



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

STŘÍDAČ PRO VYSOKOotáčkový ASYNCHRONNÍ MOTOR

CONVERTER FOR HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Petr Veselý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO 2016



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Petr Veselý

ID: 164435

Ročník: 3

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Střídač pro vysokootáčkový asynchronní motor

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Na základě již provedených výpočtů vyberte vhodné prvky silové části měniče.
2. Navrhněte schéma silové části 3f. střídače o výkonu 50 kW včetně obvodů pro snímání jeho provozních veličin.
3. Navrhněte DPS základní desky padesáti kilowattového měniče.

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: 21.9.2015

Termín odevzdání: 31.5.2016

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

Konzultant bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 částí druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá návrhem silové části frekvenčního měniče. Popisuje obecnou teorii asynchronního motoru a výkonové elektroniky z hlediska pulsních měničů. Pro zadané parametry jsou vybrány vhodné součástky, které jsou v práci popsány. Dále jsou vypočítány ztráty, které jsou využity pro návrh chlazení. Také je v této práci navržen LC filtr. Pro celou silovou část je pak navržena deska plošných spojů.

Abstract

The semestral thesis deals with designing a frequency changer. It describes general information about induction motors and power electronics, focusing on pulse converters. Based on given parameters, appropriate components were chosen and described. Also, there is power loss calculated in this document, which is used for dimensioning cooling. Also an LC filter is designed in this document. At last, there is a printed circuit board designed for the power part.

Klíčová slova

frekvenční měnič, PWM, řízení, budič, IGBT, asynchronní motor

Keywords

Frequency changer, PWM, driver, IGBT, induction motor

Bibliografická citace

VESELÝ, P. *Střídač pro vysokootáčkový asynchronní motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 43s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Střídač pro vysokootáčkový asynchronní motor jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

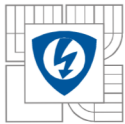
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

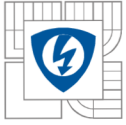
Podpis autora



OBSAH

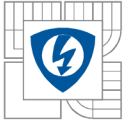
Obsah

1 ÚVOD	14
2 TEORIE.....	15
2.1 ASYNCHRONNÍ MOTOR	15
2.2 FREKVENČNÍ MĚNIČ.....	16
2.2.1 VÝKONOVÁ ČÁST	16
2.2.2 PULSNĚ ŠÍRKOVÁ MODULACE	19
3 SILOVÁ ČÁST	21
3.1 VĚTVE STRÍDAČE.....	21
3.2 BRZDNÝ ODPOR	23
3.3 NAPÁJENÍ	23
3.3.1 NÁVRH MEZIOBVODU	24
3.3.2 REALIZACE MEZIOBVODU	26
3.4 ZTRÁTY A CHLAZENÍ.....	28
3.4.1 ZTRÁTY V IGBT MODULECH.....	28
3.4.2 ZTRÁTY V NAPÁJECÍM MODULU	31
3.4.3 CHLAZENÍ STRÍDAČE.....	32
3.4.4 CHLAZENÍ USMĚRŇOVAČE.....	34
3.4.5 CELKOVÁ ÚČINNOST MĚNIČE:.....	35
4 ŘÍZENÍ	36
4.1 BUDIČ SEMIKRONSKYPER 32 R IC	36
4.2 MĚŘENÍ PROUDU	38
4.3 MĚŘENÍ TEPLoty.....	38
4.4 MĚŘENÍ NAPĚTÍ MEZIOBVODU	38
5 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	39
5.1 SCHÉMA	39
5.2 DESKA PLOŠNÝCH SPOJŮ	39
6 ZÁVĚR	41
LITERATURA.....	42
PŘÍLOHY	43



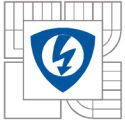
SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2-1</i> Horní spínač [2]	17
<i>Obr. 2-2</i> Volt-ampérová charakteristika [2]	18
<i>Obr. 2-3</i> Čtyř-kvadrantový měnič [2].....	19
<i>Obr. 2-4</i> Třífázový frekvenční měnič [2]	20
<i>Obr. 2-5</i> Pulsně šířková modulace	21
<i>Obr. 3-1</i> IGBT modul [4].....	24
<i>Obr. 3-2</i> Šesti-pulsní neřízený usměrňovač s LC filtrem [2].....	25
<i>Obr. 3-3</i> Tepelné schéma [2].....	32
<i>Obr. 5-1</i> Deska plošných spojů.....	39



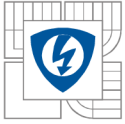
SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 3-1 porovnání IGBT Modulů</i>	23
---	----

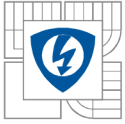


SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

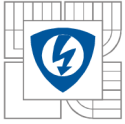
C	kapacita	[F]
μ_o	permeabilita vakua	[H/m]
$\mu_{r,Fe}$	relativní permeabilita železa	[-]
a	a strana jádra	[m]
b	b strana jádra	[m]
B_{max}	maximální hodnota indukce	[T]
C_d	celková kapacita meziobvodu	[F]
$\cos\varphi$	účinnost motoru	[-]
$C_{vět}$	kapacita jedné větve kondenzátorů	[F]
E_{off}	ztrátová energie při vypnutí tranzistoru	[J]
E_{on}	ztrátová energie při sepnutí tranzistoru	[J]
E_{sp}	ztrátová energie při vypnutí a sepnutí tranzistoru	[J]
f	frekvence	[Hz]
f_{mez}	mezní frekvence	[Hz]
f_{mod}	frekvence modulačního napětí	[Hz]
f_{nos}	frekvence nosného napětí	[Hz]
I_C	kolektorový proud tranzistoru	[A]
I_d	proud vytékající z usměrňovače	[A]
$I_{D,ef}$	efektivní proud nulovou diodou	[A]
$I_{D,st}$	střední proud nulovou diodou	[A]
$I_{di,ef}$	efektivní proud usměrňovací diodou	[A]
$I_{di,stř}$	střední proud usměrňovací diodou	[A]
I_{ef}	efektivní proud tlumivkou	[A]
$I_{f,a}$	amplituda proudu do motoru	[A]



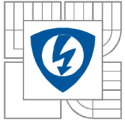
$I_{f,ef}$	efektivní fázový proud do motoru	[A]
$I_{max,L}$	maximální proud tlumivkou	[A]
$I_{Tr,ef}$	efektivní proud tranzistorem	[A]
$I_{Tr,st}$	střední proud tranzistorem	[A]
I_z	proud tekoucí do meziobvodu	[A]
K_I	činitel proudového využití tranzistoru	[-]
$K_{p,Cu}$	činitel plnění mědi	[-]
$K_{p,Fe}$	činitel plnění železa	[-]
L	indukčnost	[H]
l_{Fe}	délka siločáry	[m]
l_v	délka vzduchové mezery	[m]
M	moment	[Nm]
M_0	modulační činitel	[-]
N	počet závitů na tlumivce	[-]
n_1	otáčky točivého magnetického pole	[min ⁻¹]
$n_{vět}$	počet paralelních větví s kondenzátory	[-]
p	počet pólových dvojic	[-]
P_d	výkon na meziobvodu	[W]
P_D	Ztráty na nulové diodě	[W]
$P_{D,ved}$	ztráty na diodě vedením	[W]
P_{di}	ztráty na usměrňovací diodě	[W]
P_m	výkon motoru	[W]
$P_{m,př}$	příkon motoru	[W]
P_{Mod}	ztráty IGBT modulu	[W]
P_{sp}	spínací ztráty	[W]



P_{str}	ztráty ve střídači	[W]
P_{Tr}	ztráty na tranzistoru	[W]
$P_{Tr,ved}$	ztráty vedením na způsobené tranzistoru	[W]
P_{usm}	ztráty na usměrňovacím můstku	[W]
P_{ved}	ztráty vedením	[W]
PWM	pulsně šířková modulace	[-]
R_{CE}	odpor tranzistoru mezi C a E	[Ω]
R_D	odpor diody	[Ω]
R_{di}	diferenciální odpor usměrňovací diody	[Ω]
$R_{h,str}$	tepelný odpor chladiče střídače	[K/W]
$R_{h,usm}$	tepelný odpor chladiče usměrňovače	[K/W]
$R_{CH,IGBT}$	tepelný odpor mezi IGBT modululem a chladičem	[K/W]
$R_{CH,usm}$	tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem usměrňovače	[K/W]
$R_{JC,D}$	tepelný odpor diody	[K/W]
$R_{JC,di}$	tepelný odpor mezi čipem a pouzdrem usměrňovací diody	[K/W]
$R_{JC,Tr}$	tepelný odpor tranzistoru	[K/W]
s	skluz	[-]
S_{Cu}	průřez měděného vodiče	[m ²]
S_j	plocha průřezu jádra	[m ²]
S_o	plocha okna jádra	[m ²]
S_t	střída	[-]
T	teplota	[°C]
U_a	špičková hodnota napětí na meziobvodu	[V]
U_d	napětí na meziobvodu	[V]
U_f	fázové napětí	[V]



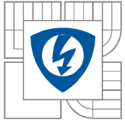
U_{mod}	modulační napětí	[V]
U_{nos}	nosné napětí	[V]
$U_{p,D}$	prahové napětí nulové diody	[V]
$U_{p,di}$	prahové napětí usměrňovací diody	[V]
$U_{p,Tr}$	prahové napětí	[V]
$U_{\check{r}}$	řídící napětí	[V]
U_s	sdružené napětí	[V]
U_v	větвовé napětí	[V]
U_z	napětí na zátěži	[V]
Δi_z	zvlnění proudu	[A]
$\Delta \vartheta_{h,str,ok}$	teplotní rozdíl mezi chladičem střídače a okolím	[°C]
$\Delta \vartheta_{h,usm,ok}$	teplotní rozdíl mezi chladičem usměrňovače a okolím	[°C]
$\Delta \vartheta_{CH,str}$	teplotní rozdíl mezi pouzdrem IGBT modulu a chladičem	[°C]
$\Delta \vartheta_{CH,usm}$	teplotní rozdíl mezi pouzdrem usměrňovače a chladičem	[°C]
$\Delta \vartheta_{JC,di}$	teplotní rozdíl mezi čipem usměrňovací diody a pouzdrem	[°C]
$\Delta \vartheta_{JC,Tr}$	teplotní rozdíl mezi čipem a pouzdrem tranzistoru	[°C]
η	účinnost měniče	[-]
η_m	účinnost motoru	[-]
σ	proudová hustota	[A/m ²]
ϑ_{ok}	teplota okolí	[°C]
ω	úhlová frekvence	[rad/s]
U_{CE}	napětí na tranzistoru	[V]
U_{ref}	referenční napětí saturační ochrany	[V]
R_{CE}	Odpor, nastavující referenční napětí saturační ochrany	[Ω]
C_{CE}	Kondenzátor nastavující zpoždění referenčního napětí sat. ochrany	[F]



1 ÚVOD

Frekvenční měniče v současnosti zažívají velký rozvoj a to především díky oblibě asynchronních strojů a vývoji v oblasti polovodičových součástek, které lze s dobrými dynamickými parametry používat pro stále více výkonové aplikace. Díky tranzistorům typu IGBT či MOS-FET jsou realizovatelné měniče s takovým výkonem a rychlostí, kterých dříve nebylo možno dosáhnout. Právě polovodiče jsou hlavním stavebním prvkem výkonových měničů. Díky rozmachu frekvenčních měničů odpadá největší nevýhoda asynchronních strojů – špatná regulovatelnost. Mohou se tak dostávat do sofistikovanějších zařízení. To je velice vhodné, zejména když nastupuje éra elektromobilů, letadel na elektrický pohon a podobných zařízení.

