



**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

**SÍŤOVÝ NAPÁJECÍ MODUL PRO SERVOPOHON**

POWER SUPPLY MODULE FOR SERVO-DRIVE

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. Pavel Kudláček**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.**

**BRNO 2020**



# Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Pavel Kudláček

**ID:** 186123

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2019/20

**NÁZEV TÉMATU:**

## Síťový napájecí modul pro servopohon

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete silovou a řídicí část napájecího modulu měniče 28 kW pro synchronní servomotor.
2. Zařízení pokusně zrealizujete.
3. Ověřte funkci modulu příslušným měřením.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOCKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, mericí technice a silnoproudé elektrotechnice. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] Vorel P., Patocka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007
- [3] SKALICKÝ, J. Navrhování elektrických pohonů. Navrhování elektrických pohonů. Brno: VUT FEKT, 2002.

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 1.6.2020

**Vedoucí práce:** Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

**doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.**  
předseda oborové rady

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Diplomová práce si klade za cíl teoreticky navrhnout a prakticky realizovat síťový napájecí modul pro dvouosý servozesilovač TGZ 560 od firmy TG Drives o celkovém výkonu 28 kW. V práci je popsán analytický návrh silové části s brzdným obvodem, výpočet tepelné bilance výkonových součástek, návrh EMI filtru, realizace měřících, řídicích a indikačních obvodů potřebných pro správný chod zařízení v průmyslovém prostředí. Dále je popsána mechanická konstrukce zařízení, struktura řídicího programu a dosažené výsledky při ověřování funkčnosti realizovaného modulu.

## **Klíčová slova**

Napěťový meziobvod, TINA-TI, servopohon, IGBT, MKL03Z32VFK4, EMC

## **Abstract**

The aim of the diploma thesis is to theoretically design and to put the mains power supply module for two-axis servo amplifier TZG 560 with the total power 28kW for the company TG Drives into practice. The analytical design of the power part with the braking circuit, the calculation of power components' heat balance, EMI filter design and realization of measuring, controlling and indication circuits are described in the thesis. In addition, the mechanical device construction, structure of the controlling program and the results obtained in the verification process of the module functionality are presented.

## **Keywords**

DC bus, TINA-TI, servo drive, IGBT, MKL03Z32VFK4, EMC

### **Bibliografická citace:**

KUDLÁČEK, Pavel. Síťový napájecí modul pro servopohon [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-06-01]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/124152>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ing. Dalibor Červinka Ph.D.

## **Prohlášení**

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Síťový napájecí modul pro servopohon“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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: **1. 6. 2020**

.....  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Daliboru Červinkovi, Ph.D za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji své rodině a blízkým přátelům za podporu během celého mého studia.

V Brně dne: **1. června 2020**

.....  
podpis autora

# Obsah

1.	Úvod.....	14
2.	Možnosti řešení napěťového meziobvodu .....	16
2.1	Běžné požadavky na napájecí modul .....	16
2.2	Rozdíly v řešení separátního a sdíleného meziobvodu .....	16
2.2.1	Neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou.....	17
2.2.2	Neřízený usměrňovač s LC filtrem.....	18
2.2.3	Neřízený usměrňovač s podkritickou kapacitou.....	18
2.3	Další možná řešení .....	19
2.4	Vybrané řešení napěťového meziobvodu.....	20
3.	Výpočetní návrh silové části napájecího modulu.....	21
3.1	Napěťové dimenzování .....	21
3.2	Proudové dimenzování.....	22
3.3	Simulace chování napětí a proudů v ideálním meziobvodu.....	23
3.3.1	Simulace chování napětí a proudů v meziobvodu v případě reálných komponentů .....	25
3.4	Ztráty v kondenzátorech.....	27
3.5	Návrh soft-startu.....	27
3.5.1	Usměrňovací můstek.....	29
3.5.2	Ztráty na usměrňovacím můstku.....	29
3.6	Návrh brzdného rezistoru .....	30
3.6.1	Návrh brzdného obvodu.....	31
3.6.2	Návrh budiče brzdného tranzistoru.....	34
3.7	Pomocné zdroje pro řídicí obvody .....	35
3.7.1	Vstupní LC filtr.....	36
3.7.2	Pomocný zdroj 15 V.....	36
3.7.3	Pomocné zdroje 5 V a 3,3 V pro řídicí a měřicí obvody .....	37
3.7.4	Oddělené zdroje 15 V a 5 V pro silovou část měniče.....	37
4.	Tepelná bilance .....	38
4.1	Ověření tepelného odporu chladiče.....	38
4.2	Vypočet ztrátového výkonu na interních odporech .....	39
5.	Zajištění EMC celého zařízení .....	42
5.1	Rušivé vlivy .....	42
5.2	Vstupní přepětová ochrana .....	43
5.3	Návrh EMI filtru .....	44
6.	měřicí, řídicí a indikační obvody .....	50
6.1	Měření napětí v meziobvodu.....	50
6.2	Měření teploty chladiče.....	51
6.3	Obvod pro řízení ventilátoru .....	52
6.4	Obvod pro detekci fází .....	52

6.5	Připojení brzdného rezistoru .....	53
6.6	Digitální I/O .....	54
6.7	Řídící MCU .....	55
6.8	Popis funkce řídicího programu .....	55
7.	realizace zařízení .....	57
7.1	Hlavní DPS.....	57
7.2	DPS vstupního a výstupního filtru .....	58
7.3	Konektorová a signalizační DPS.....	59
7.4	Budoucí konstrukční uspořádání.....	60
8.	ověření funkcí Napájecího modulu .....	61
8.1	Zapínací děj silové části .....	61
8.2	Zatížení napájecího modulu topnými rezistory .....	62
8.2.1	Naměřené hodnoty účinníku odběru .....	63
8.3	Dynamické zatížení cyklujícími motory .....	64
8.4	Měření EMI.....	67
8.4.1	Vliv parametrů filtru na rušení EMI .....	68
8.4.2	Vliv provozního stavu celé soustavy na rušení do sítě .....	69
	.....	70
	.....	70
	Závěr .....	71
	Literatura.....	72



## Seznam obrázků

<i>Obr. 1-1: Blokové schéma servopohonu</i> .....	14
<i>Obr. 2-1: Neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou</i> .....	17
<i>Obr. 2-2: Neřízený usměrňovač s LC filtrem</i> .....	18
<i>Obr. 2-3: Neřízený usměrňovač s podkritickou kapacitou</i> .....	19
<i>Obr. 3-1: Simulace chování napětí a proudů v ideálním meziobvodu</i> .....	23
<i>Obr. 3-2: Simulace chování napětí a proudů pro reálné komponenty</i> .....	26
<i>Obr. 3-3: Simulace nabíjení meziobvodu přes NTC termistory</i> .....	28
<i>Obr. 3-4: Překlenovací obvod NTC</i> .....	29
<i>Obr. 3-5: Brzdňý obvod napájecího modulu</i> .....	33
<i>Obr. 3-6: Zapojení budiče IGBT</i> .....	35
<i>Obr. 3-7: Vstupní LC filtr</i> .....	36
<i>Obr. 3-8: Pomocný zdroj 15 V</i> .....	36
<i>Obr. 3-9: Pomocný zdroj 5V a 3V3</i> .....	37
<i>Obr. 4-1: Oteplení chladiče při konstantním ztrátovém výkonu</i> .....	38
<i>Obr. 4-2: Tepelné schéma napájecího modulu</i> .....	39
<i>Obr. 5-1: Rušivé kapacitní proudy, převzato z [3]</i> .....	43
<i>Obr. 5-2: Limity rušení; převzato z [2]</i> .....	44
<i>Obr. 5-3: Tabulka kapacit odrušovacích kondenzátorů; převzato z [2]</i> .....	45
<i>Obr. 5-4: Schéma navrženého výstupního EMI filtru</i> .....	47
<i>Obr. 5-5: Schéma navrženého vstupního EMI filtru</i> .....	48
<i>Obr. 5-6: Teoretický útlum navrženého filtru</i> .....	49
<i>Obr. 6-1: Obvod měřící napětí v meziobvodu</i> .....	50
<i>Obr. 6-2: Obvod měřící teplotu chladiče</i> .....	51
<i>Obr. 6-3: Obvod řízení ventilátorů</i> .....	52
<i>Obr. 6-4: Obvod pro detekci fáze</i> .....	53
<i>Obr. 6-5: Indikační obvod připojeného rezistoru</i> .....	53
<i>Obr. 6-6: Digitální výstupy napájecího modulu</i> .....	54
<i>Obr. 6-7: Digitální vstupy napájecího modulu</i> .....	54
<i>Obr. 6-8: Zjednodušené blokové schéma řídicího programu</i> .....	56
<i>Obr. 7-1: Hlavní DPS vrchní strana</i> .....	57
<i>Obr. 7-2: Hlavní DPS pohled zespodu</i> .....	58
<i>Obr. 7-3: Vrchní DPS</i> .....	59
<i>Obr. 7-4: Konektorová a signalizační DPS</i> .....	59
<i>Obr. 7-5.: Budoucí konstrukční uspořádání</i> .....	60
<i>Obr. 8-1: Celý děj nabíjení meziobvodu</i> .....	61
<i>Obr. 8-2: Detail sepnutí výkonového relé</i> .....	61
<i>Obr. 8-3: Průběh fázového proudu a napětí při <math>P_d = 13,5</math> kW</i> .....	62
<i>Obr. 8-4: Průběh proudu a napětí v meziobvodu při <math>P_d = 13,5</math> kW</i> .....	63

<i>Obr. 8-5: Závislost účinníku a zdánlivého výkonu na činném výkonu do zátěže .....</i>	64
<i>Obr. 8-6: Napětí meziobvodu a proud odebíraný a vrácený do meziobvodu .....</i>	65
<i>Obr. 8-7: Detail spínání IGBT tranzistoru a proud brzdným rezistorem .....</i>	65
<i>Obr. 8-8: Blokové znázornění pracoviště pro měření rušení do sítě .....</i>	67
<i>Obr. 8-9: Naměřené QP hodnoty rušení do sítě pro různé konfigurace odrušovacího filtru .....</i>	68
<i>Obr. 8-10: Naměřené AV hodnoty rušení do sítě pro různé konfigurace odrušovacího filtru.....</i>	69
<i>Obr. 8-11: Frekvenční spektrum rušivých složek fáze L1 (QP) - vliv soustavy.....</i>	70
<i>Obr. 8-1: Frekvenční spektrum rušivých složek fáze L1 (AV) - vliv soustavy.....</i>	70

## **Seznam tabulek**

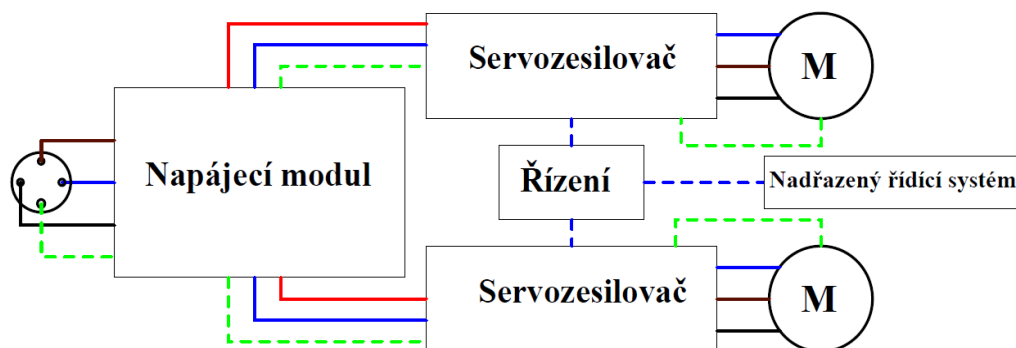
<i>Tabulka 3.3-1: Porovnání analytického výpočtu a simulace ideálního obvodu.....</i>	<i>24</i>
<i>Tabulka 3.3-2: Porovnání ideálních a reálných simulovaných parametrů .....</i>	<i>26</i>

# 1. ÚVOD

Servopohony patří v dnešní době k významným průmyslovým odvětvím. Využití lze hledat především v průmyslu robotickém, kde zajišťují pohyby robotů, či v automatizovaných průmyslových linkách, které vyžadují přesné polohování, rychlou regulaci a vysokou přesnost.

Samotný servopohon se skládá ze tří hlavních částí: elektrického motoru, výkonového měniče a řídicího obvodu. Nejčastěji používané motory pro servopohony bývají synchronní motory s permanentními magnety na rotoru, stejnosměrné motory s permanentními magnety, elektricky komutované motory či motory asynchronní. [1]

Napájení a řízení tohoto motoru pak obstarává obslužná elektronika složená z výkonové a řídicí části. Výkonovou část obvykle zastupuje třífázový (jedná-li se o třífázový motor) stejnosměrný tranzistorový měnič napájený z napájecího modulu a budící obvody spínacích tranzistorů. Řídicí část tvoří mikroprocesor a měřicí obvody, které zajišťují regulaci všech důležitých veličin jako je aktuální poloha, rychlost otáčení, napětí a proud v jednotlivých fázích motoru. Dále zajišťuje monitoring dalších veličin, jako je napětí v meziobvodu, teplota použitých elektromotorů, výkonových spínacích prvků či chladiče. Typické složení servopohonu zobrazuje jednoduché blokové schéma na *Obr. 1-1*.



*Obr. 1-1: Blokové schéma servopohonu*

V rámci této diplomové práce se předpokládá následující konstrukce servopohonu: třífázový dvouosý tranzistorový měnič (dále jen „servozesilovač“) o celkovém výkonu 28 kW, který řídí synchronní servomotory s permanentními magnety. Servozesilovač bude napájen ze samostatného napěťového meziobvodu s brzdícím obvodem, jehož analytický návrh a realizace je jádrem této práce. Napájecí modul musí kromě kvalitně usměrněného a vyfiltrovaného napětí také zajistit možnost zpětného toku energie z výkonového měniče a v případě nárůstu napětí v meziobvodu nad stanovenou mez také zmaření této energie na brzdícím výkonovém rezistoru. Všechny výše uvedené požadavky musí modul zajistit zcela autonomně pomocí vlastního mikroprocesorového řízení. Navrhované zařízení by v budoucnu,

po splnění příslušných norem, mělo být distribuováno jako napájecí modul pro servozesilovače TGZ 560 od firmy TG Drives. Na zařízení jsou kromě nároků na výkon kladeny požadavky na elektrickou bezpečnost z důvodu připojení do distribuční sítě 3 x 400 V a práce se stejnosměrným napětím do hodnoty 800 V. Celková velikost zařízení včetně chladiče by měla být shodná s rozměry samotného servozesilovače. Především z důvodu montáže v rozvaděči, která předpokládá propojení servozesilovače s napájecím modulem přes měděné přípojnice. Rozměr navržených DPS je tedy omezen na velikost 265 x 190 mm a výška celého zařízení na 195 mm. Dále je nutné do zařízení zakomponovat vhodný EMI filtr, který zajistí splnění normy o omezení rušení do sítě dle EN 61000-6-4-ED-2 pro průmyslové prostředí. Zároveň je nutné konstruovat celé zařízení takovým způsobem, aby jeho realizace byla ekonomicky výhodná. Kromě kvalitního provedení po elektrotechnické stránce je nutné zajistit také snadnou mechanickou montáž celého zařízení.

## 2. MOŽNOSTI ŘEŠENÍ NAPĚŤOVÉHO MEZIOBVODU

Následující kapitola popisuje možnosti řešení napěťového meziobvodu v třífázových sítích a nároky, které jsou na ně kladeny. Dále jsou rozebrány výhody a nevýhody sdíleného a separátního meziobvodu.

### 2.1 Běžné požadavky na napájecí modul

Nároky na napájecí modul lze z pohledu zákazníka stručně shrnout na několik základních požadavků:

- Zajištění definované hodnoty a zvlnění napětí v meziobvodu pro takový proudový odběr, aby byla zajištěna správná funkce tranzistorových střídačů a k nim připojených servomotorů.
- Umožnit akumulaci nebo rekuperaci energie v případě, kdy tranzistorový střídač vrací energii zpět do meziobvodu.
- Vyhovět bezpečnosti pro provoz zařízení v distribuční síti se sdruženým napětím 400 V z hlediska úrazu elektrickým proudem a tepelné bezpečnosti.
- Zajistit elektromagnetickou kompatibilitu daného zařízení jak z pohledu nízkofrekvenčního rušení, kde normy řeší především daný účinník odběru  $\lambda$  dle ČSN EN 61000-3-12 ED.2 – norma pro zařízení s jmenovitým fázovým proudem (16 - 75) A, tak z pohledu vysokofrekvenčního rušení v pásmu 150 kHz – 30 MHz, definovaného především průmyslovou normou ČSN EN 61000-6-4-ED-2. [2]
- Vyhovět z hlediska odolnosti proti rušení a vysokonapěťovým výbojům taktéž definovaným v normě EN 61000-6-4.

### 2.2 Rozdíly v řešení separátního a sdíleného meziobvodu

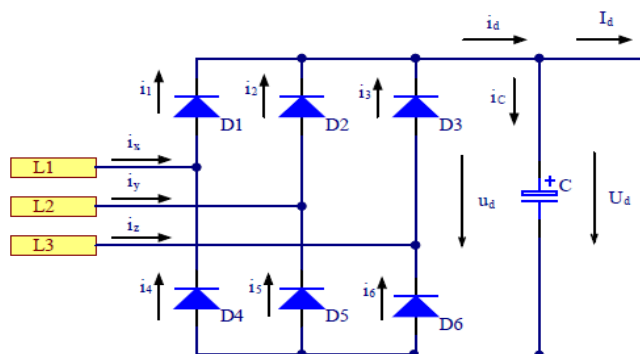
Při pohledu na konstrukci napěťových meziobvodů pro servopohony se lze v zásadě setkat se dvěma možnými uspořádáními – separátním a sdíleným. Separátní meziobvod je součástí samotného tranzistorového střídače. Z pohledu návrháře je separátní meziobvod navrhován na přesné požadavky střídače. Mezi výhody separátního řešení lze uvést lepší dynamiku měniče, integraci všech výkonových částí do jednoho zařízení a efektivnější dimenzování jednotlivých prvků. Lepší dynamika je zapříčiněna návrhem kapacity na přesné požadavky měniče, neboť různé dynamické stavy lze snáze predikovat než v případě sdíleného meziobvodu. Nevýhodou separátního meziobvodu je nemožnost využití energie při brzdění servomotoru pro jiné měniče (jen v rámci víceosých měničů). Energie zde tedy musí

být častěji mařena na brzděném odporu, což vede k nutnosti posílení chladičového systému měniče.

Sdílené meziobvody jsou dimenzovány pro chod více střídačů, které odebírají a vracejí energii zcela nezávisle. Jelikož je velice složité predikovat všechny možné dynamické stavy, je meziobvod dimenzován z pohledu statického odběru. Zásadní nevýhodou je tedy horší dynamika, která musí být kompenzována přítomností kapacity na vstupech jednotlivých dílčích střídačů. Přítomnost kapacity je nutná z důvodu existence parazitní indukčnosti, která vzniká propojením sdíleného meziobvodu kabeláží či přípojnými s jednotlivými dílčími měniči. Tato parazitní indukčnost pak omezuje strmost impulzního proudu, který tranzistorový měnič odebírá z meziobvodu a je nutné ji tedy kompenzovat kapacitou co nejbližší tranzistorovému spínači. Z vnějšího pohledu pak impulzní proud dodává kapacita na DPS střídače a ta je z meziobvodu nabíjena téměř konstantním proudem. Výhodou sdíleného meziobvodu je možnost realizace přelévání energie mezi dílčími připojenými měniči, což vede ke snížení zmařené energie vlivem brzdění. Navrhovaný napájecí modul bude řešen jako sdílený.

### 2.2.1 Neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou

Neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou je nejpoužívanější varianta napaječe. Připojením kapacity za usměrňovací můstek se zapojení začne chovat jako špičkový detektor, který se snaží nabít na amplitudu usměrněného síťového napětí. Pro velké kapacity filtračního kondenzátoru výstupní napětí dosahuje hodnot blízkých amplitudě sítě, a z pohledu zátěže se tak chová jako téměř ideální zdroj napětí. Navíc velká kapacita meziobvodu zajišťuje dobrou akumulaci energie v brzděném režimu střídače. Zásadní nevýhodou je chování zapojení z pohledu připojení k síti. Usměrňovač se z pohledu sítě chová jako nelineární zátěž a odebírá výrazně zkreslený fázový proud. Fázový proud má tvar strmých proudových impulzů, které mají výrazný obsah vyšších harmonických složek. Způsobují tím výrazné zvýšení ztrát a

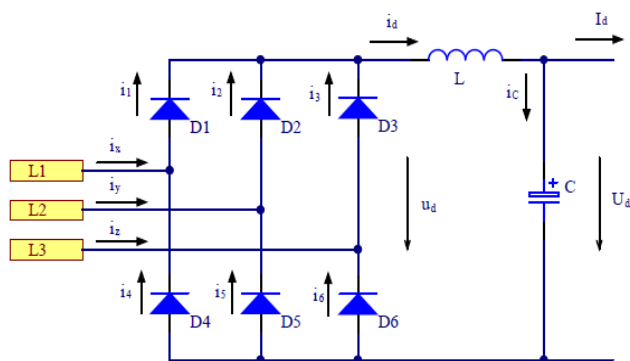


Obr. 2-1: Neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou

vytváří nízkofrekvenční rušení v oblasti do 9 kHz. [3] Zapojení napěťového meziobvodu s filtrační kapacitou je uvedeno na Obr. 2-1.

### 2.2.2 Neřízený usměrňovač s LC filtrem

Zapojení s LC filtrem je nejrobustnější řešení neřízeného usměrňovače. Přidáním tlumivky do meziobvodu začne zapojení místo výrazně zkresleného fázového proudu odebírat téměř konstantní proud (v závislosti na velikosti indukčnosti). Tato skutečnost má dobrý vliv na celkový účinek odběru, kdy lze pro větší indukčnosti realizovat i hodnoty  $\lambda = 0,9 - 0,95$ . Se sníženým odběrem vyšších harmonických klesá efektivní hodnota fázového proudu a proudů kondenzátorů. Díky malému zvlnění usměrňovaného třífázového napětí je střední hodnota za LC filtrem 540 V. Zapojení má bohužel i několik nevýhod. Pro dosažení dobrého účinku odběru je nutné použít velkou hodnotu indukčnosti. Vzhledem k práci tlumivky na kmitočtu pouze 300 Hz je nutné realizovat tlumivku na železném jádře, což zvyšuje cenu zařízení, hmotnost a činí velké problémy v konstrukčním provedení a při návrhu DPS. Další nevýhodou je mezní kmitočet LC filtru, kde jeho hodnota musí ležet pod hodnotou  $f = 300 \text{ Hz}$ . Nízký mezní kmitočet pak nutí návrháře k použití velkých kapacit (za předpokladu, že bude realizována tlumivka s co nejmenší možnou indukčností). Poslední nevýhodou lze najít v brzděném režimu. V situaci, kdy střídač brzdí do meziobvodu, je nutné, aby se energie akumulovaná tlumivkou vybila do kondenzátorů v meziobvodu, což snižuje využitelnost připojené kapacity. [3] Zapojení neřízeného usměrňovače s LC filtrem je zobrazeno na Obr. 2-2.



Obr. 2-2: Neřízený usměrňovač s LC filtrem

### 2.2.3 Neřízený usměrňovač s podkritickou kapacitou

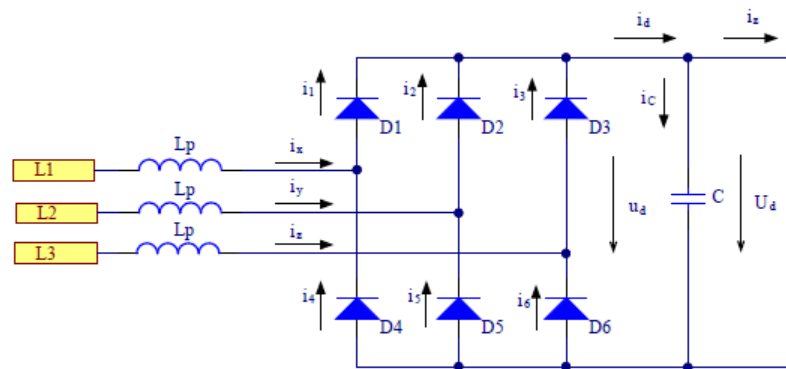
Neřízený usměrňovač s podkritickou kapacitou eliminuje zásadní nevýhodu zkresleného odebíraného proudu. Filtrační kapacita je realizována pomocí vysokofrekvenčních polypropylenových kondenzátorů. Zapojení pracuje na předpokladu, že velká indukčnost distribuční sítě není schopna dodat do zátěže usměrňovače vysokofrekvenční proud. Tento proud je pak odebírán výhradně z vf. kondenzátorů v meziobvodu. Kapacita kondenzátorů je pak vypočtena dle (2.2-1) na



takovou hodnotu, aby jejich napětí kopírovalo obálku usměrněného napětí meziobvodu. Kondenzátory v meziobvodu jsou pak napájeny téměř konstantním proudem s nepatrným zvlněním dle vf. odběru. Díky tomu lze dosáhnout účinnu odběru kolem hodnoty  $\lambda = 0,9$ . [4]

$$C_{krit} = \frac{I_d}{\sqrt{2}\pi f U_{sef}} \quad (2.2-1)$$

Nevýhodou je vyšší rušení do sítě a malá akumuláční schopnost vlivem malé kapacity meziobvodu. Další nevýhodou jsou ne vždy jasné impedanční poměry v místě připojení. Kromě vysokofrekvenčního odběru musí totiž kondenzátory zvládnout naakumulovat energii indukčnosti sítě v případě vypnutí. Při velké indukčnosti pak může být nutné realizovat kapacitu větší než dle (2.2-1), čímž dojde ke zhoršení účinnu odběru. Zapojení neřízeného usměrňovače s podkritickou kapacitou zobrazuje Obr. 2-3.



Obr. 2-3: Neřízený usměrňovač s podkritickou kapacitou

## 2.3 Další možná řešení

Dalšími možnými řešeními jsou řízené tyristorové a tranzistorové usměrňovače. Zásadní nevýhodou tyristorových usměrňovačů je kromě složitého řízení skutečnost, že neřeší problém nesinusového proudového odběru. Přínos spočívající v možnosti regulace napětí v meziobvodu nepředstavuje v dané aplikaci žádnou výhodu. Aktivní tranzistorový usměrňovač při správném řízení naopak dovoluje dosáhnout hodnoty až  $\lambda = 0,99$ . Toto řešení je bohužel ekonomicky velice náročné a především správné řízení aktivního usměrňovače by samo vydalo na další diplomovou práci. Aktivní usměrňovač významně zvyšuje rušení na vyšších kmitočtech. V kombinaci s tranzistorovým střídačem se pak soustava stává velice těžko odrušitelná jak z pohledu rušení do distribuční sítě, tak především z pohledu rádiového rušení vyzářovaného do okolí. Pro volbu aktivního usměrňovače je vhodné, aby daná

aplikace využila možnost rekuperace energie zpět do sítě. Proto je usměrňovač výhodnější pro aplikace s velkými motory, které nekladou důraz na dynamiku provozu. Naopak pro aplikace používající rychlé servomotory s krátkými akceleračními a brzdými časy je výhodné krátkodobě naakumulovat energii v meziobvodu, kterou následně využije.

