisu ztrátového výkonu do objemu jednoho tranzistoru. Nejvyšší teplota na chladiči (červená oblast) z Obr. 4-5 je způsobena blíže umístěnými tranzistory první větve k okraji chladiče.



Obr. 4-5 Tepelný model chladiče SKV707014-CU s tranzistory STL135N8F7AG (min 64,6 °C; krok škály 0,4 °C; max 68,2 °C)

Kapacita řídicího pinu gate, je přibližně dána [19]:

$$C_{ext} = \frac{Q_g}{U_{GS}} = \frac{154,5 \cdot 10^{-9}}{15} \quad (20)$$

$$C_{ext} = 10,3 \text{ nF}$$

Kapacita bootstrap kondenzátoru musí být pro velmi malý úbytek napětí, mnohonásobně větší než kapacita řídicího pinu [19]:

$$C_{boot} \gg C_{ext}$$

S přihlédnutím k doporučení výrobce budiče [19, s. 12] je zvolena hodnota kapacity bootstrap kondenzátoru 0,47 μF .

Výpočet potřebného odporu rezistoru pro gate tranzistoru (na Obr. 4-6 se jedná o rezistory R35, R42 a R36 a R43):

$$R_{G(nabíjecí)} = \frac{U_{GS}}{I_{source}} = \frac{15}{2} = 7,5 \Omega \quad (21)$$

$$R_{G(vybíjecí)} = \frac{U_{GS}}{I_{sink}} = \frac{15}{2,5} = 6 \Omega \quad (22)$$

Nejbližší nižší hodnota rezistoru k hodnotě odporu $R_{G(nabíjecí)}$ je 6R8. Reálný špičkový proud vlivem parazitní indukčnosti cesty DPS, bude menší, a tak k proudovému přetížení výstupního hradla budiče při nabíjení kapacity zřejmě nedojde. Pokud by ta situace přece nastala proudové přetížení se projeví strmým nárůstem teploty pouzdra budiče a bude zapotřebí zvýšit odpor rezistoru R_G .

4.3 Kondenzátory meziobvodu

Na hlavní desce nejbližše tranzistorům jsou umístěny vysokokapacitní keramické kondenzátory MLCC 22 $\mu\text{F}/100 \text{ V}$. Tyto kondenzátory slouží ke zmenšení proudové smyčky každé větve dodáním vf. složky proudu. V porovnání s elektrolytickými kondenzátory mají vybrané MLCC nižší ekvivalentní sériový parazitní odpor a indukčnost a jsou tak schopny dodat vyššího proudu v krátkých časových úsekcích. Tato vlastnost je pro účinné zmenšení proudové smyčky kritická. Snaha o zmenšení proudové smyčky spočívá ve skutečnosti, že kratší jinak stejná vodivá cesta má menší indukčnost, a tak při stejné strmosti proudu dojde k menšímu napěťovému přepětí na tranzistorech.

Vybrané MLCC vynikají tepelnou stabilitou, umožňující umístění v těsné blízkosti výkonových tranzistorů. Výjimečně dobrý je také poměr kapacity na objem, nicméně výjimečná je i cena, která zatím brání náhradě kondenzátorů elektrolytických i pro oblast dodávek nízkofrekvenčního proudu u kterého je plocha pod křivkou často mnohem větší a je zapotřebí vyšších kapacit. Je použito paralelního zapojení třech kondenzátorů pro každou větev zvlášť. Rozměry jednoho MLCC kondenzátoru jsou 6x5x5 mm [20].

Pro snížení zvlnění napětí v meziobvodu jsou použity elektrolytické kondenzátory osazené na samostatné desce, která je umístěna nad hlavní deskou v blízkosti výkonového obvodu. El. propojení hlavní desky s deskou kondenzátorovou je řešeno mosaznými

distančními sloupky bez poniklování o rozměrech 10 x 6 mm. Pro zlepšení elektrického kontaktu jsou sloupky v kritických místech pocínovány. Distanční sloupky slouží také po mechanické stránce k uchycení chladiče viz Obr. 8-3.

Při uvažování nominálního proudu motoru se dostaví maximálního zvlnění proudu na kondenzátoru při střídě rovné 0,5:

$$I_{kon.ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c^2(t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \cdot I_n^2 \cdot (s - s^2)} = I_n \cdot \sqrt{(s - s^2)}$$

$$I_{kon.ef} = 60 \cdot \sqrt{(0,5 - 0,5^2)}$$

$$I_{kon.ef} = 30 \text{ A}$$

Je vybrán elektrolytický kondenzátor 120 μ F/100V, který dle přiložené dokumentace disponuje dovolenou efektivní hodnotou zvlnění proudu $I_{kon.ef} = 1,2 \text{ A}$ [21]. Opravný koeficient pro zvlnění proudu použitou frekvenci PWM 20 kHz je $k_{freq} = 0,96$ [-].

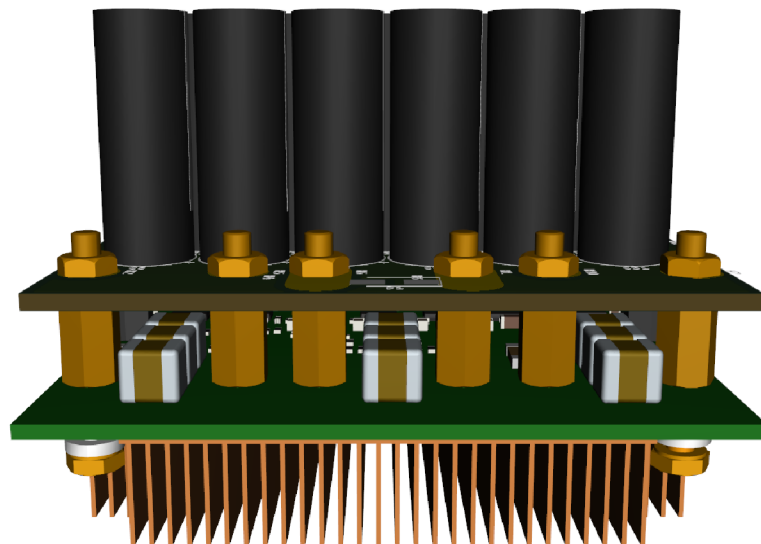
Je použito 17 kondenzátorů poté:

$$I_{kon.ef}^* = n \cdot k_{freq} \cdot I_{r.c.}$$

$$I_{kon.ef}^* = 17 \cdot 0,96 \cdot 1,2$$

$$I_{kon.ef}^* = 19,6 \text{ A}$$

Dovolené zvlnění proudu na kondenzátoru je menší než vypočtené nejhorší zvlnění. Nicméně zatížení jmenovitým a vyšším proudem v kombinaci se střídou 0,5 bude spíše výjimečný přechodný stav, který se projeví zahřátí kondenzátorů jen na velmi krátkém časovém úseku. Použitá kondenzátorová DPS je dvojrvtvá se zvýšenou tloušťkou mědi ze standartních 18 μ m na 75 μ m. Použitá povrchová úprava je zclacení.



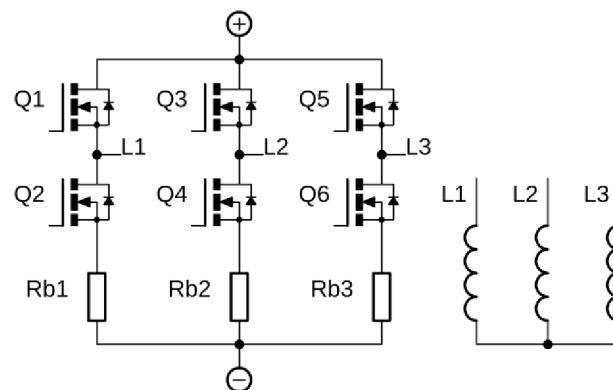
Obr. 4-7 Model desky s elektrolytickými kondenzátory a MLCC na desce hlavní, vytvořeno v programu Kicad

5. MĚŘENÍ

V této kapitole jsou popsány měřicí obvody napájené ze dvou nízko-úbytkových obvodů LDO rozdělených dle povahy zátěže, a to pro digitální a analogové obvody. Hodnoty jednotlivých pasivních prvků těchto obvodů jsou obsaženy v Příloha A -

5.1 Měření proudu

Informace o velikosti proudu motorem je získána z úbytku napětí na bočnicích. V návrhu jsou použity tři bočnický umístěné na Source pinu spodního tranzistoru každé větve viz Obr. 5-1. Jsou vybrány bočnický CSSH 500 $\mu\Omega$ / 6 W v pouzdech PU2512 [22].



Obr. 5-1 Umístění bočnicků ve výkonovém obvodu měniče

Tepelný výkon bočnicku při jmenovitém proudu je dán:

$$\begin{aligned}P_b &= R_b \cdot I_n^2 \\P_b &= 500 \cdot 10^{-6} \cdot 60^2 \\P_b &= 1,8 \text{ W}\end{aligned}$$

Při logice řízení BLDC motoru sixstep proud prochází mosfet tranzistorem Q1 fází L1 a L2 prochází spínačem Q4 a bočnickem Rb2. V dalším kroku proud prochází spínačem Q3 fází L2 a L3 spínačem Q6 a bočnickem Rb3 a v posledním kroku proud prochází spínačem Q5 fází L3 a L1 spínačem Q2 a bočnickem Rb1 tím je dokončen pracovní cyklus a systém se opakuje. Z výše uvedeného vyplývá, že vypočtený tepelný výkon P_b na bočnicku vzniká pouze 1/3 pracovního cyklu. Pro regulaci proudu BLDC motoru je často dostatečný pouze jeden bočnick, který je umístěn mezi spojenými Source piny spodních tranzistorů a záporný pól zdroje. Tato jednodušší topologie nebyla použita s ohledem na možné uplatnění měniče v pohonu s motorem PMSM, u kterého jsou v jeden okamžik aktivní všechny větve a použití třech bočnicků je často nutnost.

Úbytek napětí na bočnicku při zatížení jmenovitým proudem je dán:

$$\begin{aligned}U_b &= R_b \cdot I_n \\U_b &= 500 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \\U_b &= 30 \text{ mV}\end{aligned}$$

Z uvedených vztahů pro bočník vyplývá, že tepelný výkon bočníku poroste s proudem strměji než úbytek napětí představující užitečnou informaci o aktuální velikosti proudu. Při použití bočníku tato skutečnost zdatelně omezuje měřicí rozsah, protože dobře čitelná závislost úbytku napětí na procházejícím proudu je lineární pouze na omezeném rozsahu teploty bočníku. Teplota bočníku je také omezující z pohledu dlouhodobého oteplení blízko uložených součástek a použitého izolačního materiálu spojujícího desky plošných spojů. Použitím bočníku s malým odporem úměrně snížíme tepelné ztráty ale také i užitečný úbytek napětí. Častým řešením pro zesílení informace o úbytku napětí je použití operačních zesilovačů umístěných před vzorkováním ADC převodníků. Ze snahy o malé rozměry DPS jsou použity operační zesilovače v pouzdře mikroprocesoru.

Zesílení vnitřních zesilovačů je nastavitelné pouze skokově $K_u \in \{2, 4, 8, 16, 32, 64\}$. Uvedené hodnoty platí pro použité neinvertující zapojení [10]. V úloze je uvažováno 32 nebo 64-násobného zesílení. Zesílení je nastavitelné softwarově vnitřními rezistory R3 a R4 z Obr. 5-2. Zesílení pro neinvertující zapojení je dáno:

$$K_u = \frac{R_3}{R_4} + 1 \quad (23)$$

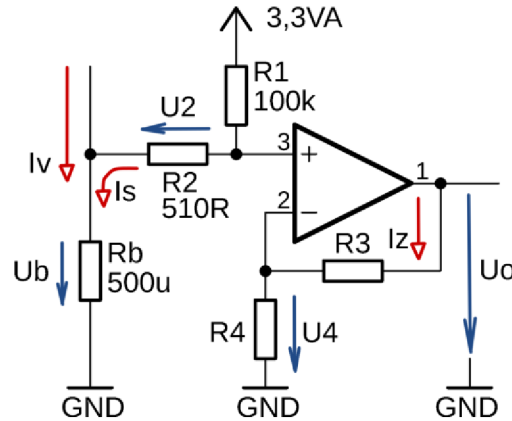
Převodníky ADC obsažené v mikrokontroleru vzorkují napětí v rozsahu 0 až 3,3V. Omezení je dáno napájecím napětím ADC převodníků, které pracují na principu postupné aproximace SAR [10]. Očekávaným rozsahem měřených proudů je - 20 A až 70 A. Tyto proudy by vytvořily úbytky na bočníku v rozsahu -10 mV až 35 mV. Záporná hodnota proudu se vyskytne při generátorovém provozu stroje. Pokud se měnič použije v elektrokole či v elektroskútru, tento stav nastane při brždění el. strojem v dopředném chodu. V průmyslu například při brždění setrvačných hmot, kdy indukované napětí stroje je vyšší než napětí v meziobvodu. Pro předpokládané menší hodnoty záporných proudů, obzvláště při použití jako hlavního zdroje akumulátoru, je přistoupeno k vytvoření virtuální nuly proudu pod střední hodnotou maximálního rozsahu výstupního napětí ADC převodníku viz Tabulka 7. Tímto krokem došlo k využití větší části použitelného napěťového rozsahu pro proudy kladné a k poklesu pro proudy záporné. Jedná se o nerovnoměrné rozdělení snímacího rozsahu ADC převodníku.

Tabulka 7 Rozdělení proudů

	Bez záporných proudů		Rovnoměrný rozsah		Nerovnoměrný rozsah	
	I _v [A]	U _A [V]	I _v [A]	U _A [V]	I _v [A]	U _A [V]
Největší měřitelný	70 A	3,3 V	70 A	3,3 V	70 A	3,3 V
Virtuální nula	0 A	0 V	0 A	1,65 V	0 A	0,943 V
Nejnižší měřitelný			-70 A	0 V	-20 A	0 V

Nerovnoměrnost rozsahu snímání různých polarit proudu je řešena vhodným zapojením rezistorů před vstupem k operačnímu zesilovači v pouzdře mikroprocesoru.

Použitý obvod s operačním zesilovačem, dále jen OZ, je vyobrazen na Obr. 5-2. Jednou se základních vlastností ideálního OZ jsou nulové proudy do vstupních pinů, z čehož vyplývá nekonečná vstupní impedance obou vstupů. Z Obr. 5-2 se jedná o piny 3 a 2. Reálný OZ se svou vstupní impedancí nekonečnu pouze blíží, a tak i vstupní proudy nejsou nulové. Pro vyšetření použitého zapojení jsou tyto nepatrné proudy zanedbány.



