

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2017

Bc. Tomáš Šandera



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

TŘÍFÁZOVÝ STŘÍDAČ PRO NAPÁJENÍ VYSOKOotáčkového ASYNCHRONNÍHO MOTORU

THREE-PHASE CONVERTER FOR HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Tomáš Šandera

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO 2017



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Tomáš Šandera

ID: 151825

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte schéma a vyberte vhodné prvky silové části 3f. střídače o výkonu 7 kW.
2. Navrhněte DPS přizpůsobovací desky měniče.
3. Realizujte DPS přizpůsobovací desky třífázového střídače určeného pro vysokootáčkový motor o výkonu 7 kW.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Petr Procházka, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Víték, 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 se zabývá návrhem a realizací třífázového střídače pro experimentální vysokootáčkový asynchronní motor o mechanickém výkonu 6 kW. Práce se zabývá návrhem jednotlivých komponent napěťového meziobvodu. V práci je popsán výběr vhodných kondenzátorů v meziobvodu. Dále je zde vytvořena celková simulace střídače v programu Matlab Simulink. Součástí práce je i návrh a realizace desek plošných spojů tohoto střídače.

Klíčová slova

Třífázový střídač, SiC MOSFET tranzistor, vysokootáčkový asynchronní motor, napěťový meziobvod, elektrolytický kondenzátor, skalární řízení

Abstract

The master's thesis deals with design and realization of three-phase inverter for experimental high speed asynchronous motor with a mechanical power of 6 kW. The thesis deals with the design of the individual components of the DC link. The thesis describes the selection of suitable capacitors in the DC link. There is also a complete simulation of the inverter in the Matlab Simulink program. Part of the thesis is also the design and realization of printed circuit boards of this inverter.

Keywords

Three-phase inverter, SiC MOSFET transistor, high speed asynchronous motor, DC link, electrolytic capacitor, scalar control

Bibliografická citace:

ŠANDERA, T. *Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 78 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 24. května 2017

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat Ing. Ivovi Pazderovi, Ph.D. za vytvoření řídicího programu pro tento střídač.

V Brně dne 24. května 2017

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Pulsní měniče	2
2.1	Rozdělení měničů podle výstupního napětí	2
2.1.1	Stejnoseměrné měniče (DC/DC)	2
2.1.2	Střídače (DC/AC)	2
2.2	Rozdělení měničů podle pracovních kvadrantů	3
2.2.1	Jednokvadrantové měniče	4
2.2.2	Dvoukvadrantové měniče	5
2.2.3	Čtyřkvadrantové měniče	6
3	Řízení asynchronního motoru	7
3.1	Třífázová pulsní šířková modulace	7
3.2	Skalární řízení	9
4	Návrh výkonové části střídače	13
4.1	Zadané parametry a rozbor řešení	13
4.2	Výpočty výkonů a napětí v měniči	14
4.3	Výpočet proudu tranzistoru a nulové diody	15
4.4	Výkonový modul střídače	16
4.5	Budiče výkonových tranzistorů	17
4.6	Výpočet ztrát výkonového modulu	19
4.7	Návrh usměrňovače a filtračních kondenzátorů	21
4.8	Výpočet ztrát na usměrňovači	25
4.9	Návrh chladiče pro výkonovou část	26
4.10	Návrh vyvažovacích odporů	28
4.11	Návrh nabíjecího odporu	29
4.12	Návrh brzděného odporu	31
4.13	Snímání proudu na výstupu střídače	34
4.14	Snímání napětí v meziobvodu	37
5	Simulace napěťového meziobvodu	40
6	Návrh desek plošných spojů	49
7	Konstrukce střídače	56
8	Oživení střídače	59
9	Závěr	63
	Literatura	65
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	68
	Seznam příloh	72

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Kvadranty VA-roviny, převzato z [1].....	3
Obr. 2.2: Horní a Dolní spínač pracující v I. kvadrantu, převzato z [1].....	4
Obr. 2.3: Horní a Dolní spínač pracující v II. kvadrantu, převzato z [1].....	4
Obr. 2.4: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a II. kvadrantu, převzato z [1]	5
Obr. 2.5: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu, převzato z [1]	5
Obr. 2.6: Jednofázový čtyřkvadrantový měnič, převzato z [1]	6
Obr. 2.7: Třífázový čtyřkvadrantový měnič, převzato z [1]	6
Obr. 3.1: Stavby sepnutí třífázového střídače v rovině $\alpha\beta$, převzato z [2]	8
Obr. 3.2: Schéma skalárního řízení bez podřízené proudové smyčky, převzato z [2]	9
Obr. 3.3: Schéma skalárního řízení s podřízenou proudovou smyčkou, převzato z [2]	12
Obr. 4.1: Výkonový modul CCS050M12CM2, převzato z [5]	16
Obr. 4.2: Deska budičů výkonového modulu CGD15FB45P	17
Obr. 4.3: Deska budiče tranzistoru brzdného odporu CGD15HB62P1.....	18
Obr. 4.4: Závislost nulové diody v propustném směru při 150 °C, převzato z [5] ...	19
Obr. 4.5: Třífázový můstkový usměrňovač VU034-16N01, převzato z [14]	23
Obr. 4.6: Závislost diody usměrňovače v propustném směru, převzato z [14].....	25
Obr. 4.7: Chladič SK 438, závislost tepelného odporu chladiče na délce, převzato z [18].....	27
Obr. 4.8: Nabíjecí odpor HS50-100R a zkratovací relé LEV100A5ANG, převzato z [20], [21].....	30
Obr. 4.9: Graf výkonového přetížení brzdného odporu HS300-100R, převzato z [20]	33
Obr. 4.10: Analogový vstup řídicí desky pro snímání proudu na výstupu střídače	35
Obr. 4.11: Napěťový dělič pro snímání napětí v meziobvodu	37
Obr. 4.12: Analogový vstup řídicí desky pro snímání napětí v meziobvodu.....	38
Obr. 5.1: Celkové blokové schéma simulace	40
Obr. 5.2: Subsystem Napájení.....	40
Obr. 5.3: Subsystem Napěťový meziobvod, výkonová část	41
Obr. 5.4: Subsystem Napěťový meziobvod, měřící část	42
Obr. 5.5: Subsystem Snímání napětí	43
Obr. 5.6: Subsystem Zátěž.....	44
Obr. 5.7: Subsystem Zátěž, Výkonová část	45
Obr. 5.8: Subsystem Zátěž, Řídicí algoritmus	46
Obr. 5.9: Průběhy periody zvlněného proudu jedním el. kondenzátorem spolu s jejich vypočtenou efektivní hodnotou.....	47

Obr. 5.10: Napětí v meziobvodu při nabíjecím cyklu	48
Obr. 5.11: Napětí v meziobvodu při připojené zátěži	48
Obr. 6.1: PCB1 – Propojovací deska	50
Obr. 6.2: PCB2 – Usměrňovač, nabíjecí odpor a zkratovací relé	52
Obr. 6.3: PCB3 – Filtrační kondenzátory a vyvažovací odpory	53
Obr. 6.4: PCB4 – Snímání napětí meziobvodu.....	54
Obr. 6.5: PCB5 – Brzdňý odpor a tranzistor brzdňého odporu	54
Obr. 6.6: PCB6 – Snímání proudu na výstupu střídače	55
Obr. 7.1: Nosná konstrukce střídače.....	56
Obr. 7.2: První úroveň desek	57
Obr. 7.3: Druhá úroveň desek.....	57
Obr. 7.4: Třetí úroveň desek	58
Obr. 8.1: Průběhy výstupních signálů z řídicí desky.....	61
Obr. 8.2: Zapojené měřící pracoviště.....	62

Seznam tabulek

Tab. 3.1: Tabulka fázových, sdružených napětí a napětí ve stacionárních souřadnicích pro osm stavů sepnutí střídače, převzato z [2]	7
Tab. 8.1: Měření výstupního napětí OZ při kladném směru proudu	59
Tab. 8.2: Měření výstupního napětí OZ při záporném směru proudu	59
Tab. 8.3: Měření výstupního napětí při různém napětí meziobvodu.....	60

1 ÚVOD

Střídač je zařízení, které přeměňuje stejnosměrné napětí na střídavé. V průmyslu se nejčastěji vyskytují ve frekvenčních měničích či v záložních zdrojích (UPS). Frekvenční měniče se dělí na jednofázové a třífázové. Nejčastěji se používají pro řízení otáček průmyslových ventilátorů a motorů obráběcích strojů. Zdroj stejnosměrného napětí střídačů se liší dle jejich použití. Zdroj napětí je nejčastěji realizován pomocí napěťového meziobvodu, kde je zdrojem energie kondenzátor. Výhodou napěťového meziobvodu je jeho relativně jednoduchá realizace. Nevýhodou napěťového meziobvodu je nízká životnost elektrolytických kondenzátorů, které se v meziobvodu vyskytují nejčastěji. Tuto nevýhodu lze potlačit použitím foliových kondenzátorů, které mají více odolné dielektrikum proti degradaci. Další nevýhodou je vysoká cena použitých kondenzátorů. Zdrojem stejnosměrného napětí může být i proudový meziobvod, ve kterém se energie akumuluje do magnetického obvodu cívky. Proudový meziobvod lze nalézt u některých typů vlakových souprav. Výhodou proudového meziobvodu je jeho vysoká životnost. Nevýhodou jsou jeho velké rozměry, které znemožňují jeho použití v malých zařízeních.

2 PULSNÍ MĚNIČE

2.1 Rozdělení měničů podle výstupního napětí

2.1.1 Stejnoseměrné měniče (DC/DC)

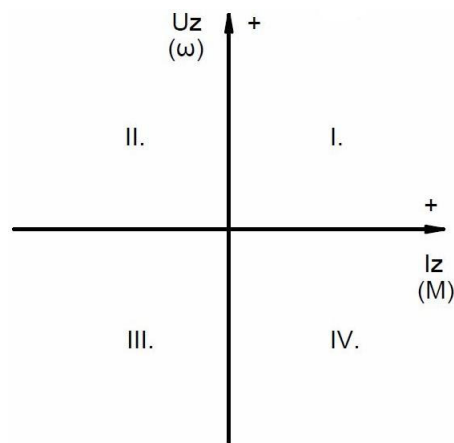
Zátěž těchto měničů musí mít výraznou indukční složku. Na výstup můžeme připojit stejnosměrný motor, nebo výstupní LC-filtr (dolní propust). Tyto měniče pracují v režimu pulsní šířkové modulace PWM s kmitočty od 2 do 20 kHz pro pohony, nebo do 200 kHz pro stabilizátory stejnosměrného napětí nižších výkonů. Z pohledu přenášeného činného výkonu je užitečná pouze stejnosměrná složka impulsního napětí. Přídavné vířivé a hysterenzní ztráty mohou způsobit vyšší spektrální složky. Hysterenzní ztráty se vyskytují v železe motoru nebo v tlumivce. Přídavné vířivé a hysterenzní ztráty nepřenášejí žádnou část užitečného výkonu [1].

2.1.2 Střídače (DC/AC)

U těchto měničů se zátěž z pohledu výstupních svorek jeví jako vysoce indukční. Na výstup můžeme připojit střídavý motor, a to buď asynchronní, nebo synchronní. Dále můžeme použít nízkofrekvenční transformátor, LC-filtr (dolní propust), nebo některou z jejich kombinací. Střídače se dělí na jednofázové nebo třífázové. Většinou pracují v režimu sinusové pulsní modulace PWM s kmitočty od 2 do 20 kHz. Z pohledu přenášeného činného výkonu lze využít pouze první harmonickou výstupního napětí. Ta leží v kmitočtové oblasti od 0 do 400 Hz [1].

2.2 Rozdělení měničů podle pracovních kvadrantů

Pokud na výstup pulsního měniče připojíme jako zátěž stejnosměrný motor, pak se motor chová jako aktivní zátěž, která se může nacházet ve čtyřech různých režimech. Můžeme je nazývat čtyři kvadranty VA-roviny, ty jsou vidět na Obr. 2.1. Aktivní zátěž vyjadřuje skutečnost, že náhradní schéma motoru může obsahovat nejen odpor R a indukčnost L , ale i vnitřní indukované napětí U_i . První a třetí kvadrant VA-roviny se nazývá motorický režim. Druhý a čtvrtý kvadrant VA-roviny se nazývá generátorický neboli brzdný režim [1].



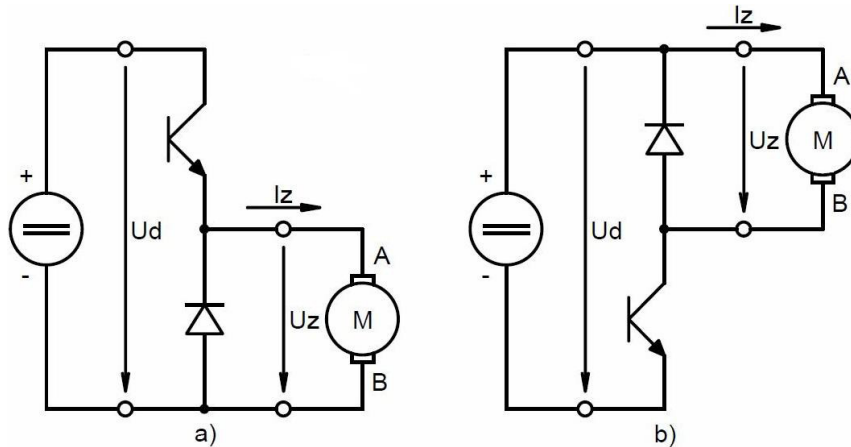
Obr. 2.1: Kvadranty VA-roviny, převzato z [1]

Pokud budeme uvažovat, že úhlová rychlost hřídele ω je úměrná indukovanému napětí U_i stroje (které je přibližně rovno napětí U_z), je zatěžovací moment M úměrný proudu I_z . Proto lze rovině $U_z - I_z$ na Obr. 2.1 přiřadit analogicky rovinu $\omega - M$. Chování pohonu můžeme sledovat z hlediska mechanických veličin na hřídeli stroje [1].

Vždy platí, že elektrická energie je čerpána ze zdroje U_d přes pulsní měnič do motoru v případě motorického režimu. Naopak v generátorickém režimu je mechanická energie zátěže přeměněna ve stroji na elektrickou a je čerpána přes pulsní měnič zpět do zdroje U_d . Pokud použijeme jako zdroj napětí U_d akumulátor, dochází k nabíjení akumulátoru. Pokud použijeme jako zdroj síťový napáječ, potom se veškerá energie uloží v kapacitě filtračního kondenzátoru, diody se uzavřou a napětí na kondenzátoru neomezeně vzrůstá. V tomto případě se jedná o problém, který odstraníme paralelním připojením výkonového brzdného vybíjecího odporu přes tranzistor ke kondenzátoru. Abychom tento problém vyřešili, je možné použít aktivní usměrňovač a vracet energii složitým způsobem zpět do sítě. Tento způsob je ekonomicky náročný a v praxi se moc nepoužívá [1].

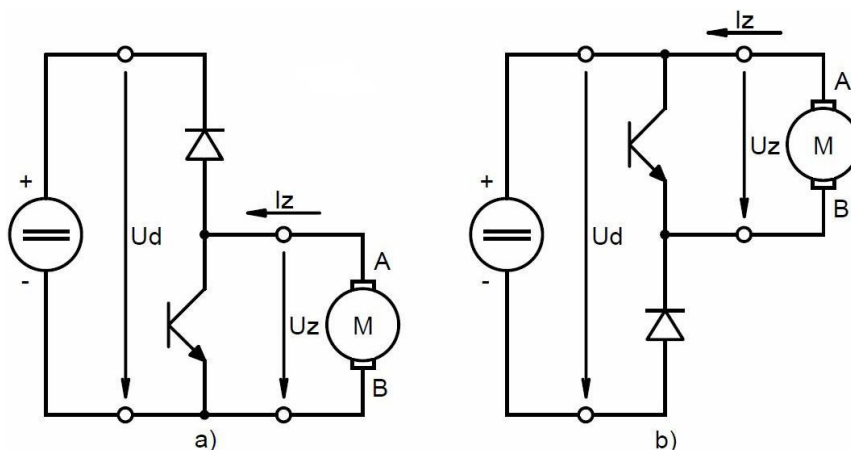
2.2.1 Jednokvadrantové měniče

Všechny pulsní měniče jsou složeny z tzv. spínačů, které se sestávají z vlastního spínacího tranzistoru a z nulové diody. Spínač je nutno chápat jako trojpól. Používají se zapojení jako horní spínač (kde je tranzistor nahoře), zobrazeno na obrázku Obr. 2.2a. Nebo zapojení jako dolní spínač, zobrazeno na obrázku Obr. 2.2b. Z těchto dvou zapojení se skládají všechny typy pulsních měničů [1].



Obr. 2.2: Horní a Dolní spínač pracující v I. kvadrantu, převzato z [1]

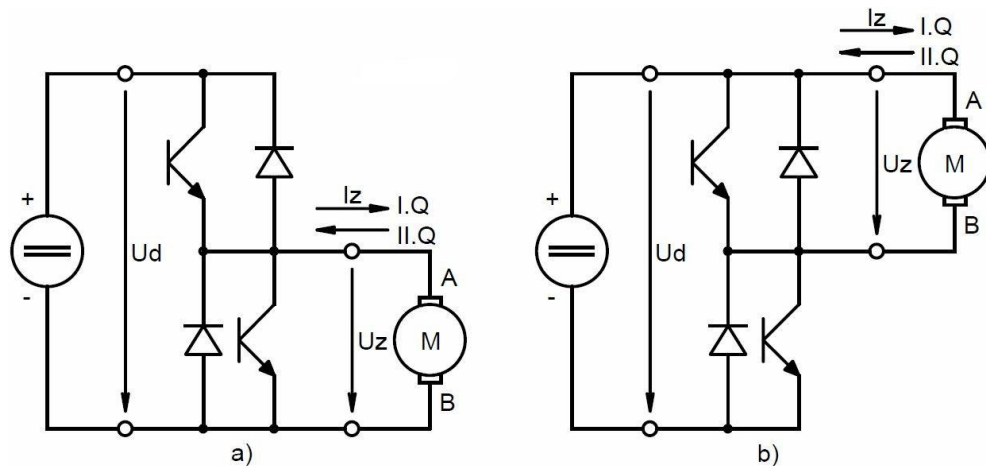
Nejjednodušší jednokvadrantový měnič má stejné zapojení jako dolní nebo horní spínač. Na Obr. 2.2 pracují oba měniče v prvním kvadrantu (motorický režim), kde je v obou případech svorka A kladná. Obě tyto zapojení jsou funkčně identická. Na Obr. 2.3 pracují stejné měniče ve druhém kvadrantu (generátorický režim) [1].



Obr. 2.3: Horní a Dolní spínač pracující v II. kvadrantu, převzato z [1]

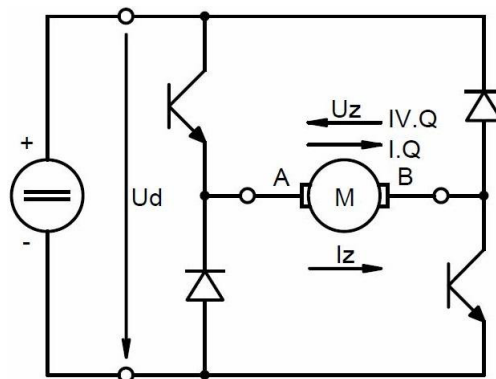
2.2.2 Dvoukvadrantové měniče

Na Obr. 2.4 jsou zobrazeny dvoukvadrantové měniče, které oba pracují v prvním a druhém kvadrantu. Zapojení lze použít, pokud chceme motor provozovat jak v motorickém, tak i v brzděném režimu. Protože je možný pouze jeden směr napětí (otáčení hřídele), bude se motor otáčet jen jedním směrem. Proud poteče oběma směry [1].



Obr. 2.4: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a II. kvadrantu, převzato z [1]

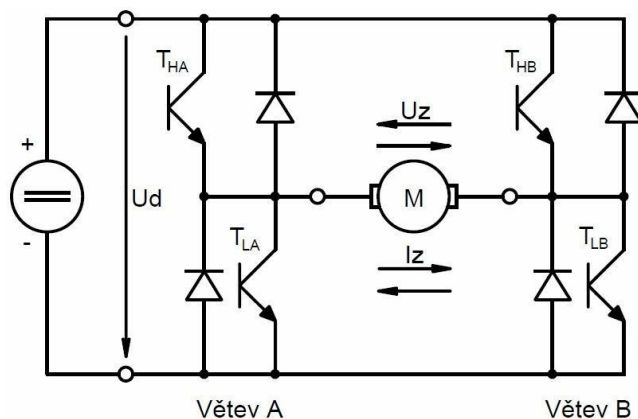
Dvoukvadrantový měnič může také pracovat v prvním a čtvrtém kvadrantu, jak je vidět na Obr. 2.5. Motor můžeme napájet změnou napájecího napětí (může se otáčet oběma směry). Zde je pouze jeden směr proudu. To má za následek, že měnič v prvním kvadrantu motor pohání a ve čtvrtém kvadrantu brzdí [1].



Obr. 2.5: Dvoukvadrantový měnič pracující v I. a IV. kvadrantu, převzato z [1]

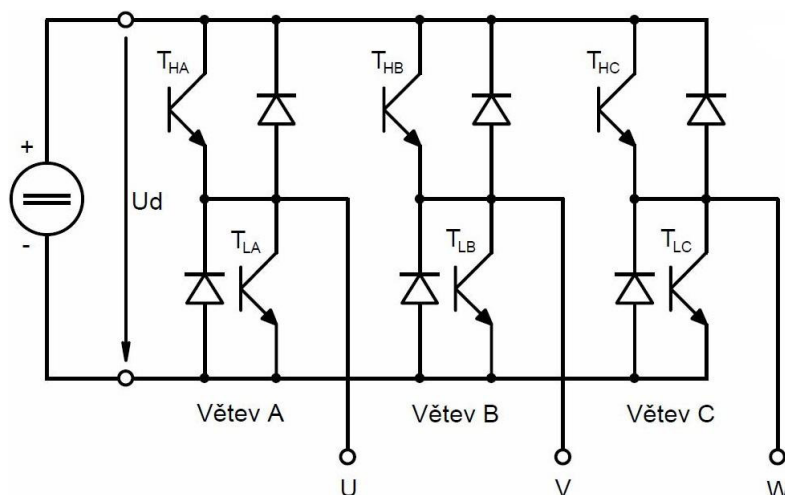
2.2.3 Čtyřkvadrantové měniče

Čtyřkvadrantový pulsní měnič může pracovat jako jednofázový střídač nebo jako stejnosměrný měnič. Jakou bude mít měnič funkci, závisí na způsobu řízení všech čtyř tranzistorů. Zapojení tohoto měniče je vidět na Obr. 2.6. Tento měnič je složen ze dvou větví A a B. Každá větev je potom tvořena paralelním spojením horního a dolního spínače [1].



Obr. 2.6: Jednofázový čtyřkvadrantový měnič, převzato z [1]

Na Obr. 2.7 je zobrazen třífázový střídač. Skládá se ze tří větví A, B, C. Větve spolu tvoří dvojice A-B, B-C, C-A. Tyto dvojice tvoří samostatné čtyřkvadrantové měniče, které spolu spolupracují. Třífázové střídače používáme k napájení třífázových asynchronních nebo synchronních motorů. Řízení měničů se provádí pomocí sinusové PWM. Nesinusová PWM se u měničů též možná, ale je technicky zastaralá a nepoužívá se [1].



Obr. 2.7: Třífázový čtyřkvadrantový měnič, převzato z [1]

3 ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

3.1 Třífázová pulsní šířková modulace

Větev střídače se skládá z horního a dolního spínače. Tyto spínače spolu pracují v komplementárním módu, kdy je sepnut vždy jen jeden z tranzistorů ve větvi. Pokud je ve větvi horní tranzistor T_{HA} sepnut, pak dolní tranzistor T_{DA} musí být vypnut a naopak. Z této podmínky lze definovat dva binární stavy pro každou větev, kde při stavu 0 je sepnut dolní tranzistor a při stavu 1 je sepnut horní tranzistor. Následně lze zavést spínací vektor $[a, b, c]^T$ pro celý střídač. V následujícím textu se nepředpokládá stav, kdy jsou oba tranzistory ve větvi vypnuté. Opačný stav, kdy jsou oba tranzistory sepnuté je zakázaný [2].

Z definice spínacího vektoru lze definovat pro sdružená napětí následující vztah.

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = u_{DC} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

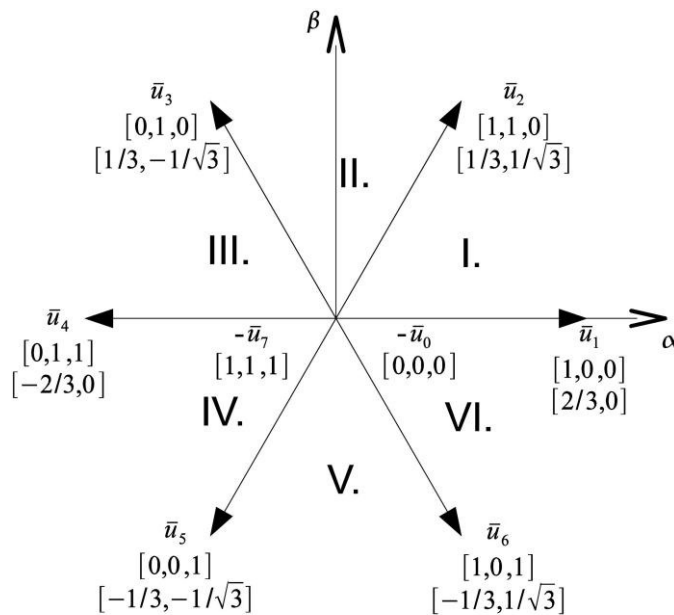
Vztah pro fázová napětí lze napsat následovně.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{u_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Tab. 3.1: Tabulka fázových, sdružených napětí a napětí ve stacionárních souřadnicích pro osm stavů sepnutí střídače, převzato z [2]

$[a, b, c]$	u_a	u_a	u_a	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	u_α	u_β	vektor
[0,0,0]	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{u}_0
[1,0,0]	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	u_{DC}	0	$-u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	0	\bar{u}_1
[1,1,0]	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	0	u_{DC}	$-u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_2
[0,1,0]	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-u_{DC}$	u_{DC}	0	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_3
[0,1,1]	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-u_{DC}$	0	u_{DC}	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	0	\bar{u}_4
[0,0,1]	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$\frac{2}{3}u_{DC}$	0	$-u_{DC}$	u_{DC}	$-\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_5
[1,0,1]	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{2}{3}u_{DC}$	$\frac{1}{3}u_{DC}$	u_{DC}	$-u_{DC}$	0	$\frac{1}{3}u_{DC}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}u_{DC}$	\bar{u}_6
[1,1,1]	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{u}_7

Střídač se v popsaném spínacím režimu může nacházet v osmi diskretních stavech sepnutí, které umožňují jednotlivé kombinace binárních prvků spínacího vektoru. Současně těchto osm stavů reprezentuje osm diskretních prostorových vektorů napětí ve stacionárním souřadném systému $\alpha\beta$. Tento stacionární systém lze vidět na Obr. 3.1. V Tab. 3.1 jsou uvedeny stavy spínacího vektoru a jejich výsledná fázová, sdružená napětí a složky prostorového napětí. V tabulce jsou znázorněny dva nulové stavy napětí \bar{u}_0 a \bar{u}_7 , kdy dochází k spínání všech horních tranzistorů nebo všech dolních tranzistorů střídače. Ostatních šest stavů, které se vyskytují v tabulce, se nazývají aktivními stavy. Vektory jsou symetricky pootočený v komplexní rovině $\alpha\beta$ o úhel $\pi/3$ a rovinu tak rozdělují na šest symetrických sektorů označenými římskými číslicemi I. až VI. [2].



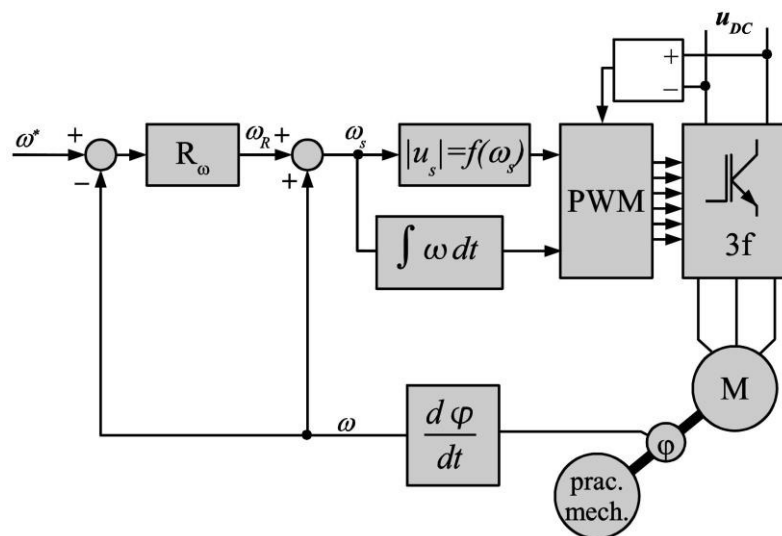
Obr. 3.1: Stavy sepnutí třífázového střídače v rovině $\alpha\beta$, převzato z [2]

Generování symetrické pulsní šířkové modulace probíhá porovnáváním prahových úrovní jednotlivých větvoých řídicích signálů (pwm_a , pwm_b , pwm_c) s hodnotou vratného čítače, který má tvar pily. Pokud je hodnota prahových úrovní pwm_x větší než hodnota vratného čítače, větve se nachází ve stavu 1. V opačném případě je větve v úrovni 0. Během jedné periody vratného čítače při symetrické modulaci lze pro různé prahové hodnoty jednotlivých větví pwm_x porovnat ne jedné polovině periody jednotlivé stavy sepnutí střídače, ve druhé polovině se stavy opakují v opačném pořadí. Velikost pwm_x odpovídá velikosti středních hodnot větvoých napětí na modulační periodě T_{pwm} . Větvovému napětí $U_{Vx} = -U_{DC}/2$ odpovídá hodnota $pwm_x = 0$ a větvovému napětí $U_{Vx} = +U_{DC}/2$ odpovídá hodnota $pwm_x = 1$ [2].

3.2 Skalární řízení

Řízení asynchronního motoru pomocí skalárního řízení je založeno na znalosti statických charakteristik řízeného motoru. Ve skalárním řízení se nastavuje frekvence a amplituda napájecího třífázového napětí, aby byl motor schopen dosáhnout žádaného točivého momentu při zadané frekvenci. Statické charakteristiky tedy nerespektují elektromagnetické děje v asynchronním motoru. Skalární řízení je možné realizovat bez regulační smyčky proudu (pokud je motor napájen ze zdroje napětí) nebo s použitím regulační smyčky proudu (asynchronní motor napájen ze zdroje proudu). Výstupem tohoto algoritmu je amplituda prostorového vektoru napětí a jeho natočení v daném okamžiku. Prostorový vektor se otáčí okamžitou úhlovou rychlostí ω_s . Integrálem této úhlové rychlosti je okamžitý úhel ϑ_s . Ze statických charakteristik asynchronního motoru vyplývá amplituda prostorového vektoru [2].

Algoritmus skalárního řízení je schematicky zobrazen na Obr. 3.2. Schéma lze vysvětlit následovně: k žádané hodnotě otáček ω^* je přičtena měřená mechanická úhlová rychlost. Následuje regulátor úhlové rychlosti, na jehož výstupu se nachází rotorová úhlová frekvence. Tato frekvence je posléze přičtena k měřené mechanické úhlové rychlosti. Výsledkem tohoto součtu je synchronní úhlová rychlost. V následujícím bloku se generuje výsledné statorové napětí, které je funkcí synchronní úhlové frekvence [2].