## **2.4 Vybrané řešení napěťového meziobvodu**

Po zvážení všech výhod a nevýhod jednotlivých zapojení, možností realizace napěťového meziobvodu a po konzultaci se zadávající firmou, bylo rozhodnuto o realizaci napěťového meziobvodu jako neřízený usměrňovač s filtrační kapacitou. Kritériem výběru byly především ekonomické důvody, které zavrhnou použití LC filtru a realizaci aktivního tranzistorového usměrňovače. Firma se dlouhodobě zaměřuje na vývoj a prodej elektroniky pro ovládání synchronních servomotorů s důrazem na vysokou dynamiku provozu, pro které je napěťový meziobvod s velkou kapacitou výhodný pro svoji velkou akumulaci brzdě energie.

### 3. VÝPOČETNÍ NÁVRH SILOVÉ ČÁSTI NAPÁJECÍHO MODULU

V následující kapitole je podrobně řešen návrh silové části napájecího modulu realizovaného jako třífázový usměrňovací můstek s filtrační kapacitou. Proudové a napěťové dimenzování jednotlivých komponentů napěťového meziobvodu je provedeno dle [3].

#### 3.1 Napěťové dimenzování

Amplituda napětí v třífázové síti dosahuje hodnoty až 565 V. Při napěťovém dimenzování je nutné kromě samotné špičkové hodnoty zohlednit také některé přechodné vlivy, které mohou v distribuční síti nastat. Napětí v distribuční síti nn se může dle normy pohybovat v rozsahu  $\pm 10\%$ . Dále je nutné zohlednit vliv některých přechodných dějů, které v síti mohou nastat. Příkladem mohou být různé napěťové špičky, které se vytvoří při přepínání distribučních transformátorů. [5]

Zavede-li se bezpečnostní koeficient  $k$  respektující změnu napětí v síti vlivem špiček o 20 %, lze určit dle rovnice (3.1-1) velikost hodnoty amplitudy napětí, která bude namáhat vstupní obvody a filtr napájecího modulu.

$$U_{max} = U_a \cdot k \cdot 1,1 = 565 \cdot 1,2 \cdot 1,1 = 746 \text{ V} \quad (3.1-1)$$

Při dimenzování usměrňovacího můstku, brzděného tranzistoru a kapacity je nutné zohlednit maximální možné napětí, kterým elektromotor při brždění namáhá meziobvod. Toto napětí dosahuje tím větších hodnot, čím větší je změna rychlosti elektromotoru. Záleží tedy na dynamických požadavcích konkrétní aplikace. Při dimenzování je tedy nutné počítat s hodnotou, která odpovídá hodnotě, kdy zareagují přepěťové ochrany střídače ovládajícího elektromotor. Po překročení této hodnoty dojde k rychlému vypnutí střídače a připojený elektromotor následně začne postupně zpomalovat a podle svých setrvačných hmot a tření následně zastaví.

Servozesilovač TGZ 560 má možnost nastavit přepěťovou ochranu do maximální hodnoty 800 V. Kondenzátory meziobvodu musí tedy s dostatečnou rezervou vydržet 800 V. U brzděného tranzistoru s diodou je pak nutné zohlednit ještě napěťový překmit, který vzniká na parazitní indukčnosti. Parazitní indukčnost zde tvoří samotná cesta na DPS a přívody tranzistoru. S ohledem na minimální nutné výdržné napětí a existenci napěťového překmitu bude tranzistor, dioda i usměrňovací můstek zvoleny se závěrným napětím budou alespoň 1200 V.

## 3.2 Proudové dimenzování

Analytický výpočet proudů v jednotlivých fázích meziobvodu a brzděném modulu jsou provedeny dle [3].

Při výpočtu je předpokládán málo zvlněný odběr proudu z meziobvodu bez vf. zvlnění. Je tak učiněno ze dvou důvodů. Předpokládá se připojení střídače k meziobvodu pomocí přípojnic popř. kabelů. Indukčnost těchto spojů následně omezí odběr vf. proudu z meziobvodu a tento vf. proud se bude odebírat z lokálních kondenzátorů na DPS střídače.

Pro výpočet střední hodnoty proudu z meziobvodu je nutné zvolit zvlnění napětí v meziobvodu. Bez přítomnosti kapacity se napětí v meziobvodu mění v rozsahu od 490 - 565 V. Z provozního hlediska napaječe se jeví vhodné zvolit co nejmenší napěťové zvlnění (velká kapacita). Napětí v meziobvodu pak bude téměř konstantní a celý napěťový meziobvod se bude z pohledu připojených střídačů chovat jako tvrdý zdroj napětí. Stejně tak při brždění do meziobvodu se sníží podíl zmařené energie na brzděném odporu, protože pomalejší změny rychlostí bez problému vykryje velká kapacita meziobvodu.

Protichůdným požadavkem je celkový účinník odběru  $\lambda$ . Při velké kapacitě meziobvodu se budou připojené kondenzátory nabíjet na hodnotu blízkou amplitudě síťového napětí a k jejich dobíjení bude docházet pouze po malou část periody. Vzniknou tak velice strmé proudové impulzy o velké efektivní hodnotě, které budou významně namáhat distribuční transformátor, fázové vodiče a usměrňovací můstek. [3] Vzhledem k výše uvedeným okolnostem bude zvolena větší hodnota zvlnění, aby se snížil špičkový odběr napaječe ze sítě a dosáhlo se lepších hodnot účinníku odběru  $\lambda$ . Střední proud zátěže pak lze určit z rovnice (3.2-1):

$$I_d = \frac{P_d}{U_a - \frac{\Delta U}{2}} = \frac{28000}{565 - \frac{50}{2}} = 51,85 \text{ A} \quad (3.2-1)$$

Střední hodnota proudu zátěže vychází  $I_d = 51,85 \text{ A}$ . Následně je možné určit potřebnou kapacitu z (3.2-2):

$$C = \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \left[ \frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \Delta U) \right] \quad (3.2-2)$$

Kapacita kondenzátorů bude  $C = 2,05 \text{ mF}$ . Pro určení efektivní a maximální hodnoty fázového proudu, který je sítí odebírán, lze využít vztahů dle [3].

$$I_m = I_d \cdot \left\{ 1 + \frac{\pi}{\Delta U} \left[ \frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \Delta U) \right] \cdot \sin \arccos(1 - \Delta U) \right\}$$

$$I_{fef} = I_d \sqrt{\frac{\left[ \frac{3\pi}{4\Delta U} \cdot \left[ \frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \Delta U) \right]^2 \right]}{\left[ 2\arccos(1 - \Delta U) - \sin 2\arccos(1 - \Delta U) \right] + 2 - \frac{3}{\pi} \arccos(1 - \Delta U)}}$$

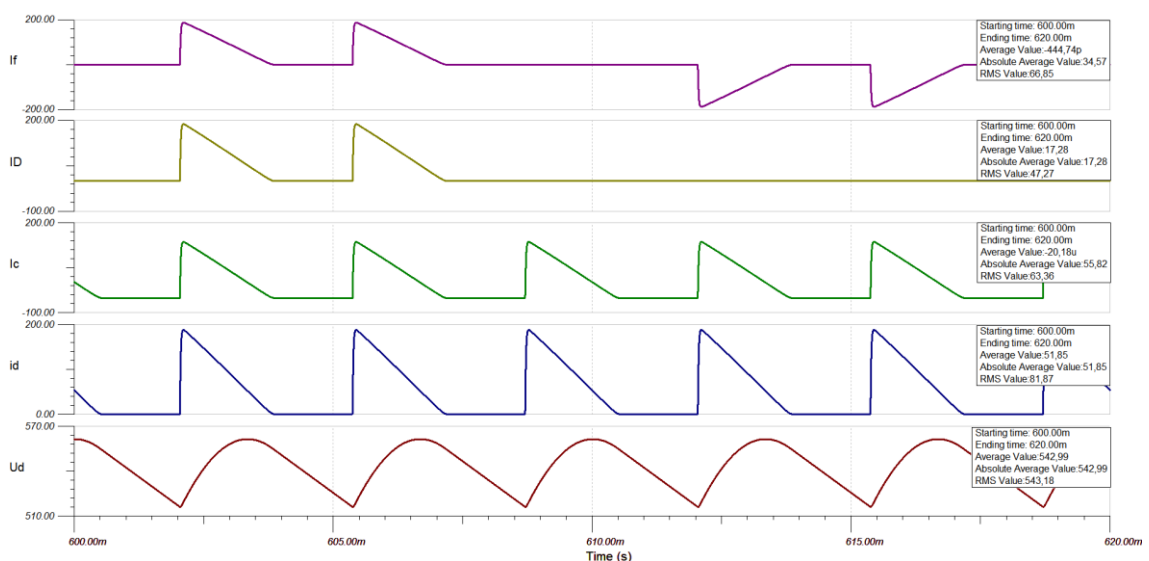
Maximální špičkový proud je roven  $I_m = 202,07 \text{ A}$  a efektivní proud odebíraný ze sítě  $I_{fef} = 86,07 \text{ A}$ . Každou fází můstku pak teče tento proud pouze 2/3 času, ef. proud tedy lze určit dle rovnice (3.2-3).

$$I_{1fef} = I_{fef} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 86,07 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 70,27 \text{ A} \quad (3.2-3)$$

Na podobném principu lze ze středního proudu zátěže určit efektivní hodnotu proudu jednou diodou, jelikož proud teče každou diodou 1/3 času. Efektivní proud diodou pak vychází  $I_{Def} = 49,7 \text{ A}$ . Střední proud diodou odpovídá třetině hodnoty středního proudu zátěže, tedy  $I_{Dstř} = 17,28 \text{ A}$ .

### 3.3 Simulace chování napětí a proudů v ideálním meziobvodu

Pro určení efektivní hodnoty proudu kondenzátorem se využije simulace v programu od Texas Instruments TINA-TI. Daný postup byl zvolen z důvodu analytické složitosti určení proudu kondenzátorem. Při simulaci se předpokládá hodnota kapacity určená v kapitole 2.6. Při prvotní simulaci se předpokládá ideální obvod analyzovaný v kapitole 2. Výsledky simulace lze vidět na Obr. 3-1. Pro porovnání



Obr. 3-1: Simulace chování napětí a proudů v ideálním meziobvodu

výsledků simulace s analytickým výpočtem lze využít *Tabulka 3.3-1*. Z uvedených údajů je patrná shoda výpočtu se simulací.

<b>Tabulka porovnání analytického výpočtu a simulace meziobvodu C = 2,05 mF</b>				
<b>Veličina</b>	<b>Jednotka</b>	<b>Výpočet</b>	<b>Simulace</b>	<b>rozdíl [%]</b>
$I_{ief}$	[A]	86,07	81,87	5,13
$I_{max}$	[A]	202,07	187,80	7,60
$I_{1ief}$	[A]	70,27	66,85	5,12
$\Delta U$	[V]	50,00	45,13	10,79
$I_{Dstr}$	[A]	17,28	17,28	0,00
$I_{Def}$	[A]	49,70	47,27	5,14
$I_{cef}$	[A]	----	63,36	----

*Tabulka 3.3-1: Porovnání analytického výpočtu a simulace ideálního obvodu*

Z efektivní hodnoty proudu kondenzátorem byly pro realizaci filtrační kapacity vybrány kondenzátory K754505610PM0E040 o kapacitě 560  $\mu F$  a jmenovitém napětí 450 V. Kondenzátory snesou efektivní proud při 105 °C okolní teploty 2,1 A. Teplota 105 °C však v provozních podmínkách nenastane, proto je dle informací výrobce možné vypočítat efektivní proud kondenzátorem při jiných teplotách. Dále je nutné přepočítat efektivní proud kondenzátoru v závislosti na použité frekvenci, neboť výrobce udává hodnotu odpovídající 50 Hz. Po přepočtu vychází efektivní proud jedním kondenzátorem (65 °C, 300 Hz)  $I_{cef} = 6,23$  A. [6] Vypočtená kapacita bude realizována jako spojení 9 paralelně zapojených kondenzátorových větví. Pro zajištění pracovního napětí většího jak 800 V budou zapojeny vždy 2 kondenzátory sériově. K elektrolytickým kondenzátorům budou dále připojeny 3 polypropylenové kondenzátory FKP10126806D00KSSD o kapacitě 68 nF. Polypropylenové kondenzátory zajistí lepší filtrování rychlých napěťových špiček pronikajících do meziobvodu, protože elektrolytické kondenzátory jsou kvůli velké parazitní indukčnosti pro filtrování rychlých změn napětí prakticky nepoužitelné. Jeden z polypropylenových kondenzátorů bude umístěn na DPS co nejbližší k IGBT, aby zajistil co nejmenší parazitní indukčnost při spínání. Na hotovém výrobku byla kapacita realizována jako sériově paralelní zapojení 16 ks K754505610PM0E040 a 2ks K954502710PM0D040 o kapacitě 270  $\mu F$  / 450 V. Celková realizovaná kapacita meziobvodu pak vychází  $C = 2,375$  mF.

Pro správné rozložení napětí na kondenzátorech je nutné zapojit paralelně ke kondenzátorům balanční rezistory. Důvodem je vysoká tolerance kapacity, kdy by při mezních hodnotách tolerované kapacity mohlo dojít ke zničení kondenzátoru. Balanční rezistory jsou navrženy tak, aby proud rezistory byl alespoň 2x – 5x větší než svodový proud použitých kondenzátorů [7], pak bude zajištěno rovnoměrné

rozložení napětí na kondenzátorech. Pro výpočet balančních rezistorů (3.3-2) bude využito vztahu pro výpočet svodového proudu (3.3-1) od výrobce kondenzátoru [6].

$$I_{leak} = 0,006 \cdot C \cdot U_{brm} + 4\mu$$

$$I_{leak} = 0,006 \cdot 560\mu \cdot 790 + 4\mu = 2654 \mu A \quad (3.3-1)$$

$$R_{bal} = \frac{U_{brm}}{3 \cdot I_{leak}} = \frac{790}{3 \cdot 2654\mu} = 99,22 \text{ k}\Omega \quad (3.3-2)$$

Každý balanční rezistor bude realizován sériovým spojením 2 x 56 kΩ / 2 W SMD. Dále je vhodné zapojit do meziobvodu vybíjecí odpory, které zajistí při vypnutí napájecího modulu od sítě bezpečné vybití uchovávaného náboje v kondenzátorech. Časová konstanta vybíjení byla zvolena vyšší  $\tau = 180 \text{ s}$ , aby bylo možné použít vyšší hodnoty rezistorů, a snížit tak tepelné namáhání těchto součástek. Hodnotu vybíjecích odporů lze z výpočtu pro paralelní spojení rezistorů určit jako (3.3-3):

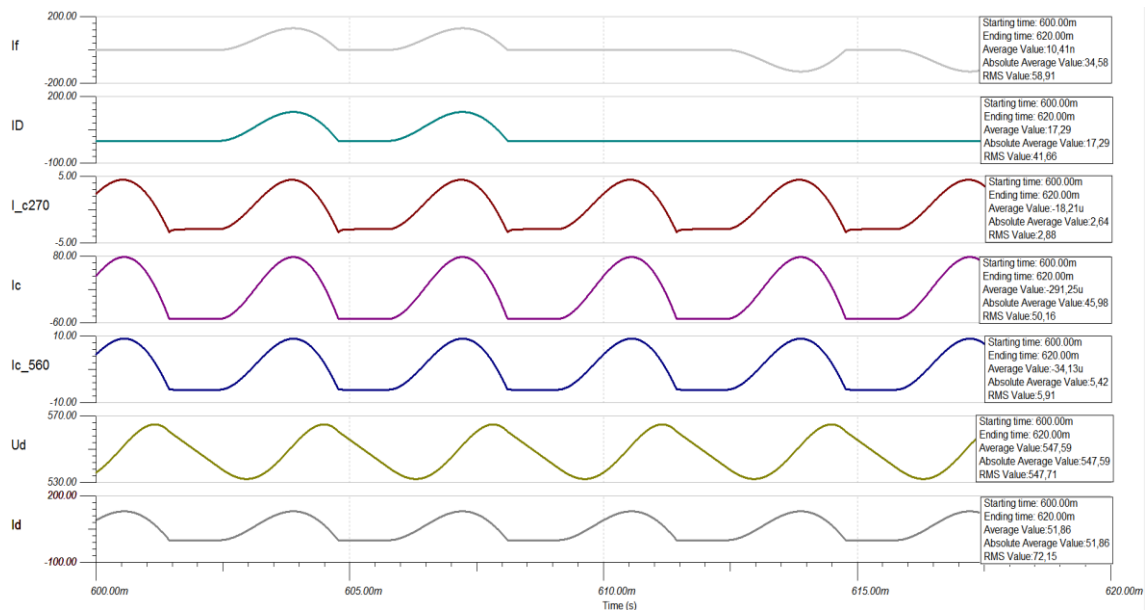
$$R_v = (-1) \cdot \frac{\frac{\tau}{C} \cdot 2R_{bal}}{\frac{\tau}{C} - 2R_{bal}} \quad (3.3-3)$$

$$R_v = (-1) \cdot \frac{\frac{180}{2,375m} \cdot 2 \cdot 112k}{\frac{180}{2,375m} - 2 \cdot 112k} = 114,54 \text{ k}\Omega$$

Vybíjecí odpor bude realizován jako paralelně - sériové spojení 2 x (3x 33 kΩ) pro výkonové zatížení 2 W v SMD pouzdře.

### 3.3.1 Simulace chování napětí a proudů v meziobvodu v případě reálných komponentů

Díky informaci o použitých kondenzátorech je možné vytvořit simulaci pro realizované komponenty v meziobvodu, a získat tak přesnější výsledek sledovaných veličin. Z dokumentace výrobců kondenzátorů, [6] [8] byly pro simulaci určeny hodnoty ESR. Dále byl předpokládán vliv reálné indukčnosti sítě. Indukčnost sítě je závislá na konkrétním místě připojení, vzdálenosti od zdroje a typu použitého distribučního transformátoru. V praxi se může pohybovat v rozmezí 100 – 500 μH. Simulace bude provedena pro pesimistickou hodnotu 100 μH. Celkové simulované schéma je zobrazeno v příloze [1] [1]. Porovnání výsledků při simulování ideálních a reálných parametrů zobrazuje *Tabulka 3.3-2*. (výsledky ideálních parametrů jsou upraveny o realizovanou kapacitu).



Obr. 3-2: Simulace chování napětí a proudů pro reálné komponenty

Připojená indukčnost sítě významně omezuje strmost nabíjecích proudů kondenzátorů. S klesající strmostí vzrůstá čas nabití a dochází k omezení špičkové hodnoty fázového proudu. Díky hladšímu průběhu proudu dochází ke snížení efektivní hodnoty všech proudů v meziobvodu a tím ke snížení tepelného namáhání. Se snížením strmosti tak dochází k vylepšení celkového účinníku odběru. Je patrné, že při připojení v místě s velkou indukčností, by fázový proud měl tendenci přejít z impulzního průběhu na konstantní. Tím by se výrazně zlepšil celkový účinník odběru. V praxi se lze setkat s přidáváním síťových tlumivek právě za účelem vylepšení účinníku. Kromě již dříve uvedených průběhů byl ověřen ef. proud jednou kondenzátorovou větví, který vyšel  $I_{c560u} = 5,91 \text{ A}$  a  $I_{c270u} = 2,88 \text{ A}$ . V praxi nebude výsledný proudový odběr ideálně hladký a i přes skutečnost, že vf. impulzní proud bude odebírán z lokálních kondenzátorů střídačů, je nutné brát na zřetel, že efektivní hodnota proudu kondenzátory může být o něco větší. Proto je vhodné ponechat dostatečnou rezervu.

Tabulka porovnání simulace reálných a ideálních parametrů meziobvodu C = 2,375 mF				
Veličina	Jednotka	Ideální	Reálné	rozdíl [%]
$I_{fef}$	[A]	84,82	72,15	17,56
$I_m$	[A]	200,52	129,42	54,94
$I_{1fef}$	[A]	69,26	58,75	17,89
$\Delta U$	[V]	41,26	33,5	23,16
$I_{Dstř}$	[A]	17,28	17,29	0,06
$I_{Def}$	[A]	48,97	41,66	17,54
$I_{cef}$	[A]	67,17	50,16	33,91

Tabulka 3.3-2: Porovnání ideálních a reálných simulovaných parametrů



### 3.4 Ztráty v kondenzátorech

Výkonovou ztrátu na jednotlivých kondenzátorech lze určit z hodnoty ESR použitých kondenzátorů. Výkonová ztráta se pak vypočítá dle vztahu pro činný výkon na lineárním odporu dle (3.4-1):

$$\begin{aligned}P_{cap560u} &= 16 \cdot (ESR \cdot I_{c1ef}^2) = 16 \cdot (0,154 \cdot 5,91^2) = 86,06 \text{ W} \\P_{cap270u} &= 2 \cdot (ESR \cdot I_{c1ef}^2) = 2 \cdot (0,204 \cdot 2,88^2) = 3,38 \text{ W} \quad (3.4-1)\end{aligned}$$

### 3.5 Návrh soft-startu

Obvod soft-startu zajišťuje omezení zapínacího proudu v okamžiku připojení do sítě. V době připojení jsou kondenzátory vybité a nabíjecí proud limituje pouze indukčnost sítě a odpor přívodů. Výsledný špičkový proud by následně způsobil reakci předřazených jistících prostředků. Je tedy vhodné umístit po dobu prvotního nabíjecího cyklu do cesty kondenzátorům impedanci, která bude daný špičkový proud limitovat. V praxi se používá vícero řešení. Nejjednodušším a zároveň nejlevnějším řešením je použití nabíjecího odporu, který bude po nabití kondenzátoru překlenut kontakty relé či stykače. Nevýhodou tohoto řešení je nemožnost rozpojení obvodu v případě potřeby. Tuto funkci musí zastat vhodný stykač předřazený danému zařízení, který bude ideálně vypínat obvod bez zatížení, tedy v případě, kdy dojde k vypnutí připojených střídačů. Při zajištění sepnutí daného překlenovacího prvku při téměř nabitém meziobvodu není nutné, aby byl daný překlenovací prvek dimenzován na spínání provozního napětí (až 800 V). Je tomu tak z důvodu jeho trvalého sepnutí v případě chodu zařízení. V případě sepnutí při téměř nabitém meziobvodu je rozdíl napětí na svorkách překlenovacího prvku roven úbytku napětí na nabíjecím rezistoru, tedy řádově desítky voltů. Další řešení soft-startu bývá realizováno pomocí říditelných či aktivních usměrňovacích můstků, které je možné spínat takovým způsobem, aby došlo k postupnému nabití meziobvodu bez vzniku nabíjecí proudové špičky.

Pro účel nabíjení meziobvodu bylo vybráno méně standardní řešení nabíjení přes NTC termistory. Řešení je výhodné z pohledu snížení tepelných ztrát na nabíjecím prvku z důvodu poklesu odporu zahřátím NTC nabíjecím proudem. Dále jsou NTC mnohem lépe zabudovatelné do DPS než běžně používané výkonové odpory s velkými chladičnými plochami, které jsou během procesu nabíjení zbytečné, protože za krátký čas rezistor nestihne předat žádné teplo do chladiče.

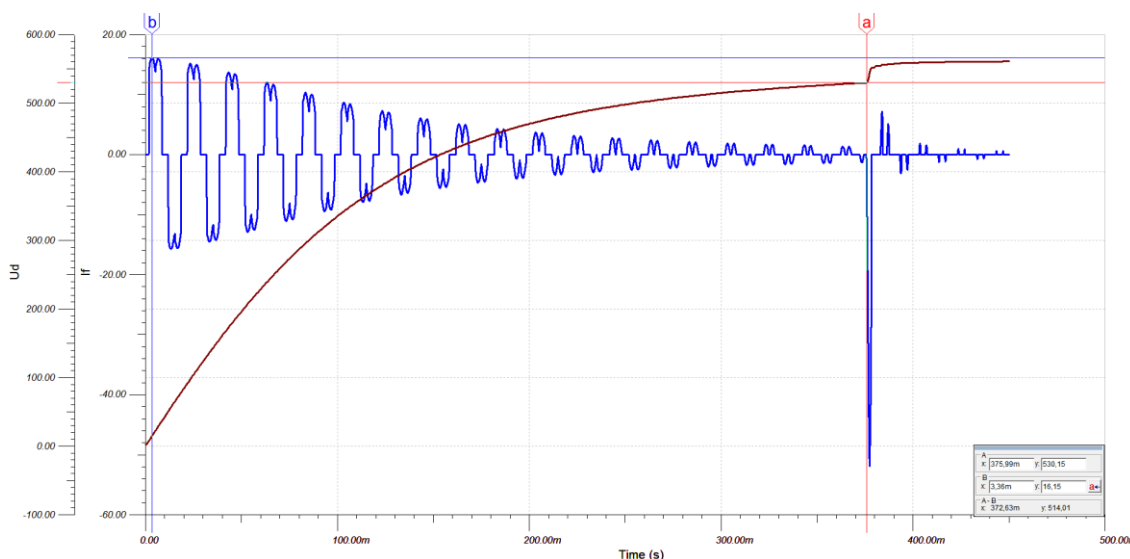
Vhodný NTC termistor bude určen na základě celkové energie, která musí být dodána do meziobvodu a dle nominálního proudu jistícího prvku. Celková energie meziobvodu včetně kondenzátorů střídače ( $C_{servo} = 1,2 \text{ mF}$ ) je určena vztahem (3.5-1):

$$E_{nab} = \frac{(C_{modul} + C_{servo})(U_{nab})^2}{2}$$

$$E_{nab} = \frac{(2,375 \text{ m} + 1,2 \text{ m})(535)^2}{2} = 512 \text{ J} \quad (3.5-1)$$

Pro výpočet byla uvažována hodnota napětí pro sepnutí relé  $U_{nab} = 535 \text{ V}$ . Při těchto hodnotách bude překlenovací relé spínat maximálně napětí  $30 \text{ V}$ . Pro připojení do distribuční sítě se předpokládá jistič nejméně  $25 \text{ A}$  (pro některé méně náročné aplikace), hodnota nabíjecího NTC pak musí být alespoň  $22,4 \Omega$ . Pro realizaci bylo vybráno sériové spojení 4x NTC termistorů MS32 10015 přímo navržených pro nabíjení kapacitních meziobvodů (výdrž  $250 \text{ J} / \text{NTC}$ ). Z dokumentace výrobce byl následně vytvořen model NTC, s jehož pomocí byla zjištěna doma nabíjení a ověřeno omezení nabíjecího fázového proudu. Výsledek simulace je na (Obr. 3-3).