Obr. 5-2 Zapojení integrovaného operačního zesilovače

Nastavení fixního zesílení OZ je řešeno zpětnovazebním děličem tvořeným rezistory R3 a R4. Princip vychází ze snahy OZ vytvářít takový výstupní proud pinu 1, aby rozdíl napětí mezi vstupními piny 3 a 2 byl nulový. Rezistory R3 a R4 jsou obsaženy v pouzdře mikroprocesoru a zesílení je nastavitelné softwarově. U neinvertující zapojení OZ na Obr. 5-2 platí pro zesílení vztah (23). Pro 32násobné zesílení by mohli být zvoleno například $R4 = 1k$ a $R3 = 31k$. Rezistor o hodnotě 31k není v řadě, nicméně byl zvolen pro názornost:

$$K_u = \frac{R3}{R4} + 1 = \frac{31000}{1000} + 1$$

$$K_u = 32 [-]$$

Pokud se na pinu 3 objeví proti zemi GND napětí 10 mV, pak OZ vytvoří zpětnovazební proud I_z velikosti 10 μA . Právě při tomto proudu vznikne na rezistoru R4, a tedy i vstupním pinu 2 napěťový úbytek 10 mV. Výstupní napětí OZ je dáno součtem napěťového úbytku na odporu R3 a R4. Číselně pak:

$$U_o = U_4 + U_3 = U_4 + I_z \cdot R_3 = 10 \cdot 10^{-3} + 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 31 \cdot 10^{-3}$$

$$U_o = 0,32 V$$

Výstupní napětí U_o je 32násobkem vstupního napětí přiloženého na pin 3.

Fyzicky na desce osazené rezistory R1 a R2 slouží k vytvoření nerovnoměrného rozsahu snímání různých polarit proudů. Rezistor R1 společně s OZ umístěným v pouzdře mikroprocesoru je napájený z nízko úbytkového lineárního zdroje určeného pouze pro analogové obvody. Úbytek napětí na bočníku Rb je vytvořen proudem I_v z výkonového obvodu viz Obr. 5-1. Podíl proudu I_s na napěťovém úbytku bočníku je zanedbatelný.

Úbytek napětí U_2 na rezistoru R_2 je pro vyšetřování vlastností zapojení OZ kritický. Při uvážení největšího proudu měření $I_v = 70 \text{ A}$ je úbytek na bočníku R_b roven:

$$U_b = R_b \cdot I_v = 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 70$$

$$U_b = 35 \text{ mV}$$

Výpočet úbytku U_2 :

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot (3,3 - U_b) = \frac{510}{100 \cdot 10^3} \cdot (3,3 - U_b)$$

Při výpočtu úbytku napětí na rezistoru R_2 je však velikost napětí U_b zanedbána. Při uvážení velikosti napájecího napětí $3,3 \text{ V}$ a ostatních zdrojů chyb nevznikne závažná chyba, obzvláště při měření pracovních, tedy menších než maximálních. Poté pro všechny měřené proudy:

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot 3,3 = \frac{510}{100 \cdot 10^3} \cdot 3,3$$

$$U_2 = 16,83 \text{ mV}$$

Vyšetření extrémů měření proudů při 64násobném zesílení.

Maximální měřitelná hodnota proudu

Nastane při výstupním napětí OZ saturovaném na napájecím napětí OZ - rail to rail konfigurace. Poté napětí na vstupním pinu 2 bude:

$$U_4 = \frac{U_o}{K_u} = \frac{3,3}{64}$$

$$U_4 = 51,56 \text{ mV}$$

Toto napětí je vytvořeno pro vyrovnání napětí pinu 3. Napětí na pinu 3 je dáno součtem uvažovaného konstantního úbytku U_2 a na proudu závislém úbytku na bočníku U_b .

$$U_b = U_4 - U_2 = (51,56 - 16,83) \cdot 10^{-3}$$

$$U_b = 34,73 \text{ mV}$$

Maximální měřitelný proud při 64násobném zesílení poté:

$$I_{v,max} = \frac{U_b}{R_b} = \frac{34,73 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}}$$

$$I_{v,max} \cong 69,5 \text{ A}$$

Výstupní napětí při měřeném nulovém proudu tzv. virtuální nula

Při nulovém proudu I_v je nulový také úbytek na bočníku U_v a na pinu 3 je přiložen pouze úbytek U_2 , tedy $16,83 \text{ mV}$. Musí platit, že napětí na pinu 3 je rovno napětí na pinu 2, proto úbytek U_4 je roven U_2 , a proto výstupní napětí OZ je

$$U_o = U_4 \cdot K_u = 16,84 \cdot 10^{-3} \cdot 64$$

$$U_o \cong 1,078 \text{ V}$$

Nejmenší měřitelný proud

Tento stav nastane při poklesu výstupního napětí OZ na nejnižší hodnotu napájecího napětí OZ, bez symetrického napájení tedy 0 V. Negaci úbytku napětí U_2 s úbytkem na bočníku U_b . Tedy:

$$U_b = -U_2 = -16,83 \text{ mV}$$

Nejnižší měřitelná hodnota proudu poté:

$$I_v = \frac{U_b}{R_b} = \frac{-16,83 \cdot 10^{-3}}{0,5 \cdot 10^{-3}}$$

$$I_v \cong -33,7 \text{ A}$$

Tabulka 8 Přehled měření proudu, zapojení Obr. 5-2

Použité zesílení Ku [-]	32		64	
	I_v [A]	U_A [V]	I_v [A]	U_A [V]
Citlivost	1,0	0,016	1,0	0,032
Největší měřitelný proud	173,6*	3,300	69,5	3,300
Virtuální nula napětí	0	0,539	0	1,078
Nejmenší měřitelný proud	-33,7	0	-33,7	0

Pozn. * Teoretická hodnota proudu

Pro zamezení odečtu proudu při tranzientních jevech probíhá měření v polovině časového úseku sepnutí spodního spínače větve.

5.2 Měření indukovaného napětí

Je řešeno vyvedením vodivé cesty ze středu všech tří větví měniče. Indukované napětí z právě neaktivní fáze je následně přivedeno na napěťový dělič, vyfiltrováno LC členem a na vzorkováno vnitřním ADC převodníkem mikrokontroleru. Napájení je řešeno LDO lineárním obvodem určeným pro analogové obvody.

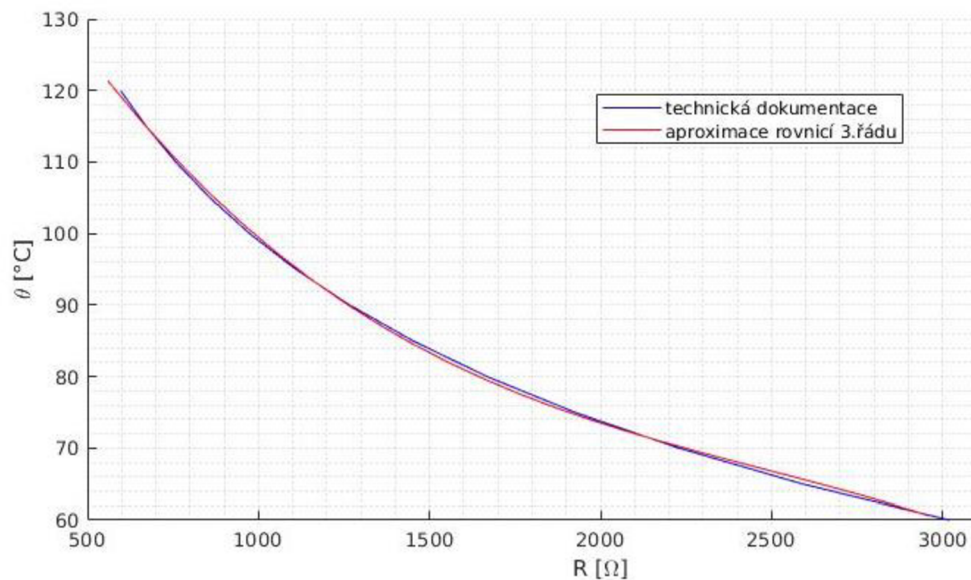
5.3 Hallové sondy nebo Enkodér

Informace z Hallových sond či Enkodéru lze přivést přes datovou svorkovnici na hlavní desce. Není však předpokládán provoz obou čidel zároveň, a tak pro ušetření zastavěného prostoru DPS mají obě čidla stejný filtrační obvod a pull-up rezistory.

Výběr chtěného čidla je řešen přepájením nulového rezistoru na desce. Napájení filtračních obvodů je zajištěno LDO lineárním obvodem určeným pro digitální obvody.

5.4 Měření teploty v blízkosti tranzistorů

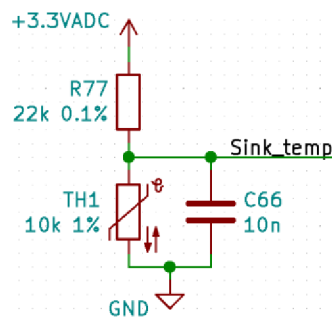
K měření teploty je použito termistoru NTC, tedy se záporným teplotním koeficientem. U tohoto speciálního rezistoru má elektrický odpor klesající trend s rostoucí teplotou. Termistor NTC byl upřednostněn před termistorem PTC pro nenalezení této součástky s dostatečným rozsahem $\vartheta \in \langle 60\text{ }^{\circ}\text{C}; 120\text{ }^{\circ}\text{C} \rangle$, chybou 1 % v pouzdru 603 a odporem $10\text{ k}\Omega$ ($25\text{ }^{\circ}\text{C}$). Nevýhodou použitého NTC termistoru B57332V5103F360 [23] je složitější funkce odporu na teplotě. Pro nalezení aproximační funkce je využito příkazu polyfit v softwaru Matlab. Polyfit využívá metodu nejmenších čtverců. Aproximační křivka je vyobrazena na Obr. 5-3.



Obr. 5-3 Závislost NTC termistoru B57332V5103F360 s aproximací

Aproximační rovnice z Obr. 5-3 :

$$\vartheta = -4,2439 \cdot 10^{-9} R^3 + 3,167 \cdot 10^{-5} R^2 - 0,0912 R + 163,218 \text{ [}^{\circ}\text{C; } \Omega \text{]}$$



Obr. 5-4 Zapojení termistoru

Software pro určení teploty na odporu

Ve vytvořeném souboru polyval.c

```
#include polyval.h

//definice koeficientu aproximacni r.ce
Static float NTC_coefs[] = {
    -4.2439E-9f, 3.167E-5f, -0.0912f, 163.218 // ziskano z matlabu
};

//Pocet koeficientu polynomu
Static int NTC_num = 4;

/*Funkce pro vypocet polynomu, do fce vstupuje obecna promena x
 * ukazatel na pole koeficientu coef a pocet koeficientu num
 */
Static float polyval(float x, float * coef, int num)
{
    float tmp; // pro mezivypocet
    float xx; // pro zvyseni mocnicny
    xx = x;

    //nejvyssi index = c0
    tmp = *(coef+ (--num));

    while(--num >= 0)
    {
        tmp += *(coef+num)*x;
        x *= xx;
    }
    return tmp;
}

/*
 * Funkce pro prepocet odporu na teplotu
 * in: odpor cidla v Ohm
 * return: teplota v degC
 */
float eval_NTC(float in)
{
    Return polyval(in, NTC_coefs, NTC_num);
}
```

V hlavičkovém souboru: polyval.h

```
#ifndef INC_POLYVAL_H_
#define INC_POLYVAL_H_

float eval_NTC(float in); //deklarace f.ce eval_NTC

#endif /* INC_POLYVAL_H_ */
```

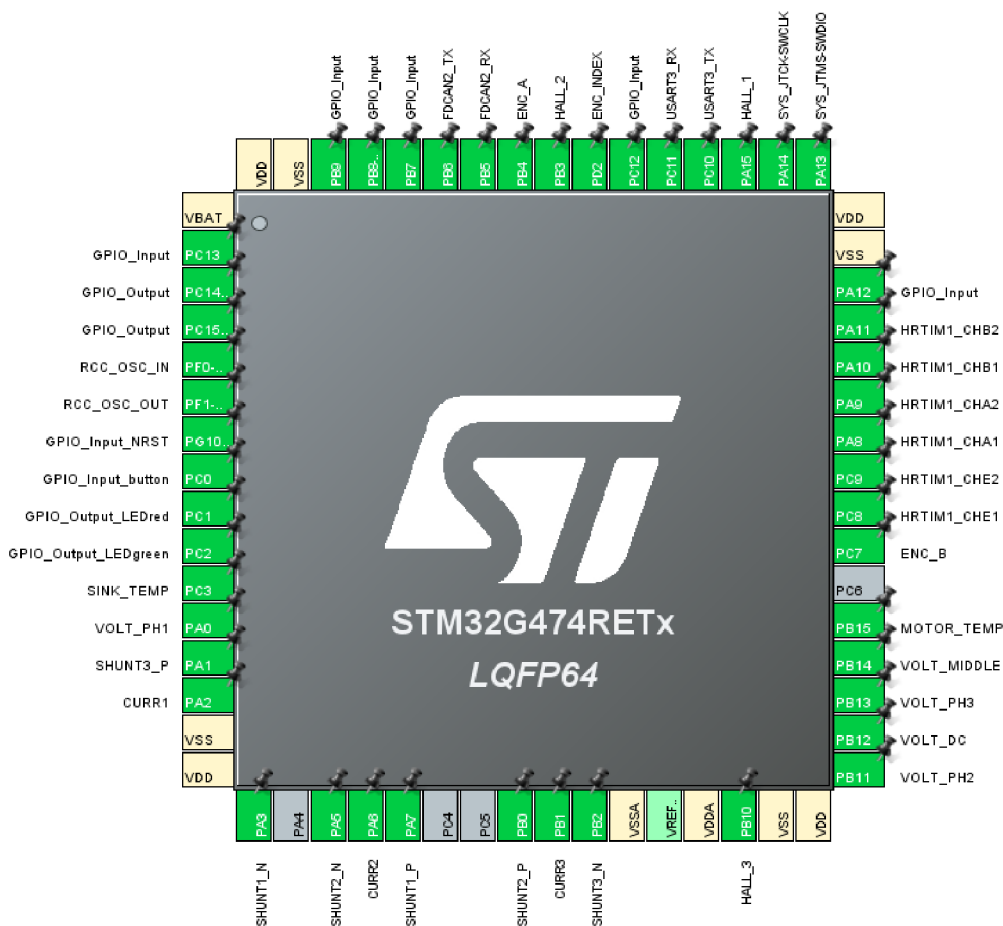
Poté by mělo stačit ve zdrojovém souboru s cyklickou funkcí odečíst z ADC převodníku informaci o napětí na termistoru převést ji na odpor a zavolat vytvořenou funkci eval_NTC. Ostatní použité funkce jsou statické – lokální a mimo svůj zdrojový soubor je nelze volat.

6. ŘÍDÍCÍ MIKROKONTROLER

Pro řízení tohoto měniče je využito mikrokontroleru STM32G474RE s výpočetním výkonem dalece přesahující potřebu jednoduchého sixstep řízení EC motoru s využitím Hallových sond. Výkon procesoru tak umožňuje budoucí provoz v bezsenzorovém řízení. Měřicí obvody měniče tuto možnost podporují. Možné je také FOC řízení motoru PMSM, které je řádově výpočetně složitější než metoda sixstep pro motory EC/BLDC.

