



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 TYPU BACK-TO-BACK PRO MOTORY A GENERÁTORY

BACK-TO-BACK INVERTER FOR MOTORS AND GENERATORS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Wich

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Knobloch,

Ph.D.

BRNO 2024

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Petr Wich

ID: 211392

Ročník: 2

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Měnič typu back-to-back pro motory a generátory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Sestavte a oživte řídicí obvody měniče.
2. Navrhnete řídicí algoritmus měniče a otestujte jeho funkci v simulaci.
3. Implementujte řídicí algoritmus a otestujte jeho funkci.
4. Ověřte výkonové dimenzování měniče.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.

NOVOTNY, D. W. a LIPO, T. A. Vector Control and Dynamics of AC Drives. 1. New York, USA: Oxford University Press, 1996. ISBN 978-0-19-856439-3.

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 20.5.2024

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 práce byl návrh a realizace měniče typu back-to-back. Jedná se o nepřímý měnič frekvence se stejnosměrným meziobvodem a aktivním usměřovačem. Nejprve je popsán postup při návrhu jednotlivých komponent s výpočtem jejich provozních parametrů. Dále je popsáno propojení částí a sestavení měniče včetně virtuálního modelu. Následně byl vytvořen matematický model měniče, na kterém byl otestován řídicí algoritmus. V další části byla ověřena správnost snímání analogových hodnot řídicí elektronikou. Nakonec byla provedena zkušební měření, při kterých byly ověřeny provozní parametry měniče včetně ověření výkonového dimenzování.

Klíčová slova

Back-to-back, trojfázový střídač, dimenzování měniče, aktivní usměřovač, frekvenční měnič, tranzistor IGBT, pulzní šířková modulace, X2C

Abstract

The aim of this thesis was to design and implement a back-to-back converter. It is an indirect frequency converter with a DC intermediate circuit and an active rectifier. First of all design procedure of the individual components is described with the calculation of their operating parameters. Next, the interconnection of the components and the assembly of the inverter including a virtual model is described. Subsequently, a mathematical model of the inverter was created and the control algorithm was tested on it. In the next part, the correctness of analogue value sensing by the control electronics was verified. Finally, test measurements were carried out to verify the operating parameters of the inverter, including verification of the power sizing.

Keywords

Back-to-back, three-phase inverter, inverter sizing, active rectifier, frequency converter, IGBT transistor, pulse width modulation, X2C

Bibliografická citace

WICH, Petr. Měníč typu back-to-back pro motory a generátory [online]. Brno, 2024 [cit. 2024-03-31]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/160145>. 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 Wich
VUT ID studenta:	211392
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2023/24
Téma závěrečné práce:	MĚNIČ TYPU BACK-TO-BACK PRO MOTORY A GENERÁTORY

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: 20.5.2024

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu mé diplomové práce Ing. Janu Knoblochovi, Ph.D za účinnou metodickou a odbornou pomoc a mnoho cenných rad při zpracování a praktické výrobě mé diplomové práce. Především oceňuji jeho obětavost pomoci mi s řešením všech problémů, jeho pomoc pro mě byla velkým přínosem.

Obsah

1. POPIS MĚNIČE A PRVKŮ JEHO ŘÍZENÍ.....	13
1.1 MĚNIČ TYPU BACK-TO-BACK A JEHO KONSTRUKCE.....	13
1.2 AKTIVNÍ KOREKCE ÚČINÍKU	14
1.3 ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU METODOU U/F.....	15
2. NÁVRH VÝKONOVÝCH PRVKŮ	16
2.1 VÝKONOVÁ ELEKTRONIKA	16
2.2 MODULY IGBT TRANZISTORŮ.....	17
2.3 STEJNOSMĚRNÝ MEZIOBVOD	18
2.4 CHLADIČ	19
2.5 TEPELNÁ ANALÝZA VÝKONOVÉ ČÁSTI.....	20
2.5.1 Ztrátový výkon na modulech	20
2.5.2 Tepelné schéma.....	22
2.5.3 Maximální provozní proud.....	22
2.6 KOMPONENTY PRO PŘIPOJENÍ K SÍTI	23
2.7 SÍŤOVÉ TLUMIVKY.....	24
2.8 NABÍJENÍ MEZIOBVODU	25
3. NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ	27
3.1 ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKA.....	27
3.2 NASTAVENÍ MODULU PRO ZPRACOVÁNÍ ANALOGOVÉHO SIGNÁLU	27
3.3 BUDIČE TRANZISTORŮ	27
3.4 PROPOJENÍ VÝKONOVÉ ČÁSTI S ŘÍDÍCÍ ELEKTRONIKOU	33
3.5 SNÍMÁNÍ FÁZOVÝCH PROUDŮ	34
3.6 SNÍMÁNÍ FÁZOVÉHO NAPĚTÍ SÍŤE.....	36
3.7 ZAPOJENÍ PRO SNÍMÁNÍ NAPĚTÍ MEZIOBVODU	38
3.8 ZAPOJENÍ PRO SNÍMÁNÍ TEPLoty MODULŮ.....	38
4. MECHANICKÁ KONSTRUKCE	40
4.1 VIRTUÁLNÍ MODEL MĚNIČE	40
4.2 SESTAVENÍ SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE	42
4.3 DOPLNĚNÍ MĚNIČE O ŘÍZENÍ A ELEKTRICKÉ PROPOJENÍ	43
5. ŘÍZENÍ MĚNIČE	44
5.1 MATEMATICKÝ MODEL MĚNIČE.....	44
5.2 BLOKOVÉ SCHÉMA ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU	45
5.3 APLIKACE ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU NA MATEMATICKÉM MODELU	48
5.4 POUŽITÍ X2C	51
5.5 NASTAVENÍ PWM	52
5.6 NASTAVENÍ GPIO	52
5.7 ČTENÍ ADC	53
6. TESTOVÁNÍ MĚNIČE.....	54
6.1 OVĚŘENÍ FUNKCE MĚŘENÍ NAPĚTÍ	54
6.2 OVĚŘENÍ FUNKCE MĚŘENÍ TEPLoty MODULŮ.....	54

6.3	NABÍJENÍ MEZIIOBVODU	55
6.4	OVĚŘENÍ FUNKCE BUDIČŮ	57
6.5	ZATĚŽOVACÍ ZKOUŠKA S JEDNOFÁZOVOU TLUMIVKOU	61
6.6	ZATĚŽOVACÍ ZKOUŠKA CELÉHO MĚNIČE	64
6.7	DOPORUČENÉ ÚPRAVY MĚNIČE NA ZÁKLADĚ ZKOUŠEK.....	72
7.	ZÁVĚR.....	73

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Schéma zapojení měniče s aktivním usměrňovačem.....	13
Obrázek 2 Průběh síťového napětí a proudu u třífázového usměrňovače bez PFC	14
Obrázek 3 Schéma zapojení výkonové elektroniky	16
Obrázek 4 Zapojení konektorů na výkonové desce	17
Obrázek 5 Výkonová elektronika měniče [1]	17
Obrázek 6 Vnitřní schéma modulu FS150R12KT3 [5]	18
Obrázek 7 Chladič	19
Obrázek 8 Tepelné schéma kombinace tranzistoru a diody	22
Obrázek 9 Závislost efektivního proudu měničem na frekvenci PWM	23
Obrázek 10 Schéma zapojení silové části měniče.....	24
Obrázek 11 Zapojení konektoru budiče pro připojení tranzistoru	28
Obrázek 12 Zapojení vstupní strany budiče.....	29
Obrázek 13 Zapojení výstupní strany budiče.....	30
Obrázek 14 Osazená deska budiče.....	31
Obrázek 15 Popis řídicí elektroniky	33
Obrázek 16 Zapojení konektoru pro připojení snímače proudu	35
Obrázek 17 Deska pro umístění snímačů proudu	35
Obrázek 18 Schéma pro zpracování signálu ze snímače fázového proudu.....	35
Obrázek 19 Zapojení konektoru napětíového transformátoru	36
Obrázek 20 Desky fázových transformátorů.....	37
Obrázek 21 Schéma pro zpracování signálu z napětíového transformátoru.....	37
Obrázek 22 Schéma pro zpracování signálu ze snímače napětí meziobvodu	38
Obrázek 23 Schéma měření odporu termistoru.....	39
Obrázek 24 Virtuální model měniče	40
Obrázek 25 Uchycení cívek ve stojanu.....	41
Obrázek 26 Kompletní uspořádání měniče	42
Obrázek 27 Umístění cívek a síťových prvků měniče	42
Obrázek 28 Pohled na přední stranu měniče.....	43
Obrázek 29 Pohled dovnitř měniče.....	43
Obrázek 30 Model síťové části měniče v programu Simulink.....	44
Obrázek 31 Model měniče v programu Simulink	45
Obrázek 32 Algoritmus zapínání měniče.....	46
Obrázek 33 Blokové zapojení řízení modulace PWM	46
Obrázek 34 Přepočítání odporu na teplotu.....	46
Obrázek 35 Graf závislosti teploty NTC na jeho odporu.....	47
Obrázek 36 Propojení modelu s řídicím algoritmem	48
Obrázek 37 Průběhy proudů při zapnutí měniče.....	49
Obrázek 38 Průběh proudu a napětí jedné fáze s aktivním PFC	49
Obrázek 39 Průběh signálů fázového závěsu.....	50
Obrázek 40 Průběhy proudu a napětí na motorové straně měniče	51
Obrázek 41 Naplnění (nastavení) vstupních proměnných ve struktuře X2C	52
Obrázek 42 Srovnání měření fázového napětí řídicí elektronikou a pomocí osciloskopu	54
Obrázek 43 Reálný průběh napětí na meziobvodu při jeho nabíjení	56
Obrázek 44 Průběh proudu dvěma fázemi při nabíjení meziobvodu	56
Obrázek 45 Schéma zapojení měření metodou twinshoot	57
Obrázek 46 Průběh řídicího signálu ovládajícího tranzistor	57

Obrázek 47 Sestava pro měření metodou twinshoot.....	58
Obrázek 48 Naměřené průběhy při zapínání a vypínání tranzistoru	59
Obrázek 49 Naměřené průběhy při zapínání a vypínání tranzistoru v širším pohledu.....	59
Obrázek 50 Průběh napětí na tranzistoru v případě vybavení ochrany	60
Obrázek 51 Průběh proudu v závislosti na čase na použité tlumivce	61
Obrázek 52 Měřicí pracoviště pro zkoušku s jednofázovou tlumivkou.....	62
Obrázek 53 Průběh proudu procházející tlumivkou s maximální hodnotou 24 A	62
Obrázek 54 Průběh proudu procházející tlumivkou s maximální hodnotou 11 A	63
Obrázek 55 Saturovaný průběh proudu tlumivkou	63
Obrázek 56 Schéma zapojení měniče pro zatěžovací měření	64
Obrázek 57 Chlazení měniče při zatěžovací zkoušce	65
Obrázek 58 Sestavení měřicí soustavy.....	65
Obrázek 59 Algoritmus použitý pro řízení měniče při zatěžovací zkoušce	66
Obrázek 60 Rozdíl okamžité hodnoty řídicího úhlu stran měniče	66
Obrázek 61 Vzájemné posunutí modulačního činitele mezi stranami měniče (horní průběh-fáze 4,5,6; spodní průběh-fáze 1,2,3).....	67
Obrázek 62 Průběh proudu jednou fází při výkonu 13,5 kW.....	68
Obrázek 63 Termální snímek tranzistorových modulů	69
Obrázek 64 Termální snímek připojovacích prvků.....	69
Obrázek 65 Termální snímek budičů tranzistoru	70
Obrázek 66 Termální snímek síťové tlumivky	70
Obrázek 67 Termální snímek přídatné tlumivky.....	71

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Teplotní parametry IGBT modulu	18
Tabulka 3 Zapojení svorkovnice budičů k řídicí elektronice	29
Tabulka 4 Propojení komponent s řídicí elektronikou 1/2	33
Tabulka 5 Propojení komponent s řídicí elektronikou 2/2	34
Tabulka 6 Hodnoty pro nastavení přepočtu odporu termistoru na napětí	39
Tabulka 7 Rozdělení tranzistorů k odpovídajícím časovačům	52
Tabulka 8 Diagram čtení ADC	53
Tabulka 9 Teploty uvnitř modulů a mezi žebry chladiče	55
Tabulka 10 Zaznamenané parametry při různých výkonech	67
Tabulka 11 Oteplení měniče při zatěžovacím testu	68

ÚVOD

V práci je popsán návrh měniče typu back-to-back. Lze ji použít jako technickou dokumentaci pro obsluhu a vytváření řídicího algoritmu při použití navrženého měniče. Za tímto účelem jsou v práci uvedeny parametry všech použitých součástí.

Využití frekvenčního měniče s aktivním usměřovačem přináší oproti běžnému frekvenčnímu měniči řadu výhod. Mezi nejvýznamnější z nich patří aktivní korekce účinníku, která umožňuje harmonický tvar odebíraného proudu ze sítě a nastavení vhodného fázového posunu vůči napětí. Další výhodou je možnost zvýšení napětí ve stejnosměrném meziobvodu a provozu ve všech výkonových kvadrantech. Běžný frekvenční měnič neumožňuje dodávání elektrické energie do sítě, je buď mařena na brzděném rezistoru, nebo uvnitř ovládaného stroje. To dělá z tohoto typu měniče značně univerzální zařízení vhodné k ovládnání nejen motorů, ale i generátorů.

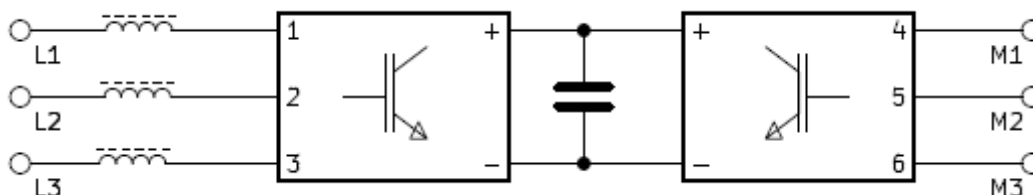
Nevýhodou může být složitější konstrukce výkonové části vyžadující dvojnásobný počet polovodičových prvků, vyšší náročnost na řídicí elektroniku a vyšší ztráty měniče při stejném výstupním výkonu. Měniče s aktivním usměřovačem je výhodné používat se stroji vyšších výkonů.

V závěru práce jsou uvedeny výsledky měření provedených na navrhovaném měniči. Při měření byly ověřeny parametry měniče a na jejich základě byly navrženy možné úpravy a doporučení pro použití měniče.

1. POPIS MĚNIČE A PRVKŮ JEHO ŘÍZENÍ

1.1 Měnič typu back-to-back a jeho konstrukce

Samotný pojem back-to-back v technické praxi označuje zařízení nebo soustavu, kde je umožněn oboustranný tok energie mezi dvěma zdroji. V případě výkonového měniče pro asynchronní stroje, který je předmětem této práce, se jedná o nepřímý měniče, který umožňuje propojení rozvodné sítě a asynchronního stroje. Zařízení pracuje ve všech čtyřech kvadrantech.



Obrázek 1 Schéma zapojení měniče s aktivním usměrňovačem

Na vstupní i výstupní straně měniče je střídavé napětí, zatímco uprostřed se nachází stejnosměrný meziobvod. Tento typ měničů se nazývá nepřímý měnič frekvence se stejnosměrným meziobvodem. Stejnosměrný meziobvod slouží pro vyrovnání napěťové hladiny mezi stranami měniče. Při použití PWM je možné regulovat velikost modulovaného napětí na obou stranách měniče.

Na obou koncích měniče se nachází tři tranzistorové větve sestávající ze dvou sériově zapojených tranzistorů, doplněných o antiparalelní (nulové) diody. Pokud nejsou tranzistory využívány, chová se daná strana jako běžný třífázový usměrňovač.

V případě použití aktivní korekce účinnosti je zapotřebí, aby napětí v meziobvodu bylo vyšší než napětí, které by bylo na výstupu neřízeného usměrňovače. K rozvodné síti není možné připojit aktivní usměrňovač přímo. Je nutné mezi měnič a síť vložit LC filtr. Indukčnost je nutná pro správnou funkci měniče, neboť síť se chová jako zdroj napětí s malou výstupní impedancí a pulzní měnič pracuje takřka jako zvyšující měnič.

Výstupní stranu měniče není potřeba doplňovat o filtrační tlumivky, neboť se předpokládá připojení motoru, který je přirozeně induktivní zátěž.

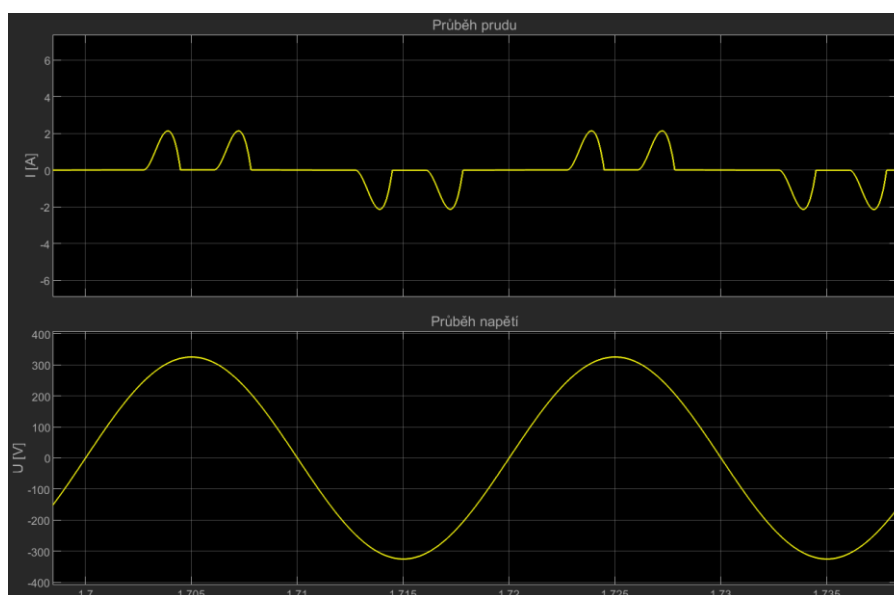
Na obou stranách měniče je nutné snímat procházející proud pro jeho regulaci. Síťovou stranu měniče je třeba synchronizovat s připojenou rozvodnou sítí. Jak z pohledu modulované frekvence, tak napětí. Za tímto účelem se využívá fázového závěsu. Pokud by řídicí algoritmus nebyl synchronizován s distribuční sítí, nebylo by možné používat aktivní PFC.

V neposlední řadě je důležité snímat hodnotu napětí na meziobvodu. Tato informace se uplatňuje nejen při výpočtech potřebné střídavy pro vytvoření požadovaného

napětí na obou stranách měniče, ale především pro zpětnovazební regulaci aktivního usměrňovače.

1.2 Aktivní korekce účinníku

V případě použití šesti pulzního neřízeného usměrňovače napájeného střídavým napětím vznikají, vlivem nabíjení filtračního kondenzátoru, proudové špičky. Tyto špičky způsobují zvlnění proudu odebíraného ze sítě a vznik elektromagnetického rušení, ale hlavně takový proud obsahuje více vyšších harmonických složek, které se podílejí na vzniku ztrát v rozvodné síti. Velikost a doba trvání těchto špiček závisí na proudu odebíraném z filtračního kondenzátoru. U přístroje s proměnnou zátěží tedy nelze předem určit přesné parametry špiček.



Obrázek 2 Průběh síťového napětí a proudu u třífázového usměrňovače bez PFC

Průběh proudu a napětí na obrázku zobrazuje průběhy vzniklé na jedné fázi u třífázového neřízeného usměrňovače. Za jednu půlplnu napětí jsou vytvořeny dvě proudové špičky. To je zapříčiněno vzájemnou interakcí tří fází.

PFC se tedy používá za účelem odstranění těchto špiček vytvořením průběhu proudu, který bude mít průběh tvarem blízký k průběhu napětí a kompenzace účinníku. V případě malých výkonů nebo předpokladu funkce zařízení s konstantní zátěží lze použít pasivní PFC.

Pasivní PFC lze vytvořit kapacitní nebo induktivní. Kapacitní filtr je jednodušší na implementaci, protože v případě induktivního je zapotřebí velké tlumivky. Průběhy proudu při použití těchto filtrů nemají sinusový průběh. Je ale nesrovnatelně jednodušší na implementaci do navrhovaného zařízení. Jak už z názvu vyplývá, jedná se o pasivní

způsob složený z pasivních součástek. Zatímco aktivní PFC vyžaduje řízení elektronikou a polovodičové komponenty, kterými ho je dosahováno.

Aktivní PFC se nejčastěji skládá z tranzistorů v kombinaci s usměrňovacími diodami a cívkami v každé fázi. K řízení PFC je nutné snímat hodnoty proudu jednotlivými fázemi, hodnotu napětí ve fázích a jejich pořadí, aby bylo možné zjistit kmitočet sítě a kompenzovat účinník zařízení. Řídící algoritmus také musí mít informaci o napětí, které se nachází na meziobvodu. Pokud by tuto informaci neměl, docházelo by k nebezpečnému růstu napětí při malém odběru na výstupu.

[2], [3]

1.3 Řízení asynchronního motoru metodou U/f

Metoda U/f, neboli skalární řízení motoru spočívá ve změně frekvence úměrně k napětí motoru. Synchronní otáčky stroje ω_s jsou přímo úměrné frekvenci napájecího napětí f a nepřímo úměrné počtu pólových párů stroje p .

$$\omega_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} \quad (1)$$

U asynchronního motoru jsou reálné otáčky stroje ω určeny jako

$$\omega = \omega_s \cdot (1 - s), \quad (2)$$

kde s je hodnota skluzu. Se změnou frekvence napájecího napětí musí zároveň docházet i ke změně hodnoty modulovaného napětí. Pokud by tomu tak nebylo, docházelo by k přesycování motoru. Sprážený magnetický tok motorem odpovídá integrálu z napětí. Proto musí platit vztah

$$\frac{U_1}{\omega_s} = konst. \quad (3)$$

U modulovaných průběhů výstupního signálu frekvenčního měniče nestačí měnit pouze frekvenci, ale musí se měnit i hodnota sdruženého napětí tohoto signálu. Konstantní hodnota poměru napětí a frekvence je nutné nastavit pro každý motor dle jeho jmenovitých hodnot.

[2], [4]

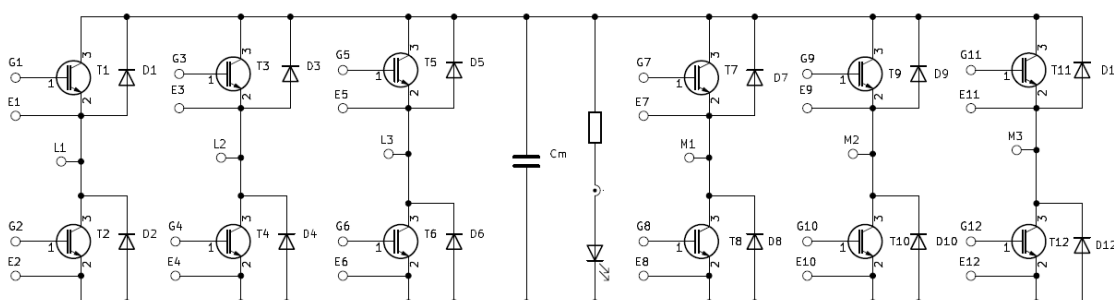
2. NÁVRH VÝKONOVÝCH PRVKŮ

Měnič byl navržen na základě již existující výkonové elektroniky, která byla předmětem bakalářské práce [1]. Dle uvedených parametrů by výkonové dimenzování měniče mělo být provedeno tak, aby jmenovitý výkon na výstupu měniče byl 30 kW při napětí na meziobvodu 600 V.

Od parametrů elektroniky se odvíjel návrh zbytku měniče. Proto byla provedena kontrola návrhu a ověření, zda uvedené hodnoty nebyly příliš optimistické. Kontrola zároveň sloužila k odhalení případných dodatečné úpravy, které v textové části práce nebyly uvedeny. V rámci kontroly tak byly popsány všechny komponenty nacházející se na desce výkonové elektroniky.

2.1 Výkonová elektronika

Výkonová elektronika sestává z modulů IGBT tranzistorů, stejnosměrného meziobvodu a chladiče modulů.