Čas nabíjení meziobvodu by měl být přibližně  $380 \text{ ms}$  a čas sepnutí relé  $375 \text{ ms}$ .



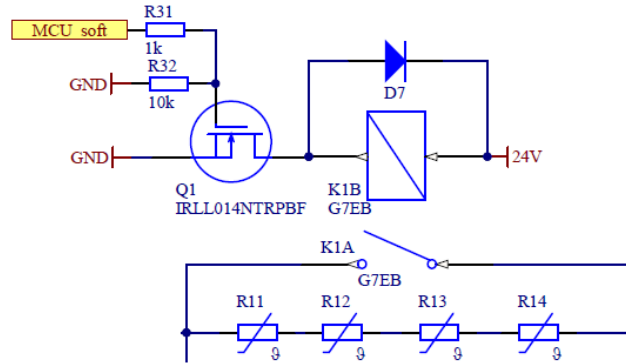
Obr. 3-3: Simulace nabíjení meziobvodu přes NTC termistory

Nabíjecí špičkový proud po sepnutí relé nebude tak výrazný z důvodu konečné rychlosti sepnutí mechanických kontaktů.

Jako překlenovací prvek bylo vybráno výkonové relé do DPS OMRON G7EB. Relé nedokáže vypínat velké hodnoty DC napětí, proto je nutné, aby řídicí obvody zajistili jeho vypínání pouze v případě, že je odpojená zátěž servozesilovače. V případě špatného rozepnutí relé sice nedojde ke zničení relé, protože proud převezmou NTC termistory, nicméně na vyšších výkonech by rychle došlo k jejich přehřátí a zničení. Proudové zatížení kontaktu relé je  $100 \text{ A}$ . Relé je možné ovládat napětím  $24 \text{ V}$ . [9] Pro spínání signálem z MCU byl vytvořen jednoduchý spínací obvod s MOSFET (

Obr. 3-4). Signál z MCU je pomocí logického hradla změněn z 3,3 V na 5 V, ale bylo možné MOSFET sepnout. Vzhledem k malému proudu cívkou relé (3.5-2), stačí spínat tranzistor malým napětím.

$$I_{rel} = \frac{U_{nap}}{R_{civ}} = \frac{24}{206} = 116 \text{ mA} \quad (3.5-2)$$



Obr. 3-4: Překlenovací obvod NTC

### 3.5.1 Usměrňovací můstek

Na základě napěťového a proudového dimenzování meziobvodu v předchozích kapitolách byly pro realizaci vybrány tři diodové moduly DSEI2X101-12A. Každá dioda disponuje možností zatížení trvalým proudem  $I_d = 91 \text{ A}$ , maximální špičkový proud je limitován hodnotou  $I_m = 900 \text{ A}$  a závěrné napětí  $U_{DSM} = 1200 \text{ V}$ . [10]

Kritériem výběru byly kromě splnění proudových a napěťových požadavků, příznivá cena, nízké pouzdro a dobré chlazení díky rozdělení můstku na tři části.

### 3.5.2 Ztráty na usměrňovacím můstku

Pro výpočet ztrát na usměrňovacím můstku se vychází z obecně známého vztahu (3.5-3) pro výpočet ztrát vedením na diodě pomocí lomené přímky.[11] Hodnoty diferenciálního odporu  $r_d$  a úbytku napětí v propustném směru  $U_f$  udává výrobce součástky. [10]

$$P_{ztrM} = 6 \cdot (I_{stř} \cdot U_f + I_{ef}^2 \cdot r_d) \quad (3.5-3)$$

$$P_{ztrM} = 6 \cdot (17,29 \cdot 1,01 + 41,66^2 \cdot 6,1m) = 168,3 \text{ W}$$

Spínací ztráty na usměrňovacím můstku, způsobené komutací diod, lze pro nízkou frekvenci zanedbat.

### 3.6 Návrh brzdného rezistoru

Pro výpočet hodnoty brzdného odporu je nutné určit špičkový brzdný výkon napaječe. Obecné určení této hodnoty je poněkud problematické. Brzdný výkon obecně závisí na připojeném motoru, který musí při brždění celou energii pohybující se hmoty (3.6-1) předat do meziobvodu (případně její část, nebrzdí-li motor do nulových otáček).

$$E_k = \frac{1}{2} J_{mot} \cdot \omega_{mot}^2 \quad (3.6-1)$$

Pokud by se jednalo o konkrétní aplikaci, kdy jsou známé parametry připojeného motoru, lze určit špičkový výkon jako součin brzdného momentu a maximální úhlové rychlosti daného motoru. (3.6-2)

$$P_{sp} = M_{br} \cdot \omega_{max} \quad (3.6-2)$$

Hodnotu brzdného momentu i rychlost brždění kontroluje řídicí měnič, závisí tedy na konkrétních dynamických požadavcích dané aplikace. Pro účel návrhu brzdného odporu se bude vycházet z předpokládaného výkonu připojených střídačů. Předpokládá se jmenovitý výkon 14 kW na jednu osu střídače. Velká část brzdné energie se díky sdílenému meziobvodu použije pro napájení zbývajících osy zařízení (je-li v provozu). V případě, kdy bude v provozu pouze jedna osa, dojde k pohlcení prvotní proudové špičky připojenými lokálními kondenzátory a kondenzátory v meziobvodu. Po tomto krátkém čase musí zareagovat brzdný obvod řízený podle hladiny napětí a při překročení nastavené hodnoty začít brzdit. Díky velké kapacitě sdíleného meziobvodu lze tedy špičkový brzdný výkon zvolit o něco nižší. Pro aplikace, které nevyžadují velké dynamické změny, neboť zde dochází k pomalému brždění, bude uvnitř modulu zabudován interní brzdný odpor o malém špičkovém výkonu. Pro aplikace vyžadující rychlé brždění, neboť dochází k dlouhému brždění, musí být zajištěna možnost připojení externího brzdného odporu o výkonu dle konkrétních požadavků. Volba brzdného odporu bude provedena propojkou na hlavní svorkovnici. V případě interního brzdného odporu bude MCU v rámci řídicího programu vyhodnocovat činný výkon za určitou časovou dobu, aby nedošlo ke zničení rezistoru vlivem rychlého přehřátí (vlivem velkého objemu chladiče nevzrůstá teplota dostatečně rychle, aby bylo možné chránit brzdné odpory pouze na základě přehřátí chladiče). V případě použití externího rezistoru bude maximální brzdný výkon nastaven pomocí vstupních DI.

Navržený napájecí modul bude předpokládat připojení interního nebo externího brzdného rezistoru. Interní rezistor bude umístěn na chladiči a jeho vývody budou připojeny přímo do DPS. Trvalý ztrátový výkon interního rezistoru bude vypočten dle tepelné bilance celého zařízení v kapitole 4. Připojení externího rezistoru a jeho

teplotního snímače je určeno pro individuální aplikace vyžadující větší ztrátový výkon. Z výše uvedených důvodů bude externí brzdý rezistor omezen pro špičkový výkon  $P_{sp} = 20 \text{ kW}$ . (3.6-3)

$$R_{brmin} = \frac{U_{brmax}^2}{P_{spext}} = \frac{790^2}{20k} = 31,2 \Omega = 30 \Omega \quad (3.6-3)$$

Špičkový proud tranzistorem a diodou pak bude (3.6-4):

$$I_{spbr} = \frac{U_{brmax}}{R_{brmin}} = \frac{790}{30} = 26,3 \text{ A} \quad (3.6-4)$$

Špičkový výkon interního odporu bude určen ze znalosti trvalého ztrátového výkonu dle kapitoly 4.

### 3.6.1 Návrh brzdného obvodu

Pro návrh spínacího obvodu je nutné znát efektivní a střední hodnotu proudu tekoucího tranzistorem. Dioda v tomto zapojení neplní obvyklou funkci diody v dolním spínači. V klasickém spínači dioda při vypnutí tranzistoru přejímá proud z indukční zátěže a vede ho po dobu  $t = T/(1-s)$ . Zde ovšem proud z indukční zátěže při vypnutí tranzistoru přejímá nabíjená kapacita meziobvodu. Dioda přejímá pouze proud, který vlivem nezanedbatelné indukčnosti brzdného rezistoru (obvykle drátová provedení) musí téct přes diodu do meziobvodu. V případě absence této diody by byl tranzistor zničen napěťovým překmitem při pokusu o vypnutí. Při mikroprocesorovém řízení je teoreticky možné realizovat střidu spínání blízkou 1. V praxi je velikost střidy výrazně limitována rychlostí použitého spínacího tranzistoru a zotavovací dobou diody. Proto budou výpočty provedeny pro maximální střidu  $s_{mx} = 0,95$ . Při výpočtu je zanedbáno zvlnění spínaného proudu z důvodu velké indukčnosti zátěže. Pak nejvyšší střední a efektivní proud bude (3.6-5), (3.6-6):

$$I_{efbrm} = I_{spbr} \cdot \sqrt{s_{mx}} = 26,3 \cdot \sqrt{0,95} = 25,63 \text{ A} \quad (3.6-5)$$

$$I_{stbrm} = I_{spbr} \cdot s_{mx} = 26,3 \cdot 0,95 = 24,98 \text{ A} \quad (3.6-6)$$

Pro realizaci byl vybrán tranzistor IGBT IXDN 55N120D1. Tranzistor byl zvolen s velkou proudovou rezervou, při 90 °C výrobce garantuje možnost proudového zatížení  $I_{cT} = 62 \text{ A}$ . Závěrné napětí tranzistoru je  $U_{ces} = 1200 \text{ V}$ . [12]

Jako spínací dioda byl vybrán typ DHG30I1200HA. Stejně jako tranzistor je dioda zvolena s velkou proudovou rezervou. Pro výpočet ztrát vedením na IGBT využijeme náhradu jeho výstupní charakteristiky lomenou přímkou. Pro výpočet byly z dokumentace výrobce určeny následující parametry: [12]

- $U_{fT} = 2,4 \text{ V}$ ,  $r_{dT} = 25 \text{ m}\Omega$

Ztráty vedením pak budou odpovídat (3.6-7):

$$P_{ztrvT} = U_{fT} \cdot I_{st\check{s}brm} + r_{dT} \cdot I_{efbrm}^2 \quad (3.6-7)$$

$$P_{ztrvT} = 2,4 \cdot 24,98 + 0,025 \cdot 25,63^2 = 76,37 \text{ W}$$

Kvůli velkým spínacím ztrátám na IGBT způsobených relativně pomalým vypínáním, byl zvolen kmitočet  $f = 8 \text{ kHz}$ . Jedná se o kompromis mezi relativně malými spínacími ztrátami a dostatečně vysokým kmitočtem pro dobrou dynamiku brždění. Dle [11] lze určit spínací ztráty jako (3.6-8), (3.6-9), (3.6-10):

$$P_{ztrsp} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (3.6-8)$$

$$W_{on} \cong \frac{1}{4} U_{brmax} I_{\check{s}pbr} (t_{don} + t_r) \quad (3.6-9)$$

$$W_{off} \cong \frac{1}{4} U_{brmax} I_{\check{s}pbr} (t_f + t_{doff}) \quad (3.6-10)$$

$$P_{ztrspT} = f \left[ \frac{1}{4} U_{brm} I_{\check{s}pbr} (t_{don} + t_{doff} + t_f + t_r) \right]$$

$$P_{ztrspT} = 8000 \left[ \frac{1}{4} 26,3 \cdot 790 (70n + 70n + 500n + 100n) \right] = 30,74 \text{ W}$$

Dále lze určit zotavovací ztráty na diodě podle dokumentace výrobce [13] Pak lze ztráty odhadnout jako (3.6-11):

$$P_{ztrspD} = f \cdot Q_{rr} \cdot U_{brm}; Q_{rr} \cong \frac{1}{2} t_{rr} I_{rm}$$

$$P_{ztrspD} = 8000 \left( \frac{1}{2} \cdot 23 \cdot 200n \cdot 790 \right) = 14,53 \text{ W} \quad (3.6-11)$$

Pro určení ztrát vedením na diodě je nutné vypočítat střední a efektivní proud RL článku, protože většina energie parazitní indukčnosti se zmaří na brzdném odporu. Pro střední proud RL článku platí (3.6-12):

$$I_{Dst\check{s}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T I_{\check{s}pbrm} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} dt; \tau = \frac{L}{R} \quad (3.6-12)$$

$$I_{Dst\check{s}} = \frac{I}{T} \cdot \int_0^T e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{I_{\check{s}pbrm}(-\tau) \cdot e^{-\frac{T}{\tau}} + \tau \cdot I_{\check{s}pbrm} \cdot e^0}{T} = 0,701 \text{ A}$$

Proud byl vypočten pro velkou indukčnost externího brzdného odporu  $L = 100 \mu H$ . V praxi tato hodnota nastane jen stěží, nicméně dioda musí být dimenzovaná na 1200 V a vydržet špičkový proud přes rezistor. Pro efektivní proud pak platí (3.6-13):

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left( I_{spbrm} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)^2 dt} \quad (3.6-14)$$

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{\left(-\frac{1}{2}\right) I_{spbrm}^2 \cdot \tau \cdot e^{-\frac{2T}{\tau}} + \frac{1}{2} I_{spbrm}^2 \cdot \tau \cdot e^0}{T}} = 3,03 A$$

Dle hodnot z dokumentace výrobce pro ztráty vedením platí (3.6-8): [13]

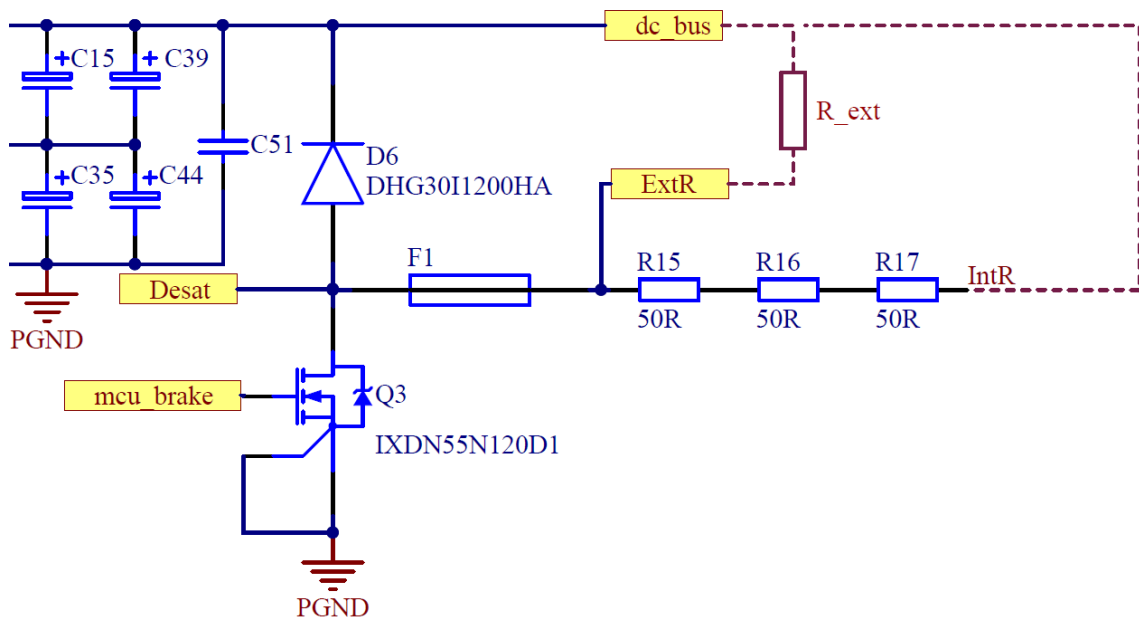
$$P_{ztrvD} = U_{fD} \cdot I_{střD} + r_{dD} \cdot I_{Def}^2 \quad (3.6-15)$$

$$P_{ztrvD} = 1,25 \cdot 0,701 + 30m \cdot 3,03^2 = 1,15 W$$

Maximální ztráty na spínači pak budou (3.6-16):

$$\begin{aligned} P_{cspmax} &= P_{ztrvD} + P_{ztrvT} + P_{ztrspD} + P_{ztrspT} \\ P_{cspmax} &= 1,15 + 76,37 + 14,53 + 30,74 \\ P_{cspmax} &= 122,8 W \end{aligned} \quad (3.6-16)$$

Navržený brzdný obvod je zobrazen na Obr. 3-5.



Obr. 3-5: Brzdný obvod napájecího modulu

### 3.6.2 Návrh budiče brzdného tranzistoru

Výkonové IGBT z důvodu své robustnosti vyžadují použití kvalitních budících obvodů, které zajistí především dostatečné proudy pro rychlé nabití a vybití hradla, dále pak galvanické oddělení vstupu a výstupu, nadproudovou ochranu, blokování výstupu při nízkém napětí či možnosti bipolárního spínání hradla.

Klasický způsob spínání předpokládá použití kladného napětí pro spínání a záporného pro vypínání. Záporným napětím se IGBT vypíná kvůli problému velké kapacity mezi elektrodami G a C. Přes tuto kapacitu vlivem velké napěťové strmosti  $du/dt$  protéká kapacitní proud vytvářející na rezistoru  $R_g$  úbytek napětí, který může způsobit krátké sepnutí tranzistoru, a výrazně tak zvýšit přepínací ztráty případně zavinit havárii celého zařízení (pracuje-li IGBT v můstkovém zapojení). Vypínáním tranzistoru záporným napětím je docíleno dostatečné napěťové rezervy mezi  $U_{gs}$  a  $U_{th}$ . Při nerealizování vypínání záporným napětím je nutné použít budič, který disponuje funkcí omezující tento kapacitní proud. [14]

Pro účel buzení tranzistoru byl vybrán IO 1ED020I12-F2. Obvod splňuje výše uvedené nároky na budič tranzistoru IGBT a je schopen dodat proud až 2 A, špičkově 2,7 A. [15] Zapojení budiče je uvedeno na Obr. 3-6.

Pro návrh zapínacího rezistoru bylo využito náboje hradla pro dosažení  $U_{th}$  a předpokládaného času nárůstu proudu tranzistorem  $t_r$ . (3.6-17)

$$R_{zap\_max} = \frac{U_{gs}}{\frac{Q_{th}}{t_r}} = \frac{15}{\frac{50n}{70n}} = 21 \Omega \quad (3.6-17)$$

Výkonové ztráty na zapínacím i vypínacím rezistoru pak lze ověřit dle (3.6-18):

$$P_{ztrR} = \frac{1}{2} Q_{gs} U_{gs} f = \frac{1}{2} \cdot 240n \cdot 8000 \cdot 15 = 14 mW \quad (3.6-18)$$

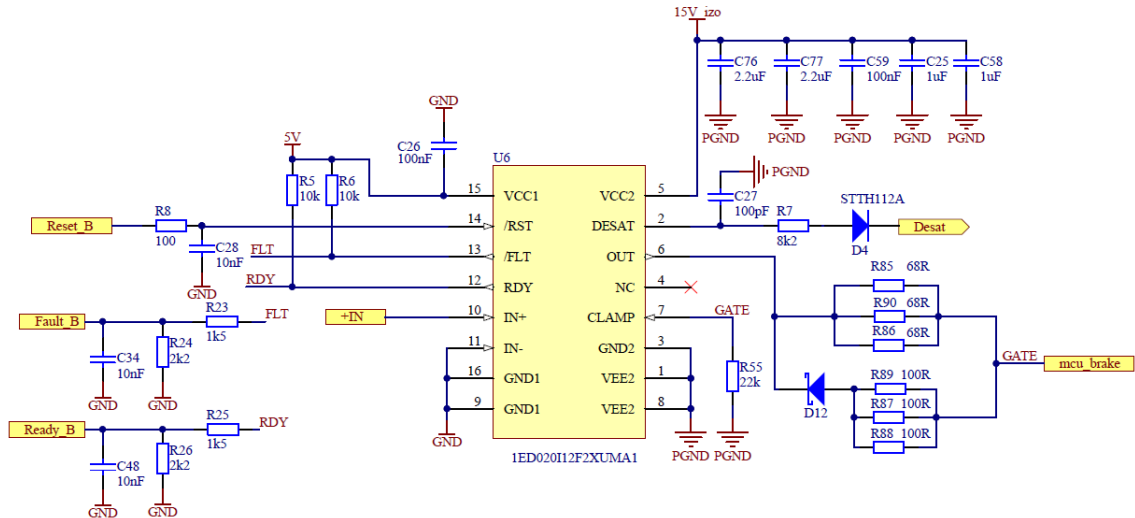
Vypínací rezistor byl zvolen nižší  $R_{vyp} = 14 \Omega$  než zapínací z důvodu omezení vypínacích ztrát. Zapínací i vypínací rezistory byly realizovány ze tří paralelně zapojených rezistorů z důvodu snížení parazitní indukčnosti cesty mezi budičem a elektrodou G.

Nastavení saturační ochrany je provedeno kondenzátorem  $C_{27}$  a rezistorem  $R_7$ . Nastavení vychází z vnitřního uspořádání budiče. V době zapnutí tranzistoru je snímáno napětí na dráze C-E tranzistoru. V případě překročení hodnoty 9 V je aktivována saturační ochrana a dojde k okamžitému vypnutí. V čase sepnutí protéká z přesného interního proudového zdroje proud  $500 \mu A$  cestou  $R_7$ ,  $D_4$  a IGBT. Rezistor  $R_7$  lze poté jednoduše dopočítat dle (3.6-19):



$$R_7 = \frac{9V - U_{CE} - U_{D_4}}{500\mu} = \frac{9 - 3,6 - 1,17}{500\mu} \quad (3.6-19)$$

$$R_7 = 8460\Omega$$



Obr. 3-6: Zapojení budiče IGBT

Hodnota  $U_{CE}$  odpovídá saturačnímu napětí pro proud 100 A. Řídící část budiče je napájena ze zdroje 5 V galvanicky odděleného od silové části. Spínací signál +IN, -IN je generován přes logické hradlo (minimální spínací úroveň logické 1 je 3,6 V) pomocí MCU. Signál FLT indikuje vnějším obvodům nedostatečné napětí na vstupu či výstupu nebo aktivaci saturační ochrany. Signál RDY poté indikuje splnění podmínek pro provoz budiče.

### 3.7 Pomocné zdroje pro řídicí obvody

Pro správný chod řídicí části je nutné vytvořit několik napěťových úrovní:

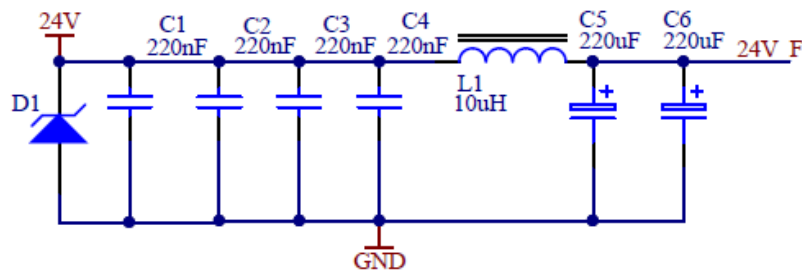
- 15 V pro napájení budícího obvodu výkonového IGBT. Tento obvod je nutné realizovat jako galvanicky oddělený, aby nedošlo ke spojení řídicí a silové země.
- 15 V pro spínání MOSFET tranzistorů ovládajících ventilátory a výkonové relé
- 5 V pro napájení logických hradel a operačních zesilovačů zajišťujících měření napětí a teploty.
- 3,3 V pro napájení řídicího mikroprocesoru.

Vstupní napětí pro pomocné zdroje zajistí externí zdroj 24 V. Tento zdroj je nutný pro napájení řídicí části servozesilovače, proto bude využit i pro napájecí modul. V budoucích verzích se předpokládá integrování tohoto zdroje přímo do napájecího modulu, aby odpadla nutnost přítomnosti externího zdroje v rozvaděči.

### 3.7.1 Vstupní LC filtr

Z důvodu provozu zařízení v prostředí s předpokladem velkého rušení je před vstup pomocných zdrojů umístěn LC filtr. Schematické znázornění filtru je na *Obr. 3-7*. Pro ochranu před přepětím slouží transil D<sub>1</sub>, který se v případě přepětí otevře a vybaví ochranou pojistkou. Pojistka je umístěna na vrchní signalizační desce, aby byla uživatelsky přístupná. Mezní kmitočet, od kterého filtr začíná tlumit je dán vztahem (3.7-1):

$$f_{mez} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1(C_5 + C_6)}} = 2,4kHz \quad (3.7-1)$$



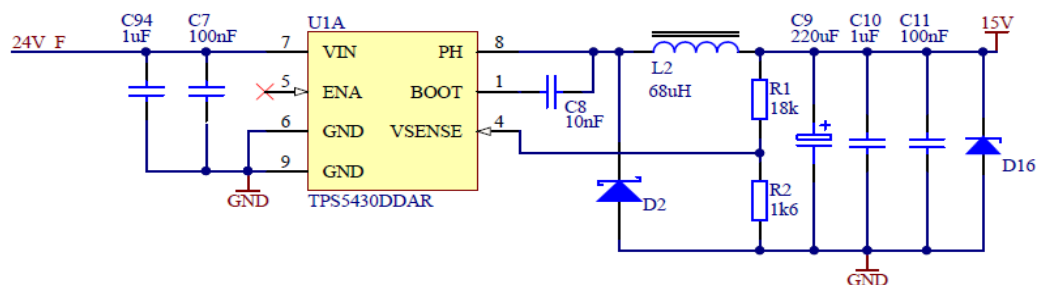
*Obr. 3-7: Vstupní LC filtr*

### 3.7.2 Pomocný zdroj 15 V

Pro realizaci pomocného zdroje 24 V / 15 V byl vybrán IO TPS5430. Jedná se o integrovaný snižující měnič s možností spínat proudy až 3A při vstupním napětí od 5 do 36 V. Dále obsahuje ochranu před přepětím, nadproudem a přehřátím. Výstupní napětí je určeno rezistorovým děličem R<sub>1</sub> a R<sub>2</sub> jako: [16]

$$U_{out} = \frac{R_1 \cdot 1,221}{R_2} + 1,221 = 14,95 V \quad (3.7-2)$$

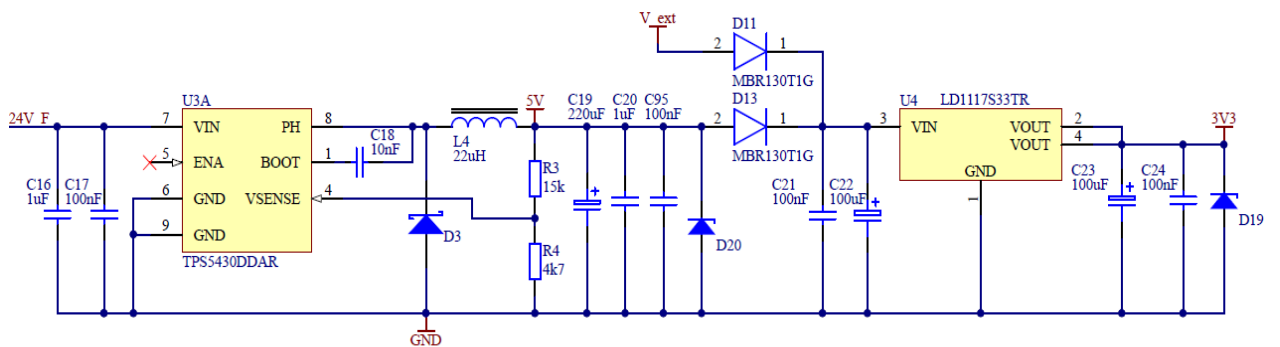
Pro vyhlazení výstupního napětí a proudu slouží výstupní LC filtr L<sub>2</sub> C<sub>9</sub>. Hodnoty jednotlivých komponent zdroje byly určeny dle doporučení výrobce [16] Schématické znázornění je na *Obr. 3-8*.