Obr. 3.2: Schéma skalárního řízení bez podřízené proudové smyčky, převzato z [2]

Model elektromagnetických dějů asynchronního motoru v obecném souřadném systému lze vyjádřit dle následujících rovnic.

$$\bar{u}_{s,xy} = R_s \bar{i}_{s,xy} + \frac{d\bar{\Psi}_{s,xy}}{dt} + \mathbf{j}\omega_K \bar{\Psi}_{s,xy} \quad (3.3)$$

$$\bar{u}_{R,xy} = R_R \bar{i}_{R,xy} + \frac{d\bar{\Psi}_{R,xy}}{dt} + \mathbf{j}(\omega_K - \omega) \bar{\Psi}_{R,xy} \quad (3.4)$$

Z rovnic (3.3) a (3.4) lze odvodit závislost velikosti prostorového vektoru napětí. V rovnicích je následně uvažovaná podmínka $\omega_K = \omega_s$. Zvolením tohoto souřadného systému získáme v rovnicích ω_s a $\omega_R = \omega_s - \omega$. Asynchronní motor s kotvou nakrátko má v ustáleném stavu $\bar{u}_{R,dq} = 0$.

$$\bar{u}_{s,dq} = R_s \bar{i}_{s,dq} + \mathbf{j}\omega_s \bar{\Psi}_{s,dq} \quad (3.5)$$

$$0 = R_R \bar{i}_{R,dq} + \mathbf{j}\omega_R \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.6)$$

Závislosti prostorových vektorů proudů na prostorových vektorech spřažených magnetických toků jsou zobrazeny v rovnicích (3.7) a (3.8).

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_s \sigma} \left(\bar{\Psi}_s - \frac{M_h}{L_R} \bar{\Psi}_R \right) \quad (3.7)$$

$$\bar{i}_R = \frac{1}{L_R \sigma} \left(\bar{\Psi}_R - \frac{M_h}{L_s} \bar{\Psi}_s \right) \quad (3.8)$$

Kde symbol σ je činitel rozptylu a má velikost.

$$\sigma = 1 - \frac{M_h^2}{L_s L_R} \quad (3.9)$$

Jedním z požadavků skalárního řízení je zajistit konstantní sycení motoru. Je tedy zapotřebí zajistit konstantní jmenovitou amplitudu některého ze spřažených magnetických toků, nejčastěji $|\bar{\Psi}_{R,dq}| = \Psi_{RN}$. Z rovnic (3.5) a (3.6) vyloučíme proudy statoru a rotoru dosazením z rovnic (3.7) a (3.8).

$$\tau_s \sigma \bar{u}_{s,dq} = (1 - \mathbf{j}\tau_s \sigma \omega_s) \bar{\Psi}_{s,dq} - \frac{M_h}{L_R} \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.10)$$

$$0 = (1 - \mathbf{j}\tau_R \sigma \omega_R) \bar{\Psi}_{R,dq} - \frac{M_h}{L_s} \bar{\Psi}_{s,dq} \quad (3.11)$$

Rovnice (3.11) určuje vzájemný vztah spřažených magnetických toků statoru a rotoru v ustáleném stavu. Statorový spřažený tok se vyjádří následovně.

$$\bar{\Psi}_{s,dq} = \frac{L_s}{M_h} (1 - \mathbf{j}\tau_R \sigma \omega_R) \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.12)$$

Tento statorový spřažený tok dosadíme do rovnice (3.10) a vyjádříme statorové napětí [2].

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s \sigma} \left[\frac{L_s}{M_h} (1 - \mathbf{j} \tau_s \sigma \omega_s) (1 - \mathbf{j} \tau_R \sigma \omega_R) - \frac{M_h}{L_R} \right] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.13)$$

Hranatou závorkou lze rozložit na reálnou a imaginární část.

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s \sigma} \frac{L_s}{M_h} \left[\left(1 - \frac{M_h^2}{L_s L_R} - \tau_s \tau_R \sigma^2 \omega_s \omega_R \right) + \mathbf{j} (\tau_s \sigma \omega_s + \tau_R \sigma \omega_R) \right] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.14)$$

Rovnici je nutno ještě upravit do následujícího tvaru.

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} \left[(1 - \tau_s \tau_R \sigma \omega_s \omega_R) + \mathbf{j} (\tau_s \omega_s + \tau_R \omega_R) \right] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (3.15)$$

Amplituda statorového napětí při skalárním řízení na konstantní tok rotoru má podobu následující závislosti.

$$|\bar{u}_{s,dq}| = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} \Psi_{RN} \sqrt{(1 - \tau_s \tau_R \sigma \omega_s \omega_R)^2 + (\tau_s \omega_s + \tau_R \omega_R)^2} \quad (3.16)$$

Z předchozí rovnice je možné konstatovat, že statorové napájecí napětí je nejen závislé na napájecí úhlové rychlosti ω_s , ale také na rotorové úhlové frekvenci ω_R . Rotorová frekvence má vliv na statorové napájecí napětí, jelikož souvisí se zátěžným momentem na hřídeli asynchronního motoru. Vliv mechanické zátěže se v praxi často zanedbává, a proto můžeme závislost přepsat do následujícího tvaru.

$$|\bar{u}_{s,dq}| = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} \Psi_{RN} \sqrt{(1 + \tau_s \omega_s)^2} \quad (3.17)$$

Tomuto způsobu řízení odpovídá schéma na Obr. 3.2.

Jestliže potřebujeme v dané aplikaci zajistit regulační omezení proudu, je zapotřebí použít regulační schéma na obrázku Obrázek 3.3. Výslednou amplitudu proudu zjišťujeme na základě dvou snímaných hodnot fázových proudů na výstupu střídače. Pro tyto fázové proudy platí podmínka $i_a + i_b + i_c = 0$ pokud asynchronní motor nemá vyvedený střed vinutí.

Prostorový vektor statorového proudu lze napsat následovně. Konstanta 2/3 je v rovnici zavedena, aby maximální absolutní hodnota fázových veličin odpovídala velikosti prostorového vektoru dané veličiny.

$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{2}{3} (i_a(t) \bar{a}^0 + i_b(t) \bar{a}^1 + i_c(t) \bar{a}^2) \quad (3.18)$$

Ve rovnici se vyskytuje symbol \bar{a} , který se nazývá komplexní jednotkový vektor a jeho mocniny odpovídají s orientací os vinutí jednotlivých fází. Tento komplexní vektor lze vyjádřit následovně.

$$\bar{a} = e^{-\mathbf{j} \frac{2\pi}{3}} \quad (3.19)$$

Vztah pro získání absolutní hodnoty statorového proudu plyne z definice prostorového vektoru proudu popsaného v rovnici (3.18). Tuto rovnici dále rozepíšeme [2].

4 NÁVRH VÝKONOVÉ ČÁSTI STŘÍDAČE

4.1 Zadané parametry a rozbor řešení

Předpokládané parametry vysokootáčkového asynchronního motoru:

$P_{mech} = 6000 \text{ W}$ – Mechanický výkon na hřídeli motoru

$\eta_{mot} = 0,9$ – Účinnost motoru

$\cos\varphi = 0,7$ – Účinitel motoru

$n_{mot} = 120000 \text{ ot/min}$ – Otáčky motoru

$U_{UV} = 400 \text{ V}$ – Sdružené napětí na svorkách motoru

Parametry měniče:

$P_d = 7000 \text{ W}$ – Činný výkon odebíraný z napěťového meziobvodu

$f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$ – Spínací frekvence

$f_{out} = 2 \text{ kHz}$ – Frekvence 1. harmonické výstupního napětí

V následujících kapitolách této diplomové práce je podrobně vysvětlen návrh střídače pro experimentální třífázový vysokootáčkový asynchronní motor o jmenovitém výkonu 6 kW. Střídač je napájen z třífázové sítě. Je zde vysvětlen výpočet napěťového meziobvodu a správný výběr jednotlivých komponent tohoto meziobvodu. Napěťový meziobvod napájí zvolený třífázový výkonový modul CCS050M12CM2. Jsou zde popsány použité desky budičů. Práce se také zabývá dimenzováním výkonových polovodičových součástek. Je zde vysvětleno snímání napětí a proudů ve střídači. Dále je vytvořena simulace celého střídače v programu Matlab Simulink. Je zde vysvětlen postup při návrhu desek plošných spojů tohoto střídače. V závěru práce je vysvětlena konstrukce střídače a postup při ožívání střídače.

4.2 Výpočty výkonů a napětí v měniči

V následujících rovnicích jsou vypočteny výkony motoru potřebné pro návrh střídače. Taktéž jsou zde vypočteny velikosti základních napětí ve střídači. Ve výpočtech je uvažován tzv. modulační činitel, který představuje poměr amplitudy 1. harmonické sdruženého napětí na výstupu střídače ku mezilehlému napětí U_d . Při použití kvalitní sinusové PWM nabývá modulační činitel stavům 0 až 1 [3].

Velikost činného výkonu 1. harmonické na svorkách motoru je vypočtena v následující rovnici. Pro výpočet je použita předpokládaná účinnost motoru.

$$P_{\xi} = \frac{P_{mech}}{\eta_{mot}} = \frac{6000}{0,9} = 6666,666 \text{ W} \quad (4.1)$$

Dále je vypočtena velikost zdánlivého výkonu 1. harmonické na svorkách motoru. Zde je použita velikost činného výkonu 1. harmonické spolu se jmenovitým účinníkem motoru, který je vyjádřený čistě pro sinusové neboli síťové napájení.

$$S = \frac{P_{\xi}}{\cos\varphi} = \frac{6666,666}{0,7} = 9523,808 \text{ W} \quad (4.2)$$

Výpočet sdruženého síťového napětí.

$$U_s = \sqrt{3} \cdot U_f = \sqrt{3} \cdot 230 = 398,371 \text{ V} \quad (4.3)$$

Pro následující výpočty je zapotřebí vypočítat velikost amplitudy napětí v meziobvodu.

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_s = \sqrt{2} \cdot 398,371 = 563,382 \text{ V} \quad (4.4)$$

Velikost výstupního mezilehlého napětí je vypočtena v následující rovnici. Pokles napětí v meziobvodu je zvolen 20 V.

$$U_d = U_m - \left(\frac{\Delta U}{2}\right) = 563,382 - \left(\frac{20}{2}\right) = 553,382 \text{ V} \quad (4.5)$$

Výpočet maximální efektivní hodnoty 1. harmonické sdruženého napětí na výstupu střídače je vidět v následující rovnici. Index AB představuje sdružené napětí mezi větvemi A-B. Vypočtená velikost sdruženého napětí na výstupu střídače je menší než štítková hodnota asynchronního motoru, která je 400 V.

$$U_{AB1ef} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} = \frac{553,382}{\sqrt{2}} = 391,300 \text{ V} \quad (4.6)$$

Celková efektivní hodnota sdruženého napětí na výstupu střídače je vypočtena v následující rovnici. Jedná se o efektivní hodnotu celého spektra [3].

$$U_{ABef} = U_d \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M}{\pi}} = 553,382 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{\pi}} = 441,535 \text{ V} \quad (4.7)$$

4.3 Výpočet proudu tranzistoru a nulové diody

Výpočet velikosti maximální hodnoty amplitudy 1. harmonické fázového proudu na výstupu střídače je vidět v rovnici (4.8). Pro výpočet tohoto proudu je použita velikost zdánlivého výkonu 1. harmonické na výstupních svorkách třífázového střídače a mezilehlého napětí v meziobvodu. Velikost této amplitudy fázového proudu odpovídá velikosti jmenovitého či typového proudu tranzistoru I_{Tm} , který je v dokumentacích také označován jako špičkový trvale opakovaný proud. Proud I_{Tm} je možno označit za trvalý stejnosměrný proud, pokud je dosaženo dobrého chlazení tranzistoru. Překročení proudu I_{Tm} vede za následek nárůstu saturačního napětí sepnutého tranzistoru, což způsobí přehřátí a následné zničení tranzistoru [3].

$$I_{A1m} = I_{Tm} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{S}{U_d} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{9523,808}{553,382} = 19,872 \text{ A} \quad (4.8)$$

V následující rovnici je vypočtena velikost efektivní hodnoty 1. harmonické fázového proudu ze znalosti amplitudy této 1. harmonické.

$$I_{A1ef} = \frac{I_{A1m}}{\sqrt{2}} = \frac{19,872}{\sqrt{2}} = 14,052 \text{ A} \quad (4.9)$$

Kolektorový proud tranzistoru i proud nulové diody má tvar izolovaných pulzů o proměnné velikosti a střídě. Velikost je určena tvarem kvazisinusového fázového proudu. Střída je charakterizována větvoším napětím, a tedy i fázovým napětím. Aby bylo možné stanovit rozložení proudu mezi tranzistorem a nulovou diodou je nutné znát účinník asynchronního motoru, který se mění se zatížením motoru. Při změně účinníku se vzájemně složitě mění velikost a střída proudových impulzů procházející tranzistorem a nulovou diodou [3].

Výpočet středních hodnot proudu tranzistoru a nulové diody [4].

$$I_{Tstř} = I_{A1m} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) = 19,872 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,7 \right) = 5,170 \text{ A} \quad (4.10)$$

$$I_{D0stř} = I_{A1m} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) = 19,872 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,7 \right) = 1,155 \text{ A} \quad (4.11)$$

Výpočet efektivních hodnot proudu tranzistoru a nulové diody [4].

$$I_{Tef} = I_{A1m} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M}{3\sqrt{3}\pi} \cdot \cos\varphi} = 19,872 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3}\pi} \cdot 0,7} = 9,123 \text{ A} \quad (4.12)$$

$$I_{D0ef} = I_{A1m} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot M}{3\sqrt{3}\pi} \cdot \cos\varphi} = 19,872 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3}\pi} \cdot 0,7} = 3,936 \text{ A} \quad (4.13)$$

4.4 Výkonový modul střídače

Výkonové moduly jsou elektronická zařízení, jenž obsahují několik výkonových součástek. Nejčastěji výkonové moduly obsahují kombinaci s MOSFET či IGBT tranzistory spolu s výkonovými diodami. Moduly jsou využívány v mnoha aplikacích, kde dochází k regulaci výkonu. Příkladem mohou být výkonové záložní zdroje, přeměna solární a větrné energie, indukční ohřevy, aktivní usměrňovače, třífázová korekce účinníku (PFC) nebo pohony motorů [5].

Pro konstrukci třífázového střídače je vybrán výkonový polovodičový modul CCS050M12CM2 od společnosti CREE. Výkonový modul je možné vidět na Obr. 4.1. Jedná se o bezpotenciálový modul s izolačním napětím 2,5 kV. Tento modul je složen ze šesti MOSFETů z karbidu křemíku (SiC) a ze šesti rychlých schottkyho diod taktéž z karbidu křemíku. Tranzistory modulu jsou dimenzovány na napětí 1200 V a na jmenovitý proud 50 A. Maximální špičkový proud tranzistorem je 250 A. Modul je schopný pracovat do ztrátového výkonu 312 W při jeho maximální teplotě čipu 150 °C. Výstupní napětí, které vychází z budiče může dosahovat napětí -10 až +25 V. Zapínací děj dle dokumentace probíhá 51 ns s a vypínací děj probíhá 69 ns při respektování zpoždění. Součástí modulu je integrovaný NTC termistor, který měří skutečnou vnitřní teplotu modulu. Výška modulu od chladiče je 17 mm [5].



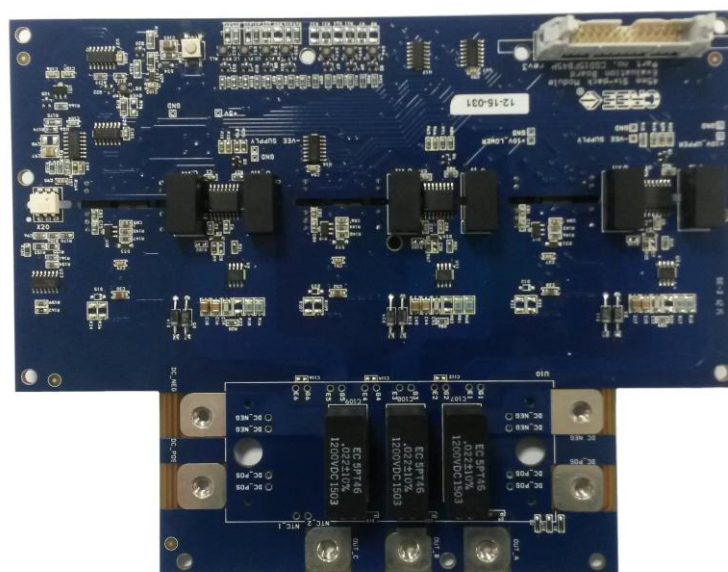
Obr. 4.1: Výkonový modul CCS050M12CM2, převzato z [5]

Použití výkonových modulů ve střídačích je velmi výhodné, jelikož dochází k velké integraci výkonových součástek a nedochází tedy ke zvětšování velikosti zařízení. Součástky jsou umístěny v jednom pouzdře a je tedy jednodušší je umístit na chladič. Součástky umístěny blízko sebe v jednom modulu vykazují nižší parazitní indukčnost přívodů, než kdyby byly umístěny diskrétně na desce plošných spojů. Moduly založené na technologii SiC vykazují nižší odpor v propustném směru a vyšší spínací frekvence než čistě křemíkové moduly. U modulů ze SiC je nutné dbát větší zřetel na parazitní jevy jako je indukčnost a kapacita, jelikož v důsledku rychlého spínání velkých napětí a proudů vznikají rychlé napěťové a proudové pulsy. Při návrhu měničů o vysokých spínacích kmitočtech a vysokých výkonů je nutné snižovat parazitní indukčnost při návrhu desek plošných spojů [6].

4.5 Budiče výkonových tranzistorů

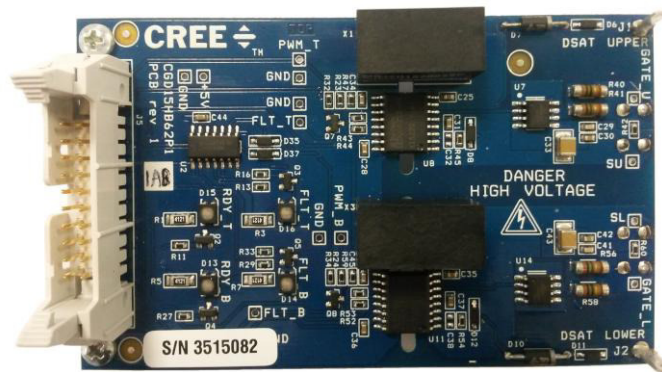
Základní úlohou budícího obvodu je zajistit generování řídicího signálu pro řídicí elektrodu výkonového tranzistoru. Řídicí signál musí odpovídat potřebným proudovým a napěťovým úrovním. Budící obvod také zajišťuje galvanické oddělení řídicího signálu v místě mezi silovým a řídicím obvodem. Vlastnostmi galvanického oddělení je dostatečná izolační pevnost a co možná nejmenší parazitní indukčnost. Budící obvod je namáhán napěťovými pulsy s velkou strmostí, v důsledku rychlého spínání výkonových tranzistorů v silovém obvodu. Pro spínání tranzistorů s velkou strmostí nelze použít pro galvanické oddělení řídicího signálu optočleny, jelikož mají malou odolnost vůči rušení. Proto se pro tyto tranzistory používá galvanické oddělení na magnetickém principu. Budič je taktéž napájen z galvanicky odděleného zdroje. Součástí budiče jsou rychlé elektronické ochrany, které chrání řízený tranzistor. Hlavní ochranou je saturační ochrana, která chrání tranzistor vůči nadproudům. Elektronické ochrany také kontrolují přítomnost napájecího napětí, maximální teplotu a přepětí v meziobvodu [7].

Buzení výkonového modulu je realizováno budičem CGD15FB45P od společnosti CREE. Jedná se o šesti kanálový budič pro 1200 V SiC MOSFETy. Součástí budiče je teplotní, zkratová a podpětíová ochrana. Teplotní ochrana vypne budiče, pokud teplota snímaná pomocí NTC termistoru na modulu přesáhne 115 °C. Maximální spínací frekvence této budící desky je 150 kHz. Napájena je ze zdroje 15 V a při spínání je schopná odebírat ze zdroje až 1 A. Jedná se již o starší model budící desky od společnosti CREE, který je nahrazen nejnovější verzí CGD15FB45P1. Nová verze dosahuje lepších parametrů i menších rozměrů. Její maximální spínací frekvence je 250 kHz. Nová verze má nižší spotřebu v nezátíženém režimu [8].



Obr. 4.2: Deska budičů výkonového modulu CGD15FB45P

Buzení výkonového tranzistoru brzdného odporu je zprostředkováno pomocí budiče CGD15HB62P1, který je vhodný pro 1200 V SiC MOSFETy. Budič má pouze dva výstupní kanály a hodí se tedy pro dva tranzistory ve větvi. Připojení tranzistorů k tomuto budiči je realizováno pomocí násuvných pinů. Maximální spínací frekvence je 64 kHz. Budič obsahuje zkratovou a podpětňovou ochranu [9].



Obr. 4.3: Deska budiče tranzistoru brzdného odporu CGD15HB62P1

Oba typy budičů od společnosti CREE použité ve střídači mají téměř stejné součástky na desce. Oddělení řídicích signálů je realizováno pomocí obvodu 1ED020112-F2 od společnosti Infineon. Jedná se o jednorázový IGBT budič s výstupním proudem 2 A. Logické vstupy pracují při napětí 0 až 5 V a mohou být přímo připojené k mikroprocesoru. Přenos řídicích signálů přes galvanické oddělení je realizováno pomocí integrovaného bezjádrového transformátoru. Napájení vstupní části je pomocí lineárního stabilizátoru 5 V, který je umístěn na spodní straně desky. Napájení výstupní části za galvanickým oddělením je realizováno pomocí MGJ2D152005SC od společnosti Murata Power Solutions. Jedná se o DC/DC měnič pro napájení budičů pro IGBT či MOSFET tranzistory. Měnič je napájen stejnosměrným napětím 15 V. Výstupní napětí je +20 V a -5 V. Třída MGJ2 se vyznačuje vysokou izolační odolností a vysokou odolností na strmosti napětí od spínání tranzistorů. Měnič má izolační odolnost 5,2 kV DC a je schopný dodat do zátěže výkon 2 W. Maximální teplota tohoto měniče je 100 °C. Za galvanickým oddělením řídicích signálů se nachází posilovací budič výkonových MOSFET tranzistorů IXDN609SI od společnosti IXYS. Budič je vhodný pro nejmodernější modely IGBT a MOSFET tranzistorů. Je schopný pracovat se špičkovým proudem 9 A. Napěťový rozsah má od 4,5 do 35 V. Logické vstupy nejsou negované a pracují také při napětí 0 až 5 V. Vnitřní zapojení je složeno z emitorového sledovače, který obsahuje dva MOSFET tranzistory. Budič má malé zpoždění a rychlé hrany napětí při zapínání a vypínání. Je tedy vhodný pro vysokofrekvenční a výkonové spínání tranzistorů [10], [11], [12].

4.6 Výpočet ztrát výkonového modulu

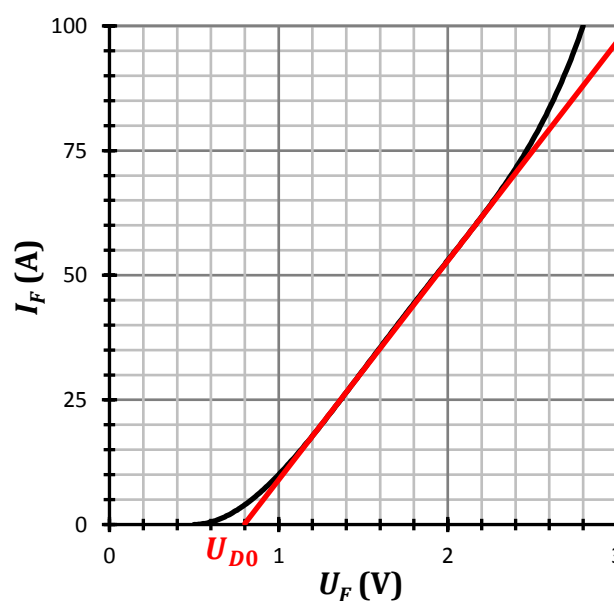
Výkonové ztráty ve střídačích vznikají výhradně v polovodičových součástkách. Největší ztráty vznikají v tranzistorech a v nulových diodách výkonových modulů. Celkové ztráty v polovodičových součástkách jsou součtem dvou ztrát, a to vodivostních a přepínacích ztrát. Vodivostní ztráty závisí na velikosti proudu procházejícím kolektorem a na napětí mezi kolektorem a emitorem. Přepínací ztráty vznikají při zapínání a vypínání tranzistoru. Závisí na velikosti napětí v meziobvodu, proudu do zátěže a na dynamických parametrech tranzistoru [13].

Velikost dynamického odporu tranzistoru v sepnutém stavu $R_{DS(on)}$ je odečtena z grafu č. 5 v dokumentaci modulu a má velikost 43 mΩ. Tato hodnota je odečtena z grafu při uvažování podmínek, kde teplota čipu je 150 °C, napětí U_{GS} je rovno 20 V a procházející proud I_{Tm} má amplitudu o velikosti 19,872 A. Při uvažování pokojové teploty, stejného napětí mezi Gate-Source a stejného procházejícího proudu má odpor tranzistoru v sepnutém stavu velikost 25 mΩ [5].

Výpočet vodivostních ztrát jednoho tranzistoru výkonového modulu je vidět v následujícím kroku. Vodivostní ztráty jsou vypočteny jako činný výkon na lineárním odporu. Je zde uvažovaný předpokládaný efektivní proud tranzistorem.

$$P_{Tved} = R_{DS(on)} \cdot I_{Tef}^2 = 43 \cdot 10^{-3} \cdot 9,123^2 = 3,579 \text{ W} \quad (4.14)$$

Dalším krokem je výpočet vodivostních ztrát nulové diody. V technické dokumentaci není udána velikost dynamického odporu nulové diody. Z tohoto důvodu je jeho velikost odečtena v dokumentaci z grafu č. 11, který znázorňuje charakteristiku diody v propustném směru při uvažování teploty čipu 150 °C. Tato závislost nulové diody v propustném směru je vidět na Obr. 4.4 [5].



Obr. 4.4: Závislost nulové diody v propustném směru při 150 °C, převzato z [5]

Výpočet dynamického odporu nulové diody při uvažování maximální teploty čipu usměrňovače, kdy je závislost nulové diody v propustném směru nejvíce nakloněna a má tedy největší dynamický odpor.

$$R_{DF} = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F} = \frac{U_{F2} - U_{F1}}{I_{F2} - I_{F1}} = \frac{1,95 - 1,35}{50 - 25} = 24 \text{ m}\Omega \quad (4.15)$$

Výpočet vodivostních ztrát nulové diody se vypočte jako činný výkon na nelinearitě typu „lomená přímka“. Velikost prahového napětí nulové diody U_{D0} je získáno z Obr. 4.4.

$$P_{D0ved} = U_{D0} \cdot I_{D0stř} + R_{DF} \cdot I_{D0ef}^2 = 0,8 \cdot 1,155 + 24 \cdot 10^{-3} \cdot 3,936^2 = 1,295 \text{ W} \quad (4.16)$$

Celkové vodivostní ztráty výkonového modulu jsou vypočteny v následující rovnici. Jednotlivé ztráty v předchozích krocích jsou vypočteny pro jednotlivé součástky, proto je potřeba vodivostní ztráty jednotlivých součástek vynásobit počtem tranzistorových spínačů v modulu.

$$P_{ved} = 6 \cdot (P_{Tved} + P_{D0ved}) = 6 \cdot (3,579 + 1,295) = 29,249 \text{ W} \quad (4.17)$$

Výpočet celkových přepínacích ztrát výkonového modulu se skládá z frekvence spínání tranzistorů, energie při zapínacím ději a z energie při vypínacím ději. Energie jsou uvažovány pro napětí v meziobvodu 600 V, proud procházející tranzistorem 19,872 A a teplotu pouzdra modulu 150 °C.

$$P_{přep} = 6 \cdot f_{PWM} \cdot (E_{on} + E_{off}) = 6 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot (0,5 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-3}) = 84 \text{ W} \quad (4.18)$$

Celkové ztráty na výkonovém modulu při jmenovitém zatížení motoru jsou 113,249 W. Přepínací ztráty jsou zřetelně vyšší než vodivostní ztráty. Zvyšování spínací frekvence povede k navýšení přepínacích ztrát. Při použití spínací frekvence 30 kHz jsou přepínací ztráty rovny hodnotě 126 W. Zvýšená frekvence způsobí méně zvlněné napětí na výstupu střídače.

Vodivostní ztráty lze snížit pomocí zapojování více polovodičových součástek paralelně, kdy dochází ke snižování odporu součástky v sepnutém stavu. Teplota čipu má na vodivostní ztráty nezanedbatelný vliv. Přepínací ztráty lze snížit pomocí použití moderních rychlých polovodičových součástek, které mají rychlejší zapínací a vypínací děj. Použit lze polovodičové součástky z karbidu křemíku (SiC), které jsou v současné moderní výkonové elektronice velmi požívané. Další možností je použití moderních rychlých galium nitridových (GaN) polovodičových součástek, které zatím nejsou k dostání na trhu s takovými napěťovými a výkonovými parametry jako součástky z karbidu křemíku. Zapojením rezonančních či odlehčovacích obvodů lze také snížit přepínací ztráty [13].

4.7 Návrh usměrňovače a filtračních kondenzátorů

Usměrnění třífázového síťového napětí je realizováno pomocí šestipulsního můstkového usměrňovače. U šestipulsního usměrňovače nejsou hodnoty kapacity a indukčnosti kritické, jelikož je napětí na výstupu usměrňovače málo zvlněné. Vynecháním tlumivky nedojde v napěťovém meziobvodu ke změně velikosti napětí. Naopak kapacita nesmí v napěťovém meziobvodu chybět, jelikož musí být napěťový meziobvod schopný i energii krátkodobě pohlcovat [3].

Pro správný výběr usměrňovače a filtračních kondenzátorů je zapotřebí vypočítat celkový výkon napěťového meziobvodu. Výkon P_d reprezentuje celkový činný výkon odebraný z napěťového meziobvodu. Jeho velikost je složena z činného výkonu 1. harmonické na svorkách motoru, celkových vodivostních ztrát a celkových přepínacích ztrát výkonového modulu [3].

$$P_d = P_{\check{c}} + P_{ved} + P_{přep} = 6666,666 + 29,239 + 84 = 6779,905 \text{ W} \quad (4.19)$$

Výpočet středního mezilehlého proudu z meziobvodu je realizován jako poměr celkového výstupního činného výkonu napěťového meziobvodu a výstupního mezilehlého napětí

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{6779,905}{553,382} = 12,251 \text{ A} \quad (4.20)$$

Je třeba si stanovit relativní pokles napětí, který je dán poměrem poklesu napětí a amplitudy napětí v meziobvodu.