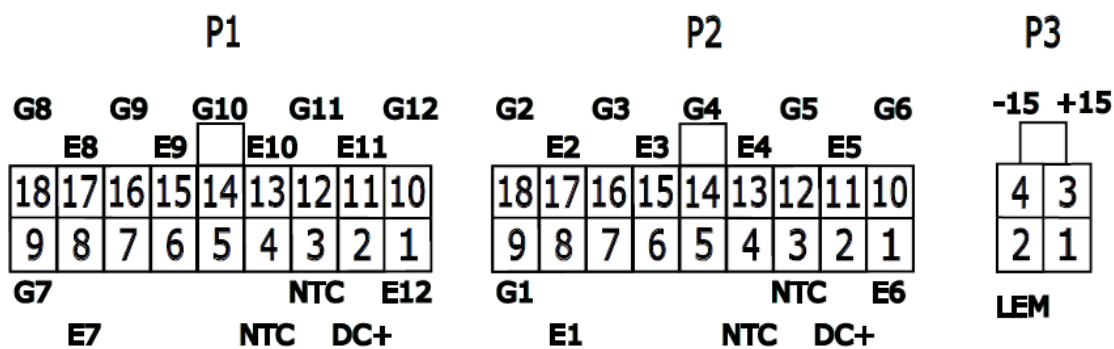


Obrázek 3 Schéma zapojení výkonové elektroniky

Hlavní součástí výkonové části jsou moduly IGBT tranzistorů. Pro každou stranu měniče byl použit jeden modul. Moduly byly umístěny na společném chladiči.

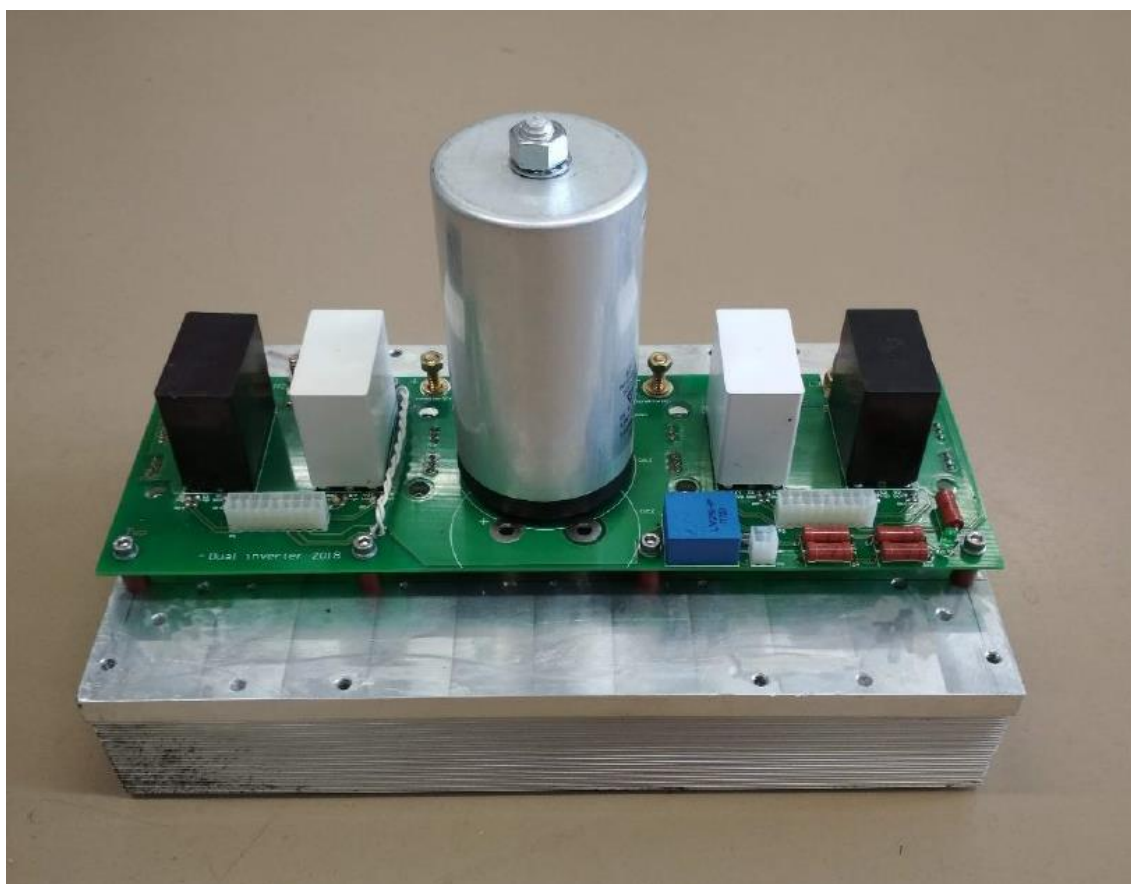
Stejnoseměrný meziobvod sestává z velkokapacitního kondenzátoru, kondenzátorů s nižší kapacitou pro pohlcení napěťových špiček na modulech, LEM snímače pro měření napětí doplněného o odpory vytvářející potřebný proud a LED diodu signalizující nabití meziobvodu.

Všechny součástky jsou přiletovány na společnou desku plošného spoje. Na desce se zároveň nachází tři konektory. Dvojice konektorů P1 a P2 slouží k připojení řízení tranzistorů. Jejich označení je MF42-SD-18. Samostatný 4 pinový konektor P3 s označením MF42-SD-04 slouží k propojení snímání napětí s řídicí elektronikou.



Obrázek 4 Zapojení konektorů na výkonové desce

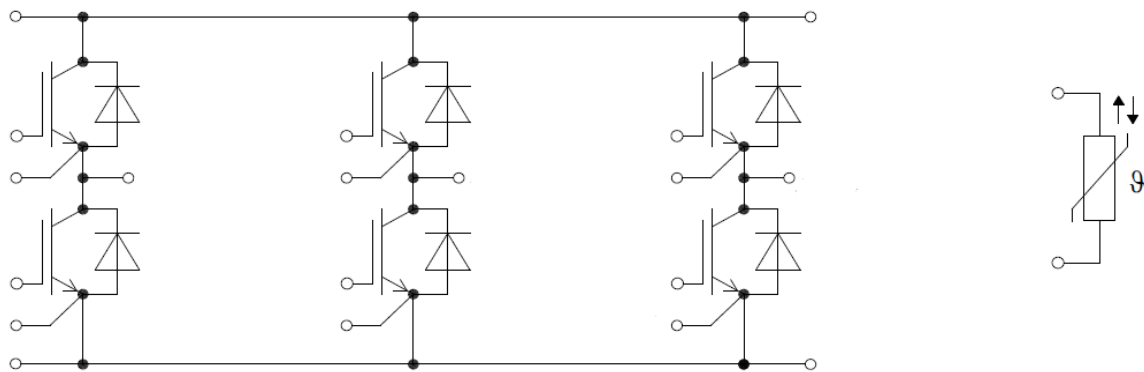
Označení pinů kolektoru a emitoru odpovídá označení ve schématu viz Obrázek 3.



Obrázek 5 Výkonová elektronika měniče [1]

2.2 Moduly IGBT tranzistorů

Moduly byly použity FS150R12KT3 od výrobce INFINEON. Obsahují tři tranzistorové větve s antiparalelními diodami a snímač NTC pro měření teploty uvnitř modulu.



Obrázek 6 Vnitřní schéma modulu FS150R12KT3 [5]

Každý z tranzistorů má vyvedené hradlo a emitor. Dle katalogových údajů je maximální povolené napětí na tranzistorech i diodách $U_{CE} = 1200 \text{ V}$. Pro proud je pak udávána hodnota $I_{cmax} = 150 \text{ A}$. Dále je udávána doba zapnutí tranzistoru $t_{don} = 0,29 \mu\text{s}$ a doba vypnutí tranzistoru $t_{doff} = 0,52 \mu\text{s}$. Obě hodnoty jsou dány za podmínek $U_{GE} = \pm 15 \text{ V}$, $I_c = 150 \text{ A}$, $U_{CE} = 600 \text{ V}$, $R_{Gon} = R_{Goff} = 2,4 \Omega$.

Modul obsahuje teplotní snímač typu NTC. S rostoucí teplotou jeho elektrický odpor klesá.

Dále jsou v dokumentaci obsaženy tepelné odpory jednotlivých přechodů. Tyto hodnoty jsou v Tabulka 1.

Tabulka 1 Teplotní parametry IGBT modulu

	$R_{JC} [\text{K/W}]$	$R_{CH} [\text{K/W}]$	$T_{Jmax} [^\circ\text{C}]$
tranzistor	0,18	0,09	125
dioda	0,34	0,14	125

2.3 Stejnoseměrný meziobvod

Pro udržení napětí na meziobvodu byl použit velkokapacitní foliový kondenzátor C3B1X487K30H731 od výrobce FARATRONIC. Kapacita kondenzátorů je $480 \mu\text{F}$ s maximálním napětím 900 V a maximální efektivní hodnotou proudu $I_m = 43 \text{ A}$. Provozní napětí nesmí překročit maximální hodnotu napětí kondenzátoru. Maximální hodnota I_m musela být uvažována zejména při nabíjení meziobvodu.

Dále jsou součástí meziobvodu kondenzátory KP-3C 0083 a KP-3C 0084 od výrobce Alcon umístěny v blízkosti modulů. Jejich funkce je vyrovnání proudových špiček vyvolaných spínáním zátěže. Kondenzátory mají kapacitu $1,5 \mu\text{F}$ a maximální napětí 1500 V , výsledná kapacita je tedy $3 \mu\text{F}$ u každého IGBT modulu. Celková kapacita meziobvodu má hodnotu $C_m = 486 \mu\text{F}$.

Pro snímání napětí meziobvodu byl použit napěťový snímač LV25-P od výrobce LEM, doplněný rezistor $R_m = 80 \text{ k}\Omega$ tvořený sériovou kombinací pěti rezistorů s hodnotou $16 \text{ k}\Omega$. Snímač je napájen symetrickým napětím $\pm 15 \text{ V}$. Nominální hodnota

proudu snímačem $I_{Sn} = 10 \text{ mA}$ a maximální $I_{Smax} = 14 \text{ mA}$. Převodní poměr snímače je 10 : 25. Nominální výstupní proud snímače má hodnotu $I_{Pn} = 25 \text{ mA}$ a maximální $I_{Pmax} = 35 \text{ mA}$. Nominální hodnota napětí na meziobvodu je $U_{mn} = 800 \text{ V}$. Při tomto napětí vznikne na každém z měřicích rezistorů průchodem proudu ztráta

$$P_{ztr} = R_m \cdot I_{Sn}^2 \quad (4)$$

$$P_{ztr} = 16 \cdot 10^3 \cdot (10 \cdot 10^{-3})^2 = 1,6 \text{ W}$$

Dle výrobní dokumentace může být chyba měřeného proudu až $\pm 0,35 \text{ mA}$ což odpovídá chybě $\pm 3,5 \%$ z nominální hodnoty. Při napětí meziobvodu 800 V tak může být chyba až 32 V.

Při vypnutí napájení dochází k vybití meziobvodu pouze přes sériovou kombinaci diody signalizující napětí na meziobvodu a měřicích rezistorů. Doba vybití meziobvodu je

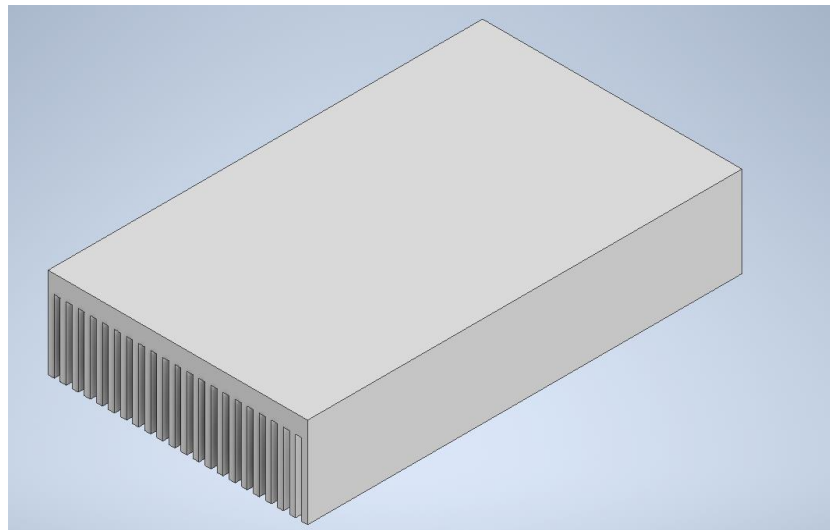
$$\tau_V = 5 \cdot R_m \cdot C_m \quad (5)$$

$$\tau_V = 5 \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot 486 \cdot 10^{-6} = 200 \text{ s}$$

Pokud by byl požadován kratší vybíjecí čas z důvodu bezpečnosti, musel by být k obvodu připojen vybíjecí rezistor s patřičným spínacím prvkem.

2.4 Chladič

K použitému chladiči nebylo možné dohledat konkrétní hodnoty. Z toho důvodu byl proveden orientační výpočet z rozměrů chladiče. Chladič má vnější rozměry $360 \times 215 \times 75 \text{ mm}$. Vzhledem k rozměrům chladiče se jedná o těleso střední velikosti, celková tepelná vodivost chladiče je rovna součtu vodivosti vedením a prouděním.



Obrázek 7 Chladič

Celkový objem chladiče je roven $3,537 \cdot 10^{-3} \text{ m}^3$. Celková plocha chladiče $S_C = 1,06 \text{ m}^2$, zářivá plocha chladiče $S_Z = 0,107 \text{ m}^2$ a hustota hliníku je $2700 \frac{\text{kg}}{\text{m}^3}$.

Výpočet tepelné vodivosti chladiče

$$\alpha_{celk} = 5 + 0,04 \cdot \Delta T + \frac{S_z}{S_c} \cdot A \cdot \sigma \cdot \frac{T^4 - T_0^4}{\Delta T} \quad (6)$$

$$\alpha_{celk} = 6,8 \frac{W}{K m^2}.$$

Vyzařovací konstanta A je pro stříbrný hliníkový chladič přibližně 0,25. Pro výpočet bude teplota okolí $T_0 = 40 \text{ °C}$ a maximální teplota chladiče 80 °C . Rozdíl teplot $\Delta T = T - T_0 = 40 \text{ °C}$.

Tepelný odpor chladiče

$$R_H = \frac{1}{S_c \cdot \alpha_{celk}} = 0,138 \frac{K}{W}. \quad (7)$$

Dále byly k chladiči zvoleny ventilátory DP200A-2123XBT-GN s průtokem vzduchu $164,8 \frac{m^3}{h}$. Ventilátor je určen k připojení na 230 VAC. Tepelný odpor chladiče tak lze snížit na polovinu nebo méně. Výsledný tepelný odpor chladiče tak můžeme odhadnout takto

$$R_{Hc2} = \frac{R_H}{2} = 0,069 \frac{K}{W}. \quad (8)$$

[6]

2.5 Tepelná analýza výkonové části

Pro tepelnou analýzu bylo nejprve sestaveno tepelné schéma. Následně ze znalosti maximálních dovolených teplot polovodičů a tepelného odporu jednotlivých přechodů lze vypočítat maximální možný ztrátový výkon, který může na polovodičových prvcích vzniknout. Při znalosti ztrátového výkonu a parametrů modulů lze určit maximální velikost efektivního proudu měničem v závislosti na spínací frekvenci PWM.

2.5.1 Ztrátový výkon na modulech

Dle dokumentace vybraných modulů je ztrátová energie jednoho přepínacího cyklu tranzistoru $W_{Tprep} = 30,5 \text{ mJ}$ při spínání proudu 150 A. Energie obnovení diody pak při stejném proudu nabývá velikosti $W_{Drec} = 13 \text{ mJ}$. Celkové přepínací ztráty jednoho tranzistoru a diody jsou jejich součtem neboli

$$W_{cel} = W_{Tprep} + W_{Drec} = 30,5 \cdot 10^{-3} + 13 \cdot 10^{-3} = 43,5 \text{ mJ}.$$

Pokud by pracovní proud měničem byl nižší, než je hodnota, pro kterou jsou vyjádřeny ztráty v dokumentaci, budou zároveň nižší i přepínací ztráty. Pro tento případ je třeba vyjádřit koeficient proudového využití modulu

$$K = \frac{I_{max}}{I_d} \quad (9)$$

Energie jednoho přepínacího děje je

$$W_{cel2} = \frac{1 \cdot W_{cel}}{\pi} \cdot K. \quad (10)$$

Přepínací ztráty jsou přímo úměrné energii W_{cel2} , pracovní frekvenci měniče f_{pwm} a počtu tranzistorů p .

$$P_{prep} = p \cdot W_{cel2} \cdot f_{pwm} \quad (11)$$

Při výpočtu ztrát vedením na tranzistoru a diodě pak budeme vycházet ze zjednodušujících předpokladů. Ztráty na tranzistoru nahradíme lomenou přímkou

$$P_{vt} = U_{ce} \cdot I_{ts} + R_{ce} \cdot I_{te}^2. \quad (12)$$

U_{ce} je napětí na tranzistoru v sepnutém stavu, I_{ts} je střední hodnota proudu tranzistorem, R_{ce} je odpor proudovodné dráhy tranzistoru a I_{te} je efektivní hodnota proudu tranzistorem. V dokumentaci je uvedena hodnota $U_{ce} = 1,9 V$ a $R_{ce} = 1,8 m\Omega$. Hodnoty I_{ts} a I_{te} v závislosti na špičkové hodnotě fázového proudu I_{fmax} .

$$I_{ts} = I_{fmax} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) \quad (13)$$

$$I_{te} = I_{fmax} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos\varphi}$$

Koeficient M označuje modulační činitel a $\cos \varphi$ je účinník zátěže. Při výpočtu ztrátového výkonu diody postačí její nahrazení pravoúhlou lomenou přímkou

$$P_{vd} = U_{pd} \cdot I_{ds}. \quad (14)$$

Pro tento případ je na diodě $U_{pd} = 2,15 V$. Střední proud diodou I_{ds} lze vyjádřit vztahem

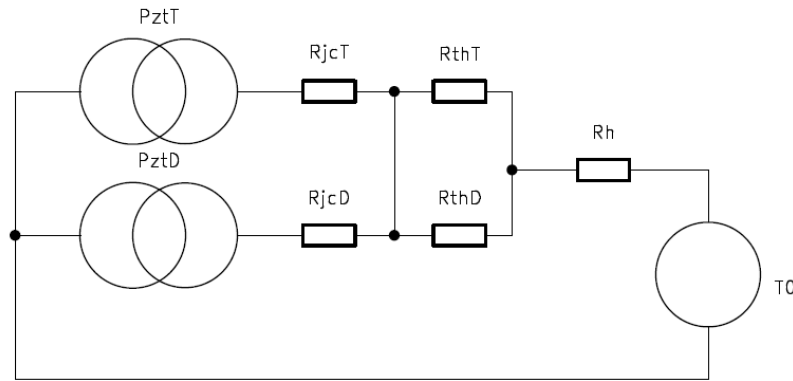
$$I_{ds} = I_{fmax} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right). \quad (15)$$

Celkový ztrátový výkon měniče je součtem přepínacích ztrát a ztrát způsobených vedením proudu vynásobený počtem tranzistorů a diod v měniči.

$$P_{cel} = p \cdot (P_{prep} + P_{vt} + P_{vd}) \quad (16)$$

[7]

2.5.2 Tepelné schéma



Obrázek 8 Tepelné schéma kombinace tranzistoru a diody

Ztrátový tepelný výkon sestává ze součtu ztrátových výkonů na diodách a tranzistorech. Následně se zde uplatňuje paralelní kombinace tepelných odporů mezi přechody polovodičových čipů a pouzder, zároveň také mezi pouzdem a chladičem.

$$R_{JCC} = \left(\frac{1}{R_{JCT}} + \frac{1}{R_{JCD}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{0,18} + \frac{1}{0,34} \right)^{-1} = 0,17 \frac{W}{m \cdot K}$$

$$R_{CHC} = \left(\frac{1}{R_{CHT}} + \frac{1}{R_{CHD}} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{0,09} + \frac{1}{0,14} \right)^{-1} = 0,0548 \frac{W}{m \cdot K}$$

Výsledná rovnice pro popis teplot v ustáleném stavu pro jednu spínací dvojici

$$T_{max} - T_0 = P_{cel} \cdot (R_{JCC} + R_{HCC} + R_H) \quad (17)$$

$T_{max} - T_0$ představuje rozdíl teplot ΔT , což je rozdíl maximální teploty čipu $T_{max} = 125 \text{ } ^\circ\text{C}$ a pracovní teploty okolí $T_0 = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$. Maximální ztrátový výkon modulu je

$$P_{cel} = \frac{\Delta T}{\left(\frac{R_{JCC}}{12} + \frac{R_{thCHC}}{12} + R_H \right)} \quad (18) 1$$

$$P_{cel} = \frac{85}{\left(\frac{0,17}{12} + \frac{0,0548}{12} + 0,069 \right)} = 969 \text{ W}$$

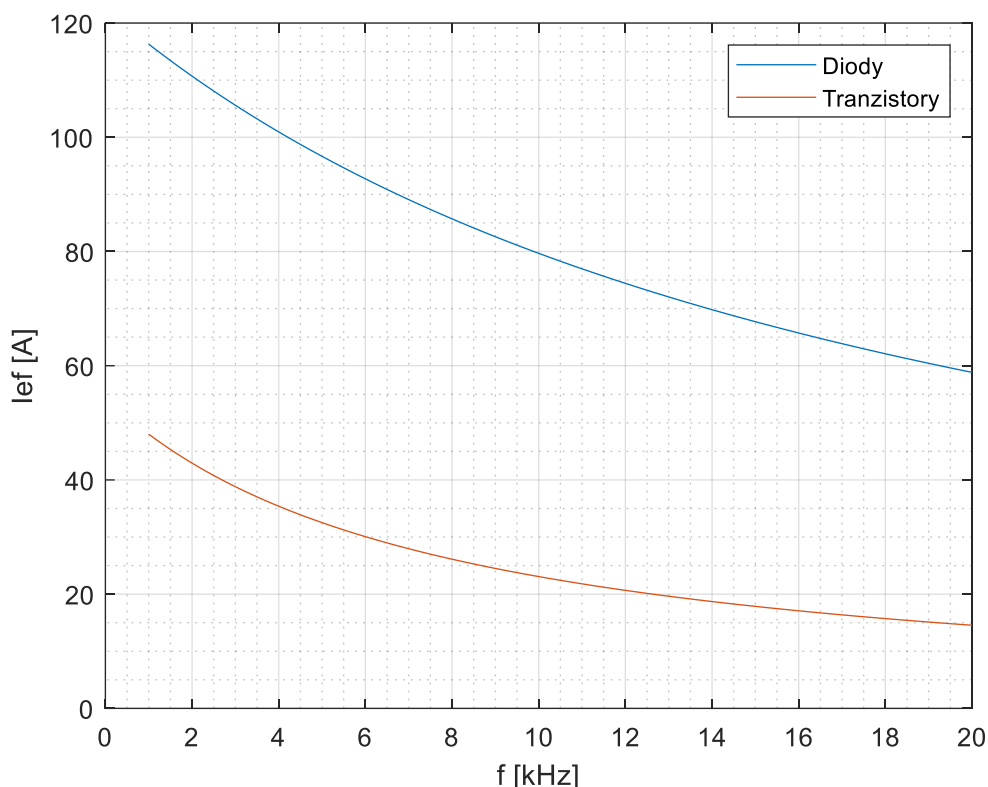
2.5.3 Maximální provozní proud

Vzájemným dosazením rovnice (7), (8), (9), (10), (11), (12) vznikne vztah pro určení maximální hodnoty efektivního proudu

$$0 = I_{fmax}^2 \cdot R_{ce} \cdot \left(\sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos \varphi} \right) + I_{fmax} \cdot \left(U_{ce} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos \varphi \right) + U_{pd} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos \varphi \right) + \frac{1}{\pi} \cdot W_{cel} \cdot \frac{1}{I_d} \cdot f \right) - \frac{P_{cel}}{p} \quad (19) 2$$

Průběh výstupního fázového proudu měniče je přibližně sinusový, efektivní hodnota proudu tak má hodnotu

$$I_{fef} = \frac{I_{fmax}}{\sqrt{2}}. \quad (20) 3$$



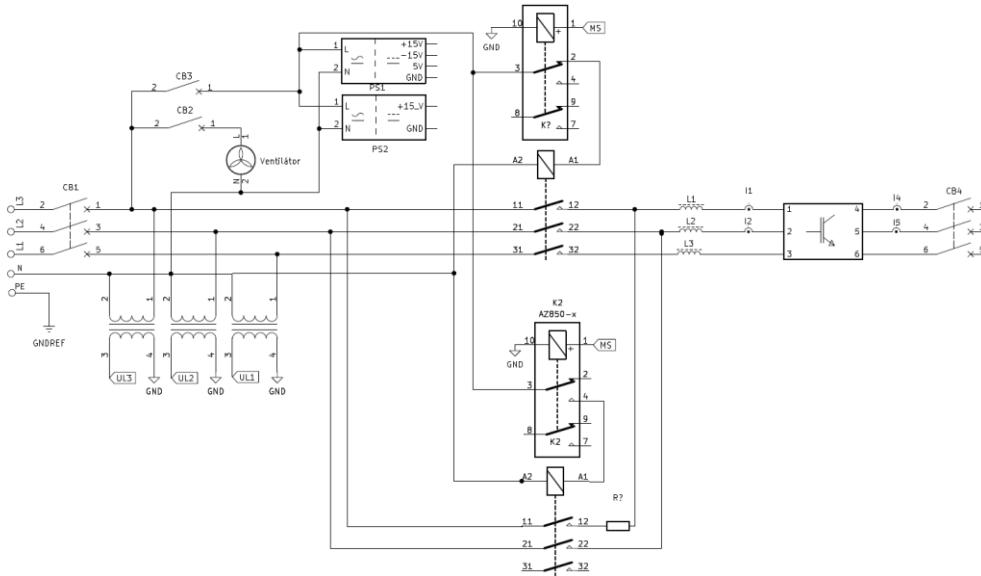
Obrázek 9 Závislost efektivního proudu měničem na frekvenci PWM

Obrázek 9 je výsledkem rovnice (14), kde jsou všechny koeficienty rovnice konstantní vyjma frekvence. V průběhu je vidět exponenciální závislost výstupního proudu na nosné frekvenci.