V této práci bude navržena silová část frekvenčního měniče pro vysokootáčkový asynchronní motor o výkonu 50 KW a otáčkách 50 000 otáček za minutu. Bude potřeba skloubit proudovou a napěťovou výdrž polovodičů s jejich rychlostí, což jsou dvě protichůdné věci. Jelikož bude celý pohon určen k testování, nebude v návrhu kladen tak velký důraz na hmotnostní a rozměrové požadavky. Naopak bude snaha zařízení předimenzovat a zajistit tak jeho spolehlivost.



2 TEORIE

2.1 Asynchronní motor

Asynchronní motor je točivý nebo lineární stroj, jenž je napájen střídavým napětím – a to nejčastěji třífázovým. Jeho hlavní výhodou spočívá v tom, že k provozu postačí napětí, připojené pouze ke svorkám statoru a nikoli rotoru, tudíž není potřeba kartáčů, jimiž by se přikládalo napětí k rotoru. Problém strojů s kartáči je v tom, že kartáče se kvůli vysokému mechanickému namáhání, převážně třením, rychle opotřebují. Princip chodu bez kartáčů u asynchronního motoru bude vysvětlen později. Asynchronní motor je tedy stroj bezúdržbový. Nevýhodou asynchronního motoru je obtížnější regulace. Než bude podrobněji vyložena problematika regulace asynchronního motoru, bude nastíněn princip jeho činnosti.

Na stator jsou přivedeny jednotlivé fáze, jejichž svorky jsou posunuty o mechanických 120° . Ze svorky je vyvedeno vinutí tak, aby mezi severním a jižním pólem bylo 180° mechanických (u dvojpólového stroje). Konce vinutí pak bývají spojené do hvězdy nebo do trojúhelníku. Protože jsou napětí v jednotlivých fázích posunuta o elektrických 120° , magnetická pole jednotlivých vinutí se v každém okamžiku sčítají tak, že se výsledný vektor magnetického pole v čase otáčí, a to tak, že za jednu periodu sítě se otočí o 360° elektrických. Přidáváním dalších pólových dvojic se snižuje jejich mechanický úhel, proto i když se vždy „točivé magnetické pole“ za jednu periodu sítě otočí o 360° elektrických, mechanický úhel otočení s rostoucím počtem pólových dvojic klesá. Otáčky „točivého magnetického pole“ se určí podle rovnice:

$$n_1 = \frac{f \cdot 60}{p} \quad (2.1)$$

Kde f je frekvence sítě a p je počet pólových dvojic.

Z téhle rovnice vyplývají 2 způsoby regulace otáček rychlosti magnetického pole. Můžeme měnit otáčky změnou frekvence, nebo změnou počtu pólových dvojic. Jelikož počet pólových dvojic může být jen celé číslo, můžeme tak nastavovat pouze určité diskrétní hodnoty otáček.

V současnosti je řízení pomocí frekvence nejpoužívanější metodou. Otáčky magnetického pole jsou přímo úměrné frekvenci. Tu můžeme regulovat snadno pomocí frekvenčního měniče. Pro konstantní moment je však nutné dodržet konstantní poměr U/f . Rotorové otáčky jsou vždy menší, než jsou otáčky pole. Počet otáček, o které zaostává oproti poli, v poměru k otáčkám pole, se nazývá skluz, který je úměrný zatížení.

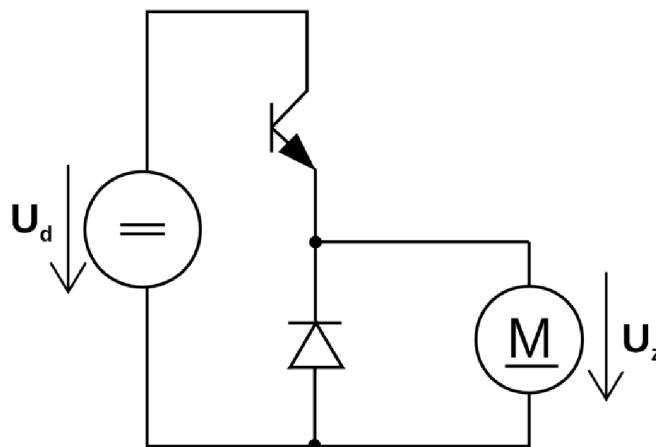
2.2 Frekvenční měnič

Frekvenční měnič je zařízení obsahující usměrňovač, kterým si upraví vstupní střídavé napětí na stejnosměrné a pulsní měnič DC/AC, který mění stejnosměrné napětí na střídavé o frekvenci, kterou si můžeme zvolit. Pro vnějšího pozorovatele je to tedy zařízení, kterým můžeme libovolně měnit frekvenci a velikost napětí. Princip frekvenčního měniče je založen na pulsním měniči. Proto bude nyní popsán princip pulsního měniče.

2.2.1 Výkonová část

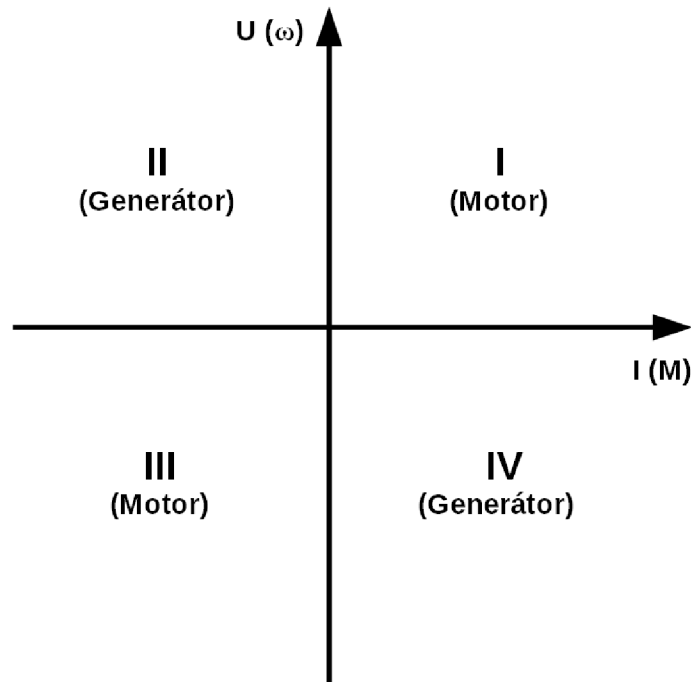
Základní stavební prvek pulsního měniče je tranzistor s diodou. Tranzistor spíná proud s vysokou frekvencí (až desítky kHz) a podle nastaveného poměru mezi dobou, kdy je tranzistor sepnutý a dobou, kdy je vypnutý, můžeme regulovat výstupní napětí. Poměr doby, kdy je tranzistor zapnutý k periodě, je nazýván střída. Pokud se střída rovná jedné, pak je výstupní napětí 100 % ze vstupního. V opačném případě, kdy se střída rovná nule, je výstupní napětí 0 % ze vstupního.

Jelikož je zátěž většinou induktivního charakteru, má proud určitou setrvačnost a nelze ho tranzistorem okamžitě přerušit. Pokud bychom se o to pokusili, tranzistor by takový nápor nemohl vydržet. Z toho důvodu je k tranzistoru připojena nulová dioda a při vypnutí tranzistoru se proud zháší přes onu diodu. Kombinace tranzistoru a diody se nazývá horní nebo dolní spínač, v závislosti na tom, jestli je na schématu tranzistor umístěn výše, nebo níže než dioda. Horní spínač můžeme vidět na obrázku 2-1.



Obr. 2-1 Horní spínač [2]

Pro konstrukci měniče je nutné vědět, v jakých kvadrantech bude měnič pracovat. Jednotlivé kvadranty určují směr proudu a napětí a lze podle nich určit, zda stroj pracuje jako motor, nebo generátor. Na obrázku 2-2 můžeme vidět rozdělení kvadrantů na Volt-ampérové charakteristice.



Obr. 2-2 Volt-ampérová charakteristika [2]

První kvadrant je situace, kdy proud vtéká do kladné svorky motoru a vytéká ze záporné. Pokud se obrátí směr proudu, znamená to, že energie proudí ze stroje směrem do sítě a stroj se chová jako generátor. To je případ druhého kvadrantu. Podle obrázku 2-2 pak analogicky existují další dva kvadranty s různými směry proudů pro opačnou polaritu napětí – pro opačné otáčky stroje. Obecně lze říci, že když proud vtéká do kladné svorky stroje, chová se stroj jako motor, protože tok energie souhlasí se směrem otáčení. Jinak se stroj chová jako generátor.

Pro zapojení pulsního měniče, který může pracovat jenom v prvním kvadrantu, připojujeme motor paralelně k diodě viz obr. 2.1. Na tomto nejjednodušším zapojení lze nejlépe demonstrovat napěťové a proudové poměry, které zde nastávají a podle kterých, je potřeba obvod dimenzovat.

Jelikož tranzistor pracuje ve spínacím režimu, může na něm být pouze buď nulové (v sepnutém stavu) nebo maximální (při vypnutém stavu) napětí, jenž odpovídá napájecímu napětí. Pokud je tranzistor sepnutý, musí podle II. Kirchhoffova zákona veškeré napětí být na diodě a tudíž i na zátěži. V tomto stavu prochází proud tranzistorem a zátěží, nemá však stejný tvar jako napětí, ale kvůli indukci roste s určitou strmostí, která je určená indukcí. Pokud zanedbáme odpor, je strmost konstantní.