Použitý mikrokontroler je rodiny ARM 32-bit Cortex-G4 s vestavěnou jednotkou FPU pro práci s desetinnými čísly. Obsahuje též funkci CORDIC pro rychlejší práci s trigonometrickými funkcemi při provozu motoru PMSM.

Mikrokontroler nabízí až 512 Kbit volatilní paměti Flash a 96 Kbit statické paměti SRAM. Tyto hodnoty zřejmě uživatele procesorů pro stolní počítače nenadchnou, avšak pro účely mikrokontroleru jsou často více než dostatečné. Mikrokontroler dále disponuje nastavitelnou frekvencí až 170 MHz. Použité vnitřní převodníky ADC mají 12-bit rozlišení, časovače pro generování PWM se zdrojem strojového cyklu až 170 MHz. Dále je výrobcem umožněna komunikace po sběrnici CAN, USART, I²C, anebo SPI.



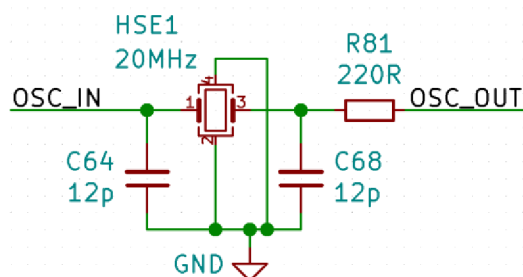
Obr. 6-1 Nastavení pinů mikrokontroleru STM32G474RE v aplikaci STM32CubeMX

Použitým zdrojem taktovací frekvence je mimo pouzdro mikrokontroleru uložený HSE krystal 20 MHz ve čtyř pinovém malém SMD provedení. Oscilátor na bázi krystalu v principu pracuje na mechanicko-elektrické rezonanci piezoelektrické struktury, která pro svou správnou funkci vyžaduje určitou kapacitu. Ta je složena z rozdílu kapacitního zatížení krystalu C_z předepsaného výrobcem [24] a parazitní kapacity cesty C_{par} k mikrokontroleru. Ta je obecně volena 2 pF. Vhodná dvojice kondenzátorů k vývodům krystalu je pak přibližně:

$$C_l = 2 \cdot (C_z - C_{par}) \quad (24)$$

$$C_l = 2 \cdot (8 \text{ pF} - 2 \text{ pF})$$

$$C_l = 12 \text{ pF}$$



Obr. 6-2 Zapojení 20MHz krystalu HSE

Oproti RC rezonančnímu obvodu HSI, který je uložen v pouzdře mikrokontroleru disponuje HSE obecně větší přesností na větším rozsahu provozních teplot. Tato vlastnost je obzvláště důležitá, pokud jsou jako v této aplikaci použity fázové závěsy PLL z ang. Phase-Locked Loop pro zvýšení vstupní frekvence na frekvenci n-krát vyšší. Často se také používá v kombinaci s Prescalery, které umožňují frekvenci naopak n-krát snížit. Při potřebě několikanásobné změny pro docílení chtěné frekvence dané periferie mikrokontroleru je vstupní nepřesnost závažnou komplikací. Nastavení PLL a Prescalerů je uskutečněno v GUI aplikaci STM32CubeMX v záložce nastavení časovačů. Hlavní taktovací frekvence HCLK je nastavena na 170 MHz.

Stejná frekvence je připsána pro použité časovače HRTIM z ang. High resolution timer. Tedy časovače s vysokou rozlišovací schopností slouží k vytvoření PWM pro budiče, které poskytují výkonový stupeň řídicímu pinu Gate výkonových tranzistorů. Oproti klasickým TIM časovačům, které se vyskytují u mikrokontrolerů ARM méně výkonných řad je nastavení v aplikaci STM32CubeMX odlišné, obzvláště pak v možnostech komparačních registrů, autor doporučuje zdroj [25].

Jsou použity HRTIM1 kanály A, B a E s aktivovanými výstupy na piny PA11, PA10, PA9, PA8, PC9 a PC8 viz Obr. 6-1. Každá výkonová větev měniče obsahuje vrchní a spodní spínač tzv. půlmůstek. Je zapotřebí dvou pinů mikrokontroleru na jeden kanál. PWM dvojice pinů stejného kanálu nesmí být stejná, při zapojeném výkonovém obvodu došlo k tvrdému zkratu ve větvi měniče.

Uvedené výstupy jsou často nastaveny jako komplementární s nastavenou ochranou dobou, kdy není logická jednička připsána ani na jednom výstupu kanálu. Nastavení kanálu A časovače HRTIM1 ostatní kanály B a E jsou nastaveny obdobně.

Tabulka 9 Uživatelské konstanty pro časovač HRTIM1

Název konstanty	Hodnota konstanty
HRTIM_INPUT_CLOCK	170000000
PWM_FREQ	20000
HRTIM_PERIOD	$((\text{uint16_t})((\text{uint64_t})\text{HRTIM_INPUT_CLOCK})/\text{PWM_FREQ}) * 5/3)$
HRTIM_DEADTIME	170

V časovači A je dříve nastavená frekvence 170MHz pro HRTIM navýšena čtyřikrát. Ekvivalentní frekvence je poté 680MHz. Dále je nastaven up-down mode umožňující vytvoření trojúhelníkového signálu oproti jinak pilovitému signálu zarovnanému buď vpravo či vlevo. Ochranná doba je zapsána na nástupnou i sestupnou hranu. Zajímavostí je že HRTIM1 umožňuje nastavení i záporné hodnoty ochranné doby, tedy kdy signály pro sepnutí horního i spodního spínače větve se překrývají. U měniče s napěťovým meziobvodem by toto nastavení vyústilo k prohořívání větve a zvýšené tepelné namáhání výkonových prvků. U měniče s proudovým meziobvodem, kdy se často používají jako výkonové spínače tyristory je toto nastavení vhodné.

V programu STM32CubeMX je dále vygenerován základní algoritmus do programu STM32CubeIDE. Až na ovladače RCC sloužící k nastavení zdrojů frekvence a komunikačním protokolu FDCAN které jsou připsány k ovladačům HAL jsou pro zbylé periferie mikrokontroleru použity nízko úroňové ovladače LL. Pro tyto ovladače mohly být použity skripty z předchozích projektů, které byly vytvořeny rovněž v LL.

Naprogramování časovačů HRTIM1 generujících PWM pro budiče uvedený níže slouží pro otestování nastavené frekvence a ochranné doby Deadtime bez napájení budících obvodů.

V souboru main.c

```

/* USER CODE BEGIN PV */

uint32_t regOENR, regOENRw; //output enable register - RW
uint32_t regODSR; //output disable status register - RO
uint32_t regODISRw; //output disable register - WO

float fDuty = 0.25f; //zatim pevne nastaveni stridy

/* USER CODE END PV */

int main(void)
{
// HRTIM povoleni kanalu A,B,E
LL_HRTIM_EnableOutput(HRTIM1,LL_HRTIM_OUTPUT_TA1 |
LL_HRTIM_OUTPUT_TA2);

```



```

LL_HRTIM_EnableOutput(HRTIM1, LL_HRTIM_OUTPUT_TB1 |
                      LL_HRTIM_OUTPUT_TB2);
LL_HRTIM_EnableOutput(HRTIM1, LL_HRTIM_OUTPUT_TE1 |
                      LL_HRTIM_OUTPUT_TE2);

// povoleni citace
LL_HRTIM_TIM_CounterEnable(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_A);
LL_HRTIM_TIM_CounterEnable(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_B);
LL_HRTIM_TIM_CounterEnable(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_E);

// smazani znacky a povoleni preruseni
LL_HRTIM_ClearFlag_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_A);
LL_HRTIM_EnableIT_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_A);
LL_HRTIM_ClearFlag_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_B);
LL_HRTIM_EnableIT_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_B);
LL_HRTIM_ClearFlag_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_E);
LL_HRTIM_EnableIT_UPDATE(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_E);

while (1)
{
    // vypocet stridy a zapis
    LL_HRTIM_TIM_SetCompare1(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_A,
                            (uint32_t)(HRTIM_PERIOD * fDuty));
    LL_HRTIM_TIM_SetCompare1(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_B,
                            (uint32_t)(HRTIM_PERIOD * fDuty));
    LL_HRTIM_TIM_SetCompare1(HRTIM1, LL_HRTIM_TIMER_E,
                            (uint32_t)(HRTIM_PERIOD * fDuty));
    regOENR = HRTIM1->sCommonRegs.OENR;
    regODSR = HRTIM1->sCommonRegs.ODSR;

    if(regOENRw)
    {
        HRTIM1->sCommonRegs.OENR = regOENRw;
        regOENRw = 0u;
    }
    if(regODISRw)
    {
        HRTIM1->sCommonRegs.ODISR = regODISRw;
        regODISRw = 0u;
    }
}
}

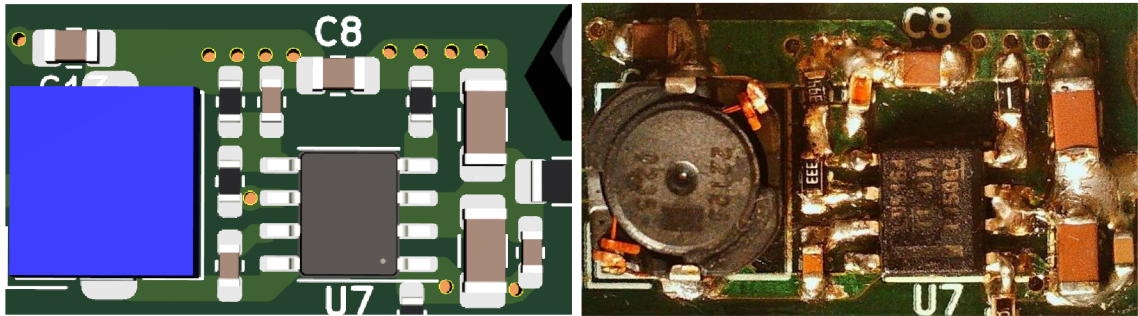
```

7. OŽIVENÍ MĚNIČE

Tato kapitola se zabývá ožíváním vybraných periferií měniče. Napět'ové průběhy jsou zaznamenány na osciloskopu UNI-T UTD2052CEX.

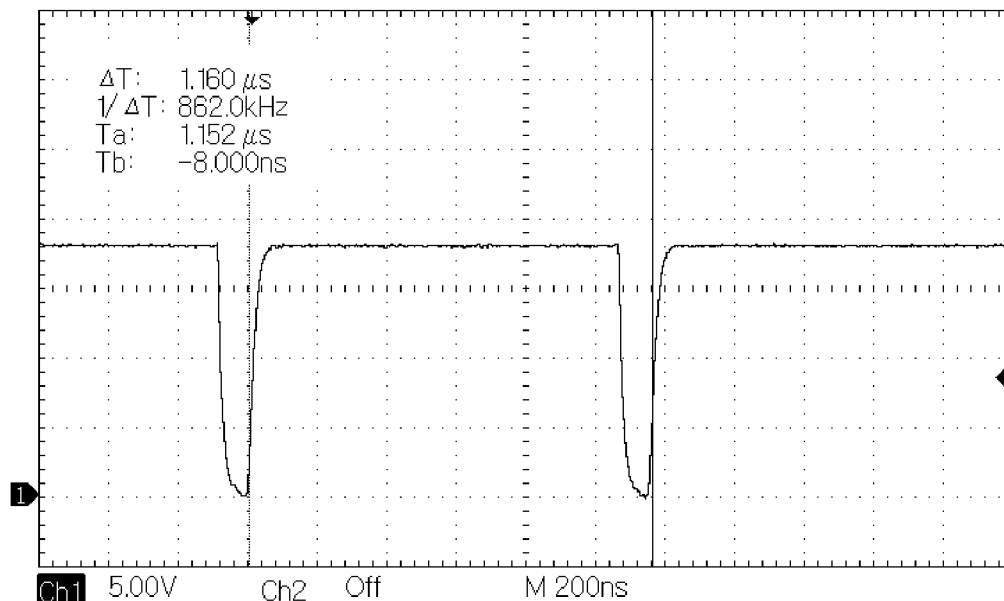
7.1 Pomocné pulzní napět'ové zdroje

Pulzní obvod LM5164DDA z 48 V na 15,5 V



Obr. 7-1 Model ve 3D Kicad a realizace periferii s obvodem LM5164DDA

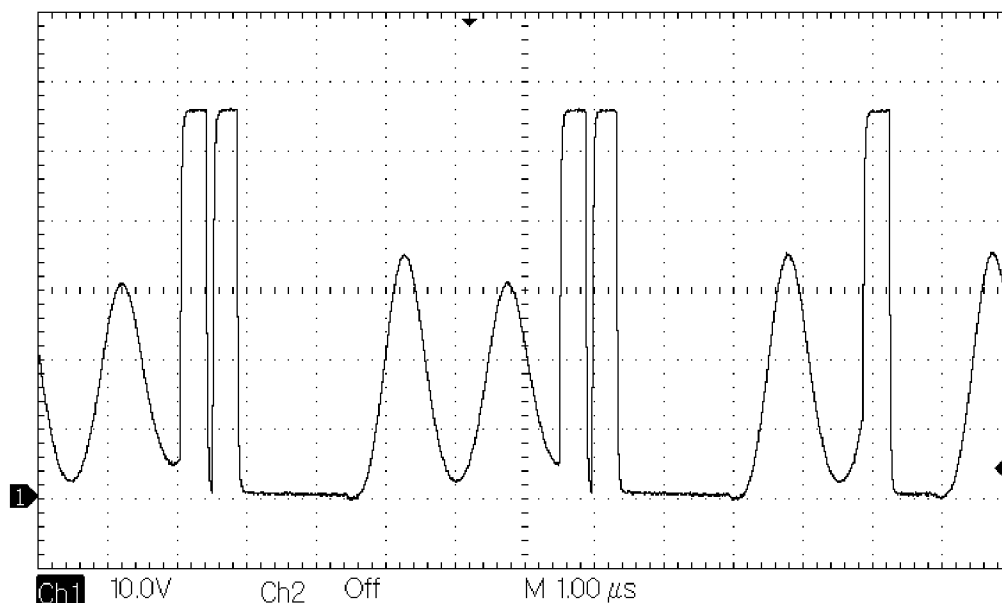
Při správnou funkci obvod LM5164DDA vyžaduje napět'ový rozdíl mezi vstupem a výstupem asi 2,5 V. Jak ukazuje Obr. 7-4 výstupní napětí je vyhlazené a pro napětí nad 18 V je neměnné. Výrobce je napětí ze shora omezeno na 100 V. Pro malé geometrické rozměry výstupního LC je nastavena vyšší frekvence 818 kHz.



