



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 STRÍDAČ PRO NAPÁJENÍ VYSOKOotáčkového ASYNCHRONNÍHO MOTORU

THREE-PHASE INVERTER FOR HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Michal Pind'ák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO 2018

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**
Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Michal Pindřák

ID: 164886

Ročník: 2

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte silovou část 3f. střídače o výkonu 50 kW.
2. Navrhněte DPS přizpůsobovací desky a silových obvodů měniče.
3. Na základě parametrů vybraného modulu vypočítejte ztráty měniče a určete potřebný tepelný odpor chladiče.
4. Realizujte DPS přizpůsobovací desky a silových obvodů třífázového střídače určeného pro vysokootáčkový motor o výkonu 50 kW.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící 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: 5.2.2018

Termín odevzdání: 21.5.2018

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

Konzultant:

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Cílem této diplomové práce je v první řadě teoretický rozbor problematiky třífázových střídačů a následné seznámení čtenáře s jejich podrobnou praktickou konstrukcí. První část práce je věnována obecné definici výkonového polovodičového měniče jako takového. V části následující je pak důkladně popsán princip třífázové pulsní šířkové modulace vč. hojně užívaného principu skalárního řízení asynchronních motorů. Druhá polovina práce je již zcela zaměřena na praktický návrh třífázového střídače pro vysokootáčkový asynchronní motor o výkonu 50 kW . V této části je objasněna problematika dimenzování a volby veškerých dílčích prvků střídače na základě parametrů zadaných koncovým uživatelem zařízení.

Klíčová slova

třífázový střídač, tranzistor IGBT, vysokootáčkový asynchronní motor, skalární řízení, pulsní šířková modulace

Abstract

The goal of this master's thesis is primarily the theoretical analysis of three-phase inverters and subsequent familiarization of the reader with their detailed practical structure. The first part is devoted to the general definition of the power semiconductor converter as such. The following part describes the principle of three-phase pulse width modulation including the widely used principle of scalar control of induction motors. The second half of the thesis is already focused on the practical design of a three-phase inverter for a 50 kW high-speed induction motor. This section explains the problem of sizing and selecting all of the sub-elements of the inverter based on the parameters specified by the end user of the device.

Keywords

three-phase inverter, transistor IGBT, high-speed induction motor, scalar control, pulse width modulation

Bibliografická citace:

PINĎÁK, M. *Třífázový střídač pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru.* Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 55 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 18. května 2018

.....
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 kompletního řídicího programu střídače.

V Brně dne 18. května 2018

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
2	Teoretická část práce	2
2.1	Výkonový polovodičový měnič.....	2
2.1.1	Klasifikace výkonových měničů	2
2.1.2	Kaskádní řazení měničů	3
2.1.3	Nepřímé měniče s meziobvodem.....	4
2.2	Princip sinusové pulsní šířkové modulace (SPWM)	7
2.2.1	Třífázová pulsní šířková modulace	8
2.3	Řízení asynchronních strojů.....	11
2.3.1	Skalární řízení	11
3	Praktický návrh střídače.....	15
3.1	Zadané parametry	15
3.2	Proudové a napěťové dimenzování modulů IGBT	15
3.3	Volba modulů IGBT	16
3.4	Volba budičů IGBT.....	17
3.5	Výpočet ztrát modulů IGBT	19
3.6	Proudové a napěťové dimenzování usměrňovače	19
3.7	Volba modulu usměrňovače	20
3.8	Výpočet ztrát usměrňovače	20
3.9	Výpočet účinnosti střídače.....	20
3.10	Výpočet chladiče	21
3.11	Návrh chladiče	22
3.12	Návrh výkonové tlumivky LC filtru	26
3.13	Návrh filtrační kapacity LC filtru	28
3.14	Návrh vyvažovacích odporů meziobvodu.....	33
3.15	Návrh nabíjecího obvodu	34
3.16	Návrh měření proudu na výstupu střídače	35
3.17	Návrh měření napětí meziobvodu	36
3.18	Návrh reléového ekonomizéru.....	37
4	Konstrukce střídače.....	40
5	Oživení střídače	43
6	Závěr	45
	Literatura	46
	Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	47
	Seznam příloh.....	49

Seznam obrázků

Obrázek 2.1: Výkonový měnič jako základní funkční jednotka.....	2
Obrázek 2.1.1: Možnosti vstupní/výstupní energie měniče.....	2
Obrázek 2.1.2: Příklad kaskádně řazených dílčích měničů.....	3
Obrázek 2.1.3-1: Nepřímý měnič s meziobvodem.....	4
Obrázek 2.1.3-2: Měnič kmitočtu s diodovým usměrňovačem.....	6
Obrázek 2.1.3-3: Měnič kmitočtu s aktivním síťovým usměrňovačem.....	6
Obrázek 2.2: Princip sinusové pulsní šířkové modulace.....	7
Obrázek 2.2.1-1: Rozložení napětí v třífázovém střídači.....	8
Obrázek 2.2.1-2: Jednotlivé stavy sepnutí 3-fáz. střídače v komplexní rovině $\alpha\beta$	9
Obrázek 2.2.1-3: Princip generování pulsní šířkové modulace v sektoru I.....	10
Obrázek 2.3.1-1: Skalární řízení AM bez podřízené proudové smyčky.....	11
Obrázek 2.3.1-2: Skalární řízení AM s podřízenou proudovou smyčkou.....	14
Obrázek 3.10: Celkové tepelné schéma výkonové části střídače.....	21
Obrázek 3.11-1: Rozměry chladicího žebra.....	23
Obrázek 3.11-2: Měření tlakových ztrát $\frac{1}{4}$ chladicího žebra.....	24
Obrázek 3.11-3: Přepočtená charakteristika tlakových ztrát žebra chladiče.....	24
Obrázek 3.11-4: Charakteristiky ventilátoru NMB, typ 3112KL-05W-B40.....	25
Obrázek 3.12: Realizovaná výkonová tlumivka 0,7 mH/120 A.....	27
Obrázek 3.13-1: Napájecí část modelu střídače vč. napěťového meziobvodu.....	29
Obrázek 3.13-2: Spínací část modelu střídače vč. třífázové zátěže.....	29
Obrázek 3.13-3: Programovatelný generátor řídicích signálů.....	30
Obrázek 3.13-4: Bloky zpracování a vykreslení měřených veličin.....	30
Obrázek 3.13-5: Výsledné průběhy proudů simulace silového obvodu.....	31
Obrázek 3.16: Zapojení analog. diferenčního vstupu řídicí desky – měření I	35
Obrázek 3.17: Zapojení analog. diferenčního vstupu řídicí desky – měření U	37
Obrázek 3.18-1: Schéma zapojení reléového ekonomizéru.....	39
Obrázek 3.18-2: Reléový ekonomizér – deska plošných spojů.....	39
Obrázek 4: Realizovaná přizpůsobovací deska.....	41
Obrázek 5-1: Naměřený průběh sdruženého napětí a fázového proudu střídače....	44
Obrázek 5-2: Zapojené měřící pracoviště.....	44