*Obr. 3-8: Pomocný zdroj 15 V*

### 3.7.3 Pomocné zdroje 5 V a 3,3 V pro řídicí a měřící obvody

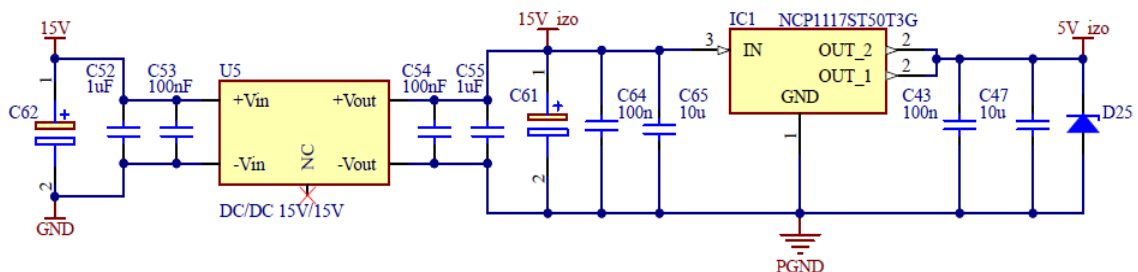
Pomocný zdroj 24 V / 5 V je realizován na stejném IO jako zdroj 24 V / 15 V z kapitoly 3.7.2. Schématické znázornění kaskády zdrojů 5V a 3,3 V je na *Obr. 3-9*. Zdroj 3,3 V je realizován pomocí lineárního stabilizátoru s nízkým úbytkem napětí LD1117S33TR. Diody D<sub>11</sub> a D<sub>13</sub> slouží pro připojení externího zdroje a ochraně před přepólováním pro účely programování v případě, že není k dispozici napětí 24 V pro celou řídicí část a MCU je při programování napájen z externího programátoru. Pro správnou funkci lineárního stabilizátoru je pak nutné, aby měl externí zdroj napětí větší o úbytek na stabilizátoru a sériově zařazené diody.



*Obr. 3-9: Pomocný zdroj 5V a 3V3*

### 3.7.4 Oddělené zdroje 15 V a 5 V pro silovou část měniče

Galvanické oddělení od řídicí části bylo vyřešeno pomocí jednoúčelového zdroje 15 V / 15 V AM1M-1515SH30-NZ. Oddělené napětí je využito pro spínání výkonového brzdného IGBT. Dále je z 15V větve napájen lineární stabilizátor NCP1117ST50T3G, který slouží pro napájení opticky izolovaného zesilovače ACPL-C87A, který zajišťuje měření napětí meziobvodu (viz kapitola 6.1).

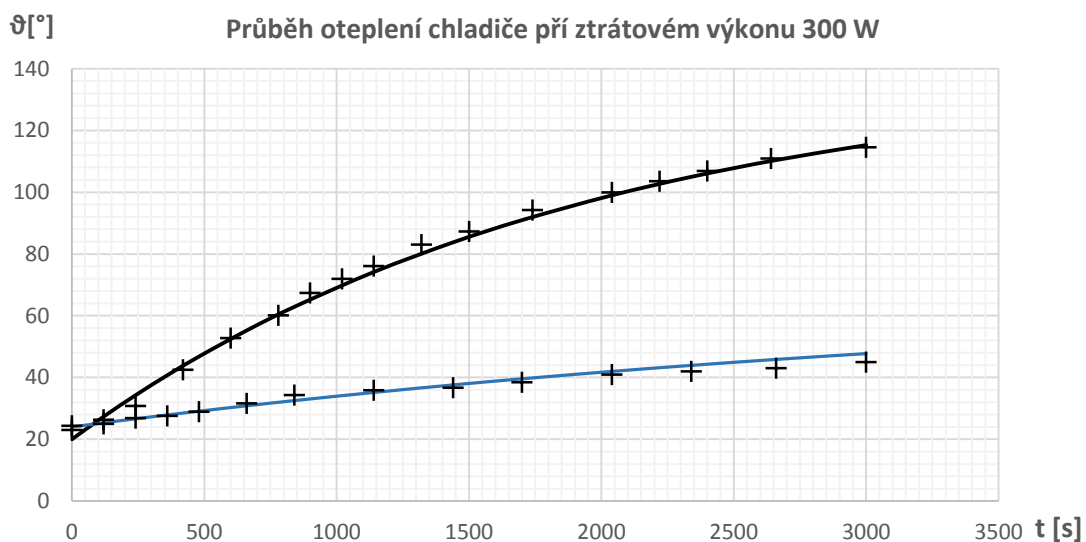


## 4. TEPELNÁ BILANCE

V následující kapitole je dle použitého chladiče a ztrát na výkonových prvcích, které byly vyčísleny v kapitole 3 určen maximální možný ztrátový výkon na vnitřních brzdných odporech. Výpočty vychází z tepelně-elektrické analogie definované v [11].

### 4.1 Ověření tepelného odporu chladiče

Pro účel chlazení výkonových součástek bude použit chladič PADA 8129 o rozměrech 260 x 200 x 72 mm. [17] Chladič je zvolen z čistě ekonomických důvodů. Stejný typ je použit i na servozsilovači TGZ 560, proto je pro firmu výhodné použít stejný chladič i na napájecím modulu. Jelikož výrobce udává tepelný odpor chladiče pouze při pasivním chlazení a jen pro konkrétní rozměry, které nejsou shodné s dokumentací, bylo provedeno měření pro zjištění tepelného odporu při pasivním i aktivním chlazení. V rámci měření byl na chladič po celé délce připevněn výkonový topný rezistor, na kterém byl po dobu měření držen konstantní ztrátový výkon 300 W. Pomocí odporového čidla teploty PT1000 byl zaznamenán průběh teploty na chladiči pro pasivní i aktivní chlazení. Průběh teploty je uveden na *Obr. 4-1*. Následně byly dle (4.1-1) vyčísleny tepelné odpory pro další výpočty. Čidlo teploty bylo umístěno do vzdálenosti shodné s předpokládanou vzdáleností čidla od usměřovacího můstku na budoucím výrobku.



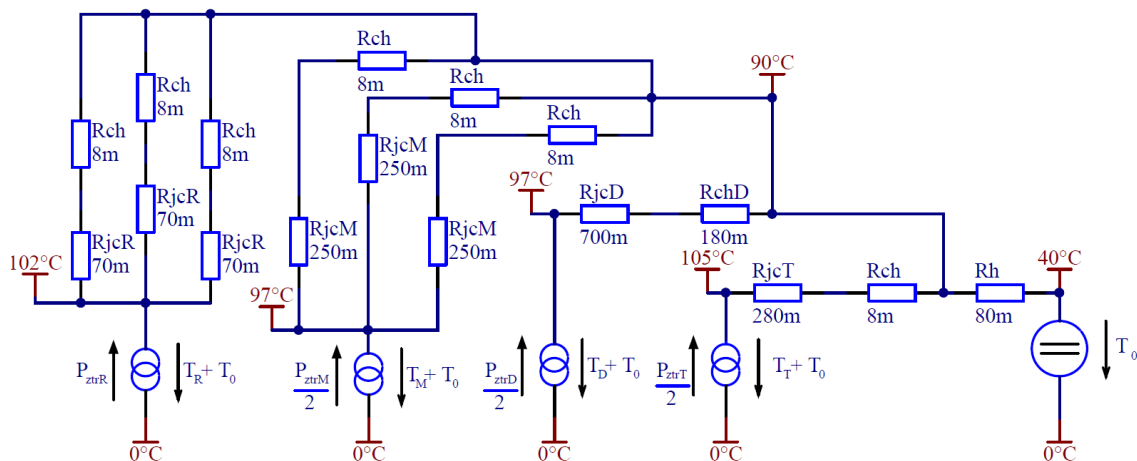
*Obr. 4-1: Oteplení chladiče při konstantním ztrátovém výkonu*

$$\begin{aligned} \text{bez ventilace } R_{\theta 100^\circ} &= \frac{\Delta T}{P} = 0,32 \text{ KW}^{-1} \\ \text{s ventilací } R_{\theta} &= \frac{\Delta T}{P} = \frac{47 - 23}{300} = 0,08 \text{ KW}^{-1} \end{aligned} \quad (4.1-1)$$

Pro další výpočty bude uvažována hodnota tepelného odporu  $0,08 \text{ KW}^{-1}$ . Hodnota tepelného odporu se s teplotou chladiče zvyšuje, jde tedy o pesimistický výsledek. Aktivní chlazení bylo zajištěno třemi ventilátory typu MF60252VX-1000U-G99. Stejný typ ventilátoru bude použit i na napájecím modulu. Vybrán byl z důvodu rozměrů a ceny. S rozměrem  $60 \times 60 \times 25 \text{ mm}$  se výborně vejde na přední čelo chladiče a zajistí tak proudění vzduchu žebrovým chladičem.

## 4.2 Vypočet ztrátového výkonu na interních odporech

Pro určení maximálního ztrátového výkonu na brzdných odporech se využije náhradní tepelně-elektrické schéma definující předpokládané tepelné prvky na chladiči. Schéma obsahuje pouze tepelné odpory, neboť tepelné kapacity jednotlivých prvků jsou záměrně zanedbány z důvodu předpokladu výpočtu pro ustálený stav – tedy stav, kdy jsou tepelné kapacity plně nabitý a jednotlivým prvkům již nevzrůstá jejich teplota. Tepelné schéma včetně vypočtené teploty v koncových uzlech je zobrazeno na Obr. 4-2.



Obr. 4-2: Tepelné schéma napájecího modulu

Legenda k jednotlivým tepelným odporům:

$R_{jc} = R_{\theta jc}$  – tepelný odpor čip - pouzdro

$R_{ch} = R_{\theta ch}$  – tepelný odpor pouzdro - chladič

$R_h = R_{\theta h}$  – tepelný odpor chladiče

Indexy: R – brzdný rezistor; T – tranzistor; D – dioda; M – usměrňovací můstek

Pro výpočet ztrátového výkonu byl uvažován nejhorší možný případ z pohledu tepelného namáhání, tedy dynamické cyklování, kdy polovinu času dochází k napájení soustavy ze sítě a v druhé polovině pak k vracení části energie ze servozsilovače zpět do meziobvodu a následné zmaření této energie na interních odporech napájecího modulu. Ztráty na můstku i brzdném obvodu jsou tedy ve výpočtu zahrnuty jako poloviční. Pro výpočet byla uvažována normovaná teplota okolí  $T_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ . Hodnota stykového odporu mezi pouzdry součástek  $R_{\vartheta ch}$ , která předpokládá použití teplovodivé pasty, byla odhadnuta dle [18]. Maximální oteplení bylo zvoleno na hodnotu  $90 \text{ }^\circ\text{C}$ . Při vyšších hodnotách by již mohlo významně docházet k oteplování celého modulu, kde má vyšší teplota neblahý vliv především na životnost elektrolytických kondenzátorů v meziobvodu. Dle tepelného schématu pak je možné ztrátový výkon na rezistorech zjistit dle (4.2-1):

$$P_{ztrR} = \frac{T_{maxH} - T_0}{R_h} - \frac{P_{ztrspmax}}{2} - \frac{P_{ztrM}}{2}$$

$$P_{ztrR} = \frac{90 - 40}{80m} - \frac{61,4}{2} - \frac{84,15}{2} = 479,5 \text{ W}$$

$$= 480 \text{ W} \quad (4.2-1)$$

Při oteplení chladiče na  $90 \text{ }^\circ\text{C}$  dojde k reakci tepelné ochrany modulu, která zablokuje funkce připojených střídačů a v případě potřeby s minimální střídou dobrzdí na nominální hodnotu napětí. Zároveň dojde k blokaci funkce napájecího modulu do doby, než přijde kvalifikovaná obsluha, která posoudí závažnost situace a případně zařízení odblokuje.

Pro zajištění dodržení maximální teploty čipů polovodičových součástek je vhodné ověřit teplotní spád dle (4.2-2):

$$\Delta T_{mxT} = P_{ztrT} \cdot (R_{\vartheta jcT} + R_{\vartheta ch})$$

$$\Delta T_{mxD} = P_{ztrD} \cdot (R_{\vartheta jcD} + R_{\vartheta ch})$$

$$\Delta T_{mxM} = P_{ztrM} \cdot (R_{\vartheta jcM} + R_{\vartheta ch})$$

$$\Delta T_{mxR} = P_{ztrR} \cdot (R_{\vartheta jcR} + R_{\vartheta chR}) \quad (4.2-2)$$

$$\Delta T_{mxT} = P_{ztrT} \cdot (R_{\vartheta jcT} + R_{\vartheta ch}) = 53,5 \cdot (280m + 8m) = 105,4 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\Delta T_{mxD} = P_{ztrD} \cdot (R_{\vartheta jcD} + R_{\vartheta ch}) = 7,84 \cdot (700m + 180m) = 96,9 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\Delta T_{mxM} = P_{ztrM} \cdot (R_{\vartheta jcM} + R_{\vartheta ch}) = \frac{84,15}{3} \cdot (250m + 8m) = 97,2 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\Delta T_{mxR} = P_{ztrR} \cdot (R_{\vartheta jcR} + R_{\vartheta chR}) = \frac{480}{3} \cdot (142m + 8m) = 105 \text{ }^\circ\text{C}$$

Dle (4.2-2) je možné konstatovat, že maximální teplota polovodičových čipů (typicky 130 – 150 °C) nebude překročena. Brzdňý odpor byl realizován pomocí sériového spojení tří topných rezistorů TELPOD RTS-81. Rezistory jsou na zakázku vyráběny pro firmu TG Drives, kde jsou využívány v zařízeních pracujících s jednofázovou sítí. Dle výrobce je možné rezistor zatěžovat, při zajištění vhodného chlazení, ztrátovým výkonem až 200 W. Pro danou konfiguraci rezistorů pak špičkový brzdňý výkon dosáhne hodnoty (4.2-3):

$$P_{\dot{s}p_{int}} = \frac{U_{brmax}^2}{3R_{int}} = \frac{790^2}{150} = 4,15kW \quad (4.2-3)$$

Odolnost na špičkové zatížení 2 kW / rezistor byla ověřena v rámci firemního testování. Navržená konfigurace by tedy daný špičkový výkon měla bez problému vydržet. Hodnota činného výkonu na rezistorech je hlídána řídicím programem. Program v případě brždění, počítá z odporu a aktuální střídavy činný výkon za krátké časové období dle (4.2-4) (nastaví se dle použitého brzdňého odporu). V případě přesáhnutí ztrátového výkonu zablokuje brzdící funkce, aby předešel zničení rezistoru.

$$P_{\dot{c}R_{int}} = \frac{(U_{br} \cdot s)^2}{3 \cdot R_{int}} \quad (4.2-4)$$

## 5. ZAJIŠTĚNÍ EMC CELÉHO ZAŘÍZENÍ

V této kapitole jsou popsány dominantní rušivé vlivy vznikající v soustavě síť – napájecí modul – střídač – motor. Dále jsou uvedeny legislativní nároky z hlediska EMC. Na základě definovaných požadavků je poté navržena přepět'ová ochrana a vstupní a výstupní filtr.

### 5.1 Rušivé vlivy

V dnešní době obsahuje téměř každé zařízení připojené do sítě spínaný zdroj, který, v porovnání se zdroji lineárními, díky mnohonásobně vyšší pracovní frekvenci snižuje ztráty a velikost potřebných elektromagnetických prvků a tím významně snižuje cenu a rozměr navrhovaného zařízení. Tranzistorové spínání na vysokých frekvencích bohužel přináší významný problém s elektromagnetickým rušením.

Největší rušení vzniká v důsledku existence strmých napět'ových hran vlivem spínání tranzistorů v měniči. Tyto napět'ové hrany vyvolávají na parazitních kapacitách vznik kapacitních proudů dle (5.1-1), které se ze zdroje rušení (tranzistor) uzavírají zemní cestou do uzlu sítě. Úbytek napětí vzniklý kapacitním proudem na impedanci sítě se pak superponuje na harmonické napětí a tím ruší připojená zařízení. [2]

$$I_{cap} = \frac{du(t)}{dt} C \quad (5.1-1)$$

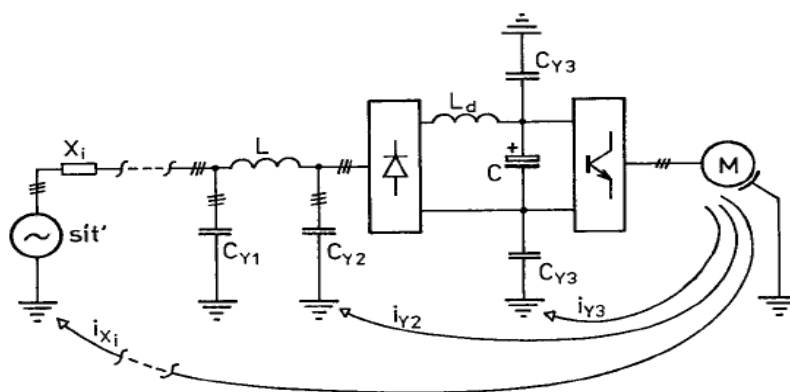
Dalším rušivým vlivem je vznik elektromagnetického pole průchodem vf. proudu vodičem. Vodič se pak chová jako vysílací anténa a vyzařuje rušivé pole do okolí, které může zapříčinit vznik indukovaných napětí a proudů na dalších částech měniče. Oba výše uvedené mechanismy mají za následek emise vysokofrekvenčních rušivých napětí v rozsahu od desítek *kHz* do řádově stovek *MHz*. [3]

V případě analýzy soustavy napájecí modul – střídač – motor jsou dominantní kapacitní proudy, které se šíří zpět do sítě. Vhodná ilustrace problematiky je zobrazena na *Obr. 5-1*. Z *Obr. 5-1* je patrné, že kapacitní proudy se zpětně uzavírají především přes velkou kapacitu mezi kostrou řízeného motoru a zemí a dále nejčastěji přes kapacity chladících prvků tranzistorů a usměřovače. Vzhledem k tomu, že omezení samotné parazitní kapacity je obtížné a nikdy je nelze zcela eliminovat, je nutným řešením buď snížení strmosti napět'ových hran, nebo zavedení filtru měnič – síť, který by měl zajistit uzavření kapacitních proudů mimo uzel sítě. První řešení nelze použít u všech navrhovaných zařízení, a proto se problém v zásadě řeší připojením síťového filtru. Dle *Obr. 5-1* je patrné, že filtrace kapacitních proudů je založena na vložení kapacity  $C_y$  před uzel sítě. Pro kapacitní proud, který se ze zdroje rušení (tranzistor) uzavírá, pak vložená filtrační kapacita představuje kratší cestu pro uzavření než vzdálený uzel zdroje. Kapacitní proud se poté neuzavře přes síťový uzel,



čímž nedojde k odpovídajícímu vzniku napětového úbytku. Efektivita daného řešení závisí především na geometrickém uspořádání soustavy a kvalitě použitých odrušovacích kondenzátorů. Je zřejmé, že při použití kondenzátorů s velkou parazitní indukčností se kondenzátor chová na vysokých kmitočtech nikoliv jako kapacita, ale jako indukčnost a kapacitní proud se přes tuto kapacitu neuzavře.[3]

Další problematickou částí je vstupní usměrňovač, kde kromě samotného neharmonického odběru vznikají vlivem zotavovacích dob usměrňovacích diod strmé proudové impulzy. Částečné snížení tohoto vlivu lze docílit použitím diod s měkkým spínáním, kde je záměrně potlačena strmost poklesu proudu diodou v zotavovací době  $t_{rr}$ .



Obr. 5-1: Rušivé kapacitní proudy, převzato z [3]

## 5.2 Vstupní přepětová ochrana

Přepětová ochrana slouží především k omezení atmosférických výbojů a velkých napětových špiček, které se mohou sítí šířit do napájecího modulu. Dále je odolnost před napětovými výboji požadována normami na EMC. Odolnost před výboji se testuje na dané certifikované zkušebně. Během testu dochází k injektování napětových impulzů o předepsaném napětí a kmitočtu v různých fázích sinusového napětí. Jako přepětová ochrana jsou v modulu zapojeny mezi vstupními fázemi ochranné varistory. Dále je doplněna bleskojistka, která v případě velkého napětového impulzu (obvykle blesku) spojí postiženou fázi s ochranným vodičem a odkloní tak energii výboje mimo obvody zařízení. Pro zažehnutí výboje v bleskojistce je nutné dosáhnout napětí 4 kV. Jedná se o součet zápalného napětí bleskojistky a hodnoty průrazu ochranných varistorů.

### 5.3 Návrh EMI filtru

Analytický návrh EMI filtru na zařízení, u kterého nejsou žádná data o problematických rušivých kmitočtech a impedančních poměrech, je návrh velice problematický. Složitost návrhu spočívá především v neznalosti prostředí, ve kterém se dané zařízení s filtrem bude nacházet. Prostorově respektive impedanční poměry zdroje a zátěže, mezi které je síťový filtr připojen, významně ovlivňují jeho vložný útlum na daném kmitočtovém pásmu. V praxi pak dochází k situaci, že filtr v daném kmitočtovém pásmu vykazuje nižší útlum, než na jaký byl navrhnut. Vzhledem k neznalosti impedančních poměrů má návrh filtru spíše orientační charakter a obvykle slouží pro prvotní orientační výpočet hodnot, u kterých se následně provede korekce dle naměřených hodnot rušivých složek.[2]

Pro návrh hodnot filtru se bude vycházet z mezního kmitočtu, chtěného vložného útlumu na daných měřených kmitočtových pásmech, předpokládaných impedančních poměrech a limitech udávaných dle normy ČSN EN 61000-6-4-ED-2 zobrazených v *Obr. 5-2*. Topologie každého síťového filtru se skládá z části omezující diferenciální rušení a z části omezující rušení společné. Pro diferenciální rušení platí, že rušivý proud má mezi dvěma vodiči opačný směr. Tyto rušivé proudy lze poté účinně filtrovat kondenzátory  $C_x$  zapojenými na vstupu filtru z pohledu zátěže i z pohledu sítě. Kondenzátor  $C_x$  pak tyto rušivé proudy vysokofrekvenčně zkratuje a tím nedovolí jejich vnik do zařízení. U dražších řešení se k  $C_x$  kondenzátoru přidává samostatná tlumivka, která tvoří s kondenzátorem LC filtr. Toto řešení je, vzhledem k práci tlumivky při frekvenci 50 Hz a nutnosti relativně velké indukčnosti, ekonomicky náročné, a proto budou pro filtraci diferenciální složky použity pouze kondenzátory  $C_x$ . [2]

vstup zařízení měřená veličina	kmitočtový rozsah	mezní hodnoty	
kryt (vyzařované pole, 10 m)	30 ÷ 230 MHz	40 dB $\mu$ V/m QP hodnota	
	230 ÷ 1000 MHz	47 dB $\mu$ V/m QP hodnota	
svorky, signálové řídící, napájecí (spojité napětí)	0,15 ÷ 0,5 MHz	QP hodnota	AV hodnota
	0,5 ÷ 30 MHz	79 dB $\mu$ V	66 dB $\mu$ V
		73 dB $\mu$ V	60 dB $\mu$ V

*Obr. 5-2: Limity rušení; převzato z [2]*

V zásadě platí, že čím větší má kondenzátor kapacitu, tím lepší je filtrační účinek. V praxi bohužel s kapacitou kondenzátoru roste jeho rozměr a tím i jeho parazitní indukčnost. Parazitní indukčnost přívodů kondenzátoru tvoří s kapacitou sériový rezonanční obvod, který se za svým rezonančním kmitočtem chová jako indukčnost a zcela tím znehodnocuje daný použitý kondenzátor. Proto je výhodné použít pro vyšší frekvenční pásmo kondenzátory s kapacitou menší, nebo řadit více

kondenzátorů paralelně. Dle doporučení z Obr. 5-3 byla pro frekvenční pásmo 150 kHz – 30 MHz zvolena kapacita 1 μF realizována bezpečnostním polypropylenovým kondenzátorem X1 typu F339X151048MKP2T.

Druhou složkou filtru je část omezující společné rušení (z ang. common mode). Skládá se z Π článku obsahujícího kondenzátory  $C_y$  a tlumivky na společném jádře. Společné rušení vzniká rozložením rušivých kapacitních proudů, které tečou z rušivého zařízení do sítě, kde se z jedné cesty zemním vodičem nejčastěji rozdělí na 3 proudy tekoucí zpět do zdroje rušení přes fázové vodiče. Proti tomuto rušení je  $C_x$  kondenzátor zcela nefunkční a řešením musí být použití kondenzátorů  $C_y$  zapojených mezi fázový vodič a zemní ochranný vodič. Tyto kondenzátory pak zabraňují uzavírání rušivých proudů přes napájecí síť. Tlumivka na společném jádře následně svojí reaktancí tyto rušivé proudy omezuje. Vinutí tlumivky jsou navinuty vždy v opačném směru, čímž se zajistí vyrušení magnetických toků pro pracovní proudy, kterým tlumivka svojí reaktancí nesmí bránit v průchodu.