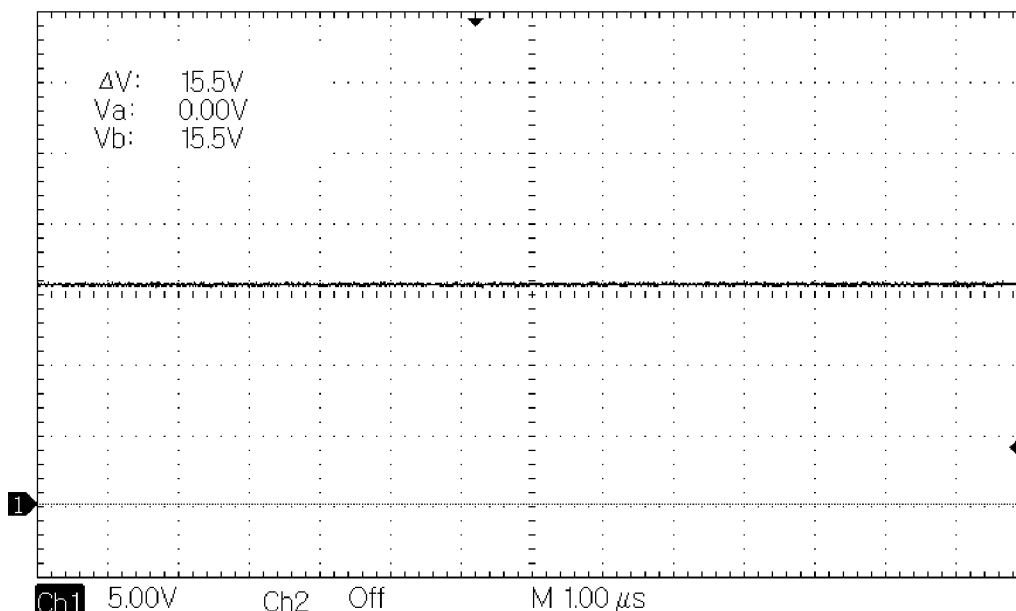
Obr. 7-2 Kontrola frekvence obvodu LM5164DDA před LC filtrem při $U_{IN} = 18 V$

Z měření na Obr. 7-2 je výstupní frekvence vyšší než frekvence nastavená. Lze tak očekávat snížení zvlnění proudu na tlumivce, než je výpočtové. Snížení účinnosti spojené s vyšší frekvencí se pro malé odběrné proudy neukázalo jako limitující. V opačném případě by mohlo dojít k přehřívání. Při vstupním napětí 18 V je změřen ručičkovým

přístrojem UM-3B v.č. 108818 proud $I_{vst.} = 58$ mA. Při vstupním napětí 55 V pak $I_{vst.} = 28,4$ mA. Uvedené proudy při provozu mikrokontroleru generujícím PWM a zapojených všech analogových i digitálních obvodech. Na svorkovnici 5 V a 3,3V není připojena zátěž. Proud u obou měření je při maximální rozsah přístroje 60 mA. Použitý měřicí přístroj má propadlou kalibraci, a tak jsou uvedené hodnoty proudu spíše orientační.



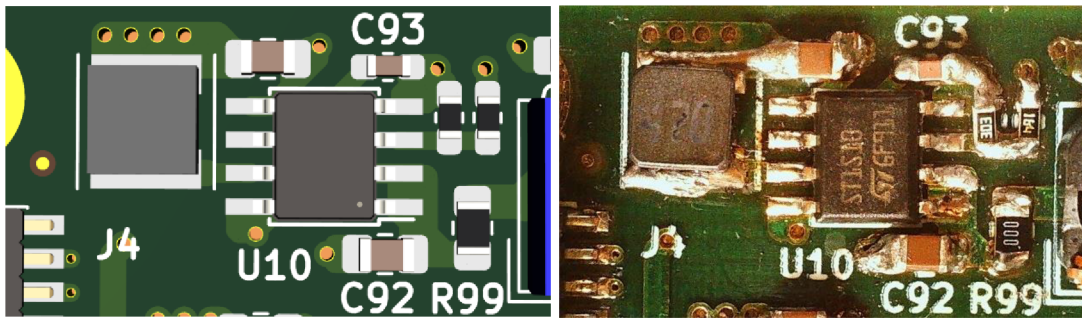
Obr. 7-3 Výstupní napětí obvodu LM5164DDA před LC filtrem při $U_{IN} = 55$ V



Obr. 7-4 Napětí za LC filtrem obvodu LM5164DDA

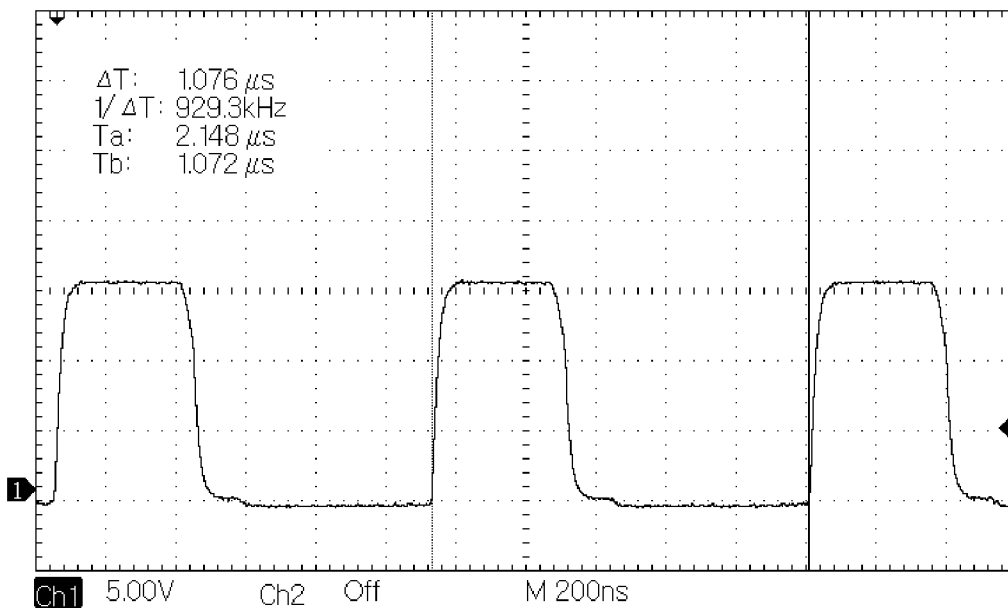
Na obrázku Obr. 7-3 jsou vidět přechod obvodu LM5164DDA do spánkového režimu a opětovné probuzení při poklesu výstupního napětí. Tato sekvence předchází nabití výstupního kondenzátoru na vstupní napětí při průchodu zvlněného proudu nulou.

Pulzní obvod ST1S10PHR z 15,5 V na 5 V



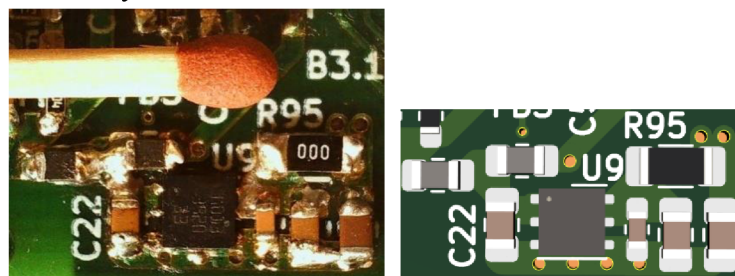
Obr. 7-5 Model ve 3D Kicad a realizace periférií s obvodem ST1S10PHR

Výrobce je nastavena pevná frekvence 900 kHz. Měření průběhů obvodu ST1S10PHR je na mezi použitého osciloskopu UNI-T UTD2052CEX, jehož maximální frekvence je 50MHz. Tyto frekvence je osciloskop schopen sice vykreslit, pravděpodobnost že však nezachytí nějaký přechodný děj je vyšší. Změřená frekvence na Obr. 7-6 je v toleranci uvedené výrobcem [12]. Výstupní napětí za LC filtrem je vyhlazené bez známek zvlňen ustálené na hodnotě 5,0 V.



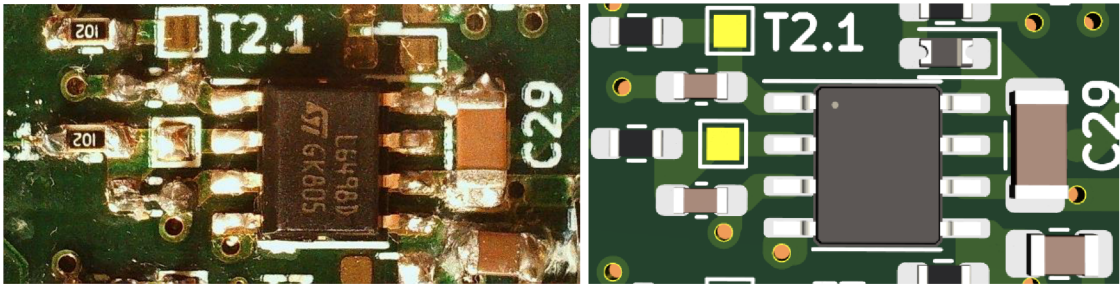
Obr. 7-6 Kontrola frekvence obvodu ST1S10PHR před LC filtrem

Lineární snižující obvody LDO LD39200



Obr. 7-7 Realizace periférií s LD39200 v porovnání a 3D model Kicad

Budící integrované obvody L6498D

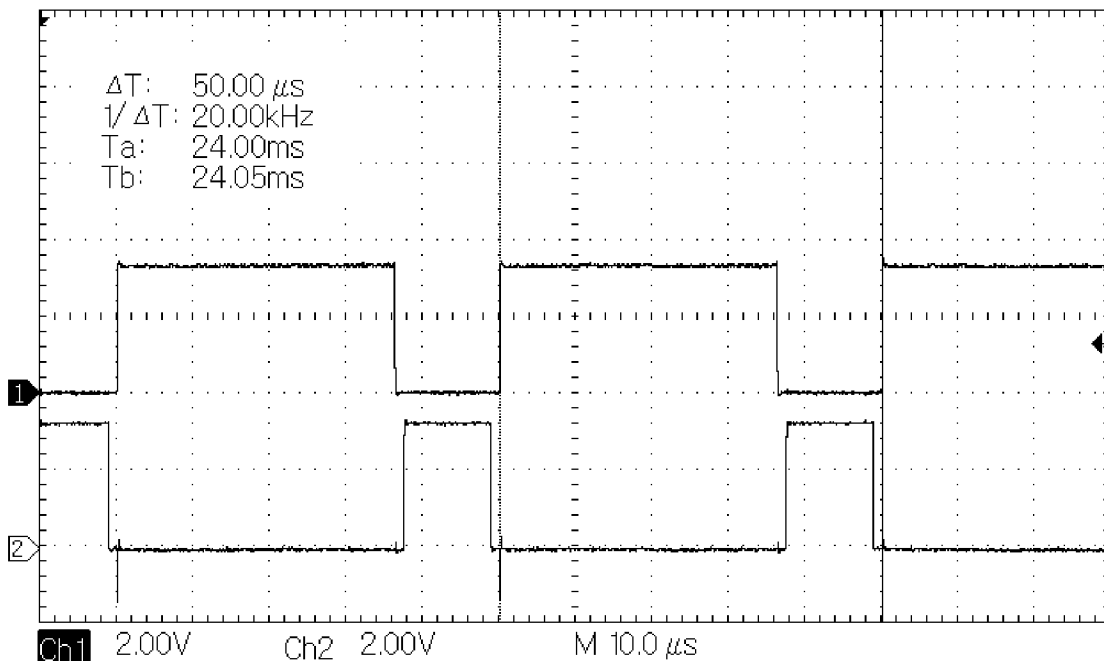


Obr. 7-8 Budící integrovaný obvod L6498D

Před vstupními piny budiče se vyskytla potřeba umístit RC filtr s prvky v pouzdrech 603. Pro rychlé vyřešení problému byly použity okamžitě dostupné kondenzátory v pouzdrech 402. Po osazení byla provedena důkladná kontrola proti zkratu na těchto dvou pinech budiče. K umístění shodného RC filtru došlo u všech šesti budičů měniče.

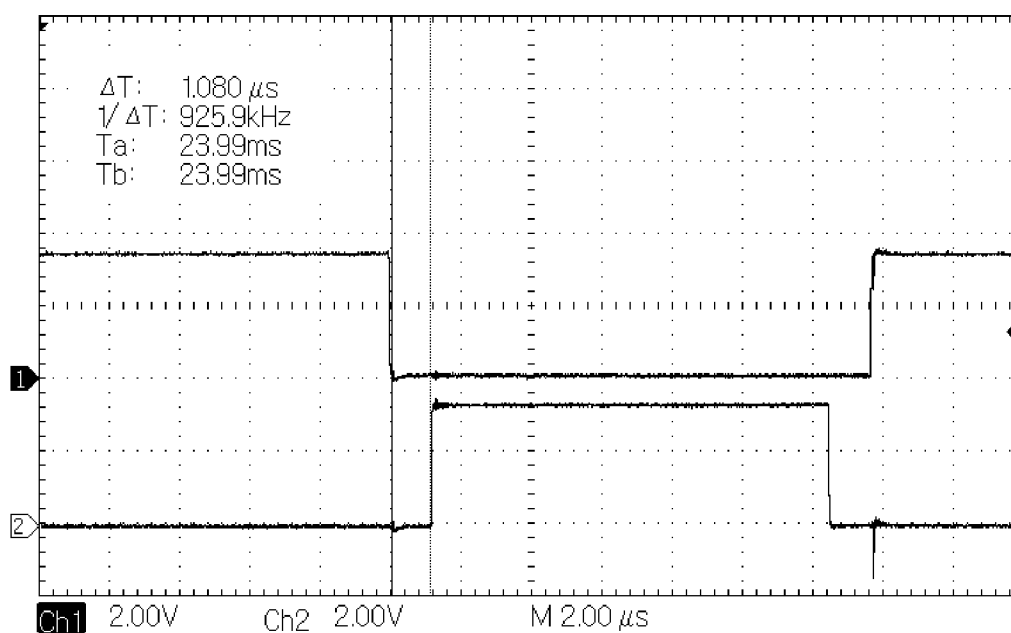
7.2 Kontrola frekvence PWM a ochranné doby HRTIM1

Odzkoušení správnosti nastavení časovače HRTIM1. Na vstupech integrovaného budiče umístěného nejdále od mikrokontroleru.