Seznam tabulek

Tabulka 2.2.1: Hodnoty fázových, sdružených napětí a napětí ve stacionárních souřadnicích pro jednotlivé stavy sepnutí střídače.....	9
--	---

1 ÚVOD

Princip střídače spočívá v přeměně napětí stejnosměrného na napětí střídavé jednofázové či třífázové s volitelnou amplitudou a frekvencí. Volba uvedených parametrů výstupního napětí je zprostředkována pomocí tzv. pulsní šířkové modulace *PWM* (Pulse Width Modulation). Jako zdroj stejnosměrného napětí je možné využít usměrněnou distribuční síť, akumulátor nebo fotovoltaický panel.

Střídače jako takové dnes nacházejí uplatnění zejména v oblasti elektrických pohonů, záložních zdrojů UPS a fotovoltaických elektráren. Za pomoci moderních polovodičových prvků je dnes možné realizovat velmi sofistikovaná zařízení o velkém výkonu a účinnosti, s plynulou regulací frekvence a amplitudy výstupního napětí. Právě v oblasti pohonů jsou střídače s oblibou užívány k řízení otáček a momentu u principiálně jednoduchých a levných asynchronních strojů. Moderní střídače velkých výkonů navíc umožňují obousměrný tok energie (rekuperaci), čímž je u daného systému možné docílit ještě vyšší energetické hospodárnosti.

2 TEORETICKÁ ČÁST PRÁCE

Předmětem této kapitoly je podrobné seznámení s problematikou třífázových střídačů, která je nezbytná jak k pochopení jejich vlastní činnosti, tak i k následné realizaci samotného zařízení.

2.1 Výkonový polovodičový měnič

Za základní funkční jednotku výkonové elektroniky lze bezesporu považovat *výkonový polovodičový měnič*, jenž se vyznačuje těmito základními funkcemi:

- zajišťuje přeměnu elektrické energie *určité kvality* na elektrickou energii kvality jiné
- zajišťuje regulaci průchozího výkonu
- účinnost měniče η je požadována co nejvyšší, v ideálním případě je rovna 1

Pojem *kvalita elektrické energie* lze dle *Obrázku 2.1* charakterizovat následovně:

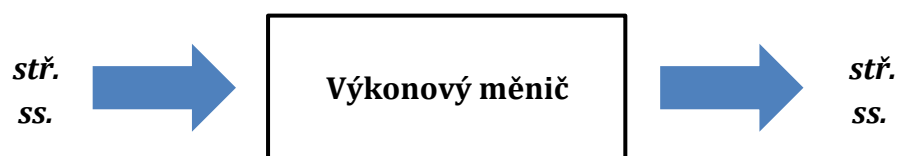
- *velikost, regulovatelnost a stálost* výstupních veličin (napětí, proud, výkon, kmitočet)
- tvary časových průběhů napětí a proudu
- *kvalitu spektra* napětí a proudu (obsah vyšších harmonických)
- *střídavá* nebo *stejnoseměrná* podoba energie [1]



Obrázek 2.1: Výkonový měnič jako základní funkční jednotka – převzato a upraveno. [1]

2.1.1 Klasifikace výkonových měničů

Klasifikace výkonových měničů je dána kritériem, jež definuje, zda má elektrická energie na vstupu a výstupu měniče podobu *střídavou* nebo *stejnoseměrnou*. Situace je znázorněna *Obrázkem 2.1.1*.



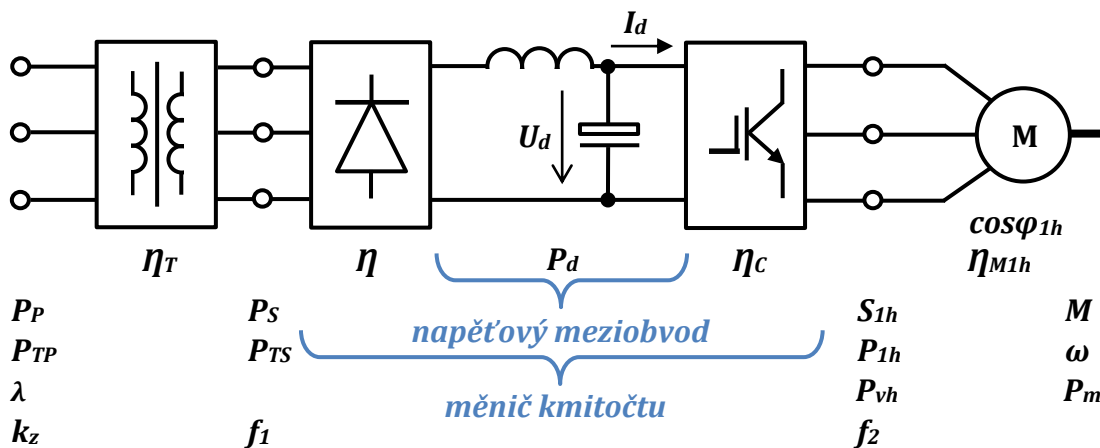
Obrázek 2.1.1: Možnosti vstupní/výstupní energie měniče – převzato a upraveno. [1]

Z Obrázku 2.1.1 je patrné, že mohou nastat čtyři kombinace, kterým odpovídají čtyři základní typy měničů:

- stř./ss. – usměrňovače
- stř./stř. – střídavé měniče napětí (nikoli kmitočtu)
- ss./ss. – stejnosměrné pulsní měniče
- ss./stř. – střídače [1]

2.1.2 Kaskádní řazení měničů

Převážná většina elektrotechnických aplikací vyžaduje řazení většího počtu dílčích základních měničů kaskádně, např. podle Obrázku 2.1.2. Tato kaskáda je složena z pěti dílčích měničů, včetně síťového transformátoru, LC – filtru a motoru. Motor, jenž tvoří poslední člen kaskády, lze chápat jako měnič elektro-mechanický. Za určitý druh výkonového měniče lze považovat také LC – filtr, jelikož kvalita energie před filtrem a za filtrem není totožná.