2.6 Komponenty pro připojení k síti

Měnič je připojen k rozvodné síti pomocí 3f zásuvky. Pro jištění síťové i motorové strany měniče byl použit 3f jistič B20 výrobce Legrand s jmenovitým proudem. Za jističem síťové strany je umístěn hlavní stykač měniče RSI-63 výrobce OEZ. Paralelně k hlavnímu stykači byl umístěn pomocný stykač CA2KN31P7 výrobce Schneider s jmenovitým proudem 10 A určený pro nabíjení meziobvodu přes nabíjecí rezistor. Stykače jsou určeny pro ovládání napětím 230 V AC. Proto bylo třeba umístit mezi stykače a řídicí elektroniku pomocné relé spínané stejnosměrným napětím. Za spínací prvky byly umístěny síťové tlumivky sloužící pro aktivní korekci účinníku.

Řídicí komponenty měniče jsou zapojeny přes samostatný jistič LSN C4 výrobce OEZ. Stejný jistič byl použit pro jištění chladících ventilátorů. Oba jističe jsou připojeny až za hlavní jistič ze síťové strany.



Obrázek 10 Schéma zapojení silové části měniče

2.7 Síťové tlumivky

Vinutí tlumivek se skládá ze dvou sériově spojených částí. Ty jsou magneticky spojeny pomocí dvou feritových C jader se vzduchovou mezerou. Každá část vinutí má 80 závitů, na každou z cívek tak vychází 160 závitů. Cívky jsou navinuty lakovaným vodičem o průřezu $S_{Cu} = 15 \text{ mm}^2$, průřez jádra $S_{Fe} = 825 \text{ mm}^2$.

Feritové materiály se vyznačují nízkou hodnotou maximální indukčnosti, proto musí být zvolena velikost vzduchové mezery tak, aby vlivem procházejícího proudu nedocházelo k jeho přesycování. V případě, že by došlo k přesycení jádra, nastalo by riziko vzniku nežádoucích napěťových špiček. $I_{fmax} = 25 \cdot 1,4142 = 35 \text{ A}$. Maximální hodnota indukce v jádře byla zvolena $B_{max} = 0,25 \text{ T}$. Velikost potřebné vzduchové mezery byla vypočtena dle vztahu

$$l_{vz} = N \cdot I_{fmax} \frac{\mu_0}{B_{max}} \quad (21)$$

$$l_{vz} = 160 \cdot 35 \cdot \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{0,25} = 28 \text{ mm.}$$

Vypočtená velikost vzduchové mezery však bude rozdělena na dvě části. Proto bylo nutné vložit mezi poloviny jádra distanční podložky o velikosti 14 mm.

Při znalosti všech parametrů tlumivek bylo možné určit výslednou vlastní indukčnost těchto cívek, která byla dále použita pro výpočet zvlnění proudu na těchto tlumivkách. Vlastní indukčnost cívky byla dána zejména parametry vzduchové mezery, proto byl pro její výpočet použit vztah

$$L = N^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{vz}} \quad (22)$$

$$L = 160^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{865 \cdot 10^{-6}}{28 \cdot 10^{-3}} = 0,94 \text{ mH.}$$

Po reálném sestavení tlumivek byla pomocí RLC metru změřena indukčnost 1,6 mH.

Rozdíl mezi vypočtenou a reálnou hodnotou může být způsoben relativně velkou délkou vzduchové mezery vzhledem k průměru feromagnetického jádra. Výpočet zvlnění proudu na tlumivce vychází ze vztahu

$$i_L = \frac{1}{L} \cdot \int U_L \cdot dt. \quad (23)$$

Za U_L byla dosazena polovina maximální hodnoty napětí meziobvodu 400 V a za čas t polovina periody při pracovní frekvenci 10 kHz.

$$i_L = \frac{1}{1,6 \cdot 10^{-3}} \cdot 400 \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 12,5 \text{ A}$$

Pokud by byla pracovní frekvence snížena na 10 kHz, zvlnění proudu by mělo velikost 6,25 A.

2.8 Nabíjení meziobvodu

Aby nedošlo ke vzniku nežádoucí proudové špičky v momentě připojení je nutné, aby po dobu nabíjení meziobvodu byl před výkonovou elektronikou zařazen nabíjecí odpor. Velikost tohoto odporu byla zvolena $R_{nab} = 100\Omega$ s maximálním povoleným zatížením 100 W. Odpor je zde použit pouze jeden. Doba nabíjení meziobvodu je tak delší oproti variantě, kde by byl použit nabíjecí odpor do každé fáze, na druhou stranu je rozdíl v době nabíjení zanedbatelný. Výhodou je úspora místa a zjednodušení zapojení. Proudová špička v moment připojení má velikost

$$I_{sp} = \frac{U_d}{R_n} = \frac{540}{100} = 5,4 \text{ A} \quad (24)$$

Čas nabíjení meziobvodu na ustálenou hodnotu je pětinasobek časové konstanty sériového spojení kapacity meziobvodu a nabíjecího odporu, kde

$$\tau_m = R_{nab} \cdot C_m \quad (25) 4$$

$$\tau_m = 100 \cdot 486 \cdot 10^{-6} = 48,6 \text{ ms}$$

Doba nabíjení pak je 240 ms. Po nabití kapacity dojde k přemostění odporu sepnutím hlavního stykače. Velikost energie procházející přes nabíjecí rezistor má hodnotu

$$E_{Rnab} = \frac{1}{2} \cdot C_m \cdot U_d^2 = \frac{1}{2} \cdot 486 \cdot 10^{-6} \cdot 540^2 = 70 \text{ J} \quad (26) 5$$

Při nabíjení meziobvodu přes nabíjecí rezistor je stejná energie, která je uložena v kondenzátoru, vyzářena na nabíjecím odporu v podobě Joulových ztrát. Tuto energii lze přepočítat na topný výkon jejím podělením dobou, po kterou nabíjecí děj trvá. Za tuto dobu se obecně považuje pětinasobek časové konstanty RC obvodu.

$$P_{Rnab} = \frac{E_{Rnab}}{5 \cdot \tau_m} = \frac{70}{5 \cdot 48,6 \cdot 10^{-3}} = 288 \text{ W} \quad (27)$$

Přestože tento výkon překračuje povolený výkon rezistoru, nehrozí jeho zničení. Nabíjení je pouze jednorázový krátký děj.

3. NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ

3.1 Řídící elektronika

Pro řízení měniče byla použita univerzální modulární elektronika vyvinuta na UVEE. Výhodou tohoto řešení byla možnost přizpůsobit jednotlivé části dané aplikaci s minimálními úpravami a bez nutnosti výroby dodatečných DPS.

Základem byla propojovací karta obsahující konektory PCI-E pro připojení jednotlivých karet. Pomocí propojovací desky bylo rozvedeno napájecí napětí k jednotlivým deskám, stejně tak i signály. Pro řízení byla použita procesorová karta osazena mikrokontrolérem STM32G474 doplněná o debugger ST-Link.

Pro ovládání budičů slouží karta s PWM výstupy. Jedna PWM karta umožňuje ovládat dvě tranzistorové větve, z toho důvodu byly třeba použít tři. Karta vyžaduje připojení externího zdroje napětí pro napájení budičů.

Pro přizpůsobení analogových signálů ze snímačů byly použity karty s analogovými vstupy. Karta umožňuje připojit až pět vstupních signálů. V dané aplikaci byly použity dvě tyto karty.

Digitální vstupy a výstupy byly realizovány pomocí digitální karty. Díky ní je možné ovládání stykačů, signalizačních diod a připojení ovládacích prvků. Tato karta je napájena ze stejného napěťového zdroje jako karty s PWM výstupy.

Pro napájení elektroniky byl zvolen zdroj MEAN WELL RQ-50 C. Disponuje symetrickým výstupem ± 15 V, které je možné použít pro napájení snímačů, a výstupem 5 V pro napájení elektroniky. Pro napájení karty s PWM výstupy a digitální karty byl použit samostatný napájecí zdroj +15 V, aby bylo omezen přenos rušení do analogových signálů.

3.2 Nastavení modulu pro zpracování analogového signálu

Veškeré vstupní analogové signály je zapotřebí převést na napětí v rozsahu 0-3,3 V, které je vhodné pro snímání A/D převodníkem. Ve všech zapojeních byl do obvodu zařazen napěťový sledovač, který slouží k impedančnímu oddělení snímaného signálu. Rezistory sloužící k nastavení parametrů obvodů pro zpracování signálu byly zvoleny s přesností 0,1 %. Před napěťový sledovač u každého vstupu je zařazen filtr dolní propusti. Časová konstanta filtru je 1 μ s, která je dostatečná pro potlačení vysokofrekvenčního rušení a zároveň neovlivní měřený signál. Pro potlačení rušení je napájení i signál veden skrz filtrační tlumivku. Na konektor všech vstupů byl připojen GND signál pro připojení stínění spojovacího kabelu vedený mimo filtrační tlumivku.

3.3 Budiče tranzistorů

Pro spínání tranzistorů byly zvoleny budiče 2SC0435T261 [9] od výrobce CONCEPT.

Každý budič je určen pro spínání jedné tranzistorové větve. Z toho vyplývá, že pro provoz měniče je nutné použít 6 těchto budičů.

Požadované napájecí napětí budiče je 15 V. Výstupní napětí budiče pak nabývá hodnot $U_{Gon} = 15 V$ pro sepnutí tranzistoru a $U_{Goff} = -10 V$ při vypínání. Takové hladiny napětí jsou dostatečné pro správnou funkci použitých tranzistorů. Maximální výstupní proud budiče je $\pm 35 A$. Řídící signál budiče je nutné přivést na řídicí piny logický signál v rozmezí 3,3–15 V.

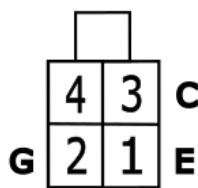
Pro napájení budičů byl zvolen spínaný zdroj RS-35-15 s výstupním napětím 15 V a proudem 2,4 A. Aby byl zajištěn spolehlivý chod měniče, musí tento zdroj svým výkonem být schopen pokrýt všech 12 hradel tranzistorů s jistou rezervou. Je tedy dobré provést kontrolu výpočtem.

$$I = \frac{dQ}{dt} = \frac{12 \cdot Q_G}{f_{pwm}} \quad (28)$$

Náboj jednoho hradla dle dokumentace je $Q_G = 1,4 \mu C$, za předpokladu, že $f_{pwm} = 20 \text{ kHz}$. Výstupní proud napájecího zdroje musí být nejméně $I_{bud} = 336 \text{ mA}$. Byl i v tomto případě dostatečný.

Při návrhu DPS bylo důležité dodržet dostatečnou izolační vzdálenost vodivých cest spojených s kolektorem a emitorem tranzistoru. Minimální izolační pevnost mezi nimi musí být vyšší, než je maximální provozní napětí měniče. V tomto případě tedy 800 V na stejnosměrném meziobvodu. K propojení s výkonovou částí měniče slouží konektor Mini-fit 2x2. Pro připojení signálu z elektroniky je použit konektor DSUB-15.

Každý budič byl umístěn samostatně na desce plošného spoje uchycené na DIN liště. Výhoda tohoto řešení byla v jednoduchosti a rychlosti výroby totožných desek.



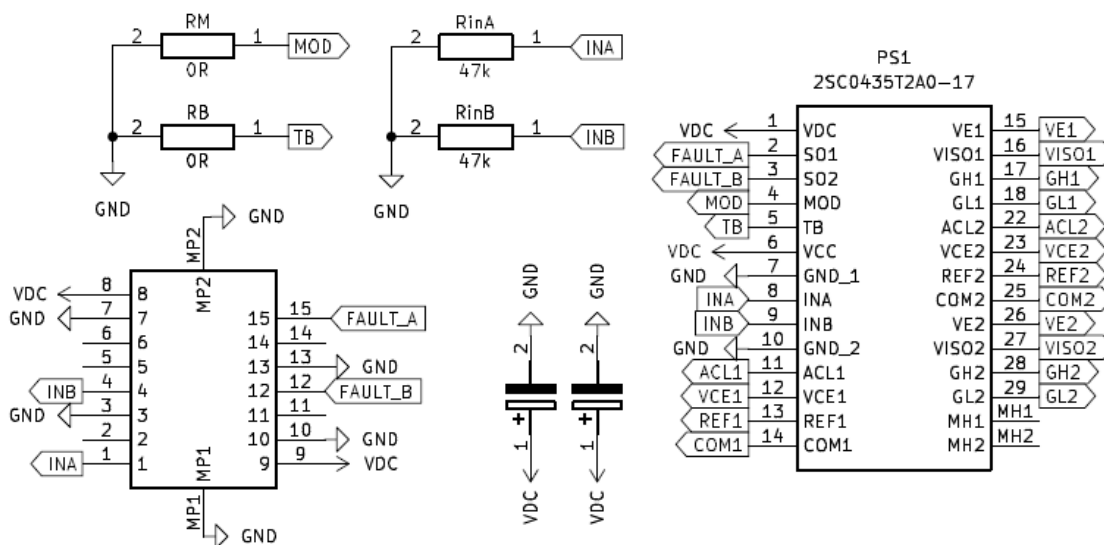
Obrázek 11 Zapojení konektoru budiče pro připojení tranzistoru

Tabulka 2 Zapojení svorkovnice budičů k řídicí elektronice

Číslo pinu	Připojený signál	Popis signálu
1	PWM_1	Ovládací signál pro horní tranzistor
2	-	-
3	GND	Záporný pól napájecího napětí
4	PWM_2	Ovládací signál pro spodní tranzistor
5	-	-
6	V _d	Kladný pól napájecího napětí
7	GND	Záporný pól napájecího napětí
8	V _d	Kladný pól napájecího napětí
9	V _d	Kladný pól napájecího napětí
10	GND	Záporný pól napájecího napětí
11	-	-
12	Fault B	Signál vybavení ochrany spodního tranzistoru
13	GND	Záporný pól napájecího napětí
14	-	-
15	Fault A	Signál vybavení ochrany horního tranzistoru

V tabulce označení PWM_1 označuje řídicí signál pro první kanál budiče, PWM_2 pak označuje řídicí signál pro druhý kanál budiče. Kladná svorka napájecího napětí je označena V_d a záporná pak GND.

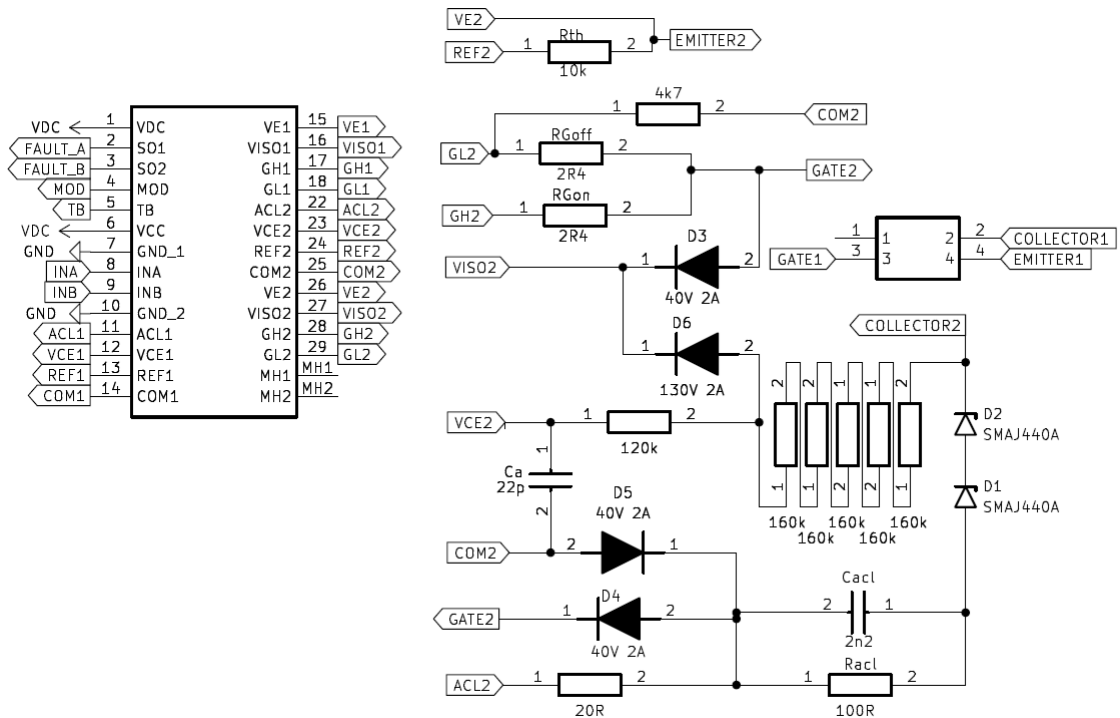
Pro nastavení budiče pro danou aplikaci jej bylo třeba doplnit o diskrétní součástky. Jejich parametry a umístění jsou popsány v dokumentaci budiče.



Obrázek 12 Zapojení vstupní strany budiče

Odpory R_M a R_B slouží pro nastavení módu driveru a času odskoku. Pro tento případ je zvolen direct mode a nejmenší možná doba odskoku. Oba odpory mají hodnotu 0Ω .

Aby v případě odpojení budiče od elektroniky nemohlo dojít k samovolnému sepnutí tranzistoru, je nutné připojit vstupy budičů na pull down rezistory R_{inA} , a R_{inB} . Velikost použitého rezistoru byla $47 \text{ k}\Omega$. Taková velikost je dostatečná pro ochranu vstupu a zároveň nebude zatěžovat výstup elektroniky v sepnutém stavu.



Obrázek 13 Zapojení výstupní strany budiče

Dle dokumentace tranzistorů byly hodnoty pro spínací a vypínací děj udávány pro hodnotu odporu $R_g = 2,4 \Omega$. Proto byla tato hodnota zvolena i pro R_{gon} a R_{goff} . Odpory musí být vhodně dimenzovány i z hlediska ztrátového výkonu. Proto byly zvoleny rezistory v pouzdře 2010. Další možností bylo využití paralelního spojení rezistorů, kde by se ztrátový výkon rozložil.

Anti-desaturační ochrana byla nastavena pomocí rezistorů R_{th} . Do pinu REF prochází skrz rezistor konstantní hodnota proudu $150 \mu\text{A}$. Vzhledem k parametrům použitých tranzistorů byla pro R_{th} zvolena hodnota $10 \text{ k}\Omega$. Pokud tedy dojde, při sepnutém tranzistoru, k nárůstu napětí na tranzistoru na více než $1,5 \text{ V}$, dojde k vybavení ochrany. Prahová hodnota pro vybavení této ochrany byla ověřena měřením. Zjištěná hodnota byla $1,7 \text{ V}$.

Aby nedocházelo k nechtěnému falešnému vybavení ochrany, je třeba nastavit dobu necitlivosti ochrany. Pro nastavení tohoto parametru se uplatní kondenzátor $C_a = 22 \text{ pF}$. Tabulka pro určení doby necitlivosti udávaná výrobcem nezahrnuje variantu, kdy

byla použita zvolená hodnota R_{th} . Proto musela být doba necitlivosti určena experimentálně.

Součástí ochrany je také dioda D6. Slouží k omezení překmitů na ochraně. Dioda však může být zároveň i zdrojem problému s brzkým vybavováním ochrany. Je třeba zvolit její dostatečné prahové napětí. Zvolená dioda má blokovací napětí 130 V a maximální proud 2 A. Rezistor R_{acl} byl použit s odporem 100 k Ω . K němu zvolený kondenzátor C_{acl} má kapacitu 2,2 nF. Součástí ochrany je i odpor pro snímání napětí na tranzistoru je sériová kombinace odporů. Jejich souhrnná hodnota by měla být taková, aby při maximálním napětí mezi kolektorem a emitorem vznikl procházející proud v rozmezí 0,6–1 mA. Proto byla zvolena hodnota 800 k Ω . Zároveň bylo nutné zajistit dostatečnou elektrickou pevnost na tomto odporu. Běžná hodnota uváděná výrobcem pro pouzdro 1206 je 200 V. Z toho důvodu bylo použito pět sériově spojených rezistorů, každý o hodnotě 160 k Ω . Minimální elektrická pevnost tak vyhovuje zvoleným parametrům.

Budič disponuje funkcí active clamping. Jedná se o ochranu proti přepětí na tranzistoru. V moment, kdy dojde k přepětí mezi kolektorem a emitorem, je vytvořen signál pro hradlo, který zapříčiní částečné otevření tranzistoru, čímž dojde k poklesu tohoto napětí. Doporučená hodnota TVS diod pro tuto ochranu D1, D2 byla udána na 440 V.

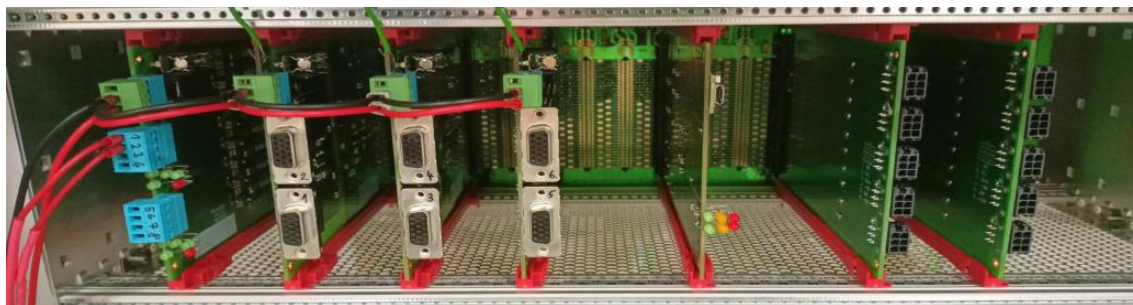
Diody D3, D4 a D5 jsou Schottkyho diody s blokovacím napětím 40 V a maximálním proudem 2 A.



Obrázek 14 Osazená deska budiče

Každý budič je umístěn na samostatné DPS, aby bylo jednodušší ji vyrobit a lépe se s nimi manipulovalo. Desky byly umístěny do držáku DPS. Budiče pro každou stranu měniče byly umístěny samostatně.