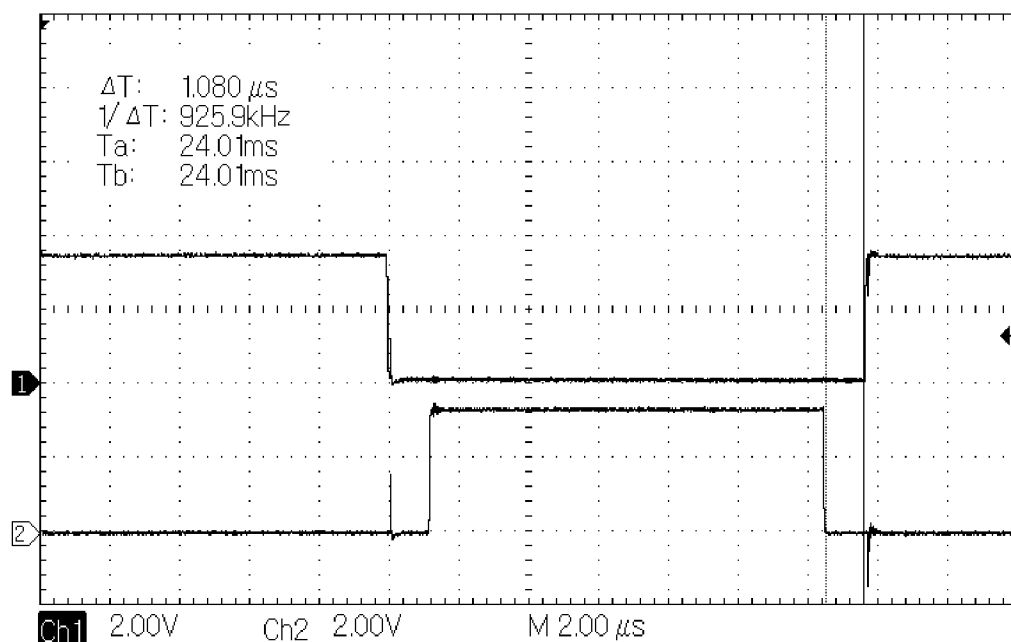


Obr. 7-9 Kontrola frekvence PWM kanálu A

Nastavená a naměřená frekvence jsou shodně 20kHz.

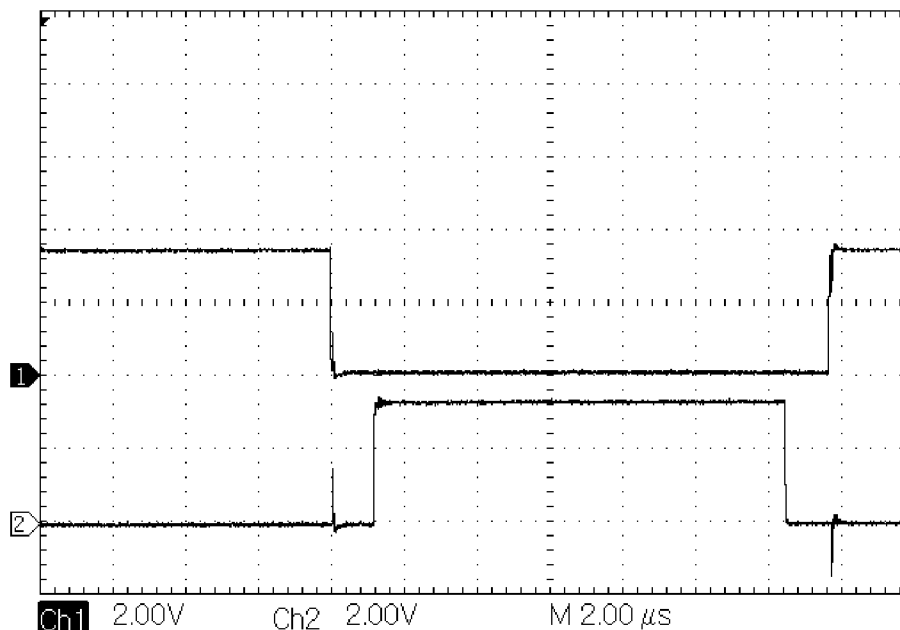


Obr. 7-10 Kontrola ochranné doby kanálu A bez filtru



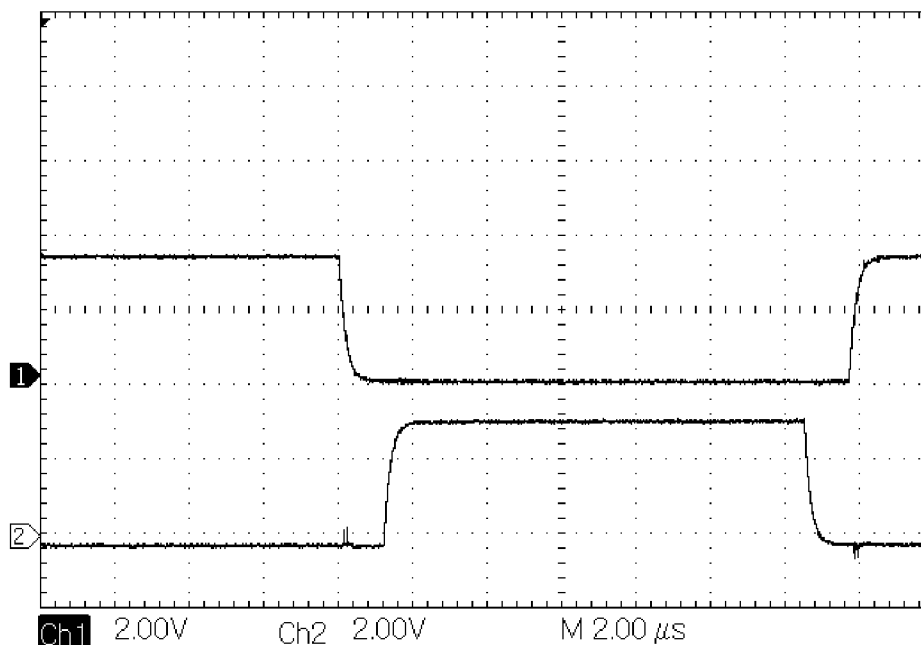
Obr. 7-11 Kontrola ochranné doby kanálu A bez filtru

Byla nastavena ochranná doba deadtime spíše k vyšší hranici používané pro tranzistory MOSFET o hodnotě $1 \mu s$. Z Obr. 7-10 a Obr. 7-11 jsou odečteny shodné časové úseky o velikosti $1,08 \mu s$.



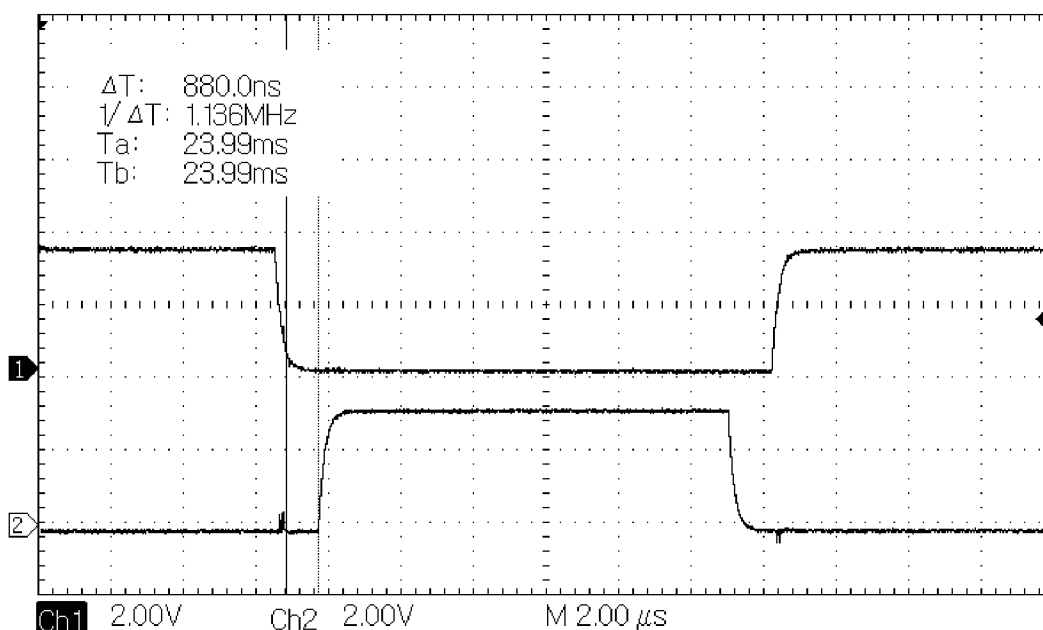
Obr. 7-12 Komplementární chod PWM kanálu A bez filtru

Na Obr. 7-9 až Obr. 7-12 jsou zaznamenány napěťové špičky, které zřejmě vznikly parazitní vazbou s komplementárním signálem stejného kanálu. Při prohození sond osciloskopu byl překmit naměřen na stejném vstupním pinu budiče. Tyto špičky by mohli způsobit nechtěný povel k sepnutí výkonového tranzistoru. Z této obavy byl na vstup budiče osazen RC filtr se členy $R = 1\text{k}\Omega$ a $C = 33\text{pF}$.

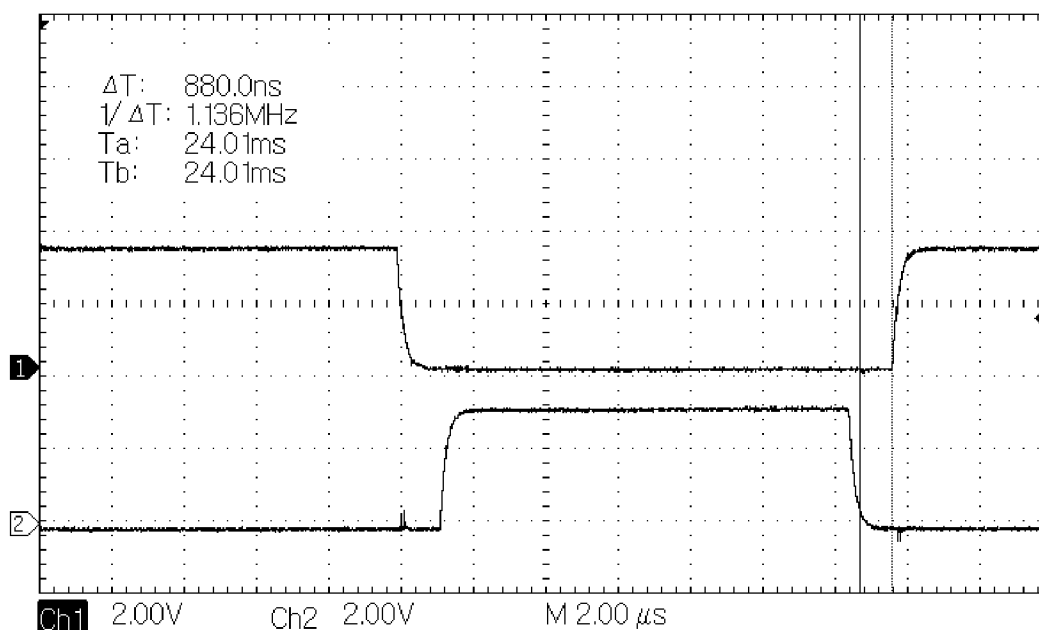


Obr. 7-13 Komplementární chod PWM kanálu A s filtrem

Na Obr. 7-13 je zřejmý pokles překmitu ale došlo také k ořezání náběžných hran a snížení strmosti sestupných hran, z tohoto důvodu došlo ke zpětné kontrolě ochranné doby. Frekvence PWM se nezměnila.



Obr. 7-14 Kontrola ochranné doby kanálu A s filtrem

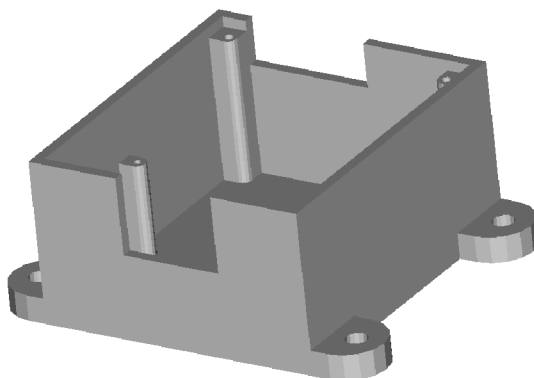


Obr. 7-15 Kontrola ochranné doby kanálu A s filtrem

Vlivem zavedení časové konstanty RC filtru došlo ke snížení ochranné doby z 1,08 μ s na asi 0,88 μ s. Tato hodnota je stále v toleranci. Budiče mají nastavenou logickou jedničku položenou u vyšších napětí, než které byly měřeny, a tak za provozu nebude změna ochranné doby tak velká. Situace by byla přirozeně horší, pokud by se použil filtr zbytečně velké časové konstanty.

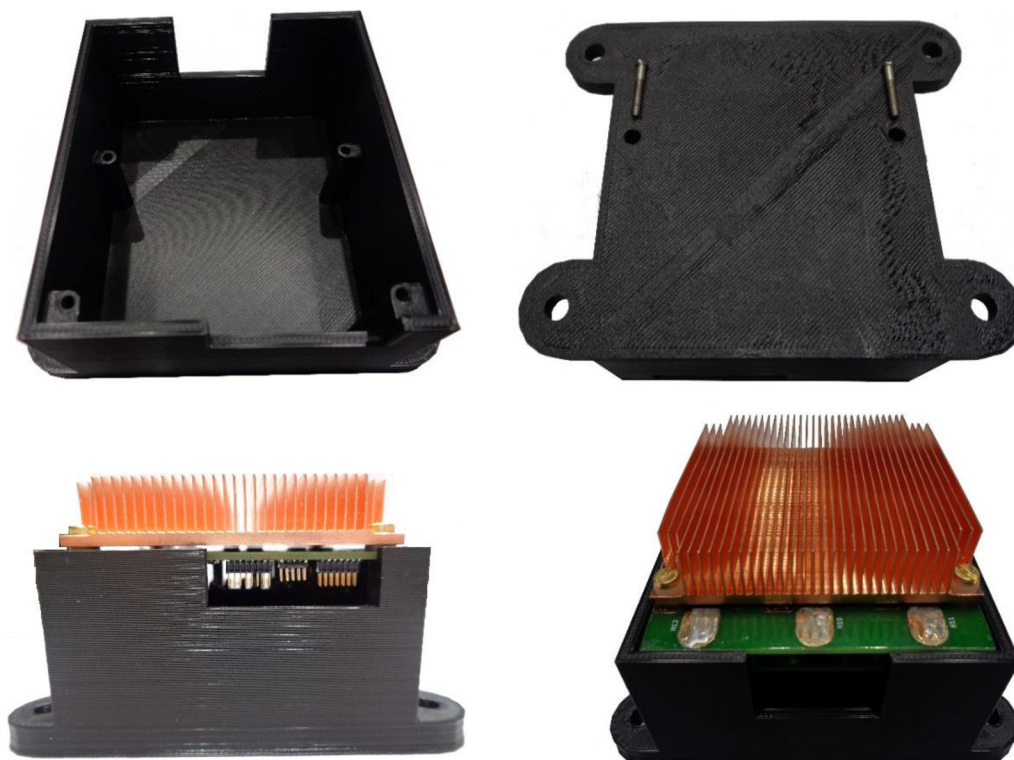
8. MECHANIKA MĚNIČE A OBAL

Mezi komerčně dostupnými obaly nebyl nalezen takový, který by pojal miniaturizovaný měnič, a přitom zbytečně nepřebýval. Vhodný obal byl proto vymodelován a následně vytisknut na 3D tiskárně.