Odrušované kmitočtové pásmo	Doporučené hodnoty odrušovacích kondenzátorů
10 kHz – 0,5 MHz	5 – 4 – 2 – 1 – 0,5 μF
0,5 – 6 MHz	0,5 – 0,25 – 0,1 μF
6 – 30 MHz	100 nF až 1 000 pF
nad 30 MHz	méně než 1000 pF

Obr. 5-3: Tabulka kapacit odrušovacích kondenzátorů; převzato z [2]

Pro realizaci síťového EMI filtru byl na základě předchozích zkušeností s odrušováním zařízení na jednofázové síti zvolen dvou stupňový LC filtr kombinovaný s výstupním LC filtrem. Pro volbu tohoto řešení přispělo několik skutečností. Ekonomicky nejvýhodnější jednostupňový LC filtr s útlumem 40 dB / dek vyžaduje použití velké indukčnosti, která nutí namotat na tlumivku velký počet závitů. Se vzrůstajícím počtem závitů rostou parazitní mezi-závitové kapacity a tlumivka vlivem paralelní rezonance mezi parazitní kapacitou a vlastní indukčností ztrácí na vyšších kmitočtech svůj útlum. Poté je výhodnější použít tlumivky s menším počtem závitů a menší indukčností a řadit je ve vícestupňovém filtru. Dalším faktorem pro výběr jednodušší případná výroba více kusů stejných tlumivek, což významně zlevní výrobu. Použití výstupního LC filtru bylo provedeno z důvodu jeho geometrické blízkosti s odrušovacím zařízením, neboť se předpokládá montáž obou zařízení v rozvaděči v těsné blízkosti, aby se dala účinně spojit krátkými vodiči. Výstupní LC filtr je pak „vnímán“ z pohledu rušivých kapacitních proudů jako nejkratší cesta pro uzavření a výrazně se eliminuje uzavření kapacitních proudů mimo filtr.

Mezní kmitočet filtru byl ke svému velkému teoretickému útlumu 120 dB/dek zvolen na 35 kHz. Impedance sítě pro odrušované pásmo 150 kHz až 30 MHz byla podle typických hodnot zvolena 50 Ω. [2] Hodnota impedance zátěže není známa,

proto byla zvolena stejná jako impedance sítě. Pro minimalizaci unikajících proudů ochranným vodičem byla zvolena nízká hodnota kondenzátoru  $C_y = 68 \text{ nF}$ . Pro realizaci byl vybrán bezpečnostní typ Y2 MKY22W26804J00KSSD. Hodnota potřebné indukčnosti cívky poté dle [2] vychází (5.3-1):

$$L = \frac{4}{4\pi^2 C f_{mez}} = \frac{4}{4\pi^2 \cdot 68n \cdot 35000^2} = 1,22 \text{ mH} \quad (5.3-2)$$

Pro realizaci tlumivek bylo vybráno toroidní jádro Lj T 6325C. Kritériem výběru byla vysoká permeabilita jádra, nízká cena a dostupnost. Aby byl počet závitů, co nejmenší budou pro každou tlumivku využita dvě jádra. Pak počet závitů tlumivky vychází dle (5.3-3):

$$N = \sqrt{L \cdot \frac{l_{fe}}{2 \cdot S_{fe} \cdot \mu_0 \mu_r}} \quad (5.3-3)$$

$$N = \sqrt{1,2m \cdot \frac{152,08m}{2 \cdot 305,93 \cdot 10^{-6} \cdot 9000\mu_0}} = 5,13 = 5 \text{ z}$$

Jednotlivé rozměry jádra byly odečteny z dokumentace výrobce. [19] Tlumivku výstupního LC filtru by kvůli absenci jednoho vinutí oproti vstupnímu filtru byla s 5 závitů značně nevyužitá, proto bude zvětšen počet závitů na 8 a odebráno jedno jádro, aby se snížila hmotnost celého zařízení. Indukčnost výstupní tlumivky poté bude (5.3-4):

$$L = \frac{N^2}{R_m} = \frac{8^2}{\frac{152,08m}{305,93 \cdot 10^{-6} \cdot 9000\mu_0}} = 1,456 \text{ mH} \quad (5.3-4)$$

Kondenzátor výstupního filtru byl realizován jako typ R46KI2330CK01K o kapacitě  $33 \text{ nF}$ . Pro realizaci vinutí byl vybrán dvakrát lakovaný vodič o průřezu  $6 \times 2 \text{ mm}$ . Vzhledem k velkým proudům fázovým vinutím je vhodné ověřit oteplení vinutí dle (5.3-5):

$$\Delta T = \frac{P_{ztrCu}}{S_v \cdot \alpha} \quad (5.3-5)$$

Pro výpočet chladicí plochy je nutné znát délku vinutí. Ze znalosti rozměrů jádra a počtu závitů se délka vinutí přibližně určí jako (5.3-6):

$$l_v = k \cdot N \cdot 2 \cdot [v + (r_1 - r_2)]$$

$$l_{vL_{in}} = 1,3 \cdot 10 \cdot (50m + 12,5m) = 0,81 \text{ m} \quad (5.3-6)$$

$$l_{vL_{out}} = 1,3 \cdot 16 \cdot (25m + 12,5m) = 0,78 \text{ m}$$

Kde  $v$  je výška jádra, a  $r_1$  a  $r_2$  jsou vnější a vnitřní poloměr daného jádra, koeficient  $k$  zohledňuje ohyb vodiče a přidavnou délku vývodů. Ztráty v mědi způsobené fázovým proudem při nominálním výkonu v jednom vinutí budou (5.3-7):

$$P_{ztr} = \rho_{100} \cdot \frac{l_v}{S} \cdot I_{ef}^2 = 2,4 \cdot 10^{-8} \frac{0,81}{12 \cdot 10^{-6}} \cdot 58,75^2$$

$$P_{ztr} = 5,59 \text{ W} \quad (5.3-7)$$

Vzhledem k velkým mezerám mezi vinutím a pouze jedné vrstvě lze chladicí a zářivý povrch vypočítat jako (5.3-8):

$$S_v = 2l(a + b) = 0,81 \cdot 6m + 2 \cdot 0,81 \cdot 2m$$

$$S_v = 129,6 \text{ cm}^2$$

$$(5.3-8)$$

$$S_{vz} = la = 0,81 \cdot 6m$$

$$S_{vz} = 48,6 \text{ cm}^2$$

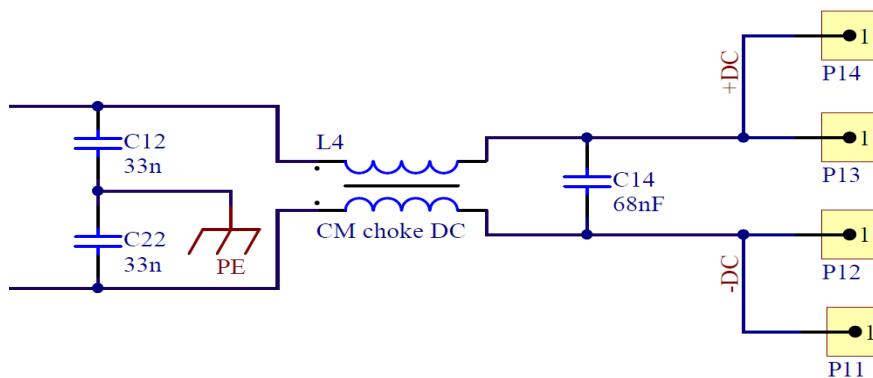
Kde  $a$  je šířka vodiče a  $b$  je jeho tloušťka. Následně lze při předpokládaném oteplení  $60^\circ\text{C}$  určit činitel přestupu tepla do okolí:

$$\alpha = (5 + 0,004 \cdot \Delta T + 1,2v) + \alpha_z \quad (5.3-9)$$

$$\alpha = (5 + 0,004 \cdot \Delta T + 1,2v) + \frac{S_{vz}}{S_v} A \sigma \frac{T^4 - T_0^4}{\Delta T}$$

$$\alpha = (5 + 0,04 \cdot 60) + \frac{48,6}{129,6} \cdot 0,65 \cdot \sigma \frac{(273 + 100)^4 - (273 + 40)^4}{60}$$

$$\alpha = 9,65 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-2}$$



Obr. 5-4: Schéma navrženého výstupního EMI filtru

Pak výsledné oteplení bude:

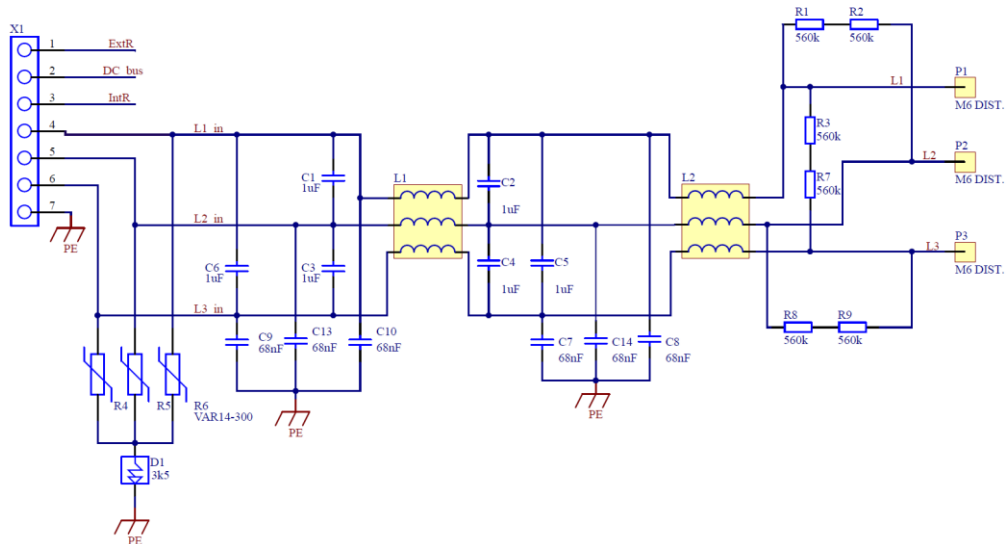
$$\Delta T = \frac{P_{ztrCu}}{\alpha \cdot S_v} = \frac{5,59}{9,65 \cdot 129,6 \cdot 10^{-4}} = 44,69^{\circ}\text{C}$$

$$\vartheta = T_0 + \Delta T = 40 + 44,69 = 84,69^{\circ}\text{C}$$

U výstupního LC filtru tlumivku vzhledem k menšímu efektivnímu proudu není nutné kontrolovat. Schéma navrženého vstupního a výstupního filtru je zobrazeno na Obr. 5-5. a Obr. 5-4.

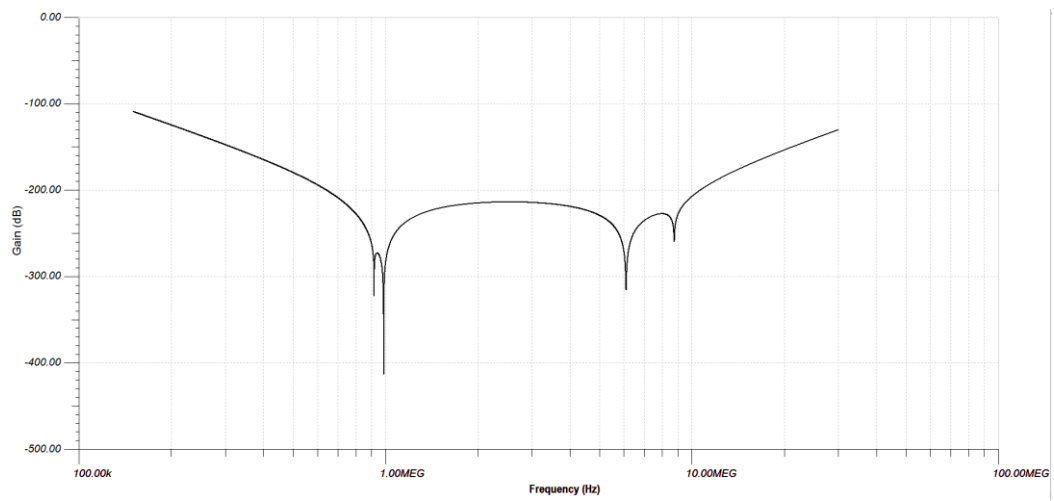
Po teoretickém návrhu jednotlivých komponent byly cívky navinuty a LC filtrem (měřeno pro 1 kHz) ověřeny hodnoty pro jednotlivé cívky. Rozdíl mezi navrženou hodnotou a měřenou je způsoben tolerance permeability použitého jádra, která je až 20%.

- $L_{In1} = 1,352 \text{ mH}$ ,  $L_{In2} = 1,339 \text{ mH}$ ,  $L_{Out} = 1,520 \text{ mH}$



Obr. 5-5: Schéma navrženého vstupního EMI filtru

Pro účel pozdějšího srovnání byla provedena simulace v programu TINA-TI útlumu filtru pro souhlasnou složku rušení s uvažováním parazitních vlastností jednotlivých prvků filtru. Z dokumentace výrobce  $C_y$  kondenzátoru lze zjistit předpokládanou parazitní indukčnost přívodů, která je pro kapacity 10 – 100 nF přibližně 10 nH. [20] Parazitní kapacity není možné běžným způsobem změřit, proto byly vzhledem k velkým mezerám mezi závitů odhadnuty na 20 pF. Nasimulovaný průběh útlumu navrženého filtru je zobrazen na Obr. 5-6. Rezonance kolem hodnoty 1MHz je způsobena paralelní rezonancí indukčnosti tlumivky se svou parazitní kapacitou. Další rezonanční špičky na 6,7 MHz a 8,75 MHz jsou způsobené sériovou rezonancí parazitní indukčnosti s kapacitou  $C_y$  kondenzátorů.

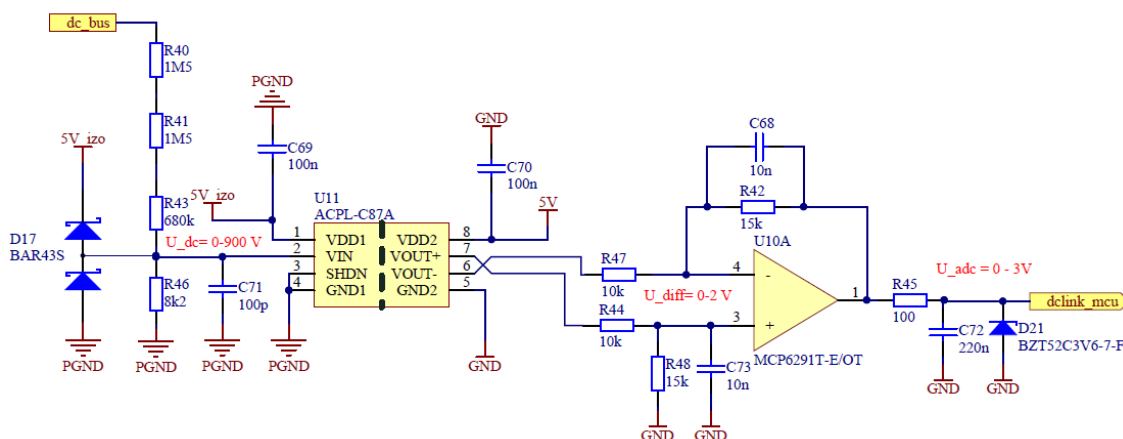


*Obr. 5-6: Teoretický útlum navrhzeného filtru*

## 6. MĚŘÍCÍ, ŘÍDÍCÍ A INDIKAČNÍ OBVODY

V této kapitole je popsána realizace měřících obvodů napětí, teploty a pomocných obvodů napájecího modulu.

### 6.1 Měření napětí v meziobvodu



Obr. 6-1: Obvod měřící napětí v meziobvodu

Měřící obvod napájecího modulu je realizován pomocí opticky izolovaného diferenciálního zesilovače ACPL-C87A. Pro realizaci dále byl uvažován MTN, ale pro významně větší rozměry, složitější připojení na DPS a pozdější komplikovanější výrobu byl upřednostněn právě galvanicky izolovaný zesilovač. Zesilovač převádí pomocí děliče snížené napětí meziobvodu se zesílením 1 na svou výstupní stranu jako rozdílové napětí mezi svými výstupními piny. Toto napětí je zesíleno se zesílením  $A_u = 1,5$  a přes filtrační RC článek vedeno na vstupní port ADC převodníku řídicího MCU. Obvod je dále doplněn o blokovací kondenzátory pro OZ a diodové ochrany pro omezení maximálního napětí na vstupu optického zesilovače či ADC převodníku. Především ADC převodník je velice citlivý na vyšší napětí jak 3,3V a lehce může dojít k jeho zničení. Schematické zapojení realizovaného měřícího obvodu je znázorněno na Obr. 6-1.

Napětí na ADC převodníku v závislosti na napětí silové sběrnice lze ze zapojení vyjádřit jako (6.1-1):

$$U_{\text{adc}} = \frac{R_{46}}{R_{46} + R_{40} + R_{41} + R_{43}} \cdot U_{\text{dc}} \cdot \frac{R_{42}}{R_{44}} \quad (6.1-1)$$

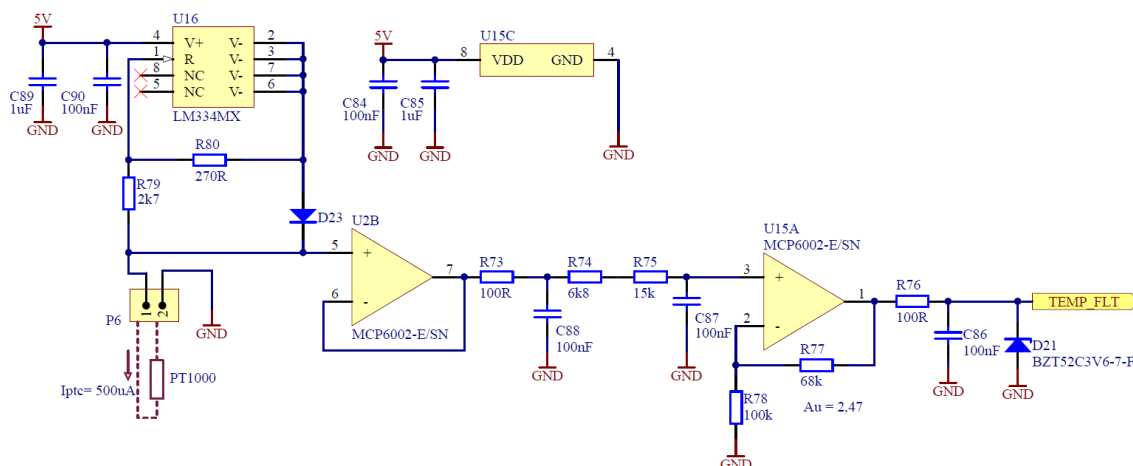
Pro měření napětí je použito rozlišení ADC převodníku 12 bitů. Teoretická rozlišovací úroveň je poté (6.1-2):

$$U_{\text{dcmin}} = \frac{900}{2^{12}} = 220 \text{ mV} \quad (6.1-2)$$



Tato úroveň je tedy více než dostačující pro předpokládaný měřicí rozsah 0 – 900 V.

## 6.2 Měření teploty chladiče



Obr. 6-2: Obvod měřicí teplotu chladiče

Pro měření teploty chladiče výkonových součástek bylo použito zapojení s nastavitelným proudovým zdrojem LM334MX. Zapojení udržuje konstantní proud přes odporové čidlo teploty. Díky proudovému charakteru vykazuje zapojení dobrou odolnost proti rušení. Napětí, které se vytváří na čidle, je dále impedančně odděleno, vyfiltrováno a zesíleno na vstup ADC převodníku dle požadovaného měřeného teplotního rozsahu. Diody D23 a odpor R79 zajišťují teplotní stabilitu proudového zdroje. Jako teplotní čidlo byl vybrán snímač PT1000 v provedení umožňujícím montáž čidla přímo na chladič daného zařízení. [21] Pro realizaci by bylo možné použít i značně levnějšího řešení SMD NTC termistoru, který by byl teplotně svázan s chladičem přes teplovodivou podložku. Nicméně po dřívějších špatných zkušenostech především s montáží a správným naladěním teplovodivé podložky bylo nakonec zvoleno dražší, ale také výrazně spolehlivější řešení montáže přímo na chladič. Schématické zapojení obvodu pro měření teploty je uvedeno na Obr. 6-2.

Pro odpor čidla v teplotním rozsahu 0 - 125 °C dle [21] platí: (6.2-1). Kde koeficienty A a B jsou konstanty udávané výrobcem odporového snímače.

$$R_{pt1000} = R_0 (1 + tA + t^2B) \quad (6.2-1)$$

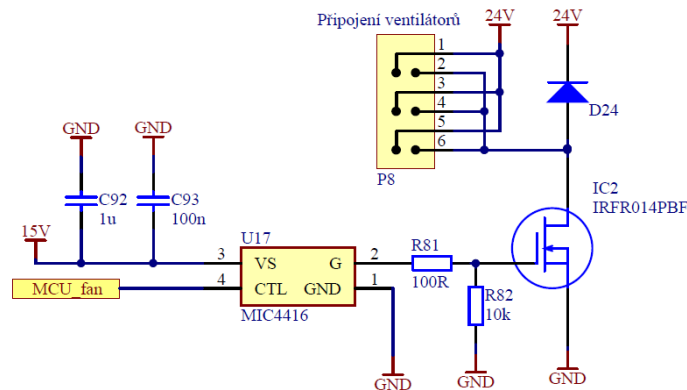
Pro určení teploty z daného konkrétního zapojení byl díky vyřešení kvadratické rovnice a vyjádření jednotlivých elektrických veličin odvozen vztah: (6.2-2). Výpočet teploty pomocí vztahu slouží pouze k referenčním účelům pro získání přesných

komparačních hodnot ADC převodníku pro obslužný program. Není totiž důvod teplotu v rámci programového cyklu vyčíslovat. Pro řízení ventilátoru a případné zastavení zařízení v případě přehřátí stačí hodnota získávána cyklicky ADC převodníkem.

$$t = \frac{-A + \sqrt{A^2 - 4B \left( -\frac{U_{pt1000}}{1000 \cdot I_{pt1000} \cdot \left(1 + \frac{R_{78}}{R_{77}}\right)} + 1 \right)}}{2B} \quad (6.2-2)$$

### 6.3 Obvod pro řízení ventilátoru

Pro řízení vzduchového chlazení použitého chladiče byl navržen jednoduchý obvod pro spínání chladících ventilátorů. Jedná se o jednoduchý budič MOSFET tranzistoru MIC4416, který je možné řídit logickou úrovní signálu přímo z MCU. Ventilátory jsou spínány z PWM výstupu MCU s frekvencí 1 kHz. Zapojení obvodu řízení ventilátoru je zobrazeno na Obr. 6-3.

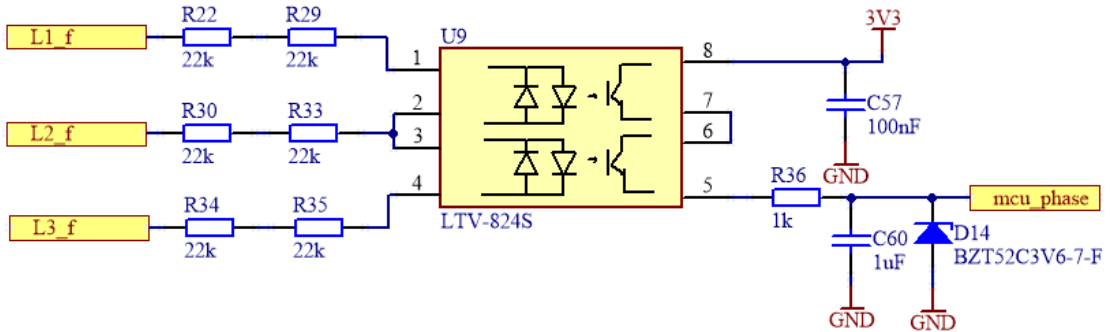


Obr. 6-3: Obvod řízení ventilátorů

### 6.4 Obvod pro detekci fází

Indikační obvod slouží pro detekci přítomnosti všech tří připojených fází. Obvod je navržen tak, aby byl co nejjednodušší a poskytoval informaci v logické úrovni pro vstupní pin MCU. Přítomnost všech fází by bylo možné odvodit i z hodnoty napětí na DC sběrnici, ale jen v běžném režimu. V případě, kdy je zařízení odpojeno od třífázové sítě, ale jeho meziobvod je nabit na hodnotu blízkou či přímo nominální, musí i nadále docházet k blokování funkce servozesilovače pomocí digitálního výstupu.

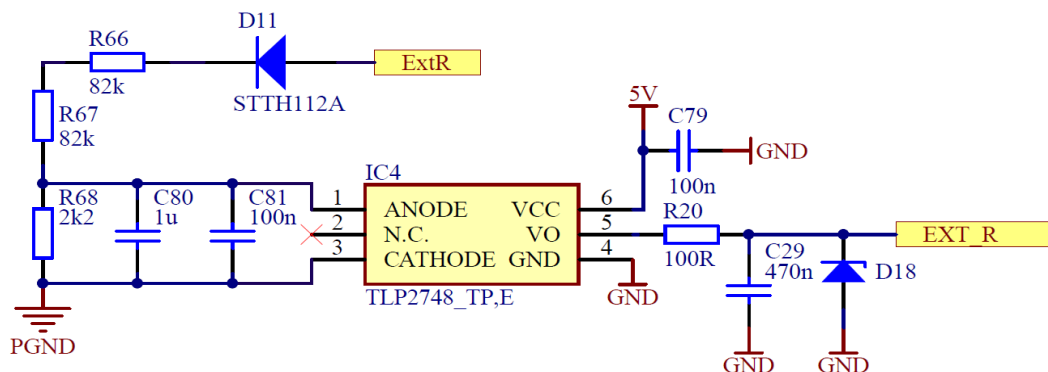
Pro realizaci detekce byl použit dvojitý dvousměrný optočlen LTV - 824S, který na svém výstupu dle zvlnění napětí jednotlivých fází spíná výstupní tranzistory. Ze získaného signálu je integračním článkem získána střední hodnota, která slouží jako napěťová úroveň pro vstup do logického hradla spojeného s MCU. Obvod pro detekci připojených fází je zobrazen na *Obr. 6-4*.



*Obr. 6-4: Obvod pro detekci fází*

## 6.5 Připojení brzdného rezistoru

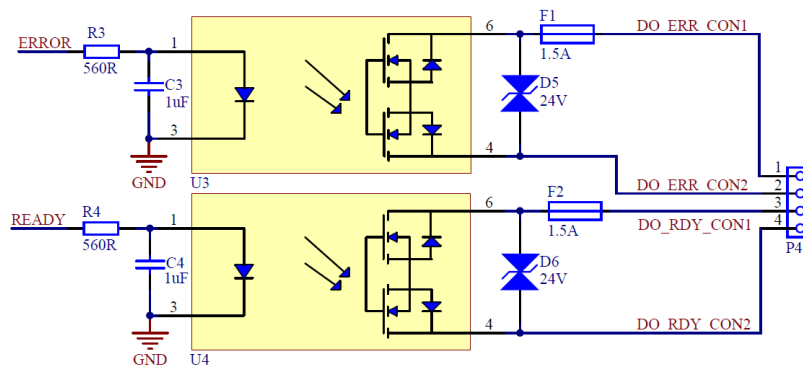
Pro správnou funkci zařízení byly navrženy jednoduché indikační obvody, které při spuštění řízení indikují připojení brzdného rezistoru. Připojení externího rezistoru je indikováno obvodem s optočlenem TLP2748, který při připojeném rezistoru sepne výstup do logické nuly. Dále je na pomocné signalizační DPS vyvedena svorkovnice termokontaktu externího rezistoru. Termokontakt slouží jako ochranu před přehřátím. Vnitřní mechanismus brzdného rezistoru (bimetalový princip) v případě vysoké teploty rozpojí kontakt a řídicí systém ukončí brždění. Zároveň termokontakt slouží pro volbu použití interního rezistoru. Je-li termokontakt při inicializaci programu rozpojen, program předpokládá použití interních brzdných rezistorů. Indikační obvod připojeného rezistoru je zobrazen na *Obr. 6-5*.