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{20}{563,382} = 0,035 \quad (4.21)$$

Pro zjednodušení výpočtů je vyčíslena následující konstanta.

$$\arccos(1 - \delta) = \arccos(1 - 0,035) = 0,267 \quad (4.22)$$

Doba nabíjecího intervalu kondenzátoru je stanovena dle následujícího výpočtu. Kde T představuje periodu síťového napětí.

$$t_n = \frac{T}{2 \cdot \pi} \cdot \arccos(1 - \delta) = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi} \cdot 0,267 = 0,851 \text{ ms} \quad (4.23)$$

Velikost potřebné kapacity filtračních kondenzátorů lze vypočítat dle následující rovnice.

$$\begin{aligned} C &= \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) \right] = \\ &= \frac{20 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot \frac{12,251}{20} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot 0,267 \right] = 1,5 \text{ mF} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Dále je třeba ověřit, zda je kapacita filtračních kondenzátorů dostatečně velká. Kritická kapacita vypočtená v následující rovnici představuje minimální hodnotu kapacity, kdy napětí klesá z maximální hodnoty amplitudy nejstrměji.

$$C_{krit} = \frac{T \cdot I_d}{\pi \cdot U_m} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 12,251}{\pi \cdot 563,382} = 138,436 \mu\text{F} \quad (4.25)$$

Následně je zapotřebí vypočítat efektivní hodnotu kapacitního proudu filtračními kondenzátory. Střední mezilehlý proud je násoben konstantou, která se nejčastěji pohybuje v rozmezí 2,5 až 4. Tato konstanta se liší dle použití měniče.

$$I_{cef} = 3 \cdot I_d = 3 \cdot 12,251 = 36,753 \text{ A} \quad (4.26)$$

Špičkovou hodnotu proudu lze vypočítat dle následující rovnice.

$$\begin{aligned} I_{max} &= I_d \cdot \left[1 + \frac{\pi}{\delta} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) \right) \cdot \sin(\arccos(1 - \delta)) \right] = \\ &= 12,251 \cdot \left[1 + \frac{\pi}{0,035} \cdot \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot 0,267 \right) \cdot \sin(0,267) \right] = 83,332 \text{ A} \end{aligned} \quad (4.27)$$

Pro zjednodušení výpočtu efektivní hodnoty proudu za usměrňovačem jsou vypočteny tři koeficienty.

$$\begin{aligned} c_1 &= \frac{3 \cdot \pi}{4 \cdot \delta^2} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) \right]^2 = \frac{3 \cdot \pi}{4 \cdot 0,035^2} \cdot \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \cdot 0,267 \right]^2 = \\ &= 115,235 \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} c_2 &= 2 \cdot \arccos(1 - \delta) - \sin(2 \cdot \arccos(1 - \delta)) = \\ &= 2 \cdot 0,267 - \sin(2 \cdot 0,267) = 0,025 \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$c_3 = 2 - \frac{3}{\pi} \cdot \arccos(1 - \delta) = 2 - \frac{3}{\pi} \cdot 0,267 = 1,744 \quad (4.30)$$

Výsledný výpočet efektivní hodnoty proudu za usměrňovačem, ve kterém jsou použity předem vypočtené koeficienty.

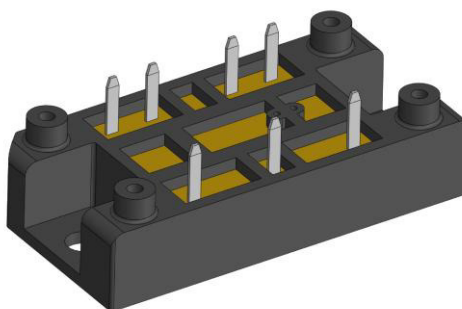
$$I_{1ef} = I_d \cdot \sqrt{c_1 \cdot c_2 + c_3} = 12,251 \cdot \sqrt{115,235 \cdot 0,025 + 1,744} = 26,378 \text{ A} \quad (4.31)$$

Fázový proud před šestipulsním usměrňovačem obsahuje v jedné periodě čtyři impulsy ze šesti impulsů efektivního proudu I_{1ef} za usměrňovačem. Z tohoto poznatku lze vypočítat jeho velikost.

$$I_{fef} = I_{1ef} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 26,378 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} = 21,538 \text{ A} \quad (4.32)$$

V předchozích rovnicích jsou vypočteny jednotlivé parametry pro správné zvolení usměrňovače a kondenzátorů [3].

Šestipulsní můstkový usměrňovač vybraný pro usměrnění třífázové sítě je vidět na Obr. 4.5. Jedná se o model VU034-16N01 od společnosti IXYS. Usměrňovač je dimenzován na napětí 1600 V a na maximální střední výstupní proud 45 A. Reálně je možné usměrňovač zatěžovat do středního výstupního proudu 36 A. Modul tohoto usměrňovače je bezpotenciálový díky keramické vrstvě nad chladicí ploškou. V tomto pouzdře se taktéž vyrábí jeho 82 A verze, která je cenově srovnatelná [14].



Obr. 4.5: Třífázový můstkový usměrňovač VU034-16N01, převzato z [14]

Správný návrh kondenzátorů v napěťovém meziobvodu patří mezi jedny z nejdůležitějších kroků při návrhu střídače. Kondenzátory jsou dimenzovány na velikost napětí, teploty a na velikost průchozího zvlněného efektivního proudu kondenzátorem. Velikost celkové kapacity v meziobvodu závisí na dovoleném poklesu mezilehlého napětí na výstupu napěťového meziobvodu. Pokles napětí v meziobvodu je zvolený 20 V. Při tomto poklesu napětí je vypočtena velikost mezilehlého napětí, které má hodnotu 553,382 V. Celková kapacita je vypočtena v rovnici (4.24) a její kapacita je rovna 1,5 mF. U většiny měničů je využíván pokles napětí nižší než zvolený v tomto napěťovém meziobvodu, aby nedocházelo k velkým proudovým špičkám v síti díky velké kapacitě kondenzátorů. Pokud je tedy pokles napětí velký, pak je použita menší kapacita a jsou menší proudové špičky při odběru proudu ze sítě. Díky tomu je i nižší cena měniče kvůli použití menšího počtu kondenzátorů. Použitím menšího počtu kondenzátorů má následek takový, že vrostle zvlněný efektivní proud jedním kondenzátorem. Nárůst zvlněného efektivního proudu povede k nadměrnému zahřívání kondenzátoru. Kondenzátory jsou velmi náchylné na teplotní zatěžování a při dlouhodobějším teplotním přetěžování dochází k rapidnímu snížení životnosti elektrolytického kondenzátoru. Ztracený výkon na kondenzátoru je způsobený průchodem zvlněného efektivního proudu přes vnitřní sériový odpor kondenzátoru. Sériový odpor se snižuje s velikostí pouzdra kondenzátoru. Nejnižší sériový odpor mají kondenzátory s velkou kapacitou, které mají velké pouzdro a jsou dimenzovány na velké napětí. Aby nedocházelo k nadměrnému ohřívání kondenzátorů musí se tedy změnit buď velikost sériového odporu či velikost procházejícího zvlněného proudu.

Snížením sériového odporu kondenzátoru lze docílit použitím jiného druhu kondenzátoru v meziobvodu. Příkladem mohou být polypropylenové kondenzátory, které mají daleko menší sériový odpor. Procházející zvlněný proud kondenzátorem lze zmenšit použitím výkonové tlumivky v napěťovém meziobvodu. Tlumivka napomáhá ke snížení celkové efektivní hodnoty kapacitního proudu kondenzátory tím, že vytváří v napěťovém meziobvodu LC článek. Celková efektivní hodnota kapacitního proudu je zmenšená na hodnotu $1,5 I_d$. Přítomnost tlumivky také snižuje špičkovou hodnotu nabíjecích proudů. Velikost efektivní hodnoty fázového proudu se též snižuje [3].

Meziobvod je složen z elektrolytických a z polypropylenových kondenzátorů. Elektrolytické kondenzátory slouží převážně k vyhlazování napětí v meziobvodu a protéká jimi značný podíl proudu, jelikož mají větší kapacitu než polypropylenové. Polypropylenové kondenzátory jsou připojeny blízko výkonového modulu a jejich funkce spočívá v pohlcování vysokofrekvenčních proudů od spínání tranzistorů.

Zvolený elektrolytický kondenzátor B43508A9108M od společnosti EPCOS má kapacitu $1000 \mu\text{F}$ a je dimenzován na jmenovité napětí 400 V . Maximální teplota pouzdra tohoto kondenzátoru je $105 \text{ }^\circ\text{C}$. Při frekvenci 100 Hz a teplotě pouzdra $60 \text{ }^\circ\text{C}$ dosahuje sériový odpor hodnoty $120 \text{ m}\Omega$ a zvlněný efektivní proud hodnoty $7,13 \text{ A}$. Při frekvenci 300 Hz a teplotě pouzdra $60 \text{ }^\circ\text{C}$ dosahuje sériový odpor hodnoty $84 \text{ m}\Omega$ a zvlněný efektivní proud hodnoty $8,34 \text{ A}$. Velikost pouzdra má $35 \times 55 \text{ mm}$ [15].

Zvolený polypropylenový kondenzátor MKP1848640094Y5 od společnosti VISHAY má kapacitu $40 \mu\text{F}$ a je dimenzován na jmenovité napětí 900 V . Jmenovitá teplota pouzdra je $85 \text{ }^\circ\text{C}$ a maximální teplota je $105 \text{ }^\circ\text{C}$. Maximální špičkový proud je 800 A . Při frekvenci 10 kHz a teplotě pouzdra $85 \text{ }^\circ\text{C}$ dosahuje sériový odpor hodnoty $5 \text{ m}\Omega$ a maximální zvlněný efektivní proud hodnoty 17 A [16].

Ze zvolených kondenzátorů lze vypočítat celkovou kapacitu v napěťovém meziobvodu, která je vidět v rovnici (4.33). Elektrolytické kondenzátory jsou zapojeny vždy dva do série do třech paralelních větvích. Polypropylenové kondenzátory jsou zapojeny tři paralelně.

$$\begin{aligned}
 C_{celk} &= 3 \cdot \left(\frac{C_{el} \cdot C_{el}}{C_{el} + C_{el}} \right) + 3 \cdot C_{poly} = \\
 &= 3 \cdot \left(\frac{1000 \cdot 10^{-6} \cdot 1000 \cdot 10^{-6}}{1000 \cdot 10^{-6} + 1000 \cdot 10^{-6}} \right) + 3 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 1,620 \text{ mF}
 \end{aligned}
 \tag{4.33}$$

Výpočet zvlněného efektivního proudu jedním kondenzátorem je u šestipulsního usměrňovače velmi složitý. Jednodušším řešením je vytvoření simulace meziobvodu. V simulaci je dobré uvažovat i sériový odpor kondenzátoru. Ze simulace napěťového obvodu v kapitole č. 5, je zjištěn průběh zvlněného proudu a následně je z něho vypočtena velikost jeho efektivní hodnoty.

4.8 Výpočet ztrát na usměrňovači

Ztráty na usměrňovači jsou reprezentovány ztrátami vodivostními. Pro výpočet těchto ztrát je potřeba znát hodnotu středního mezilehlého proudu a hodnotu efektivního proudu za usměrňovačem.

Výpočet střední hodnoty proudu jednou diodou usměrňovače.

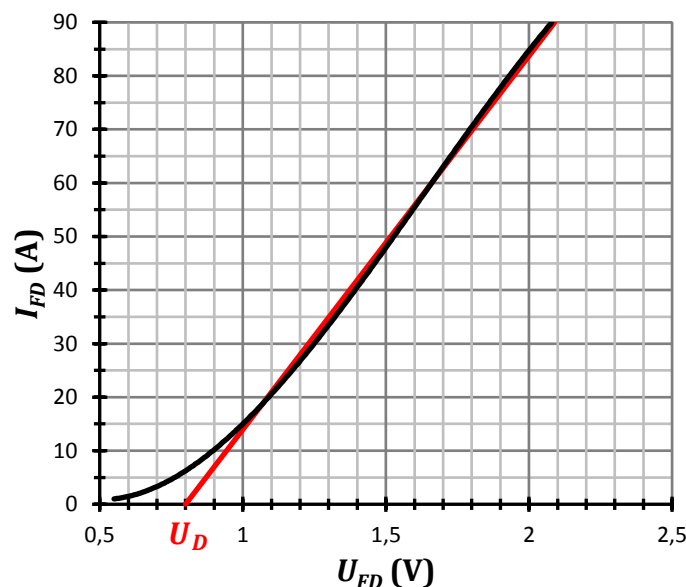
$$I_{Dstř} = \frac{I_d}{3} = \frac{12,251}{3} = 4,083 \text{ A} \quad (4.34)$$

Výpočet efektivní hodnoty proudu jednou diodou usměrňovače.

$$I_{Def} = \frac{I_{1ef}}{\sqrt{3}} = \frac{26,378}{\sqrt{3}} = 15,229 \text{ A} \quad (4.35)$$

Výpočet maximálního proudu jednou diodou usměrňovače.

$$I_{Dmax} = I_{max} = 83,332 \text{ A} \quad (4.36)$$



Obr. 4.6: Závislost diody usměrňovače v propustném směru, převzato z [14]

Výpočet dynamického odporu diody usměrňovače z Obr. 4.6.

$$R_D = \frac{\Delta U_{FD}}{\Delta I_{FD}} = \frac{U_{FD2} - U_{FD1}}{I_{FD2} - I_{FD1}} = \frac{2 - 1,25}{83 - 30} = 14,151 \text{ m}\Omega \quad (4.37)$$

Výpočet celkových vodivostních ztrát na usměrňovači. Vodivostní ztráty jsou vypočteny jako činný výkon na nelinearitě typu „lomená přímka“. Prahové napětí U_D je získáno z Obr. 4.6.

$$\begin{aligned} P_{Dved} &= 6 \cdot (U_D \cdot I_{Dstř} + R_D \cdot I_{Def}^2) = \\ &= 6 \cdot (0,8 \cdot 4,083 + 14,151 \cdot 10^{-3} \cdot 15,229^2) = 39,295 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.38)$$

4.9 Návrh chladiče pro výkonovou část

Výkonově namáhané součástky ve střídači produkují značně velké množství tepla, které je nutné uchládit. Teplota těchto součástek by neměla dosahovat blízko jejich maximálních stanovených hodnot. V důsledku příliš vysoké teploty součástky může dojít ke zničení samotné součástky nebo k poškození okolních izolačních materiálů. Maximální dovolená teplota většiny součástek se pohybuje v rozmezí 120 až 150 °C. Chlazení součástek je realizováno aktivním či pasivním chlazením. Aktivní chlazení využívá k efektivnějšímu přenosu tepla nucené proudění média mezi žebry chladiče. Jako médium je možné použít vzduch, vodu případně olej. Chladič pro aktivní chlazení má tenká žebra s malou roztečí. Pasivní chlazení využívá přirozeného proudění vzduchu kolem zahřátého tělesa, které je závislé na existenci tzv. mezní vrstvy. Pokud je v okolí chladiče předpokládán vzduch je efektivní tloušťka mezní vrstvy přibližně rovna 3,7 mm. Z tohoto poznatku lze konstatovat, že doporučená mezera mezi žebry pasivních chladičů je rovna dvojnásobku tloušťky mezní vrstvy čili 7,4 mm, pokud je chladícím médiem vzduch. Chladič pro pasivní chlazení má tedy tlustší žebra s větší roztečí. Různé druhy nerovností na povrchu chladiče, které jsou menší než 3,7 mm nemají vliv na chování mezní vrstvy chladiče a nepodílí se na změně složky tepelného odporu chladiče způsobenou vedením. Zvětšením povrchu chladiče se u pasivních chladičů docílí zvětšením žeber, které mají mít rozměry větší než 4 mm. Žebra chladiče mají být orientovány svisle [17].

Celkové ztráty ve výkonové části jsou vypočteny v následující rovnici. Jsou složeny z vodivostních a přepínacích ztrát výkonového modulu a z vodivostních ztrát na usměrňovači. Mezi celkové ztráty nejsou započítány ztráty na brzděném odporu, ztráty na tranzistoru brzděného odporu a ztráty na nabíjecím odporu.

$$P_{ztr} = P_{ved} + P_{přep} + P_{Dved} = 29,249 + 84 + 39,295 = 152,547 \text{ W} \quad (4.39)$$

Výpočet celkového vnitřního tepelného odporu mezi čipem a pouzdrem výkonového modulu je vidět v následující rovnici. Vnitřní tepelné odpory MOSFETů a nulových diod jsou řazeny paralelně, jelikož se nacházejí ve stejném pouzdře. Jednotlivé vnitřní tepelné odpory není potřeba dělit počtem tranzistorů a diod, jelikož se jedná již o hodnotu všech vnitřních součástek.

$$R_{\theta JC, Modul} = \frac{R_{\theta JC, Mosfet} \cdot R_{\theta JC, Dioda}}{R_{\theta JC, Mosfet} + R_{\theta JC, Dioda}} = \frac{0,37 \cdot 0,42}{0,37 + 0,42} = 0,197 \text{ K/W} \quad (4.40)$$

Celkový vnitřní tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem je složený z tepelného odporu mezi čipem a pouzdrem výkonového modulu a tepelného odporu mezi čipem a pouzdrem šestipulsního usměrňovače.

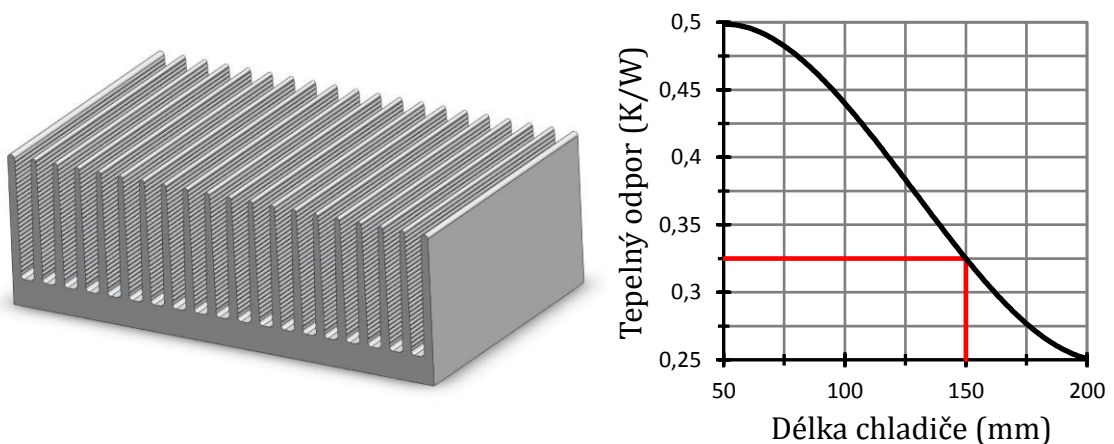
$$R_{\theta JC} = \frac{R_{\theta JC, Modul} \cdot R_{\theta JC, Usm}}{R_{\theta JC, Modul} + R_{\theta JC, Usm}} = \frac{0,197 \cdot 0,42}{0,197 + 0,42} = 0,134 \text{ K/W} \quad (4.41)$$

Výpočet tepelného odporu chladiče je vypočítán dle tzv. tepelného schématu ve kterém jsou vynechány všechny tepelné kapacity, jelikož se výpočet uvažuje v ustáleném stavu, kde jsou tepelné kapacity nabity na konstantní teplotu. Ve výpočtu je uvažována maximální teplota čipu 150 °C a teplota okolí chladiče 40 °C. Ve výpočtu je zanedbán stykový tepelný odpor mezi pouzdrům a chladičem.

$$R_{\theta H} = \frac{T_{Jmax} - T_0}{P_{ztr}} - R_{th,JC} = \frac{150 - 40}{152,547} - 0,134 = 0,587 \text{ K/W} \quad (4.42)$$

Pro chlazení výkonových součástek střídače je vybrán chladič SK 438 od společnosti Fischer elektronik. Rozměry chladiče jsou 250x83 mm se zvolenou hloubkou 150 mm. Tloušťka základny je 15 mm. Chladič je určen pro pasivní chlazení. Povrchová úprava je zvolena bez černého eloxu z důvodu nižší ceny. Povrch žebér chladiče je perforovaný pro zvýšení celkové chladicí plochy chladiče. Čelní průřez chladiče je 9549 mm² a celková hmotnost chladiče je 4,016 kg [18].

Na Obr. 4.7 je zobrazen model vybraného chladiče SK 438 spolu se závislostí jeho tepelného odporu na délce. V této závislosti je vyznačený tepelný odpor při zvolené délce 150 mm. Skutečný tepelný odpor tedy činí 0,325 K/W. Tato hodnota tepelného odporu je přibližně dvakrát předimenzována, jelikož je uvažováno použití chladiče při pozdějších aplikacích výkonového modulu, kde bude možné připojit motor o větším výkonu.



Obr. 4.7: Chladič SK 438, závislost tepelného odporu chladiče na délce, převzato z [18]

Některé součástky jako jsou například velkoplošné bezpotenciálové moduly s IGBT či MOSFET tranzistory vyžadují zvláštní požadavky na rovinnost montážní plochy chladičů. Standardní výrobní proces chladičů způsobuje nedokonalou rovinnost montážní plochy, která má za následek prohýbání dané součástky a tím dochází k nedokonalému přenosu tepla. Aby bylo možné těmto požadavkům vyhovět, je montážní plocha frézována velkým průměrem frézy do roviny. Pokud součástky vyžadují velkou upínací sílu je zapotřebí použít drátových závitových vložek, aby nedošlo ke zničení závitu v základně chladiče [18].

4.10 Návrh vyvažovacích odporů

Vyvažovací odpory jsou nedílnou součástí vysokonapěťových meziobvodů. Ve vysokonapěťových meziobvodech dochází ke skutečnosti, kdy jmenovité napětí elektrolytických kondenzátorů nedostačuje hodnotě mezilehlého napětí v meziobvodu. V těchto případech se zapojují dva nebo více elektrolytických kondenzátorů do série, jelikož jsou elektrolytické kondenzátory nejčastěji vyráběny do jmenovitých napětí 500 V. Pokud jsou zapojeny elektrolytické kondenzátory do série, prochází jimi stejný svodový proud. Jednotlivé kondenzátory mají rozdílnou velikost svodového proudu při stejném napětí. Z této skutečnosti lze konstatovat, že vnučování stejného svodového proudu dvěma kondenzátory zapojenými do série, povede k nerovnoměrnému rozdělení napětí na kondenzátorech. Na jednom z těchto kondenzátorů se může vyskytnout napětí vyšší než je jmenovité napětí.

Pro výpočet vyvažovacích odporů je zapotřebí nejprve vypočítat velikost svodového proudu elektrolytickým kondenzátorem, který lze vypočítat dle následující rovnice [15].

$$\begin{aligned} I_{leak} &= 0,3 \cdot 10^{-6} \cdot (C_{el} \cdot U_{el})^{0,7} + 4 \cdot 10^{-6} = \\ &= 0,3 \cdot 10^{-6} \cdot (1000 \cdot 400)^{0,7} + 4 \cdot 10^{-6} = 2,508 \text{ mA} \end{aligned} \quad (4.43)$$

V následující rovnici je vypočtena velikost vyvažovacích odporů. Odpory jsou zapojeny paralelně ke kondenzátorům. Proto je velikost napětí na vyvažovacím odporu rovna polovině amplitudy napětí v meziobvodu.

$$R_{vyv} = \frac{U_m}{2 \cdot I_{leak}} = \frac{563,382}{2 \cdot 2,508 \cdot 10^{-3}} = 112,316 \text{ k}\Omega \quad (4.44)$$

Velikost vyvažovacích odporů $R_{vyv,skut}$ je zvolena 100 k Ω . Následně je zapotřebí vypočítat skutečný proud vyvažovacími odpory.

$$I_{Rvyv} = \frac{U_m}{2 \cdot R_{vyv,skut}} = \frac{563,382}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 2,817 \text{ mA} \quad (4.45)$$

Z předchozí rovnice vyplynula skutečnost, že dvěma vyvažovacími odpory zapojenými do série protéká proud 2,817 mA. Pro zaručení rovnoměrného rozdělení napětí na kondenzátorech by měl vyvažovacími odpory téci proud alespoň 5-krát větší než svodový proud kondenzátory. V tomto návrhu vyvažovacích odporů je zvolen proud 2-krát větší než svodový proud, aby nedocházelo k nadměrnému ohřívání desky plošných spojů v okolí kondenzátorů [3].

Následně je vypočtena velikost ztrátového výkonu na jednom odporu.

$$P_{Rvyv} = R_{vyv,skut} \cdot I_{Rvyv}^2 = 100 \cdot 10^3 \cdot (2,817 \cdot 10^{-3})^2 = 0,793 \text{ W} \quad (4.46)$$

Rovnoměrné rozdělení napětí na kondenzátorech je docíleno čtyřmi 3 W vyvažovacími odpory o velikostech 100 k Ω .

4.11 Návrh nabíjecího odporu

Nabíjecí odpor plní důležitou úlohu při připojování střídače k napájecí síti. Během tohoto prvotního připojení k napájecí síti dochází ke vzniku zkratových nabíjecích proudů, které mohou poškodit použitý usměrňovač či nežádoucím způsobem ovlivňovat jistící zařízení zapojené před střídačem. Zkratové nabíjecí proudy vznikající díky rychlému nabíjení kondenzátorů v napěťovém meziobvodu. K omezení těchto zkratových nabíjecích proudů lze použít již zmiňovaný nabíjecí odpor, který tvoří s kondenzátory v meziobvodu RC článek. Nabíjecí odpor lze připojit před usměrňovač, kde se musí nacházet nejméně dva, a to každý na jiné fázi. V tomto návrhu se nabíjecí odpor nachází za usměrňovačem. Během připojení střídače k napájecí síti je zapotřebí zajistit takovou posloupnost úkonů, aby z kondenzátorů v napěťovém meziobvodu nemohl být odebírán výkon dříve, než dojde k přemostění nabíjecího odporu pomocí relé [3].

V následující rovnici je vypočtena nabíjecí konstanta. Konstanta udává dobu, kdy dojde k dosažení napětí na kondenzátorech na hodnotu mezilehlého napětí U_d . Kondenzátory jsou v meziobvodu nabitý na maximální hodnotu, pokud je nabíjecí konstanta přibližně rovna hodnotě 10 [19].

$$k_{nab} = \ln\left(\frac{U_m}{U_m - U_d}\right) = \ln\left(\frac{563,382}{563,382 - 553,382}\right) = 4,031 \quad (4.47)$$

Následně je možné vypočítat velikost nabíjecího odporu. Pro jeho výpočet je zvolen nabíjecí čas 1 s. Ve výpočtu je také uvažována celková kapacita v napěťovém meziobvodu. Velikost tohoto nabíjecího odporu je pouze předběžná.

$$R_{nab} = \frac{t_{nab}}{k_{nab} \cdot C_{celk}} = \frac{1}{4,031 \cdot 1,620 \cdot 10^{-3}} = 153,120 \Omega \quad (4.48)$$

Nabíjecí odpor je zvolen o velikosti 100 Ω . Pokud by byla tato hodnota v řádech $k\Omega$, docházelo by k nechtěným napěťovým skokům při sepnutí zkratovacího relé. Při zvolení nízkých hodnot nabíjecího odporu je možné spínat zkratovací relé v kratším čase, jelikož dojde k rychlejšímu nabití kondenzátorů.

V dalším kroku je vypočtena skutečná velikost nabíjecího času, kdy dojde k nabití kondenzátorů v napěťovém meziobvodu. V tento čas dojde také k sepnutí zkratovacího relé. Pokud bude tento nabíjecí čas překračován, dojde k většímu ohřevu nabíjecího odporu a napěťový skok během rychlého sepnutí relé bude pouze nepatrně zmenšen.

$$t_{nabskut} = k_{nab} \cdot R_{nabzvol} \cdot C_{celk} = 4,031 \cdot 100 \cdot 1,620 \cdot 10^{-3} = 0,653 \text{ s} \quad (4.49)$$

Výkonové zatížení nabíjecího odporu je dalším důležitým parametrem, který je potřeba vhodně zvolit. Během prvotního nabíjení kondenzátorů v napěťovém meziobvodu prochází celkový nabíjecí výkon v krátkém čase nabíjecím odporem.

Výkon procházející nabíjecím odporem lze vypočítat z celkové energie kondenzátorů v napěťovém meziobvodu, která je vypočtena v následující rovnici.

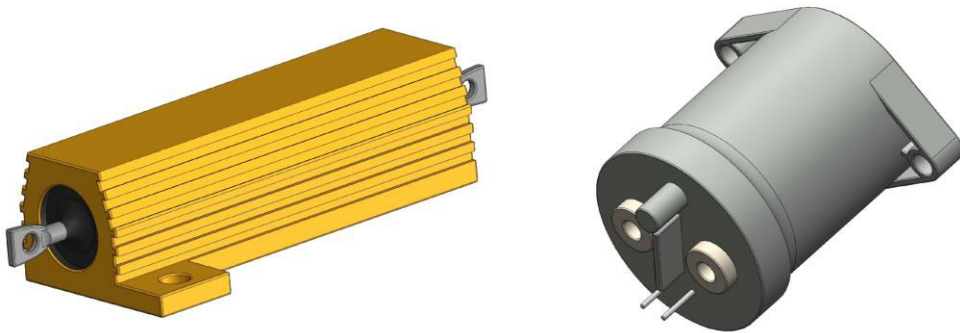
$$E_{nab} = \frac{1}{2} \cdot C_{celk} \cdot U_d^2 = \frac{1}{2} \cdot 1,620 \cdot 10^{-3} \cdot 553,382^2 = 248,048 \text{ J} \quad (4.50)$$

Celkový nabíjecí výkon je vypočten z celkové energie kondenzátorů a ze skutečného nabíjecího času, za který dojde k přesunu této energie.

$$P_{nab} = \frac{E_{nab}}{t_{nabskut}} = \frac{248,048}{0,653} = 379,811 \text{ W} \quad (4.51)$$

Dimenzování nabíjecího odporu na velikost celkového nabíjecího výkonu je nevhodné. Nabíjecí odpor je zatěžován v relativně krátkém čase a nedojde tedy v jeho vnitřku k ohřátí na kritickou teplotu. Nabíjecí odpor je zvolen o výkonu 50 W. Z předchozích poznatků je zřejmé, že hodnota 10 W by také vyhovovala.

Na Obr. 4.8 je vidět zvolený nabíjecí odpor spolu se zkratovacím relé. Nabíjecí odpor HS50-100R od společnosti ARCOL je možné zatěžovat do výkonu 50 W pouze pokud je umístěn na chladiči. Pokud není umístěn na chladiči, je možné ho zatěžovat pouze do výkonu 14 W. Zkratovací relé LEV100A5ANG je dimenzováno na stejnosměrné napětí 900 V. Maximální jmenovitý proud tohoto relé je 100 A. Relé je napájeno 24 V ze spínaného zdroje, ze kterého odebírá proud 250 mA. Relé je jiskrově bezpečné a je možné ho používat ve výbušném prostředí [20], [21].



Obr. 4.8: Nabíjecí odpor HS50-100R a zkratovací relé LEV100A5ANG, převzato z [20], [21]

Během prvotního připojení k síti je nezbytné sepnout zkratovací relé ještě, než dojde k odebrání výkonu do zátěže. Pokud nedojde k jeho sepnutí, nabíjecím odporem bude protékat celkový výkon a dojde k jeho zničení. Systém sepnutí relé je realizovaný pomocí změřeného napětí v meziobvodu. Jestliže překročí změřené napětí nastavenou hodnotu v řídicím algoritmu, dojde k sepnutí zkratovacího relé. Spínání relé při nastavené hodnotě napětí v meziobvodu by bylo možné realizovat analogově za použití komparátoru. Toto řešení je výhodné, jelikož není závislé na řídicím algoritmu, a tedy je více spolehlivé [3].

4.12 Návrh brzdného odporu

Brzdny odpor je součástí pohonů s usměrňovači neumožňující zpětnou rekuperaci do napájecí sítě. Pokud se asynchronní motor otáčí pomaleji než synchronní otáčky, dány výstupním výkonem měniče poté motor přeměňuje elektrickou energii z měniče na mechanickou energii uloženou v rotoru motoru. Tento proces se nazývá motorický režim. Pokud se asynchronní motor otáčí rychleji než synchronní otáčky, dány výstupním výkonem měniče poté motor přeměňuje mechanickou energii uloženou v rotoru motoru na elektrickou energii, která je vrácena zpět do měniče. Tento proces se nazývá generátorický režim [22].

Jestliže dojde k vracení elektrické energie zpět do měniče, nastane nárůst napětí v meziobvodu. Nárůst napětí je závislý na rychlosti brždění, parametry daného motoru a na momentu setrvačnosti připojené zátěže. Aby bylo možné tomuto nárůstu napětí v meziobvodu předejít, zapojuje se do meziobvodu výkonový brzdny odpor, který umožňuje měniči přeměnit nadbytečnou elektrickou energii na tepelnou energii. Ideální systém brždění motoru je výkonově dimenzován, aby byl brzdny odpor schopný trvale brzdit připojený motor [23].

Pro výpočet jmenovitého výkonu brzdného odporu je potřeba znát několik parametrů, a to maximální rychlost motoru, celkový moment setrvačnosti motoru a zátěže, doby brždění a počet cyklů brždění. Aby bylo možné správně navrhnout parametry brzdného odporu je zapotřebí vypočítat velikost špičkového brzdného výkonu P_{peak} a středního či trvalého brzdného výkonu P_{avg} [23].