3.4 Propojení výkonové části s řídicí elektronikou



GPIO PWM1 PWM 2 PWM 3 PROCESOR ANALOG 1 ANALOG 2

Obrázek 15 Popis řídicí elektroniky

Tabulka 3 Propojení komponent s řídicí elektronikou 1/2

Modul	Označení vstupu/výstupu	Význam	
PWM karta 1	GD2	T3	Tranzistor 3
		T4	Tranzistor 4
	GD1	T5	Tranzistor 5
		T6	Tranzistor 6
PWM karta 2	GD4	T7	Tranzistor 7
		T8	Tranzistor 8
	GD3	T1	Tranzistor 1
		T2	Tranzistor 2
PWM karta 3	GD6	T11	Tranzistor 11
		T12	Tranzistor 12
	GD5	T9	Tranzistor 9
		T10	Tranzistor 10
Procesorová karta			

Tabulka 4 Propojení komponent s řídicí elektronikou 2/2

Modul	Označení vstupu/výstupu	Význam
Analogová karta 1	I2	Proud fáze 2
	I3	Proud fáze 3
	UL1	Napětí na fázi 1
	UL2	Napětí na fázi 2
	UL3	Napětí na fázi 3
Analogová karta 2	I4	Proud fáze 4
	I5	Proud fáze 5
	Vdc	Napětí na meziobvodu
	Th1	Teplotní snímač 1
	Th2	Teplotní snímač 2
Digitální karta (GPIO)	SW1	Hlavní stykač
	SW2	Nabíjecí stykač
	ENABLE	Bezpečnostní spínač
	START	Start tlačítko
	STOP	Stop tlačítko
	IDLE	Signalizace připraveno
	RUN	Signalizace spuštění
	FAULT	Signalizace chyby

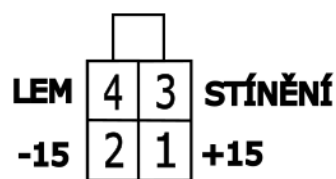
Blokové uspořádání elektroniky a jednotlivých prvků by bylo chaotické, proto je popsáno v tabulce. Označení jednotlivých komponent souhlasí s označením na Obrázek 3 a Obrázek 8.

3.5 Snímání fázových proudů

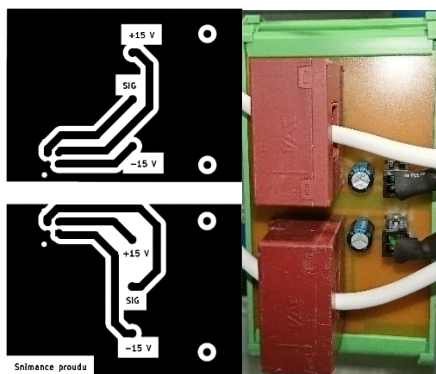
Pro snímání proudu jednotlivých fází bylo zvoleno průvlakové čidlo T60404-N4644-X200 od výrobce VAC. Čidlo funguje na principu kompenzovaného Hallova snímače. Pro jeho napájení bylo použito symetrické napětí ± 15 V. Maximální efektivní hodnota proudu, kterou je možné čidlem měřit je 125 A. Špičková hodnota proudu pak může být až 200 A. Převodový poměr snímače je 1000 : 1.

Snímače byly použity celkem čtyři. Dva snímače pro každou stranu měniče proud třetí fáze lze dopočítat.

Snímače museli být umístěny na desku plošného spoje. Desky byly umístěny do držáků uchycených na DIN liště. Na každou desku byla umístěna dvojice snímačů. Pro jejich připojení k elektronice byl použit Micro-fit 2x2. Deska byla zároveň osazena blokovacím kondenzátorem 100 μ F.

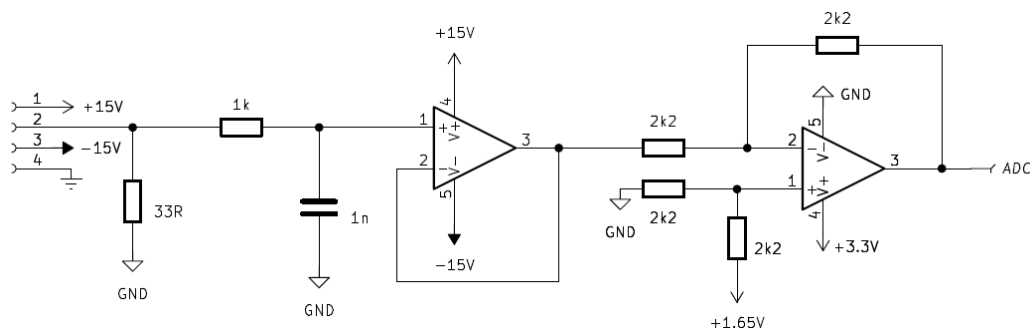


Obrázek 16 Zapojení konektoru pro připojení snímače proudu



Obrázek 17 Deska pro umístění snímačů proudu

Předpokládaná efektivní hodnota fázového proudu byla 25 A. Při sinusovém průběhu je maximální hodnota $I_{amp} = 25 \cdot 1,4142 = 36$ A. Požadovaný měřicí rozsah byl zvolen ± 50 A. Měřitelný rozsah výstupního proudu snímače tak musí být ± 50 mA.



Obrázek 18 Schéma pro zpracování signálu ze snímače fázového proudu

Na vstup obvodu byl umístěn rezistor 33 Ω . Napětí, které na něm vzniká při maximální amplitudě proudu je $\pm 1,65$ V. Rozptyl je v absolutní hodnotě 3,3 V, což přímo odpovídá požadavkům řídicí elektroniky. Toto napětí je odděleno napěťovým sledovačem. Signál bylo potřeba upravit na hodnotu v rozmezí 0-3,3 V. Kvůli tomu zde byl použit diferenciální zesilovač.

Hodnota napětí 3,3 V na A/D převodníku odpovídá proudu -50 A, naopak hodnota

0 V odpovídá proudu 50 A. Rovnice pro výpočet proudu má tvar

$$I = 50 \cdot \left(1 - \frac{U_{ADC}}{1,65}\right). \quad (29)$$

3.6 Snímání fázového napětí sítě

Pro snímání fázových napětí byl zvolen napěťový transformátor TEZ6/D400/12V, který slouží zároveň jako fázový závěs. Použití měřicího transformátoru je ekonomicky výhodnější než jiná řešení. Při jmenovitém napětí 400 V na primární straně transformátoru vznikne 12 V na sekundární straně. Výrobce udávaný převod transformátoru je 100 : 3. Tato hodnota je podmíněna zatížením sekundární strany proudem 0,5 A. Z toho důvodu bylo potřeba zjistit reálný převod transformátoru zkušebními měřeními. Zjištěný převod byl 100 : 4,35.

Vzhledem k tomu, že transformátor bude měřit fázové napětí na vstupní straně měniče, bude připojen mezi každou fází a nulový vodič. Vstupní napětí transformátoru U_{t1} pak může nabývat hodnoty,

$$U_{t1max} = (230 + (230 \cdot 0,1)) \cdot \sqrt{2} = 358 \text{ V.}$$

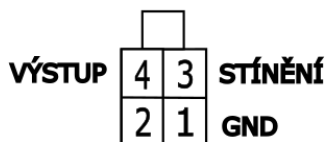
Při přepočtu maximálního fázového napětí přes převod transformátoru byla získána maximální hodnota napětí na sekundárním vinutí

$$U_{t2max} = \frac{4,35}{100} \cdot U_{t1max} = 15,57 \text{ V.}$$

Důležitým parametrem tohoto transformátoru je maximální měřitelné napětí 400 V. Jak je vidět na předchozím výpočtu, při měření fázového napětí se na transformátoru může objevit napětí až 358 V. Pokud by byl použit transformátor s jmenovitým napětím 250 V, došlo by k jeho přesycení a tím i zkreslení napětí na výstupu.

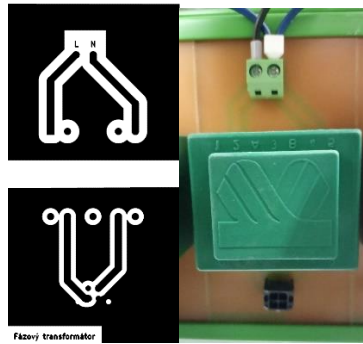
Pro použití bylo nutné transformátory osadit na DPS, které byly umístěny do držáků a připevněny na DIN lištu.

Transformátor nebylo potřeba doplňovat o další zpracování signálu, protože to je již obsaženo na desce pro zpracování analogového signálu. Ta je součástí řídicí elektroniky. Pro připojení byl použit konektor Micro-fit 2x2.



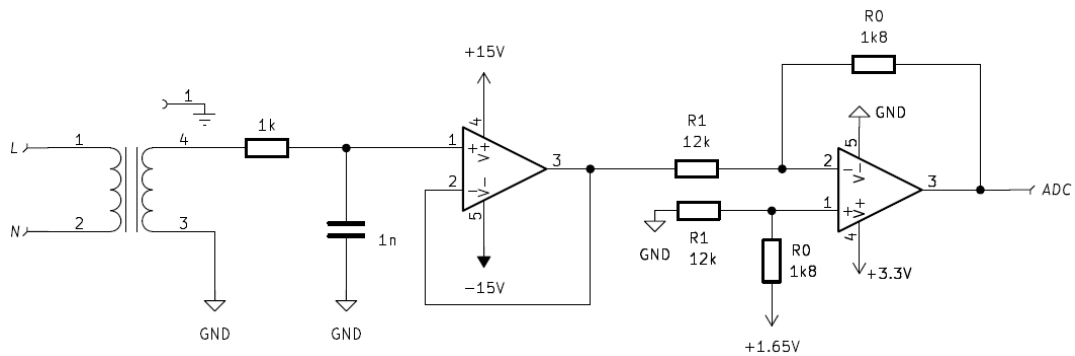
Obrázek 19 Zapojení konektoru napěťového transformátoru

Pro vstupní síťového napětí byly použity šroubovací svorkovnice s jmenovitým napětím 250 V / 10 A.



Obrázek 20 Desky fázových transformátorů

Napětí na sekundárním vinutí transformátoru je odděleno napěťovým sledovačem a následně převedeno pomocí invertujícího zesilovače na hodnotu v rozmezí 0–3,3 V.



Obrázek 21 Schéma pro zpracování signálu z napěťového transformátoru

Potřebné zesílení bylo vypočteno jako

$$K = \frac{-R_0}{R_1} = \frac{-3,3}{2 \cdot U_{t2max}} \quad (30)$$

$$K = \frac{-3,3}{31,14} = -0,106.$$

Při použití rezistorů z řady E24, kde $R_0 = 1,2 \text{ k}\Omega$ a $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ je výsledné zesílení $K = -0,1$. Zároveň je úroveň signálu posunuta o hodnotu 1,65 V, což je střed měřitelného rozsahu. Výstupní hodnota obvodu je spojena s reálnou hodnotou na výstupu dle vzorce

$$U_f = 379 \cdot \left(1 - \frac{U_{ADC}}{1,65}\right) \quad (31)$$

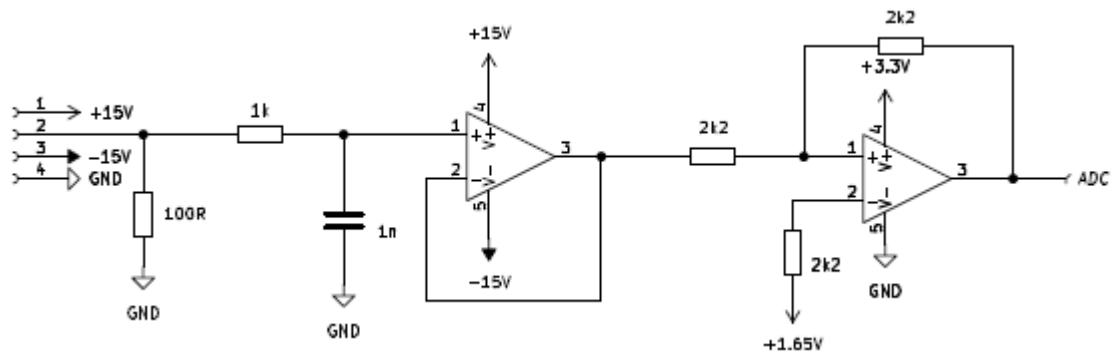
Měřicí rozsah fázového napětí je $\pm 379 \text{ V}$.

Pro toto zapojení musela být upravena DPS. Konektor sloužící pro připojení měřeného zařízení neumožňuje připojit GND. Proto byl nahrazen výstup -15 V za GND.

3.7 Zapojení pro snímání napětí meziobvodu

Maximální hodnota napětí, při které bude měnič provozován je 800 V. Což odpovídá proudu 25 mA na výstupu snímače. Rozsah výstupního signálu snímače je ± 35 mA. Vznik záporného napětí na meziobvodu je za normálních podmínek vyloučen. Proto byl uvažován rozsah pouze 0–35 mA. Tato hodnota odpovídá hodnotě napětí na meziobvodu 0–1120 V. Při použití zatěžovacího odporu o hodně 100Ω , bude mít na něm vzniklé napětí rozmezí 0–3,5 V. Přičemž předpokládaná nominální hodnota je 2,5 V. Zde nebylo nutné signál posouvat na určitou hladinu, proto bylo zapojení druhého operačního zesilovače zvoleno pouze jako invertor. Rovnice pro výpočet napětí na meziobvodu U_m při znalosti snímaného napětí U_s má tvar

$$U_m = 1056 \cdot \left(1 - \frac{U_s}{3,3}\right). \quad (32)$$

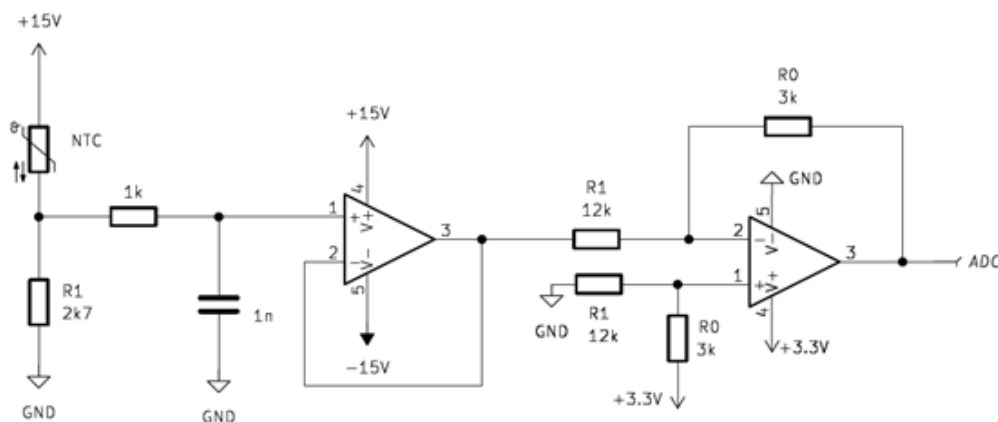


Obrázek 22 Schéma pro zpracování signálu ze snímače napětí meziobvodu

3.8 Zapojení pro snímání teploty modulů

Pro snímání odporu termistoru byl použit napěťový dělič. Ten se skládá z termistoru a známého odporu. Odpor NTC článku nabývá hodnoty $5 \text{ k}\Omega$ při teplotě $25 \text{ }^\circ\text{C}$ naopak při teplotě $100 \text{ }^\circ\text{C}$ je odpor článku 500Ω . Známý odpor, na kterém bylo

napětí měřeno, byl zvolen s hodnotou 2700Ω . Napájecí napětí děliče bylo zvoleno 15 V.



Obrázek 23 Schéma měření odporu termistoru

Vlivem procházejícího proudu přes napěťový dělič vznikají na termistoru Joulovy ztráty. Pokud by ztráty byly příliš vysoké, docházelo by tak k významnému ovlivnění měření. Maximální dovolená velikost ztrátového výkonu na NTC článku je 20 mW při teplotě $20 \text{ }^\circ\text{C}$. Ztrátový výkon na NTC článku byl vypočten dle vztahu

$$P_{NTC} = \frac{U_{NTC}^2}{R_{NTC}}. \quad (33)$$

Tabulka 5 Hodnoty pro nastavení přepočtu odporu termistoru na napětí

$T_{NTC} [^\circ\text{C}]$	$R_{NTC} [\Omega]$	$P_{NTC} [\text{mW}]$	$U_{NTC} [\text{V}]$	$U_{R1} [\text{V}]$
25	5000	19	9,74	5,26
100	500	11	2,34	12,66

Lze tedy předpokládat, že měřené hodnoty při nižších teplotách budou zatíženy větší chybou, než tomu bude při teplotách vyšších.

Velikost napětí na měřeném odporu lze popsat rovnicí

$$U_r = 15 \cdot \frac{R_1}{R_{NTC} + R_1}. \quad (34)$$

Pro výpočet teploty z měřeného napětí bylo nutné vzorec upravit do tvaru

$$R_{NTC} = \frac{15 \cdot R_1}{U_r} - R_1, \quad (35)$$

kde lze odpor NTC snímače vypočíst z hodnoty snímaného napětí, známého odporu na měřeném odporu a napájecího napětí. Přepočet hodnoty odporu na teplotu vychází z rovnice pro výpočet odporu termistoru uvedené v dokumentaci výrobce modulu.

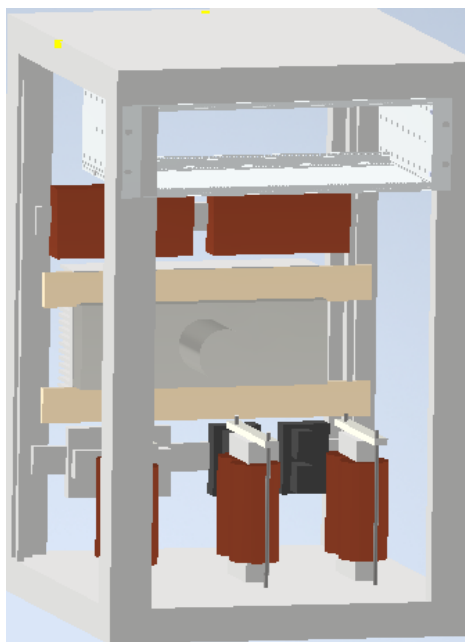
4. MECHANICKÁ KONSTRUKCE

Pro umístění všech částí měniče byl zvolen stojanový rozvaděč RMA-18-A66-CAX-N1. Rozvaděč má vnější rozměry 600 × 600 × 900 mm. Rozvaděč s těmito rozměry se může zdát předimenzovaný, ovšem vzhledem k manipulačnímu prostoru potřebnému pro měření a propojování jednotlivých částí je adekvátní.

Sestavení měniče probíhalo v několika krocích. Nejprve se návrh odehrával ve virtuální rovině, následně byly do nosné části umístěny objemné komponenty, a nakonec došlo k instalaci menších částí spolu s elektrickým propojením.

4.1 Virtuální model měniče

Před samotným fyzickým sestavení měniče bylo vhodné provést sestavení na virtuálním modelu. Návrh přinesl značnou výhodu ohledně přehledu materiálu potřebného k sestavení měniče, představu o možných vzájemných vzdálenostech a také umožnil optimalizovat využití dostupného prostoru.



Obrázek 24 Virtuální model měniče

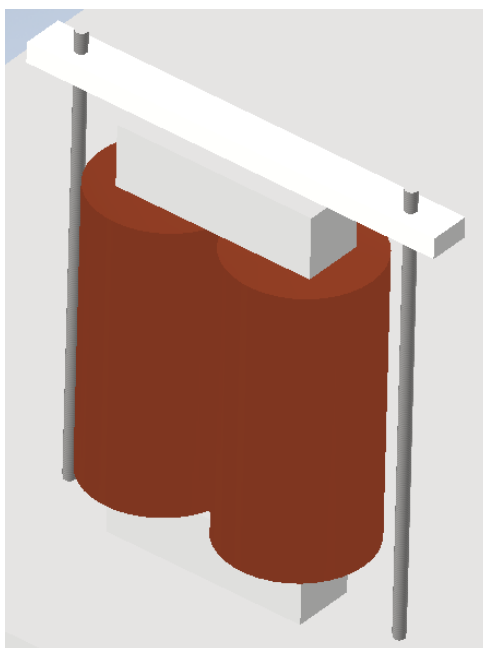
Elektronika byla umístěna v samostatném subracku v horní části stojanu. Vzhledem k určení měniče, coby laboratorního přístroje je předpoklad, že bude jeho řídicí algoritmus často měněn. Výhodou tak může být možnost umístění notebooku na vrchní kryt zařízení. Také bude díky vzdálenosti od výkonových prvků sníženo možné rušení vznikající na silové části vůči řídicí elektronice provozem měniče.

Výkonová elektronika měniče byla uchycena na plochých izolátorech a připevněna k rámu stojanu. Připojovací svorky tak byly dostupné ze spodní strany

a konektory pro připojení budičů z horní strany. Aby byla vzdálenost mezi budiči a tranzistory co nejkratší, byly umístěny nad výkonovou část a připevněny na DIN lištu.

Snímače proudu byly umístěny pod výkonovou částí. Bylo tak jimi možné provléct vodiče co nejbližší výkonové části. Zároveň je výhodné vést výkonové kabely co nejdál od řídicích obvodů.

Vzhledem k hmotnosti použitých tlumivek bylo vhodné je umístit na spodní část stojanu. Zároveň je nutné, aby byla jádra cívek zajištěna proti pohybu a stlačena k sobě. K tomu byly použity ploché izolátory, jako k uchycení výkonové části v rámu. Cívky byly přichyceny pomocí závitových tyčí a matic.



Obrázek 25 Uchycení cívek ve stojanu

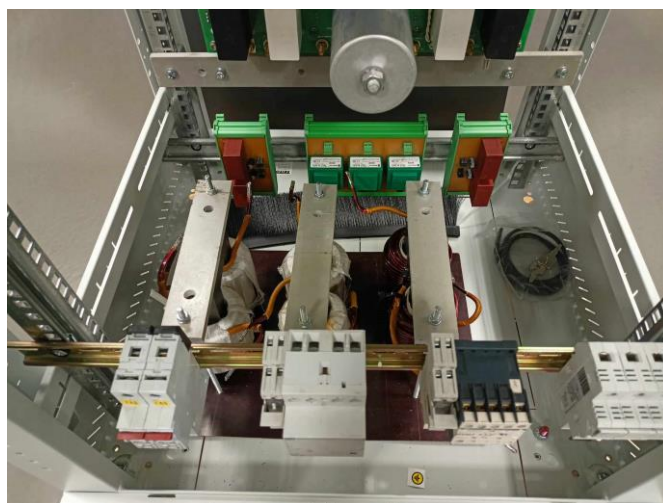
Na přední straně stojanu zbylo dost místa pro umístění stykačů, jističů, spínacích relé a spínaného zdroje pro budiče a digitální výstupy.

4.2 Sestavení silové části měniče

Sestavení bylo provedeno dle předchozí simulace. Při umísťování výkonové části do stojanu bylo počítáno s doplněním chladících ventilátorů. Konstrukce byla doplněna o síťové prvky měniče.



Obrázek 26 Kompletní uspořádání měniče



Obrázek 27 Umístění cívek a síťových prvků měniče

4.3 Doplnění měniče o řízení a elektrické propojení

Po sestavení obvodů řídicí elektroniky a výrobě desek plošného spoje potřebných k umístění snímacích prvků a budičů tranzistorů bylo možné dokončit sestavení měniče po mechanické stránce. Následně mohlo být provedeno elektrické spojení jednotlivých prvků dohromady.



Obrázek 28 Pohled na přední stranu měniče



Obrázek 29 Pohled dovnitř měniče

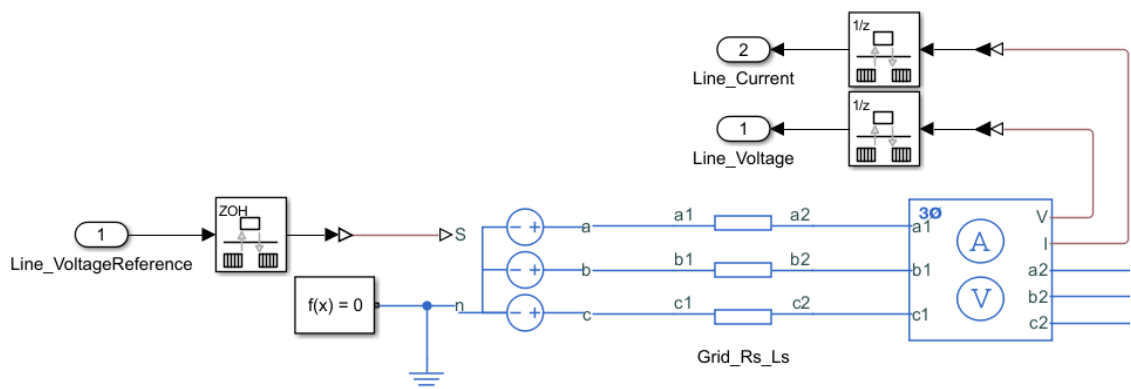
5. ŘÍZENÍ MĚNIČE

Pro řízení měniče byl vytvořen matematický model a řídicí algoritmus, který byl na modelu otestován. Aby bylo možné aplikovat algoritmus pomocí pluginu X2C do zvoleného mikrokontroleru, byl vytvořen rámcový program, který slouží k nastavení a spuštění jednotlivých periférií a také k předávání dat do a z generovaného kódu X2C.