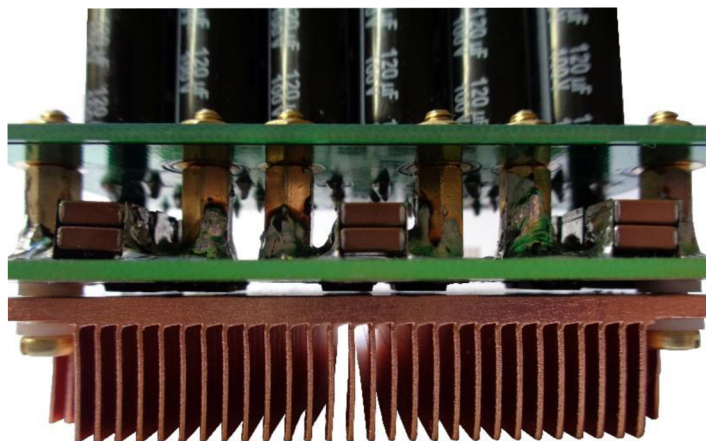


Obr. 8-1 Návrh obalu měniče pro 3D tiskárnu

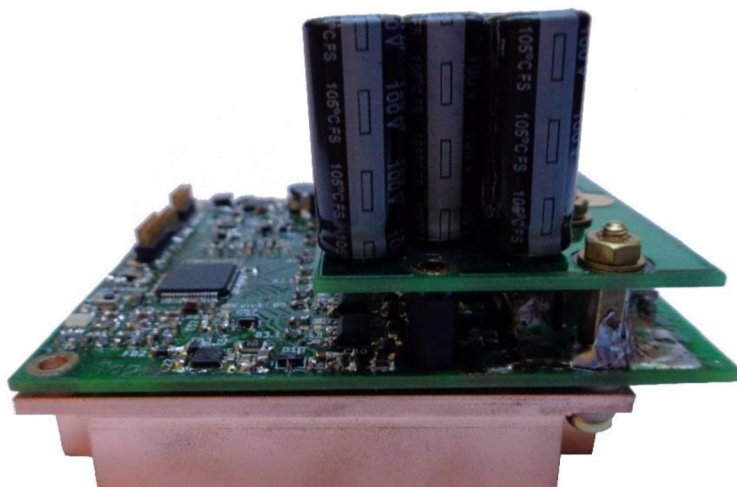
Obal umožňuje rychlé přišroubování na stěnu za pomoci vystouplých úchytů po stranách. Chladič měniče je zde s výhodou použit pro uzavření objemu obalu, přičemž jsou jeho žebra vystavena do vnějšího okolí. Obal je navržen tak aby jej bylo možné sejmout bez potřeby odražení chladiče od tranzistorů. Úchyty DPS k obalu jsou umístěny na čtyřech bodech. Dva trnové šrouby s vedením do kondenzátorové desky a dva šrouby M3 s hlavní DPS.



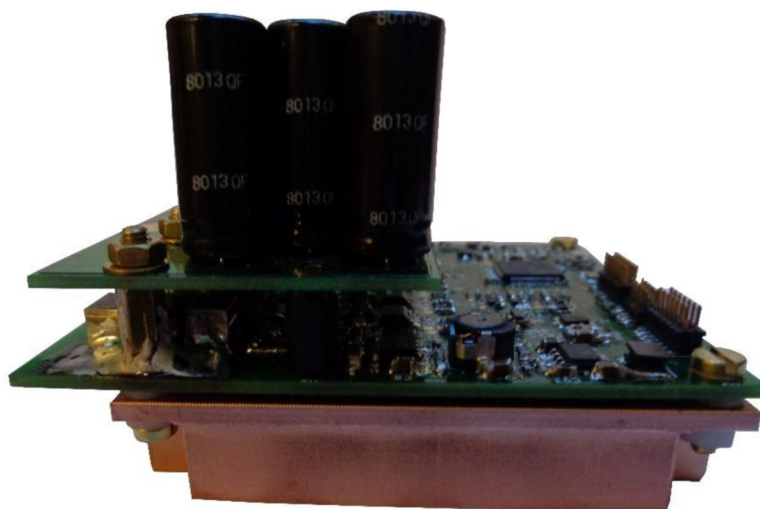
Obr. 8-2 Realizovaný obal měniče



Obr. 8-3 Tranzistory umístěné mezi chladičem a hlavní DPS zatím bez teplovodivé pasty



Obr. 8-4 Měnič boční pohled



Obr. 8-5 Měnič boční pohled

9. ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce byl návrh měniče pro BLDC motor 48 V/2 kW se zvláštní pozorností na minimalizované plošné rozměry DPS.

Deska má dimenze pouze 80,7x70,6 mm, z tohoto důvodu je při uvažovaném příkonu 2,88 kW značná výkonová hustota, která vedla na komplikace s odvodem tepelných ztrát. U prvního prototypu byly výkonové tranzistory umístěny na vrchní straně desky a teplo se odvádělo pomocí tepelných vias na spodní stranu kde byl umístěn chladič. Rychlá tepelná analýza u tohoto prototypu ukázala vysoké překročení dovoleného oteplení. Pro malé vytyčené rozměry nebylo možné umístit dostatečný počet paralelně zapojených tepelných vias průchodů, proto byly výkonové tranzistory umístěny přímo ke chladiči na spodní stranu DPS. Rychlá tepelná analýza s využitím jednoduché teplotní sítě již nevykázala takový extrém, vyšla však s výsledným menším teplotním odporem než u chladiče, který byl vybrán pro své výhodné geometrické rozměry. Pro ověření byla provedena zpřesňující analýza metodou konečných prvků v programu ANSYS Steady State Thermal, která ukázala že pro příkon 2,88 kW je tepelný odpor vybraného měděného chladiče hraniční ale stále použitelný. Vypočtená maximální teplota na chladiči je asi 68 °C. Podrobně v kapitole 4.1.

Za účelem snížení tepelných ztrát je použito paralelního spojení dvou tranzistorů STL135N8F7AG na spínač větve. Pro každou větev byly osazeny dva půl můstkové integrované budící obvody L6498DA typu bootstrap.

Součástí měniče je druhá DPS, která nese pouze elektrolytické kondenzátory stejnosměrného meziobvodu. Jejimi účely je snížení nf zvlnění napětí meziobvodu a rovnoměrná distribuce proudu do všech tří větví střídače. Byl proveden návrh, osazení a odzkoušení pomocných napěťových zdrojů 15 V, 5 V a 3,3 V. Pro hladinu 15 V a 5 V jsou použity dva topologií stejné synchronní pulzní snižující obvody bez transformátoru. Z důvodu minimalizace DPS jsou vybrané integrované obvody s interními tranzistory a vysokou spínací frekvencí zaručující malá pouzdra tlumivek a kondenzátorů výstupních filtrů. Hladina 3,3 V je vytvořena dvěma LDO lineárními snižující obvody, které jsou rozděleny pro napájení analogových a digitálních obvodů. Vybrané pasivní i aktivní součástky mají způsobilost AEC-Q200 pro případné použití měniče v automobilovém průmyslu.

Byl naprogramován a odzkoušen časovač HRTIM1 s výstupní frekvencí PWM 20kHz a ochranou dobou 1 μ s. Rovněž byl naprogramován převod odporu termistoru na teplotu. Dalšími kroky bude doprogramování zbylých periférií mikrokontroleru a následná teplotní zátěžová zkouška pro ověření tepelného modelu v programu ANSYS.

Hmotnost hlavní DPS s kondenzátorovou deskou a chladičem SKV707014-CU [16] včetně 50g obalu je 403 g. V případě aplikace s požadavkem na nižší hmotnost, např. pro vysoce výkonné drony a RC modely je možné použít hliníkový eloxovaný chladič SKV707014-A1 se stejnou geometrií ale tepelným odporem 6,3 K/W.

Použitý měděný chladič má tepelný odpor 5,6 K/W. Hmotnost hlavní DPS s kondenzátorovou deskou a hliníkovým chladičem je 230 g i s obalem. Na chladič je dále možné připojit ventilátor o rozměrech 70x70 mm.

Použité zdroje

- [1] MILLER, T.J.E. *Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives*. 2.nd. Oxford: CLARENDON PRESS, 1989. ISBN 0-19-859369-4.
- [2] VÍTEK, Ondřej. *Elektrické mikropohony: Vinutí střídavých strojů*. Výuková prezentace. VUT v Brně.
- [3] GIERAS, Jacek. *PERMANENT MAGNET MOTOR TECHNOLOGY: DESIGN AND APPLICATIONS*. 3rd ed. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2010. ISBN 978-1-4200-6440-7.
- [4] THURSTON, Martin. *HANDBOOK OF ELEKTRIC MOTORS*. Second Edition. Columbus, Ohio: Taylor & Francis Group, 2004. ISBN 978-0-8247-4105-1.
- [5] SEN, P.C. *Principles of electric machines and power electronics*. Third edition. United States of America: WILEY, 2013. ISBN 978-1-118-07887-7.
- [6] WEBENCH: Power Designer. *Texas Instrument* [online]. [cit. 2020-12-30]. Dostupné z: <https://tinyurl.com/ybv9hbhu>
- [7] EDesignSuite: The smart way to design your application. *ST: life.augmented* [online]. [cit. 2020-12-30]. Dostupné z: https://www.st.com/content/st_com/en/support/resources/edesign.html
- [8] LM5164-Q1: 100-V Input, 1-A synchronous buck DC/DC converter with ultra-low IQ. In: *Texas Instrument* [online katalogový list]. [cit. 2021-01-01]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm5164.pdf?ts=1609434858489>
- [9] PATOČKA, Miroslav. *VYBRANÉ STATĚ Z VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY: SVAZEK II Pulzní měniče bez transformátoru*. Brno, 2005. Skripta. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechnicky a komunikačních technologií.
- [10] *STM32G474xE: Arm Cortex* [online katalogový list]. In: . 2020 [cit. 2020-12-30]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stm32g474cb.pdf>
- [11] *STL135N8F7AG* [online katalogový list]. In: . 2016 [cit. 2020-12-31]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stl135n8f7ag.pdf>
- [12] *ST1S10: 3A, 900kHz, monolithic synchronous step-down regulator IC*. In: *ST* [online katalogový list]. [cit. 2021-01-01]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/ST1S10.pdf>
- [13] *LD39200: 2 A high PSRR ultra low drop linear regulator with reverse current protection* [online]. In: . [cit. 2021-01-04]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/LD39200.pdf>
- [14] STEVE, Mappus. Optimizing MOSFET Characteristics by Adjusting Gate Drive Amplitude. *Texas Instrument* [online Application Report]. 2018 [cit. 2021-01-01]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/an/slva341a/slva341a.pdf?ts=1609538431509>
- [15] KNOBLOCH, Jan, Jiří CTIBOR a Pavel VOREL. *Hardware concept of a new BLDC motor controller based on BCD technology*. Brno, 2019. Článek. Faculty of Electrical Engineering and Communication Brno University of Technology.

- [16] *SKV707014-CU: Copper & Aluminum Skived Fin Heat Sink* [online]. In: . s. 4 [cit. 2021-04-27]. Dostupné z: <http://www.wakefield-vette.com/Portals/0/skived%20fin/Wakefield%20Vette%20Copper%20and%20Aluminum%20Skived%20Fin.pdf>
- [17] KUPPAN, T. *Heat exchanger design handbook*. 2nd ed. Boca Raton: CRC Press, 2013. Mechanical engineering (CRC Press). ISBN 978-1-4398-4212-6.
- [18] Tabulka emisivit běžných materiálů. *Testo: measurement* [online]. [cit. 2021-05-11]. Dostupné z: https://www.testo.com/cz-CZ/Hodnoty+emisivit+nejd%C5%AFle%C5%BEit%C4%9Bj%C5%A1%C3%ADch+materi%C3%A1l%C5%AF/services_knowledgeable_thermography_emissivity_table
- [19] *L6498: High voltage high and low-side 2 A gate driver* [online]. In: . [cit. 2021-01-04]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l6498.pdf>
- [20] *MULTILAYER CERAMIC CHIP CAPACITORS: Automotive grade, MEGACAP type* [online]. In: . [cit. 2021-01-05]. Dostupné z: https://product.tdk.com/info/en/catalog/datasheets/mlcc_automotive_megacap_en.pdf
- [21] Aluminum Electrolytic Capacitor 120u/100V: Panasonic Industry. In: *Technická dokumentace* [online]. s. 5 [cit. 2021-05-11]. Dostupné z: <https://industrial.panasonic.com/cdbs/www-data/pdf/RDF0000/ABA0000C1255.pdf>
- [22] *BOURNS Series Current Sense Resistor: Model CSS2H-2512 500u/6W* [online]. In: . [cit. 2021-05-12]. Dostupné z: <https://www.bourns.com/docs/product-datasheets/css2h-2512.pdf>
- [23] B57332V5103F360: NTC thermistors for temperature measurement. In: : *Technická dokumentace* [online]. [cit. 2021-05-22]. Dostupné z: https://product.tdk.com/en/system/files?file=dam/doc/product/sensor/ntc/chip-ntc-thermistor/data_sheet/50/db/ntc/ntc_smd_automotive_series_0603.pdf
- [24] *Krystal 20MHz: Kyocera Electronic Components* [online]. In: . [cit. 2021-05-22]. Dostupné z: https://cz.mouser.com/datasheet/2/909/kyocera_electronic_devices_knsk-s-a0002837633-1-1747914.pdf
- [25] *HRTIM cookbook: Application note AN4539* [online]. [cit. 2021-05-22]. Dostupné z: https://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/13/d6/48/9d/11/11/4c/08/DM00121475.pdf/files/DM00121475.pdf/jcr:content/translations/en.DM00121475.pdf

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

ADC	analog-digitální převodník
Al	hlíník (materiál elektrod elektrolytického kondenzátoru)
ARM	Advanced RISC machine (výrobce mikrokontrolerů)
BLDC	bezkartáčový stejnosměrný
CAN	controller area network
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer
CPU	central processing unit
DC	direct current
DEM	diode emulation mode
DPS	deska plošných spojů
ECM	electronically commutated motor
EMC	electro magnetic compability
ESD	electro-static discharge
FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
FOC	field-oriented control
FPU	floating-point unit
HRTIM	High resolution timer
HAL	Hardware Abstraction layer
HSE	High speed external clock
HSI	High speed internal clock
I ² C	inter-integrated circuit
IO	integrovaný obvod
LDO	low dropout
LL	low level driver
NTC	negative temperature coefficient
OZ	operační zesilovač
PCB	printed circuit board
PMAC	permanent magnet alternating current
PMSM	permanent magnet synchronous motor
PTC	positive temperature coefficient
PWM	pulse width modulation
RC	radio controlled model filtr dolní propusti
RCC	periferie pro kontrolu oscilátorů
SAR	Register s postupnou aproximací
SMD	součástky pro povrchovou montáž
SPI	serial peripheral interface
SRAM	static random-access memory

ST	(výrobce integrovaných obvodů a mikrokontrolerů)
TDK	Tokyo Denki Kagaku (výrobce součástek)
TIM	Timer
USART	universal synchronous/asynchronous receiver transmitter
VUT	Vysoké učení technické v Brně