Nejprve je nutné pro výpočet brzdného odporu stanovit počáteční otáčky motoru n_b , při kterých motor začne brzdit. Tyto otáčky motoru je nutné posléze převést na počáteční úhlovou rychlost, aby je bylo možné použít v následujících vzorcích. Otáčky, při kterých začne motor brzdit jsou zvoleny poloviční oproti zadaným jmenovitým otáčkám asynchronního motoru n_{mot} .

$$\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_b}{60} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{60000}{60} = 6283,185 \text{ rad/s} \quad (4.52)$$

Následně je potřeba znát konečný stav, do jakých otáček je motor brzděn. V tomto případě je motor brzděn do nulových otáček.

$$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_0}{60} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{0}{60} = 0 \text{ rad/s} \quad (4.53)$$

Při návrhu brzdného odporu je důležité uvažovat ve výpočtech celkový moment setrvačnosti, který zahrnuje moment setrvačnosti motoru, řemenice, řemenů a ostatních komponent v mechanickém ústrojí. Celkový moment setrvačnosti nabývá na důležitosti v aplikacích s krátkým brzdícím časem, kde i malá odchylka momentu setrvačnosti má za následek velké změny ve výkonovém dimenzování systému.

Brzdny moment je vypočten v následujících rovnicích. Jeho výpočet závisí na celkovém momentu setrvačnosti, počáteční úhlové rychlosti a doby po kterou bude motor brzděn. Celkový moment setrvačnosti použitý v rovnici reprezentuje pouze odhadovaný moment setrvačnosti motoru, jelikož je uvažováno testování motoru bez připojené zátěže. Odhadovaný moment setrvačnosti motoru je zvolen z katalogu asynchronních motorů nakrátko od společnosti Siemens [24]. V tomto katalogu je vybrán motor 1LA7 130-2AA o výkonu 5,5 kW. Doba brždění t_{br} je zvolena 210 s, jelikož není potřeba brzdit asynchronní motor v krátkém čase jako například u servopohonů.

$$M_{br} = \frac{J_T \cdot \omega_b}{t_{br}} = \frac{0,016 \cdot 6283,185}{210} = 0,478 \text{ Nm} \quad (4.54)$$

Špičkový brzdny výkon je nutné vypočítat, aby bylo možné zjistit maximální velikost brzdneho odporu. Brzdny odpor tento špičkový výkon prochází v prvních okamžicích brždění, kdy je rychlost motoru nejvyšší. Lze jej vypočítat z velikosti brzdneho momentu a z počáteční úhlové rychlosti motoru.

$$P_{peak} = M_{br} \cdot \omega_b = 0,478 \cdot 6283,185 = 3003,362 \text{ W} \quad (4.55)$$

V následujícím vzorci je vypočtena velikost špičkového proudu brzdneho odporu, který bude odporem protékat při zahájení brždění motoru.

$$I_{peak} = \frac{P_{peak}}{U_m} = \frac{3003,362}{563,382} = 5,339 \text{ A} \quad (4.56)$$

Výpočet minimálního potřebného výkonu brzdneho odporu je znázorněn v následujícím kroku. Jedná se o střední výkon procházející brzdny odpor. Představuje minimální hodnotu výkonu brzdneho odporu. Výpočet předpokládá periodicky se opakující se stavy zrychlování a brždění motoru. Perioda opakování brždění motoru $t_{br,per}$ je stanovena na dobu 20 min.

$$P_{avg} = \left[\frac{t_{br}}{t_{br,per}} \right] \cdot \frac{P_{peak}}{2} \cdot \left[\frac{(\omega_b + \omega_0)}{\omega_b} \right] = \quad (4.57)$$

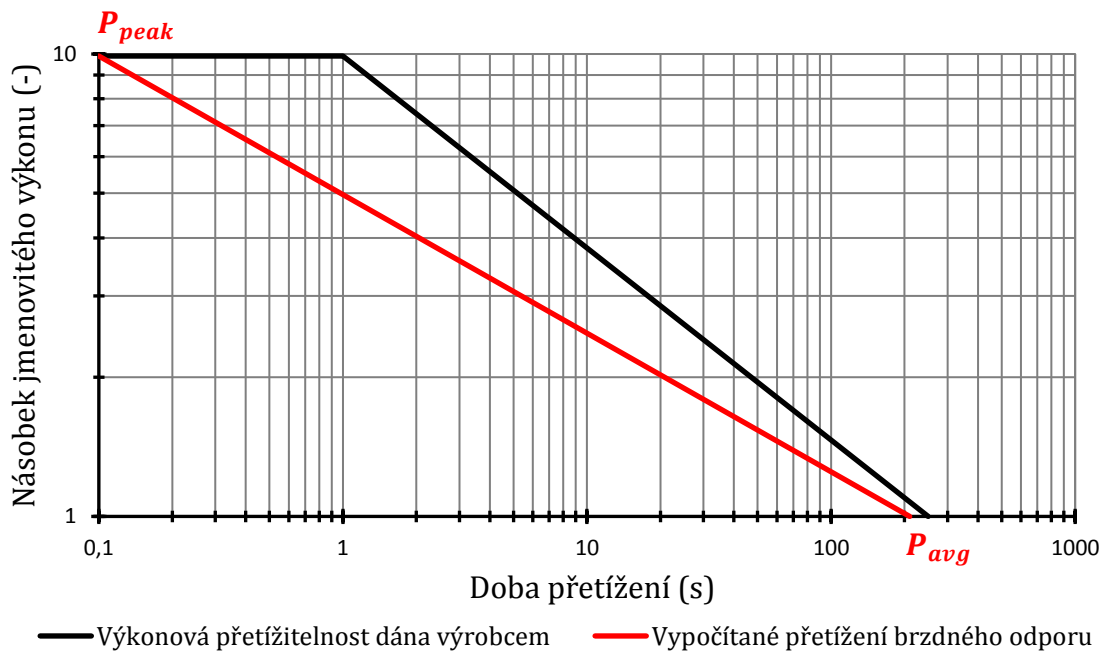
$$= \left(\frac{210}{1200} \right) \cdot \frac{3003,362}{2} \cdot \left[\frac{(6283,185 + 0)}{6283,185} \right] = 263,189 \text{ W}$$

Výsledná velikost brzdneho odporu je vypočtena ze špičkového brzdneho výkonu a z velikosti amplitudy napětí v meziobvodu. Výsledná velikost brzdneho odporu by měla být menší než vypočtená hodnota v následující rovnici. Pokud by byla vyšší, mohlo by docházet v napět'ovém meziobvodu k napět'ovým špičkám. Ve výpočtu není vhodné snižovat velikost špičkového brzdneho výkonu.

$$R_{br} = \frac{U_m^2}{P_{peak}} = \frac{563,382^2}{3003,362} = 105,522 \Omega \quad (4.58)$$

Brzdňý odpor ve vybrán o velikosti 100Ω a výkonu 300 W . Jedná se o typ HS300-100R od společnosti ARCOL. Typ je shodný s nabíjecím odporem, jedná se pouze o větší výkonový model. Maximální teplota brzdňého odporu na jeho povrchu je $200 \text{ }^\circ\text{C}$. Pouzdro odporu musí být připevněno ke chladiči. Mezera vzniklá mezi pouzdrém a chladičem musí být vyplněna teplo vodivou pastou, aby docházelo k lepšímu přenosu tepla [20].

Na Obr. 4.9 je znázorněna výkonová přetížitelnost zvoleného brzdňého odporu. Graf výkonového přetížení znázorňuje doporučenou přetížitelnost odporu od výrobce. Odpor je možné reálně výkonově přetěžovat až dvacetinásobně v době přetížení řádově desetin sekundy. Vypočítané přetížení brzdňého odporu představuje lineárně klesající funkci času, která začíná na hodnotě špičkového výkonu a končí na hodnotě minimálního potřebného výkonu brzdňého odporu po uplynutí doby přetížení čili doby brždění t_{br} [20].



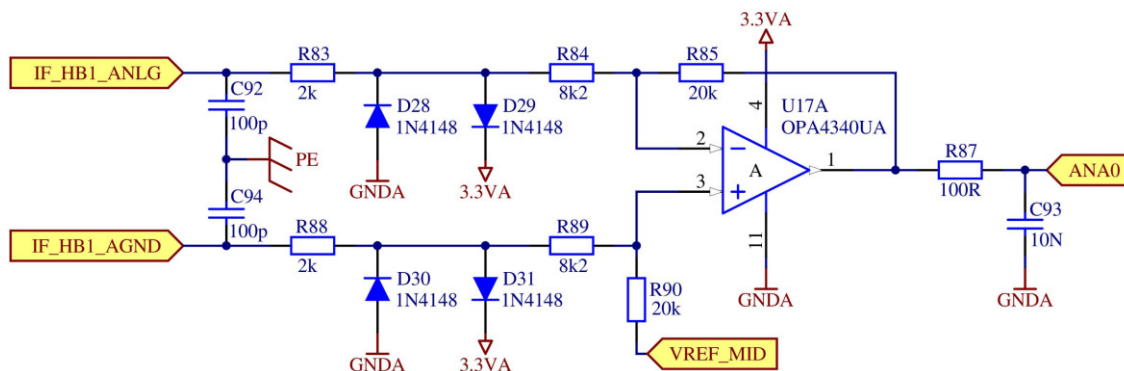
Obr. 4.9: Graf výkonového přetížení brzdňého odporu HS300-100R, převzato z [20]

4.13 Snímání proudu na výstupu střídače

Řídicí algoritmus vyžaduje zpětnou proudovou vazbu, proto je zapotřebí snímat proud na výstupu střídače. Snímání proudu je realizované pouze na dvou výstupních fázích. Na třetí výstupní fázi proud není potřeba měřit, jelikož je součet všech výstupních proudů ze střídače roven nule. Ke snímání proudu lze využít vícero typů senzorů proudů od různých výrobců, kterých je na trhu značné množství. Mezi nejznámější výrobce senzorů proudů a napětí lze považovat společnost LEM.

Snímání proudu na výstupu střídače je realizováno pomocí senzorů proudu HO 60-NP-1100 od společnosti LEM. Jedná se o senzor proudu, který je schopný snímat střídavý tak i stejnosměrný proud. Snímání proudu je založeno na principu hallové sondy. Senzor proudu má bezpečné galvanické oddělení mezi primárním a sekundárním obvodem. Jmenovitý efektivní proud je 60 A a maximální rozsah měření proudu je od -150 A do 150 A. Vyžaduje napájení sekundárního obvodu stejnosměrným napětím 5 V. Výstupem tohoto senzoru proudu je napětí, které je čistě analogové. Koncovka 1100 značí, že výstupní napětí ze senzoru proudu dosahuje při nulovém proudu hodnoty 1,65 V. Referenční výstup je taktéž na napěťové úrovni 1,65 V. Senzor je schopný indikovat nadproud, který se zobrazí na jeho chybovém výstupu OSD. Chybový výstup je připojený před pull-up na napájecí napětí. Senzor proudu vyžaduje použití keramických blokovacích kondenzátorů mezi jeho vývody na eliminaci rušení [25].

Analogový vstup řídicí desky pro snímání proudu na výstupu střídače je vidět na Obr. 4.10. Na tomto obrázku je vidět zapojení diferenčního zesilovače s operační zesilovačem OPA4340UA od společnosti Texas Instruments. Diferenční zesilovač snímá napětí mezi vstupy IF_HB1_ANLG a IF_HB1_AGND. Před těmito vstupy se nachází senzoru proudu LEM HO 60-NP. Na vstup IF_HB1_ANLG je připojeno výstupní napětí $U_{out,LEM}$ ze senzoru proudu a na vstup IF_HB1_AGND je připojeno referenční napětí $U_{ref,LEM}$ ze senzoru proudu. Za vstupy diferenčního zesilovače se nachází dva odrušovací keramické kondenzátory připojené k zemnímu vodiči PE. Odrušovací kondenzátory mají pohltit vzniklý šum na přívodním vedení. Za odrušovacími kondenzátory se nachází přepětová ochrana tvořená kombinací odporů a diod. Diody jsou zapojeny proti napájení a proti zemi. Diody tedy slouží v obvodu jako bariéra, přes kterou napěťový impuls neprojde dále do obvodu diferenčního zesilovače. Celkový napěťový impuls se při přepětí přenesse na odpory R_{83} a R_{88} . Za přepětovou ochranou se nachází zapojení již zmiňovaného diferenčního zesilovače, který se skládá ze čtyř odporů. Odpory tvoří dvě párové dvojice, ve kterých jsou velikosti odporů totožné. Odchylka těchto odporů by neměla být větší než 1 %, aby se zajistila imunita výstupního napětí diferenčního zesilovače vůči potenciálu vznikajícím proti zemi napěťového meziobvodu. Na výstupu diferenčního zesilovače se nachází dolní propust, která má odrušit výstupní signál.



Obr. 4.10: Analogový vstup řídicí desky pro snímání proudu na výstupu střídače

Výstupní signál ze senzoru proudu dosahuje rozdílu 0,8 V proti referenční hodnotě při průchodu jmenovitého proudu 60 A. Při tomto proudu se tedy na dolním vstupu diferenčního zesilovače nachází napětí 1,65 V a na horním vstupu se nachází napětí $1,65 + 0,8 = 2,45$ V. Průchodem záporného proudu dojde ke změně znaménka rozdílového napětí a bude tedy mít hodnotu -0,8 V. Na horním vstupu se bude vyskytovat napětí 0,85 V. Použití přepětové ochrany vstupů diferenční zesilovače vytváří nežádoucí situaci, kdy napětí mezi diodami je sníženo o vzniklý úbytek na těchto diodách. Úbytek diod 1N4148 je uvažován pro nejhorší případ, tedy 1 V. Napětí mezi diodami nesmí překračovat hodnoty 1 až 2,3 V. Snížení napětí mezi diodami je docíleno napěťovým děličem.

Výpočet napěťového děliče je vidět v následujících rovnicích. Výpočet velikosti potřebného odporu R_{84} je vidět v rovnici (4.59). Celkový vstupní odpor diferenčního zesilovače R_{8384} je zvolený o hodnotě 10 k Ω . Úbytek napětí na odporu R_{84} je vypočten jako rozdíl napětí mezi diodami a napětím na vstupu operačního zesilovače, který je připojený k vnitřnímu referenčnímu napětí řídicí desky. Výpočet úbytku napětí na odporu R_{84} je tedy $2,3 - 1,65 = 0,65$ V. Vstupní napětí $U_{in,OZ}$ o hodnotě 0,8 V je rozloženo přes oba odpory, jelikož má operační zesilovač mezi jeho vstupy nulové napětí.

$$R_{84} = R_{8384} \cdot \frac{U_{84}}{U_{in,OZ}} = 10k \cdot \frac{0,65}{0,8} = 8125 \Omega \quad (4.59)$$

Výpočet odporu R_{83} je vidět v rovnici (4.60). Úbytek napětí na tomto odporu je vypočtený jako rozdíl horního vstupního napětí vůči napětí mezi diodami. Velikost tohoto úbytku je tedy $2,45 - 2,3 = 0,15$ V. Vstupní napětí je uvažováno stejné jako v předchozí rovnici.

$$R_{83} = R_{8384} \cdot \frac{U_{83}}{U_{in,OZ}} = 10k \cdot \frac{0,15}{0,8} = 1875 \Omega \quad (4.60)$$

Výsledné odpory napěťového děliče jsou zvoleny dle dostupné odporové řady. Hodnota odporu R_{84} je zvolena 8,2 k Ω a hodnota odporu R_{83} je zvolena 2 k Ω .

Dalším krokem při návrhu diferenčního zesilovače je výpočet potřebného zesílení, aby se na jeho výstupu nacházelo žádané napětí pro mikroprocesor. Na výstupu operačního zesilovače se při průchodu nulového proudu senzorem proudu zobrazí hodnota 1,65 V kvůli připojenému referenčnímu napětí. Napětí na výstupu operačního zesilovače se tedy pohybuje od tohoto referenčního napětí. Operační zesilovač je zapojený jako invertující. Při průchodu kladného proudu senzorem proudu dochází ke snižování napětí na výstupu operačního zesilovače až do nulové hodnoty. Při průchodu záporného proudu senzorem proudu dochází ke zvyšování napětí na výstupu až do hodnoty napájecího napětí. Návrh výstupního napětí z operačního zesilovače uvažuje, že při průchodu kladného jmenovitého proudu senzorem proudu bude na výstupu napětí o přibližné hodnotě 0,15 V. Naopak při průchodu záporného jmenovitého proudu bude na výstupu napětí o přibližné hodnotě 3,15 V. Výsledné napětí na výstupu operačního zesilovače tedy kolísá okolo referenčního napětí v rozsahu 1,5 V při průchodu jmenovitého proudu.

Pro získání požadovaného výstupního napětí je zapotřebí vypočítat zesílení operačního zesilovače. Zesílení je poměr výstupního napětí ku vstupnímu.

$$K = \frac{U_{out,OZ}}{U_{in,OZ}} = \frac{1,5}{0,8} = 1,875 \quad (4.61)$$

Velikost odporu R_{85} je vypočtena v následující rovnici. Hodnota vstupního odporu R_{8384} je již uvažována jako celková reálná hodnota.

$$R_{85} = K \cdot R_{8384} = 1,875 \cdot 10,2k = 19,125 k\Omega \quad (4.62)$$

Odpor R_{85} je vybrán o hodnotě 20 k Ω . Výsledné zesílení se změní a je rovno hodnotě 1,9607. Výstupní napětí operačního zesilovače kolísá okolo referenčního napětí v rozsahu 1,5686. Napětí tedy na výstupu operačního zesilovače dosahuje úrovní od 3,218 V při záporném směru proudu senzorem do 0,082 V při kladném směru proudu senzorem. Použité odpory jsou standardní a nejsou tedy přesné.

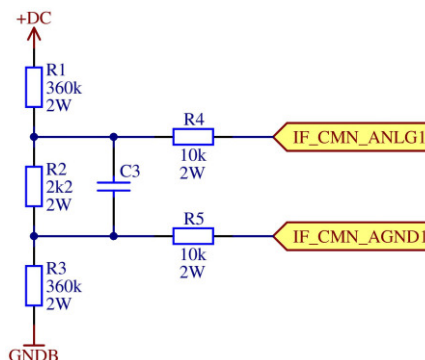
Jestliže senzorem proudu protéká špičkový efektivní proud 150 A, na výstupu diferenčního zesilovače se tento proud nezobrazí. Dojde pouze k dosažení napětí 3,3 V či nulového napětí. Efektivní proud jednou fází I_{A1ef} je vypočítán o hodnotě 14,052 A. Jmenovitý proud senzoru proudu je přibližně čtyřikrát větší než efektivní proud jednou fází. V praxi se nejčastěji dimenzuje senzor proudu na dvojnásobnou hodnotu procházejícího efektivního proudu. Snímání proudu na výstupu střídače má tedy dostatečnou rezervu pro připojení motoru s větším výkonem.

Mikroprocesor MC56F8366 osazený na řídicí desce nemá vyvedené piny sériového periferního rozhraní SPI. Z tohoto důvodu je zvoleno snímání proudu pomocí senzoru proudu s analogovým výstupem. Pokud by bylo vyvedeno rozhraní SPI, bylo by možné snímat proud na výstupu střídače pomocí nízko profilového senzoru proudu TLI4970-D050T4 od společnosti Infineon.

4.14 Snímání napětí v meziobvodu

Snímání napětí v meziobvodu je nutné pro řídicí algoritmy nejenom střídačů, ale i aktivních usměrňovačů. Ve střídačích se napětí v meziobvodu snímá, aby bylo možné předpokládat velikost amplitudy výstupního napětí. Z tohoto změřeného napětí lze v řídicím algoritmu použít kompenzaci zvlněného napětí v meziobvodu, které nepříznivě ovlivňuje výstupní napětí ze střídače. V aktivních usměrňovačích slouží k získání zpětné napěťové vazby. Snímání napětí v meziobvodu lze realizovat jednoduchým odporovým děličem či použít již zhotovené napěťové čidlo. Příkladem může být napěťové čidlo DVL 1000 od společnosti LEM. Výstupem tohoto napěťového čidla je proudový výstup, který je velmi odolný proti zarušení. Odporový dělič má oproti napěťovému čidlu nevýhodu v nedokonalém galvanickém oddělení silové části od řídicí části. Je zapotřebí použít diferenčního zesilovače, který však zprostředkovává nedokonalé galvanické oddělení.

Napěťový dělič pro snímání napětí v meziobvodu je složen ze tří odporů. Tento dělič je možné vidět na Obr. 4.11. Odpor R_1 a R_3 s velkými hodnotami jsou připojeny k potenciálům +DC a GNDB, aby vznikla velká oddělovací odporová bariéra. Odpor R_2 slouží k doladění požadovaného napětí. Na výstupu děliče je zapojený filtrační kondenzátor. Vzniká tedy RC dolní propust, která má potlačit případné rušení. Velikost kondenzátoru je nutné zvolit tak, aby nedocházelo k ovlivňování regulátoru či přepěťové ochrany. V tomto děliči je kondenzátor v pouzdře 1206. Kondenzátor se připojuje k napěťovému děliči, pokud je dělič umístěn daleko od bezindukčního kondenzátoru, kde dochází ke vzniku nežádoucích napěťových špiček. Filtrační kondenzátor v tomto střídači je zapojený těsně u polypropylenového kondenzátoru a nemělo by tedy docházet k velkým napěťovým špičkám. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače. Odpor R_4 a R_5 jsou vztaženy do celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače.

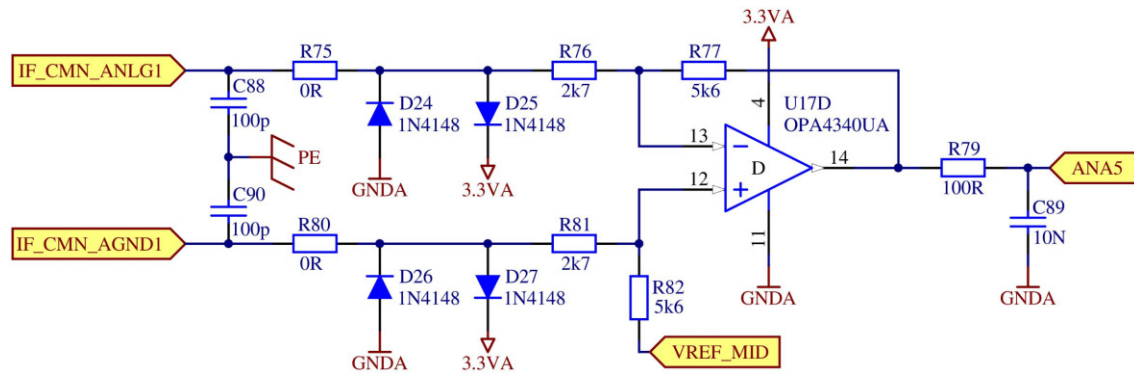


Obr. 4.11: Napěťový dělič pro snímání napětí v meziobvodu

Výpočet vstupního napětí diferenčního zesilovače je vidět v následující rovnici. Napětí $U_{in,OZ}$ se nachází na svorkách filtračního kondenzátoru. Maximální napětí v meziobvodu U_{dmax} je uvažováno o hodnotě 1000 V.

$$U_{in,OZ} = U_{dmax} \cdot \frac{R_2}{(R_1 + R_3) + R_2} = 1000 \cdot \frac{2k2}{(360k + 360k) + 2k2} = 3,046 \text{ V} \quad (4.63)$$

Analogový vstup řídicí desky pro snímání napětí v napětovém meziobvodu je vidět na Obr. 4.12. Zapojení a princip jsou téměř totožné jako u analogového vstupu pro snímání proudu na výstupu střídače. Hlavním rozdílem je způsob připojení vstupního signálu z napětového děliče. Připojení napětí na diferenční zesilovač je realizováno jako plovoucí. Nedochází tedy ke spojení zemí GNDA a GNDB. Odporů R_{75} a R_{80} jsou v tomto zapojení nahrazeny již zmiňovanými drátovými rezistory v napětovém děliči. Opět napětí mezi diodami $U_{diody,OZ}$ nesmí překročit hodnoty 1 až 2,3 V.



Obr. 4.12: Analogový vstup řídicí desky pro snímání napětí v meziobvodu

Při návrhu napětového děliče na vstupu diferenčního zesilovače je nejprve stanovena hodnota odporů R_4 a R_5 , která je zvolena 10 k Ω . Pro odpory R_{76} a R_{81} je zvolena hodnota 2,7 k Ω . Cílem výpočtů je zjistit hodnotu napětí $U_{diody,OZ}$, která se nachází mezi diodami a je uvažovaná proti GNDA. Celkový vstupní odpor diferenčního zesilovače R_{476} je tedy rovný hodnotě 12,7 k Ω .

Výpočet zesílení operačního zesilovače je vidět v následující rovnici. Hodnota výstupního napětí z operačního zesilovače je rovna 1,4 V.

$$K = \frac{U_{out,OZ}}{U_{in,OZ}} = \frac{1,4}{3,046} = 0,459 \quad (4.64)$$

Velikost odporu R_{85} je vypočtena ze zesílení operačního zesilovače a z celkového vstupního odporu diferenčního zesilovače.

$$R_{77} = K \cdot R_{476} = 0,459 \cdot 12,7k = 5837 \text{ k}\Omega \quad (4.65)$$

Odpor R_{77} je vybrán z odporové řady o hodnotě 5,6 k Ω .

Dalším krokem při návrhu diferenčního zesilovače je ověření, zda napětí mezi diodami $U_{diody,OZ}$ nepřekračuje stanovené meze. Nejprve je zapotřebí vypočítat úbytek napětí na odporu U_4 .

$$U_4 = \frac{U_{in,OZ}}{2} \cdot \frac{R_4}{R_4 + R_{76}} = \frac{3,046}{2} \cdot \frac{10k}{10k + 2k7} = 1,2 \text{ V} \quad (4.66)$$

Dále je vypočten úbytek napětí na odporu U_{R76} .

$$U_{R76} = \frac{U_{in,OZ}}{2} \cdot \frac{R_{76}}{R_{76} + R_4} = \frac{3,046}{2} \cdot \frac{2k7}{2k7 + 10k} = 0,323 \text{ V} \quad (4.67)$$

Při výpočtu napětí mezi diodami je v případě plovoucího zdroje nutné znát proud tekoucí vstupním děličem diferenčního zesilovače, aby bylo možné vypočítat úbytek napětí na odporu R_{82} . Proud je vypočten v následující rovnici.

$$I_{476} = \frac{U_{in,OZ}}{2 \cdot (R_4 + R_{76})} = \frac{3,046}{2 \cdot (10k + 2k7)} = 119,921 \text{ } \mu\text{A} \quad (4.68)$$

Pro následující výpočty je zapotřebí vypočítat velikost úbytku napětí na odporu R_{82} . Úbytek na tomto odporu je nezanedbatelný.

$$U_{82} = R_{82} \cdot I_{R4R76} = 5k6 \cdot 119,921 \cdot 10^{-6} = 0,671 \text{ V} \quad (4.69)$$

Napětí mezi vstupy operačního zesilovače je nulové. Vstupy jsou přivedeny k referenčnímu napětí operačního zesilovače přes odpor R_{82} . Napětí U_{82celk} mezi vstupy operačního zesilovače a zemí se vypočte dle následující rovnice.

$$U_{82celk} = U_{ref,OZ} - U_{R82} = 1,65 - 0,671 = 0,979 \text{ V} \quad (4.70)$$

Výpočet napětí mezi diodami je vypočítán z jednotlivých úbytků na vstupu diferenčního zesilovače.

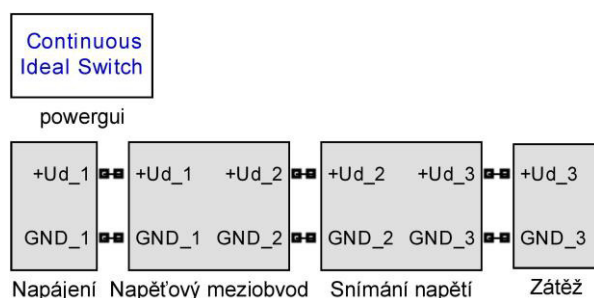
$$U_{diody,OZ} = U_{82celk} + \frac{U_{in,OZ}}{2} - U_4 = 0,979 + \frac{3,046}{2} - 1,2 = 1,302 \text{ V} \quad (4.71)$$

Pokud je diferenční zesilovač zapojen dle Obr. 4.12 pak napětí mezi diodami nabývá hodnot 1,302 V až 1,65 V. Při použití zvolených odporů je výsledné zesílení rovno hodnotě 0,4409. Napětí na výstupu operačního zesilovače je při tomto zesílení 1,342 V. Výstupní napětí je ještě zapotřebí odečíst od referenčního napětí. Na výstupu operačního zesilovače se nachází napětí 0,307 V, pokud je napětí v meziobvodu rovno 1000 V. Odporů R_1 a R_3 se v praxi volí tak, aby jejich součet byl větší než 1 M Ω . Pro zlepšení galvanického oddělení je tedy více příhodné použít v napěťovém děliči kombinaci dvou odporů o hodnotě 560 k Ω či 680 k Ω .

Návrh diferenčních zesilovačů byl ověřen v simulačním programu TINA. Do této simulace byl vložen model operačního zesilovače OPA4340UA ze stránek Texas Instruments. Vypočítané parametry obvodu odpovídali vytvořené simulaci. Simulace mohla být také provedena v programu PSpice.

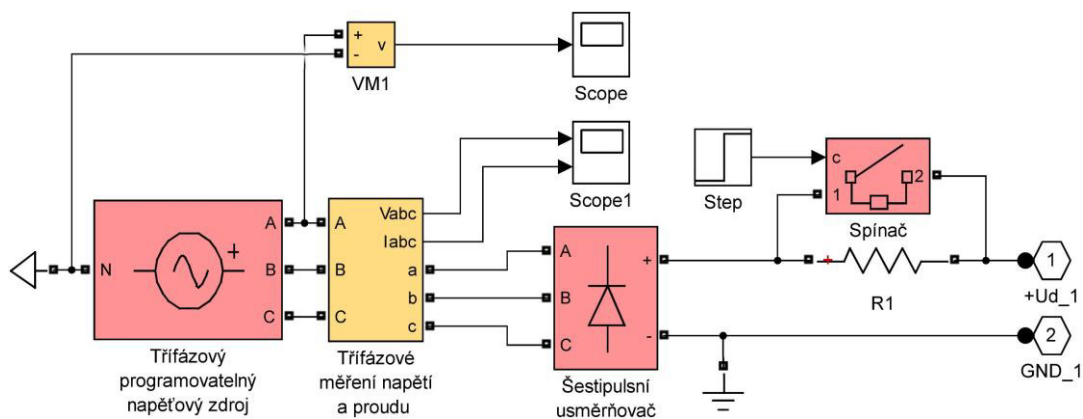
5 SIMULACE NAPĚŤOVÉHO MEZIOBVODU

Výsledky z jednotlivých výpočtů je potřeba ověřit v následující simulaci. Simulace je vytvořena v programu Matlab Simulink. Nastavení simulace probíhá v bloku powergui. Simulace je nastavená jako spojitá, s ideálním spínáním a bez parazitních odporů. Celkové blokové schéma simulace je vidět na Obr. 5.1. Blokové schéma je pro zjednodušení rozloženo do čtyř subsystémů, které se dělí na blok napájení, napěťový meziobvod, snímání napětí a na zátěž.