5.1 Matematický model měniče

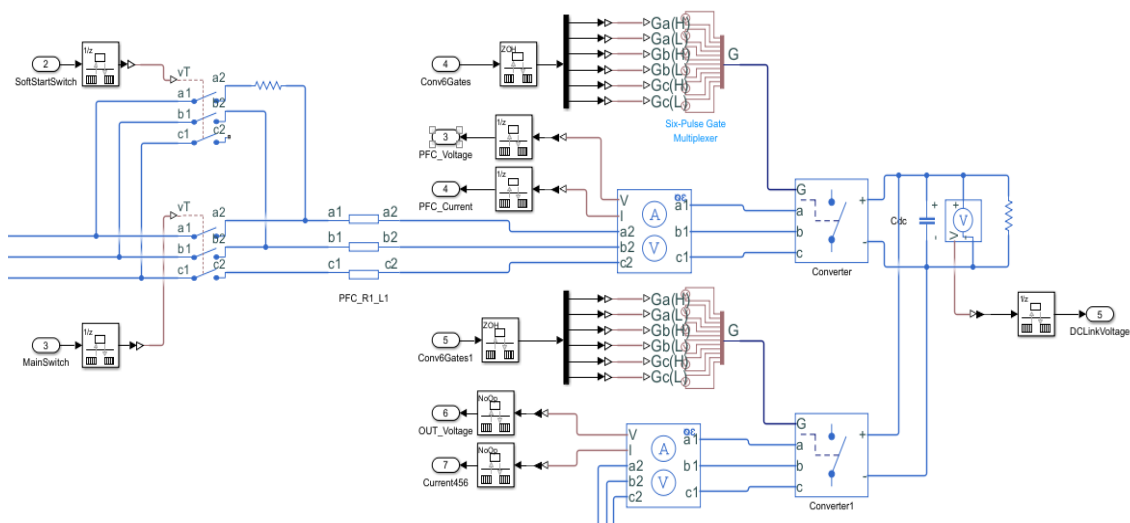
Matematický model měniče byl vytvořen ve výpočetním programu Simulink. Model obsahuje elektrické vlastnosti navrženého měniče, aby bylo možné otestovat funkci řídicího algoritmu bez rizika poškození reálného měniče. Model navíc umožňuje zobrazení průběhů řídicího signálů a následnou odezvu patřičné části měniče.

Model byl sestaven z bloků knihovny Simscape, doplněné o spojovací bloky umožňující komunikaci s touto knihovnou. Zároveň byly do modelu zařazeny bloky zajišťující diskretizaci jednotlivých proměnných. Tyto bloky umožňují korektní simulaci reálného chodu programu řízeného mikrokontrolerem.



Obrázek 30 Model síťové části měniče v programu Simulink

Aby bylo možné nasimulovat chování měniče v reakci na řídicí signály musel být zároveň vytvořen model rozvodné sítě obsahující parametry, které ovlivňují chování měniče. Model sestává z třífázového zdroje napětí, jehož parametry jsou definovány jako vstupní proměnná. Díky definování napětí vně samotného modelu lze simulovat různé poruchové stavy a změny napětí v průběhu simulace. Za zdrojem je umístěn RL prvek simulující indukčnost a odpor napájecí sítě. Ty jsou potřeba k nastavení regulátoru pro aktivní korekci účinníku. Za těmito bloky je umístěn měřicí blok pro získání informací o proudu a napětí.



Obrázek 31 Model měniče v programu Simulink

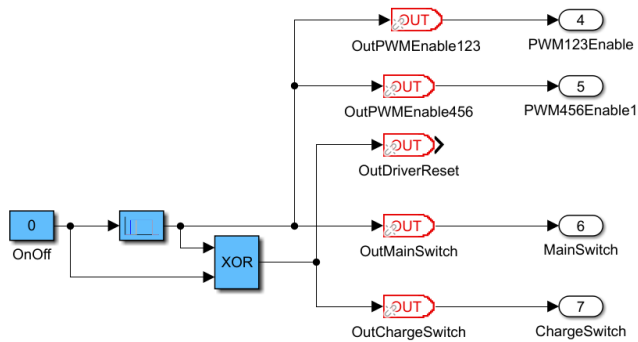
Po vytvoření modelu sítě mohl být vytvořen model výkonové části měniče. Jako první zde byl umístěn hlavní a pomocný stykač pro nabíjení meziobvodu. Nabíjení probíhá při napájení ze dvou fází přes nabíjecí odpor.

Za stykači byly připojeny síťové tlumivky s nastavenými parametry. Za nimi se nachází blok pro snímání napětí a proudu s vyvedenými výstupy. Polovodičová část měniče je tvořena blokem se třemi tranzistorovými větvemi a stejnosměrným meziobvodem, kterým jsou obě strany propojeny. Pro ovládání tranzistorů bylo třeba přivést do bloku řídicí signály nabývajících logických hodnot. Snímání napětí na meziobvodu je zastoupeno blokem voltmetru s paralelním rezistorem, který funguje zároveň jako vybíjecí odpor.

Výstup měniče je stejně jako vstup doplněn o měřicí blok, na který je možné připojit buď blok asynchronního motoru nebo indukčnosti.

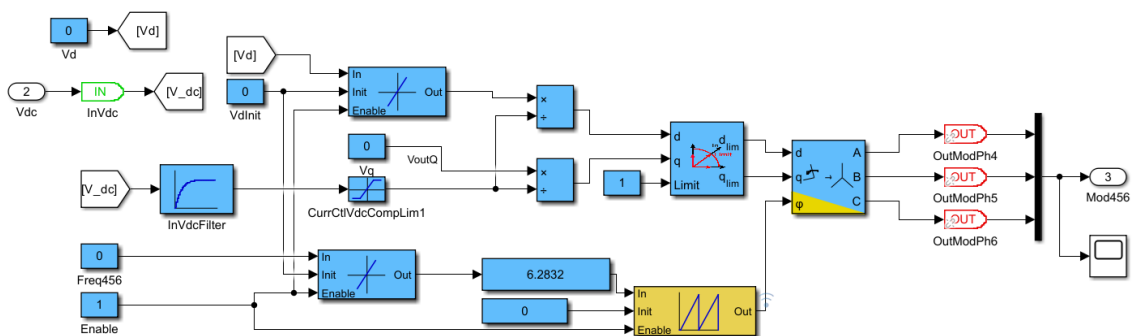
5.2 Blokové schéma řídicího algoritmu

Blokové schéma řídicího algoritmu bylo sestaveno stejně jako matematický model v programu Simulink. Zde byly použity bloky z knihovny X2C, které umožňují následné generování kódu v jazyce C. Popřípadě je možné pomocí těchto bloků přímo měnit proměnné v prostředí Simulink.



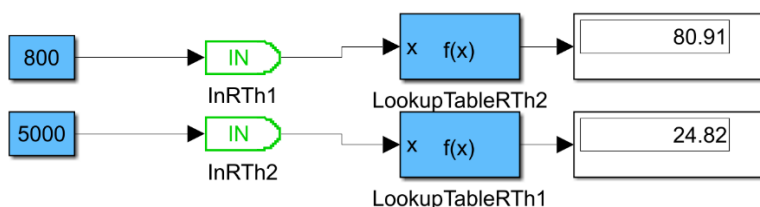
Obrázek 32 Algoritmus zapínání měniče

Jako první bylo třeba vytvořit sekvenci spínání stykačů, povolení PWM a restart budičů tranzistorů. Tato sekvence se musí provést při každém spuštění měniče. Bloky označené jako OUT slouží k propojení s proměnnými v kódu mikrokontroleru.



Obrázek 33 Blokové zapojení řízení modula PWM

Další byl vytvořen algoritmus pro vytvoření sinusového průběhu pomocí PWM. Konkrétně se jedná o algoritmus řízení motoru nastavením frekvence a velikosti modulovaného napětí. Pokud byla požadována metoda řízení U/f byly bloky propojeny tak, aby U_d bylo závislé na proměnné Freq456. Blok označený jako IN slouží ke čtení hodnot proměnných mikrokontroleru. Algoritmus pro řízení aktivní korekce účinníku je příliš komplexní a rozsáhlý, pro zobrazení v malém obrázku. Lze jej však nalézt v příloze



Obrázek 34 Přepočítání odporu na teplotu

Přepočítání odporu termistoru na teplotu je prováděno pomocí Lookup tabulky, ve které jsou zapsány hodnoty teploty odpovídající určité hodnotě odporu. Na Obrázek 34 jsou zobrazeny bloky konstant, které nejsou pro reálné použití algoritmu použity.

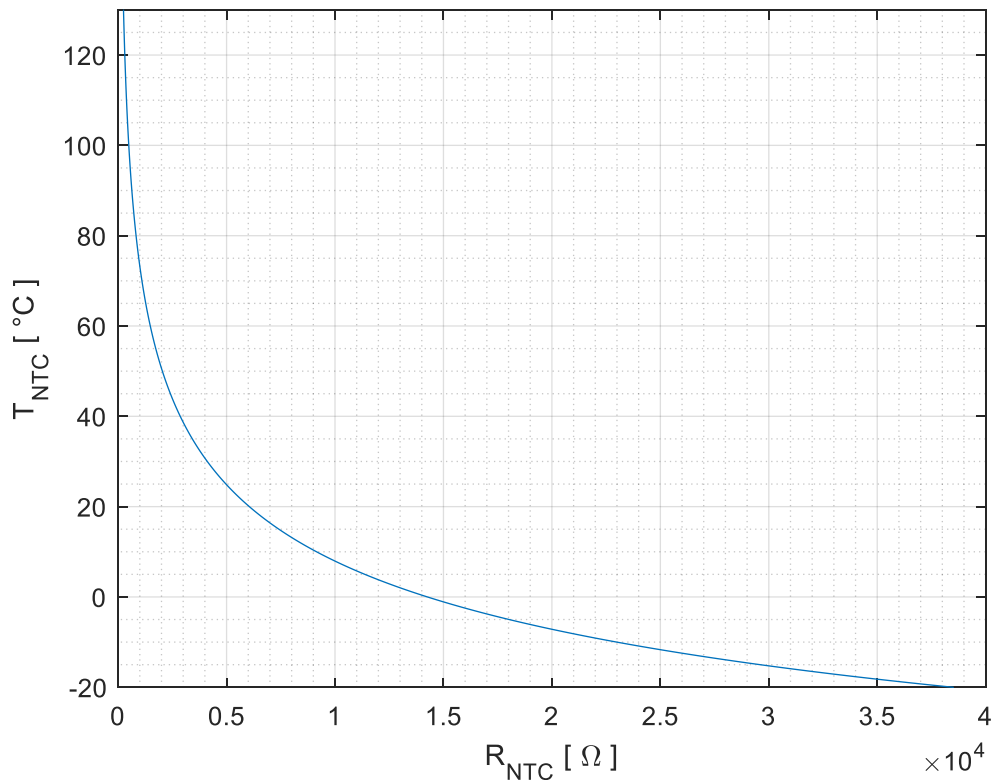
Výpočet teploty z hodnoty snímaného napětí na ADC převodníku by byl pro použitý kontrolér zbytečně náročný. Byly tak vypočteny hodnoty teploty odpovídající hodnotě odporu termistoru dle rovnice popisující jeho závislost na teplotě

$$R_{NTC} = R_{25} \cdot e^{B \cdot \left(\frac{1}{T_2}\right) - \left(\frac{1}{T_{25}}\right)}. \quad (36)$$

Po úpravě vznikla rovnice

$$T_2 = \frac{1}{\left(\frac{\ln\left(\frac{R_{NTC}}{R_{25}}\right)}{B}\right) + \left(\frac{1}{T_{25}}\right)}. \quad (37)$$

Hodnota konstanty B a odpor R_{25} byly odečteny z dokumentace modulu. Konkrétně pak $B = 3375$ a $R_{25} = 5000 \Omega$. Hodnota T_{25} je teplota, pro kterou je platná hodnota R_{25} . V tomto případě je to 25°C .



Obrázek 35 Graf závislosti teploty NTC na jeho odporu

Dle dokumentace od výrobce je teplota NTC snímače za normálních provozních podmínek rovna přibližně teplotě chladiče zvýšené o 10°C

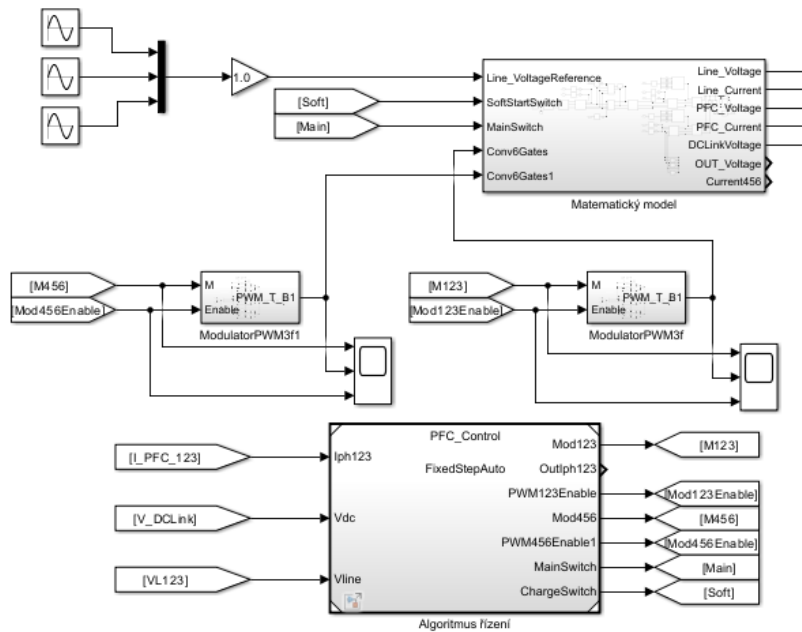
$$T_{NTC} = T_H + 10K.$$

Dle vypočtené ztráty na jeden modul a hodnotě tepelného odporu lze uvažovat maximální rozdíl teploty na NTC článku a uvnitř čipu tranzistoru maximálně 20°C . Při maximální teplotě tranzistoru 125°C by měřená teplota byla 105°C . Z toho vyplývá, že

pokud bude nastavena maximální dovolená teplota na snímači 100 °C, bude zachována dostatečná rezerva a nedojde k poškození zařízení vlivem přehřátí.

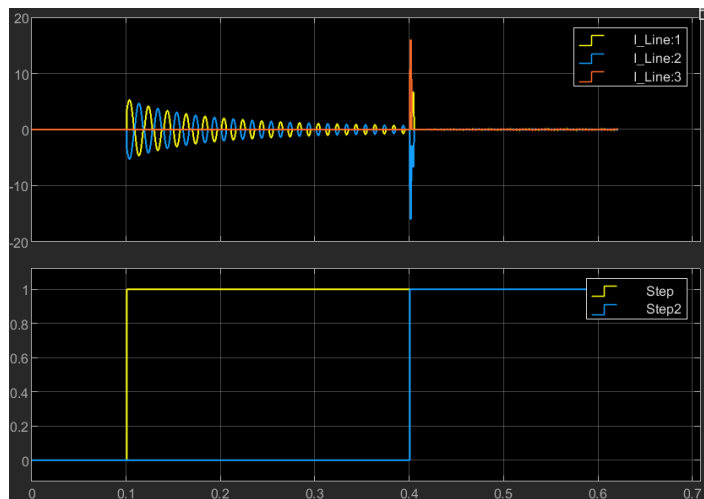
5.3 Aplikace řídicího algoritmu na matematickém modelu

Aby bylo možné aplikovat algoritmus na matematický model, bylo nutné vytvořit propojení mezi těmito dvěma bloky. To znamená simulace rámcového programu a skutečných periférií mikrokontroléru. Proto bylo nutné vytvořit bloky pro přepoččet modulačního činitele v rozmezí (-1;1) na střidu otevírající daný tranzistor.



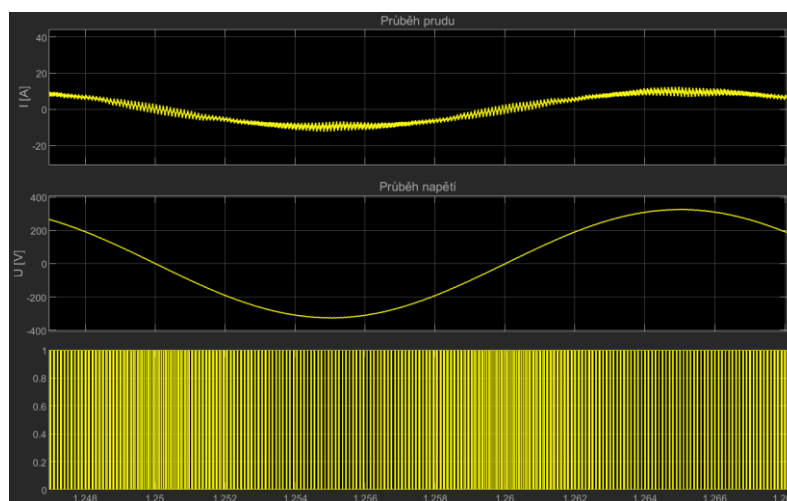
Obrázek 36 Propojení modelu s řídicím algoritmem

Následně pak bylo možné spustit simulaci. Funkce algoritmu byla ověřena na průbězích pro nabíjení meziobvodu, ověření funkce aktivní korekce účinníku a vytvoření sinusového průběhu proudu na motorové straně měniče. Pozorován byl také průběh regulace.



Obrázek 37 Průběhy proudů při zapnutí měniče

Prvním impulzem dojde k sepnutí pomocného stykače a začne nabíjení meziobvodu, kdy jsou připojeny dvě fáze přes nabíjecí odpor. Doba nabíjení je nastavena na 0,4 s. Po uplynutí této doby dojde k sepnutí hlavního stykače zařízení, tím se připojí napřímo všechny tři fáze a meziobvod se nabije na maximální napětí v krátkém čase. Při nabíjení vznikne proudová špička o velikosti 18 A. Velikost této špičky lze změnit dobou mezi sepnutím pomocného a hlavního stykače.



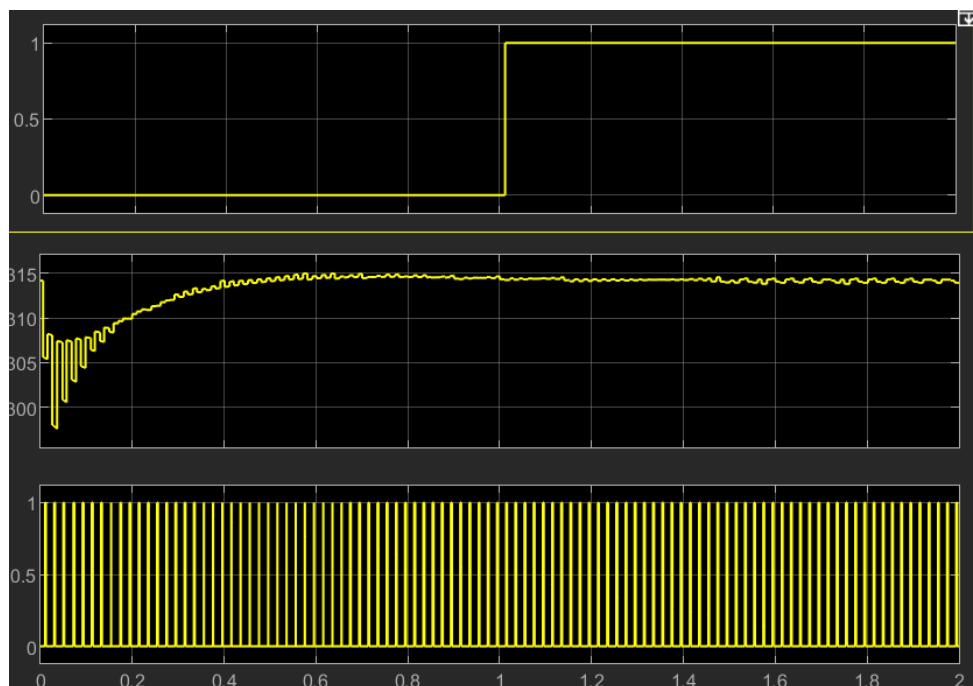
Obrázek 38 Průběh proudu a napětí jedné fáze s aktivním PFC

Spodní průběh na Obrázek 38 zobrazuje impulzy pro spínání jednoho tranzistoru na vstupu měniče. Nosná frekvence signálu je 10 kHz. Průběhy zobrazují funkci PFC, díky kterému se průběh proudu výrazně přibližuje k sinusovému průběhu napětí.

Pomocí fázového závěsu se snímá frekvence vstupního napětí, zejména pak jeho průchod nulou. Zároveň ho lze použít i ke zjištění sledu fází připojeného síťového napětí. Na základě snímané frekvence dochází k regulaci frekvence vnitřní funkce pomocí regulátoru. Výsledná frekvence je použita pro generování signálů pro ovládání tranzistorů PFC. Tato regulace probíhá po celou dobu provozu zařízení.

Důležitým krokem u PFC je nastavení na základě signálu z fázového závěsu. Fázový závěs slouží pro synchronizaci frekvence rozvodné sítě s nosnou frekvencí modulovaného signálu. Zároveň je také důležitá informace o amplitudě napětí v síti, dle které je nastaveno modulované napětí. Kdyby tato informace nebyla známá, mohlo by dojít k nechtěným proudovým špičkám v momentě spuštění. V případě, kdy má vypočtená frekvence hodnotu, která odpovídá zvolenému rozmezí, dojde k nastavení výstupu signalizujícího připravenost PLL. Návrh regulátoru musel být proveden tak, aby nedošlo k vygenerování signálu dříve, než dojde k ustálení signálu. Musí zde být definována doba po kterou má být signál ve zvolených mezích.

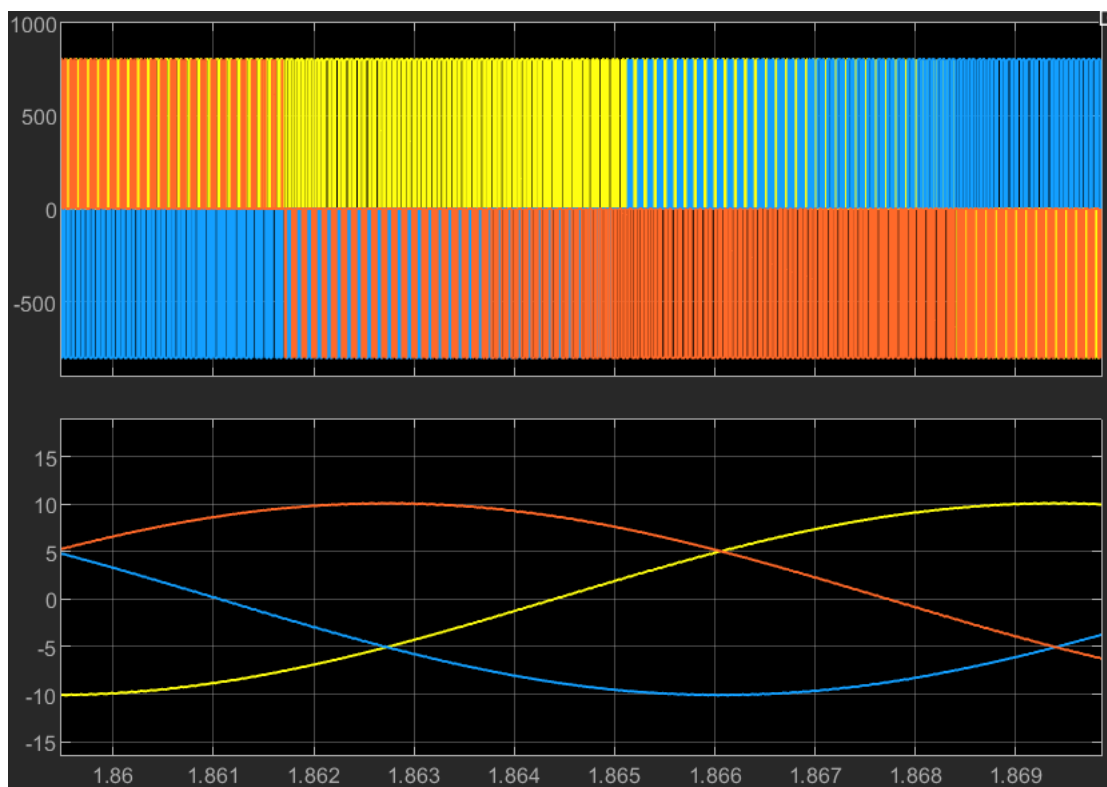
Snímání sledu fází umožňuje nastavení a řízení PFC. Zároveň také poskytuje možnost zjištění výpadku některé z fází, popřípadě lze zjistit i nesymetrii sítě.