*Obr. 6-5: Indikační obvod připojeného rezistoru*

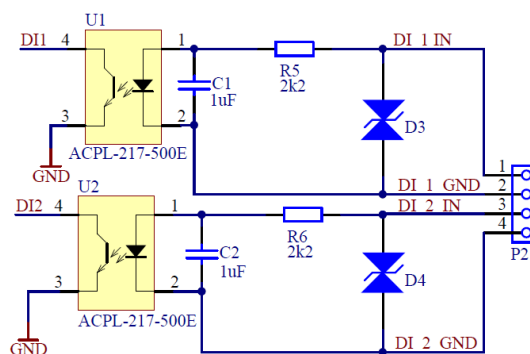
## 6.6 Digitální I/O

Obvody digitálních I/O jsou pro lepší uživatelský přístup umístěny na signalizační DPS. Zařízení obsahuje 2 digitální výstupy a 2 digitální vstupy. Oddělené digitální výstupy řešené pomocí spínání polovodičového relé TLP3122A plní důležitou funkci signalizace stavu celého napájecího modulu servozesilovače. Při sepnutí výstupu ERROR dochází k blokování STO (Safe Torque Off) připojeného servozesilovače. Blokováním STO je tedy zajištěna možnost vypnutí ovládaných motorů nebo blokace funkce servozesilovače, dokud není napájecí modul plně připraven k provozu. Výstup READY poté slouží k indikaci a případnému ovládní dalších zařízení v rozvaděči. Realizace digitálních výstupů je zobrazena na *Obr. 6-6*.



*Obr. 6-6: Digitální výstupy napájecího modulu*

Digitální vstupy realizované pomocí optočlenů ACPL-217-500E slouží pro možný zásah obsluhy v případě, že dojde k blokování funkce napájecího modulu po závažné provozní chybě – vybavení saturační ochrany, přehřátí nebo přepětí v meziobvodu. V těchto případech je nutné potvrzení kvalifikované obsluhy, že závažný provozní stav byl odstraněn a je možné pokračovat v činnosti. Digitální vstupy jsou navrženy pro spínací napětí 24 V. Napěťová úroveň 24 V je zvolena z důvodu sjednocení řídicích napětí v rozvaděči. Schématické znázornění obvodů digitálních vstupů je na *Obr. 6-7*.



*Obr. 6-7: Digitální vstupy napájecího modulu*

## 6.7 Řídící MCU

Celý napájecí modul je řízen pomocí MCU MKL03Z32VFK4 od firmy NXP. Jedná se o 32bitový procesor s maximální frekvencí 48 MHz. Procesor disponuje 12 bitovým ADC převodníkem, dvěma časovači podporující PWM a až 22 uživatelsky definovatelných I/O. [22] Procesor byl vybrán pro svoji vysokou integraci, malé pouzdro, nízkou cenu a dostatečně velkou FLASH paměť pro uživatelský program. V řídicí části je kromě MCU přítomno několik hradlových logických obvodů. Hradlové obvody 74AHCT125T14 (U8) a 74LVC2G08 (U7) slouží pro přechod z logické úrovně 3,3 V na 5 V. Hladina 3,3 V není použitelná pro spínání výkonového budiče MOSFET tranzistoru ani pro spínání překlenovacího relé.

Dále jsou hradla použita pro snížení proudového odběru samotného MCU – především u logických výstupů DO\_ERR a DO\_RDY. Procesor je možné programovat přes rozhraní SWD konektorem P10 (SMD 10-pin JTAG/SWD). Na DPS je dále vyveden konektor pro připojení sériové komunikace UART, která by měla v budoucnu sloužit pro případné servisní účely na zařízení. Poslední částí řídicího obvodu je resetovací obvod MAX809STRG, který hlídá případný pokles napájecího napětí MCU. Celé schematické zapojení řídicího obvodu je zobrazeno v příloze [2]. Význam jednotlivých signálů na MCU zobrazuje tabulka v příloze [3].

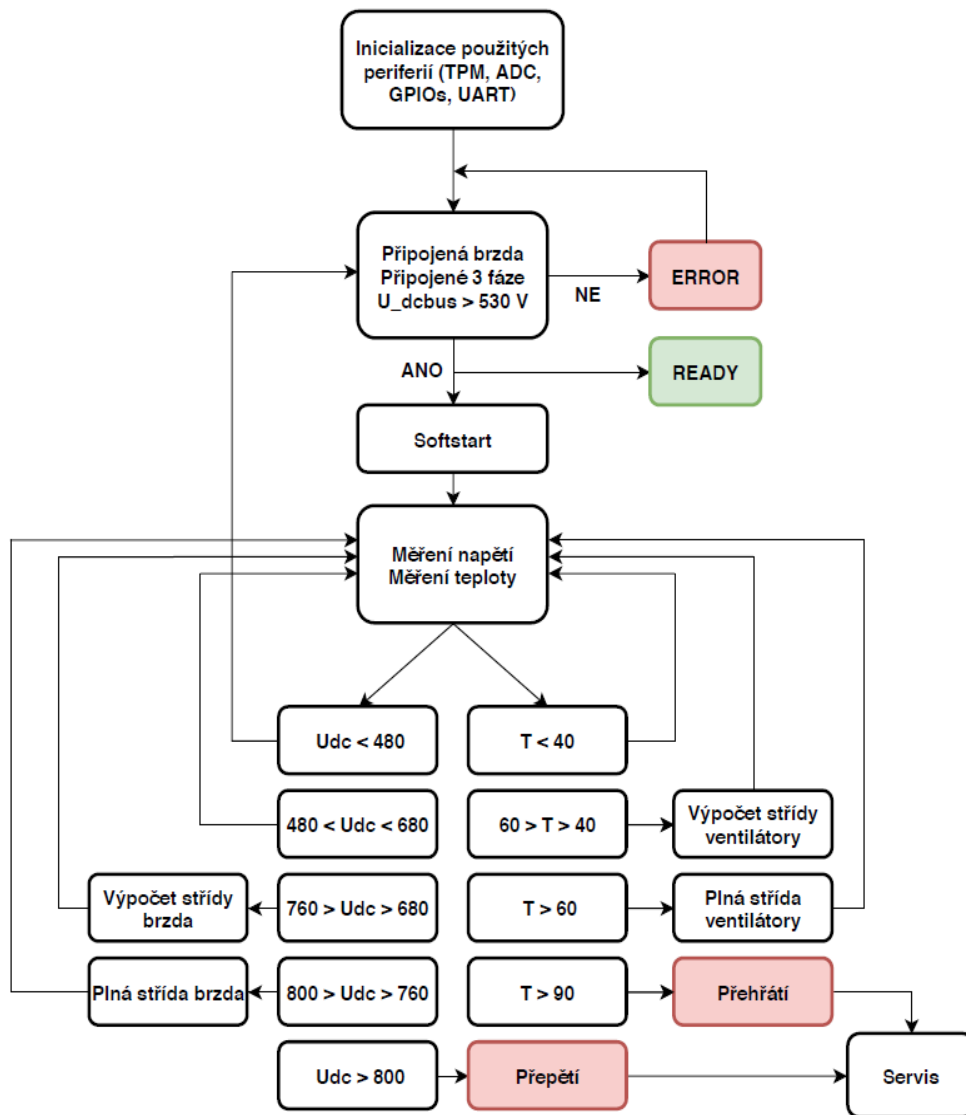
## 6.8 Popis funkce řídicího programu

Blokové schéma řídicího programu zobrazuje Obr. 6-8. Program nejprve inicializuje jednotlivé vstupy a výstupy, kanály ADC převodníku a časovače. Po prvotní inicializaci proběhne kontrola indikačních obvodů. Kontroluje se připojení brzdného rezistoru, volba interního nebo externího rezistoru a přítomnost všech tří fázových napětí. Program zároveň měří napětí meziobvodu a po dosažení spínacího napětí sepne překlenovací relé a výstupem READY ohlásí připravenost k provozu.

V další fázi program cyklicky čte hodnoty napětí a teploty z ADC a komparuje je s předem nastavenými hodnotami. V případě překročení mezní hodnoty pro teplotu či napětí v meziobvodu vypočítá program z dané veličiny střídu a dle výsledku nastaví časovač a povolí PWM výstup. V obou případech se střída PWM lineárně zvedá, než dojde k hodnotě (760 V, 60 °C), kdy je z bezpečnostních důvodů nastavena střída maximální. Jestliže dojde k překročení bezpečnostních limitů pro teplotu a napětí v meziobvodu modul zahlásí kritickou chybu a digitálním výstupem odpojí napájení STO připojených servozesilovačů.

Dojde-li k výpadku z důvodu přepětí v meziobvodu, hodnota střídy pro brzdění se nastaví na minimální hodnotu (10 %) a program dobrzdí na nominální hodnotu napětí. Následně dojde k zablokování brzdného obvodu a program čeká na zásah obsluhy. V případě překročení maximální teploty opět dojde k zablokování brzdného obvodu vyjma případu, kdy dojde k přehřátí během okamžiku, kdy motor brzdí. V tomto

případě je opět nastavena minimální střída a modul dobrzdí na nominální hodnotu napětí a zablokuje funkci brždění. Kromě přehřátí a brždění je pomocí přerušení monitorován stav saturační ochrany, po jejímž vybavení je opět nutný zásah kvalifikované obsluhy. Kromě výše zmíněných funkcí program z brzdné střídy počítá činný výkon a hlídá, aby nedošlo k překročení předem nastavené hodnoty výkonu.



Obr. 6-8: Zjednodušené blokové schéma řídicího programu

## 7. REALIZACE ZAŘÍZENÍ

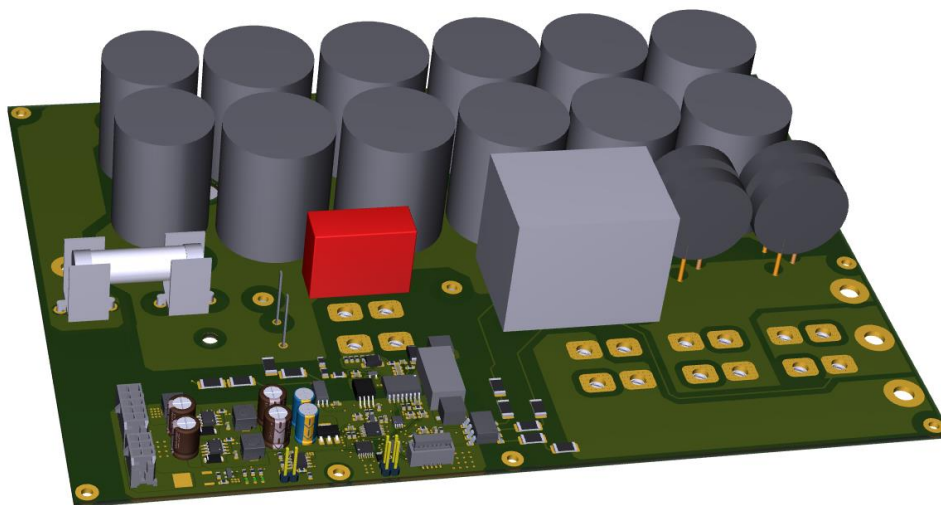
Následující kapitola popisuje elektrickou a mechanickou realizaci celého napájecího modulu pro firmu TG Drives. Na mechanickou realizaci zařízení byl ze strany firmy kladen velký důraz. Byť se jedná o prototypové zařízení, mechanicky musí co nejvíce odpovídat budoucímu produktu. Během kreslení všech tří DPS bylo nutné daná řešení konzultovat především s příslušnými pracovníky, kteří budou v budoucnu provádět mechanickou montáž zařízení.

Kromě snadné mechanické montáže bylo nutné dodržet předem dané mechanické rozměry celého zařízení. Budoucí rozměry zařízení byly určeny dle již hotového prototypu zesilovače TGZ 560. Napájecí modul tedy měl dle firemního zadání využívat stejnou konstrukční koncepci, bylo tedy nutné navrhnout DPS do rozměru 285 x 190 mm. Výška celého zařízení včetně chladiče měla být shodná s výškou TGZ. Tyto kladené požadavky pak významně ovlivnily jak celkový vzhled zařízení, tak především volbu výkonových prvků celého zařízení a rozměr kompenzačních tlumivek ve vstupním a výstupním filtru a výrazně prodloužili návrh všech tří DPS.

Při tvorbě DPS bylo nutné použít návrhového prostředí Altium Designer, které využívá firma. Návrh izolačních vzdáleností na DPS byl proveden dle požadavků definovaných normou ČSN EN 61800-5-1 ed.2 pro povrchové cesty na DPS se stupněm znečištění 2.

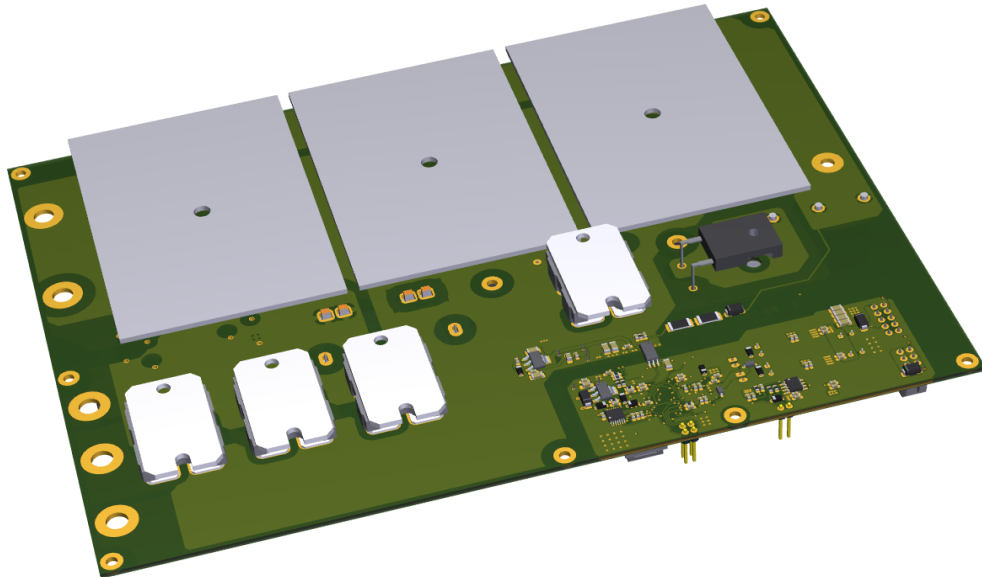
### 7.1 Hlavní DPS

Na hlavní DPS jsou umístěny všechny výkonové prvky, které je nutné během provozu chladit. Jedná se o usměrňovací můstek, tranzistor IGBT, výkonovou diodu a interní brzdné odpory. Dále deska obsahuje velkou část filtračních kondenzátorů a celou řídicí a měřicí elektroniku. Propojení s deskou obsahující filtry je zajištěno



Obr. 7-1: Hlavní DPS vrchní strana

mosaznými distančními sloupky M6 a M4. Toto mechanické řešení bylo zvoleno pro velice jednoduchou montáž, absenci propojovacích konektorů či kabelů a nízkou cenu. Distanční sloupky navíc slouží ke konstrukčnímu vyztužení celého zařízení, neboť velká část hmotnosti zařízení je soustředěna ve filtračních tlumivkách umístěných na vrchní desce. Významné ovlivnění konstrukce je možné spatřit v realizaci usměrňovacího můstku jako tři dvojitě diodové moduly. Díky tomu je výška mezi DPS a chladičem udávána výškou pouzdra SOT 227 (18 mm). Díky této výšce pak vychází pájecí konektory interních odporů do ideální výšky, dobře se pájí a díky velké vzdálenosti od DPS není nutné používat izolační podložky kvůli THT vývodům výkonových kondenzátorů umístěných na DPS přímo nad rezistory. Pohledy na vrchní a spodní stranu DPS jsou zobrazeny na: (Obr. 7-1) a (Obr. 7-2). Rozměr desky je 261 x 188 mm. Deska má 4 vrstvy o tloušťce mědi 70  $\mu\text{m}$ . Vrchní vrstvy jsou navíc galvanicky pokoveny, takže výsledná tloušťka mědi na vnějších vrstvách je přibližně 90  $\mu\text{m}$ .



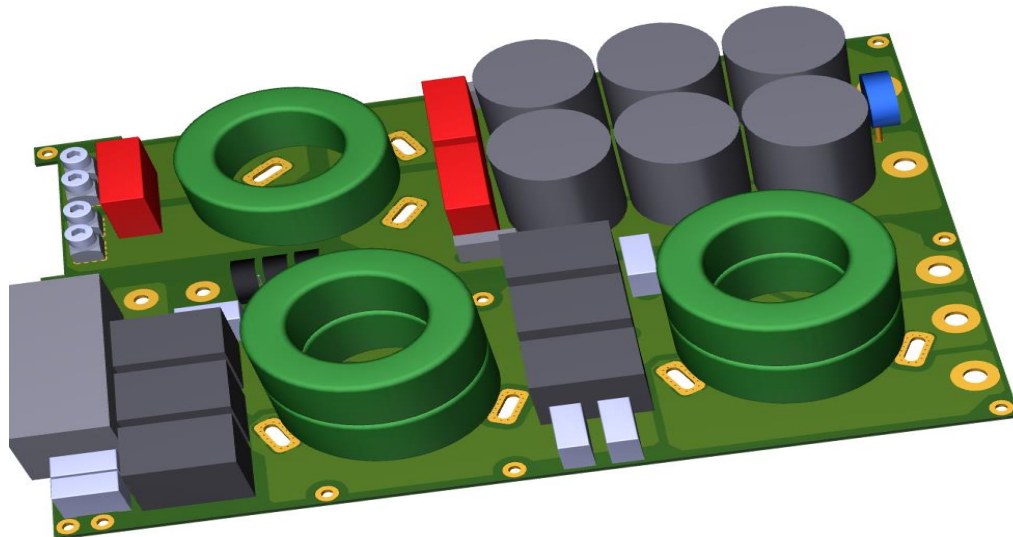
Obr. 7-2: Hlavní DPS pohled zespodu

## 7.2 DPS vstupního a výstupního filtru

Vrchní deska obsahuje vstupní svorkovnici, vstupní a výstupní EMI filtr, přepětovou ochranu, část filtračních kondenzátorů silového obvodu a výstupní silové konektory pro propojení meziobvodu se servozesilovači. Interní EMI filtr uvnitř zařízení není v dnešní době zcela běžná praxe. Standardní řešení omezení rušení v aplikacích elektrických pohonů jsou v zásadě samostatné napájecí moduly bez EMI filtru. Filtr je pak řešen jako samostatné externí zařízení, obvykle dodávané jinou firmou. Takové řešení má velkou výhodu v „pohodlnosti“ použití externího filtru. Ve velkém počtu případů je bohužel externí „univerzální“ filtr pro odrušení nevhodný. Pohled na vrchní desku je zobrazen na (Obr. 7-3). Deska je realizována na 4 vrstvách a svými rozměry odpovídá desce spodní.



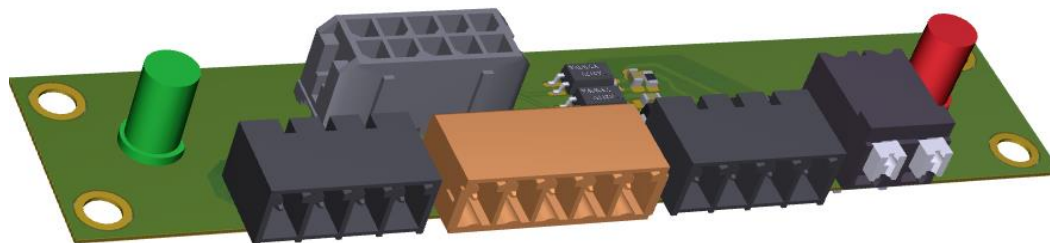
Propojení se servozesilovačem je realizováno pomocí měděných pásovin, které budou namontovány na výstupní press-fit konektory. Pro konstrukční účely připojení bylo nutné vyfrézovat před tyto konektory kus DPS, aby bylo možné tyto pásovinu protáhnout vně zařízení, kde budou překryty bezpečnostním krytem.



*Obr. 7-3: Vrchní DPS*

### **7.3 Konektorová a signalizační DPS**

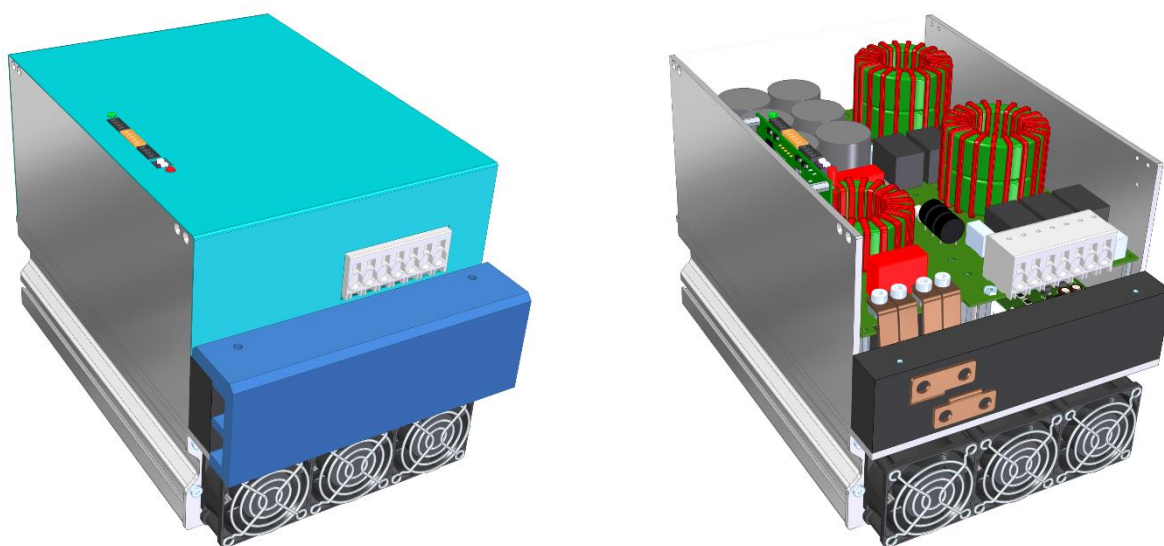
Poslední DPS slouží k připojení napájení 24 V pro řídicí obvody modulu, k připojení digitálních I/O s ostatními prvky elektrického pohonu a dále obsahuje indikační LED diody a konektor pro připojení termokontaktu externího odporu. Konstrukčně bude DPS umístěna do hliníkové boční stěny v místech mezi kondenzátory silové sběrnice a plechovým krytem celého modulu. Propojení s řídicí deskou je realizováno zámkovým konektorem neumožňujícím přepólování. Pro účel tažení propojovacích konektorů ze signální desky do spodní části je v horní DPS vyfrézován výřez. 3D zobrazení signalizační desky je na Obr. 7-4.



*Obr. 7-4: Konektorová a signalizační DPS*

## 7.4 Budoucí konstrukční uspořádání

Fotografie hotového výrobku jsou uvedeny v příloze [4] diplomové práce. Jedná se o řešení s testovacím chladičem pro účel ověření funkčnosti celého zařízení, ale konstrukčně neodpovídá navrhovanému řešení. Provizorní testovací chladič byl zvolen z důvodu dlouhé doby výroby jednotlivých mechanických komponent. 3D model navrhovaného konstrukčního řešení je zobrazen na *Obr. 7-5*.



*Obr. 7-5.: Budoucí konstrukční uspořádání*

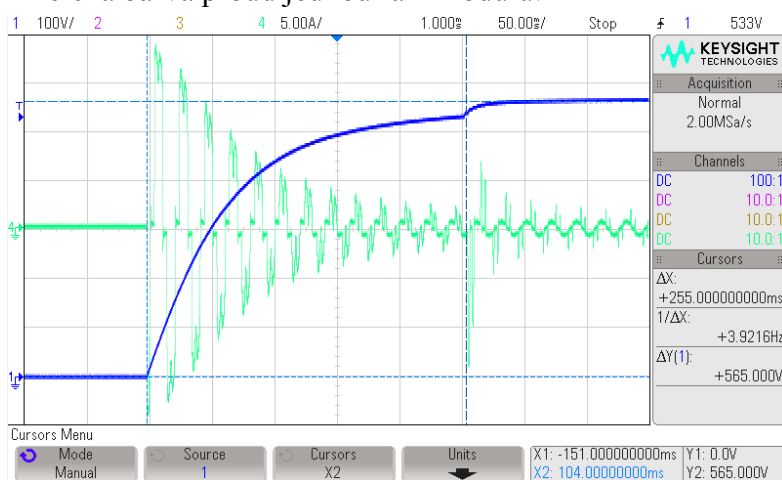
## 8. OVĚŘENÍ FUNKCÍ NAPÁJECÍHO MODULU

V této kapitole jsou diskutovány výsledky měření na hotovém zařízení. Byla ověřena funkce softstartu a brzdícího obvodu. Dále byl proměřen účinník a účinnost zařízení do hodnoty 13,5 kW a byla ověřena funkce navrženého EMI filtru. Všechna měření byla provedena ve firmě TG Drives.

### 8.1 Zapínací děj silové části

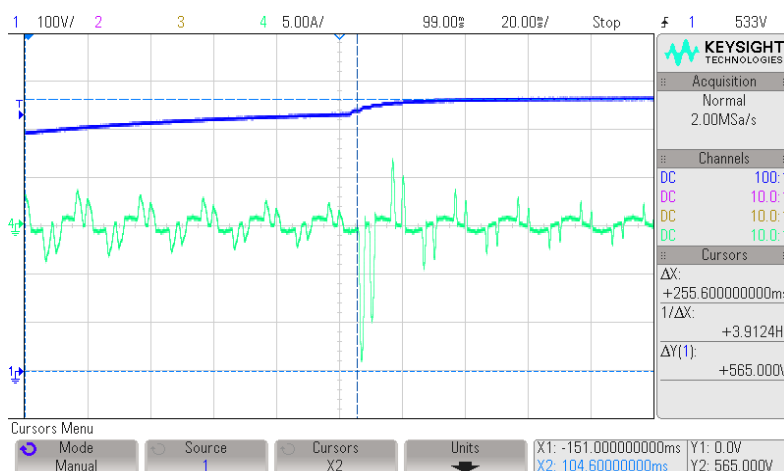
Legenda k průběhům:

- Modrá barva zobrazuje napětí v meziobvodu.
- Zelená barva proud jednou fází modulu.