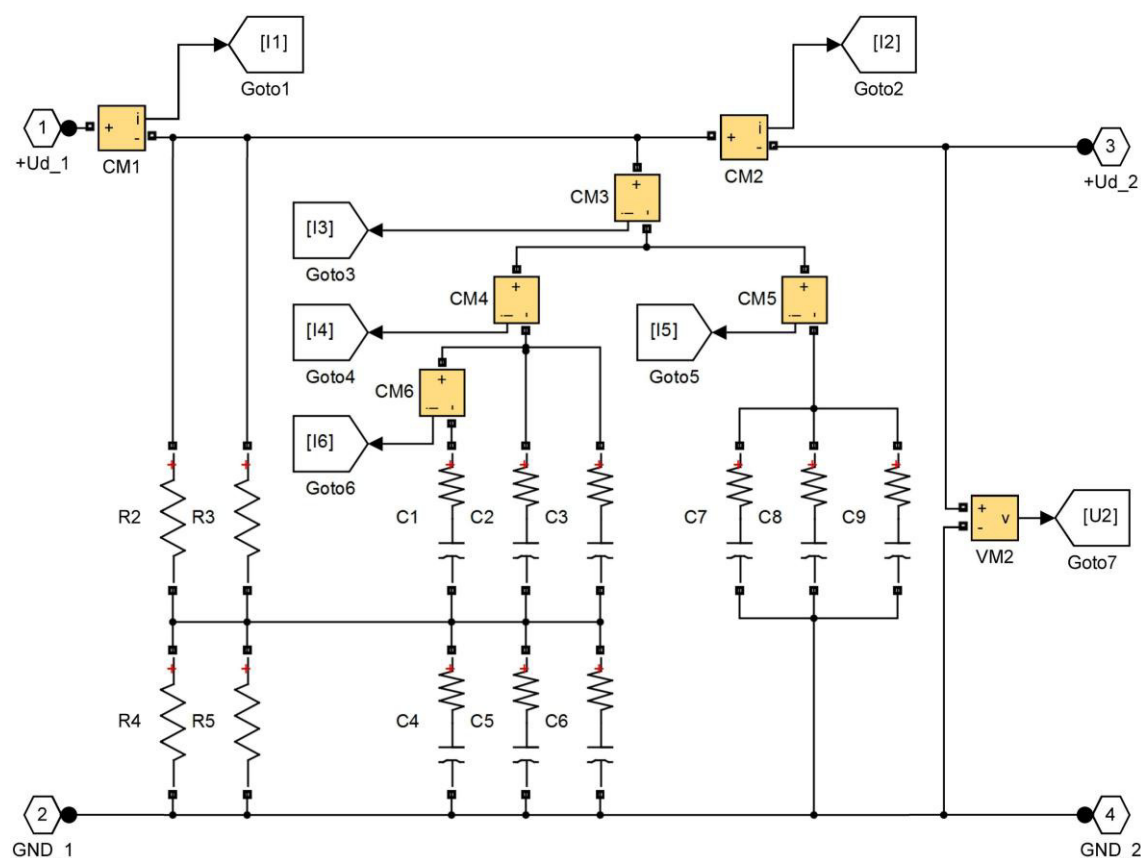
Obr. 5.1: Celkové blokové schéma simulace

Subsystém Napájení je vidět na Obr. 5.2. Třífázový programovatelný napěťový zdroj simuluje chování napájecí sítě. Velikost efektivního napětí v tomto zdroji je zvolena 400 V, posun fáze je zvolen nulový a frekvence je zvolena 50 Hz. Za napěťovým zdrojem se nachází třífázové měření napětí a proudu. Napětí je měřeno mezi fázemi. Blok šestipulsní usměrňovač je univerzální můstek, který lze případně osadit různými součástkami. V tomto případě se jedná o šest diod. Odpor těchto diod je standardně zvolen 1 mΩ. Za usměrňovačem se nachází nabíjecí odpor o velikosti 100 Ω, který je přemostěn pomocí Spínače, který lze v případně simulace nabíjecího cyklu nastavit na dobu skutečného nabíjecího času $t_{nabskut}$. Fázové napětí je pro kontrolu měřeno mezi fází A a vyvedeným nulovým vodičem v levé části obrázku.



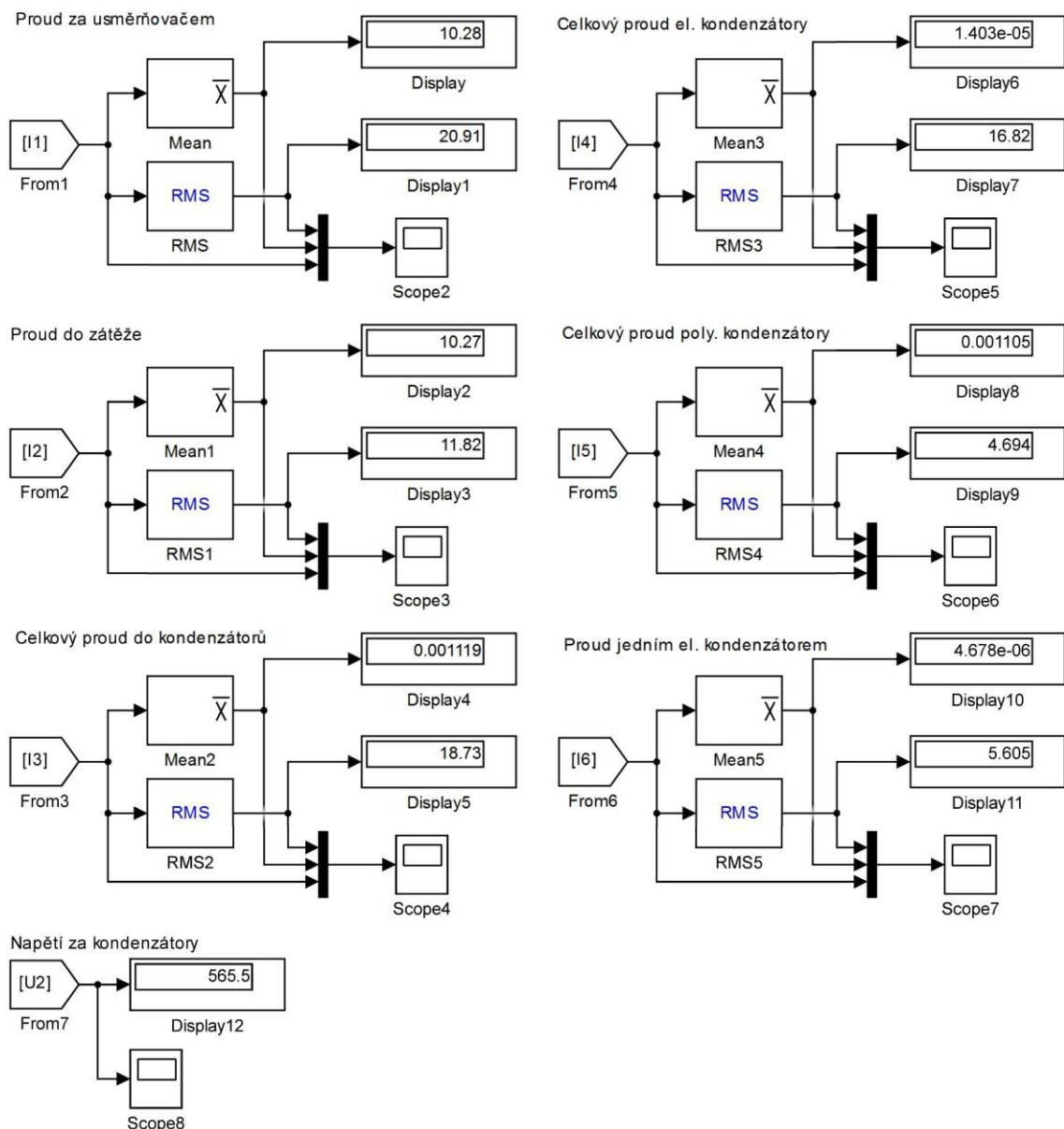
Obr. 5.2: Subsystém Napájení

Subsystém Napěťový meziobvod je složen ze čtyř vyvažovacích odporů, šesti elektrolytických kondenzátorů a ze tří polypropylenových kondenzátorů. Tento subsystém je vidět na Obr. 5.3. Jsou zde měřeny jednotlivé proudy kondenzátory, které je velmi obtížné číselně vypočítat. Hlavním účelem tohoto subsystému je zjistit přibližnou velikost a průběh procházejícího zvlněného efektivního proudu jedním elektrolytickým kondenzátorem. V subsystému Napěťový meziobvod je také obsaženo snímání vstupního proudu do kondenzátorů a snímání výstupního proudu do zátěže. Vyvažovací odpory mají hodnotu $100\ \Omega$. Kondenzátory v tomto subsystému jsou vytvořeny z bloku sériový RC obvod. Elektrolytické kondenzátory mají nastavenou kapacitu $1000\ \mu\text{F}$, sériový odpor mají nastavený $120\ \text{m}\Omega$ a počáteční napětí na kondenzátorech při zapnutí simulace činí $250\ \text{V}$. Polypropylenové kondenzátory mají nastavenou kapacitu $40\ \mu\text{F}$, sériový odpor mají nastavený $5\ \text{m}\Omega$ a počáteční napětí při zapnutí simulace mají $500\ \text{V}$. Parazitní indukčnosti přívodů kondenzátorů nejsou v této simulaci uvažovány.



Obr. 5.3: Subsystém Napěťový meziobvod, výkonová část

Výsledky středních a efektivních hodnot jednotlivých proudů, které jsou vidět na Obr. 5.4 reprezentují předpokládané chování napěťového meziobvodu v ustáleném stavu při jmenovitém zatížení motoru. Hodnoty na tomto obrázku jsou pouze přibližné, jelikož jde jen velmi obtížně nastavit reálné podmínky.

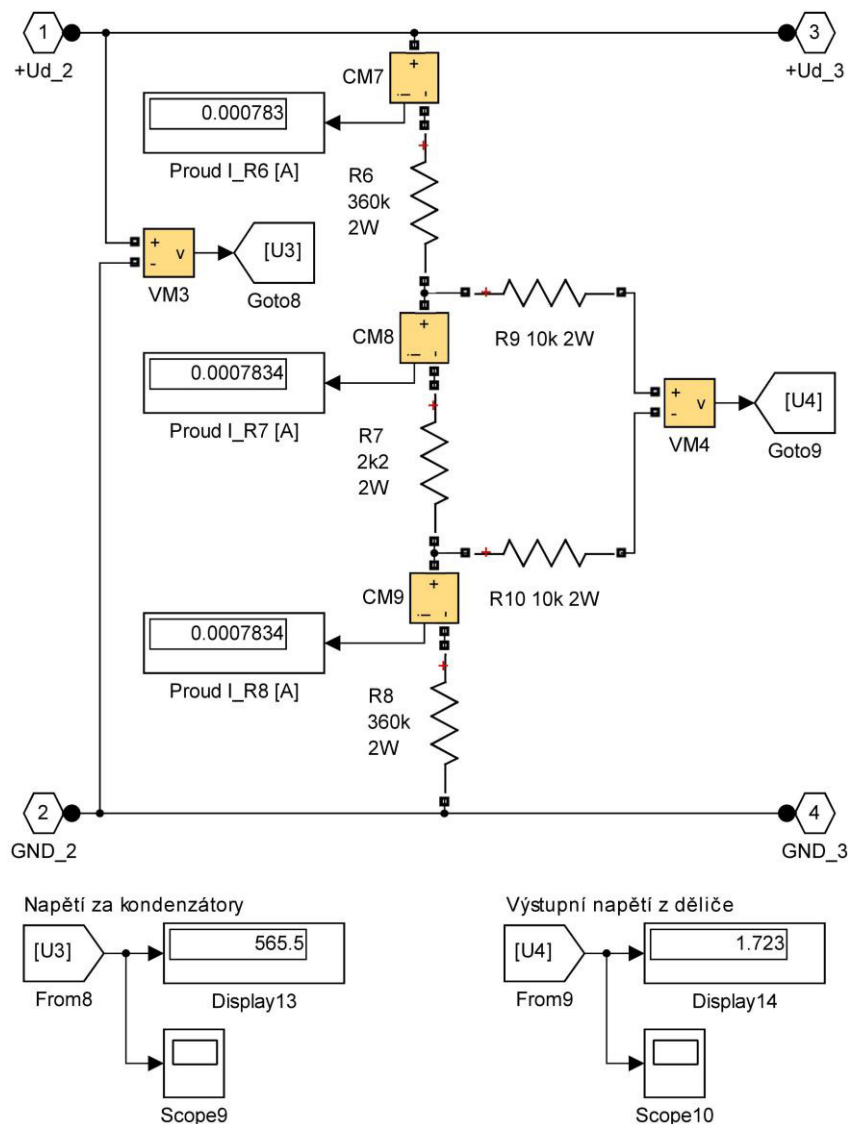


Obr. 5.4: Subsystém Napěťový meziobvod, měřicí část

Simulace napěťového meziobvodu při jmenovitém zatížení motoru ukázala, že zvolený efektivní proud jedním elektrolytickým kondenzátorem dosahuje hodnoty 5,605 A. Zvolený elektrolytický kondenzátor EPCOS B43508A9108M dosahuje tohoto zvoleného efektivního proudu při teplotě pouzdra 80 °C. Vzniká tu tedy rezerva oteplení pouzdra na kritickou hodnotu. Střední proud za usměrňovačem, který vstupuje do napěťového meziobvodu má hodnotu 10,28 A. Hodnota dostačuje maximálnímu střednímu proudu odebraného ze zvoleného usměrňovače, který dosahuje hodnoty 45 A. Ze simulace také vyplynulo, že střední proud směřující do zátěže dosahuje hodnoty 10,27 A což se přibližně shoduje s vypočteným středním mezilehlým proudem, který má hodnotu 12,251 A. Odchylka je způsobena nepřesným měřením střední hodnoty a neuvažováním ztrát modulu.

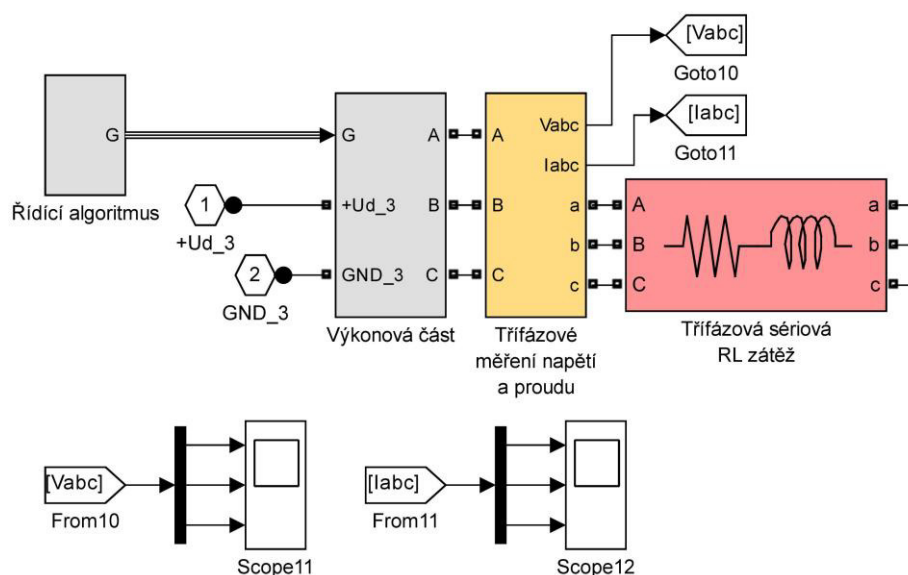
Celkový zvlněný efektivní proud vstupující do kondenzátorů má hodnotu 18,73 A. Hodnota tohoto proudu se v reálných podmínkách zvětší, jelikož dochází k přičtení vyšších harmonických z připojeného motoru a tím tedy dochází k většímu zvlnění celkového efektivního proudu kondenzátory. Efektivní proud elektrolytickými kondenzátory je přibližně 3,5-krát větší než polypropylenovými jelikož mají elektrolytické kondenzátory podstatně větší kapacitu.

Subsystem Snímání napětí na Obr. 5.5 je složen z napěťového děliče. Dochází zde k měření napětí v meziobvodu. Napětí v meziobvodu, které je měřené za kondenzátory, dosahuje amplitudy 565,5 V. Je zde měřeno také výstupního napětí děliče, které nabývá hodnoty 1,723 V při 565,5 V. Dále je měřen procházející proud odpory děliče, aby bylo možné vypočítat výkonovou ztrátu. Proud procházející napěťovým děličem dosahuje hodnoty 0,783 mA. Jedná se o malou hodnotu, ale i přesto bude vytvářet výkonovou ztrátu 0,22 W na 360 k Ω odporech.



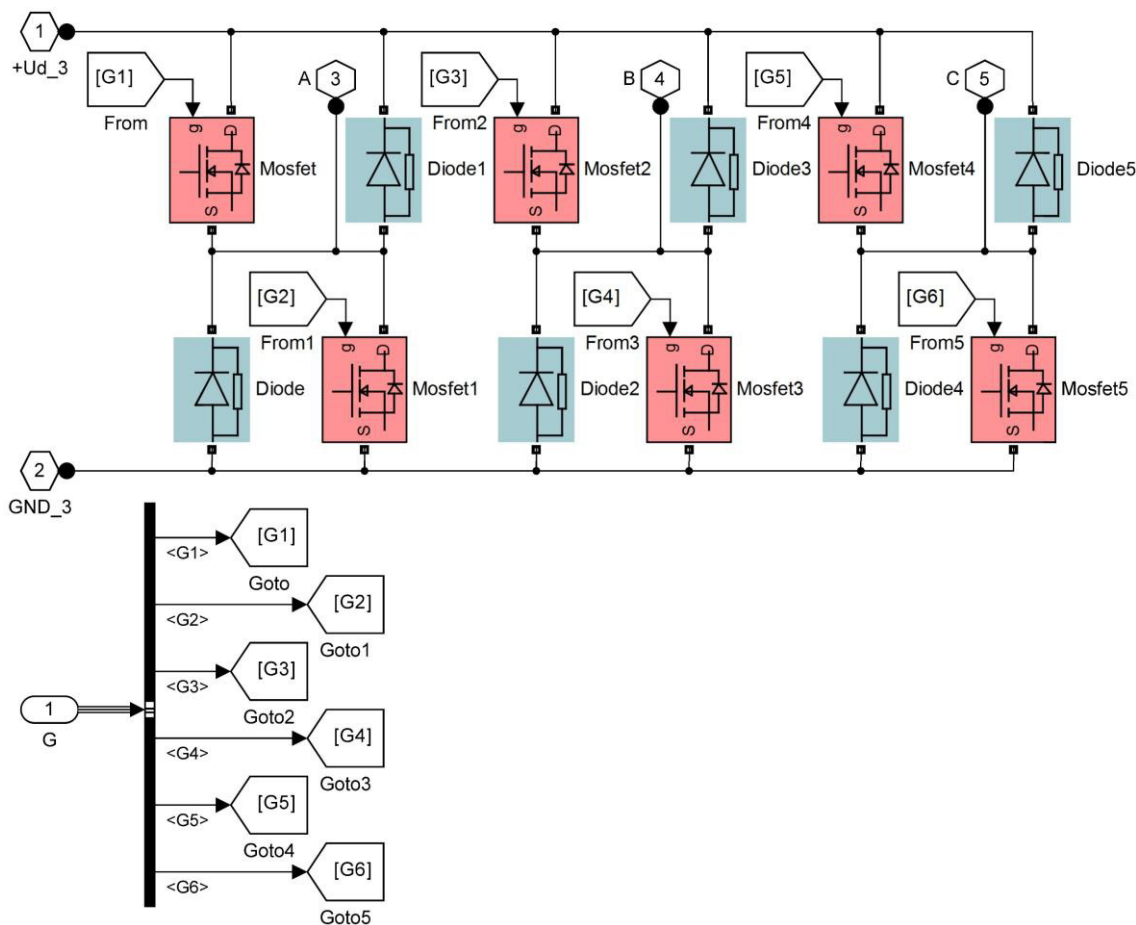
Obr. 5.5: Subsystem Snímání napětí

Subsystem Zátěž na Obr. 5.6 je složen z řídicího algoritmu, výkonové části, třífázového měření napětí a proudů a z třífázové sériové RL zátěže. Vstupní napětí je přivedeno k bloku výkonová část, ve kterém je generováno výstupní napětí a výstupní proudy. Do tohoto bloku jsou sběrnici přivedeny řídicí signály z bloku řídicí algoritmus. Za blokem výkonová část se nachází měření výstupního napětí a výstupních proudů simulace. V celé simulaci jsou tedy měřeny napěťové a proudové poměry na vstupu i na výstupu. Na výstupu se nachází třífázová sériová RL zátěž, která simuluje předpokládané parametry asynchronního motoru. Hodnota odporu RL zátěže je nastavena na hodnotu $11,6644 \Omega$ a velikost indukčnosti je nastavena na hodnotu $0,9469 \text{ mH}$. Vývody třífázové zátěže značené malými písmeny jsou zapojeny tak, aby vzniklo zapojení do hvězdy. Zátěž použitou v této simulaci je možné nahradit modelem asynchronního motoru, který se nachází v knihovně Simulinku. V tomto modelu je poté možné nastavit jednotlivé parametry motoru.



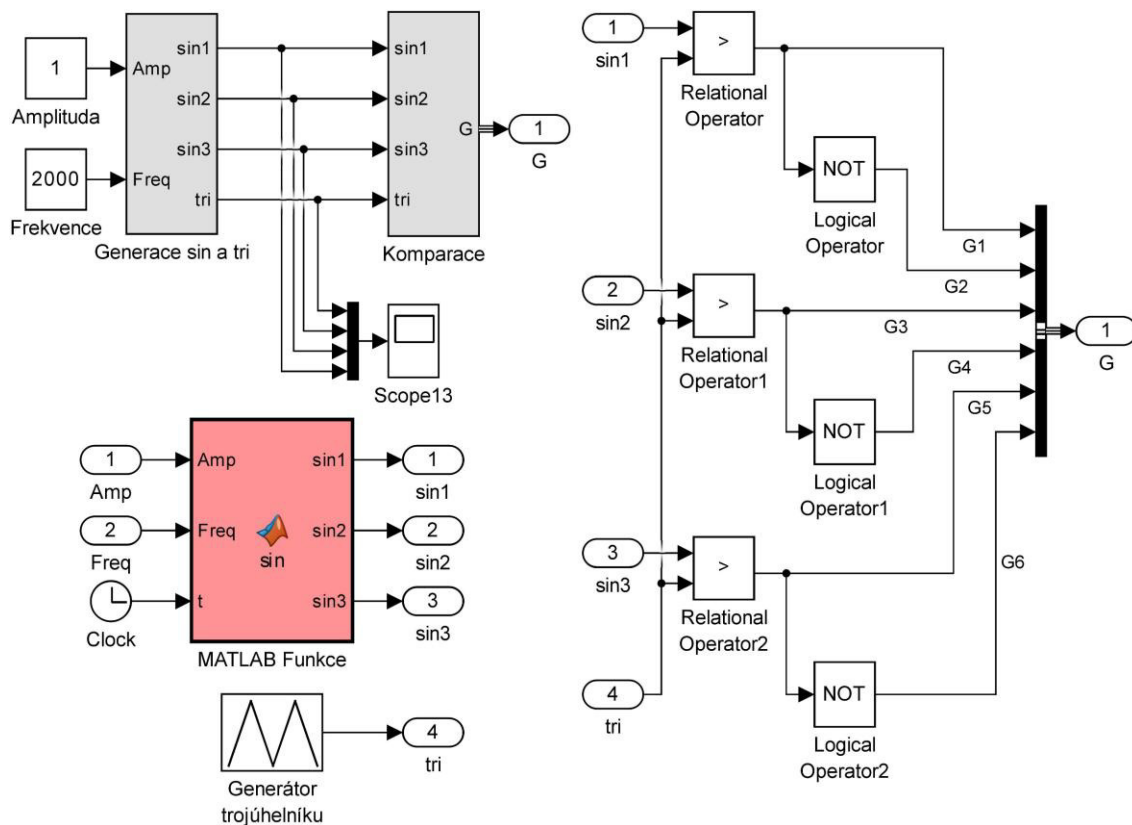
Obr. 5.6: Subsystem Zátěž

Výkonová část na Obr. 5.7 je složena ze šesti MOSFET tranzistorů a šesti diod. Blok MOSFET obsahuje vnitřní diodu zapojenou paralelně k tranzistoru, ke které je do série připojený odlehčovací RC obvod. Pokud je přivedený signál na vstup tranzistoru, MOSFET se stává vodivý a chová se jako odpor v obou směrech proudu. Pokud není přivedený signál na vstup tranzistoru a proud tranzistorem je záporný, proud je vedený přes vnitřní antiparalelní diodu. Blok Diode má také paralelně připojený RC odlehčovací obvod. V propustném stavu má tento model vnitřní odpor a vnitřní indukčnost. Do parametrů bloku MOSFET je přidán odpor v propustném směru výkonového tranzistoru modulu předpokládaný ve výpočtech, který činí $43 \text{ m}\Omega$. Do bloku Diode je přidán odpor v propustném směru nulové diody výkonové modulu, který činí $24 \text{ m}\Omega$ a velikost napětí v propustném směru je nastaveno $0,8 \text{ V}$.



Obr. 5.7: Subsystém Zátěž, Výkonová část

Řídicí algoritmus pro spínání tranzistorů ve výkonové části je vidět na Obr. 5.8. Algoritmus je poměrně jednoduchý. Využívá standartní komparace sinusu a trojúhelníku k získání řídicích signálů pro tranzistory ve výkonové části. V levé horní části se nachází celkové blokové schéma, které je složeno z bloku generace sinusu a trojúhelníku a z bloku komparace. Blok generace sinusu a trojúhelníku je vidět v levé dolní části obrázku. Tento blok je složen z MATLAB funkce a z generátoru trojúhelníku. MATLAB funkce obsahuje rovnici (5.1), která vyžaduje dvě proměnné, a to amplitudu a frekvenci. Ty jsou nastavovány v celkovém blokovém schématu. Generátor trojúhelníku generuje signál o spínací frekvenci 20 kHz s amplitudou rovné 1. Aby docházelo ke správné komparaci musí být i komparovaná velikost amplitudy vstupního napětí rovna 1. Pokud je nastavovaná vstupní amplituda rovna 1, pak na výstupu simulace dosahuje amplituda napětí celkovému napětí v meziobvodu. Nastavovaná frekvence 2 kHz 1. harmonické výstupního napětí je rovněž dosazována do rovnice (5.1). V bloku komparace se nacházejí tři komparátory a tři negace. Dochází zde ke komparaci sinusu a trojúhelníku. Komparátor pošle na jeho výstup logickou jedničku, pokud je napětí sinusového signálu větší než napětí trojúhelníkového signálu.



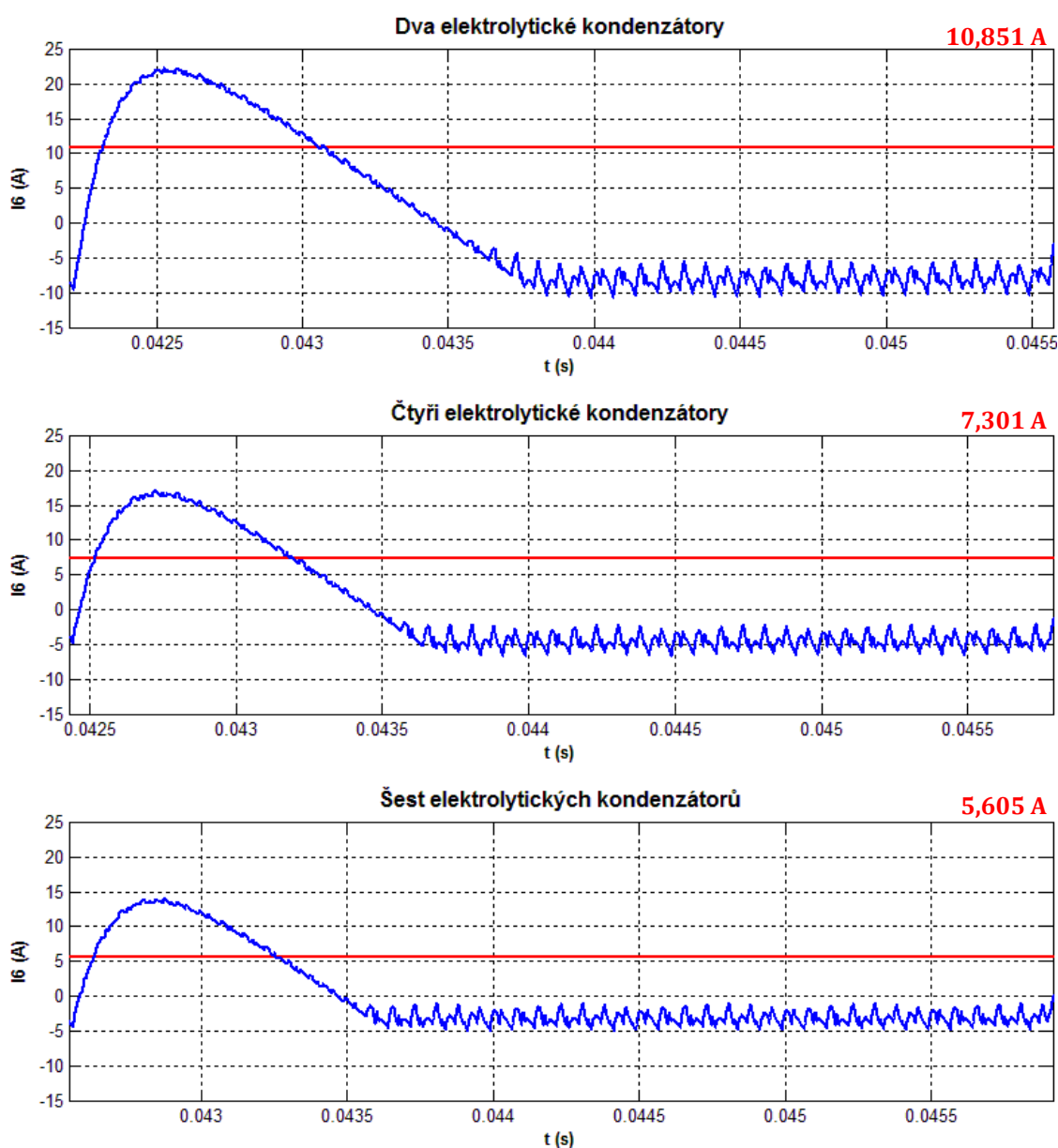
Obr. 5.8: Subsystém Zátěž, Řídící algoritmus

Rovnice popisující generaci sinusu je vidět v následujícím kroku. Sinusové napětí jsou vzájemně posunuty o 120° . Doba t představuje čas simulace.

$$\begin{aligned}
 \sin_1 &= Amp \cdot \sin(2\pi \cdot Freq \cdot t) \\
 \sin_2 &= Amp \cdot \sin(2\pi \cdot Freq \cdot t + (4\pi/3)) \\
 \sin_3 &= Amp \cdot \sin(2\pi \cdot Freq \cdot t + (2\pi/3))
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

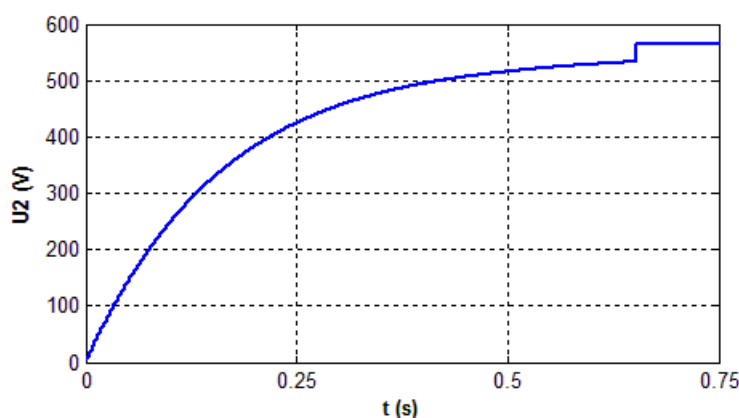
Hlavním cílem celé simulace je zjištění již zmiňovaného zvlněného efektivního proudu jedním elektrolytickým kondenzátorem. Na Obr. 5.9 jsou zobrazeny průběhy zvlněného efektivního proudu jedním kondenzátorem pro různý počet elektrolytických kondenzátorů. U každého průběhu je zobrazena vždy jedna perioda. V obrázku představuje proud na ose Y proud I_6 zobrazený na Obr. 5.4. Pokud jsou zapojeny pouze dva kondenzátory čili jedna sériová dvojice, dosahuje efektivní proud hodnoty 10,851 A. Dochází tedy k nárůstu efektivní hodnoty proudu nad maximální hodnotu stanovenou výrobcem, která je 7,13 A při teplotě pouzdra 60°C . V důsledku toho by došlo ke zničení kondenzátorů díky teplotnímu přetížení. Použití dvou kondenzátorů v meziobvodu je možné za použití tlumivky, která snižuje hodnotu zvlněného proudu kondenzátory. Pokud jsou zapojeny pouze čtyři kondenzátory čili dvě sériové dvojice, dosahuje efektivní proud hodnoty 7,301 A. Vyčíslená hodnota je velmi blízko maximální hodnotě efektivního proudu.