Obrázek 39 Průběh signálů fázového závěsu

První průběh na obrázku zobrazuje impuls značící nastavení frekvence fázového závěsu s požadovanou přesností. Druhý průběh zobrazuje průběh úhlové rychlosti. Třetí signál jsou pak synchronizační impulsy.

[4], [8]



Obrázek 40 Průběhy proudu a napětí na motorové straně měniče

Průběhy na Obrázek 41 zobrazuje průběh proudu a napětí na motorové straně měniče při přivedení spínacích signálů na vstup tranzistorů. Horní průběh znázorňuje napětí jednotlivých fází a spodní pak průběhy proudů. Díky indukčnosti zátěže dochází k filtrování napěťových pulzů a vzniká sinusový průběh proudu.

5.4 Použití X2C

Plugin X2C do programu Simulink umožňuje vytvoření programu v jazyce C. Program může být přímo použit pro aplikaci řídicího algoritmu do mikrokontroléru. Při vytvoření kódu byly vygenerovány vzájemně propojené funkční bloky. X2C umožňuje měnit proměnné použité ve struktuře algoritmu v reálném čase, rozhraní také umožňuje zobrazení těchto proměnných v grafu. Komunikace mezi X2C a mikrokontrolérem je zprostředkována přes sériovou linku UART.

X2C obsahuje knihovnu funkčních bloků pro Simulink. Aby bylo možné aplikovat kód vytvořený pomocí X2C, musel být nejprve sestaven takzvaný rámcový program. V tomto programu byly nastaveny periferie, tj. časovače, A/D převodníky, DMA a funkce provádějící výpočty k ovládní periferií a zpracování dat. Vygenerovaný kód X2C obsahuje strukturu vstupních a výstupních proměnných a funkčních bloků. V rámcovém programu je zapotřebí naplnit vstupní proměnné, spustit funkci Update, která postupně spustí všechny funkční bloky, a nakonec zpracovat výstupní proměnné.

```

x2cModel.inports.bInVdc = adcRealData.adcAll.Vdc;
x2cModel.inports.bInVLine1 = adcRealData.adcAll.VL1;
x2cModel.inports.bInVLine2 = adcRealData.adcAll.VL2;
x2cModel.inports.bInVLine3 = adcRealData.adcAll.VL3;
x2cModel.inports.bInIph2 = adcRealData.adcAll.I2;
x2cModel.inports.bInIph3 = adcRealData.adcAll.I3;
x2cModel.inports.bInIph4 = adcRealData.adcAll.I4;
x2cModel.inports.bInIph5 = adcRealData.adcAll.I5;

```

Obrázek 41 Naplnění (nastavení) vstupních proměnných ve struktuře X2C

5.5 Nastavení PWM

Pro generování ovládacího signálu tranzistorů byla použita periferie HRTIM (High Resolution TIMer). Tato periferie obsahuje jeden nadřazený časovač a dalších 6 podřízených časovačů. Každý z podřízených časovačů disponuje dvěma komplementárními výstupy, umožňující generovat PWM pro ovládání celé tranzistorové větve. Periferie umožňuje vzájemné propojení všech časovačů přes synchronizační signály, popřípadě hromadné řízení dle nadřazeného časovače. Každý z časovačů může mít vlastní srovnávací hodnotu pro provedení požadované akce.

Každá z tranzistorových větví měniče byla připojena na výstupní piny jednoho z časovačů. Čítání všech časovačů bylo odvozeno od funkce hlavního časovače. Střída pro každý z kanálů je tvořena samostatnými srovnávacími hodnotami vypočtených z modulačního činitele.

Pracovní frekvence pro hlavní časovač byla nastavena na 10 kHz.

Tabulka 6 Rozdělení tranzistorů k odpovídajícím časovačům

	horního tranzistor	spodního tranzistor
Výstup HRTIM	1	2
A	T1	T2
B	T3	T4
C	T5	T6
D	T7	T8
E	T9	T10
F	T11	T12

5.6 Nastavení GPIO

Pro digitální vstupy a výstupy měniče byly použity výstupy nacházející se ve společném registru. Toto řešení usnadňuje jak zapisování na tyto výstupy, tak i čtení vstupů. Pro vstupy i výstupy byla vytvořena samostatná proměnná, do které jsou patřičné hodnoty zapisovány. Toto řešení usnadňuje přizpůsobení řídicího algoritmu a umožňuje případné úpravy bez nutnosti změny základního kódu.

Další kategorii použitých výstupů byly signalizační diody. I ty se nachází ve společném registru. S jejich pomocí lze signalizovat aktuální stav řídicí elektroniky.

5.7 Čtení ADC

Pro čtení analogových hodnot bylo využito všech pěti ADC jednotek, které použitý mikrokontroler obsahuje. Pro přenos hodnot z převodníků byla využita jednotka DMA. Čtení probíhá ze všech převodníků zároveň ve dvou cyklech.

Tabulka 7 Diagram čtení ADC

x	1. Cyklus		2. Cyklus	
	Vstup	Veličina	Vstup	Veličina
ADC1	IN_6	IL1	IN_8	IM1
ADC2	IN_7	IL2	IN_9	IM2
ADC3	IN_15	UL1	IN_10	Udc
ADC4	IN_16	UL2	IN_7	Th1
ADC5	IN_9	UL3	IN_10	Th2

Zde bylo důležité zajistit, aby docházelo ke čtení jak proudů na každé straně měniče, tak fázových napětí zároveň. Pokud by bylo například napětí na jedné z fází čteno až ve druhém cyklu, zatímco ostatní fáze již v prvním docházelo by ke zkreslení dalších výpočtů vlivem zpoždění mezi cykly. Vyčítání hodnot ADC je synchronizováno na událost vznikající v polovině čítání hlavního časovače HRTIM. Takto provázané vyčítání analogových hodnot je záměrné. Hodnoty jsou tak čteny mimo oblast přechodných dějů způsobeny spínáním tranzistorů.

Vyčtené hodnoty z ADC převodníku byly následně přepočteny na analogové hodnoty odpovídající reálným hodnotám měřených veličin. Použity mikroprocesor obsahuje FPU, proto bylo možné u všech analogových vstupů využít odpovídající vztah v kapitole 3. Jediná úprava byla vyjádření snímaného napětí U_{ADC} z digitální hodnoty na převodníku. Protože signály byly upraveny tak, aby jejich maximální hodnota byla 3,3 V

$$U_{ADC} = \frac{3,3}{ADC_{max}}, \quad (38)$$

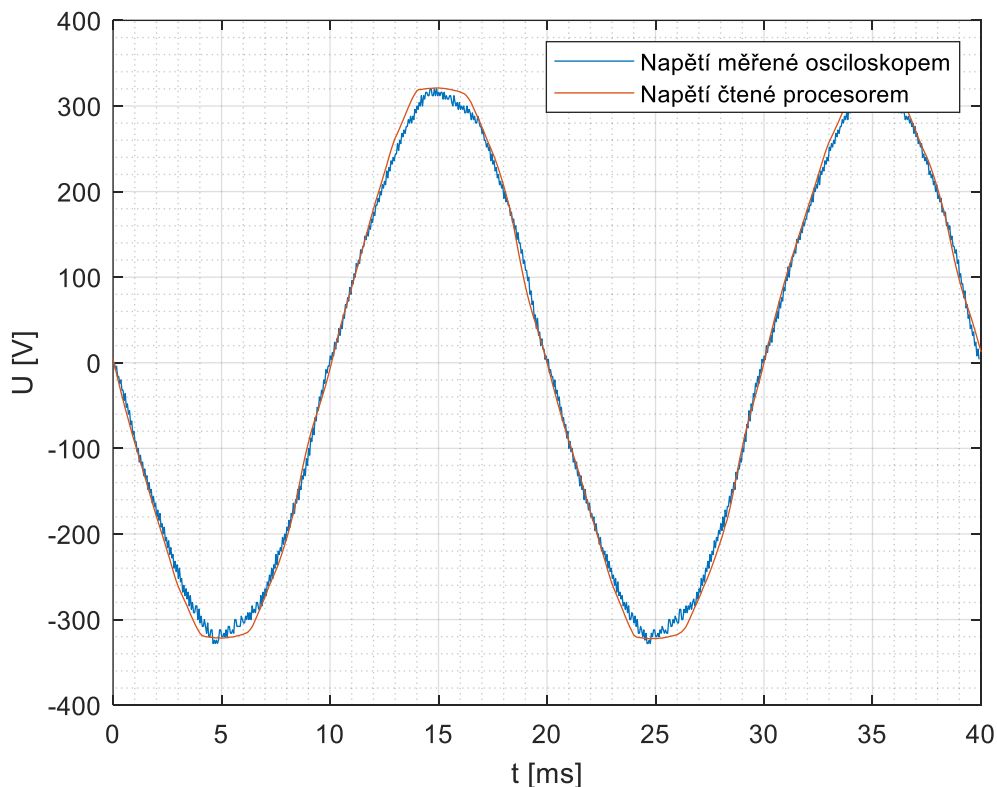
kde ADC_{max} je maximální hodnota která se může objevit při vyčítání ADC převodníku.

Stejně jako přenos dat z převodníku je i přepočet navázán na moment, kdy se hlavní časovač dostane na polovinu maximální hodnoty. Je tak zajištěna aktualizace všech hodnot při každé periodě PWM signálu.

6. TESTOVÁNÍ MĚNIČE

6.1 Ověření funkce měření napětí

Pro zjištění přesnosti snímání fázových napětí bylo provedeno kontrolní měření, kdy bylo na měnič přivedeno síťové napětí a jeho průběh byl zaznamenán pomocí osciloskopu a vyčítáním hodnot z mikrokontroleru.



Obrázek 42 Srovnání měření fázového napětí řídicí elektronikou a pomocí osciloskopu

Hodnota fázového napětí čtená procesorem pomocí A/D převodníku je srovnatelná s napětím zaznamenaným osciloskopem viz Obrázek 42.

Snímání napětí na meziobvodu bylo ověřeno měřením napětí v určitých bodech. Zjištěná nepřesnost měření byla ± 3 V pro rozmezí (10; 800) V. Pro měření napětí je potřebné, aby na meziobvodu vzniklo dostatečné napětí, pro otevření diody, která je zapojena v sérii s měřicími odpory.

6.2 Ověření funkce měření teploty modulů

Pro zjištění přesnosti snímání teploty byla teplota chladiče zvýšena na 100 °C. Po dosažení této teploty byl zdroj tepelného výkonu odstraněn a po dobu 10 minut byla zaznamenávána teplota na chladiči měřená odporovým snímačem teploty PT100 a teplota měřená pomocí NTC snímačů uvnitř tranzistorových modulů, zaznamenávána řídicí

elektronikou.

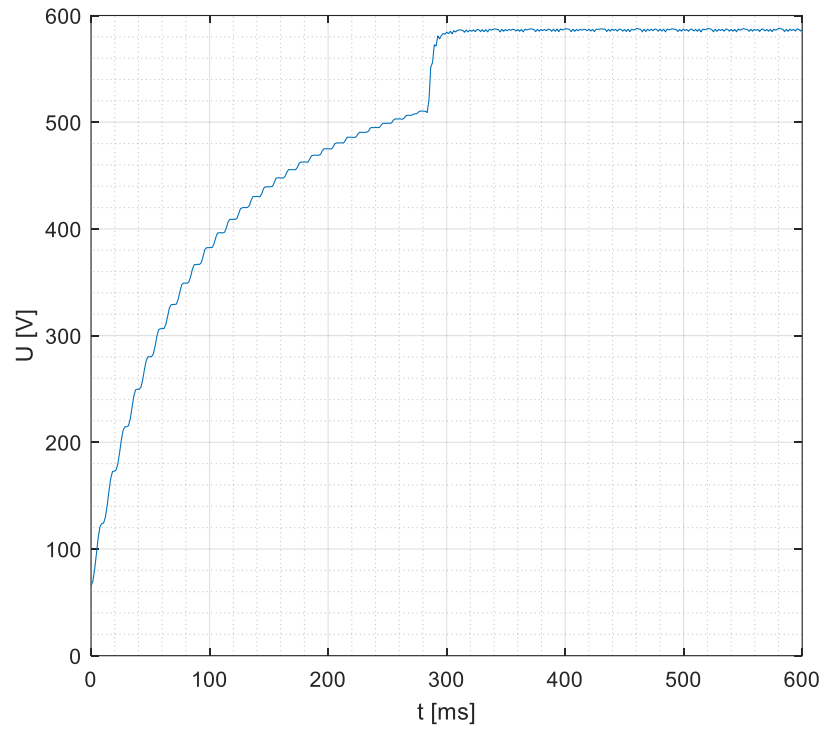
Tabulka 8 Teploty uvnitř modulů a mezi žebry chladiče

t [min]	T_H [°C]	T_{h1} [°C]	T_{h2} [°C]
1	98,0	95,8	96,4
2	96,0	92,8	93,5
3	94,5	91,7	92,7
4	93,3	90,0	90,6
5	91,8	88,7	89,4
6	90,7	87,7	88,2
7	89,5	86,8	87,2
8	88,4	85,9	86,4
9	87,3	84,5	84,8
10	86,3	83,9	84,3

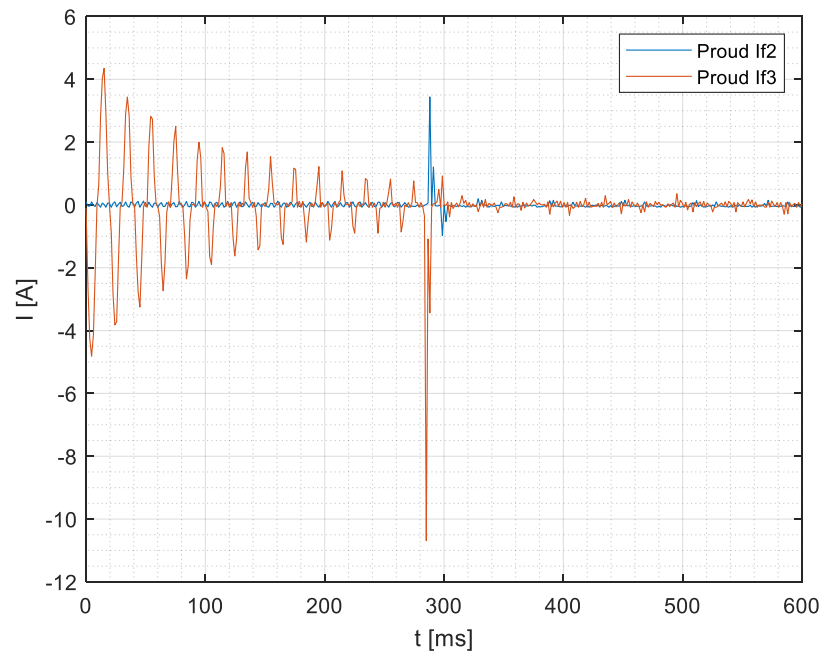
Po odstranění tepelného zdroje se stal zdrojem tepla měřený chladič. Přestup tepla mezi chladičem a snímačem uvnitř tranzistorového modulu není dokonalý, proto je zde tepelný spád. Z naměřených dat je patrné, že přesnost snímání teploty je se příliš neliší od varianty, kdy byl použit termistor PT100. Rozdíl snímané teploty mezi moduly může být způsoben více faktory. Pravděpodobně nejvýznamnější z nich je přesnost použitých součástek pro zpracování signálu ze snímače a přesnost snímače samotného. Přepočtenou teplotu snímanou řídicím algoritmem lze považovat za dostatečně přesnou.

6.3 Nabíjení meziobvodu

Ověření průběhu napětí na meziobvodu při jeho nabíjení je děj opakující se při každém spuštění měniče. Proto je ověření jeho průběhu důležité. Významný je pak zejména průběh proudu odebíraného ze sítě. Průběh byl zaznamenán pomocí X2C. Následné vykreslení hodnot bylo provedeno v programu Matlab.



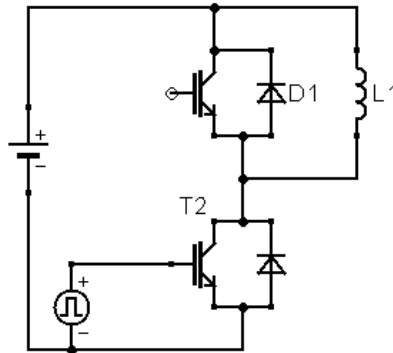
Obrázek 43 Reálný průběh napětí na meziobvodu při jeho nabíjení



Obrázek 44 Průběh proudu dvěma fázemi při nabíjení meziobvodu

6.4 Ověření funkce budičů

Při tomto testu byly ověřeny spínací a vypínací děje na tranzistorech. Test zároveň sloužil k ověření spínací a vypínací funkce budičů a nastavení anti-desaturační ochrany tranzistorů. Test probíhal při zatížení tranzistoru proudem, a to až do hodnoty uvedené v dokumentaci. Pro ověření průběhu jednotlivých veličin na tranzistorech byla použita metoda měření twinshoot.

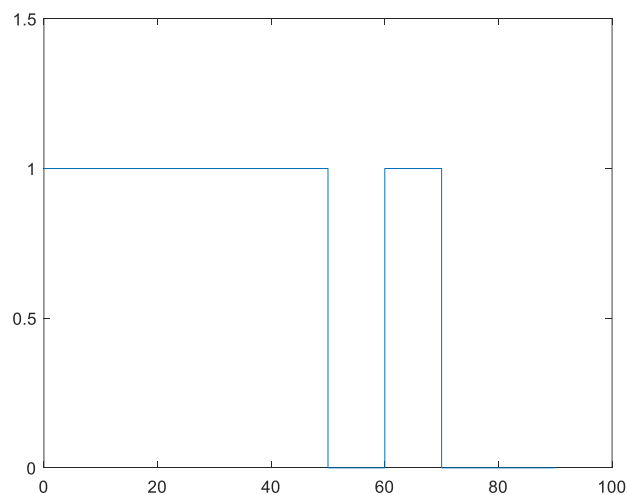


Obrázek 45 Schéma zapojení měření metodou twinshoot

Metoda se skládá ze dvou kroků. Nejprve je vytvořen proud skrz tlumivku sepnutím tranzistoru. Velikost vytvořeného proudu odpovídá rovnici

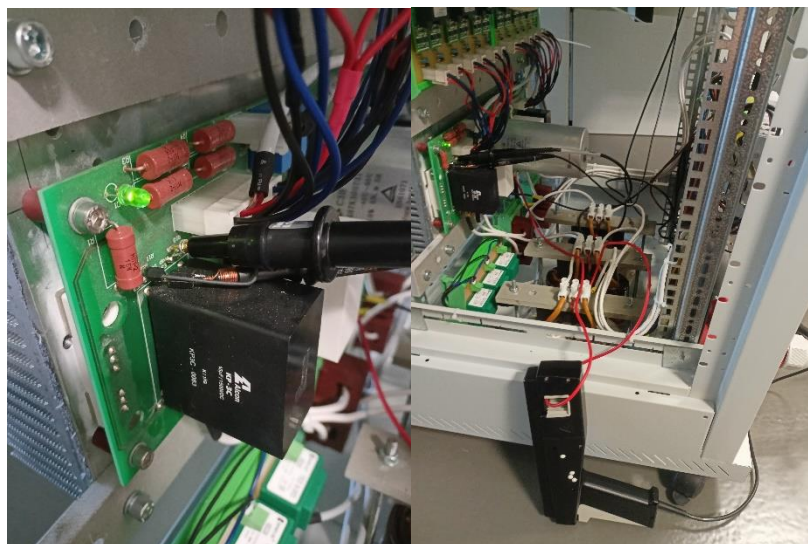
$$i = \frac{U \cdot t_{on}}{L} \quad (39)$$

Následně dojde k vypnutí tranzistoru, přičemž je sledován vypínací děj tranzistoru. Po ustálení hodnot napětí na GE a CE je tranzistor znovu sepnut, kdy je pozorován zapínací děj tranzistoru. Je důležité, aby za dobu, kdy je tranzistor vypnutý, nedošlo k poklesu proudu tlumivkou.



Obrázek 46 Průběh řídicího signálu ovládajícího tranzistor

Pro provedení měření bylo třeba upravit zapojení výkonové části dle schématu. Tlumivka byla připojena mezi kladný pól meziobvodu a střed tranzistorové větve. Pro omezení rušení a zákmitů byl použit spodní tranzistor jedné větve. Jako zkušební indukčnost byla použita jedna ze síťových tlumivek. Průběh napětí U_{GE} a U_{CE} byl měřen v nejmenší možné vzdálenosti od tranzistorového modulu, a to přímo v místě připojení tranzistoru na DPS. Proud byl měřen na vodiči spojující tlumivku a meziobvod.

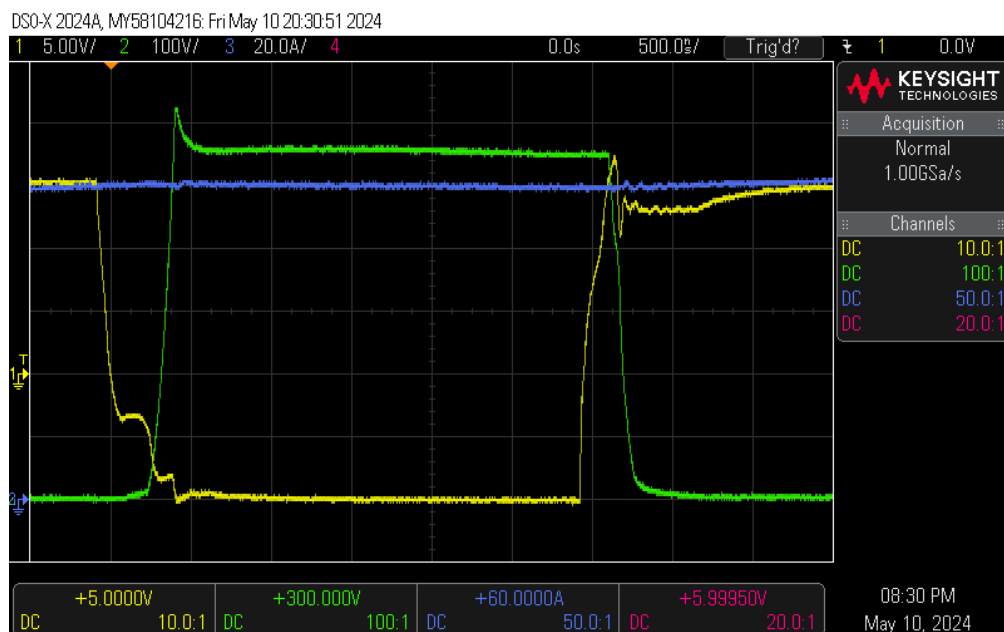


Obrázek 47 Sestava pro měření metodou twinshoot

Doba, po kterou vzrůstal proud byla vypočtena pomocí upraveného vzorce (39).

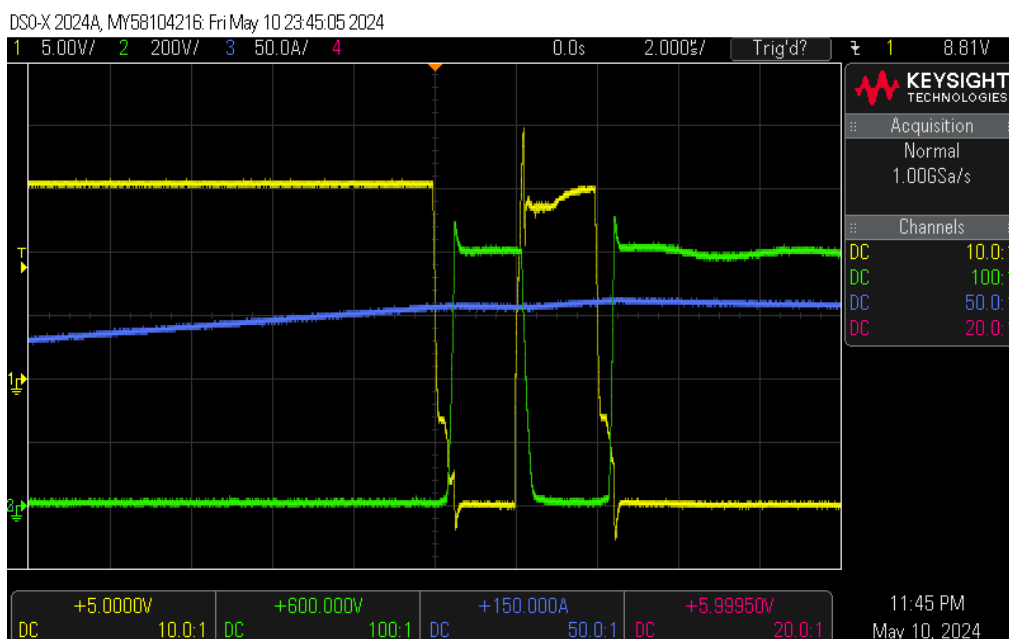
$$t_{on} = \frac{i \cdot L}{U}. \quad (40)$$

Měření bylo provedeno nejprve při nízké hodnotě proudu a napětí. Následně byl zvyšován proud při zachování napětí. Poslední měření bylo provedeno při plném napětí meziobvodu i maximálním povoleném proudu tranzistoru. Doba růstu proudu byla vždy v řádu desítek až stovek ms, následující pulsy měly šířku pouze jednotky ms.