Obrázek 2.1.2: Příklad kaskádně řazených dílčích měničů (transformátor – usměrňovač – LC filtr – střídač – asynchronní motor) – převzato a upraveno. [1]

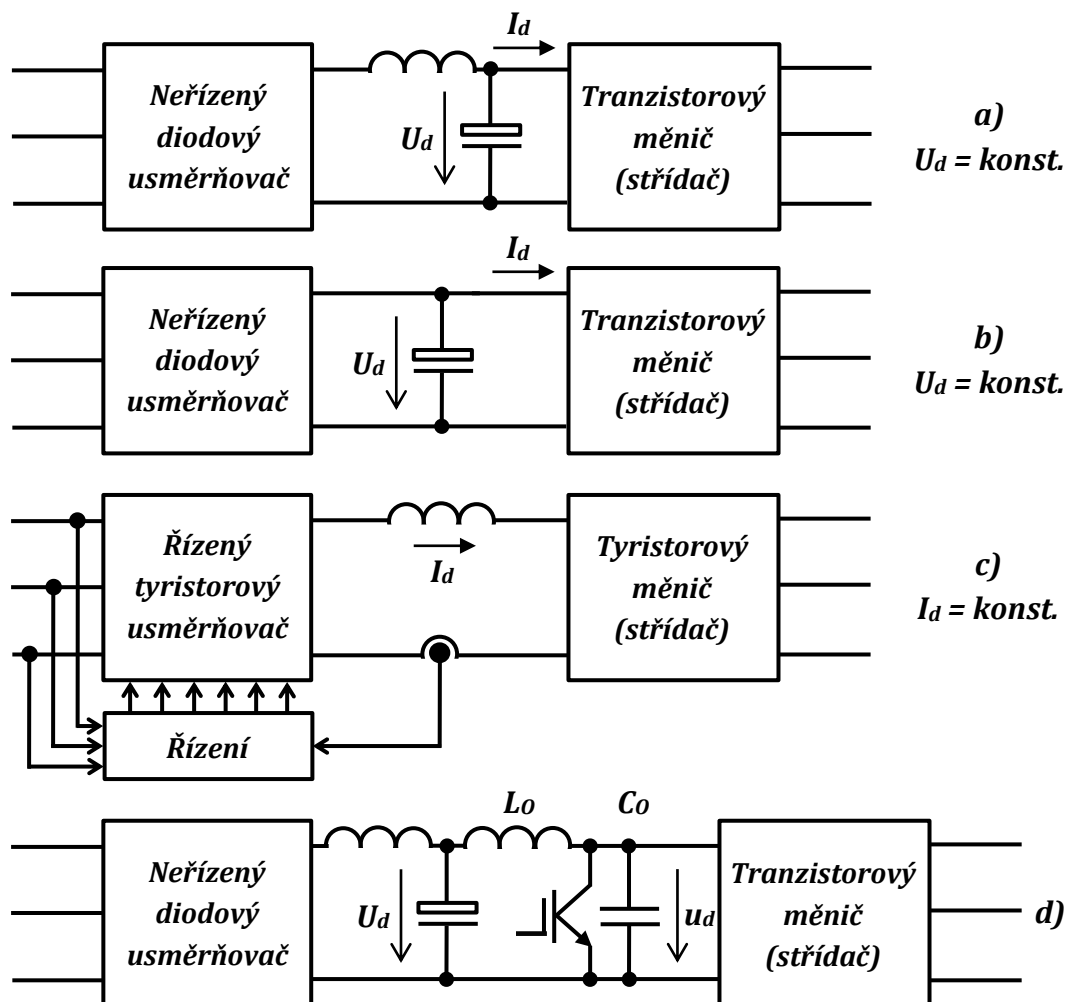
V případě, kdy výše uvedená kaskáda měničů na Obrázku 2.1.2 obsahuje pouze usměrňovač, LC – filtr a střídač, ji lze jako celek považovat za *měnič kmitočtu*. Kmitočet na vstupu měniče je totiž konstantní o hodnotě $f_1 = 50 \text{ Hz}$ (síťový) a výstupní kmitočet je možné regulovat v rozsahu $f_2 = 0 \text{ až } 100 \text{ Hz}$ (1. harmonická na svorkách motoru). Jelikož je však usměrňovač od střídače oddělen meziobvodem v podobě LC – filtru, jedná se o tzv. *měnič nepřímý*.

Měniče, které naopak meziobvod neobsahují, označujeme jako *měniče přímé*. [1]

2.1.3 Nepřímé měniče s meziobvodem

Nepřímý měnič je definován jako kaskáda dvou dílčích měničů, mezi něž je vetknut *meziobvod* (mezilehlý obvod, DC – bus). V naprosté většině případů se jedná o síťový usměrňovač a tranzistorový měnič, mezi které je zapojen *stejnoseměrný* meziobvod.

Na Obrázku 2.1.3-1 a, b) je znázorněn tzv. *stejnoseměrný napětěový* meziobvod. Neřízený diodový usměrňovač v kooperaci s LC – filtrem nebo pouze kondenzátorem se totiž chová jako (téměř) ideální zdroj konstantního napětí U_d s vnitřním odporem rovným nule. Tranzistorový měnič, který pak za tímto meziobvodem následuje, „cítí“, že je napájen z ideálního napětěového zdroje. Analogicky totožná situace nastává také v případě, je-li měnič napájen prostřednictvím galvanických článků, akumulátorů nebo palivových článků.