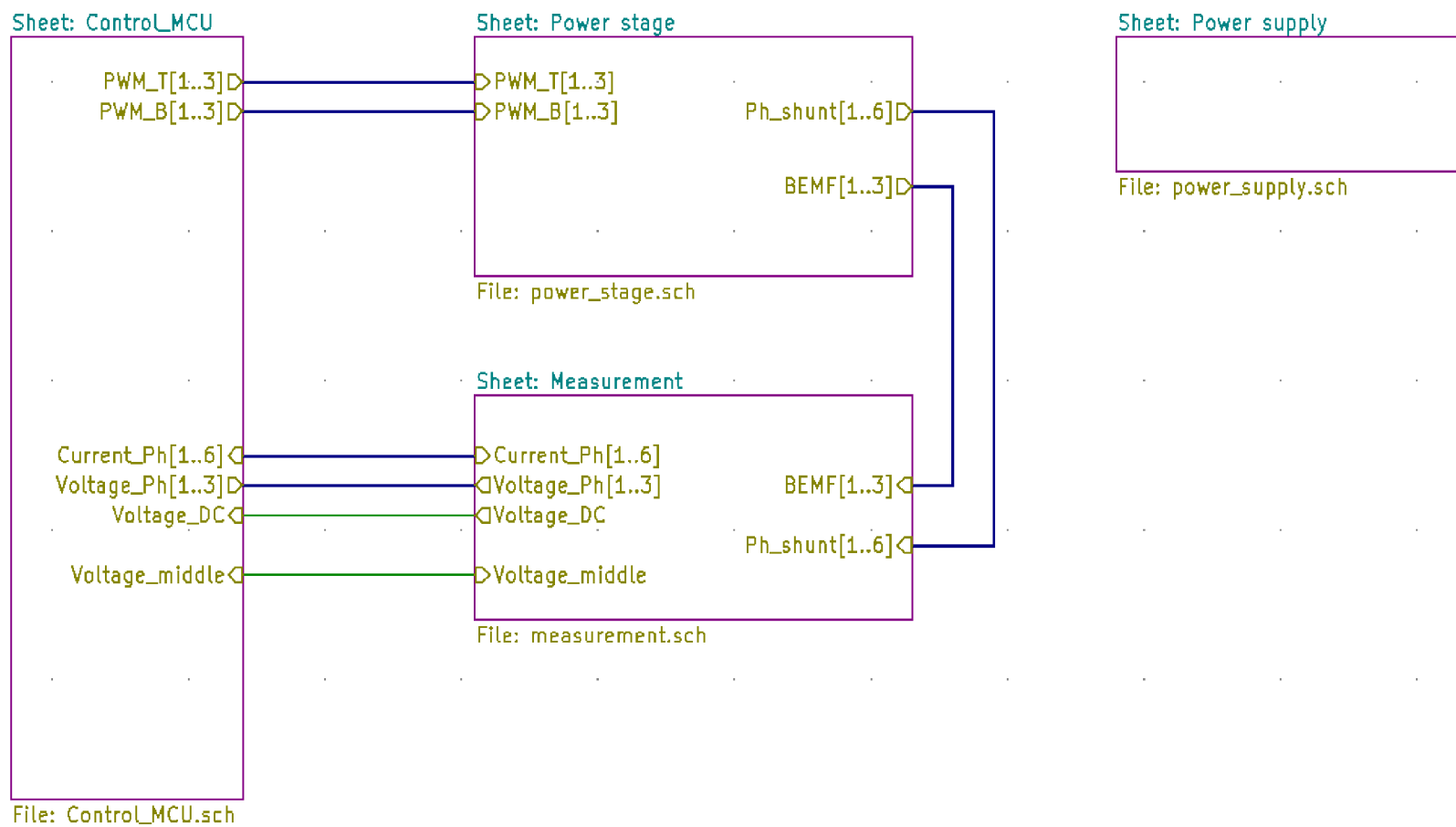
Symboly:

B	magnetická indukce	(T)
C_{boot}	Kapacita bootstrap kondenzátoru	(F)
C_{ext}	Kapacita na řídím pinu tranzistoru	(F)
C_{out}	Filtrační výstupní kapacita kondenzátoru	(F)
f_{pwm}	Obnovovací frekvence pulzní šířkové modulace	(Hz)
f_{sw}	Spínací frekvence	(Hz)
$h_f(t)$	koeficient přestupu tepla	(Wm ⁻² K ⁻¹)
i	napájecí proud	(A)
I_{DC}	Stejnoseměrný proud	(A)
I_{DC-sat}	Saturační stejnosměrný proud	(A)
I_{ef}	Efektivní hodnota proudu	(A)
I_{efAC}	Efektivní hod. střídavé složky zvlnění proudu na tlumivce	(A)
I_{RMS}	Efektivní hodnota proudu	(A)
I_{sink}	Odebraný proud budiče	(A)
I_{source}	Dodaný proud budičem	(A)
K_u	Napět'ové zesílení	(-)
L	Indukčnost	(H)
P/T	Celkový výkon/momentu	(W/Nm)
P_x	výkon x-tou fází	(W)
Q_g	Celkový náboj pinu gate tranzistoru	(C)
Q_{rr}	Náboj při zpětné zotavení diody	(C)
R_{DC}	Odpor vinutí tlumivky	(Ω)
$R_{DS(on)}$	Odpor mezi silov.piny tranzist. v sepnutém stavu	(Ω)
R_{FB}	Odpor děliče napětí	(Ω)
s	Střída	(-)
$t_{d(off)}$	Časový úsek sestupné spínací hrany	(s)
$t_{d(on)}$	Časový úsek náběžné spínací hrany	(s)
t_{fall}	Čas potřebný na změnu z vysoké do nízké úrovně	(s)
t_{rise}	Čas potřebný na změnu z nízké do vysoké úrovně	(s)
t_{rr}	Časový úsek zpětného zotavení diody	(s)
U_{GS}	Napětí gate-souce tranzistoru	(V)

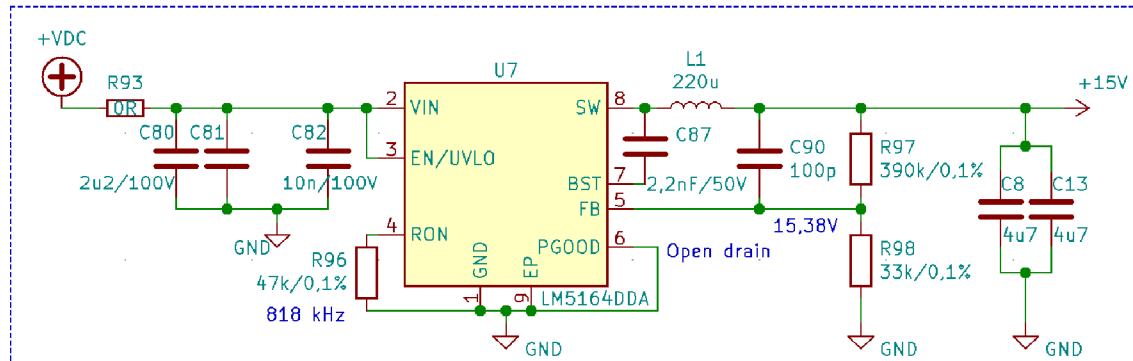
U_{SD}	Napětí substrátové diody v propustném stavu	(V)
V	indukované napětí	(V)
V_{DS}	Mezní napětí drain-source tranzistoru mosfet	(V)
V_{in}	Vstupní napětí	(V)
V_{out}	Výstupní napětí	(V)
ΔI_{p-p}	Zvlnění proudu špička-špička	(A)
ΔU	Zvlnění výstupního napětí	(V)
ε	emisivita povrchu	(-)
η	Celková účinnost motoru	(-)
ϑ	teplota	(°C)
P_2	Výkon motoru na hřídeli	(W)
$P_{D,v}$	Ztráty na měniči vedením substrátových diod	(W)
$P_{p\Sigma}$	Přepínací ztráty tranzistorů měniče	(W)
P_{v1}	Ztráty vedením na jednom tranzistoru	(W)
$P_{v\Sigma}$	Ztráty vedením tranzistorů měniče	(W)

Příloha A - Schéma zapojení

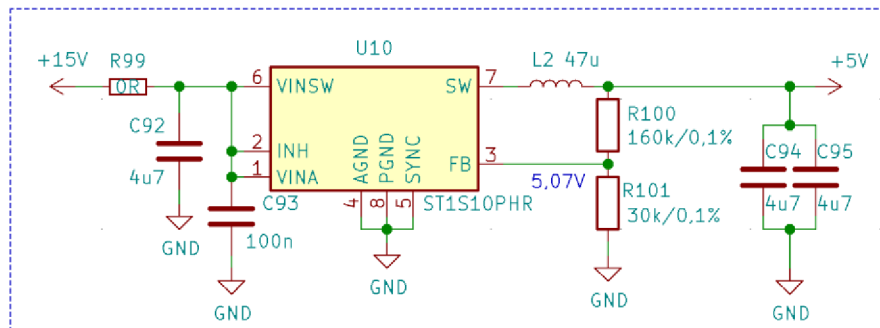
A.1 Propojení schémat



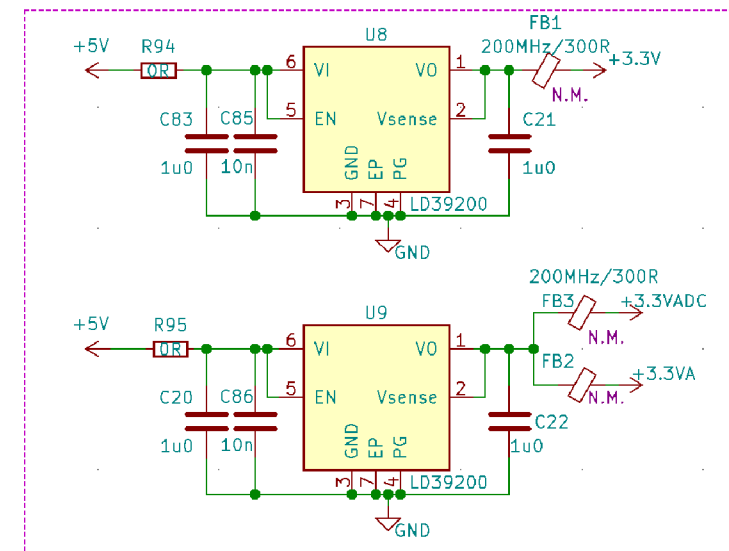
A.2 Pomocné napět'ové zdroje (power_supply.sch)