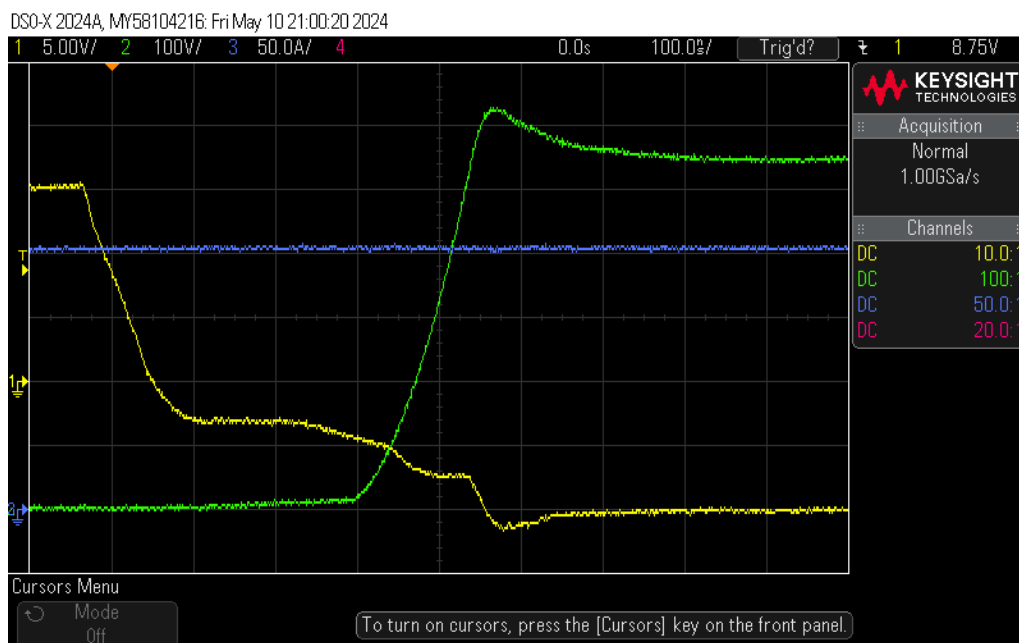
Obrázek 48 Naměřené průběhy při zapínání a vypínání tranzistoru

Na Obrázek 48 jsou zobrazeny průběhy napětí U_{GE} – žlutá křivka, U_{CE} – zelená křivka a procházející proud – modrá křivka.



Obrázek 49 Naměřené průběhy při zapínání a vypínání tranzistoru v širším pohledu

Při měření byla upřesněno nastavení anti-desaturační ochrana. Měřením bylo ověřeno, že ochrana vybavuje při hodnotě proudu tranzistorem 190 A při teplotě 25 °C. Tato hodnota je však závislá na teplotě modulu a napětí meziobvodu. Při měření s napětím 350 V na meziobvodu došlo k vybavení ochrany již při 160 A. Stejně tak tomu bylo při měření s teplotou modulu zvýšenou na 80 °C a napětím mezi obvodu 830 V.

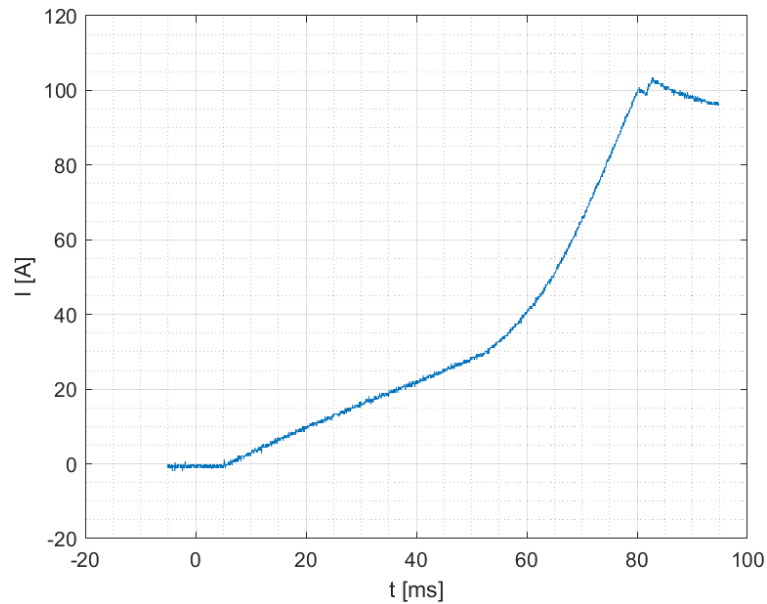


Obrázek 50 Průběh napětí na tranzistoru v případě vybavení ochrany

Pokud došlo v průběhu měření k vybavení ochrany, byly měřené průběhy obdobné jako zobrazuje Obrázek 50. Vybíjení hradla probíhalo výrazně pomaleji.

Pomocí naměřených dat byla ověřena hodnota deadtime potřebného pro bezpečné zavření jednoho tranzistorů ve větvi a otevření druhého. Pokud by tato hodnota byla nastavena příliš krátká, docházelo by k současnému otevření obou tranzistorů. V tomto případě by tak vznikaly nežádoucí proudové špičky a mohlo by dojít ke zničení měniče. V opačném případě, kdy by byla doba deadtime příliš dlouhá, by nastalo zbytečné zpoždění způsobující snížení maximální dosažitelné střídny při spínání tranzistorů. Po analýze byla hodnota deadtime nastavena na 1,2 μ s.

Další přínosem měření bylo vykreslení magnetizační křivky tlumivky

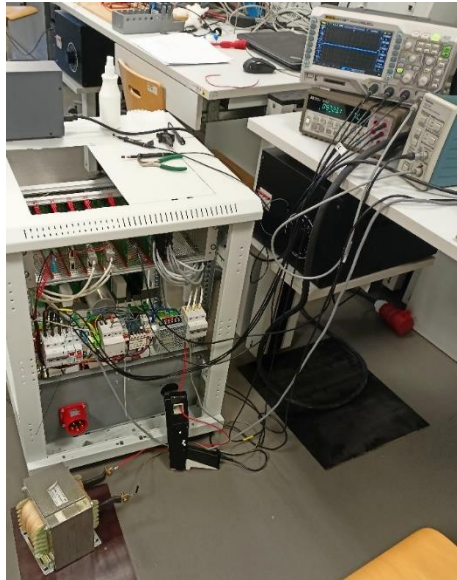


Obrázek 51 Průběh proudu v závislosti na čase na použité tlumivce

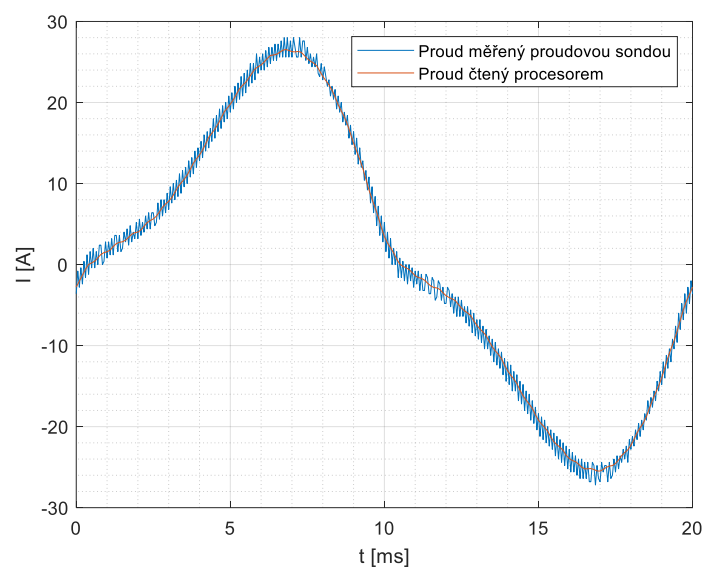
Z naměřeného průběhu je patrné, že proud tlumivkou rostl lineárně až do hodnoty 30 A. Při vyšší hodnotě již dochází k přesycení jádra. Vzhledem k provozním parametrům, na které byl měnič navržen je tento průběh vyhovující.

6.5 Zatěžovací zkouška s jednofázovou tlumivkou

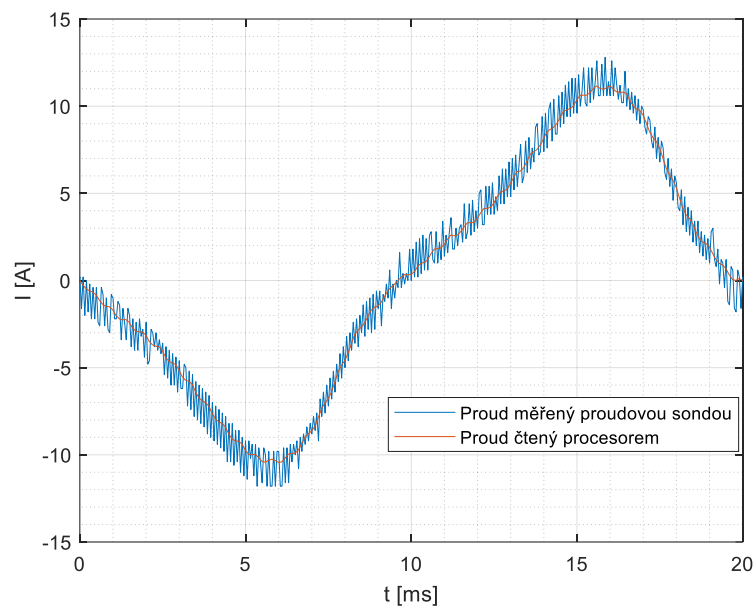
Pro ověření funkce a zatížitelnosti výstupní části měniče, bylo provedeno měření s jednofázovou tlumivkou. Tlumivka měla vlastní indukčnost o velikosti 700 μH . Zkouška byla provedena při napájení měniče z rozvodné sítě. Řídicí algoritmus byl nastaven tak, aby nosná frekvence výstupního signálu byla 50 Hz. Následně byla nastavována amplituda modulovaného signálu, čímž byl měněn proud tlumivkou. Jeho průběhy byly zaznamenávány. Tento test zároveň posloužil jako kontrola správnosti čtení proudu řídicí elektronikou oproti hodnotě proudu zaznamenané osciloskopem a proudovou sondou. Z naměřených průběhů je patrné, že cívka byla v průběhu měření přesycována již od malých hodnot procházejícího proudu.



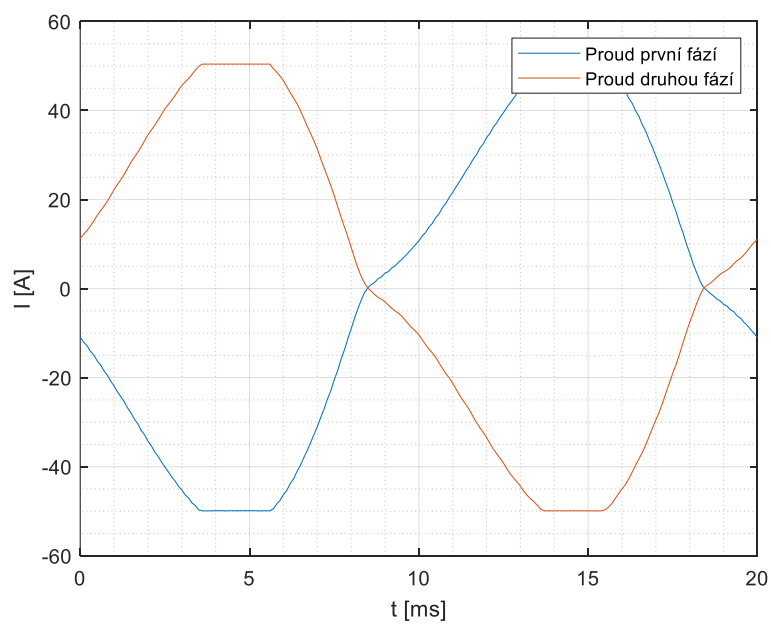
Obrázek 52 Měřicí pracoviště pro zkoušku s jednofázovou tlumivkou



Obrázek 53 Průběh proudu procházející tlumivkou s maximální hodnotou 24 A



Obrázek 54 Průběh proudu procházející tlumivkou s maximální hodnotou 11 A



Obrázek 55 Saturovaný průběh proudu tlumivkou

Poslední průběh byl vytvořen pouze z hodnot změřených pomocí X2C. V průběhu měření došlo k překročení měřitelného rozsahu. V tomto případě nastane saturace hodnoty proudu a bylo třeba se při dalším měření držet pod touto hodnotou.

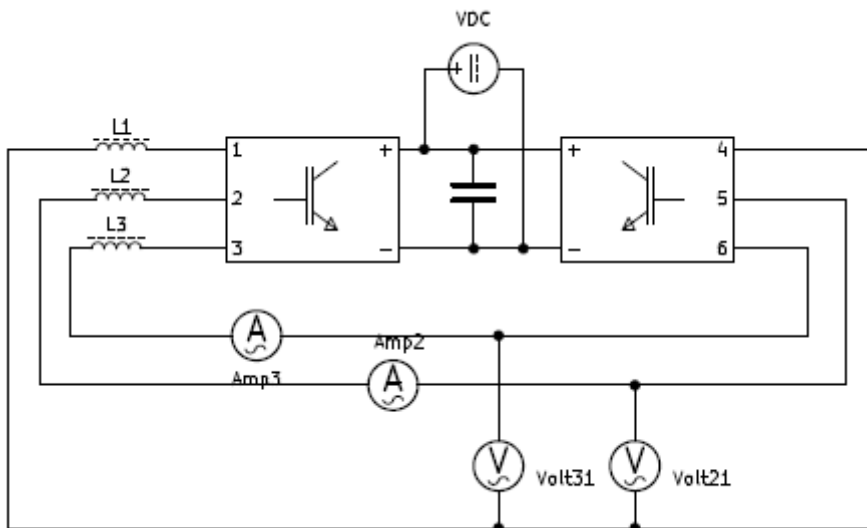
6.6 Zatěžovací zkouška celého měniče

Součástí zadání bylo ověřit výkonové dimenzování měniče. Nejjednodušší možností by bylo jeho připojením k motoru a síti, nicméně motor s dostatečným výkonem nebyl při dokončení měniče k dispozici. Byl tak zvolen postup, kdy byl měnič napájen stejnosměrným napětím do meziobvodu a místo zatěžování měniče motorem, byla jako zátěž použita síťová část měniče, na které se nachází síťové tlumivky. Zde byly navíc zapojeny tlumivky s vlastní indukčností 250 μH v každé fázi.

Lze tak říct, že byl měnič zatěžován sám sebou. Při měření výkon procházel přes tlumivky z jedné strany měniče na druhou, ale nebyl mařen. Vzniklé ztráty tak odpovídaly reálným ztrátám, které vznikají při provozu měniče na zvolený výkon. Velikost těchto ztrát lze určit jako výkon odebíraný meziobvodem ze zdroje. Dle vzorce

$$P_{ztr} = U_m \cdot I_m, \quad (41)$$

kde U_m je napětí meziobvodu a I_m střední hodnota proudu meziobvodem.



Obrázek 56 Schéma zapojení měniče pro zatěžovací měření

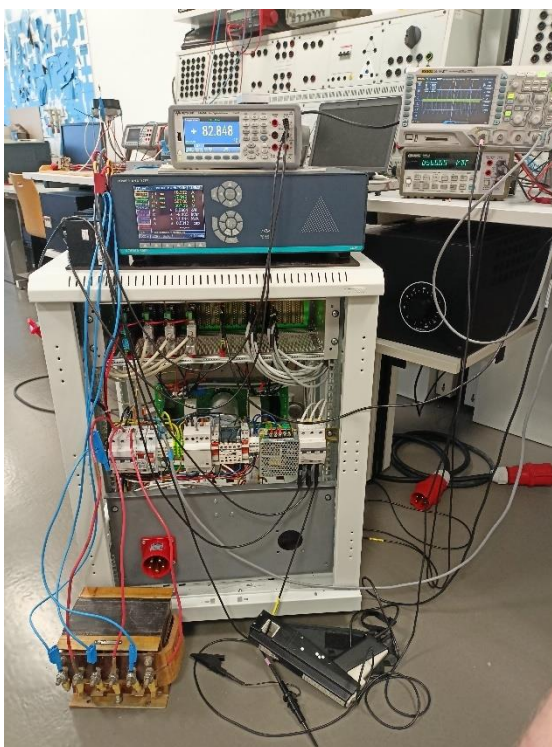
Na obrázku je zobrazeno zapojení měřicího pracoviště. Indukčnost přidavných a síťových tlumivek byla označena společně. Proudy byly měřeny ve dvou fázích, u kterých bylo měřeno sdružené napětí k třetí fázi

Výhodou tohoto řešení bylo zároveň otestování chodu obou stran výkonového měniče současně. Aby bylo možné s jistotou určit, zda je dimenzování správné, bylo nutné použít aktivní chlazení. Protože navržené ventilátory nebyly k dispozici, byl použit stojanový ventilátor o průmětu 40 cm a příkonu 60 W.



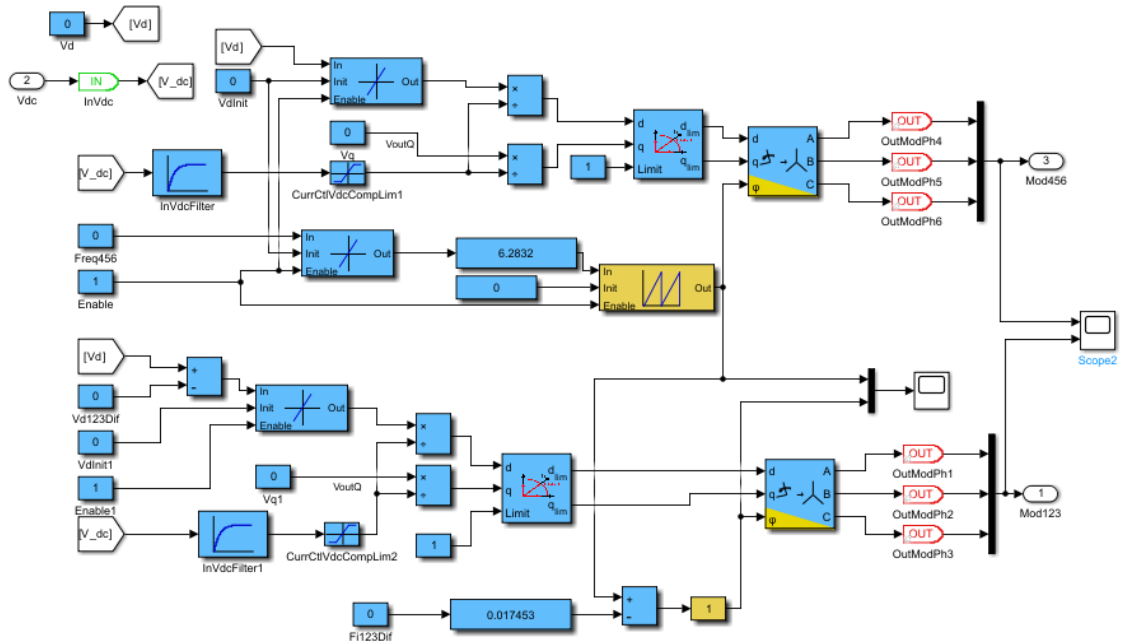
Obrázek 57 Chlazení měniče při zatěžovací zkoušce

Účinnost chlazení za použití tohoto ventilátoru byla pravděpodobně o mnoho nižší, než by tomu bylo při použití správně umístěných navržených ventilátorů.

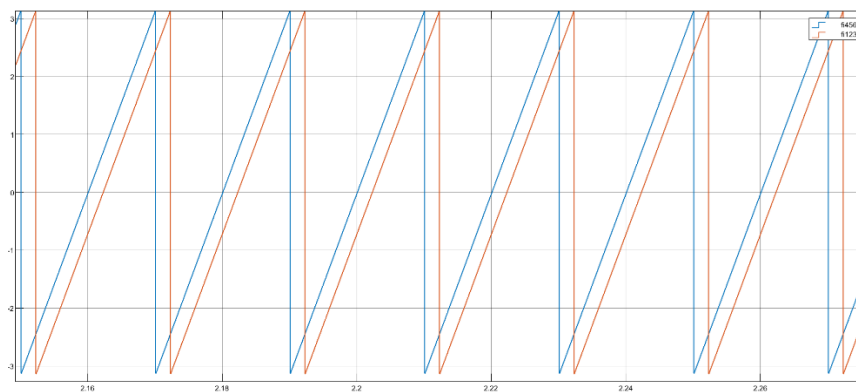


Obrázek 58 Sestavení měřicí soustavy

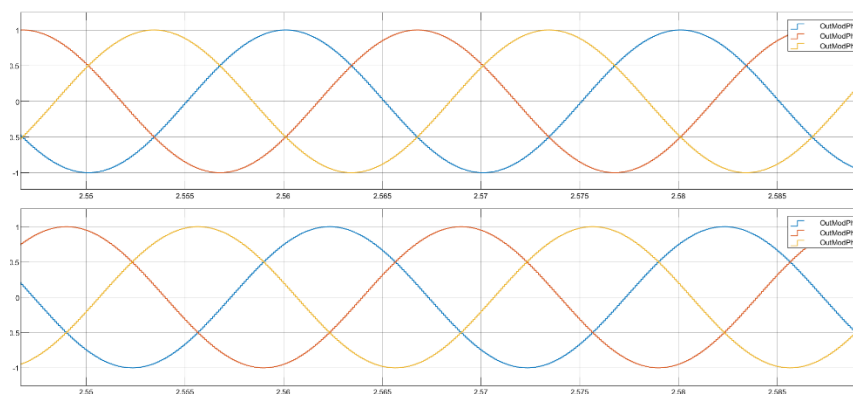
Na obou stranách měniče byla generována PWM se stejnou nosnou frekvencí. Základní nastavení algoritmu řízení byl provedeno tak, aby v klidovém stavu byla stejná okamžitá hodnota modulačního činitele na propojených fázích měniče. V takovém stavu měničem neprocházela žádný proud. Velikost protékajícího proudu obvodem byla regulována pomocí rozdílu řídicího úhlu a hodnoty modulovaného napětí mezi stranami měniče. Bylo tak možné přesně řídit procházející výkon.