Obrázek 2.1.3-1: Nepřímý měnič s meziobvodem: a, b) stejnosměrným napětěovým; c) stejnosměrným proudovým; d) kmitavým napětěovým – převzato a upraveno. [1]

Na *Obrázku 2.1.3-1 c)* je znázorněn tzv. *stejnoseměrný proudový* meziobvod. Řízený tyristorový usměrňovač v kooperaci s tlumivkou a snímačem proudu je prostřednictvím kybernetické smyčky řízen tak, aby do zátěže dodával konstantní proud I_d (usměrňovač dodává konstantní proud i v případě úplného zkratu). Tyristorový měnič, který za pak za tímto meziobvodem následuje, „cítí“, že je napájen z ideálního proudového zdroje. Toto řešení je však spíše historické. Jeho účelem bylo zajistit snadnější komutaci *tyristorových* střídačů v dobách, kdy ještě neexistovaly vysokonapěťové celořiditelné spínací prvky (tranzistory).

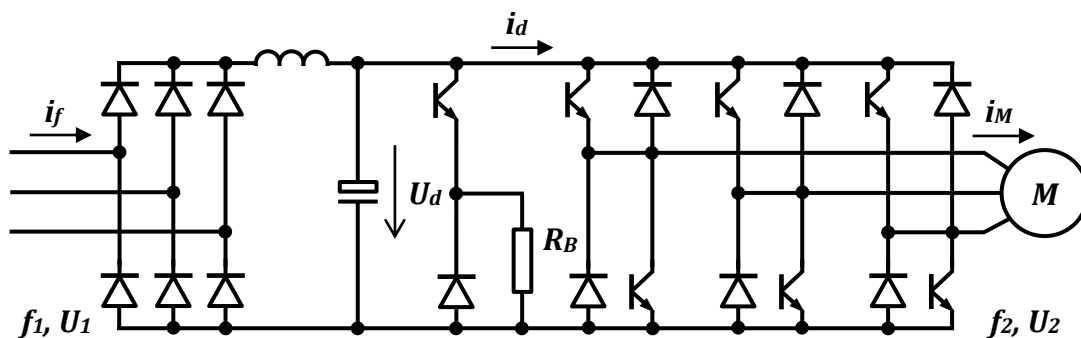
Na posledním *Obrázku 2.1.3-1 d)* je znázorněn tzv. *kmitavý napěťový* meziobvod, který je tvořen tranzistorem a rezonančním obvodem L_o, C_o . Ve skutečnosti se jedná o další měnič, jenž je vetknut do kaskády a je napájen prostřednictvím stejnosměrného napěťového meziobvodu o napětí U_d . Tranzistorový střídač, který pak za tímto kmitavým meziobvodem následuje, je napájen kmitajícím napětím $u_d(t)$ o kmitočtu až 100 kHz, odebíraným z kondenzátoru C_o . Toto napětí harmonicky kmitá v rozmezí 0 až $2U_d$ kolem střední hodnoty U_d . Hlavní význam této koncepce spočívá v omezení přepínacích ztrát výkonových tranzistorů obsažených ve střídači. Ke spínání a vypínání těchto tranzistorů totiž dochází pouze v diskrétních okamžicích, tj. při situaci $u_d(t) = 0$. Tím je zajištěn nulový ztrátový výkon při jejich přepnutí $-u_{CE}(t) \times i_C(t) = 0 \times i_C(t) = 0$. Za další výhodu lze také považovat téměř nulové vf. rušení v porovnání s koncepcí tvrdého spínání. Obdobného principu je využito u všech metod založených na tzv. *spínání v nule napětí* (Zero Voltage Switching, ZVS). Nevýhoda *kmitavého napěťového* meziobvodu však spočívá ve značné složitosti a vysoké ceně. Své uplatnění proto nachází pouze v oblasti tzv. *spínaných zdrojů*.

Kaskáda měničů tedy může obsahovat mezilehlé obvody následujících typů:

- stejnosměrný napěťový
- stejnosměrný proudový
- kmitavý napěťový

Mimořádný význam má však zejména první jmenovaný typ.

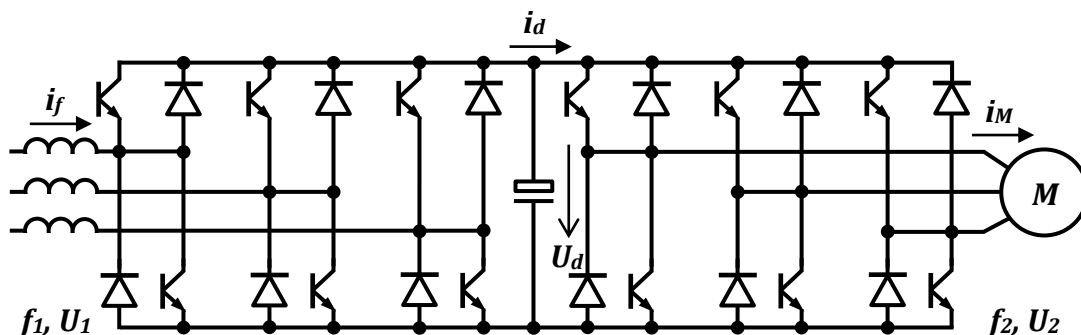
V následující části jsou uvedeny konkrétní příklady zapojení *měničů kmitočtu* pro napájení asynchronních nebo synchronních trojfázových motorů. Jedná se o typická schémata zapojení moderních *střídavých bezkartáčových pohonů*. Jako první příklad je uveden pasivní diodový usměrňovač na *Obrázku 2.1.3-2*, jenž neumožňuje vracet brzdňou energii motoru zpět do sítě. Brzdňá energie dodaná do meziobvodu je v tomto případě prostřednictvím brzdňého odporu přeměněna v teplo. Aby bylo možné tok brzdňé energie do brzdňého odporu regulovat, je nutné použít další pomocný spínač v sérii s tímto odporem. [1]



Obrázek 2.1.3-2: Měnič kmitočtu s diodovým usměrňovačem – převzato a upraveno. [1]

Tvar fázového proudu, který je odebírám ze sítě, je závislý zejména na přítomnosti tlumivky v napěťovém meziobvodu. Pokud meziobvod tlumivku o dostatečné indukčnosti obsahuje, je možné dosáhnout účinníku $\lambda = 0,95$. Vyšší hodnota účinníku zajišťuje lepší elektromagnetickou kompatibilitu daného zařízení (EMC). V případě absence tlumivky v meziobvodu má tvar proudu ze sítě impulsní charakter, příliš mnoho vyšších harmonických složek a díky tomu také nižší účinník, přibližně $\lambda = 0,6$.