Po vypnutí tranzistoru se veškeré napětí způsobené zdrojem z meziobvodu přesune na tranzistor, který má teoreticky nekonečný odpor a tak z meziobvodu neteče žádný proud. Zdrojem se ale stává energie nasrádaná v magnetickém poli díky indukci a tenhle zdroj protlačí proud přes zátěž a diodu, na které se energie vytopí. Dioda musí být dimenzována tak, aby proud klesl na původní hodnotu na

začátku periody. Během doby, kdy je tranzistor vypnut, se na diodě musí objevit napětí zátěže, ale v opačném směru než se na ní objevuje napětí meziobvodu. Výsledný proud je tedy zvlněný. Zvlnění proudu se určuje podle následující rovnice: [2]

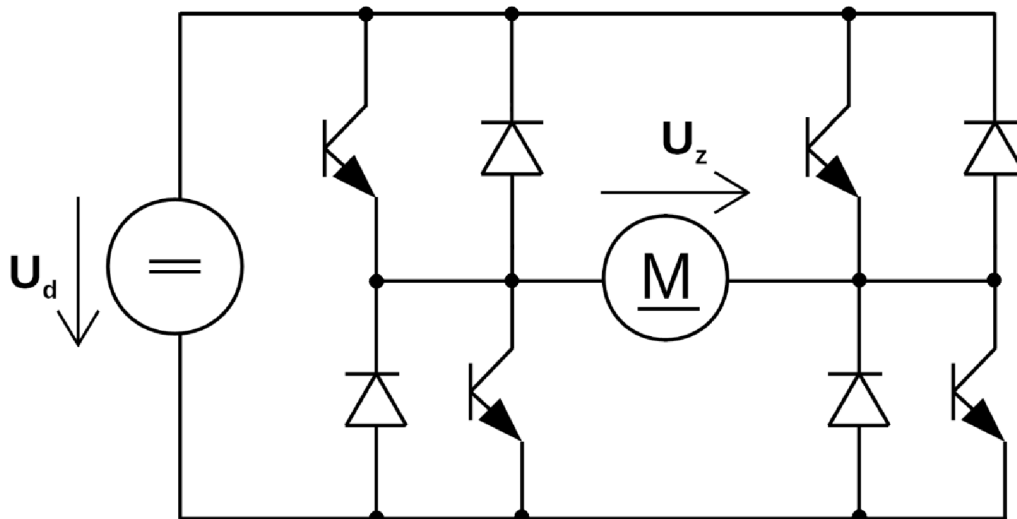
$$\Delta i_z = \frac{U_d \cdot s \cdot (1 - s)}{2 \cdot f \cdot L} \quad (2.2)$$

Vidíme, že při střídě rovné 0 nebo 1 je zvlnění proudu nulové a nalezením extrému funkce můžeme zjistit, že největší zvlnění nastává při střídě rovné 0,5.

Většinou bývá požadováno, aby zvlnění bylo co nejmenší. Musí se proto hledat kompromis, protože přidání velké indukce je neekonomické a zvyšuje se hmotnost a rozměry měniče.

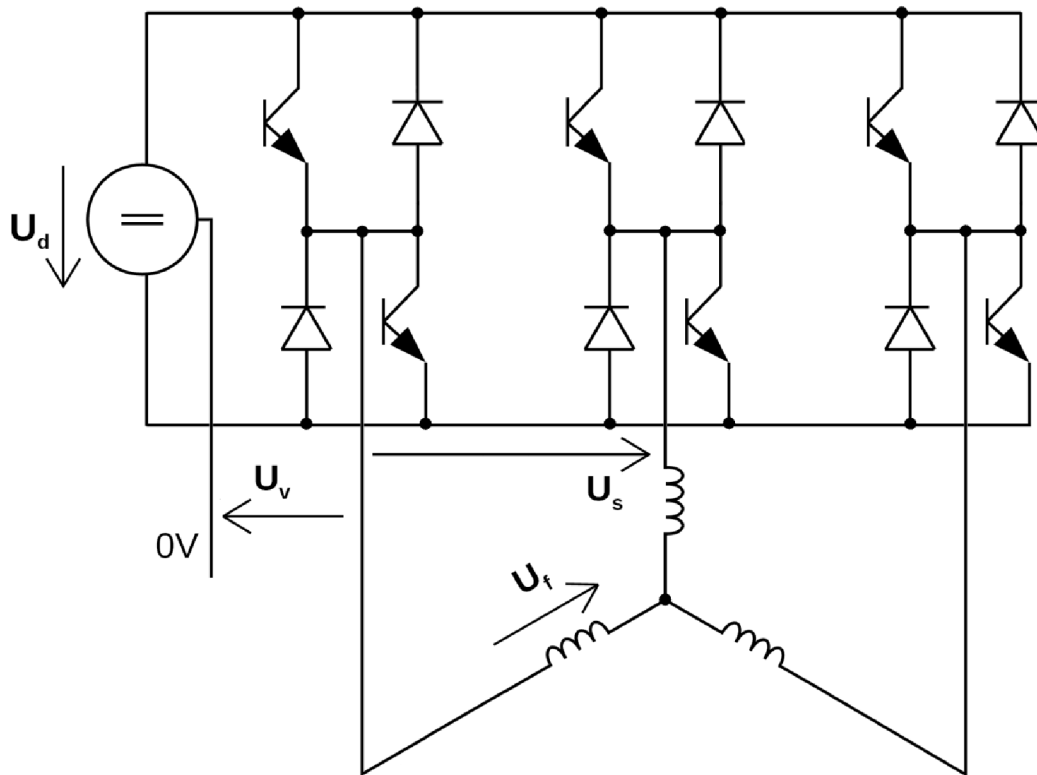
Napětí na diodě a tranzistoru by teoreticky mělo dosahovat hodnoty U_d , ale protože kvůli parazitní indukci vzniká překmit a protože napětí v sítí, které napájí meziobvod, nemusí být konstantní, nechává se obvykle rezerva a dioda a tranzistor se dimenzují na $2 \cdot U_d$. Při proudovém dimenzování se součástky navrhují na amplitudu proudu. Opět se zde musí počítat s podobnou rezervou.

Vícekvadrantové měniče se pak zapojují kombinací jednotlivých spínačů. Měnič, jenž umožňuje chod ve všech čtyřech kvadrantech, je ukázán na obrázku 2-3. Střídač obvykle bývá třífázový a vidět jej můžeme na obrázku 2-4.



Obr. 2-3 Čtyř-kvadrantový měnič [2]

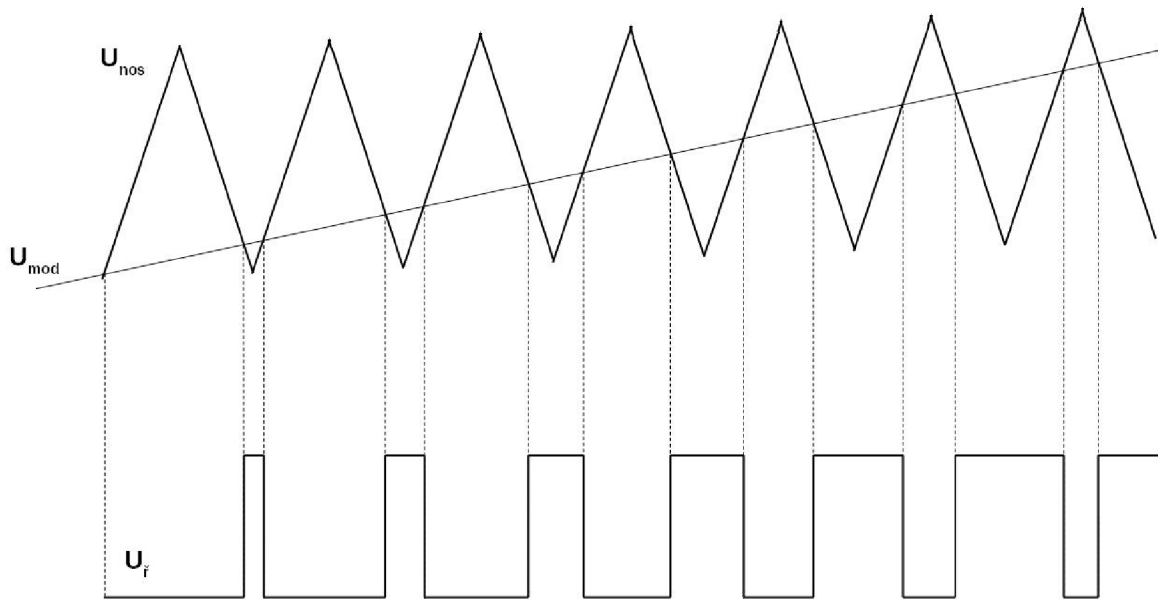
V praxi se střídače nejčastěji vyskytují ve třífázovém zapojení, které je ukázáno na obrázku 2.4



Obr. 2-4 Třífázový frekvenční měnič [2]

2.2.2 Pulsně šířková modulace

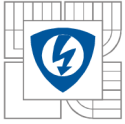
Jak již bylo zmíněno, změna výstupního napětí se dosahuje změnou šířky napěťových pulsů. Tento systém se obecně nazývá Pulsně šířková modulace, nebo zkráceně PWM. Generování signálu PWM funguje na principu porovnávání dvou signálů – nosného a modulačního. Jako nosný signál se používá vysokofrekvenční trojúhelníkový signál. Tento signál udává, s jakou frekvencí budou tranzistory spínat. Nosný signál U_{nos} porovnáváme s modulačním U_{mod} , kterým udáváme parametry výstupního napětí. Princip je takový, že pokud má modulační signál vyšší okamžitou hodnotu než signál nosný, je na tranzistor přivedeno napětí U_f , které způsobuje sepnutí tranzistoru. Podle obrázku 2-5 je zřejmé, že čím má modulační signál vyšší hodnotu, tím budou napěťové pulsy širší a tím pádem bude také vyšší střída.



Obr. 2-5 Pulsně šířková modulace

U střídače má modulační napětí tvaru sinusoidy. Výstupem budou napěťové pulsy s nekonstantní šířkou, jejichž první harmonická je sinusoida. Je potřeba, aby nosná frekvence byla řádově vyšší než modulační. K odstranění vyšších harmonických většinou stačí propust prvního řádu (často stačí indukce motoru). Samozřejmě platí, že čím vyšší nosná frekvence, tím lépe se signál demoduluje a vyšší harmonické složky jsou lépe potlačeny.

Při analogovém řešení jsou napětí porovnávána komparátorem. Vzestupná a sestupná hrana pilovitého signálu je generována pomocí vybíjení a nabíjení kondenzátoru. V dnešní době se generování PWM signálu často řeší digitálně, kde princip porovnávání nosného a modulačního signálu zůstává zachován.



3 SILOVÁ ČÁST

Jelikož se jedná o třífázový střídač, je nutno vést proud třemi větvemi, jako je vidět na obr. 2-4. Takové zapojení silové části umožňuje chod ve všech kvadrantech, což je pro fungování střídače nezbytné. Pro sestavení silové části jsme vybírali moduly, které obsahovaly celou jednu větev, což znamená horní a dolní tranzistor a ke každému tranzistoru jedna nulová dioda.