Je důležité poznamenat, že v simulaci jsou uvažovány pouze předpokládané parametry vysokootáčkového motoru a je tedy zřejmé, že reálný efektivní proud bude větší než zjištěný v průběhu simulace. Zapojení čtyř kondenzátorů tedy není možné za použití přirozeného odvodu tepla z kondenzátorů. Pokud je zapojeno šest kondenzátorů čili tři sériové dvojice, dosahuje efektivní proud hodnoty 5,605 A. Zvlněný efektivní proud je tedy pro šest kondenzátorů nejpříjemnější. Průběhy proudu jsou zvlněny v důsledku spínání RL zátěže. V reálných podmínkách bude průběh proudu kondenzátory více zvlněný s většími napěťovými špičkami, jelikož simulace je vytvořena při ideálním spínání tranzistorů. Frekvence průběhů zvlněného proudu jedním kondenzátorem dosahuje hodnoty 297 Hz.



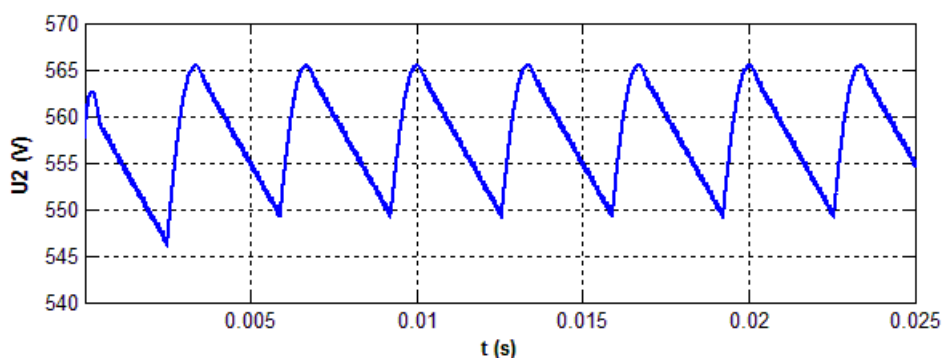
Obr. 5.9: Průběhy periody zvlněného proudu jedním el. kondenzátorem spolu s jejich vypočtenou efektivní hodnotou

Cílem simulace je také zjistit průběh napětí v meziobvodu během nabíjecího cyklu. Při této simulaci je nastaveno sepnutí spínače v subsystému Napájení na dobu nabíjecího času $t_{nabskut}$. Dále je změněno nastavení na kondenzátorech, tak aby se na nich při zapnutí simulace nevyskytovalo žádné napětí. Zátěž je odpojena od kondenzátorů. Na Obr. 5.10 je vidět průběh napětí během tohoto nabíjecího cyklu. Průběh na obrázku reprezentuje exponenciálu během nabíjecího cyklu RC článku vzniklého v napěťovém meziobvodu. V čase simulace 0,653 s dojde k sepnutí spínače, který přemostuje nabíjecí odpor. V době sepnutí spínače je na obrázku vidět napěťový skok, který vznikne díky úbytku na nabíjecím odporu. Napěťový skok začíná při napětí 533,139 V a má velikost 32,423 V. Při sepnutí spínače v delším čase se tento skok snižuje, jelikož již dochází k plnému nabití kondenzátorů. Napěťový skok v simulaci má ideální skokový průběh, který v praxi bude mít spíše exponenciální průběh.



Obr. 5.10: Napětí v meziobvodu při nabíjecím cyklu

Průběh napětí v meziobvodu při připojené zátěži je vidět na Obr. 5.11. Na obrázku je možné vidět šest pilovitých průběhů napětí v jedné periodě síťového napětí. Pokles napětí v meziobvodu je pouze 15 V, protože je celková zvolená kapacita v meziobvodu větší než vypočítaná.



Obr. 5.11: Napětí v meziobvodu při připojené zátěži

6 NÁVRH DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ

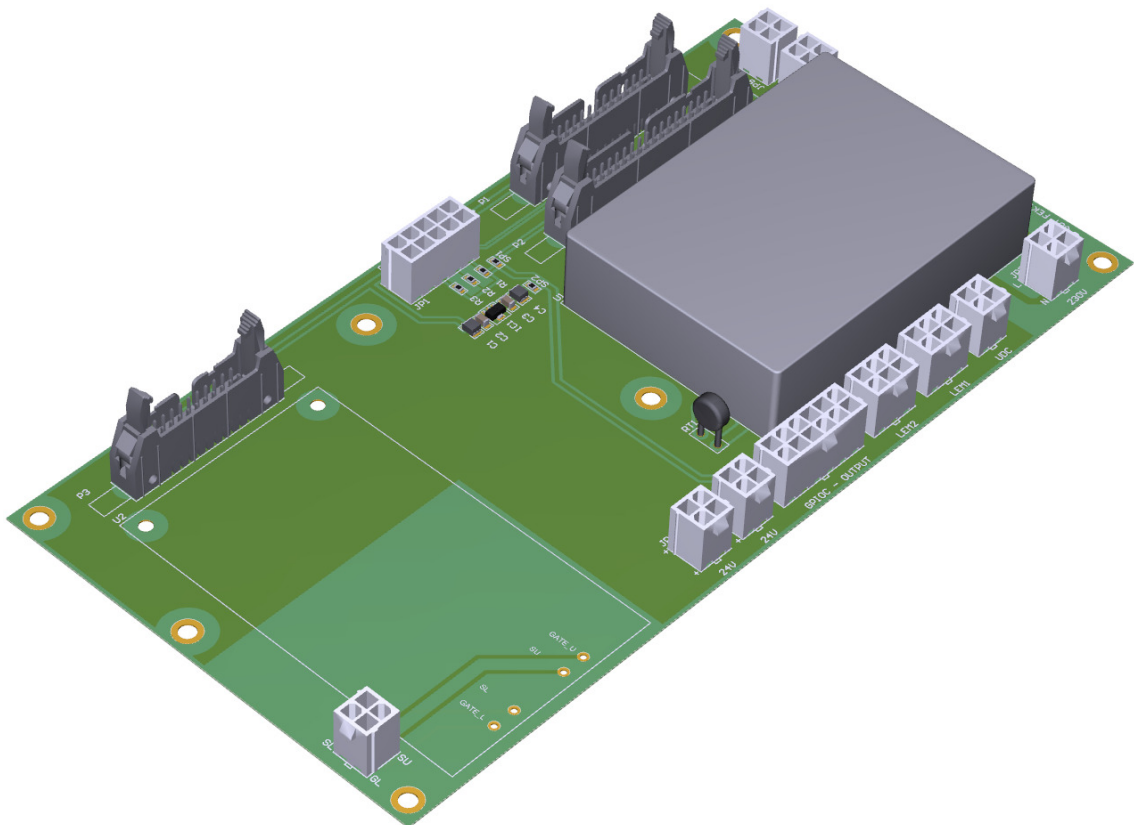
Návrh plošných spojů je realizován v programu Altium Designer. Program je velmi propracovaný a je vhodný pro návrh složitých vícevrstvých DPS. V programu lze nastavit podrobná pravidla díky kterým je posléze tažení cest na DPS mnohem jednodušší. Obsahem tohoto programu je 3D zobrazení výsledné desky, které napomáhá uživateli si lépe představit podobu výsledné desky. Výhodou programu je i možnost volby footprintu k jednotlivým součástkám přímo ve schématu. Nemusí se tedy součástka ze schématu odebrat a následně přidat jinou v odlišném pouzdře. Při tvorbě návrhu DPS jsou cesty označené jejich názvem což zlepšuje orientaci na desce. Tvorba Gerber dat pro výrobu DPS je jednoduchá a intuitivní. Program umožňuje generování obrázků výsledných desek v podobě 3D PDF. Nevýhodou lze považovat obtížnější získávání potřebných knihoven součástek. Čistá instalace programu obsahuje pouze několik základních součástek. Knihovny lze získat na stránkách výrobce programu, kde jdou knihovny rozděleny dle společností.

Hlavní podmínkou návrhu DPS ze zadání je umístění všech výkonových součástek na jednom chladiči. V praxi se pro výkonové střídače záměrně odděluje výkonový modul s budičí od napájecí části, která se nachází zcela na jiném chladiči. Výhoda tohoto oddělení na jiný chladič spočívá v možnosti výměny napájecí části za moderní či z důvodu servisu při výměně již dosluhujících elektrolytických kondenzátorů. Deska budičů výkonového modulu je navržena právě na tento typ umístění výkonových částí na dva různé chladiče, jelikož jsou její vstupní a výstupní výkonové pady navrženy pro připojení silového kabelu. Další podmínkou návrhu DPS jsou malé rozměry v šířce a délce zařízení. Této dílčí podmínky je velmi obtížné dosáhnout, jelikož je deska s budičí výkonového modulu relativně velká a nachází se blízko chladiče. Řídící deska má také velké rozměry, a její rozměry zvětšují zařízení na šířce. Variant možných řešení rozložení jednotlivých desek je samozřejmě nespočet. Vybrána je varianta, kde se deska s budičí výkonového modulu nachází nad chladičem a je přišroubována k nosnému ocelovému plechu. Kolem desky s budičí jsou s izolační mezerou 4 mm umístěny navržené desky. Řídící deska se nachází nejdříve a je odstíněna ocelovým plechem.

Navržené DPS jsou rozděleny do šesti desek, aby byly zajištěny malé rozměry celkového zařízení. Výhodou většího počtu malých desek je možnost změnit návrh jedné z desek, aniž by bylo potřeba měnit návrh zbylých desek. Jednotlivé desky jsou řazeny nad sebou, aby se docílilo menších rozměrů zařízení. V návrhu byla také uvažována možnost použití jedné velké desky, která by překrývala celou desku budičů výkonového modulu. Tato možnost nebyla realizována, jelikož by bylo obtížné umístit usměrňovač na stejný chladič s výkonovým modulem, aniž by nedošlo k nadměrnému zvětšení výsledné desky.

Desky PCB 1 až 5 jsou vyrobeny ve společnosti Printed. Tloušťka mědi je zvolena 35 μm , nepájivá maska je zvolena zelená, izolační materiál je standardní FR4 s tloušťkou 1,5 mm. Deska PCB 6 je vyrobena u společnosti Gatema. Tloušťka mědi, nepájivá maska a izolační materiál zůstali stejné jako u ostatních desek. U této desky je zvolena nejlevnější konstrukční třída 3, která vyžaduje minimální šířku vodičů 0,4 mm a minimální šířku izolační mezery také 0,4 mm. Pocínování padů je realizováno pomocí neolovnatého cínu. Zelená nepájivá maska u desky vyrobené u společnosti Gatema je velmi kvalitní. Celková vyšší kvalita desky způsobila taktéž vyšší cenu. Řídící deska a desky budičů mají nepájivou masku modré barvy, proto bylo zprvu uvažováno použití modré nepájivé masky i na navrhované desky. Modrá nepájivá maska je nanášena pomocí techniky sítotisku. Kvalita masek nanášené pomocí sítotisku nedosahuje kvality masek pomocí fotoprosesu. Modrá nepájivá maska je tedy mnohem dražší a pro realizaci desek tohoto střídače nevhodná.

Propojovací deska PCB1 slouží jako pomocná propojovací deska pro řídicí desku. Tato propojovací deska je vidět na Obr. 6.1. Její funkcí je propojit řídicí desku, desku budičů výkonového modulu a desku budičů tranzistoru brzdného odporu. Propojovací deska se nachází nad deskou budičů výkonového modulu. Tyto desky jsou od sebe vzájemně odděleny kovovou deskou, která je pomocí distančních sloupků připojena na zemní vodič PE, a tedy slouží jako stínění.



Obr. 6.1: PCB1 – Propojovací deska

Na této desce se nachází napájení střídače stejnosměrným napětím 24 V, které je realizováno pomocí spínaného zdroje TMP 30124 od společnosti Traco Power. Spínaný zdroj má výkon 30 W a je tedy schopný dodat do zátěže proud 1,25 A. Zdroj lze napájet ze střídavého i ze stejnosměrného zdroje. Ze střídavého zdroje je možné napájet spínaný zdroj od 85 V do 264 V. Před zdroj je dobré zařadit pomalou pojistku 3,5 A. Výstupní napětí ze spínaného zdroje je dobře vyhlazeno vnitřním filtračním kondenzátorem. Účinnost zdroje se pohybuje okolo 80 %. V případě nedostatečného výkonu tohoto spínaného zdroje je možné řídicí desku osadit výkonnějším 60 W modelem TMP 60124, který dodává do zátěže proud 2,5 A [26].

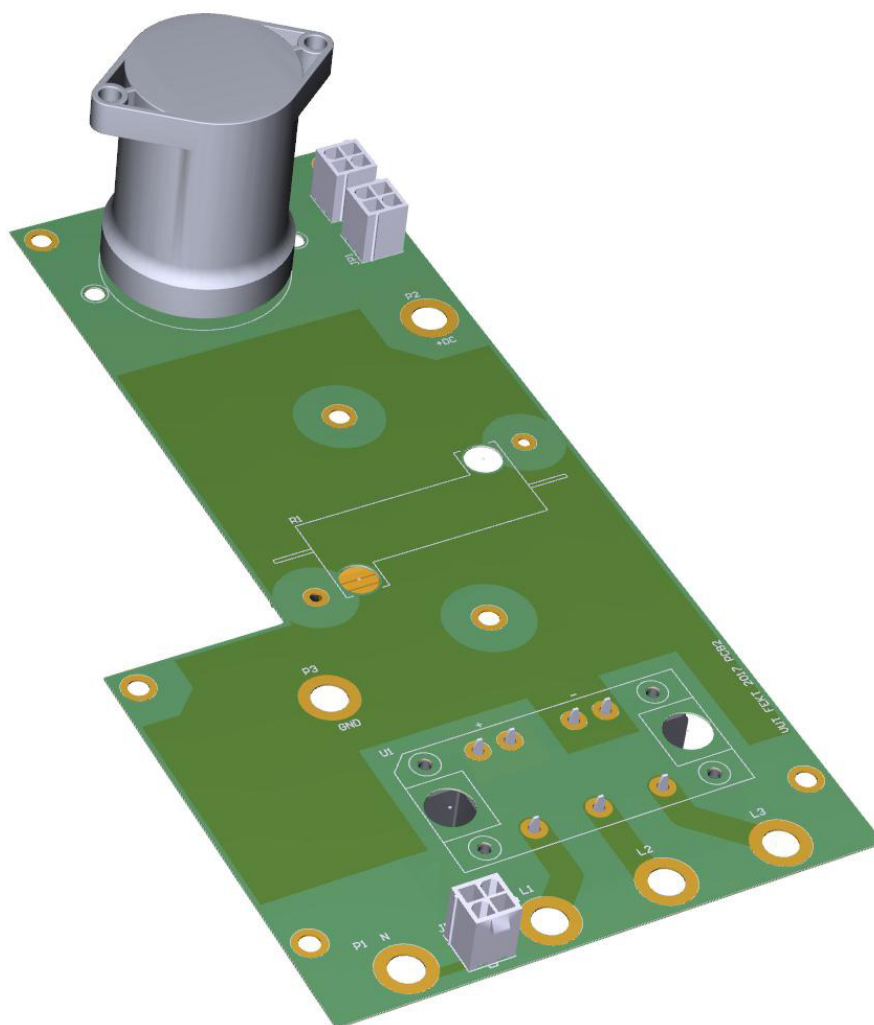
Jelikož je spínaný zdroj dimenzován pro napájení kapacitní zátěže do 1500 μF , je přidán do série omezovač nárazového proudu B5715S0200M od společnosti EPCOS/TDK. Jedná se o NTC termistor, který se při průchodu jmenovitého proudu ohřeje a sníží svůj odpor. Velikost jeho odporu je při pokojové teplotě 20 Ω . Při jmenovitém proudu spínaného zdroje je velikost odporu odhadována na hodnotu 0,7 Ω . Proud procházející omezovačem nárazového proudu by neměl překročit hodnotu 1,6 A, mohlo by následně dojít k jeho zničení. Při použití výkonnějšího modelu spínaného zdroje je potřeba nahradit NTC termistor jeho 3 A verzí [27].

Na propojovací desce se taktéž nachází napájení 5 V pro senzory proudu LEM. Pro tuto funkci je použit lineární regulátor napětí 78L05F v pouzdře SOT-89. Senzory proudu mají malou spotřebu a nejsou tedy kladeny nároky na výkonný zdroj napájecího napětí. K lineárnímu regulátoru napětí jsou připojeny dva blokovací keramické kondenzátory, které se nacházejí blízko jeho vývodů. Blokovací kondenzátory slouží ke snížení rušení při náhlých proudových špičkách. Na jeho výstupu se nachází tantalový kondenzátor o kapacitě 10 μF , který dodává energii během pomalých změn proudu. Stabilizátor je napájen z 15 V větve řídicí desky. Jelikož se nachází řídicí deska daleko od lineárního regulátoru napětí je zapojen 10 μF tantalový kondenzátor i na jeho vstup, aby bylo kompenzováno přírodní vedení. K dané aplikaci a volného prostoru na propojovací desce je více příhodné použít lineární regulátor napětí ve větším pouzdře (DPAK či TO-220). Napájení senzorů proudů je možné i z 5 V větve na řídicí desce. K tomuto účelu jsou umístěny na propojovací desce dvě pájitelné propojky.

Součástka U2 nacházející se v levé části desky je budič tranzistoru brzdného odporu. Tento budič se nachází 10 mm nad propojovací deskou. Pro zvýšení izolačních vzdáleností je pod deskou budiče nerozlitá měď.

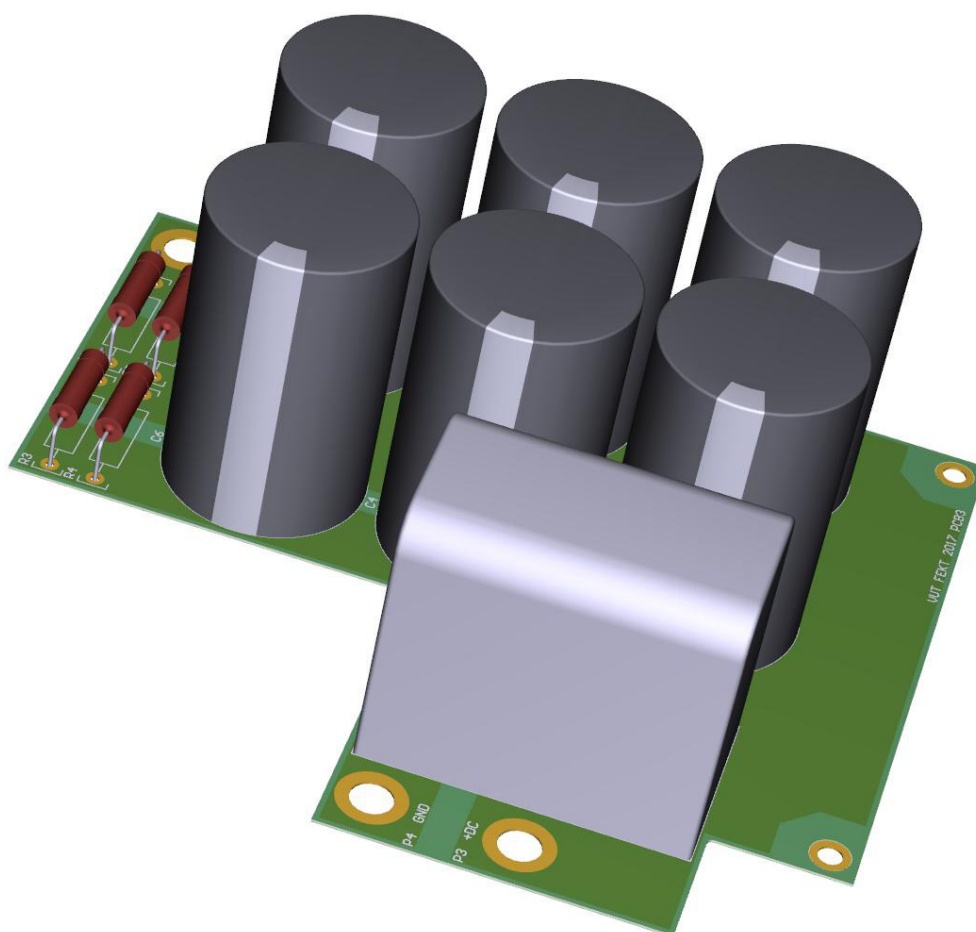
Konektory použité na propojovací desce jsou dvojího typu. Jsou zde použity odolné konektory Molex s roztečí 4,2 mm a kvalitní konektory pro ploché kabely od společnosti Amphenol, které se taktéž nachází na obou deskách budičů od společnosti CREE.

Návrh desky PCB2 je vidět na Obr. 6.2. Na desce se nachází usměrňovač, nabíjecí odpor a zkratovací relé. Konektor P1 slouží jako vstupní konektor střídače a obsahuje fázové vodiče spolu s nulovým vodičem. U tohoto konektoru je vyveden Molex konektor pro napájení spínaného zdroje síťovým napětím. V padech konektoru P1, P2 a P3 jsou napájeny mosazné matky se závitem M6. Za vstupním konektorem se nachází třífázový usměrňovač VUO 34-16NO1 v pouzdře V1-A-Pack-7 od společnosti IXYS. Měď obou polygonů není rozlita v okolí konektoru P1, aby bylo zaručeno bezpečné oddělení síťového napětí od stejnosměrného obvodu. Kladný pól stejnosměrného obvodu je veden ve spodní straně desky. Záporný pól je rozlit na horní straně desky. Za usměrňovačem se nachází nabíjecí odpor HS50 100R J od společnosti ARCOL, který je umístěn na chladiči pod deskou. Pouzdro nabíjecího odporu je spojeno se zemním vodičem PE. Izolační mezera mezi nabíjecím odporem a spodní stranou desky je 2,2 mm. Za nabíjecím odporem se nachází zkratovací relé LEV100A5ANG. Relé je přišroubováno šrouby M5 ke spodní straně desky. Pro toto relé je do desky vyfrézována drážka mezi kontakty.



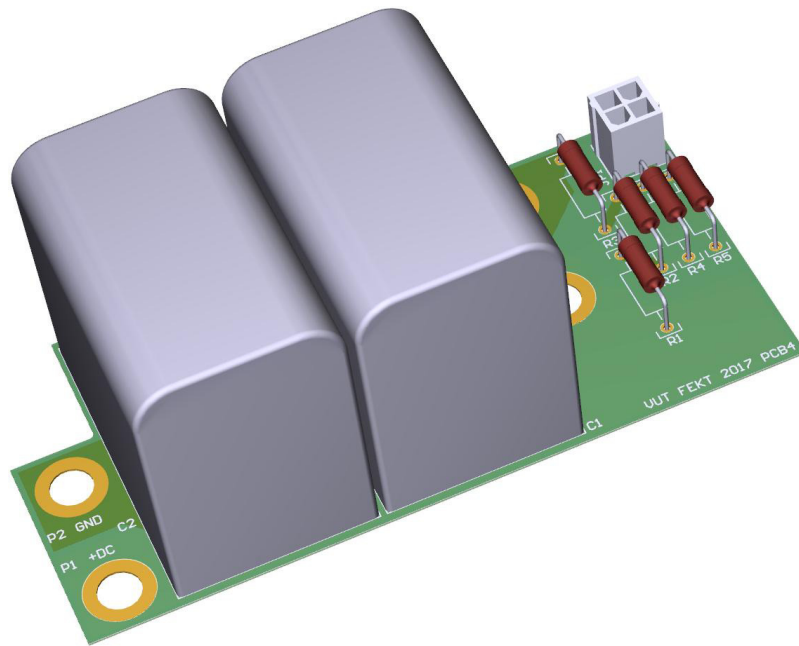
Obr. 6.2: PCB2 – Usměrňovač, nabíjecí odpor a zkratovací relé

Deska plošných spojů PCB3 s filtračními kondenzátory a s vyvažovacími odpory je vidět na Obr. 6.3. Deska se nachází nad deskou PCB2. Spojení desek je realizováno pomocí dvou mosazných distančních sloupků o délkách 15 mm. Na této desce plošných spojů se nachází šest elektrolytických kondenzátorů a jeden ze tří polypropylenových kondenzátorů. Vyvažovací odpory jsou nadzvednuty od desky plošných spojů, aby docházelo k lepšímu vyzařování tepla. Na desce jsou silové cesty taženy vždy ve dvou cestách. Měď je rozlita po celé ploše. Vstupní pad GND je umístěn co možná nejdále od vstupního padu +DC, aby docházelo k rovnoměrnému zatěžování jednotlivých elektrolytických kondenzátorů. Pokud by takto nebylo učiněno, kondenzátory C6 a C5 by procházel větší zvlněný proud než kondenzátory C1 a C2. Chlazení kondenzátorů je z velké části zajištěno jejich pouzdrem. Pro efektivní chlazení kondenzátorů do desky plošných spojů by byla zapotřebí větší plocha desky spolu s větší tloušťkou použité mědi. Chlazení kondenzátorů je také částečně umožněno mosaznými distančními sloupky, které převádí teplo do spodní desky PCB1. Pro zvýšení přenosu tepla mezi silovými cestami ve dvou vrstvách by mohla být deska plošně osazena prokovkami. Bez těchto prokovek se proud a teplo šíří mezi vrstvami pomocí vývodů jednotlivých součástek.



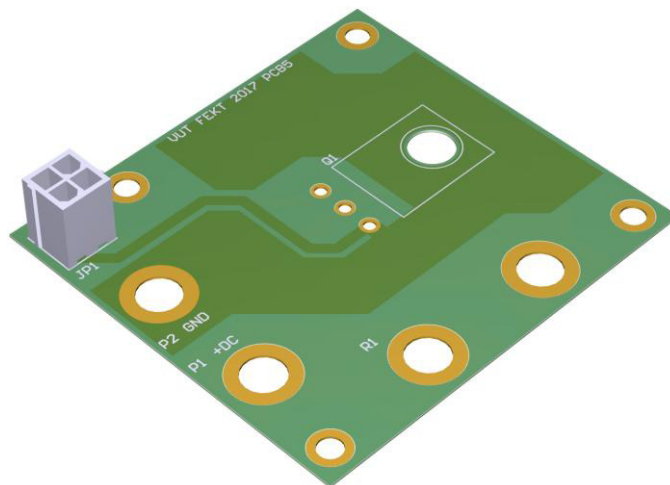
Obr. 6.3: PCB3 – Filtrační kondenzátory a vyvažovací odpory

Na Obr. 6.4 je vidět deska pro snímání napětí meziobvodu. Snímání napětí je realizováno pomocí napětového děliče. Na desce se také nachází zbylé dva polypropylenové kondenzátory, které jsou na tuto desku umístěny z důvodu úspory místa na desce PCB3. Na této desce jsou polygony +DC a GNDB rozlité tak, aby docházelo k minimalizaci parazitní indukce.



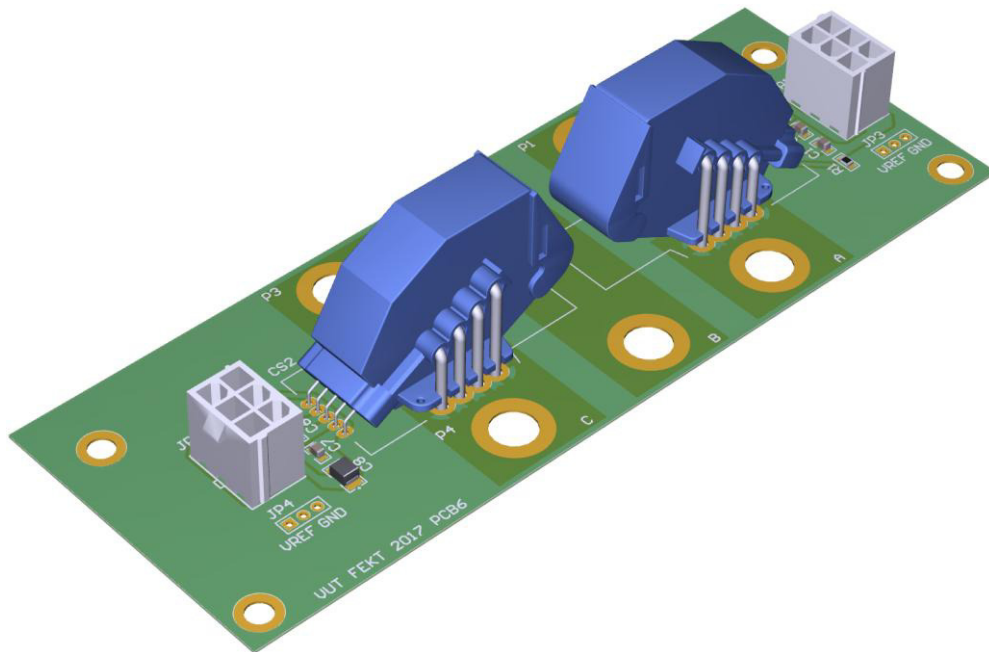
Obr. 6.4: PCB4 – Snímání napětí meziobvodu

Deska plošných spojů pro brzdný odpor je vidět na Obr. 6.5. Na této desce se nachází tranzistor brzdného odporu a konektor pro připojení brzdného odporu. Tranzistor C2M0080120D je SiC MOSFET s napětím mezi Drain-Source 1200 V. Je dimenzován pro trvaný proud 36 A. Vstupní odpor tohoto tranzistoru je 80 m Ω [28].



Obr. 6.5: PCB5 – Brzdný odpor a tranzistor brzdného odporu

Deska plošných spojů pro snímání výstupních proudů ze střídače je vidět na Obr. 6.6. Na desce je možné vidět dva senzory proudu HO 60-NP-1100. Blízko vývodů senzoru proudu jsou připojeny blokovací keramické kondenzátory dle doporučených katalogových hodnot. K napájení 5 V je přidán tantalový kondenzátor o kapacitě 10 μ F pro kompenzaci vedení. Na desce se nachází konektory pro jumper. Pokud je propojen jumper mezi VREF a prostředním pinem, pak je vstupní napětí diferenčního zesilovače snímáno mezi výstupem senzoru proudu a mezi jeho referenčním napětím. Pokud je propojen jumper mezi GND a prostředním pinem, pak je vstupní napětí diferenčního zesilovače snímáno mezi výstupem senzoru proudu a zemí vyvedenou přímo z výstupu senzoru proudu. V padech konektoru P4 jsou napájeny mosazné matky se závitem M6 pro jednodušší připojení vodičů. Výkonové cesty na desce jsou vedeny ve dvou vrstvách pro zvýšení celkové plochy. Sensory proudů musí mít dostatečně velkou mezeru mezi padem a polygonem, aby je bylo snadné prohřát.