Jako další příklad zapojení je uveden aktivní síťový usměrňovač na Obrázku 2.1.3-3, jenž je schopen vracet brzdou energii motoru zpět do sítě (tento fakt vychází ze zrcadlové symetrie obou měničů vůči mezilehlému kondenzátoru). Usměrňovač je řízen prostřednictvím sinusové PWM tak, že ze sítě odebírá téměř harmonický proud. Díky tomu je možné dosáhnout účinníku až $\lambda = 0,99$.



Obrázek 2.1.3-3: Měnič kmitočtu s aktivním síťovým usměrňovačem – převzato a upraveno. [1]

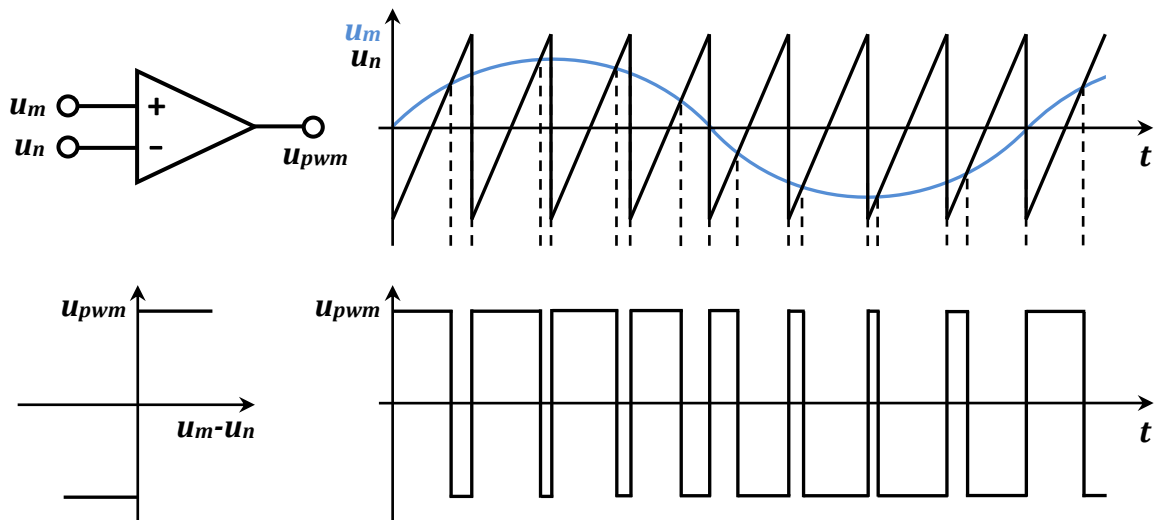
V obou výše uvedených případech pracuje 3-fázový motorový střídač v režimu sinusové PWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation). Průběh fázového proudu motoru i_M lze považovat za téměř harmonický, mírně pilovitě zvlněný v rytmu nosného (spínacího) kmitočtu PWM. [1]

2.2 Princip sinusové pulsní šířkové modulace (SPWM)

Pulsní šířková modulace je stále hojně využívána ve výkonové elektrotechnice k řízení spínání výkonových tranzistorů. Její využití nalezneme zejména v DC/DC měničích, měničích frekvence a střídačích.

Za nejkvalitnější a principiálně nejjednodušší pulsní šířkový modulátor lze považovat *komparátor bez hystereze*. Princip funkce spočívá v přivedení nízkofrekvenčního modulačního signálu na jeden vstup a vysokofrekvenčního nosného trojúhelníkového signálu na vstup druhý. Okamžitá hodnota těchto signálů je v komparátoru porovnávána a v případě shody (v průsečíku těchto signálů) dojde k jeho překlopení. Z hlediska kvality modulace a demodulace je však nutné zajistit dostatečný (nejlépe řádový) odstup frekvencí modulačního a nosného signálu. Výstupní signál *PWM* má charakter jednobitového logického signálu s významem zapnout nebo vypnout řízený výkonový tranzistor.

Jelikož je modulace nelineární proces, je vhodné uvést také převodní charakteristiku komparátoru, která je v našem případě pravoúhlá a lomená.



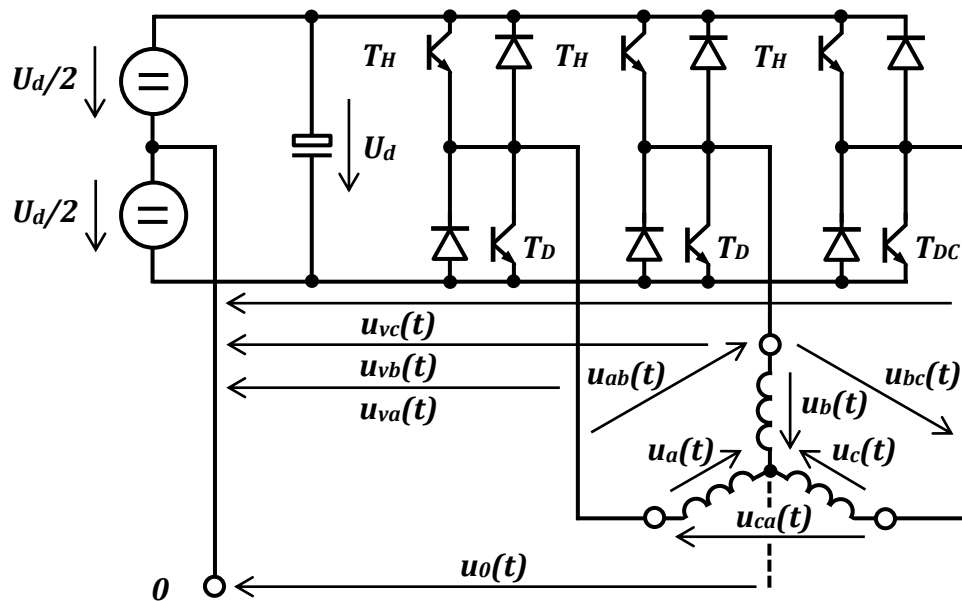
Obrázek 2.2: Princip sinusové pulsní šířkové modulace – převzato a upraveno. [2]

Realizovat *modulátor PWM* je možné s pomocí diskrétních součástek (např. operačního zesilovače) nebo přímo pomocí mikroprocesoru, jenž má tuto funkci implementovanou.