Základní parametr modulů, podle kterého jsme je vybírali, je maximální kolektorový proud I_c . K tomu bylo potřeba spočítat jmenovitý fázový proud z rovnice 3.1 a určit jeho amplitudu podle rovnice 3.2:

$$I_{f,ef} = \frac{P_m}{3 \cdot U_f \cdot \eta_m \cdot \cos\varphi} = \frac{50\,000}{3 \cdot 230 \cdot 0,8 \cdot 0,8} = 113,22 \text{ A} \quad (3.1)$$

$$I_{f,a} = I_{f,ef} \cdot \sqrt{2} = 113,22 \cdot \sqrt{2} = 160,1 \text{ A} \quad (3.2)$$

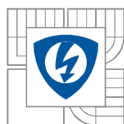
Kde P je výkon motoru, U_f je fázové napětí na motoru, η je účinnost motoru a $\cos\varphi$ je účinník.

Jelikož se jedná o vysokootáčkový motor, bude zapotřebí vysoká frekvence první harmonické, protože otáčky motoru jsou jí přímo úměrné. Aby byla splněna nerovnost $f_{mod} \ll f_{nos}$, musí se počítat s vysokou nosnou frekvencí, jenž nám určuje, s jakou frekvencí budou tranzistory spínány. Byla zvolena hodnota $f_{nos} = 20 \text{ kHz}$, což nám zajistí dostatečné potlačení vyšších harmonických i dostatečnou dynamiku řízení. Pro použití vyšší spínací frekvence jsme limitováni spínacími ztrátami, které rostou úměrně tomuto kmitočtu a také tím, že se na vyšší frekvenci problémově budí tranzistory.

3.1 Větve střídače

Každá spínací větev je realizována spínacím modulem, jenž obsahuje potřebné tranzistory a nulové diody. Vzhledem k počtu větví byly vybrány 3 stejné moduly. Abychom omezili ztráty, museli jsme vybírat moduly s tranzistory, které mají co nejkratší dobu vypnutí a zapnutí.

Co se týče proudového dimenzování, je vhodné, aby maximální kolektorový proud I_c byl alespoň dvakrát vyšší, než je maximální jmenovitá hodnota jmenovitého proudu, protože je potřeba rezerva kvůli nekonstantnosti napájecího napětí a také protože na tranzistorech probíhají překmity, které jsou způsobeny parazitní indukčností. Také je potřeba vzít v potaz to, že s rostoucí teplotou bude náchylnost k nadproudům stoupat. Protože bude měnič sloužit pro testování motorů a lze očekávat atypický provoz, je vhodné jej spíše předimenzovat. Byly tedy vybírány moduly s maximálním kolektorovým proudem vyšším než 300A. Dále musely moduly splňovat požadavek na odolnost vůči napětí meziobvodu, které s rezervou uvažujeme 1200 V. Vyšší odolnost by už negativně ovlivňovala další parametry tranzistorů, především rychlost spínání.



Jako nejvhodnější se jevíly tři moduly s následujícími parametry:

	Podmínky	SEMIKRON SKM400GB125D	SEMIKRON SKM200GB12T4	FUJI ELECTRIC 2MBI400U4H-120-50
Kolektorový proud	T= 25 °C	400 A	313 A	600 A
Prahové napětí tranzistoru	T= 125 °C	1,5 V	0,8 V	1,2 V
Odpor na dráze kolektor, emitor	T= 125 °C	7,6 mΩ	8 mΩ	2 mΩ
Prahové napětí diody	T= 125 °C	1 V	1 V	1 V
Diferenciální odpor diody	T= 125 °C	4,3 mΩ	6,8 mΩ	2 mΩ
Ztráta při zapnutí a vypnutí	I = 300 A	35 mJ	67,5 mJ	-
Čas zapnutí a vypnutí	I = 300 A	570 ns	610 ns (200 A)	950 ns

Tab. 3-1 porovnání IGBT Modulů

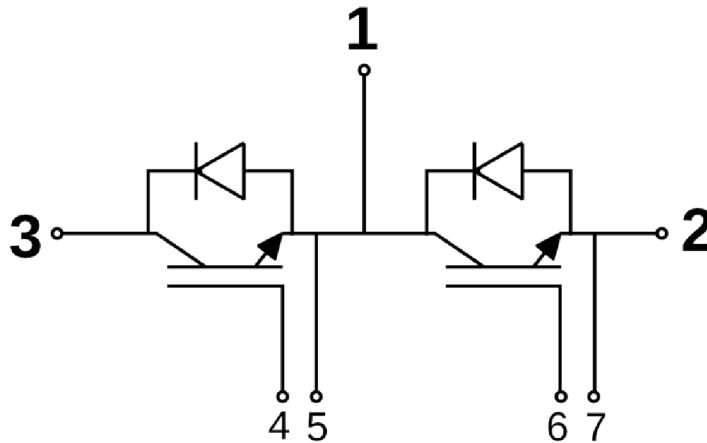
Jelikož se předpokládá, že kvůli vysoké spínací frekvenci budou dominantní složkou ztrát spínací ztráty, je především nutné moduly porovnávat podle schopnosti tyto ztráty omezit. Velmi vypovídající je údaj „Ztráta při zapnutí a vypnutí“, který udává množství energie, jenž se přemění na teplo spínáním během jedné periody. U modulu „FUJI ELECTRIC 2MBI400U4H-120-50“ sice tato hodnota není zveřejněna, lze se však také orientovat podle údaje „Čas zapnutí a vypnutí“, protože ztráty spínáním lineárně rostou se spínacím časem.

První modul v pořadí má výrazně nižší hodnotu „Ztráta při zapnutí a vypnutí“ než druhý modul a zároveň má nejkratší „Čas zapnutí a vypnutí“. Hodnoty „Prahové napětí na tranzistoru“, „Odpor na dráze kolektor, emitor“, „Prahové napětí diody“ a „Diferenciální odpor diody“ ovlivňují ztráty způsobené vedením. Díky velice nízkému odporu na dráze kolektor- emitor se zde jeví jako nejvhodnější třetí modul v pořadí, protože jsou však ztráty vedením minoritní složkou ztrát, bude dána přednost prvnímu modulu.

Vybraný modul má při teplotě 25 °C maximální kolektorový proud 400 A. Ten je však teplotně závislý. Podle výrobce se při oteplení na 80 °C sníží jeho hodnota na 300 A. Při teplotě 150 °C, což je maximální provozní teplota určená výrobcem, je maximální kolektorový proud už jen 100 A. Je tedy jasné, že chlazení měniče bude muset být vyřešeno tak, aby bylo oteplení co nejnižší.

Z tohoto hlediska plyne další výhoda zvoleného modulu. Je relativně dobře tepelně vodivý, díky čemuž se lépe dosáhne nízkého oteplení. Pro srovnání, tepelný odpor mezi čipem tranzistoru a pouzdrem je 0,05 K/W, zatímco u druhého modulu v tabulce tato hodnota činí 0,14 K/W. Co se týče přechodu mezi čipem diody a pouzdrem u vybraného modulu tento tepelný odpor činí 0,125 K/W, zatímco u druhého je to 0,26 K/W.

Na obrázku 3.1 je zobrazeno schéma jednoho IGBT modulu s očíslovanými piny



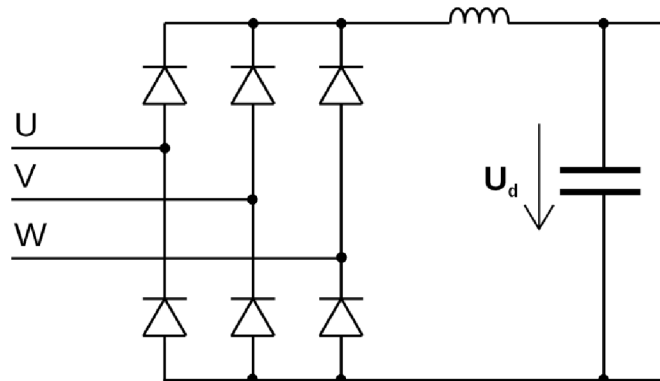
Obr. 3-1 IGBT modul [4]

3.2 Brzdňý odpor

Měnič nezahrnuje funkci rekuperace energie zpět do sítě. Když se tedy motor dostane do brzdňého režimu a obrátí se tok energie, začne se to projevovat vzrůstajícím napětím na meziobvodu. Proto je paralelně k meziobvodu připojen brzdňý odpor, na kterém se vyhřeje veškerá energie, která z motoru přichází. Aby rezistorem procházel proud, jenom když je potřeba, je k rezistoru sériově připojen spínač. Jako spínač je použit IGBT modul. Povel k sepnutí brzdňého odporu bude dán ve chvíli, kdy napětí meziobvodu přesáhne určitou hodnotu.

3.3 Napájení

Zatím bylo uvažováno to, že na moduly je přivedeno stejnosměrné napětí U_d z meziobvodu o velikosti 540 voltů. Motor je ale určen pro připojování na třífázovou střídavou síť. Proto je střídači předřazen šestipulsní neřízený usměrňovač, jehož schéma je na obr. 3-2.



Obr. 3-2 Šesti-pulsní neřízený usměrňovač s LC filtrem [2]

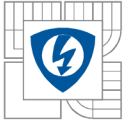
Na vstup jsou přivedena 3 sinusová sdružená napětí, která mají fázový posun 120° . Proud vede vždy jen jedna z horních diod a k ní jedna ekvivalentní z diod dolních. Protože je použit usměrňovač s diodami, protéká proud vždy tou fází, na níž je ze všech tří fází nejvyšší okamžitá hodnota napětí. Okamžik přirozené komutace (okamžik, kde proud začne protékat jinou fází) nastává, když se sinusový průběh napětí jedné fáze protne se průběhem jiné fáze. V ten okamžik přestává být fáze č. 1 tou s nejvyšším napětím, fáze č. 2 nabije meziobvod na vyšší hodnotu než je fáze č. 1, proto se dioda uzavře.

Jelikož je kondenzátor setrvačný prvek a má určitou kapacitu, filtruje napětí, které pak má menší výkyvy. Čím má kondenzátor větší kapacitu, tím je napětí hladší. V makroskopickém měřítku lze napětí U_d považovat za stejnosměrné. V takovém zapojení však do kondenzátoru vtékají vysoké proudové impulsy, což zvyšuje harmonické zkreslení odebraného proudu. K jejich ztlumení je před kondenzátor zapojena tlumivka.