Obrázek 59 Algoritmus použitý pro řízení měniče při zatěžovací zkoušce



Obrázek 60 Rozdíl okamžité hodnoty řídicího úhlu stran měniče



Obrázek 61 Vzájemné posunutí modulačního činitele mezi stranami měniče (horní průběh-fáze 4,5,6; spodní průběh-fáze 1,2,3)

Tabulka 9 Zaznamenané parametry při různých výkonech

P [W]	6131,00	7400,00	9226,00	12700,00	13,44
S [VA]	12449,00	14987,00	15104,00	19064,00	19,78
I_{rms1} [A]	20,47	24,89	20,59	25,52	25,68
I_{rms2} [A]	20,03	23,82	19,99	24,10	24,74
U_{rms1} [V]	307,22	307,93	372,38	383,44	392,14
U_{rms2} [V]	307,58	307,40	371,93	383,94	392,27
λ [-]	0,49	0,49	0,61	0,67	0,68
λ_{1h} [-]	0,74	0,75	0,78	0,83	0,83
U_m [V]	568,00	570,00	569,00	570,00	570,00
I_m [A]	2,00	2,30	2,00	2,40	2,50
P_{ztr} [W]	1136,00	1306,00	1138,00	1368,00	1425,00

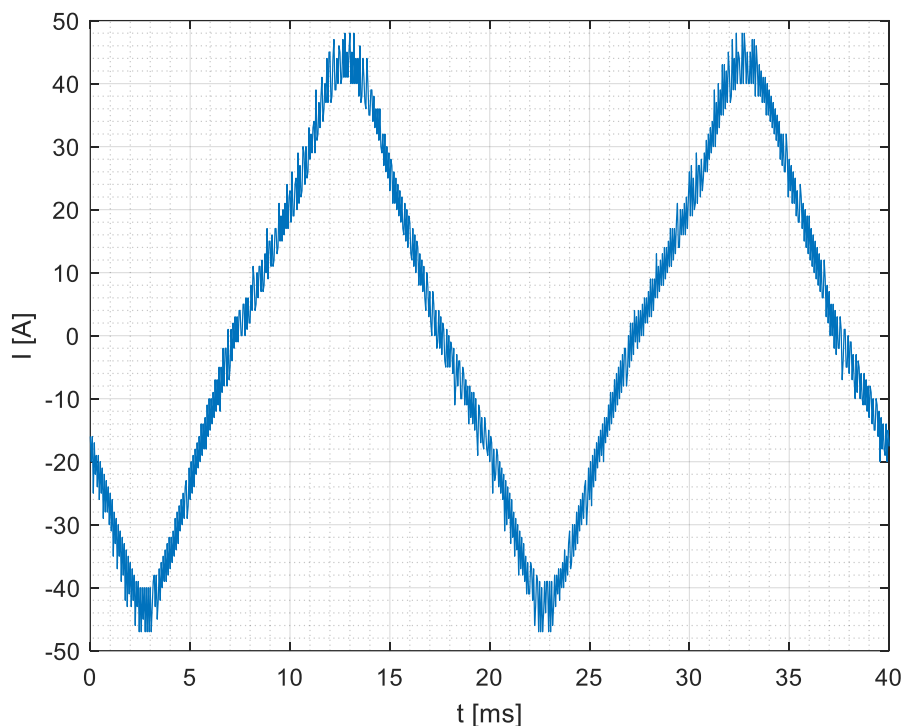
S rostoucí hodnotou efektivního proudu měničem vzrostly i ztráty. To bylo nepochybně způsobeno ztrátami vedením proudu, ale hlavně magnetizačními ztrátami uvnitř tlumivek. Jak bylo zjištěno v kapitole 6.4, při překročení proudu tlumivkou 30 A klesá vlastní indukčnost tlumivky vlivem přesycení jejího jádra. Zároveň jsou tak zvýšeny magnetizační ztráty.

Pro zjištění, zda je výkonové dimenzování měniče vyhovující, byl měnič zatížen maximálním výkonem vyplývajícím z maximální hodnoty proudu daným parametry síťových tlumivek a napětím meziobvodu, které bylo vytvořeno třífázovým dvoucestným usměrňovačem ze síťového napětí. Hodnota tohoto výkonu byla 13,5 kW. Tento výkon byl měničem protékán po dobu 60 minut. Aby bylo možné určit oteplení měniče vlivem procházejícího výkonu byla zaznamenána teplota chladiče a teplota uvnitř modulů před zatěžovacím testem a po něm. Teplota okolního vzduchu v průběhu měření byla 24 °C.

Tabulka 10 Oteplení měniče při zatěžovacím testu

t [min]	0	60,00
T ₀ [°C]	24,00	24,00
T _H [°C]	40,84	41,85
Th1 [°C]	48,30	51,20
Tt2 [°C]	53,60	56,10

Z naměřených dat je patrný rozdíl mezi teplotami uvnitř modulů. Rozdíl je zapříčiněn polohou, ve které se nachází chladicí ventilátor. Ventilátor byl umístěn blíže jedné straně chladiče. Teplota uvnitř modulů se po 60 minutách zvýšila průměrně o 2,7 °C. Vzhledem k tomu, že rozdíl teplot mezi moduly a okolním vzduchem je i po 60 minutách při zátěži 13,5 kW pouze 29,7 °C je patrné, že reálný maximální výkon, který je možné měničem přenášet je značně vyšší než předpokládaných 17 kW. Omezujícím prvkem měniče jsou síťové tlumivky, u nichž dochází při vyšším proudu k přesycení.

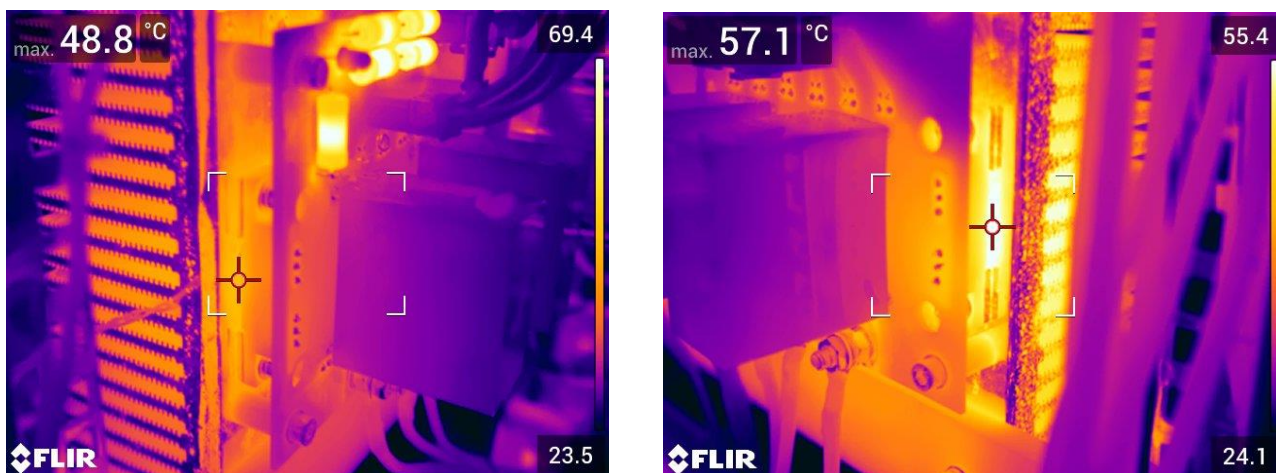


Obrázek 62 Průběh proudu jednou fází při výkonu 13,5 kW

Při nastavení 13,5 kW přenášeného činného výkonu měl průběh proudu na fázích průběh, který je uvedený na Obrázek 62.

Pro ověření, že jsou měřené hodnoty správné a že nedochází k přehřívání některých částí měniče, bylo provedeno měření jednotlivých částí měniče pomocí termokamery FLIR E96. Pro měření nebyla nastavena emisivita měřených materiálů,

proto nelze určit přesnost měřených hodnot. Avšak lze předpokládat, že reálné a měřené hodnoty se neliší o více než 10 %.



Obrázek 63 Termální snímek tranzistorových modulů

Při porovnání tepelných snímků modulů tranzistorů (modul 1 – vlevo; modul 2 – vpravo) je vidět jejich teplotní rozdíl, odpovídající hodnotám přepočtených teplot NTC snímačů. Zároveň lze vidět, že na DPS výkonové části mají zvýšenou teplotu mimo tranzistorových modulů pouze měřicí rezistory.



Obrázek 64 Termální snímek připojovacích prvků

Tepelné ztráty na připojovacích prvcích měniče byly způsobeny nesprávným způsobem připojení vodičů. I tak jejich teplota nepřekračuje povolenou hodnotu.



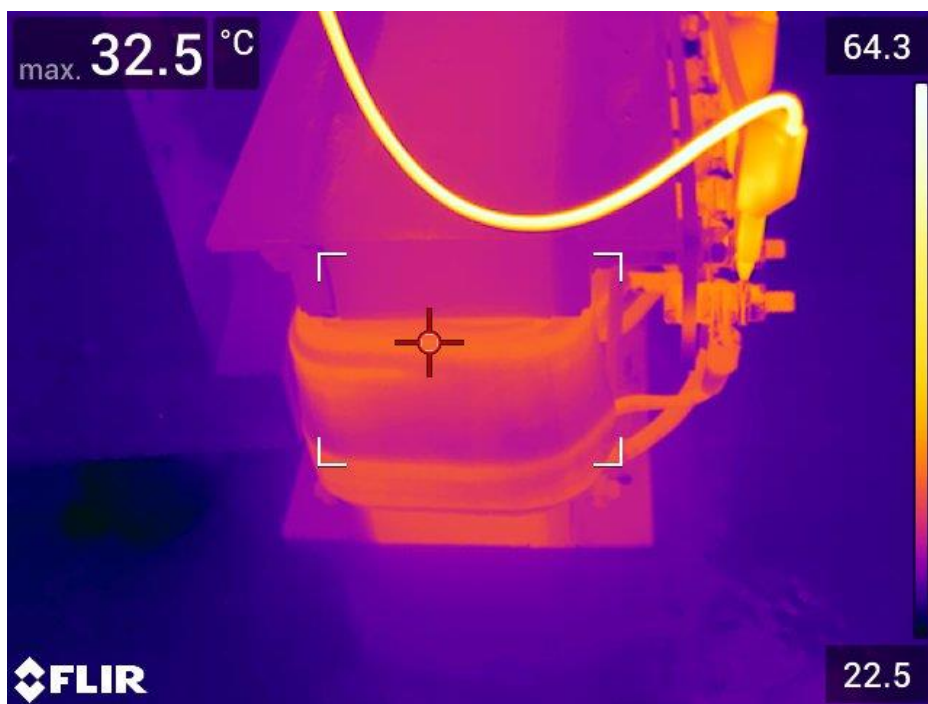
Obrázek 65 Termální snímek budičů tranzistoru

Pro zjištění, zda nedochází k přehřívání budičů vlivem spínací frekvence byl pořízen jejich tepelný snímek. Zdrojem tepla jsou rezistory anti-desaturační ochrany a odpory R_{gon} a R_{goff} . Vzhledem k použití SMD pouzder těchto rezistorů, lze uvažovat teplotu DPS jako teplotu blízkou reálné teplotě součástek.



Obrázek 66 Termální snímek síťové tlumivky

Vzhledem k měřeným průběhům proudu, je patrné, že jsou tlumivky špičkově přesycovány. Z toho důvodu je jejich teplota zvýšena na měřenou teplotu. Pokud by došlo k dalšímu zvyšování proudu, cívky by byly více přesycovány a jejich teplota by se výrazně zvyšovala. Přídavné tlumivky na tom byly výrazně lépe.



Obrázek 67 Termální snímek přídavné tlumivky

6.7 Doporučené úpravy měniče na základě zkoušek

Na základě provedených zkoušek a měření lze provést úpravy měniče, které umožní zvýšit jeho nominální výkon.

- Zvýšení maximálního napětí v meziobvodu

Ta byla při návrhu odvozena od maximálního napětí kondenzátoru, které je 900 V. Maximální hodnota napětí na meziobvodu by tak mohla být zvýšena na 850 V, při zachování dostatečné bezpečnosti. V současné chvíli je omezujícím prvkem obvod pro snímání napětí. Jeho měřicí rozsah lze zvětšit úpravou použitých rezistorů. Zvýšením maximální hodnoty napětí na meziobvodu se zároveň zvýší maximální velikost modulovaného napětí na výstupu měniče

- Zvýšení maximální efektivní hodnoty fázového proudu

Při dosazení dat získaných ze zatěžovací zkoušky do vzorce (18) byl zjištěn pokles tepelného odporu chladiče na 10% oproti základní vypočtené hodnotě. Lze tak výrazně zvýšit maximální dovolenou hodnotu efektivního proudu. Zvýšení efektivní hodnoty proudu brání omezení síťových tlumivek, jističe a nastavení rozsahu snímání proudu. Tlumivky je nutné upravit tak, aby nedocházelo k jejich přesycení. Toho lze dosáhnout zvětšením vzduchové mezery. Negativním dopadem této úpravy však bude snížení její vlastní indukčnosti.

Jistič by musel být vyměněn za jiný s odpovídajícími parametry.

Nastavení obvodu pro zpracování signálu z proudových snímačů lze upravit změnou zesílení.

- Zvýšení pracovní frekvence měniče

Druhou možností, jak využít vzniklou rezervu z pohledu ztrátového výkonu je zvýšení pracovní frekvence měniče. Kladný přínos tohoto řešení je v nižším zvlnění proudu při použití stejných tlumivek.

7. ZÁVĚR

Cílem práce bylo sestavit, navrhnout a otestovat funkční měnič typu back-to-back využitelný pro asynchronní motory a generátory. Před započítím návrhu byly uvedeny informace potřebné k pochopení funkce a konstrukce měniče.

Konkrétně je popsána funkce a základní princip měniče s aktivním usměrňovačem. Na tyto informace navazuje popis řízení asynchronního motoru metodou U/f, které bylo použito pro řídicí algoritmus. Zmíněna je také aktivní korekce účinníku.

Při návrhu měniče byla nejprve provedena analýza výkonové elektroniky, která sloužila jako základ, kolem kterého byl měnič navrhován. Při analýze byly vypočteny mezní hodnoty efektivního proudu v závislosti na spínací frekvenci PWM. Výpočty vycházely z maximálního ztrátového výkonu, který bylo teoreticky možné z měniče odvést do okolí, aniž by došlo k jeho přehřátí. Maximální celkový ztrátový výkon byl vypočten na 1020 W. Velikost efektivního proudu pro návrh dalších součástí výkonové části byla použita 25 A. Maximální hodnota napětí na meziobvodu, omezena měřitelným rozsahem snímače byla 800 V.

S vypočtenými hodnotami byly navrženy také ostatní komponenty výkonové části měniče. První byly zvoleny jistící a spínací prvky pro připojení vstupu a výstupu měniče. Podstatný byl návrh síťových tlumivek, potřebných pro funkci aktivní kompenzace účinníku. Výsledná indukčnost tlumivek byla ověřena měřením, její hodnota byla 1,6 mF. Nakonec bylo provedeno nastavení obvodu pro nabíjení meziobvodu. Zde byl zvolen nabíjecí odpor 100 Ω připojený přes dvě fáze. Časová konstanta nabíjecího obvodu je 48 ms.

Pro řízení byla použita řídicí elektronika vyvinutá na UVEE. Jednotlivé DPS řídicího systému bylo nutné osadit a oživit. Dále bylo potřeba odladit a nastavit patřičné obvody. Elektronika byla doplněna o snímací prvky pro měření veličin potřebných pro řízení měniče. Konkrétně se jednalo o snímače fázových proudů a fázových napětí na síťové straně měniče. Jak již bylo zmíněno, snímač napětí meziobvodu již byl součástí výkonové elektroniky, stejně tak snímače teploty tranzistorových modulů.

Když byl návrh všech částí měniče kompletní, došlo k jeho sestavení. To bylo provedeno nejprve virtuální, kde byly umístěny prostorově výrazné komponenty výkonové části. Následně došlo k fyzickému sestavení těchto částí. V dalším kroku byl měnič doplněn prvky řízení a řídicí elektronikou včetně veškerých potřebných propojení.

Aby bylo možné měnič testovat a provozovat, bylo třeba vytvořit řídicí algoritmus. Každá jeho verze byla nejprve otestována na matematickém modelu měniče, ve kterém byly zahrnuty jeho reálné parametry. Pro aplikaci řídicího algoritmu do řízení měniče byla použita nadstavba programu Simulink X2C. S její pomocí byl vytvořen program v jazyce C. Nadstavba dále umožňuje měnit parametry algoritmu při provozu v reálném čase. Pro takto vygenerovaný kód však bylo potřeba nejprve vytvořit rámcový program pro zvolený mikrokontrolér. Zde byly nastaveny veškeré periferie použité pro

fungování měniče včetně přepočtu analogových hodnot a funkcí určených k ovládání periférií.

S kompletně sestaveným měničem a funkčním algoritmem bylo možné zahájit testování celého zařízení. V prvním kroku byla ověřena funkce a přesnost čtení analogových hodnot mikrokontrolérem. Následně byly ověřeny průběhy při nabíjení meziobvodu, ze kterých byla získána informace o času potřebném pro jeho nabití.

Dalším provedeným testem bylo ověření funkce budičů tranzistorů. Zde byla použita metoda měření twinshoot. Při měření byla zároveň ověřena funkce anti-desaturační ochrany. Z výsledků měření byl určen potřebný čas odskoku mezi sepnutím a vypnutím tranzistorů jedné větve. Hlavním výsledkem této zkoušky byly změřené průběhy spínání a vypínání tranzistoru při zátěži.

Pro ověření funkce řídicího algoritmu bylo provedeno měření s připojenou jednofázovou tlumivkou. Při tomto testu byla ověřena funkce měniče se zátěží a regulace modulovaného napětí a frekvence.

Posledním testem měniče byla zatěžovací zkouškou. Při ní byla ověřena funkce měniče jako celku, tudíž současný chod obou střídač. Zde byl měnič zatížen různými výkony, při kterých byla sledována velikost vzniklých ztrát a oteplení. Po 1 h provozu s efektivní hodnotou proudu 25 A, byla teplota spínacích prvků přibližně 50 °C. Závěrem této zkoušky bylo, že spínací prvky měnič jsou výkonově značně předimenzované oproti vypočteným parametrům. To bylo pravděpodobně způsobeno tím, že chladič má ve skutečnosti podstatně menší tepelný odpor, než jaký byl odhadnut při návrhu.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
DPS	Deska plošného spoje
NTC	termistor s negativním teplotním koeficientem
PFC	aktivní korekce účinníku (Power Factor Correction)
A/D	Převodník z analogové hodnoty na digitální
PWM	pulzní šířková modulace (Pulse Width Modulation)

Symbols:

f	frekvence napájecího napětí	(Hz)
ω_s	synchronní úhlová rychlost	(rad/s)
s	skluz asynchronního stroje	(-)
U_{CE}	napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru	(V)
I_c	proud kolektorem tranzistoru	(A)
R_{Gon}	odpor pro nabití hradla tranzistoru	(Ω)
R_{Goff}	odpor pro vybití hradla tranzistoru	(Ω)
t_{don}	souhrnný zapínací čas tranzistoru	(s)
t_{off}	souhrnný vypínací čas tranzistoru	(s)
I_m	maximální efektivní hodnota proudu kondenzátorem	(A)
C_m	celková kapacita meziobvodu	(F)
R_m	měřicí rezistor meziobvodu	(Ω)
I_{Sn}	měřený proud snímače napětí meziobvodu	(A)
I_{Smax}	maximální měřitelný proud snímače napětí meziobvodu	(A)
I_{Pn}	výstupní proud snímače napětí meziobvodu	(A)
I_{Pmax}	maximální výstupní proud snímače napětí meziobvodu	(A)
P_{ztrm}	ztrátový výkon na měřicím rezistoru meziobvodu	(Ω)
τ_{mv}	vybíjecí časová konstanta meziobvodu	(s)
S_C	celkový povrch chladiče	(m^2)
S_Z	zářivý povrch chladiče	(m^2)
α_{celk}	součinitel přestupu tepla	(W/Km ²)
u_0	teplota okolí	(K)

U_{hmax}	maximální teplota chladiče	(K)
ΔU	změna teploty	(K)
R_H	tepelný odpor chladiče	(K/W)
R_{H2}	tepelný odpor chladiče s aktivním chlazením	(K/W)
W_{cel}	zářivý povrch chladiče	(J)
W_{Tprep}	přepínací ztráty tranzistoru	(J)
W_{Drec}	zotavená energie diody	(J)
W_{Tprep}	zářivý povrch chladiče	(m ²)
K	koeficient proudového zatížení	(-)
I_d	okamžitý proud modulu	(A)
I_{mmax}	maximální proud modulu	(A)
W_{cel2}	opravená ztrátová energie modulu	(J)
P_{prep}	přepínací ztrátový výkon	(W)
p_t	počet tranzistorů	(-)
P_{vt}	ztrátový výkon na tranzistoru vedením	(W)
U_{ce}	napětí mezi kolektorem a emitorem	(V)
R_{ce}	odpor proudovodné dráhy tranzistoru	(Ω)
I_{ts}	střední hodnota procházejícího proudu tranzistorem	(A)
I_{te}	efektivní hodnota procházejícího proudu tranzistorem	(A)
I_{tmax}	maximální hodnota proudu tranzistorem	(A)
M	modulační činitel	(-)
$\cos \varphi$	účinník	(-)
P_{vd}	ztrátový výkon na diodě vedením	(W)
U_{pd}	prahové napětí diody	(V)
P_{cel}	celkové ztráty na modulu	(W)
I_{ds}	střední proud diodou	(A)
R_{JCC}	celkový tepelný odpor mezi polovodičem a pouzdrem	(K/W)
R_{JCT}	tepelný odpor mezi polovodičem tranzistoru a pouzdrem	(K/W)
R_{JCD}	tepelný odpor mezi polovodičem diody a pouzdrem	(K/W)
I_{fef}	efektivní hodnota proudu fází	(A)
l_{vz}	velikost vzduchové mezery	(m)
N	počet závitů cívky	(-)
B_{max}	maximální hodnota indukce	(T)
L	vlastní indukčnost	(H)

S_{Fe}	průřez feromagnetického jádra	(m ²)
i_L	okamžitá hodnota proudu tlumivkou	(A)
U_L	napětí na tlumivce	(V)
U_d	napětí na meziobvodu	(V)
τ_{mn}	časová konstanta nabíjení meziobvodu	(s)
R_n	nabíjecí odpor	(Ω)
I	proud	(A)
E_{Rnab}	energie kondenzátoru po nabití	(J)
P_{Rnab}	ztrátový výkon při nabíjení meziobvodu	(W)
I_{ef}	okamžitá hodnota proudu tlumivkou	(A)
U_{mmax}	maximální hodnota napětí na meziobvodu	(V)
Q_G	kapacita hradla tranzistoru	(C)
U_{t1max}	maximální hodnota napětí na primárním vinutí transformátoru	(V)
U_{t2max}	maximální hodnota napětí na sekundárním vinutí transformátoru	(V)
K_n	zesílení pro přepočet napětí	(-)
P_{NTC}	ztrátový výkon na NTC	(W)
R_{NTC}	odpor NTC	(Ω)
U_r	napětí na vstupu obvodu pro měření teploty	(K/W)
R_{JC}	teplotní odpor mezi čipem a pouzdrem součástky	(K/W)
R_{JC}	teplotní odpor mezi čipem a pouzdrem součástky	(K/W)
R_{25}	odpor termistoru při 25 °C	(Ω)
T_2	nová teplota termistoru	(°C)
B	konstanta pro výpočet teploty NTC snímače	(-)
U_{ADC}	napětí na A/D převodníku	(V)
R_{25}	odpor termistoru při 25 °C	(Ω)
t_{on}	doba zapnutí	(s)
T_H	teplota chladiče	(°C)

Literatura

- [1] DVOŘÁČEK, D. Střídač s aktivním usměrňovačem. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 48s. Vedoucí práce: Ing. Ondřej Rubeš
- [2] SKALICKÝ, CSC., Prof. Ing. Jiří. Elektrické regulované pohony. FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ, 2007. Skripta.
- [3] PFC boost converter design guide. In (p. 30).
chromeextension://efaidnbmnnnibpcajpcglclefindmkaj/https://www.infineon.com/dgdl/InfineonApplicationNote_PFCCCMBoostConverterDesignGuide-ANv02_00-EN.pdf?fileId=5546d4624a56eed8014a62c75a923b05
- [4] HAMMERBAUER, J., Konstrukce jednofázových a třífázových impulzních zdrojů s ohledem na ČSN EN 61000-3-2. V. konference - Energetické rušení v distribučních a průmyslových sítích ERU 2002
- [5] FS150R12KT3. Retrieved May 21, 2023, from https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon_FS150R12KT3_DS_v02_01_EN_3162958.pdf
- [6] PATOČKA, M. Vybrané stati z výkonové elektroniky - svazek II. Skriptum FEKT VUT Brno, 2005.
- [7] PATOČKA, M. Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech. VUT Brno: VUTIUM, 2000.
- [8] KŮS, V., Vliv polovodičových měničů na napájecí soustavu, BEN, Praha 2002, ISBN 80-7300-062-8
- [9] 2SC0435T Description and Application Manual: Dual-Channel High-power Low-cost IGBT Driver. Retrieved January 13, 2024, from www.farnell.com/datasheets/575532.pdf

SEZNAM PŘÍLOH

A.1	SCHÉMA ZAPOJENÍ DESKY BUDIČŮ	8
	Program mikrokontroléru	– externí

A.1 Schéma zapojení desky budičů