Obr. 6.6: PCB6 – Snímání proudu na výstupu střídače

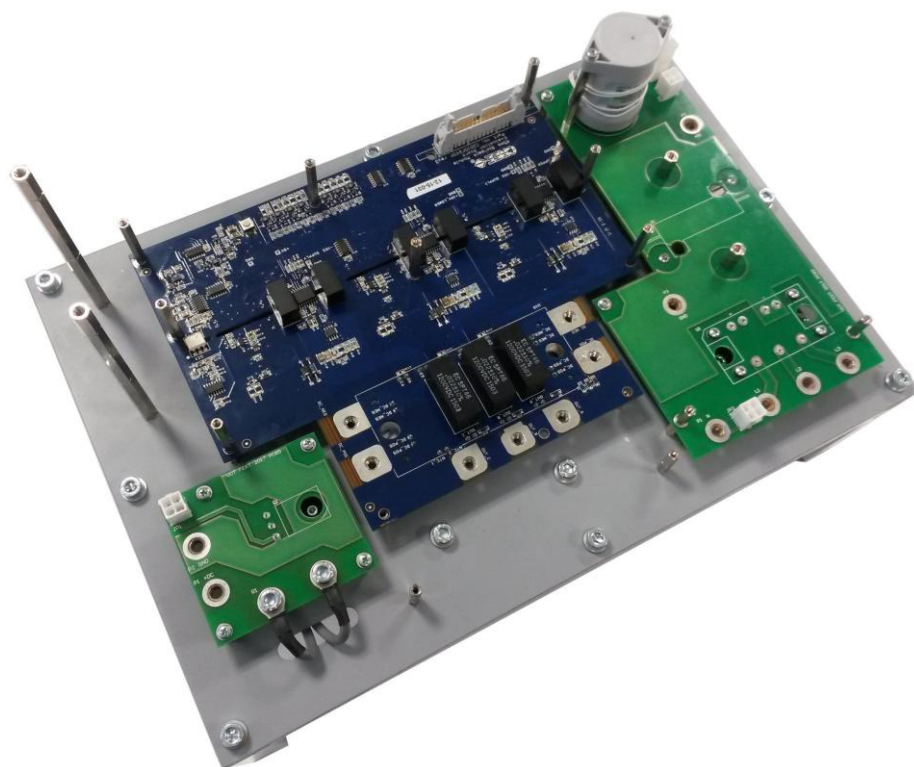
7 KONSTRUKCE STŘÍDAČE

Střídač je konstruován na nosnou konstrukci, která je vidět na Obr. 7.1. Konstrukce je složena z duralových uzavřených profilů (jeklů) o hraně 15 mm. Čela těchto duralových jeklů jsou zarovnána na soustruhu na přesnou délku, aby byla zajištěna stabilita konstrukce na rovných plochách. Pro spojení jeklů jsou použité plastové spojky. Konce jeklů jsou opatřeny ochrannými plastovými krytkami. Jekly, spojky a krytky jsou zakoupeny ve společnosti ALMS. Na konstrukci z duralových jeklů je přišroubován ocelový plech o rozměrech 390x262 mm a tloušťce 2 mm. Do plechu jsou vyřezány otvory pro výkonové součástky. Na tento plech je poté šrouby M6 přišroubován vybraný chladič. Ke chladiči je z boční strany přišroubován výkonový brzdový odpor.



Obr. 7.1: Nosná konstrukce střídače

Vrstvení desek je realizováno do více úrovní. První úroveň desek je vidět na Obr. 7.2. V této úrovni se nachází deska s budiči výkonového modulu, deska PCB2 a deska PCB5. Desky se nacházejí 15 mm od nosného plechu a jsou k němu přišroubované pomocí distančních sloupků. Pouzdro tranzistoru brzdového odporu je umístěno na plechu za pomocí silikonové teplo vodivé podložky. Druhá úroveň desek je vidět na Obr. 7.3. Jsou zde zobrazeny přišroubované desky PCB3, PCB4 a PCB6. Desky jsou od sebe vzdáleny 15 mm díky mosazným trubičkám o průměru 10 mm, které jsou použity pro vedení silových cest mezi deskami.

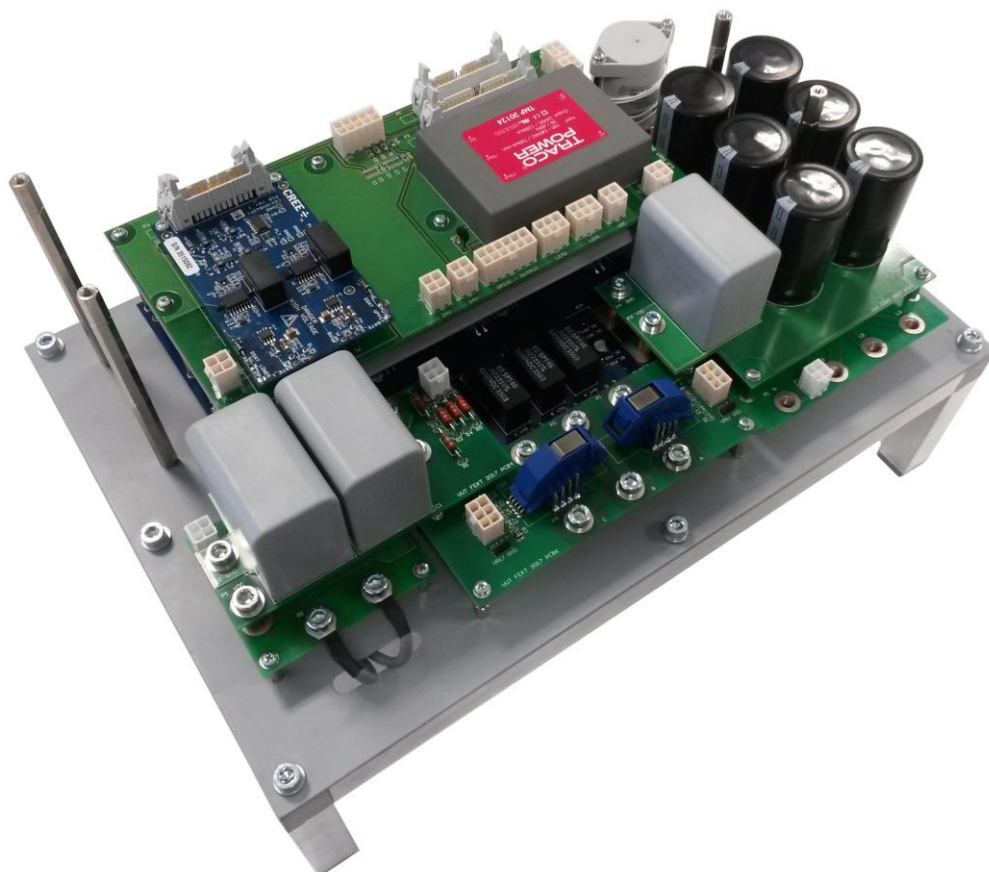


Obr. 7.2: První úroveň desek



Obr. 7.3: Druhá úroveň desek

Třetí úroveň desek je vidět na Obr. 7.4. Zde je vidět deska PCB1, která se nachází nad deskou s budiči. Mezi těmito deskami se nachází stínící plech. Deska PCB1 je vyzvednuta 35 mm nad deskou s budiči, aby byl jednodušší přístup ke konektoru budičů. Čtvrtá úroveň desek složená z řídicí desky je vidět na Obr. 8.2.



Obr. 7.4: Třetí úroveň desek

8 OŽIVENÍ STŘÍDAČE

Před uvedením střídače do provozu je nutné ověřit, zda jsou výstupní napětí diferenčního zesilovače shodné s vypočtenými. Nejprve je ověřeno správné snímání proudu. Proudový senzor je připojen ke zdroji stejnosměrného proudu. Na zdroji je nastavován požadovaný proud. Při zvyšování proudu je nutné i současně zvyšovat napětí zdroje. Do série s proudovým senzorem je připojena zátěž. Jako zátěž je zvolen výkonový odpor o hodnotě $1,49 \Omega$, který je možný zatěžovat do maximálního proudu 20 A. Výstupní napětí operačního zesilovače je proměřeno pro dva směry proudu a pro dvě hodnoty procházejícího proudu. Třetí hodnota při jmenovitém proudu senzoru proudu nebyla naměřena a slouží pouze jako informační. V následujících tabulkách Tab. 8.1 a Tab. 8.2 jsou vidět naměřené hodnoty z měření. Napětí mezi diodami je měřeno multimetrem na vývodech diod na řídicí desce. Toto napětí je měřeno mezi diodami jak na horním větví, tak i na dolní větví diferenčního zesilovače. Výstupní napětí na výstupu je měřeno v prokóvkách ANA0 a ANA1.

Tab. 8.1: Měření výstupního napětí OZ při kladném směru proudu

Kladný směr proudu			
Nastavovaný proud (A)	Napětí mezi diodami (V)		Napětí na výstupu (V)
	Horní	Dolní	
10	1,76	1,65	1,39
20	1,86	1,65	1,13
60	2,29	1,65	0,081

Tab. 8.2: Měření výstupního napětí OZ při záporném směru proudu

Záporný směr proudu			
Nastavovaný proud (A)	Napětí mezi diodami (V)		Napětí na výstupu (V)
	Horní	Dolní	
10	1,54	1,65	1,91
20	1,44	1,65	2,17
60	1,01	1,65	3,22

Naměřené hodnoty se shodují s vypočtenými. Odchylka je jen nepatrná, řádově vychází přibližně 0,01. Odchylka je způsobená nepřesným nastavením procházejícího proudu a také nepřesnými odpory v diferenčním zesilovači.

Dále je zapotřebí ověřit, zda dochází ke správnému snímání napětí v meziobvodu. Výstupy desky PCB4 jsou připojeny ke zdroji proměnného napětí, který je složen z třífázového autotransformátoru a třífázového usměrňovače. Z usměrňovače je stejnosměrné napětí přivedeno na dva polypropylenové kondenzátory. Na autotransformátoru je postupně zvyšováno napětí. Napětí je měřeno na hlavním děliči, mezi diodami a na výstupu diferenčního zesilovače. Napětí je proměřeno pouze do hodnoty 600 V. Hodnoty napětí při 1000 V slouží pouze jako informační. U tohoto napětí si lze všimnout, že napětí mezi diodami na dolní větvi je srovnatelné s úbytkem na diodě. Je tedy možné že při takto vysokém napětí může docházet k nepřesnému snímání napětí v meziobvodu.

Tab. 8.3: Měření výstupního napětí při různém napětí meziobvodu

Nastavované napětí (V)	Napětí hlavního děliče (V)	Napětí mezi diodami		Napětí na výstupu (V)
		Horní (V)	Dolní (V)	
30	0,091	1,64	1,62	1,609
100	0,304	1,62	1,55	1,515
300	0,913	1,55	1,35	1,247
500	1,523	1,48	1,15	0,978
565	1,721	1,45	1,09	0,891
600	1,827	1,44	1,05	0,844
1000	3,046	1,3	0,654	0,306

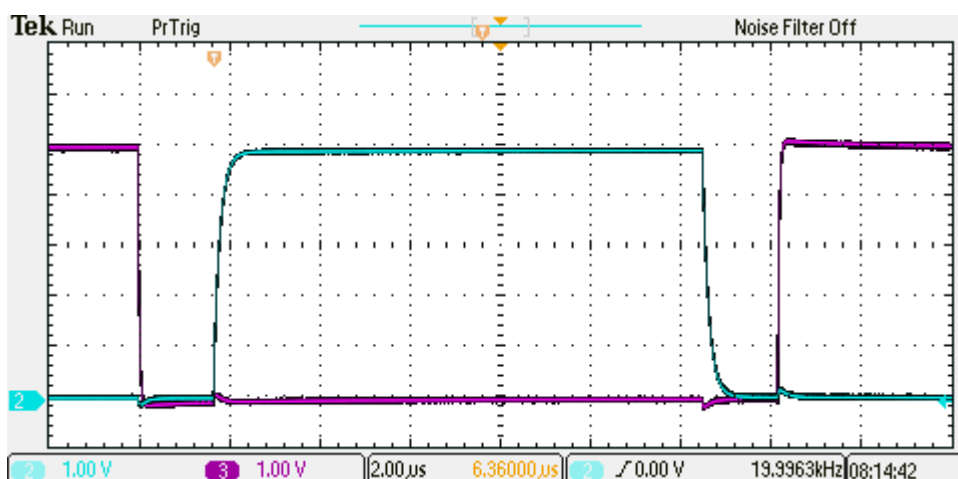
Změřené hodnoty napětí při rozdílné velikosti napětí v meziobvodu jsou téměř totožné s vypočtenými. Odchylka se také jako u měření proudu senzory proudu pohybuje přibližně v rozmezí 0,01.

Před připojením řídicích signálů do desky budičů je potřeba ověřit funkčnost usměrňovače a filtračních kondenzátorů. Nejprve je zjištěna funkčnost usměrňovače. Usměrňovač je zkoušen naprázdno. Na vstupní konektor desky PCB2 je připojeno třífázové napětí z autotransformátoru. Napětí je zvyšováno až na hodnotu požadovaného mezilehlého napětí za usměrňovačem. Po úspěšném vyzkoušení usměrňovače je připojena deska PCB3 s filtračními kondenzátory. Zkratovací relé je připojeno ke zdroji 24 V a je tedy během měření sepnuté. Výstup z desky PCB3 je zatížen odporem použitým při zkoušení snímání proudu. Napětí je poté přivedeno na usměrňovač o malé hodnotě, aby nedošlo ke zničení zatěžovacího odporu. Dalším krokem je připojení odporu s větší hodnotou odporu, aby mohlo být napětí proměřeno do jeho jmenovité hodnoty. Napětí na autotransformátoru je postupně zvyšováno, dokud není dosaženo napětí v meziobvodu. Funkčnost usměrňovače a připojených filtračních kondenzátorů je úspěšně ověřena.

V dalším kroku oživování je ověřena velikost napájecího napětí 24 V. Ke spínanému zdroji je přivedeno síťové fázové napětí 230 V. Na propojovací dece je po připojení napájecího napětí na vstup spínaného zdroje změřeno napětí 24 V, zmenšené o úbytek na omezovači nárazového proudu. Výstupní napětí ze spínaného zdroje je přivedeno na osciloskop, kde je zjištěno dobré vyhlazení tohoto napětí.

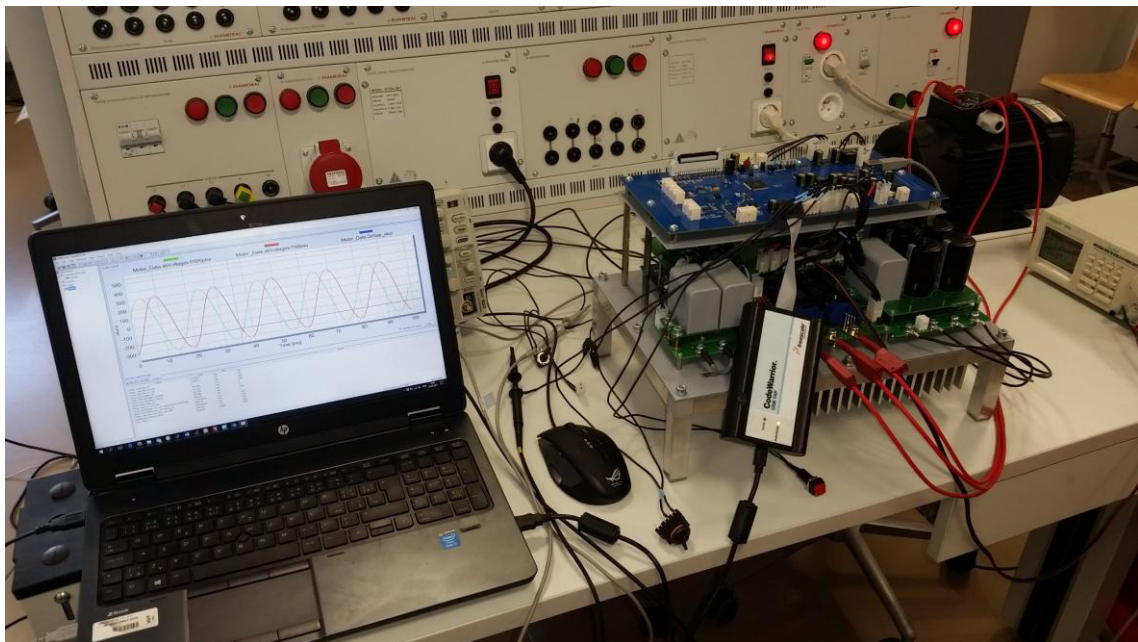
Po přivedení napětí na řídicí desku jsou proměřeny dílčí napětí na této desce, než dojde k propojení řídicí a propojovací desky pomocí kabelu. Napětí jsou naměřena o jejich požadovaných hodnotách. Do řídicí desky je následně nahrán řídicí program. Na výstupním konektoru jsou pomocí osciloskopu změřeny průběhy výstupních signálů, které neodpovídali požadovaným úrovním 0 až 5 V. Součástka UCC27531 je proudový posilovač výstupních signálů z mikroprocesoru. Nicméně je schopný pouze pracovat od napětí 10 V. Dosažení požadovaných úrovní výstupních signálů z řídicí desky je možné dvěma způsoby. První vyzkoušený způsob je použití kombinace odporu a zenerovy diody. Odpor 5,1 k Ω je připájen na výstup posilovače. Paralelně k výstupu je připojena zenerova dioda o napětí 5,1 V. Tento způsob má výhodu rychlé náběžné hrany výstupních signálů. Nevýhodou je zpomalení vypínacího děje vlivem parazitního paralelního odporu zenerovy diody. Druhým způsobem je použití odporového děliče. Vstupní impedance desky budičů výkonového modulu je 48 k Ω . S tímto odporem je nutné počítat při návrhu děliče. Velikosti odporů děliče jsou zvoleny 2,4 k Ω a 4,7 k Ω . Průběhy výstupních signálů s použitím děliče mají rychlejší vypínací děj než varianta se zenerovou diodou.

Na Obr. 8.1 jsou vidět získané výstupní průběhy signálů z řídicí desky pro budiče při použití napět'ového děliče. Kanál č. 2 představuje signál IF_HB3_TOP a kanál č. 3 představuje signál IF_HB3_BOT. Na obrázku jsou vidět překmity, které jsou způsobeny vždy rychlou změnou napětí druhého tranzistoru.



Obr. 8.1: Průběhy výstupních signálů z řídicí desky

Na Obr. 8.2 je vidět zapojené pracoviště při ožívání střídače. Na obrázku je vidět přišroubovaná řídicí deska ke střídači. Vstupní svorky střídače jsou přivedeny na autotransfornátor, který se nachází ve stole. Na výstupní svorky střídače je připojen zatěžovací asynchronní motor, jehož vinutí je zapojeno do hvězdy. K řídicí desce jsou zhotoveny uživatelská tlačítka Start a Stop, která jsou připojena do digitálních vstupů řídicí desky. Na konektor JP7 je možno připojit 100 k Ω potenciometr pro nastavování požadovaných otáček. Řídicí deska je připojena k Notebooku pomocí programovacího zařízení od společnosti Freescale. Průběh výstupních fázových napětí je vidět na monitoru. Jsou zde zobrazeny napětí na fázi A a B. Modulační činitel je v těchto průbězích roven 1. Výstupní fázová napětí dosahují amplitudy rovné 325 V. Napětí změřené v meziobvodu je rovné hodnotě 549,988 V.



Obr. 8.2: Zapojené měřící pracoviště

9 ZÁVĚR

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací třífázového střídače pro experimentální vysokootáčkový asynchronní motor. Parametry motoru jsou zadány pouze orientační, jelikož byl motor vyvíjen v průběhu návrhu střídače. Mechanický výkon motoru na hřídeli je předpokládán o hodnotě 6 kW. Pro takto vysoký výkon je nutné napájet střídač z třífázové sítě. Usměrnění třífázové sítě je realizováno šestipulsním usměrňovačem. Za usměrňovačem se nachází napěťový meziobvod, ve kterém se nachází nabíjecí odpor, zkratovací relé, filtrační kondenzátory, vyvažovací odpory, snímání napětí meziobvodu a brzdny odpor. Práce se převážně zaměřuje na návrh těchto komponent napěťového meziobvodu. Za napěťovým meziobvodem se nachází výkonový modul, který je připojen k zakoupené desce budičů. Výkonový modul je řízen z řídicí desky, která je navrhnutá na ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky. Řídicí deska obsahuje DSP mikroprocesor MC56F8366 od společnosti NXP. Řídicí algoritmus je realizovaný jako skalární řízení s proudovou zpětnou vazbou. Snímání proudu na výstupu střídače je tedy nezbytné a je realizováno pomocí senzorů proudu LEM s analogovým výstupem.

Práce se věnuje dimenzováním polovodičových součástek. Pro jejich správné dimenzování je zapotřebí vypočítat proudové poměry na rozhraní střídač-motor. Efektivní fázový proud 1. harmonické na výstupu střídače je vypočten o hodnotě 14 A. Při uvažování modulačního činitele a účinnosti motoru jsou posléze vypočteny velikosti středních a efektivních hodnot proudů procházející tranzistory a nulovými diodami výkonového modulu. Z hodnot proudů jsou posléze vypočteny vodivostní a přepínací ztráty na výkonovém modulu. Celkové výkonové ztráty modulu jsou vypočteny o velikosti 113 W. Vodivostní ztráty z této hodnoty reprezentují 29 W a přepínací ztráty při uvažování spínací frekvence 20 kHz zbylých 84 W.

Ze znalosti mechanického výkonu motoru a celkových ztrát výkonového modulu je vypočítán celkový činný výkon napěťového meziobvodu jehož hodnota je vyčíslena na 6778 W. Z velikosti celkového činného výkonu a velikosti mezilehlého napětí je vypočtena hodnota mezilehlého proudu z napěťového meziobvodu, která činí 12,2 A. Celková kapacita meziobvodu je vypočtena o hodnotě 1,5 mF při uvažování hodnoty mezilehlého proudu a poklesu napětí 20 V. V napěťovém meziobvodu se vyskytují jak elektrolytické, tak i polypropylenové kondenzátory. Elektrolytické kondenzátory slouží k vyhlazování napětí a polypropylenové jsou do meziobvodu přidány, aby pohlcovaly vysokofrekvenční proudy od spínání tranzistorů. Kondenzátory jsou dimenzovány na velikost napětí, teploty a zvlněného efektivního proudu jedním kondenzátorem. Výpočet zvlněného efektivního proudu kondenzátorem při uvažování šestipulsně usměrněného napětí není jednoduchý. Pro získání této hodnoty bylo nutné vytvořit simulaci celého střídače.

Do meziobvodu je přidán nabíjecí odpor pro snížení zkratových nabíjecích proudů. Nabíjecí odpor je nutné v čase 0,653 s přemostit pomocí zkratovacího relé. Z napětového meziobvodu se nesmí odebrat výkon, pokud nedošlo k sepnutí zkratovacího relé. Součástí napětového meziobvodu je i brzdny odpor, který plní funkci ochrany proti výskytu přepětí v meziobvodu během brždění motoru.

Správný návrh střídače je ověřen v simulaci, která je vytvořena v programu Matlab Simulink. Simulace je složena ze všech komponent střídače. Parametry zátěže předpokládají skutečné parametry vysokootáčkového motoru. Hlavním výstupem simulace je zjištění velikosti zvlněného efektivního proudu procházejícím jedním elektrolytickým kondenzátorem. Efektivní hodnota zvlněného proudu jedním kondenzátorem je zjištěna o hodnotě 5,6 A při použití šesti elektrolytických kondenzátorů v meziobvodu. Velikost této hodnoty je přijatelná, pokud teplota pouzdra kondenzátoru nepřesáhne teplotu 85 °C. Simulace ověřila předpokládané průběhy napětí v meziobvodu při nabíjecím cyklu i při normálním provozu.

Součástí práce je i návrh desek plošných spojů střídače. Desky jsou rozděleny do šesti samostatných desek. Způsob rozdělování desek do vícero samostatných desek u realizace prototypu se ukázal jako prospěšný, jelikož muselo dojít ke změně návrhu jedné z desek. Desky jsou přizpůsobeny pro průchod velkých proudů a pro chlazení kondenzátorů do desky.

Ve střídači bylo oživeno snímání proudů a snímání napětí. Dále byl vyzkoušen usměrňovač s filtračními kondenzátory na plné napětí v meziobvodu a na zvýšený proudový odběr. Byla také oživena řídicí deska, která po úpravách v zapojení generovala řídicí signály pro budiče výkonových tranzistorů. Dále byla k řídicí desce připojena deska s budiči, na které byly ověřeny průběhy napětí na jejím výstupu. Střídač byl posléze složen a byl na jeho výstup připojen asynchronní motor. V tomto kroku byly zjištěny velikosti výstupních napětí ze střídače a velikost napětí v meziobvodu. Zařízení nebylo z časových důvodů dlouhodobě zkoušeno na plný jmenovitý výkon vysokootáčkového asynchronního motoru.

Střídač mohl být lépe konstruován. Zkratovací relé by bylo dobré řídit analogově pomocí komparátoru, který by pomocí dvou děličů snímal napětí v meziobvodu před a za nabíjecím odporem a dle nastaveného napětí by spínal zkratovací relé. Tímto by bylo docíleno nezávislosti na řídicím algoritmu. U desky PCB5 není vyvedený pin kolektoru tranzistoru pro saturační ochranu budiče CGD15HB62P1. Deska PCB3 mohla mít jednotlivé vrstvy silových cest propojené polem prokovek, pro lepší přenos proudu a tepla mezi vrstvami. Spínaný zdroj měl být chráněn na jeho vstupu 3,5 A pomalou pojistkou. Na jeho výstup mohla být také přidána pomalá pojistka 1,25 A. Před usměrňovač mohl být zkonstruován třífázový LC filtr na eliminaci rušení do napájecí sítě. Na výstup střídače mohl být také přidán třífázový LC filtr. Do meziobvodu mohla být přidána výkonová tlumivka.

Literatura

- [1] ŠANDERA, T. *Třífázový střídač pro čerpadlo s asynchronním motorem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 46 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..
- [2] KLÍMA, Bohumil. *Střídavé pohony*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2014.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek II - Pulsní měniče bez transformátoru*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2005.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech*. VUT Brno: VUTIUM, 2000.
- [5] CREE. *CCS050M12CM2* [online]. 2013 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.wolfspeed.com/media/downloads/189/CCS050M12CM2.pdf>
- [6] CREE. *Design Considerations for Designing with Cree SiC Modules Part 1.: Understanding the Effects of Parasitic Inductance* [online]. 2013 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/180/product/104/design_considerations_for_designing_with_cree_sic_modules_part_1_understanding_the_effects_of_parasitic_inductance.pdf
- [7] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2009.
- [8] CREE. *Six Channel SiC MOSFET Driver: CGD15FB45P* [online]. 2014 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <https://media.digikey.com/pdf/Data%20Sheets/CREE%20Power/CGD15FB45P.pdf>
- [9] CREE. *Dual Channel SiC MOSFET Driver: CGD15HB62P1* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.wolfspeed.com/downloads/dl/file/id/823/product/191/cgd15hb62p1.pdf>
- [10] INFINEON. *Single IGBT Driver IC: 1ED020I12-F2* [online]. 2011 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon1ED020I12_F2-DS-v02_00-en.pdf?fileId=db3a304330f68606013122ce5f3649cb
- [11] MURATA POWER SOLUTION. *MGJ2 Series: MGJ2D152005SC* [online]. 2017 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: http://power.murata.com/data/power/ncl/kdc_mgj2.pdf

- [12] IXYS. *IXD_609: IXDN609SI* [online]. 2017 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: [http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/IXD_609.pdf/\\$file/IXD_609.pdf](http://www.ixysic.com/home/pdfs.nsf/www/IXD_609.pdf/$file/IXD_609.pdf)
- [13] MAZGAJ, Witold, Bartosz ROZEGNAŁ a Zbigniew SZULAR. *Switching losses in three-phase voltage source inverters* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.ejournals.eu/pliki/art/6406/>
- [14] IXYS. *Standard Rectifier Module: VU034-16N01* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/VU034-16N01.pdf>
- [15] EPCOS/TDK. *Aluminum electrolytic capacitors: Snap-in capacitors* [online]. 2013 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/400/B43508-525145.pdf>
- [16] VISHAY. *Metallized Polypropylene Film Capacitors: MKP1848 DC-Link* [online]. 2016 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/28164/mkp1848dcl.pdf>
- [17] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek I – Tepelné jevy, činný výkon*. Skriptim FEKT VUT Brno, 2005.
- [18] FISCHER ELEKTRONIK. *Katalog chladičů* [online]. 2017 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.fischerelektronik.de/fileadmin/fischertemplates/download/Katalog/chladice.pdf>
- [19] NICHICON. *General Descriptions of Aluminum Electrolytic Capacitors* [online]. [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf>
- [20] ARCOL. *HS Aluminium Housed Resistors* [online]. 2012 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.arcolresistors.com/wp-content/uploads/2014/03/HS-Datasheet.pdf>
- [21] TYCO ELECTRONICS. *KILOVAC LEV100 Series 900 Vdc Contactor* [online]. [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.alliedelec.com/m/d/4abb2afbd1416d7ecaab8a30f6ecb5e2.pdf>
- [22] ROCKWELL AUTOMATION. *SP600 AC Drive: Dynamic Braking Selection Guide* [online]. 2001 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: http://literature.rockwellautomation.com/idc/groups/literature/documents/sg/sp600-sg001_-en-e.pdf
- [23] KB. *AN-ODP-37: Braking Resistor Selection and Usage* [online]. 2009 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.invertekdrives.com/client-uploads/download-manager/application-notes/an-odp-37.pdf>

- [24] SIEMENS. *Siemens Katalog 1LA7: ASM K02 0605 CZ* [online]. [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.elektromotory-siemens.cz/upload/File/katalog-elektromotoru-1la7-0605-k02-cz.pdf>
- [25] LEM. *Current transducer HO-NP series* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: http://www.lem.com/docs/products/ho-np_0100_1100_series.pdf
- [26] TRACO POWER. *AC/DC Power Modules: TMP & TMPM Series, 4 to 60 Watt* [online]. 2016 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.tracopower.com/products/tmp.pdf>
- [27] EPCOS/TDK. *NTC thermistors for inrush current limiting* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: https://en.tdk.eu/inf/50/db/icl_13/B57153_S153.pdf
- [28] CREE. *Silicon Carbide Power MOSFET: C2M0080120D* [online]. 2015 [cit. 2017-05-23]. Dostupné z: <http://www.wolfspeed.com/media/downloads/167/C2M0080120D.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

Veličina	Význam	Jednotka
\bar{a}	jednotkový komplexní prostorový vektor	(-)
C	potřebná kapacita filtračních kondenzátorů	(F)
C_{celk}	celková kapacita v meziobvodu	(F)
C_{el}	kapacita elektrolytického kondenzátoru	(F)
C_{krit}	kritická kapacita	(F)
C_{poly}	kapacita polypropylenového kondenzátoru	(F)
$\cos\varphi$	účinník motoru	(-)
E_{nab}	energie kondenzátorů v meziobvodu	(J)
E_{off}	vypínací energie	(J)
E_{on}	zapínací energie	(J)
f_{out}	frekvence 1. harmonické výstupního napětí	(Hz)
f_{PWM}	spínací frekvence	(Hz)
i_a	okamžitá hodnota fázového proudu fází A	(A)
I_{A1m}	amplituda 1. harmonické fázového proudu	(A)
I_{A1ef}	efektivní hodnota 1. harmonické fázového proudu	(A)
i_b	okamžitá hodnota fázového proudu fází B	(A)
i_c	okamžitá hodnota fázového proudu fází C	(A)
I_{cef}	efektivní hodnota proudu filtračními kondenzátory	(A)
I_d	střední mezilehlý proud	(A)
I_{Def}	efektivní proud diodou usměrňovače	(A)
I_{Dmax}	maximální proud diodou usměrňovače	(A)
$I_{Dstř}$	střední proud diodou usměrňovače	(A)
I_{D0ef}	efektivní hodnota proudu nulové diody	(A)
$I_{D0stř}$	střední hodnota proudu nulové diody	(A)
I_{fef}	fázový proud před usměrňovačem	(A)
I_{leak}	svodový proud elektrolytického kondenzátoru	(A)
I_{max}	špičková hodnota proudu	(A)
I_{peak}	špičkový proud brzdného odporu	(A)
\bar{i}_R	proud rotorem	(A)
$\bar{i}_{R,dq}$	proud rotorem v synchronním souřadném systému	(A)
I_{Rvyv}	proud vyvažovacím odporem	(A)
$\bar{i}_{R,xy}$	proud rotorem v obecném souřadném systému	(A)
\bar{i}_S	proud statorem	(A)
$\bar{i}_{s,dq}$	proud statorem v synchronním souřadném systému	(A)