3.3.1 Návrh meziobvodu

Návrh meziobvodu vychází z požadovaného zvlnění proudu. Obvykle se volí zvlnění proudu (rozdíl mezi střední a špičkovou hodnotou) v rozmezí 20 až 50 % ze střední hodnoty proudu I_d . V tomto případě byla zvolena hodnota 20%. Pro určení potřebné indukčnosti je potřeba dále znát maximální napětí na meziobvodu. Také je potřeba zjistit střední hodnotu proudu, aby bylo možné určit zvlnění proudu. Střední hodnota proudu I_d se určí z výkonu a napětí na meziobvodu.

Pro určení výkonu se využije známý výkon motoru, známá účinnost motoru a ztráty na spínacích tranzistorech a na nulových diodách, protože tyto ztráty tvoří téměř veškerý výkonový rozdíl mezi výkonem na meziobvodu a příkonem motoru. Tyto ztráty jsou již spočítané níže.



Příkon motoru (výkon měniče):

$$P_{m,př} = \frac{P_m}{\eta_m} = \frac{50000}{0,8} = 62500 \text{ W} \quad (3.3)$$

Výkon na meziobvodu:

$$P_d = P_{mot,př} + P_{ztr} = 62\,500 + 2231 = 64731 \text{ W} \quad (3.4)$$

Střední proud I_z se získá dosazením do vzorce:

$$I_z = \frac{P_d}{U_d} = \frac{64633,68}{540} = 119,69 \text{ A} \quad (3.5)$$

Nyní již může být určeno zvlnění proudu:

$$\Delta I_z = 0,2 \cdot I_z = 0,2 \cdot 119,692 = 23,94 \text{ A} \quad (3.6)$$

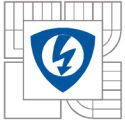
Pro potřebnou indukčnost platí vzorec: [1]

$$L = 0,00904 \cdot \frac{U_a}{\Delta I_z \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} = 0,00904 \cdot \frac{565}{23,94 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50} = 0,679 \text{ mH} \quad (3.7)$$

Konstanta 0,00904 v sobě zahrnuje informaci, že usměrňovač je šestipulsní. Při volbě kapacity kondenzátoru musí být splněna podmínka, aby rezonanční kmitočet tohoto LC filtru ležel pod frekvencí, jež je zde užívána. Vzhledem k tomu, že usměrňovač je šesti-pulsní, pracuje s frekvencí 300 Hz. Je však potřeba počítat s případem, kdyby vypadla jedna fáze a usměrňovač by se stal dvoj-pulsní. Kmitočet filtru by se tudíž snížil na 100 Hz. Výpočtem lze určit, při jaké kapacitě bude mezní kmitočet právě 100 Hz. [1]

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{mez} \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 100} = 3,73 \text{ mF} \quad (3.8)$$

Tato kapacita je tedy kapacitou minimální.



3.3.2 Realizace meziobvodu

3.3.2.1 Kapacita

Pro dosažení požadované kapacity jsou použity elektrolytické kondenzátory s kapacitou 1000 μF a napěťovou odolností 400 V. Pro získání odolnosti alespoň 800 V je potřeba zařadit 2 kondenzátory sériově za sebou, výsledný prvek však bude mít kapacitu jen 500 μF . Jednoduchým výpočtem zjistíme, kolik dvojic kondenzátorů (větví) musíme paralelně zapojit pro získání výsledné kapacity 4 mF:

$$n_{\text{vět}} = \frac{C_D}{C_{\text{vět}}} = \frac{4 \text{ mF}}{0,5 \text{ mF}} = 8 \quad (3.9)$$

Abychom předešli nerovnoměrnému rozložení napětí na dvou sériově zapojených kondenzátorech, připojíme paralelně ke kondenzátorům odporový dělič, který jakoukoli nerovnováhu potlačí. Mírnou nevýhodou je, že děličem bude v ustáleném stavu protékat proud 10 mA. Toto řešení vyžaduje, aby byly středy kondenzátorových větví spojeny. Protože se však fyzicky na desce plošných spojů kondenzátory vyskytují rozděleně na dvou vzdálených místech, je výhodnější umístit odporové děliče dva.

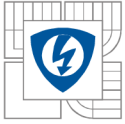
Elektrolytické kondenzátory obsahují parazitní indukčnost, která prudkou změnou proudu (při spínání) způsobuje překmity na tranzistoru. Proto je meziobvod tvořen také polypropylenovými kondenzátory, jež jsou umístěny co nejbližší tranzistorům, aby mohly proudově podporovat elektrolytické kondenzátory. Tyto kondenzátory poté snižují velikost překmitů.

3.3.2.2 Indukce

Tlumivka bude umístěna mimo desku plošných spojů a zde bude uveden postup jejího návrhu. Vstupními parametry návrhu tlumivky jsou její indukce 0,679 mH a střední proud, jenž jí bude protékat, což je 119,692 A. Tuto hodnotu lze považovat také za hodnotu efektivního proudu. Přidáním 20 % povoleného zvlnění získáme maximální proud, který činí:

$$I_{\text{max,L}} = I_Z + 0,2 \cdot I_Z = 119,692 + 0,2 \cdot 119,69 = 143,63 \text{ A} \quad (3.10)$$

Navinuta bude na železném jádře, proto je volena maximální indukce 1,2 T. Činitel plnění mědi je volen 0,5 a činitel plnění železa 0,96. Maximální hustotu proudu zvolíme 3,5 A/mm², což je hodnota, která je volena s rezervou a tlumivka je pak více odolná proti přetížení.



Pro určení velikosti jádra, která je charakteristická součinem plochy okna, ve kterém je umístěno vinutí a průřezem železa, jímž prochází magnetický tok, dosadíme do rovnice: [11]

$$S_o \cdot S_j = \frac{L \cdot I_{max,L} \cdot I_{ef}}{k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{max} \cdot \sigma} \quad (3.11)$$

$$S_o \cdot S_j = \frac{0,679 \cdot 10^{-8} \cdot 143,63 \cdot 119,69}{0,96 \cdot 0,5 \cdot 1,2 \cdot 3,5 \cdot 10^{-6}} = 5,78 \cdot 10^{-6} m^4$$

Vybíráme C jádro SCC-630, jenž má průřez okna $S_o = 34,95 \cdot 10^{-4}$ a rozměry jádra $a = 70$ mm, $b = 25$ mm. Velikost jádra je tedy:

$$S_o \cdot S_j = S_o \cdot a \cdot b = 34,95 \cdot 10^{-4} \cdot 70 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-3} = 6,12 \cdot 10^{-6} m^4 \quad (3.12)$$

Zvolené jádro tedy požadavku na velikost vyhovuje.

V dalším kroku Určíme potřebný počet závitů, tak aby magnetická indukce nepřesáhla maximální povolenou: [11]

$$N = \frac{L \cdot I_{max,L}}{B_{max} \cdot a \cdot b \cdot k_{p,Fe}} = \frac{0,679 \cdot 10^{-3} \cdot 143,632}{1,2 \cdot 70 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-3} \cdot 0,96} \approx 49 z \quad (3.13)$$

Aby měla tlumivka správnou indukčnost, určí se délka vzduchové mezery podle vztahu: [11]

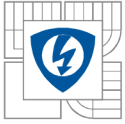
$$l_v = \frac{N \cdot I_{max,L} \cdot \mu_0}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} = \frac{49 \cdot 143,632 \cdot 1,25 \cdot 10^{-6}}{1,2} - \frac{33,21 \cdot 10^{-3}}{1000} = 7 mm \quad (3.14)$$

Relativní permeabilita železa sice nebyla známá, pro výpočet byla zvolena hodnota nižší (1000). Pokud by reálná hodnota byla výrazně vyšší, mělo by to za následek zvýšení indukčnosti a zvýšení magnetického toku v jádře, což nám ale reálně tolik nevádí, protože hodnota maximální indukce byla zvolena podstatně nižší, než je koleno B-H charakteristiky.

Podle spočítaného počtu závitů můžeme zjistit maximální průřez vodiče, jenž lze použít:

$$S_{Cu} = \frac{S_o \cdot k_{p,Cu}}{N} = \frac{34,95 \cdot 10^{-4} \cdot 0,5}{49} = 35,66 mm^2 \quad (3.15)$$

Pro použití volíme nejnižší možný průřez, jenž je normalizovaný, což je $35 mm^2$



Nyní lze ověřit, zda bude v takovém vodiči splněna podmínka maximální proudové hustoty:

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cu}} = \frac{119,692}{35} = 3,42 \text{ A/mm}^2 \quad (3.16)$$

Proudová hustota tedy bude o něco menší než zvolená, což znamená že takový návrh tlumivky je vyhovující.

3.4 Ztráty a chlazení

Ztráty jsou nedílnou součástí provozu měniče. Kromě toho, že snižují účinnost zařízení, jejich hlavní negativum spočívá v tom, že měnič oteplují. Již bylo řečeno, že příliš vysoká teplota má negativní účinky na provoz. Proto je potřeba orientační stanovení ztrátového výkonu, který bude sloužit jako vstupní hodnota pro návrh chlazení.

Budou určeny ztráty v IGBT modulech, což je prvek, kde bude energie na teplo mařena nejvíce. Dále se určí ztráty v napájecím modulu. Dalším místem, kde hrají ztráty svou roli je tlumivka, zde se ale jejich výpočet nemusí řešit, protože byla navržena s ohledem na dovolenou hustotu proudu.

3.4.1 Ztráty v IGBT Modulech

Zde se ztrátový výkon dělí na ztráty v tranzistorech a na ztráty v nulových diodách. Ztráty v tranzistorech se předpokládají výraznější, protože jsou obvykle více zatíženy a oproti nulovým diodám jejich ztrátový výkon zahrnuje kromě ztrát vedením i spínací ztráty.

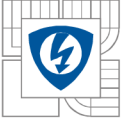
Výpočet proudů:

V modulech jsou tranzistory a diody protékány proudy. Jejich určení je nezbytné k výpočtu ztrát. Analýza proudů je ve střídači složitá, proto jsou zde použity již odvozené vzorce, které respektují běžný provoz měniče.

Efektivní hodnota proudu tranzistorem: [3]

$$I_{Tr,ef} = I_{f,a} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M_0}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos\varphi} \quad (3.17)$$

$$I_{Tr,ef} = 160,1 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 1}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 0,8} = 75,6 \text{ A}$$



Střední hodnota proudu tranzistorem: [3]

$$I_{Tr,st} = I_{f,a} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{M_0}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) \quad (3.18)$$

$$I_{Tr,st} = 160,1 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} + \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0,8 \right) = 43,97 \text{ A}$$

Efektivní hodnota proudu diodou: [3]

$$I_{D,ef} = I_{f,a} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot M_0}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot \cos\varphi} \quad (3.19)$$

$$I_{D,ef} = 160,1 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 1}{3 \cdot \sqrt{3} \cdot \pi} \cdot 0,8} = 26,3 \text{ A}$$

Střední hodnota proudu diodou: [3]

$$I_{D,st} = I_{f,a} \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{M_0}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) \quad (3.20)$$

$$I_{D,st} = 154,1 \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot \pi} - \frac{1}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot 0,8 \right) = 7 \text{ A}$$

Kde M_0 je modulační činitel určující poměr napětí meziobvodu a amplitudy první harmonické.