Obr. 8-1: Celý děj nabíjení meziobvodu

Následující naměřené průběhy zapínacího děje byly provedeny při zapojení jednoho servozesilovače k meziobvodu napáječe. Dle průběhu Obr. 8-1 trval nabíjecí děj



Obr. 8-2: Detail sepnutí výkonového relé

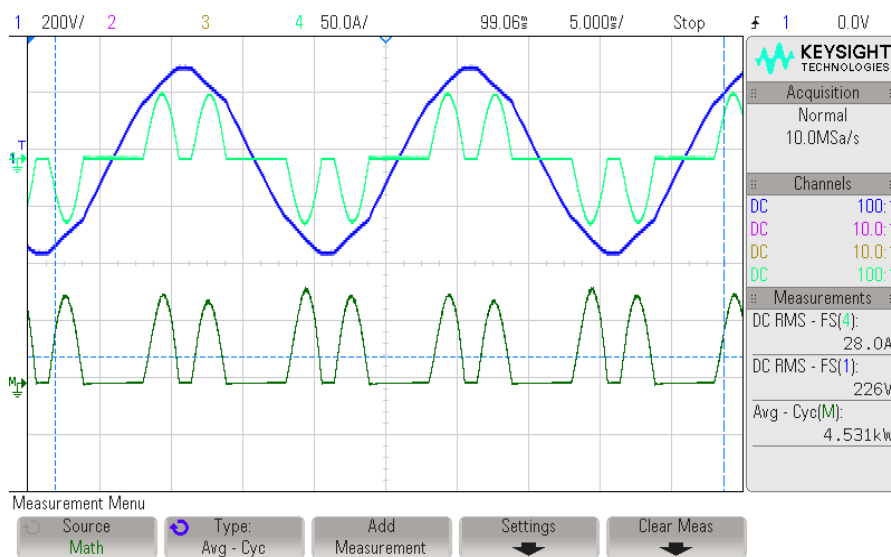
přibližně 280 ms. Špičkový nabíjecí proud dosáhl hodnoty 18,9 A. K sepnutí překlenovacího relé došlo při hodnotě 535 V přibližně v čase 255 ms od připojení k síti (Obr. 8-2). Měření bylo provedeno na 3f síťovém rozvodu jištěném jističem o nominálním proudu 16 A a 25 A. Ani v jednom případě nedošlo k vybavení jisticího prvku.

## 8.2 Zatížení napájecího modulu topnými rezistory

Legenda k průběhům:

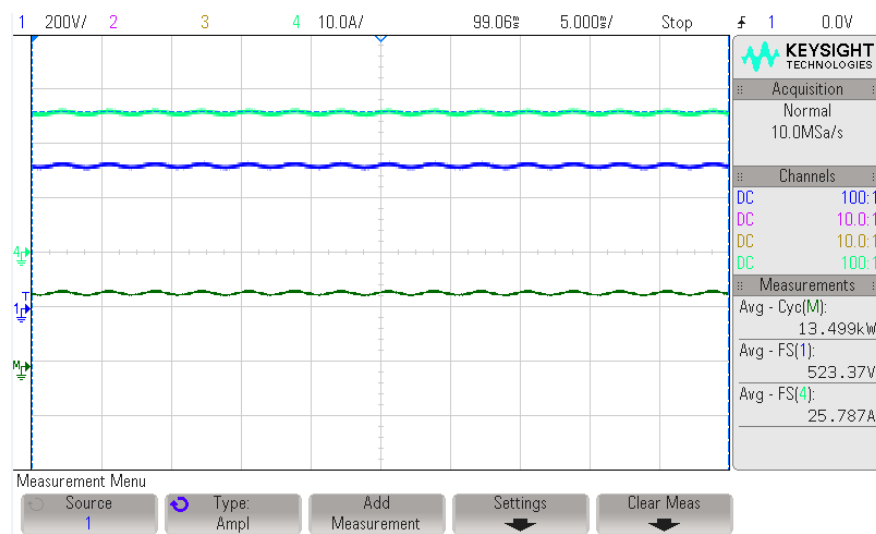
- Modrá barva zobrazuje fázové napětí a napětí v meziobvodu.
- Světle zelená barva proud jednou fází modulu a proud odebíraný z meziobvodu.
- Tmavě zelená barva je výpočet činného výkonu osciloskopem.

V prvotní fázi testování byl modul zatěžován odporovými tělesy z elektrických spotřebičů, aby byly ověřeny analyticky určené parametry meziobvodu. Modul byl zatěžován pouze do výkonu 13,5 kW. Bylo tomu tak z důvodu omezení jisticím prvkem na 25 A v daném 3f rozvodu. Na Obr. 8-3 je zobrazen průběh fázového proudu, napětí a osciloskopem vykreslený průběh činného výkonu. Hodnota fázového proudu při daném zatížení zcela neodpovídá simulovaným parametrům. Při daném odběru by efektivní hodnota fázového proudu měla být přibližně 32 A. Patrný rozdíl je způsoben větší indukčností sítě, než jakou předpokládá simulace. V tomto případě je indukčnost větší, díky čemuž má fázový proud menší amplitudu a jednotlivé nabíjecí pulzy jsou širší. Deformace naměřeného průběhu napětí je způsobena zvýšeným odběrem proudu v době trvání nabíjecího pulzu.



Obr. 8-3: Průběh fázového proudu a napětí při  $P_a = 13,5 \text{ kW}$

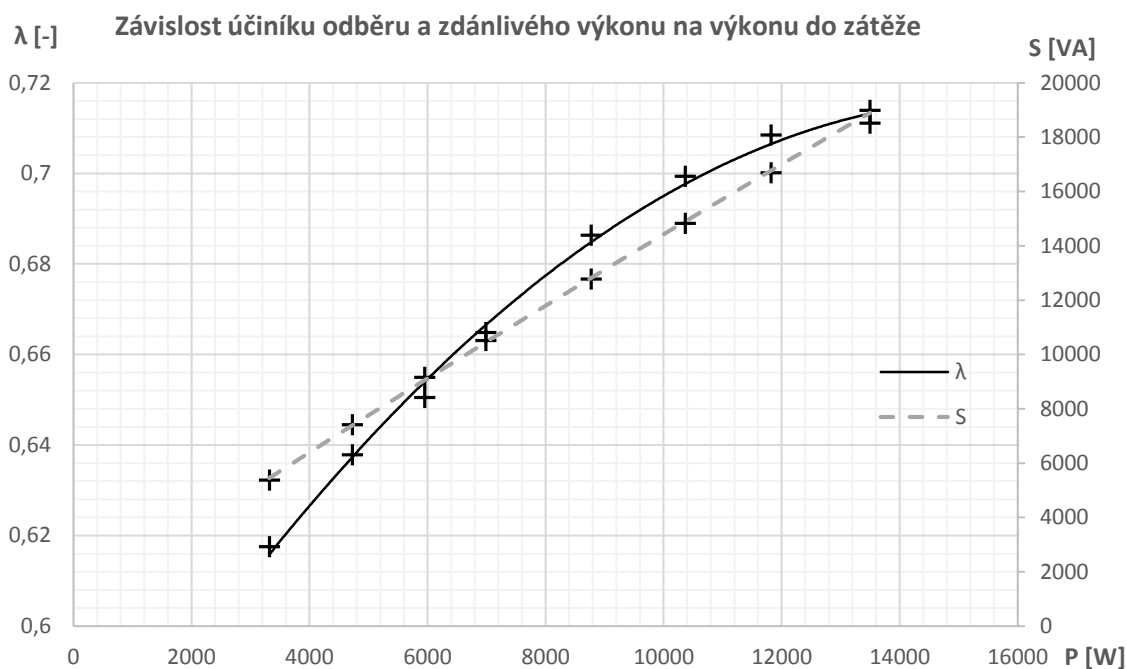
Na obrázku *Obr. 8-4* je průběh napětí a proudu odebíraného z meziobvodu odporovou zátěží. Zde se vyšší indukčnost sítě promítá ve snížení zvlnění napětí.



*Obr. 8-4: Průběh proudu a napětí v meziobvodu při  $P_d = 13,5$  kW*

### 8.2.1 Naměřené hodnoty účinníku odběru

Pro jednotlivé měření s topnými rezistory byla naměřena závislost účinníku a zdánlivého výkonu na odebíraném činném výkonu z meziobvodu. Nerovnoměrný krok měření je způsoben postupným připojováním topných těles o různém elektrickém odporu (50-120 $\Omega$ ). Z *Obr. 8-5* je patrné postupné zvyšování účinníku odběru se vzrůstajícím činným výkonem z meziobvodu z důvodu prodloužení nabíjecího pulzu do kondenzátorů při větším proudovém zatížení.



Obr. 8-5: Závislost účinníku a zdánlivého výkonu na činném výkonu do zátěže

### 8.3 Dynamické zatížení cyklujícími motory

Pro ověření funkčnosti brzdného obvodu bylo provedeno měření na napájecím modulu při cyklickém zatěžování dvěma motory TGN4-1130-30 se setrvačnickými, které byly ovládány servozesilovačem TGZ 560 přes prostředí TGZ GUI.

Nastavení zatěžovacího cyklu (rozlišení snímače polohy 20 bit):

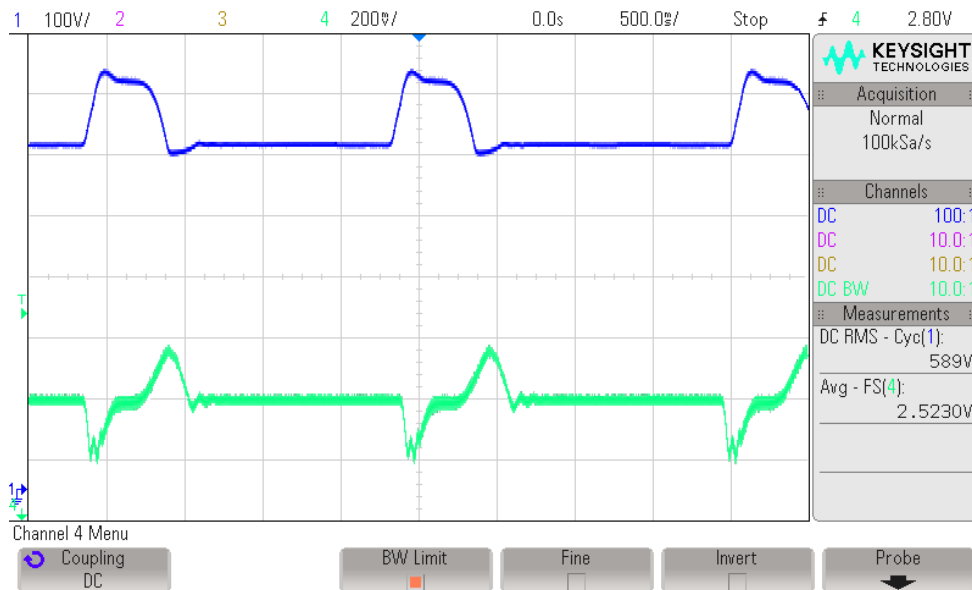
- Akcelerace:  $70\,000\,000\text{ inc} / \text{s}^2 - 66,75\text{ ot} / \text{s}^2$
- Brzdění:  $120\,000\,000\text{ inc} / \text{s}^2 - 114,44\text{ ot} / \text{s}^2$
- Rychlost:  $35\,000\,000\text{ inc} / \text{s} - 33,37\text{ ot} / \text{s}$
- Počet otáček:  $50\,000\,000\text{ inc} - 47,68\text{ ot}$

Legenda k průběhům z osciloskopu:

- Modrá barva zobrazuje napětí meziobvodu, napětí  $U_{CE}$  IGBT.
- Zelená barva proud meziobvodu, proud brzdným rezistorem.
- 

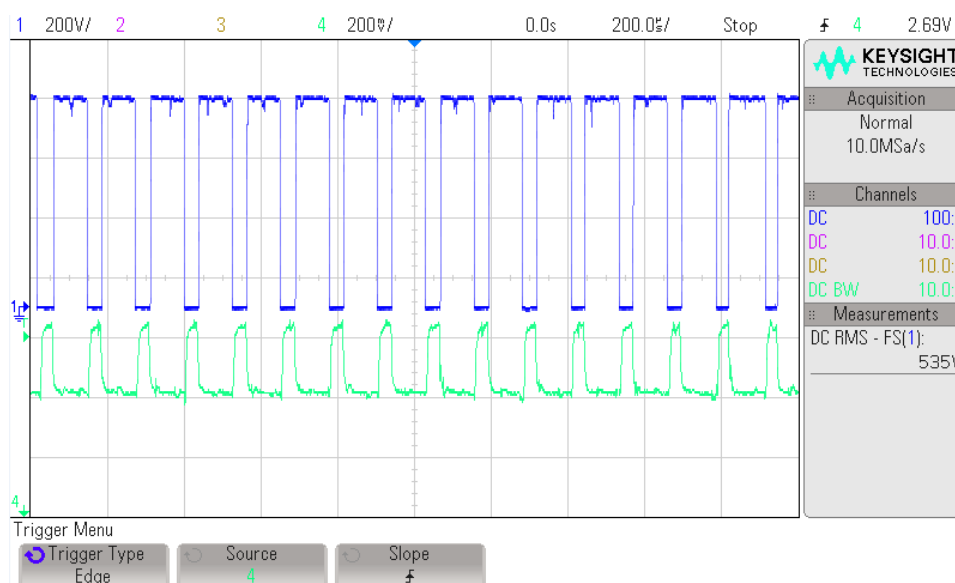
Během měření došlo k problémům s proudovou sondou, proto bylo měření proudu meziobvodu a proudu brzdným obvodem improvizovaně změřeno pomocí proudového snímače LEM HAIS 50-P. Hodnota proudu je poté dána vztahem (8.3-1):

$$I = \frac{(U_{LEM} - 2,5V)}{\frac{0,625 \cdot N}{I_{pn}}} \quad (8.3-1)$$



Obr. 8-6: Napětí meziobvodu a proud odebraný a vracený do meziobvodu

Kde  $I_{pn} = 50 \text{ A}$  a  $N = 3$  (počet průvleků snímačem). Každý zatěžovací cyklus začínal proudovou špičkou při akceleraci motorů z počáteční polohy a částečným vybitím nahromaděné energie v meziobvodu. Po dosažení nastavené rychlosti motory přejdou do druhé polohy a prudce zabrzdí. Během brždění přejdou motory do generátorického režimu, otočí se směr proudu a meziobvod se začne nabíjet. Proudový ráz je tím větší, čím kratší je doba brždění. Průběh napětí a proudu v meziobvodu je zobrazen na Obr. 8-6.



Obr. 8-7: Detail spínání IGBT tranzistoru a proud brzdícím rezistorem

Během zkoušky byl nejprve připojen externí brzdový rezistor o hodnotě 100  $\Omega$ . Byla ověřena funkce brzdného obvodu, která nedovolila při daném nastavení ani krátkodobě překročit hodnotu 710 V v meziobvodu. Aby byla ověřena výdržnost zařízení na napětí blízké hodnotě 800 V, byla postupně zvyšována hodnota externího odporu až na 150  $\Omega$  a hodnota brždění na 140 000 000  $\text{inc} / \text{s}^2$  při rychlosti 45 000 000  $\text{inc/s}$ . Bylo dosaženo hodnoty napětí 750 V, poté se z důvodu velkého mechanického namáhání motorů přešlo do původního nastavení. Detail několika period sepnutí tranzistoru IGBT a proudu externím rezistorem (100  $\Omega$ ) pro napětí 700 V je zobrazen na Obr. 8-7.

Brzdnou energii jednoho cyklu přeměněnou na teplo v rezistoru lze vypočítat dle vztahu (8.3-3). Moment setrvačnosti motoru byl odečten z katalogových údajů firmy TG Drives a moment setrvačnosti pro mosazný válcový setrvačnický byl vyčíslen dle jeho mechanických rozměrů (8.3-2) –  $l = 58 \text{ mm}$ ,  $r = 65 \text{ m}$ . [23]

$$J_{setr} = \frac{1}{2}mr^2 = \frac{1}{2}\rho Vr^2; V = \pi r^2 l$$

$$J_{setr} = \frac{1}{2}\rho\pi r^4 l = \frac{1}{2} \cdot 8730\pi \cdot 0,065^4 \cdot 0,058 \quad (8.3-2)$$

$$J_{setr} = 0,0142 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$$

$$E_k = \frac{1}{2}J_{mot} \cdot \omega_{mot}^2 - E_{cap} \quad (8.3-3)$$

$$E_k = \frac{1}{2}(2 \cdot J_{mot} + 2 \cdot J_{setr}) \cdot (2\pi n)^2 - \frac{1}{2}(C_{servo} + C_{nap})(U_{brz} - U_{\dot{s}p})^2$$

$$E_k = \frac{1}{2}(2 \cdot 0,000204 + 2 \cdot 0,014) \cdot (2\pi \cdot 33,37)^2 - \frac{1}{2}(2,375\text{m} + 1,2\text{m}) \cdot 115^2$$

$$E_k = 600,1 \text{ J}$$

Čemuž odpovídá činný výkon (8.3-4):

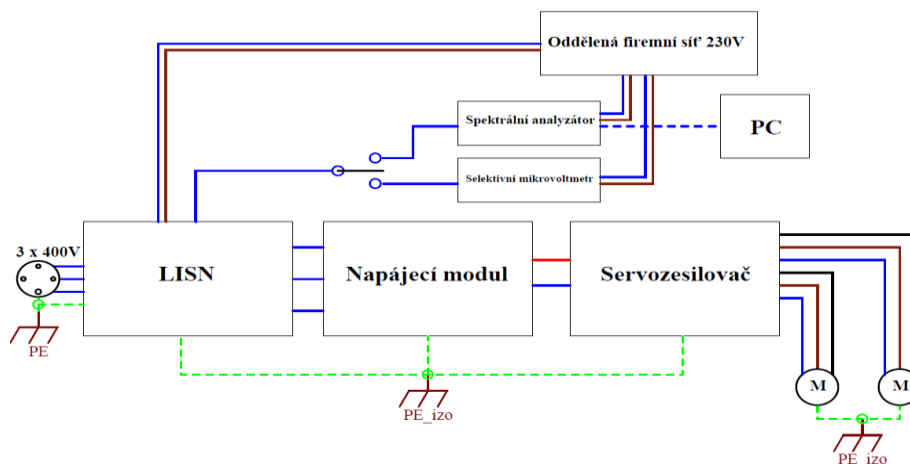
$$P = \frac{E_k}{T} = \frac{600,1}{2} = 300 \text{ W} \quad (8.3-4)$$



## 8.4 Měření EMI

Pro ověření funkce vstupního a výstupního EMI filtru bylo provedeno měření rušení do napájecí sítě. Limity pro hodnoty rušení v průmyslovém prostředí udává norma ČSN EN 61000 6-4. Norma vymezuje hodnoty rušení v pásmu od 150 kHz do 30 MHz pro střední (AV) a kvazi-špičkovou hodnotu (QP). [2]

Ověření bylo provedeno pomocí měření s umělou sítí (LISN) typu RFT NNB11, která odděluje rušení vznikající v rozvodné síti od rušení produkovaného měřeným zařízením. Měření EMI bylo provedeno spektrálním analyzátozem FPC1000. Interpretace výsledků spektrálního analyzátozu byla nejprve korigována pomocí selektivního mikrovoltmetru RFT SMV 11. Blokové zapojení měření je zobrazeno na Obr. 8-8.



Obr. 8-8: Blokové znázornění pracoviště pro měření rušení do sítě

První část měření byla realizována při stavu ENABLE servozesilovače. V tomto režimu servozesilovač udržuje konstantní nastavenou polohu servomotorů. Během udržování polohy dochází ke spínání výkonových tranzistorů a tedy ke vzniku rušivých kapacitních proudů. Bylo provedeno několik měření pro demonstrování vlivu jednotlivých komponent filtru a propojovacích prvků se snahou o snížení rušení zařízení. Během měření byly na zařízení provedeny tyto úpravy v následujícím pořadí:

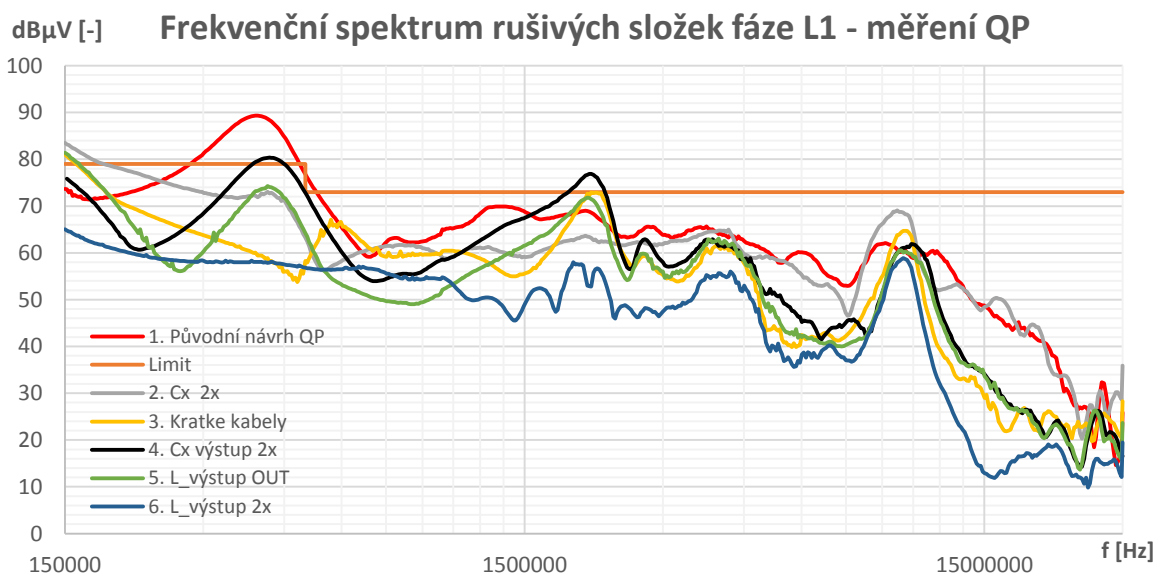
1. Dvojnásobné zvýšení kapacity  $C_x$  kondenzátorů vstupního filtru.
2. Zkrácení propojovacích kabelů mezi napájecím modulem a servozesilovačem.
3. Dvojnásobné zvýšení kapacity  $C_x$  kondenzátorů výstupního filtru.
4. Testování vlivu výstupní tlumivky.
5. Odstranění výstupní tlumivky.
6. Dvojnásobné zvýšení indukčnosti tlumivky výstupního filtru.

Výsledné průběhy rušení do sítě pro hodnoty QP a AV jsou zobrazeny na Obr. 8-9 a Obr. 8-10.

## 8.4.1 Vliv parametrů filtru na rušení EMI

Při jednotlivých změnách v komponentech filtru či v celé soustavě servopohonu bylo dbáno nato, aby výsledné měřicí pracoviště mělo vždy stejné rozložení. Provedené měření slouží k orientačnímu ověření funkce EMI filtru v napájecím modulu. Každé měření bylo provedeno pro každý fázový vodič zvlášť. Vzhledem k tomu, že nebyly naměřeny zásadní rozdíly v hodnotách rušení pro jednotlivé fázové vodiče, je zhodnocení provedeno pouze pro fázi  $L_1$ . První měření bylo provedeno pro prvotní návrh EMI filtru bez použití jakýchkoliv podpůrných prostředků jako jsou například vysokofrekvenční odrušovací ferity na napájecích kabelech motorů apod. První měření ukázalo malý útlum ve frekvenčním pásmu kolem 0,3 - 0,5 MHz. Vzhledem k použití nízké kapacity  $C_x$  a relativně vysoké hodnoty parazitní indukčnosti kondenzátoru (dle výrobce 20 nH) byl přidán druhý  $C_x$  kondenzátor paralelně. Přidáním větší kapacity došlo k zatlumení největší rušivé oblasti kolem 0,3 - 0,5 MHz, zároveň došlo ke snížení útlumu filtru na nejnižších kmitočtech. Dále se výrazně zhoršil útlum na kmitočtu kolem 10 MHz. Tato špička může být způsobena rezonancí parazitní indukčnosti  $C_y$  kondenzátorů s jejich kapacitou. Vysvětlovala by to následný snížený útlum vyšších kmitočtů.

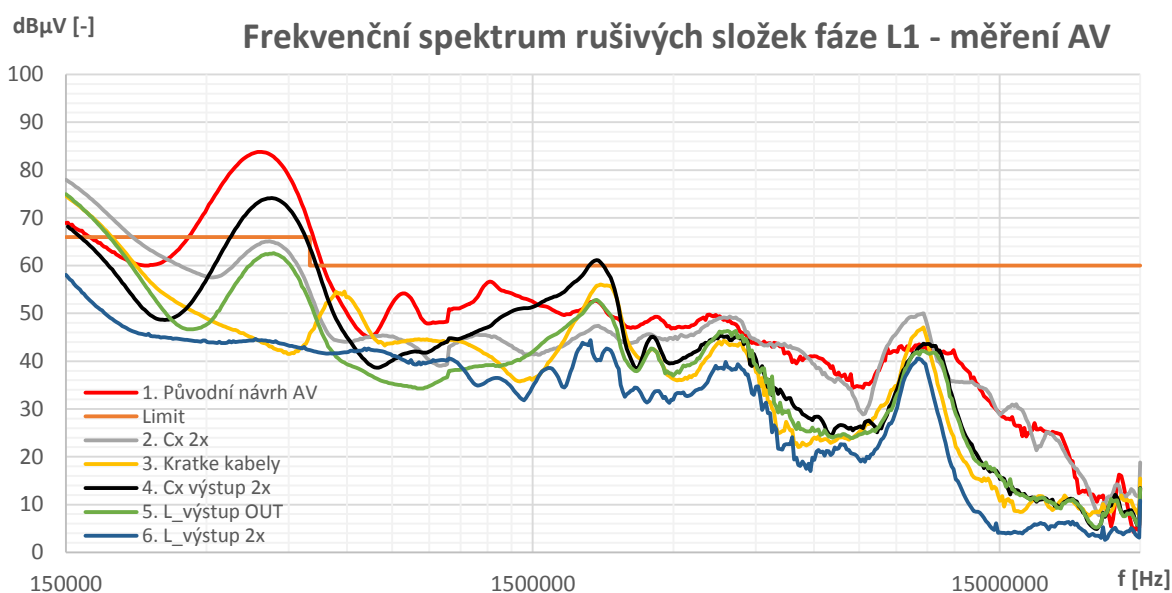
Po úpravě zvýšení kapacity  $C_x$  bylo provedeno zkrácení přívodních kabelů mezi napájecím modulem a servozesilovačem. Zkrácením kabelů dojde ke snížení indukčnosti mezi servozesilovačem a napájecím modulem. Daná indukčnost (změřena hodnota 4  $\mu H$ ) tvoří na vyšších kmitočtech sériový rezonanční obvod s parazitní kapacitou výstupního filtru. Po zkrácení kabeláže došlo k výraznému zatlumení EMI na nízkých kmitočtech a k posunu problematické oblasti z 0,3 - 0,5 MHz do pásma kolem 0,6 MHz. Spolu se zatlumením nízkého pásma se objevil problematický kmitočet 2 MHz. Obecně lze vlivem použití součástek na nižší



Obr. 8-9: Naměřené QP hodnoty rušení do sítě pro různé konfigurace odrušovacího filtru

kmitočtové pásmo očekávat menší útlum v pásmu vyšších kmitočtů. Dále je třeba zohlednit klesající relativní permeabilitu použitých odrušovacích jader s kmitočtem.