$\bar{i}_{s,xy}$	proud statorem v obecném souřadném systému	(A)
$\bar{i}_{s,\alpha\beta}$	proud statorem ve statorovém souřadném systému	(A)
I_{Tef}	efektivní hodnota proudu tranzistoru	(A)
I_{Tm}	jmenovitý či typový proud tranzistoru	(A)
$I_{Tstř}$	střední hodnota proudu tranzistoru	(A)
I_{1ef}	efektivní hodnota proudu za usměřovačem	(A)
J_T	moment setrvačnosti motoru	(kgm ²)
K	napět'ové zesílení diferenčního zesilovače	(-)
k_{nab}	nabíjecí konstanta	(-)
L_R	indukčnost rotorového vinutí	(H)
L_S	indukčnost statorového vinutí	(H)
M	modulační činitel	(-)
M_{br}	brzdny moment	(Nm)
M_h	vzájemná indukčnost statoru a rotoru asynch. stroje	(H)
n_b	počáteční otáčky motoru	(ot/min)
n_0	konečné otáčky motoru	(ot/min)
P_{avg}	minimální výkon brzdneho odporu	(W)
$P_{\check{c}}$	činný výkon 1. harmonické na svorkách motoru	(W)
P_d	činný výkon odebíraný z napět'ového meziobvodu	(W)
P_{Dved}	vodivostní ztráty usměřovače	(W)
P_{Doved}	vodivostní ztráty nulové diody	(W)
P_{mech}	mechanický výkon na hřídeli motoru	(W)
P_{nab}	celkový nabíjecí výkon	(W)
P_{peak}	špičkový brzdny výkon	(W)
$P_{přep}$	celkové přepínací ztráty modulu	(W)
$P_{R_{vyv}}$	ztrátový výkon na jednom vyvažovacím odporu	(W)
P_{Tved}	vodivostní ztráty tranzistoru	(W)
P_{ved}	celkové vodivostní ztráty modulu	(W)
P_{ztr}	celkové ztráty ve výkonové části	(W)
R_{br}	odpor brzdneho odporu	(Ω)
R_D	dynamický odpor usměřovače	(Ω)
R_{DF}	dynamický odpor nulové diody	(Ω)
$R_{DS(on)}$	dynamický odpor sepnutého tranzistoru	(Ω)
R_H	tepelný odpor chladiče	(K/W)
R_{nab}	odpor nabíjecího odporu	(Ω)
$R_{nabzvol}$	zvolený odpor nabíjecího odporu	(Ω)
R_R	elektrický odpor rotoru	(Ω)
R_S	elektrický odpor statoru	(Ω)

R_{vyv}	odpor vyvažovacího odporu	(Ω)
$R_{vyv,skut}$	skutečný odpor vyvažovacího odporu	(Ω)
$R_{\theta JC}$	celkový vnitřní tepelný odpor mezi čipem a pouzdem	(K/W)
$R_{\theta JC,Dioda}$	vnitřní tepelný odpor nulové diody	(K/W)
$R_{\theta JC,Modul}$	celkový vnitřní tepelný odpor výkonového modulu	(K/W)
$R_{\theta JC,Mosfet}$	vnitřní tepelný odpor MOSFETů výkonového modulu	(K/W)
$R_{\theta JC,Usm}$	vnitřní tepelný odpor šestipulsního usměrňovače	(K/W)
S	zdánlivý výkon 1. harmonické na svorkách motoru	(VA)
T	perioda síťového napětí	(s)
t_{br}	doba brždění motoru	(s)
$t_{br,per}$	perioda opakování brždění motoru	(s)
T_{Jmax}	maximální teplota čipu	($^{\circ}\text{C}$)
t_n	doba nabíjecího intervalu kondenzátoru	(s)
t_{nab}	nabíjecí čas	(s)
$t_{nabskut}$	skutečný nabíjecí čas	(s)
T_0	teplota okolí	($^{\circ}\text{C}$)
U_{ABef}	celková efektivní hodnota sdruženého napětí	(V)
U_{AB1ef}	efektivní hodnota sdruženého napětí na výstupu střídače	(V)
U_d	mezilehlé napětí v meziobvodu	(V)
U_D	prahové napětí diody usměrňovače	(V)
$U_{diody,OZ}$	napětí mezi diodami diferenčního zesilovače	(V)
U_{dmax}	maximální napětí v meziobvodu	(V)
U_{DS}	napětí mezi Drain-Source	(V)
U_{D0}	prahové napětí nulové diody	(V)
U_f	fázové síťové napětí	(V)
U_{GS}	napětí mezi Gate-Source	(V)
$U_{GS(th)}$	prahové napětí tranzistoru výkonového modulu	(V)
$U_{in,OZ}$	vstupní napětí diferenčního zesilovače	(V)
U_m	amplituda napětí v meziobvodu	(V)
$U_{out,OZ}$	výstupní napětí diferenčního zesilovače	(V)
$\bar{u}_{R,dq}$	rotorové napětí v obecném souřadném systému	(V)
$\bar{u}_{R,xy}$	rotorové napětí v obecném souřadném systému	(V)
U_s	sdružené síťové napětí	(V)
$\bar{u}_{s,dq}$	statorové napětí v synchronním souřadném systému	(V)
$\bar{u}_{s,xy}$	statorové napětí v obecném souřadném systému	(V)
U_{UV}	sdružené napětí na svorkách motoru	(V)
η_{mot}	účinnost motoru	(-)
δ	relativní pokles napětí v meziobvodu	(-)

ΔI_F	rozdíl proudů v propustném směru nulové diody	(A)
ΔU	pokles napětí v meziobvodu	(V)
ΔU_F	rozdíl napětí v propustném směru nulové diody	(V)
ϑ_s	okamžitý úhel synchronních veličin	(rad)
σ	činitel rozptylu	(-)
τ_R	časová konstanta rotorového vinutí	(s)
τ_s	časová konstanta statorového vinutí	(s)
$\bar{\Psi}_R$	rotorový spřažený magnetický tok	(Wb)
$\bar{\Psi}_{R,dq}$	rotorový spřažený tok v synchronním souřad. systému	(Wb)
Ψ_{RN}	amplituda jmenovitého spřaženého toku rotor. vinutí	(Wb)
$\bar{\Psi}_{R,xy}$	rotorový spřažený tok v obecném souřadném systému	(Wb)
$\bar{\Psi}_s$	statorový spřažený magnetický tok	(Wb)
$\bar{\Psi}_{s,dq}$	statorový spřažený tok v synchronním souřad. systému	(Wb)
$\bar{\Psi}_{s,xy}$	statorový spřažený tok v obecném souřadném systému	(Wb)
ω	elektrická úhlová rychlost hřídele elektrického stroje	(rad/s)
ω^*	žádaná hodnota otáček	(rad/s)
ω_b	počáteční úhlová rychlost	(rad/s)
ω_K	transformační úhlová frekvence	(rad)
ω_R	skluzová úhlová frekvence	(rad/s)
ω_s	synchronní úhlová frekvence	(rad/s)
ω_0	konečná úhlová rychlost	(rad/s)

Seznam příloh

Přílohy v dokumentu:

Příloha 1 - Schéma desky PCB1

Příloha 2 - Schéma desky PCB2

Příloha 3 - Schéma desky PCB3

Příloha 4 - Schéma desky PCB4

Příloha 5 - Schéma desky PCB5

Příloha 6 - Schéma desky PCB6

Přílohy na CD:

3D_deska_PCB1.pdf

3D_deska_PCB2.pdf

3D_deska_PCB3.pdf

3D_deska_PCB4.pdf

3D_deska_PCB5.pdf

3D_deska_PCB6.pdf

Sandera_AutoCAD_Sestava.dwg

Sandera_Matlab_grafy.m

Sandera_Matlab_simulace_stridace.slx

Sandera_Matlab_vypocty_stridace.m

Schema_PCB1.pdf

Schema_PCB2.pdf

Schema_PCB3.pdf

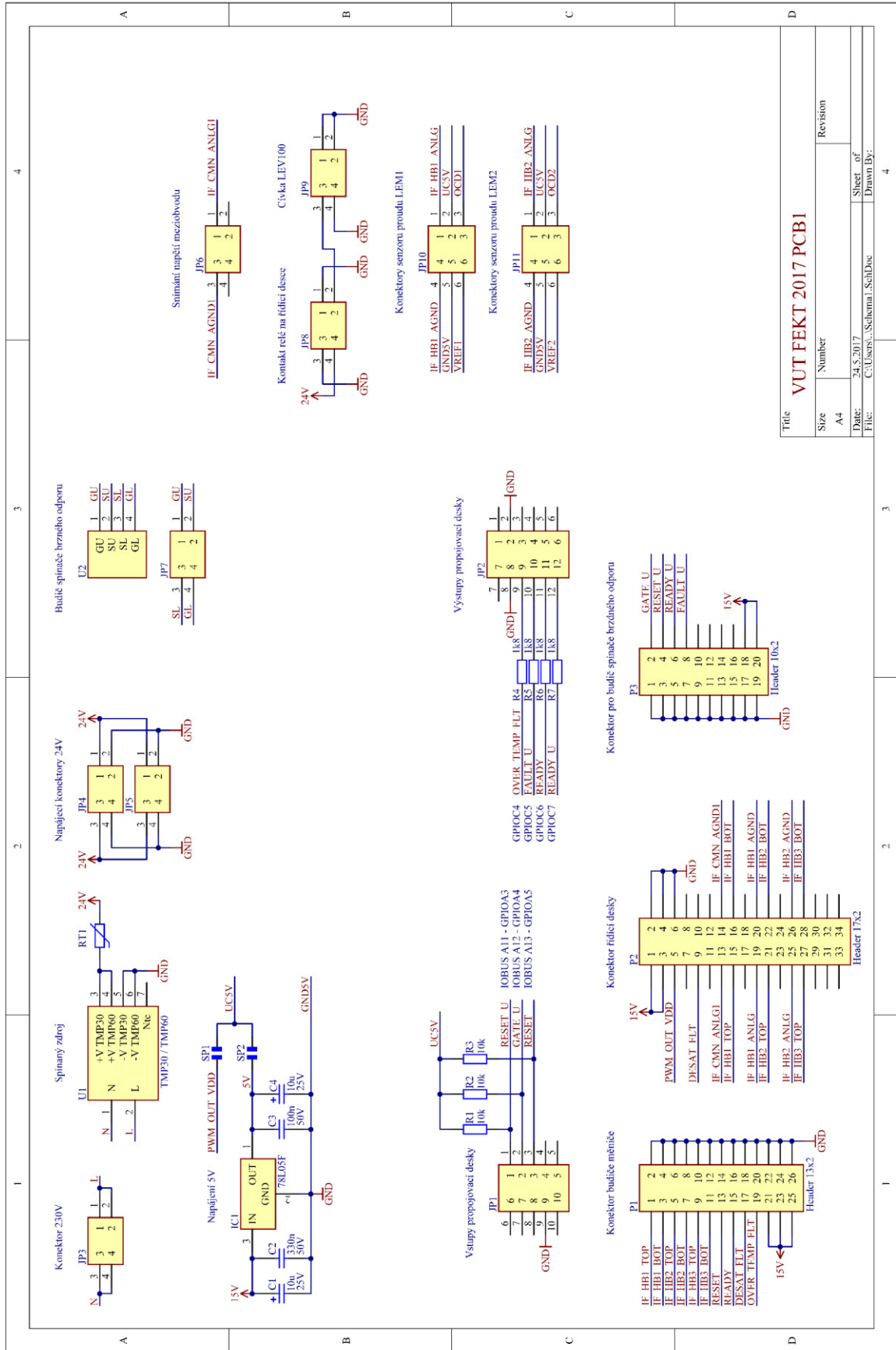
Schema_PCB4.pdf

Schema_PCB5.pdf

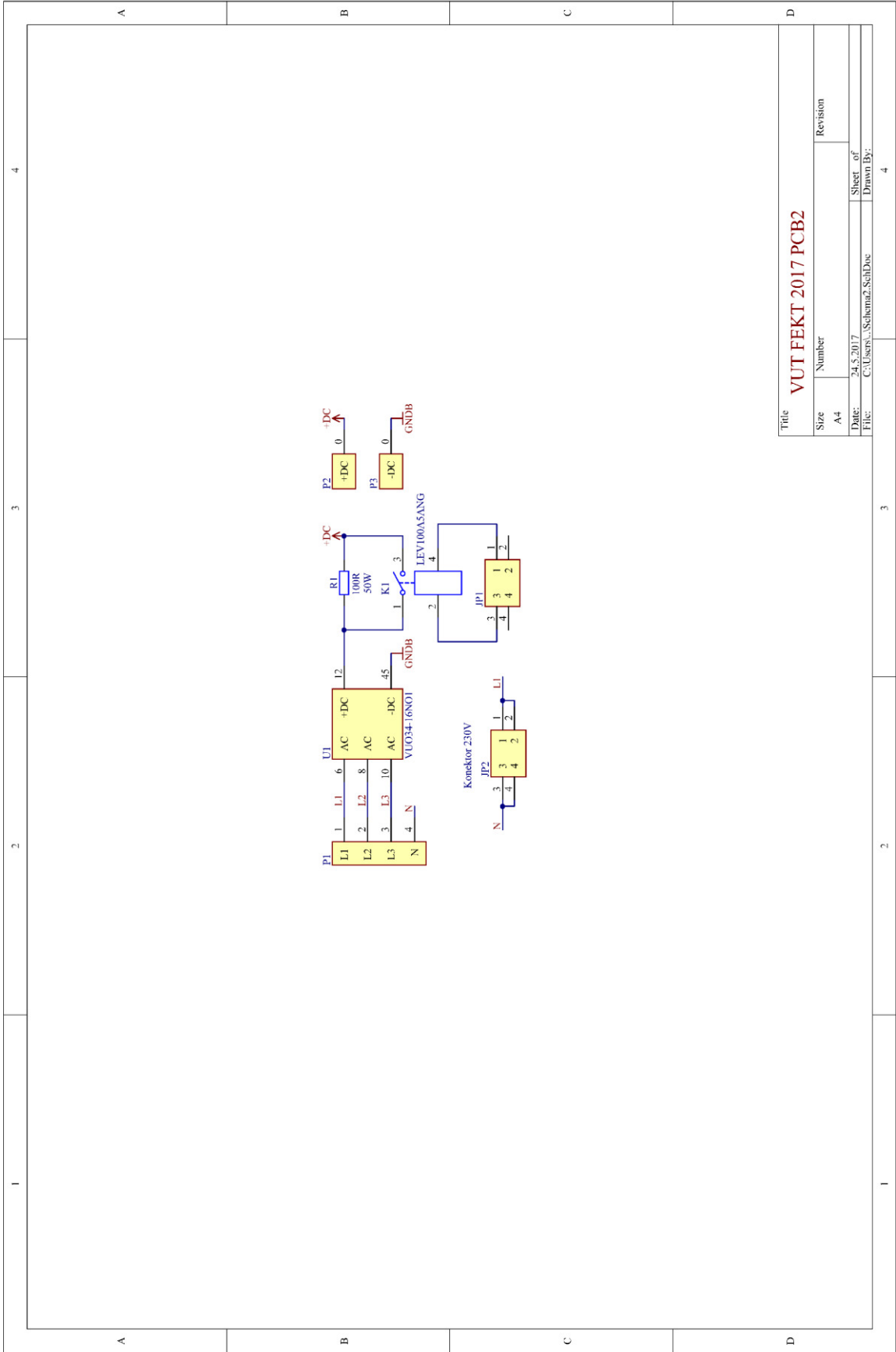
Schema_PCB6.pdf

Originální soubory desek plošných spojů navržené v programu Altium Designer nemohly být připojeny do souboru s přílohou díky velké velikosti. Soubory vytvořených desek jsou uloženy pouze na přiloženém CD.

Příloha 1 - Schéma desky PCB1

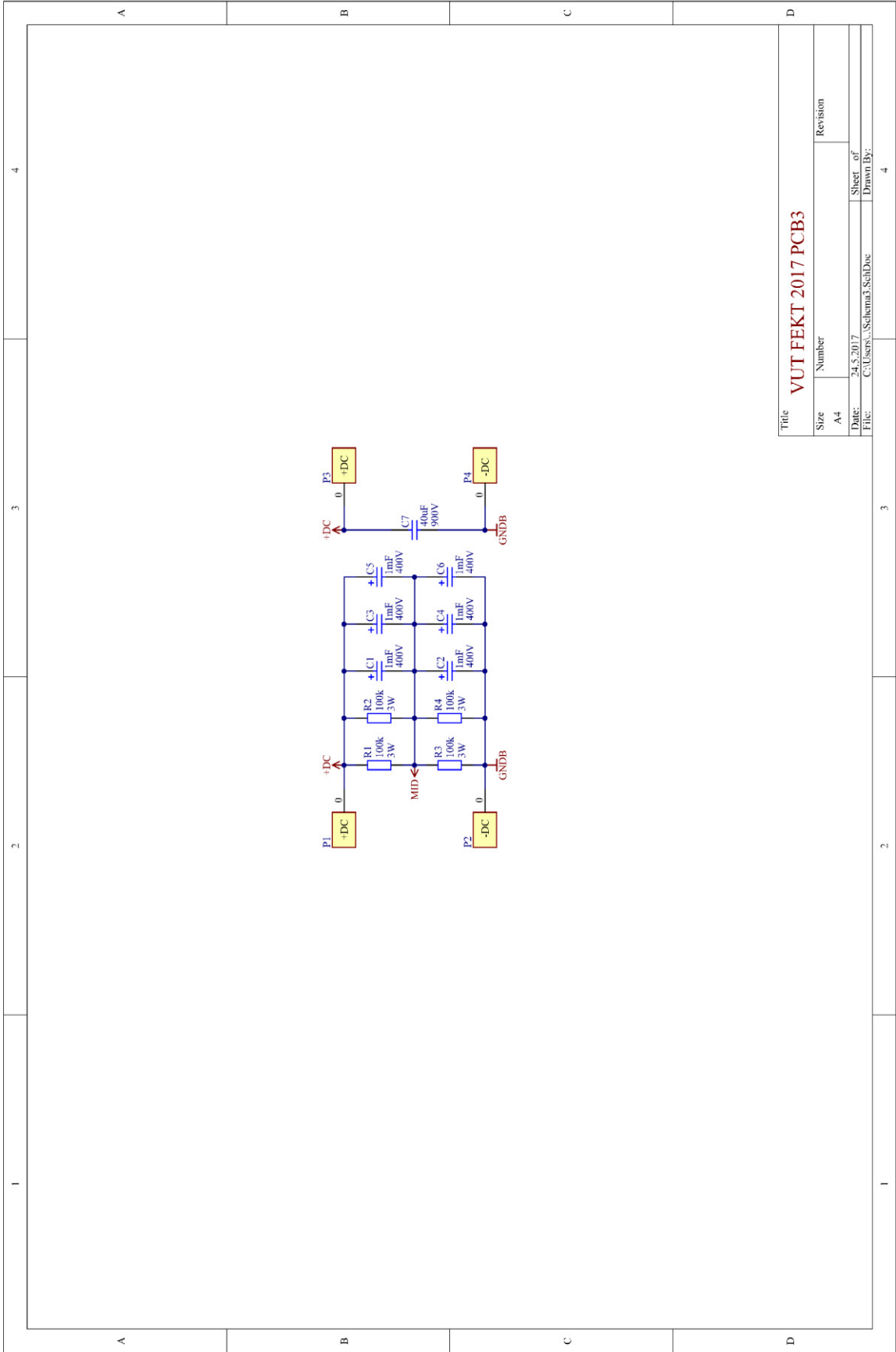


Příloha 2 - Schéma desky PCB2



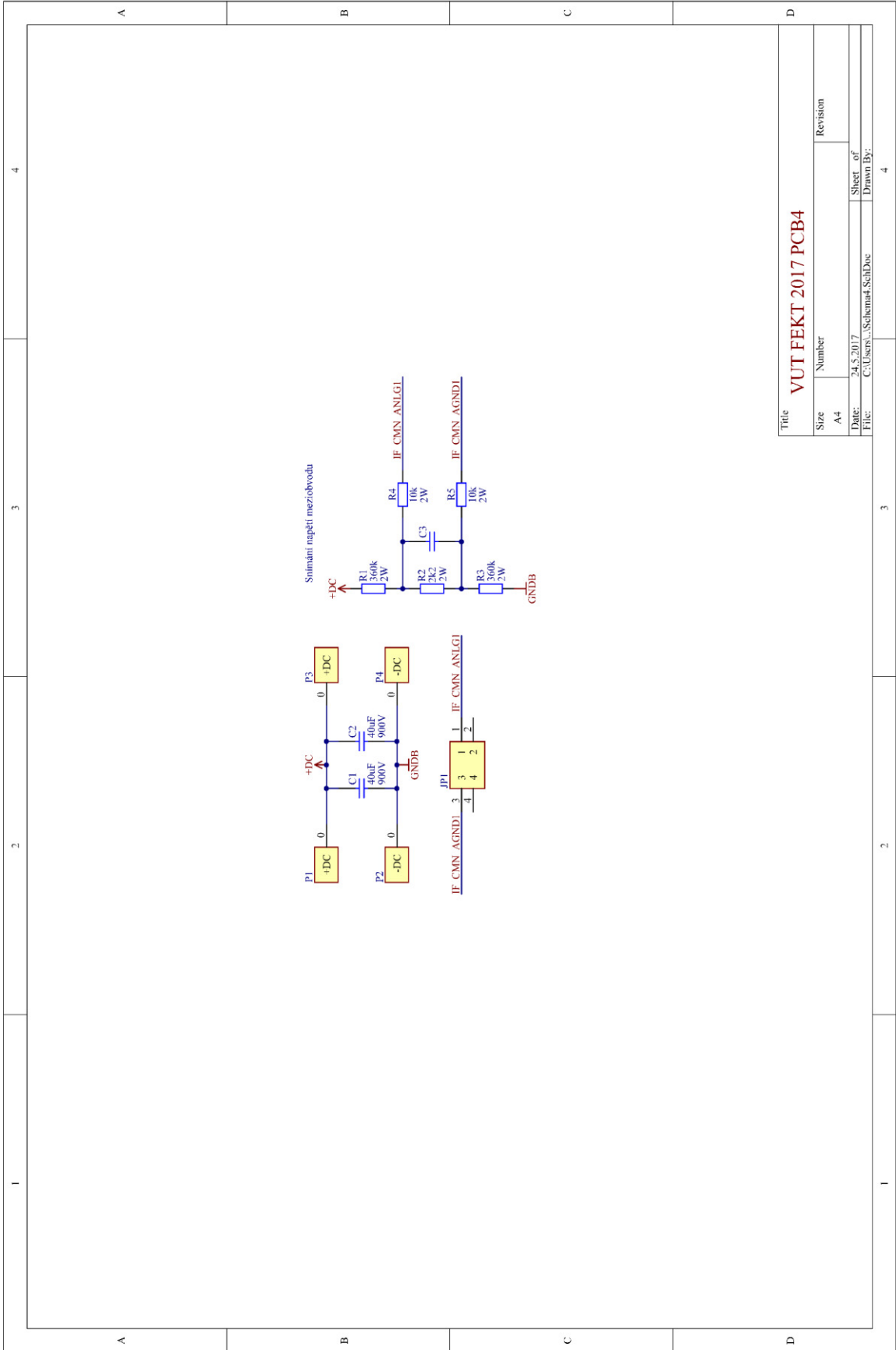
Title			
VUT FEKT 2017 PCB2			
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	24.5.2017	Sheet of	
File:	C:\Users\... \Schemata2\SchDoc	Drawn By:	

Příloha 3 - Schéma desky PCB3



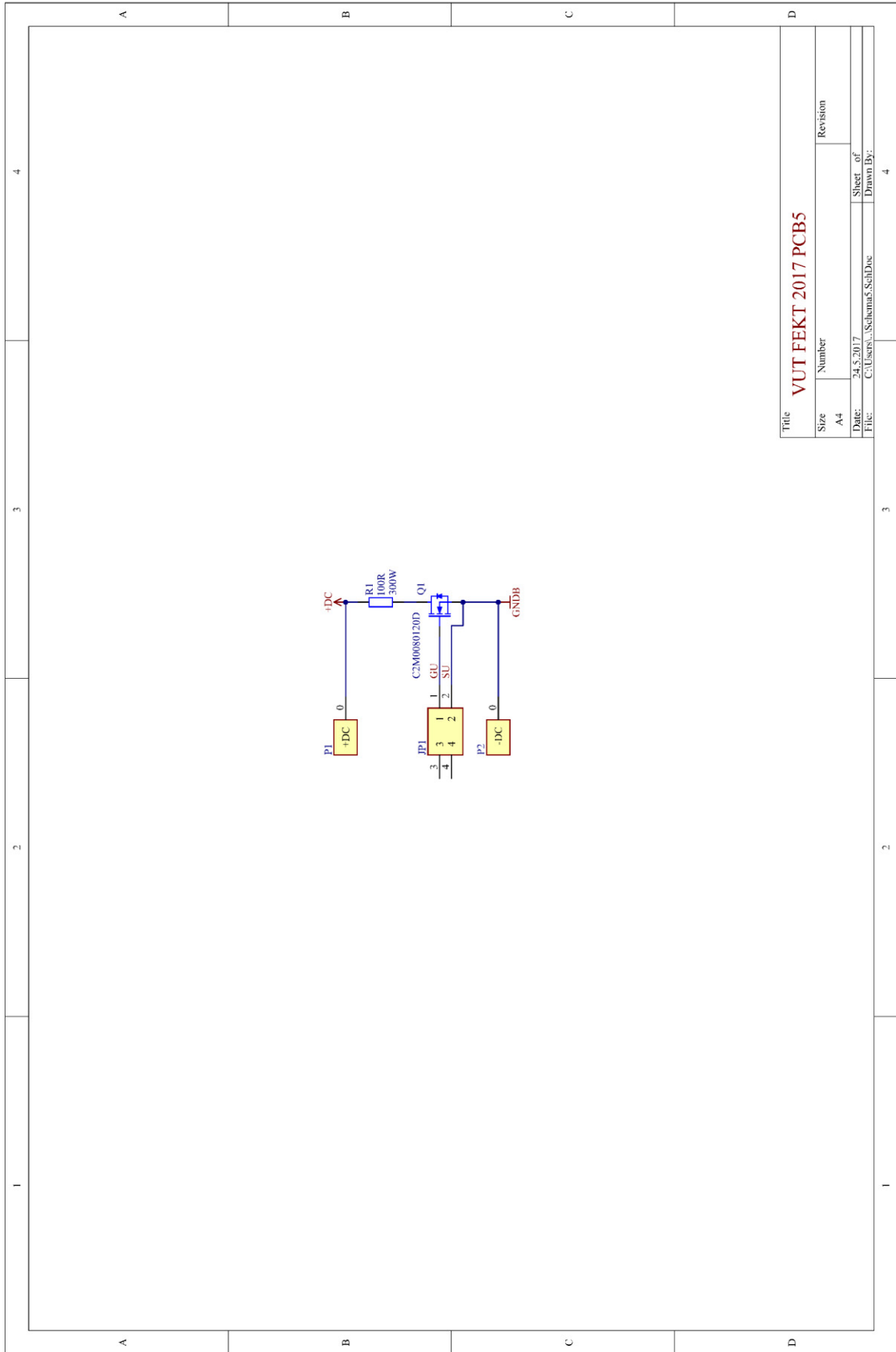
Title		VUT FEKT 2017 PCB3	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	24.5.2017	Sheet of	4
File:	C:\Users\... \Schema3.SchDoc	Drawn By:	

Příloha 4 - Schéma desky PCB4



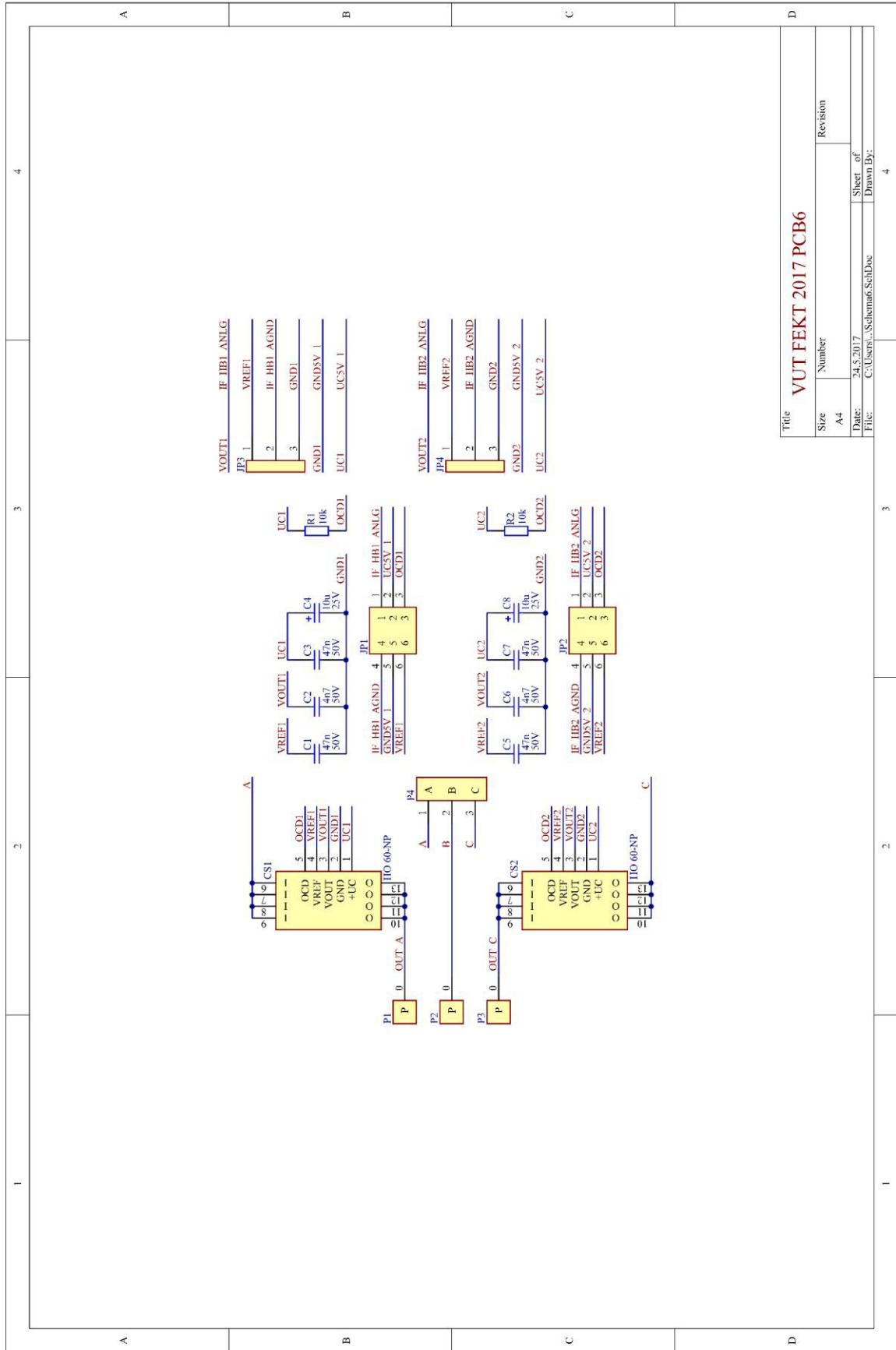
Title		VUT FEKT 2017 PCB4	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	24.5.2017	Sheet of	4
File:	C:\Users\... \Schemata4\SchDoc	Drawn By:	

Příloha 5 - Schéma desky PCB5



Title		VUT FEKT 2017 PCB5	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	24.5.2017	Sheet of	4
File:	C:\Users\... \Schemas5\SchDoc	Drawn By:	

Příloha 6 - Schéma desky PCB6



Title		VUT FEKT 2017 PCB6	
Size	Number	Revision	
A4			
Date:	24.5.2017	Sheet of	4
File:	C:\Users\... \Schemaf6.SchDoc	Drawn By:	