K následné *demodulaci* zesíleného signálu z měniče je možné použít dolní propust, která je zpravidla tvořena *LC – filtrem*. Pokud je na výstup měniče připojen motor, dojde k dostatečné demodulaci (filtraci) signálu vlivem vlastní indukčnosti vinutí. [2]

2.2.1 Třífázová pulsní šířková modulace

Horní a dolní spínač každé větve střídače pracuje standardně v tzv. *komplementárním módu*, kdy dochází k sepnutí pouze jednoho tranzistoru této větve. V případě sepnutí horního tranzistoru větve T_{HA} tedy musí být dolní tranzistor T_{DA} vypnut. Pokud je naopak sepnut dolní tranzistor větve T_{DA} , je nutné vypnout horní tranzistor T_{HA} . Pro každou větev je posléze možné definovat dva binární stavy: *stav 0*, je-li sepnut dolní tranzistor a *stav 1*, je-li sepnut tranzistor horní.



Obrázek 2.2.1-1: Rozložení napětí v třífázovém střídači – převzato a upraveno. [3]

Na celý střídač pak lze aplikovat tzv. *spínací vektor* $[a, b, c]^T$. Stav, kdy dochází k vypnutí obou tranzistorů větve, v následujícím rozboru nepředpokládáme. Je však možné jej využít také. Stav, ve kterém dochází k sepnutí obou tranzistorů větve, je nepřípustný. [3]

Za pomoci spínacího vektoru lze pro *sdužená napětí* definovat vztah:

$$\begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{ca} \end{bmatrix} = u_d \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.2.1 - 1)$$

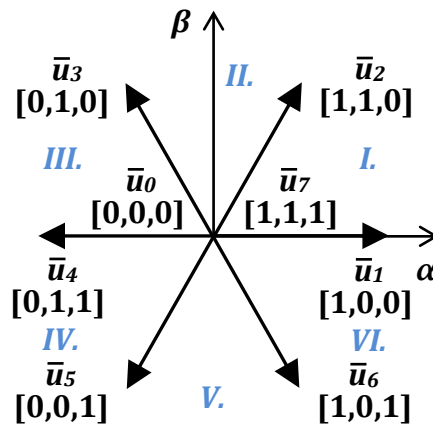
V případě ideální symetrie motoru pak pro *fázová napětí* platí:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{u_d}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.2.1 - 2)$$

Tabulka 2.2.1: Hodnoty fázových, sdružených napětí a napětí ve stacionárních souřadnicích pro jednotlivé stavy sepnutí střídače. [3]

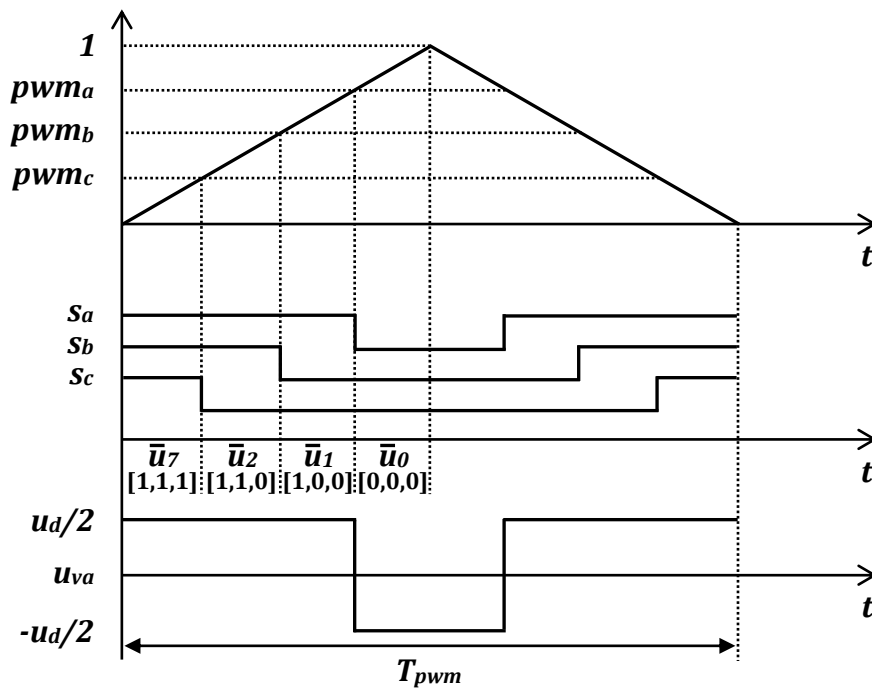
$[a,b,c]$	u_a	u_b	u_c	u_{ab}	u_{bc}	u_{ca}	u_α	u_β	vektor
[0,0,0]	0	0	0	0	0	0	0	0	\bar{u}_0
[1,0,0]	$\frac{2}{3}u_d$	$-\frac{1}{3}u_d$	$-\frac{1}{3}u_d$	u_d	0	$-u_d$	$\frac{2}{3}u_d$	0	\bar{u}_1
[1,1,0]	$\frac{1}{3}u_d$	$\frac{1}{3}u_d$	$-\frac{2}{3}u_d$	0	u_d	$-u_d$	$\frac{1}{3}u_d$	$\frac{1}{\sqrt{3}}u_d$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

Z výše uvedené Tabulky 2.2.1 vyplývá, že ve spínacím režimu může střídač nabývat osmi diskrétních stavů sepnutí. Tyto stavy posléze umožňují jednotlivé kombinace binárních prvků spínacího vektoru. Stavy sepnutí taktéž reprezentují osm diskrétních prostorových vektorů napětí ve stacionárním souřadném systému $\alpha\beta$, viz Obrázek 2.2.1-2. Z tabulky a obrázku dále vyplývá, že stavy sepnutí reprezentují dva nulové stavy (vektory) napětí \bar{u}_0 a \bar{u}_7 , kdy uvažujeme sepnutí všech dolních nebo horních tranzistorů střídače. Zbývajících šest stavů (vektorů) považujeme za stavy aktivní. Všechny uvedené vektory jsou vzájemně pravidelně pootočený v komplexní rovině $\alpha\beta$ o úhel $\pi/3$ a dělí tuto rovinu na šest sektorů, označených římskými číslicemi I. až VI. [3]