Po zkrácení přívodní kabeláže se další postup zaměřil na výstupní filtr. Pro ověření vlivu výstupní tlumivky byla tlumivka vypájena a DPS byla v místech připojení tlumivky proklamována. Zde se podle teoretických předpokladů výrazně snížil útlum na nízkých kmitočtech a příliš se nezměnil útlum kmitočtů vyšších. Po ověření nedostatečného útlumu na nízkých kmitočtech byla z rezervních jader zhotovena výstupní tlumivka na dvou jádrech s indukčností 3 mH. Po přidání větší indukčnosti bylo konečně dosaženo dostatečné rezervy v útlumu na celém měřeném kmitočtovém pásmu.



Obr. 8-10: Naměřené AV hodnoty rušení do sítě pro různé konfigurace odrušovacího filtru

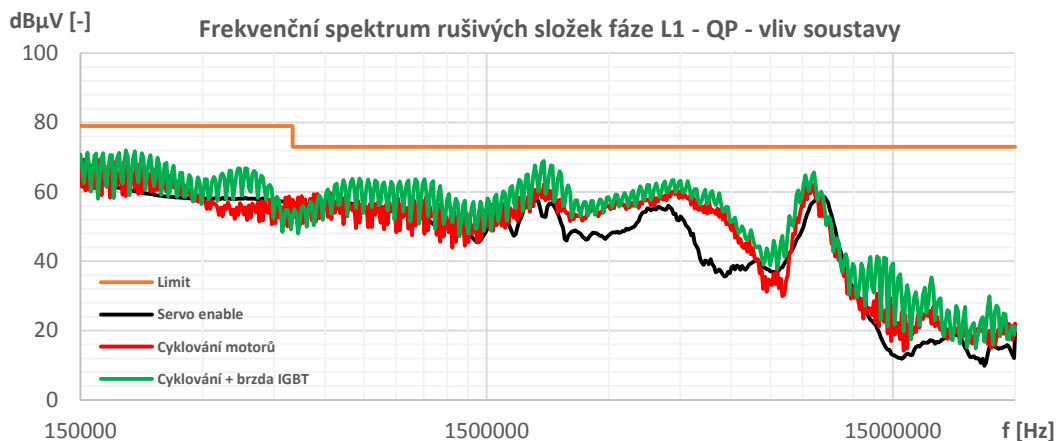
## 8.4.2 Vliv provozního stavu celé soustavy na rušení do sítě

Po dosažení dostatečného útlumu při stavu ENABLE obou servozesilovačů byl proveden test nejprve při nízkých změnách rychlosti, aby nedocházelo k aktivaci brzdného obvodu. Po odměření soustavy bez vlivu brzdného obvodu bylo provedeno měření při cyklování motorů se stejnými parametry jako v kapitole 8.3. Naměřené hodnoty rušivých složek jsou zobrazeny na Obr. 8-1. a Obr. 8-11. Z naměřených průběhů je patrné zvýšení emisí rušivých složek vlivem provozního režimu servozesilovače. Zatímco ve stavu ENABLE je pouze udržována poloha s malým proudovým odběrem a spínáním jen části tranzistorového střídače, při standardním režimu jsou již v provozu oba tranzistorové střídače, což má výrazný vliv především pro rušivé složky do 2 MHz. Kromě větších emisí z důvodu spínání více tranzistorů v měniči je nutno zohlednit případné přechodové jevy vyskytující se ve spínacím procesu tranzistoru se vzrůstajícím proudem. Jedná se především o vysokofrekvenční

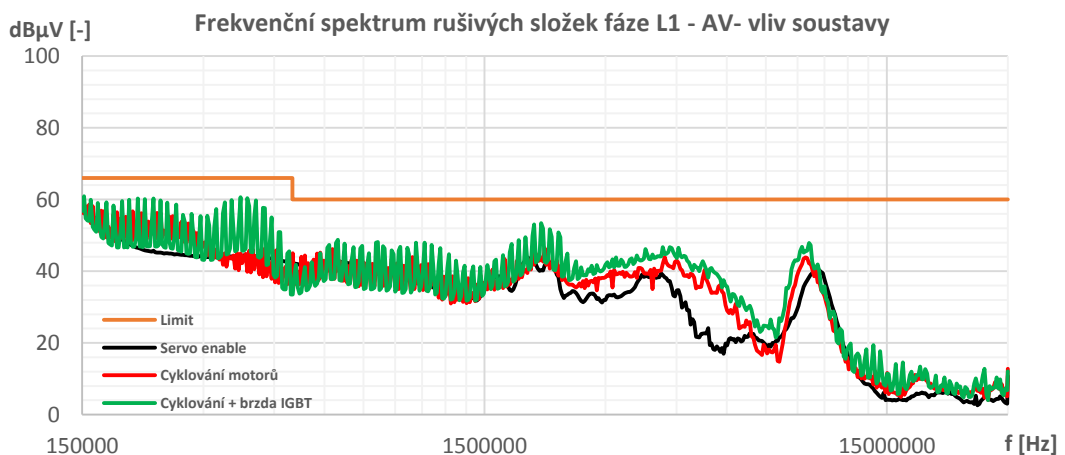
záškmity při vypínání tranzistorů vlivem parazitních indukčností cest. Tyto vysokofrekvenční záškmity poté generují další rušivé složky především v MHz pásmu.

V poslední fázi měření, kdy byl v provozu brzdový IGBT je patrné výrazné zvýšení rušení od 150 kHz do 2 MHz. Důsledkem zvýšení je zvýšení generování kapacitních rušivých proudů přes parazitní kapacitu IGBT a uzemněného chladiče. Velký vliv může mít i umístění IGBT v rámci napájecího modulu. Kapacitní proudy pak mají mnohem kratší cestu do uzlu sítě, než je tomu v případě servozesilovače.

I přes orientační charakter měření lze konstatovat, že po zakomponování provedených změn do DPS filtru a montáži napaječe na chladič, pro který byl navrhován (měření bylo provedeno na testovacím chladiči, který rozměrově neodpovídá budoucímu řešení), je slušná pravděpodobnost, že zařízení na zkušebně EMC na rušení do sítě projde. Z předchozích měření, které byly na firmě realizovány na jiných zařízeních, lze vysledovat dobrou shodu měření na firmě s měření na certifikovaném pracovišti (v rámci měření rušení do sítě).



Obr. 8-11: Frekvenční spektrum rušivých složek fáze L1 (QP) - vliv soustavy



Obr. 8-1: Frekvenční spektrum rušivých složek fáze L1 (AV) - vliv soustavy

## ZÁVĚR

V rámci diplomové práce mělo být docíleno kompletního návrhu, realizace a ověření funkčnosti mikroprocesorem řízeného autonomního napájecího modulu pro servozesilovač TGZ 560 o výkonu 28 kW od firmy TG Drives. V práci je popsán návrh silové části a řídicích obvodů napájecího modulu. Měřením byla ověřena správná funkce brzdného obvodu, který byl zkoušen pomocí cyklování synchronních servomotorů. Dále byl ověřen útlum navrhovaného EMI filtru, kdy při měření na umělé síti při provozu servozesilovače, bylo docíleno dostatečného útlumu rušivých frekvenčních složek, jejichž limity předepisuje norma EN 61000-6-4-ED-2. Zařízení bylo dále testováno při měření s tepelnými tělesy na tepelné dimenzování celého zařízení. Modul byl z důvodu nedostatečně výkonného síťového přívodu otestován jen na poloviční výkon, nicméně nedošlo k jeho zničení, přehřátí ani nadměrnému oteplování.

V rámci mikroprocesorového řízení byly zprovozněny základní funkce brzdného obvodu, softstart, ovládání ventilátorů a měření napětí a teploty, které jsou nezbytné pro testy se servozesilovačem. Některé indikační funkce, které slouží primárně pro nastavení uživatelských parametrů, nebyly z časových důvodů do řídicího programu implementovány.

Celé zařízení bylo konstrukčně vyřešeno takovým způsobem, že je zajištěna přijatelná mechanická montáž a navržené DPS jsou vyrobené tak, aby pasovaly do firemní představy celého zařízení.

Dlouhodobé zatěžovací testy s odpovídající zátěží, měření EMC na certifikované zkušebně a splnění bezpečnostních norem bude předmětem další práce po ukončení magisterského studia.

# LITERATURA

- [1] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické servopohony*. 2. vyd. Brno: Vysoké učení technické, 2001, 86 s. ISBN 80-214-1978-4.
- [2] DŘÍNOVSKÝ, Jiří. *Elektromagnetická kompatibilita: přednášky*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010, 229 s. : il. ; 29 cm. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek II. Pulsní měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: PC-DIR Real, 1998, 175 s. ISBN 80-214-1258-5.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika 1. část- usměrňovače, střídavé měniče napětí*. Brno: FEKT VUT, 2010, 140 s. Elektronický učební text.
- [5] DRÁPELA, Jiří. *Kvalita elektrické energie a EMC*. Brno, FEKT VUT, 2018, 415s, Elektronický učební text.
- [6] KENDEIL, *Capacitor specifications* [online]. [cit 2020-25-02] Dostupné z: <https://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7831/e-560m-400-k95-35x40-e8ea28.pdf>
- [7] VACULÍK Petr, KUBALÍK Petr. *Zvyšování účinnosti polovodičového měniče – problematika zahřívání výkonových kondenzátorů a balančních rezistorů* [online]. [cit 2019- 29- 12]. Dostupné z: [http://udrzbapodniku.cz/index.php?id=47&no\\_cache=1&tx\\_ttnews\[tt\\_news\]=7141&cHash=7c4db365a2&type=98](http://udrzbapodniku.cz/index.php?id=47&no_cache=1&tx_ttnews[tt_news]=7141&cHash=7c4db365a2&type=98)
- [8] WIMA, *WIMA FKP 1 Polypropylen capacitors for Pulse Applications with metal foil* [cit 2020-1-1] Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/440/e\\_WIMA\\_FKP\\_1-1139839.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/440/e_WIMA_FKP_1-1139839.pdf)
- [9] OMRON, *G7EB PCB Power Relays* [online]. [cit 2020-20-1] Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/307/omron\\_01162020\\_G7EB\\_EN-1715709.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/307/omron_01162020_G7EB_EN-1715709.pdf)
- [10] IXYS, *Fast Recovery Epitaxial Diode DSEI 2x101-12A* [online]. [cit. 2020-20-4] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/feaf6a0b3f1fb9c094eaf7755ac0334/DSEI2X101-12A.pdf>

- [11] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky: svazek I, Tepelné jevy, činný výkon*. Brno: PC-DIR, 1995, 61 s. ISBN 80-214-0665-8.
- [12] IXYS, *High voltage IGBT with optional Diode* [online]. [cit. 2020-10-5] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/8f39f1f2a580bcf34039a540c68509a9/IXDN55N120D1.pdf>
- [13] IXYS, *Sonic Fast Recovery Diode* [online]. [cit. 2020-02-01] Dostupné z: <https://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7852/dhg30i1200ha-756da3.pdf>
- [14] FAIRCHILD, *Application Note-5073 Active Miller Clamp Technology* [online]. [cit. 2019-15-12] Dostupné z: <https://www.onsemi.cn/PowerSolutions/document/AN-5073.pdf.pdf>
- [15] INFINEON, *1ED020I12-F2 Single IGBT Driver IC* [online]. [cit. 2019-22-12] Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-1ED020I12-F2-DataSheet-v02\\_01-EN-277793.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/196/Infineon-1ED020I12-F2-DataSheet-v02_01-EN-277793.pdf)
- [16] TEXAS INSTRUMENTS, *TPS543x* [online]. [cit. 2020-22-3] Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps5430.pdf?HQS=TI-null-null-mousermode-df-pf-null-wwe&ts=1591041630604>
- [17] PADA, *Profile 8129* [online]. [cit. 2020-22-2] Dostupné z: <https://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7772/h-8129-1000-g-6b09a6.pdf>
- [18] *Výpočty chlazení elektronických součástí* [online]. [cit. 2019-27-12] Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [19] COSMO FERRITES, *Product data approval sheet* [online]. [cit. 2020-04-03] Dostupné z: <https://www.semic.cz/obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7836/lj-t-6325c-cf199a-7a286e.pdf>
- [20] WIMA, *Metallized Polypropylene RFI capacitors* [online]. [cit. 2020-03-02] Dostupné z: [https://cz.mouser.com/datasheet/2/440/e\\_WIMA\\_MKP-Y2-1139883.pdf](https://cz.mouser.com/datasheet/2/440/e_WIMA_MKP-Y2-1139883.pdf)

- [21] TEWA TEMPERATURE SENSORS, *Specification of temperature probe* [online]. [cit. 2020-01-01] Dostupné z: <https://www.tme.eu/Document/3911c796b355fd359265cbd0828edde4/TT4-PT1000B-T125-M5-500.pdf>
- [22] NXP, *KL03 reference manual* [online]. [cit. 2020-04-04] Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/reference-manual/KL03P24M48SF0RM.pdf>
- [23] TG DRIVES, Servomotoryřady TGN4 5.1-11.3 Nm [online]. [cit. 2020-06-05] Dostupné z: <https://www.tgdrives.cz/servomotory/servomotory-rady-tgn/tgn4/>



## Seznam symbolů a zkratek

Zkratka	Význam
cos	funkce cosinus
DPS	deska plošných spojů
EMC	elektromagnetická kompatibilita
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LC	filtr tlumivka - kapacita
nn	nízké napětí
sin	funkce sinus
TI	Texas Instruments
TINA	simulační program od Texas Instruments
vf.	vysokofrekvenční

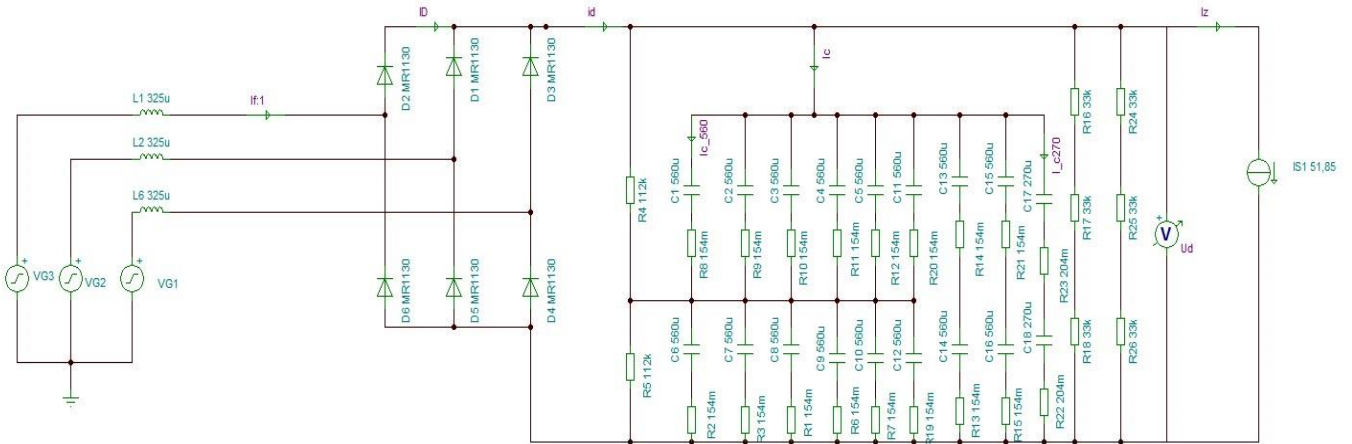
<i>Symbol</i>	Význam	Jednotka
$C$	kapacita meziobvodu	[F]
$C_{res}$	Millerova kapacita	[F]
$C_{\mu F}$	kapacita v $\mu F$	[F]
$C_x$	kondenzátor L-L	[F]
$C_y$	kondenzátor L-PE	[F]
$\Delta T_{mxD}$	maximální teplota diody	[°C]
$\Delta T_{mxM}$	maximální teplota můstku	[°C]
$\Delta T_{mxT}$	maximální teplota tranzistoru	[°C]
$\Delta U$	zvlnění napětí v meziobvodu	[V]
$E_c$	energie kondenzátorů	[J]
$E_k$	kinetická energie	[J]
$f$	frekvence	[Hz]
$f_{mez}$	mezní kmitočet filtru	[Hz]
$I_{I_{fef}}$	efektivní hodnota fázového proudu	[A]
$I_{c1ef}$	efektivní proud jedním kondenzátorem	[A]
$I_{cap}$	kapacitní proud	[A]

$I_{cef}$	efektivní proud kondenzátorem	[A]
$I_{CLmin}$	minimální odsávaný proud ochranou	[A]
$I_{cT}$	trvalý proud tranzistorem	[A]
$I_d$	střední proud zátěže	[A]
$I_{Def}$	efektivní proud diody v meziobvodu	[A]
$I_{dstř}$	střední proud diodou	[A]
$I_{efbrm}$	maximální efektivní proud tranzistorem	[A]
$I_{fef}$	efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě	[A]
$I_m$	maximální hodnota fázového proudu	[A]
$I_{rel}$	proud cívkou relé	[A]
$I_{rm}$	maximální špička proudu během zotavení diody	[A]
$I_{střbrm}$	maximální střední proud tranzistorem	[A]
$I_{špbr}$	špičkový proud brzdným rezistorem	[A]
$J_{mot}$	moment setrvačnosti motoru	[Kg.m <sup>2</sup> ]
$k$	koeficient bezpečnosti	[-]
$M_{br}$	moment motoru	[Nm]
$n_{rel}$	počet relé	[-]
$P_R$	činný výkon na rezistoru	[W]
$P_c$	celkové ztráty v brzděném spínači	[W]
$P_d$	předpokládaný činný výkon	[W]
$\pi$	Ludolfovo číslo	[-]
$P_{šp}$	špičkový brzdový výkon	[W]
$P_{ztrDv}$	ztrátový výkon na můstku	[W]
$P_{ztrR}$	ztráty na zapínacím a vypínacím rezistoru	[W]
$P_{ztrRb}$	maximální ztrátový výkon brzděného rezistoru	[W]
$P_{ztrspD}$	ztráty spínáním na diodě	[W]
$P_{ztrspT}$	ztráty spínáním na tranzistoru	[W]
$P_{ztrvD}$	ztráty vedením na diodě	[W]
$P_{ztrvT}$	ztráty vedením na tranzistoru	[W]
$Q$	průtok vzduchu	[m <sup>3</sup> /h]
$Q_{rr}$	zotavovací náboj diody	[C]
$Q_{th}$	náboj nutný pro nabití hradla na prahovou úroveň	[C]
$R$	charakteristický odpor zátěže a zdroje	[Ω]

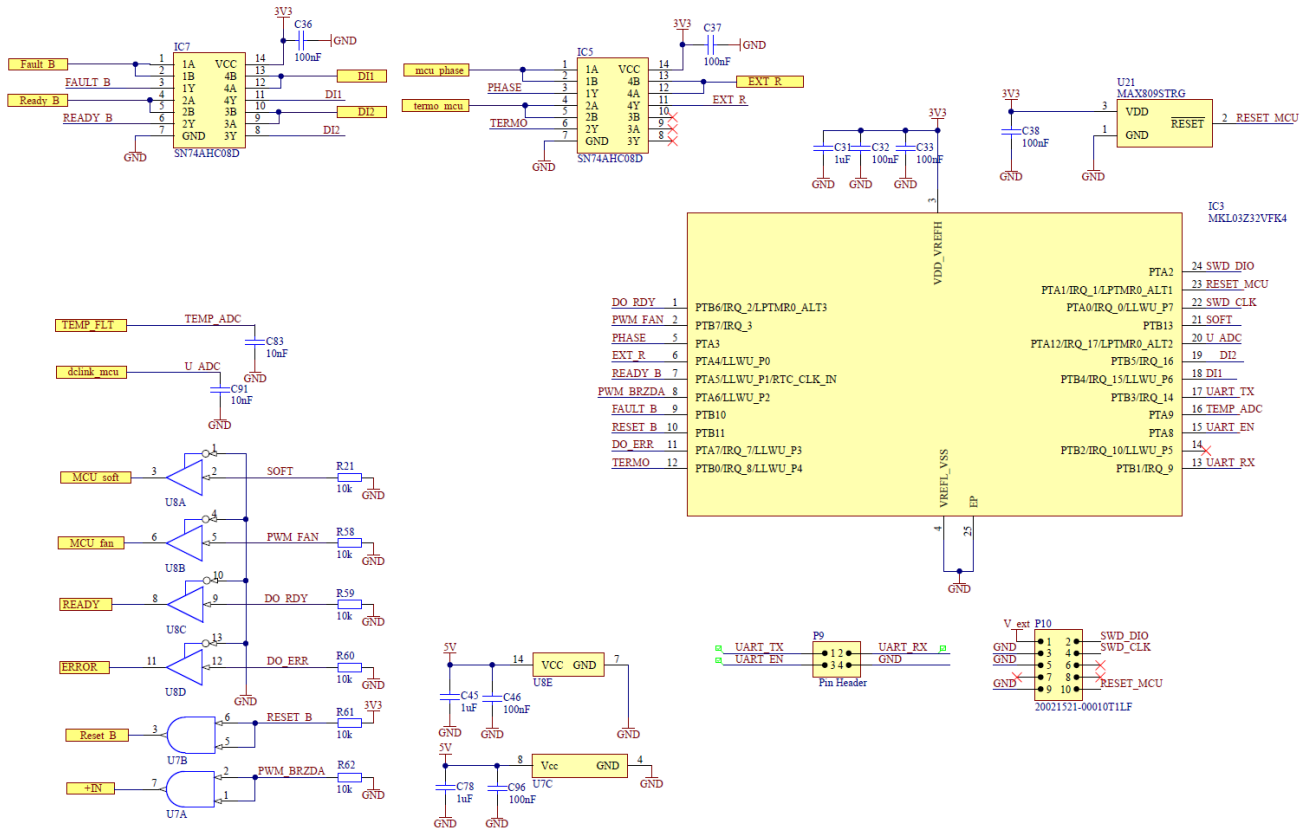
$R_{rel}$	odpor cívky relé	[ $\Omega$ ]
$R_{bal}$	hodnota balančních rezistorů	[ $\Omega$ ]
$r_d$	diferenciální odpor	[ $\Omega$ ]
$r_{dD}$	diferenciální odpor diody	[ $\Omega$ ]
$r_{dT}$	diferenciální odpor IGBT	[ $\Omega$ ]
$R_h$	tepelný odpor chladiče	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{ch}$	tepelný odpor pouzdro - chladič	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{intbr}$	odpor brzdného rezistoru	[ $\Omega$ ]
$R_{jc}$	tepelná odpor čip - pouzdro	[ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]
$R_{zapmax}$	maximální zapínací rezistor v budiči	[ $\Omega$ ]
$s_{mx}$	maximální střída	[-]
$t$	čas	[s]
$T$	perioda	[s]
$t_{doff}$	doba vypnutí tranzistoru	[s]
$t_{don}$	doba zapnutí tranzistoru	[s]
$t_f$	čas poklesu proudu na 0	[s]
$T_k$	zvolené oteplení	[ $^{\circ}\text{C}$ ]
$T_{maxz}$	maximální dovolené oteplení	[ $^{\circ}\text{C}$ ]
$t_r$	čas nárůstu proud tranzistorem	[s]
$t_{rr}$	doba zotavení diody	[s]
$U_{DSM}$	závěrné napětí usměrňovacího můstku	[V]
$U_a$	amplituda třífázové sítě	[V]
$U_{brm}$	maximální napětí při brždění	[V]
$U_{brmax}$	maximální brzdné napětí	[V]
$U_f$	úbytek napětí	[V]
$U_{fD}$	úbytek napětí na diodě	[V]
$U_{fT}$	úbytek napětí na IGBT	[V]
$U_{gs}$	napětí gate - source	[V]
$U_{max}$	maximální napětí v síti	[V]
$U_{nab}$	hodnota nabití meziobvodu při spuštění softstartu	[V]
$U_{nap}$	napájecí napětí relé	[V]
$U_{thmax}$	maximální prahové napětí IGBT	[V]
$\omega_{max}$	maximální úhlová rychlost	[rad.s $^{-1}$ ]

$\omega_{mot}$	úhlová rychlost motoru	[rad.s <sup>-1</sup> ]
$W_{off}$	vypínací ztrátová energie	[J]
$W_{on}$	zapínací ztrátová energie	[J]
$\lambda$	účiník odběru	[-]
$\tau$	časová konstanta	[s]

## Příloha [1] – Schéma meziobvodu v TINA-TI



## Příloha [2] – Schéma řídicího obvodu napájecího modulu



### Příloha [3] – Významová tabulka jednotlivých pinů MCU

Významová tabulka zapojení MCU			
Pin	Zkratka	Signál	Význam
1	PTB6	DO_RDY	Výstupní signalizace READY stavu
2	TPM1	PWM_FAN	Řídící PWM výstup ventilátorů
3	VDD	3V3	Napájení +
4	VSS	GND	GND
5	PTA3	PHASE	indikace přítomnosti napájecích fází
6	PTA4	EXT_R	indikace brzdného obvodu
7	PTA5	READY_B	READY vstup výkonového budiče
8	TPM0	PWM_BRZDA	Řídící PWM výstup brzdného obvodu
9	PTB10	FAULT_B	Vstup saturační ochrany budiče
10	PTB11	RESET_B	Výstup pro reset výkonového budiče
11	PTA7	DO_ERR	Výstupní signalizace ERROR stavu
12	PTB0	TERMO	Vstup z termokontaktu externího odporu
13	LPUART R	UART RX	UART komunikace
14	PTB2		Volný pin
15	PTA8	UART_EN	Pin povolující sériovou komunikaci
16	ADC0_SE2	TEMP_ADC	kanál převodníku pro měření teploty
17	LPUART T	UART_TX	UART komunikace
18	PTB4	DI1	Digitální výstup 1
19	PTB5	DI2	Digitální výstup 2
20	ADC0_SE0	U_ADC	kanál převodníku pro měření napětí
21	PTB13	SOFT	Výstup ovládající výkonové relé
22	SWD_CLK	SWD_CLK	programovací rozhraní SWD
23	RESET	RESET_MCU	resetovací pin
24	SWD_DIO	SWD_DIO	programovací rozhraní SWD

**Příloha [4] – Fotografie hotového výrobku na testovacím chladiči**