Synchronous StepDown Inverter 48V->15V

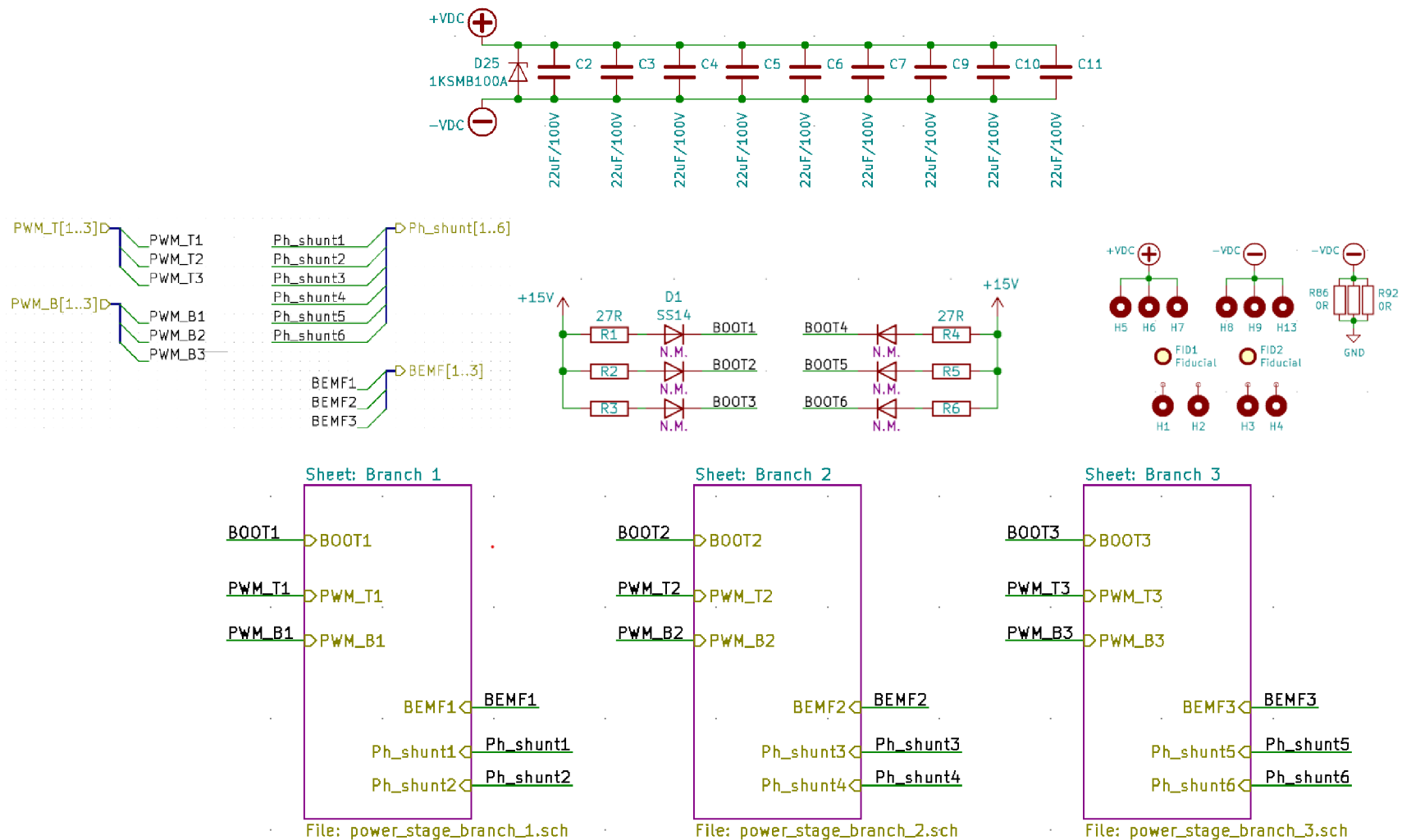


Synchronous StepDown Inverter 15V->5V

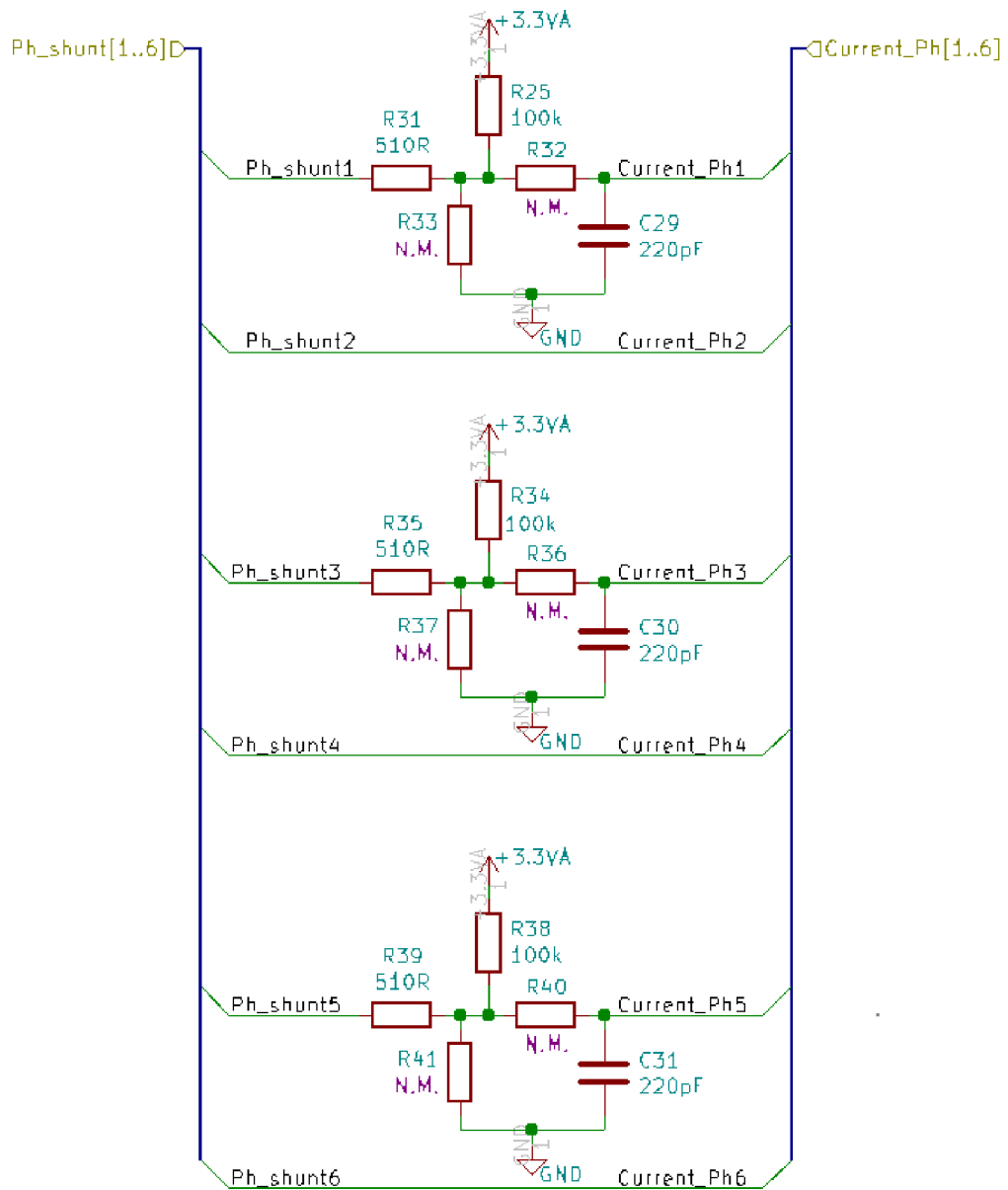


Low-dropout regulators (LDO)

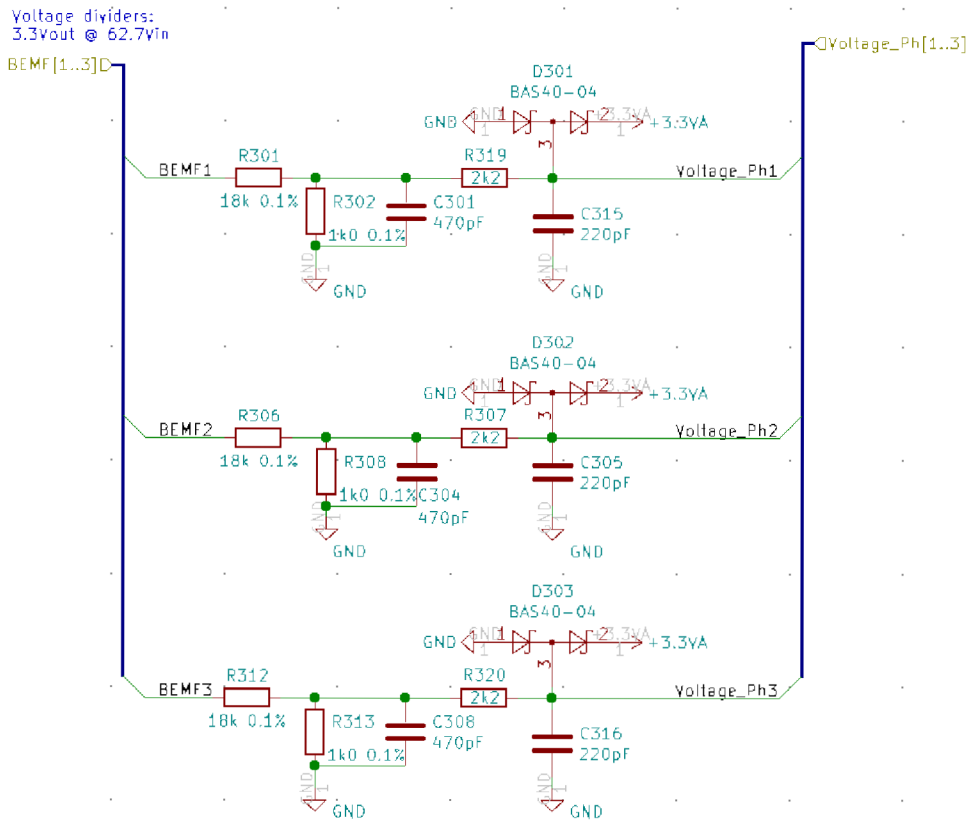
A.3 Silovy obvod (power_stage.sch)



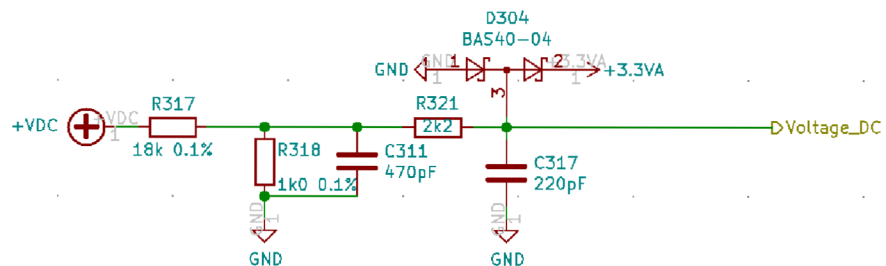
A.4 Měření proudu (measurement.sch)



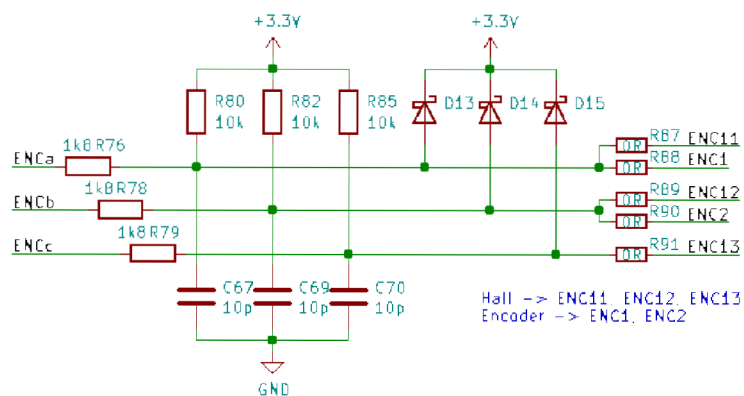
Merění indukovaného napětí na neaktivní fázi



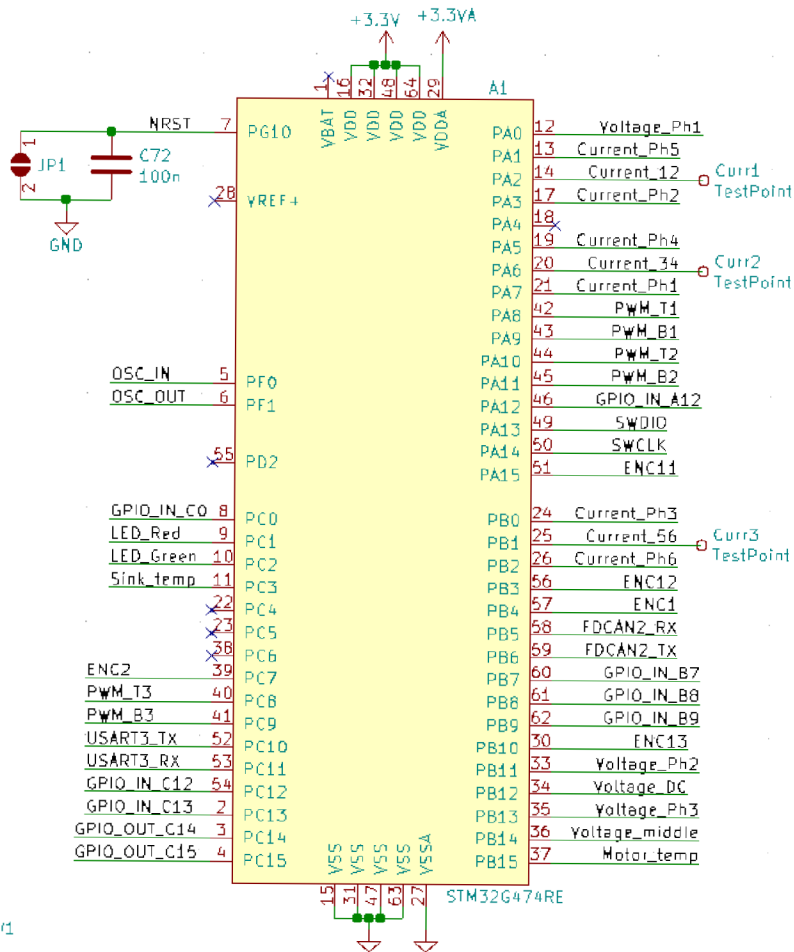
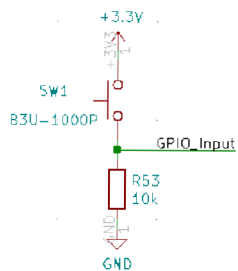
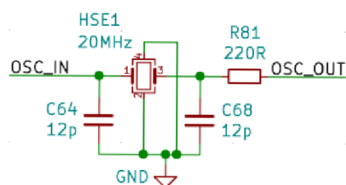
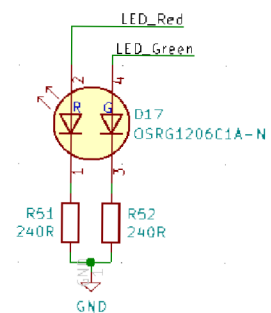
Merění napětí meziobvodu

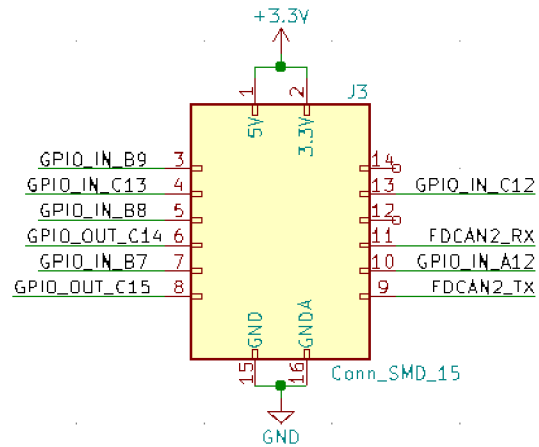
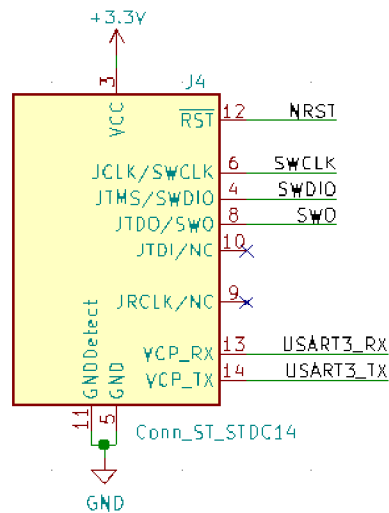


Informace z Hallových sond nebo Encoderu



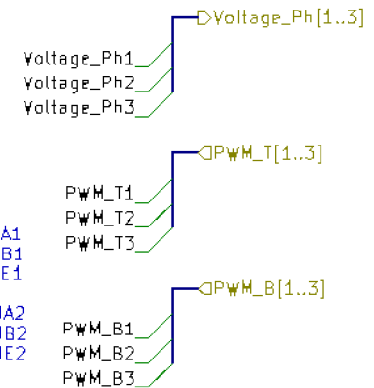
A.5 Mikrokontroler





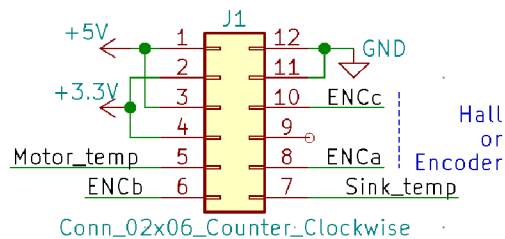
PWM_T1 -> HRTIM1_CHA1
 PWM_T2 -> HRTIM1_CHB1
 PWM_T3 -> HRTIM1_CHE1

 PWM_B1 -> HRTIM1_CHA2
 PWM_B2 -> HRTIM1_CHB2
 PWM_B3 -> HRTIM1_CHE2



UŽIVATELSKE VÝSTUPY:

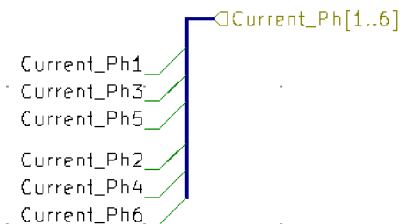
1. Pohon skůtru
- 1.1 Požadované otáčky (nebo proud) -> GPIO_IN_A12
- 1.2 Info. o zmačknutí brzdy (vypnutí motoru) -> GPIO_IN_C12
- 1.3 Info. reverzace otacek -> GPIO_IN_B7
- 1.4 Nouzové vypnutí -> GPIO_IN_B8
- 1.5 Rezerva -> GPIO_IN_B9
- 1.6 Rezerva -> GPIO_IN_C13



Current_12 -> CURR1
 Current_34 -> CURR2
 Current_56 -> CURR3

Current_Ph1 -> SHUNT1_P
 Current_Ph3 -> SHUNT2_P
 Current_Ph5 -> SHUNT3_P

 Current_Ph2 -> SHUNT1_N
 Current_Ph4 -> SHUNT2_N
 Current_Ph6 -> SHUNT3_N



Příloha B - Vrstvy měniče