Obrázek 2.2.1-2: Jednotlivé stavy sepnutí třífázového střídače v komplexní rovině $\alpha\beta$ - převzato a upraveno. [3]

Při generování symetrické pulsní šířkové modulace jsou komparovány prahové úrovně pwm_a , pwm_b a pwm_c s hodnotou vratného čítače. Pokud je prahová hodnota pwm větší než aktuální hodnota čítače, nachází se větev ve stavu 1, v opačném případě ve stavu 0. Při symetrické modulaci je možné pro různé prahové hodnoty jednotlivých větví pwm_x pozorovat v jedné polovině periody vratného čítače jednotlivé stavy sepnutí střídače (vektory). Ve druhé polovině periody se pak tyto stavy opakují, ovšem v opačném pořadí. Na Obrázku 2.2.1-3 je uveden případ, kdy dochází ke střídání vektorů \bar{u}_0 , \bar{u}_1 , \bar{u}_2 , \bar{u}_7 . Všechny spínací kombinace těchto vektorů sousedí se sektorem I, viz. Obrázek 2.2.1-2. Na modulační periodě T_{PWM} , při užití pulsní šířkové modulace, odpovídají hodnotám pwm_x velikosti středních hodnot větrových napětí U_{Vx} . V případě $pwm_x = 0$ nabývá větrové napětí hodnoty $U_{Vx} = -U_d/2$, při $pwm_x = 1$ naopak hodnoty $U_{Vx} = U_d/2$.



Obrázek 2.2.1-3: Princip generování pulsní šířkové modulace v sektoru I
- převzato a upraveno. [3]

Pořadí hran spínacích sekvencí s_a , s_b a s_c je v případě užití třífázového modulátoru se společným trojúhelníkovým signálem (vratným čítačem) jednoznačně definováno pro všechny dílčí sektory komplexní roviny. V každém sektoru tato pořadí rovněž definují stavy sepnutí a jejich odpovídající vektory napětí.

Pro každý sektor jsou vždy používány dva aktivní vektory, které tento sektor ohraničují, a také oba nulové vektory. [3]

2.3 Řízení asynchronních strojů

V případě napájení asynchronních strojů z frekvenčních měničů jsou zpravidla využívány dvě základní metody řízení. První metodou je tzv. *skalární řízení* a metodou druhou tzv. *řízení vektorové*. Jelikož následující projekt „*Třífázového střídače pro vysokootáčkový asynchronní motor*“ využívá principu skalárního řízení, bude v následujícím textu popsána pouze tato metoda. [3]

2.3.1 Skalární řízení

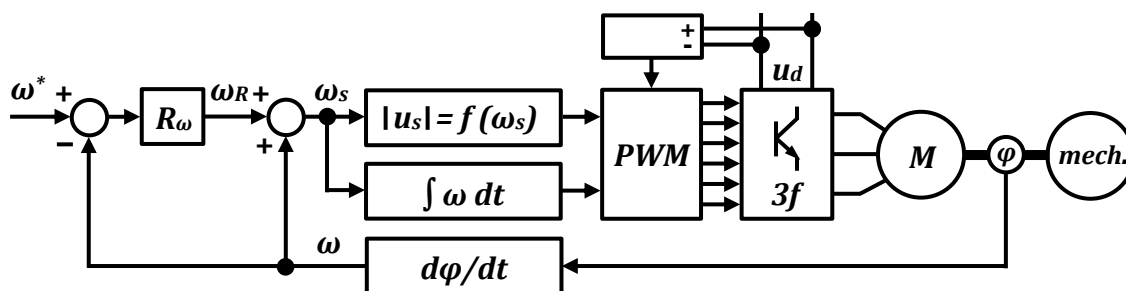
Metody skalárního řízení vychází ze znalosti statických charakteristik řízeného asynchronního stroje. Cílem řízení je nastavit odpovídající *frekvenci* a *amplitudu* napájecího třífázového napětí tak, aby bylo při dané rychlosti otáčení dosaženo požadovaného točivého momentu stroje. Je však zřejmé, že užití statických charakteristik nerespektuje elektromagnetické děje v asynchronním stroji.

Využívány jsou zejména dva typy skalárního řízení:

- bez regulační smyčky proudu (stroj je napájen ze zdroje napětí)
- s regulační smyčkou proudu (stroj je napájen ze zdroje proudu)

Výstup regulačního algoritmu se skládá z *amplitudy* prostorového vektoru napětí a *úhlu* jeho natočení v daném okamžiku. Prostorový vektor se otáčí okamžitou rychlostí ω_s , přičemž integrál této rychlosti odpovídá okamžitému úhlu ϑ_s . Amplituda prostorového vektoru napětí vychází ze statických charakteristik asynchronního stroje. Odvození závislosti nutné pro její generování bude provedeno v nadcházející části.

Blokové schéma algoritmu skalárního řízení je uvedeno na *Obrázku 2.3.1-1*. Schéma obsahuje pouze regulátor úhlové rychlosti, jehož výstupem je rotorová úhlová frekvence ω_R . K frekvenci rotoru se dále přičítá měřená mechanická úhlová rychlost ω . Za výhodu uvedeného zapojení regulátoru lze považovat „přibližně“ přímou úměru momentu stroje a amplitudy proudu na rotorové frekvenci (v ustáleném stavu). Tato úměra vyplývá ze statických charakteristik stroje v pracovní oblasti charakteristiky $M = f(\omega_R)$ a $|\vec{i}_s| = f(\omega_R)$ pro zachování konstantního sycení. [3]



Obrázek 2.3.1-1: Skalární řízení AM bez podřízené proudové smyčky – převzato a upraveno. [3]

K bližšímu pochopení problematiky elektromagnetických jevů *AM* (asynchronního motoru) je v první řadě nutné definovat napěťové rovnice cívek rotoru a statoru v obecném souřadném systému x,y :

$$\bar{u}_{s,xy} = R_s \bar{i}_{s,xy} + \frac{d\bar{\Psi}_{s,xy}}{dt} + \mathbf{j}\omega_K \bar{\Psi}_{s,xy} \quad (2.3.1 - 1)$$

$$\bar{u}_{R,xy} = R_R \bar{i}_{R,xy} + \frac{d\bar{\Psi}_{R,xy}}{dt} + \mathbf{j}(\omega_K - \omega) \bar{\Psi}_{R,xy} \quad (2.3.1 - 2)$$