Ztráty způsobené vedením:

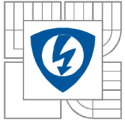
Zde se ztráty určí sečtením výkonu potřebného pro překonání prahového napětí s výkonem, který je mařen na diferenciálním odporu.

Tranzistor:

$$P_{Tr,ved} = U_{p,Tr} \cdot I_{Tr,st} + R_{CE} \cdot I_{Tr,ef}^2 \quad (3.21)$$

$$P_{Tr,ved} = 1,5 \cdot 43,97 + 6,3 \cdot 10^{-3} \cdot 75,6^2 = 101,96 \text{ W}$$

Kde $U_{p,Tr}$ je prahové napětí tranzistoru a R_{CE} je diferenciální odpor přechodu kolektor - emitor



Dioda:

$$P_{D,ved} = U_{p,D} \cdot I_{D,st} + R_D \cdot I_{D,ef}^2 \quad (3.22)$$

$$P_{D,ved} = 1 \cdot 7 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 26,3^2 = 9,97 \text{ W}$$

Kde $U_{p,Tr}$ je prahové napětí tranzistoru a R_{CE} je diferenciální odpor přechodu kolektor – emitor.

Spínací ztráty:

Odečtené hodnoty ztrátové energie při spínání:

Ztráta při zapnutí:

$$E_{on} = 30 \text{ mJ} \quad (3.23)$$

Ztráta při vypnutí:

$$E_{off} = 21 \text{ mJ} \quad (3.24)$$

Ztráta za jednu periodu:

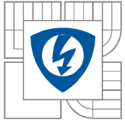
$$E_{sp} = E_{on} + E_{off} = 30 + 21 = 51 \text{ mJ} \quad (3.25)$$

Hodnoty jsou odečtené pro stav, kdy tranzistorem teče 300 A a odpor pro buzení hradla je roven 4 Ω . Bylo by možné počítat s energiemi pro nižší odpor do hradla, opět je zde ale bráno v potaz, že by měnič měl být spíše předimenzovaný. Počítat s vyšším odporem buzení hradla je na místě, protože budou tranzistory buzeny s vysokou frekvencí, což může ztráty zvýšit.

Výpočet spínacích ztrát:

Nejdříve je potřeba definovat činitel proudového využití tranzistoru, který zohlední to, že tranzistorem poteče pouze jmenovitý proud:

$$K_I = \frac{I_{f,a}}{I_C} = \frac{160,1}{300} \quad (3.26)$$



Spínací ztráty na jednom tranzistoru potom budou: [3]

$$P_{sp} = \frac{1}{\pi} E_{sp} \cdot f \cdot K_I = \frac{1}{\pi} \cdot 51 \cdot 10^{-3} \cdot 20\,000 \cdot \frac{160,1}{300} = 173,3 \text{ W} \quad (3.27)$$

Celkové ztráty:

Součtem vypočtených ztrát a jejich vynásobením dvěma (modul obsahuje dvě dvojice) získáváme ztráty jednoho modulu.

Ztráty pro jeden modul:

$$P_{Mod} = 2 \cdot (P_{Tr,ved} + P_{D,ved} + P_{sp}) = 2 \cdot (101,96 + 9,97 + 173,3) = 570,46 \text{ W} \quad (3.28)$$

Jelikož jsou moduly tři, celkový ztrátový výkon je trojnásobný.

Ztráty celého střídače:

$$P_{str} = 3 \cdot P_{Mod} = 3 \cdot 570,46 = 1711,38 \text{ W} \quad (3.29)$$

3.4.2 Ztráty v Napájecím modulu

V této kapitole budou vypočteny ztráty pro usměrňovací modul SEMIKRON SKD 160/12 Bridge Rectifier Diode

Stanovení středních a efektivních hodnot proudu:

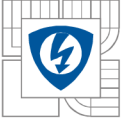
Jelikož je na výstup usměrňovače připojena tlumivka, je proud vytékající z usměrňovače totožný s proudem, jenž protéká tlumivkou.

$$I_d = I_z = 119,69 \text{ A} \quad (3.30)$$

Proud v usměrňovači vede vždy jedna dvojice ze tří dvojic diod. To znamená, že každá dioda vede proud jednu třetinu času a proto je pro každou diodu střída rovna jedné třetině.

Střední proud diodou:

$$I_{di,stř} = I_d \cdot s_t = 119,69 \cdot \frac{1}{3} = 39,89 \text{ A} \quad (3.31)$$



Efektivní proud diodou:

$$I_{di,ef} = I_d \cdot \sqrt{\frac{1}{3}} = 119,69 \cdot \sqrt{\frac{1}{3}} = 69,1 \text{ A} \quad (3.32)$$

Ztráty:

Ztráty pro jednu diodu:

$$P_{di} = U_{p,di} \cdot I_{di,stř} + R_{di} \cdot I_{di,ef}^2 \quad (3.33)$$

$$P_{di} = 0,8 \cdot 39,89 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 69,1^2 = 46,24 \text{ W}$$

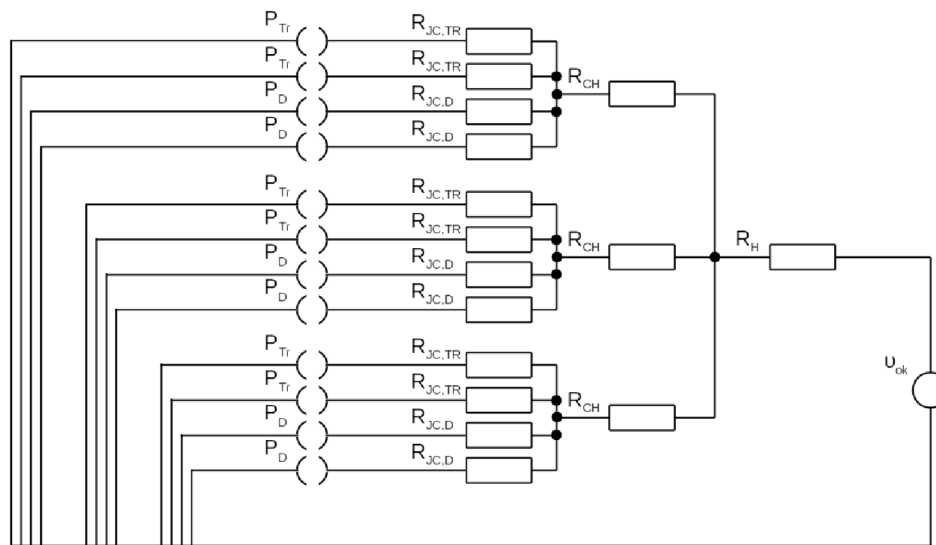
Ztráty pro celý usměrňovač:

$$P_{usm} = P_{di} \cdot 6 = 46,24 \cdot 6 = 277,44 \text{ W} \quad (3.34)$$

3.4.3 Chlazení střídače

Smyslem chlazení je zajistit odvod tepla takovým způsobem, aby teplota zařízení nepřesáhla maximální stanovenou hodnotu. Při teplotě nad 120 °C přestává IGBT tranzistor být schopen vést proud vyšší než 175 A, bylo by proto vhodné tuto teplotu nepřesahovat., přestože maximální provozní teplota modulu je 150 °C.

Na obrázku 3-3 můžeme vidět tepelné schéma střídače s chladičem, které je přes tepelně-elektrickou analogii převedeno na schéma elektrické. Proudové zdroje zde představují zdroje ztrátového výkonu, napětí představuje rozdíl teplot a elektrický odpor nahrazuje tepelný odpor.



Obr. 3-3 Tepelné schéma [2]

Smysl chladiče je v tom, že snižuje tepelný odpor, který je tvořen přechodem tepelného toku do okolního vzduchu. Toho je docíleno velkou stykovou plochou chladiče se vzduchem. Nyní bude úkolem určit, jaký může mít chladič maximálně tepelný odpor, aby nebyla přesažena maximální povolená teplota. Bude řešeno oteplení nejkritičtějšího místa měniče – čipů tranzistorů.

Oteplení diod není třeba řešit, protože jejich ztrátový výkon je mnohonásobně nižší než u tranzistoru, zatímco jejich tepelný odpor je větší jen asi dvakrát. Z toho vyplývá, že oteplení bude určitě méně kritické. Podle schématu lze určit teplotní rozdíly na všech teplotních odporech. Na základě toho můžeme vypočítat povolené oteplení chladiče, což je potřeba k určení jeho maximálního odporu.

Znamé tepelné odpory:

Tepelný odpor čip tranzistoru-pouzdro: $R_{J_C,Tr} = 0,05 \text{ K/W}$

Tepelný odpor čip diody-pouzdro: $R_{J_C,D} = 0,125 \text{ K/W}$

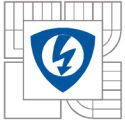
Tepelný odpor pouzdro-chladič: $R_{CH,IGBT} = 0,038 \text{ K/W}$

Ztrátový výkon jednoho tranzistoru:

$$P_{Tr} = P_{Tr,ved} + P_{sp} = 101,96 + 173,3 = 275,26 \text{ W} \quad (3.35)$$

Ztrátový výkon jedné diody:

$$P_D = P_{D,ved} = 9,97 \text{ W} \quad (3.36)$$



Rozdíl teplot mezi čipem tranzistoru a pouzdrém:

$$\Delta\vartheta_{JC,Tr} = R_{JC,Tr} \cdot P_{Tr} = 0,05 \cdot 275,26 = 13,8^{\circ}\text{C} \quad (3.37)$$

Rozdíl teplot mezi pouzdrém a chladičem:

$$\Delta\vartheta_{CH,str} = R_{CH,IGBT} \cdot P_{Mod} = 0,038 \cdot 570,46 = 21,68^{\circ}\text{C} \quad (3.38)$$

Povolené oteplení chladiče při teplotě okolí 35 °C:

$$\Delta\vartheta_{h,str,ok} = \vartheta_{max} - \Delta\vartheta_{JC,Tr} - \Delta\vartheta_{CH} - \vartheta_{ok} \quad (3.39)$$

$$\Delta\vartheta_{h,str,ok} = 120 - 13,8 - 21,68 - 35 = 49,52^{\circ}\text{C}$$

Aby oteplení chladiče nepřesáhlo vypočítanou hodnotu, musí mít chladič odpor maximálně:

$$R_{h,str} = \frac{\Delta\vartheta_{h,ok}}{P_{str}} = \frac{49,52}{1711,38} = 0,029 \text{ K/W} \quad (3.40)$$

3.4.4 chlazení usměřovače

Jelikož usměřovač nebude umístěn na stejném chladiči, jenž byl v předchozí kapitole navržen, je potřeba k jeho nezanedbatelnému ztrátovému výkonu navrhnout samostatný chladič.

Známé tepelné odpory:

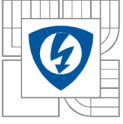
Tepelný odpor čip diody-pouzdro: $R_{JC,di} = 0,65 \text{ K/W}$

Tepelný odpor pouzdro-chladič: $R_{CH,usm} = 0,03 \text{ K/W}$

Zde bude tepelné schéma jednodušší. Proudové zdroje jsou všechny stejné a odpor kladený všem tepelným tokům od čipů do okolního vzduchu bude stejný.

Rozdíl teplot mezi čipem diody a pouzdrém:

$$\Delta\vartheta_{JC,di} = R_{JC,di} \cdot P_{di} = 0,65 \cdot 46,24 = 30^{\circ}\text{C} \quad (3.41)$$



Rozdíl teplot mezi pouzdrem a chladičem:

$$\Delta\vartheta_{CH,usm} = R_{CH,usm} \cdot P_{usm} = 0,03 \cdot 277,44 = 8,32^{\circ}\text{C} \quad (3.42)$$

Povolené oteplení chladiče při teplotě okolí 35 °C:

$$\Delta\vartheta_{h,usm,ok} = \vartheta_{max} - \vartheta_{ok} - \Delta\vartheta_{JC,di} - \Delta\vartheta_{CH,usm} \quad (3.43)$$

$$\Delta\vartheta_{h,usm,ok} = 120 - 30 - 8,32 - 35 = 46,68^{\circ}\text{C}$$

Pro takové oteplení je potřeba vybrat chladič s maximálním odporem, jehož hodnota činí:

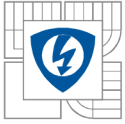
$$R_{h,usm} = \frac{\Delta\vartheta_{h,usm,ok}}{P_{usm}} = \frac{46,68}{277,44} = 0,168 \text{ K/W} \quad (3.44)$$

Na chlazení usměrňovače tedy postačuje chladič s řádově vyšším odporem, než u chlazení střídače.

3.4.5 Celková účinnost měniče:

Přijetím zjednodušení, že ztráty vznikají pouze v IGBT modulech a v usměrňovači, se určí přibližná účinnost celého měniče podle rovnice:

$$\eta = \frac{P_m}{P_m + P_{str} + P_{usm}} = \frac{50000}{50000 + 2231 + 277,44} = 0,952 \quad (3.45)$$



4 ŘÍZENÍ

Obecně se dá funkce tranzistoru popsat tak, že signálem přivedeným do hradla tranzistoru můžeme regulovat odpor přechodu mezi jeho piny C a E. Zatímco například u bipolárního tranzistoru je hlavní parametr přivedeného signálu do báze proud, u zde použitého tranzistoru typu IGBT je parametrem napětí, protože hradlo má velký odpor a neteče jím žádný proud, což je výhodné, protože je to bezztrátový proces. Jelikož v této aplikaci chceme, aby tranzistor pracoval pouze jako spínač, musíme dbát na to, aby se vyskytoval jenom ve stavu plně otevřeném nebo plně uzavřeném. Při plně uzavřeném stavu je sice mezi kolektorem a emitorem plné napětí, neteče však tranzistorem žádný proud. Naopak při plně otevřeném stavu tranzistorem sice proud teče, není však na něm teoreticky žádné napětí, protože má teoreticky nulový odpor. V těchto dvou stavech má tranzistor nejmenší ztráty. Pokud by byl tranzistor v polootevřeném stavu, byly by ztráty v takové výkonové aplikaci neúměrné a tranzistor by tento nadměrný výkon nevydržel.

O spínací signály se stará řídicí deska, jenž zpracovává signály zpětných vazeb a zajišťuje regulaci. Řídicí a silovou desku spojuje konektor, kterým putují signály oběma směry. Pro směr z řídicí desky do silové je kromě spínacích signálů určen také pin pro nouzové vypnutí všech signálů. Mimo to řídicí deska přenáší přes konektor napětí 15 V, které je v silové části použito. Taktéž zem mají společnou. Opačným směrem jsou vedeny informace z čidel proudu, čidla teploty, měření napětí meziobvodu a pin pro ohlášení chyby zaznamenané v budiči.

Protože řídicí obvody jsou uzemněny, znamená to, že se mezi zemí silového obvodu, nebo kolektorem horního tranzistoru a řídicími kontakty ocitne polovina napětí meziobvodu. Z toho vyplývá, že řídicí kontakty nemohou být s tranzistory spojeny vodičem a musí se proto využít galvanického oddělení.

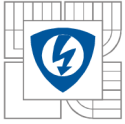
Pro přivedení řídicího napětí na hradla tranzistorů je určen budič. Hradla tranzistorů jsou vyvedena na již zmíněné čtyři řídicí piny na povrchu modulů.

4.1 Budič SemikronSkyper 32 R IC

V naší aplikaci je použit budič Semikron Skyper 32 R IC. Jeho hlavní funkcí je kromě galvanického oddělení silové od řídicí části, poskytování ochran. Mezi ochrany patří: Potlačení krátkých pulsů, podpěťová ochrana, generace ochranné doby, ochrana proti zkratu.

Budič můžeme rozdělit na primární a sekundární stranu, jenž jsou oddělené transformátorem. Na primární straně je k dispozici 10 pinů. Dva piny slouží pro přivedení napájecího napětí 15 V. Další dva vstupní piny jsou určeny k přivedení samostatného řídicího signálu, který obsahuje informaci o spínání tranzistorů. Každý pro jeden tranzistor. Všechny uvedené vstupy mají společnou zem, kterou představují další čtyři výstupní piny. Zbývající dva piny zajišťují ochranu.

Na sekundární straně se již nachází piny, které se připojují přes bázevý odpor přímo k bázi tranzistorů. Na každý tranzistor připadají dva piny – na jednom je zapínací napětí 15 V a na druhém je



vypínací napětí -7 V. Bázovým odporem můžeme ovlivňovat rychlost spínání. Tím pádem zvyšováním bázového odporu také zvyšujeme přepínací ztráty, což je v této aplikaci nepříznivé. Aby tranzistor ve vypnutém stavu udržel plné napětí, je potřeba spojit bázi s emitorem přes odpor. Tím se zamezí tomu, aby z kolektoru protékal do emitoru přes tranzistor byt' jen minimální proud. I minimální proud může tranzistor pootevřít a snížit jeho elektrickou pevnost. Připojením odporu bude proud do emitoru vtékat jen přes něj, místo přes tranzistor.

IGBT tranzistory jsou sice buzeny napětím, nikoli proudem, je ale potřeba nabít parazitní kapacitu mezi hradlem a emitorem. Pro sepnutí/vypnutí tranzistoru je tedy potřeba přenést určitý náboj. Pro potřebu náboje vyššího než $2,5\mu\text{C}$ je potřeba přidat externí kapacitory, jenž se ke řídicí elektrodě připojí paralelně. Použijí se zde keramické kondenzátory ve snaze o co nejnižší parazitní indukci. Ta by bránila rychlé změně proudu, která je k dodání náboje potřeba. Proto je také vhodné připojovat kondenzátory co nejkratší linkou. Jak již bylo zmíněno výše, přítomná parazitní kapacita omezuje použití vyšších budících frekvencí.

Při spouštění provozu je potřeba si dát pozor na nárazový proud, protože v prvních okamžicích sepnutí napájecího napětí poteče proud do kapacit přítomných na budiči a tento kapacitní proud je omezen pouze impedancí přívodu, popřípadě vnitřní impedancí zdroje.

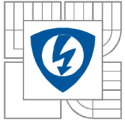
Ochrany

V budiči je zabudována podpěťová ochrana, která snímá hodnotu napájecího napětí. Pokud napětí klesne pod hodnotu $13,5$ V, jsou tranzistory automaticky vypnuty. Jak již bylo zmíněno, je nutné, aby tranzistory v této aplikaci byly plně otevřeny, což nedostatečně vysoké budící napětí může ohrozit.

Další ochranou budiče je potlačení rušivých pulsů. Pokud by se v řídicím signálu objevil například vlivem rušení nechtěný impuls, tranzistory by na něj reagovaly. Budič je proto potlačuje. Impulzy jenže trvají méně než 625 ns, jsou potlačeny. Naopak impulzy trvající déle než 750 ns už potlačeny nejsou. Pokud je doba trvání mezi těmito dvěma hodnoty, jsou pulsy potlačeny s určitou pravděpodobností.

Mezi další ochrany patří ochrana proti zkratu. Budič měří hodnotu napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru při sepnutém stavu. Mezi budič a kolektor je potřeba dát vysokonapěťovou diodu, protože kolektor je na mnohem vyšší napěťové úrovni. Vychází se z toho, že při zkratovém proudu by se na tranzistoru výrazně zvýšil úbytek napětí. Tranzistor tu tedy plní funkci bočníku. Budič porovnává hodnotu měřeného napětí U_{CE} s referenční hodnotou napětí U_{CEref} , která by měla být menší než 10 V a je určována rezistorem R_{CE} . Aby však systém nehlásil chybu, když je tranzistor vypnutý a je na něm řádově vyšší napětí, porovnává tyto hodnoty jen při sepnutém stavu. Musí se ale brát v potaz, že napětí při zapnutí neklesne skokově, ale klesne pod přijatelnou mez po křivce až po vybití parazitní kapacity. Proto je napětí U_{ref} po každém vypnutí vynulováno a při zapnutí tranzistoru klesá na ustálenou hodnotu v závislosti na časové konstantě, která je udávána kondenzátorem C_{CE} , jenž je paralelně připojen k R_{CE} . Napětí začnou být porovnávána až po uplynutí určitého času, takže napětí na tranzistoru do té doby může klesnout pod úroveň referenčního napětí.

Pokud by byly oba tranzistory ve větvi sepnuté ve stejný okamžik, nastal by zkrat napájený meziobvodem. Oba tranzistory by teoreticky měly být v každém okamžiku v opačném stavu, protože se ale chceme za každou cenu zkratu vyvarovat, je zde dána rezerva při zapínání tranzistoru. Budič



vyšle zapínací signál o ochranou dobu později, tudíž se nemůže stát, že by byly oba tranzistory, byť na okamžik, sepnuté zaráz. Ochranná doba zde činní 3 μs . Pokud už je ochranná doba integrována v řídicím signálu, pak se tyto dvě doby nesčítají, ale platí doba delší.

Pokud budič zaznamená chybu, začne ignorovat signály, které do něj přicházejí a přivede napětí na pin Error_out, který slouží k signalizaci do řízení. Také je přítomen pin Error_in, díky kterému může být budič zablokován signálem z řízení.

4.2 Měření proudu

K měření proudu jsou použity dvě nekompenzované Hallovy sondy Current Transducer HTSF 200-P. Proud ve zbývající fázi se z principu neměří, ale dopočítává na základě toho, že součet všech proudů musí být v každém okamžiku roven nule. Každá sonda má čtyři piny. Dva slouží k přivedení napájecího napětí, zbývající dva jsou její napěťový výstup. Napájecí napětí je získáno snížením 15 V napětí z řídicí desky pomocí spínaného zdroje.

4.3 Měření teploty

Do blízkosti IGBT modulů je umístěn NTC termistor. Jeho vývody jsou připevněny k desce plošných spojů, kde termistor tvoří s pevným odporem odporový dělič, na který je přivedeno 15 V. Vývody termistoru jsou také přivedeny do řídicí části. S měnící se teplotou se mění také odpor termistoru, což znamená, že se bude zvyšovat či snižovat napětí na něm. Podle tohoto napěťového signálu má řízení informaci o stavu teploty.

4.4 Měření napětí meziobvodu

Kladný i záporný pól meziobvodu jsou přes velké odpory přivedeny do konektoru. Poté v řídicí části jsou přivedeny na vstupy diferenciálního zesilovače. Z jeho výstupu má řízení informaci o napětí meziobvodu. To lze využít pro případné spínání brzdového odporu.



5 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

5.1 Schéma

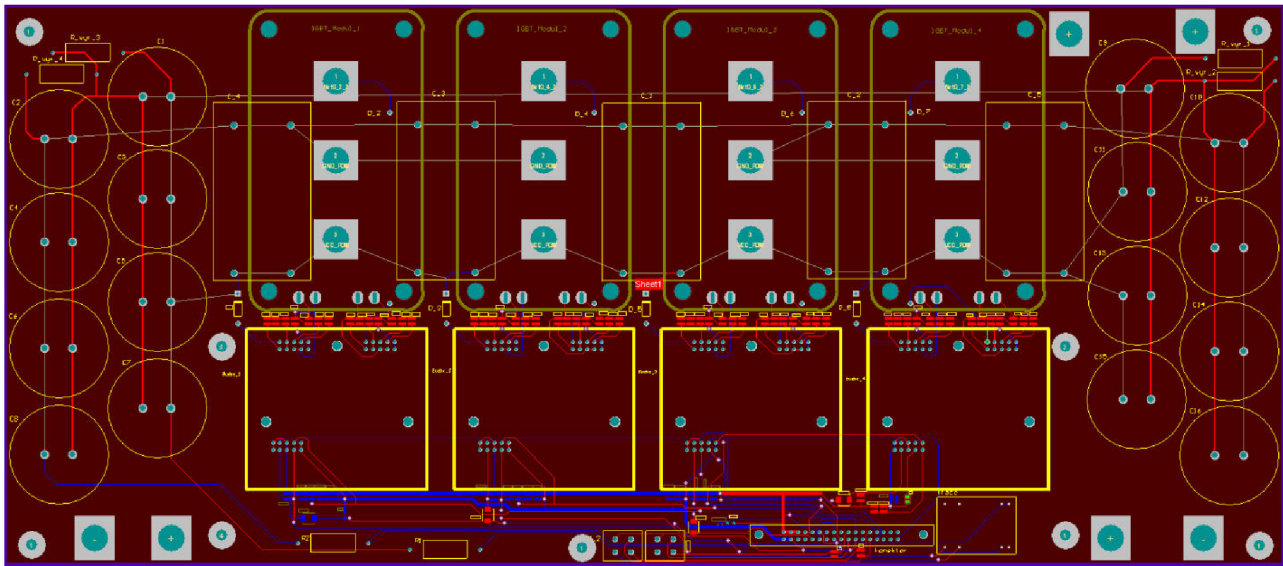
Na obrázku v příloze můžeme vidět kompletní schéma silové desky plošných spojů vytvořené v programu Altium designer. Na základě tohoto schématu je pak vytvořen návrh desky plošných spojů.

5.2 Deska plošných spojů

Na obrázku 5-1 již můžeme vidět fyzické rozložení všech komponent, jež se budou vyskytovat na desce plošných spojů, která byla v rámci této práce navržena. Ústředí plochy tvoří čtyři IGBT moduly připojené na jejich budiče pomocí SMD součástek. Ty jsou také použity hlavně k propojení primárních stran budičů s konektorem a kdekoli jinde, kde nebylo možné je použít, hlavně z výkonových důvodů. Pro jednoduchost se počítá s tím, že všechny SMD součástky budou mít stejné pouzdro – 0806. Protože budou součástky připájeny ručně, jsou pro ně přichystány plošky s velkou rozměrovou rezervou. IGBT Moduly jsou umístěny pod deskou, aby mohly přímo doléhat na chladič a nedocházelo k přehřívání. Můžeme vidět 16 elektrolytických kondenzátorů seřazených tak, aby přes jejich piny na vstupy modulů mohl být vylitý polygon, jímž bude schopen téct velký proud. Ten také vyřeší propojení pinů, které ještě podle obrázku 5-1, kde je to naznačeno tenkými světlými čarami, spojeny nejsou. Aby bylo dosaženo co nejmenší proudové hustoty, bude každé sběrnici vymezena jedna strana desky. Vidíme polypropylénové kondenzátory, co nejtěsněji umístěné ke kladnému a zápornému vstupu modulů pro minimalizaci parazitní indukce. Výstupy modulů jsou příhodně umístěny vepředu, aby byly snadno připojitelné ke svorkovnici motoru. Čidla proudu nejsou umístěny v rovině desky, případně jim umístění nad ní, na zvláštní konstrukci. Piny čidel budou připojeny na slaboproudou část desky pomocí konektorů. Bude proto kladen větší důraz na odstranění rušení. Pro odrušovací kondenzátory je připraveno místo v rámci možností co nejbližší konektoru., jenž spojuje desku s řídicí deskou.

Ve spodní slaboproudé části je umístěn konektor se všemi jeho vstupy a výstupy. Tato část je od silové části galvanicky oddělená pomocí impulsního transformátoru uvnitř budičů, s výjimkou spojení kvůli měření napětí meziobvodu, kde je oddělení provedeno vysokou impedancí. Byla snaha umístit řídicí desku nad tuto slaboproudou část pro eliminaci rušení. Jelikož však bude její konektor umístěn přímo nad konektorem silové desky, bude řídicí deska zasahovat až nad polypropylenové kondenzátory, takže bude potřeba ji odstínit.

Obě desky budou pevně přišroubované k chladiči, takže měnič bude tvořit jeden celek, který bude mít dvě patra.



Obr. 5-1 Deska plošných spojů



6 ZÁVĚR

V této práci byla navržena silová část frekvenčního střídače, jehož výkon činí 50 kW a má být schopen řídit elektrické motory o jmenovitých otáčkách až 50 000 za minutu. Vypočítaná jmenovitá hodnota maximálního proudu činí 160,9 A.

Hlavní část střídače tvoří IGBT moduly SEMIKRON SKM400GB125D, které mohou vést proud až 400 A. V práci je popsáno z jakých důvodů byly vybrány a jsou porovnávány s konkurenčními komponenty. Byla provedena analýza jejich ztrát a chlazení. Její výstup ukazuje, že ztráty IGBT modulů, jenž činí 2231 W je potřeba odvádět chladičem, který má tepelný odpor maximálně 0,017 K/W. Dále je potřeba chladit usměrňovač, na který však stačí chladič s tepelným odporem do 0,168 K/W

Jelikož charakter zátěže nevyžaduje rekuperaci zpět do sítě, bude usměrnění napětí ze sítě řešeno pomocí neřízeného šestipulsního usměrňovače. Pro případ napěťových špiček, či potřeby změny toku energie, je v návrhu vše připraveno pro připojení brzdového odporu.

Za usměrňovačem je umístěn LC filtr. Kapacita filtru je tvořena elektrolytickými a polypropylenovými kondenzátory, které jsou vhodně umístěny na desku plošných spojů. Pro tlumivku bylo kvůli její velikosti zvoleno C-jádro a v práci je uveden postup jejího návrhu.

Kromě usměrňovače, tlumivky a brzdového odporu, bude vše umístěno na desce plošných spojů, kde je řešeno buzení tranzistorů pomocí budičů Semikron Skyper 32R IC. Budiče svým impulsním transformátorem rozdělují desku na silnoproudou a slaboproudou část. V silnoproudé části jsou umístěny IGBT moduly a jejich buzení, kondenzátory a snímače veličin. Ve slaboproudé části je konektor pro komunikaci s řídicí deskou, ze kterého vedou cesty k ovládání budičů a ke zpracování všech výstupů ze silové části desky.

Celková účinnost měniče vychází přibližně 95 %.



LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika BVEL: 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí*. Brno, 2010.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky Svazek II: Pulsní měniče bez transformátoru*. Brno, 2005.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech* [online]. Brno, 2000 [cit. 2015-12-15]. ISBN 80-214-1646-7. Dostupné z: <http://www.vutium.vutbr.cz/tituly/pdf/ukazka/80-214-1646-7.pdf>. Teze Habilitační práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [4] *Semikron-datasheet-skm400gb125d-22890626* [online]. [cit. 2015-12-15]. Dostupné z: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm400gb125d-22890626>
- [5] *SKM200GB12T4_3_22892060_DS.xml: Datasheet* [online]. [cit. 2015-12-15]. Dostupné z: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm200gb12t4-22892060>
- [6] *IGBT MODULE; 2MBI400U4H-120: datasheet* [online]. [cit. 2015-12-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/575416.pdf>
- [7] *SKYPER_32_R_rev06: datasheet* [online]. [cit. 2015-12-15]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/482336.pdf>
- [8] *Semikron-datasheet-skd-160-07913230* [online]. [cit. 2015-12-15]. Dostupné z: <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skd-160-07913230>
- [9] *IRON-BASED AMORPHOUS CORE* [online]. [cit. 2016-05-27]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/5432/lja-c-135x-90x-55-scc-us-d0f6fd.pdf
- [10] *Current Transducer HTFS 200.800-P* [online]. [cit. 2016-05-27]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1524365.pdf>
- [11] PATOČKA, Miroslav. *VYBRANÉ STATĚ Z VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY SVAZEK IV: Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem*. [online]. Brno, 2005 [cit. 2016-05-27].



PŘÍLOHY