Z výše uvedených napěťových rovnic stroje dále odvodíme závislost velikosti prostorového vektoru napětí, při $\omega_K = \omega_s$. Při uvažování ustáleného stavu *AM* s kotvou nakrátko, kdy $\bar{u}_{R,dq} = 0$, přejdou rovnice do tvaru:

$$\bar{u}_{s,dq} = R_s \bar{i}_{s,dq} + \mathbf{j}\omega_s \bar{\Psi}_{s,dq} \quad (2.3.1 - 3)$$

$$0 = R_R \bar{i}_{R,dq} + \mathbf{j}\omega_R \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 4)$$

Závislost velikosti prostorových vektorů proudů na prostorových vektorech sprážených magnetických toků je dána vztahy:

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_s \sigma} \left(\bar{\Psi}_s - \frac{M_h}{L_R} \bar{\Psi}_R \right) \quad (2.3.1 - 5)$$

$$\bar{i}_R = \frac{1}{L_R \sigma} \left(\bar{\Psi}_R - \frac{M_h}{L_s} \bar{\Psi}_s \right) \quad (2.3.1 - 6)$$

kde symbol σ reprezentuje tzv. *činitel rozptylu*, jehož velikost určuje vztah:

$$\sigma = 1 - \frac{M_h^2}{L_s L_R} \quad (2.3.1 - 7)$$

V případě skalárního řízení je bezpodmínečně nutné zajistit *konstantní sycení stroje*. Toho je možné dosáhnout pomocí konstantní jmenovité amplitudy některého ze sprážených magnetických toků, zpravidla $|\bar{\Psi}_{R,dq}| = \Psi_{RN}$. Pokud do rovnic (2.3.1-3) a (2.3.1-4) dosadíme proud statoru a rotoru z rovnic (2.3.1-5), (2.3.1-6), dostáváme vztahy:

$$\tau_s \sigma \bar{u}_{s,dq} = (1 - \mathbf{j}\tau_s \sigma \omega_s) \bar{\Psi}_{s,dq} - \frac{M_h}{L_R} \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 8)$$

$$0 = (1 - \mathbf{j}\tau_R \sigma \omega_R) \bar{\Psi}_{R,dq} - \frac{M_h}{L_s} \bar{\Psi}_{s,dq} \quad (2.3.1 - 9)$$

kde symboly τ_s a τ_R reprezentují časové konstanty statorového a rotorového vinutí a jsou dány vztahy: $\tau_s = L_s/R_s$; $\tau_R = L_R/R_R$. [3]

Z rovnice (2.3.1-9), která definuje vzájemný vztah sprážených magnetických toků statoru a rotoru v ustáleném stavu, je možné vyjádřit statorový sprážený tok:

$$\bar{\Psi}_{s,dq} = \frac{L_s}{M_h} (1 - \mathbf{j}\tau_R\sigma\omega_R)\bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 10)$$

Tento tok následně dosadíme do vztahu (2.3.1-8):

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s\sigma} \left[\frac{L_s}{M_h} (1 - \mathbf{j}\tau_s\sigma\omega_s)(1 - \mathbf{j}\tau_R\sigma\omega_R) - \frac{M_h}{L_R} \right] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 11)$$

Část rovnice v hranaté závorce je dále možné rozložit na reálnou a imaginární část:

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s\sigma} \frac{L_s}{M_h} \left[\left(1 - \frac{M_h^2}{L_s L_R} - \tau_s\tau_R\sigma^2\omega_s\omega_R \right) + \mathbf{j}(\tau_s\sigma\omega_s + \tau_R\sigma\omega_R) \right] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 12)$$

Po úpravě získáme výsledný vztah:

$$\bar{u}_{s,dq} = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} [(1 - \tau_s\tau_R\sigma\omega_s\omega_R) + \mathbf{j}(\tau_s\omega_s + \tau_R\omega_R)] \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 13)$$

K určení amplitudy statorového napětí při *konstantním spráženém toku rotoru* je vztah převeden do tvaru:

$$|\bar{u}_{s,dq}| = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} \Psi_{RN} \sqrt{(1 - \tau_s\tau_R\sigma\omega_s\omega_R)^2 + (\tau_s\omega_s + \tau_R\omega_R)^2} \quad (2.3.1 - 14)$$

Statorové napájecí napětí závisí jak na napájecí úhlové frekvenci ω_s , tak i na úhlové frekvenci rotoru ω_R . Vliv rotorové frekvence vychází z principu funkce *AM* a souvisí se zátěžným momentem na hřídeli. Důsledek mechanické zátěže je však zpravidla možné zanedbat a tím vztah výrazně zjednodušit:

$$|\bar{u}_{s,dq}| = \frac{1}{\tau_s} \frac{L_s}{M_h} \Psi_{RN} \sqrt{(1 + \tau_s\omega_s)^2} \quad (2.3.1 - 15)$$

Vztahu (2.3.1-15) využívá tzv. *skalární řízení bez podřízené proudové smyčky*. [3]

V situaci, kdy aplikace vyžaduje regulační omezení proudu, je však nutné použít tzv. *skalární řízení s podřízenou proudovou smyčkou*, viz *Obrázek 2.3.1-2*. Pokud není vyveden střed vinutí stroje, je k určení amplitudy proudu nutné snímat alespoň dva fázové proudy. Třetí proud je pak možné dle *I. Kirchhoffova zákona* dopočítat z rovnice: $i_a + i_b + i_c = 0$. K dalšímu rozboru je zprvu vhodné definovat *prostorový vektor proudu*, který je dán vztahem:

$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{2}{3} (i_a(t)\bar{a}^0 + i_b(t)\bar{a}^1 + i_c(t)\bar{a}^2) \quad (2.3.1 - 16)$$

kde symbol \bar{a} reprezentuje tzv. *komplexní jednotkový vektor*, jehož mocniny

korespondují s orientací os vinutí jednotlivých fází. Aby maximální absolutní hodnota fázových veličin odpovídala velikosti prostorového vektoru dané veličiny, byla do vzorce (2.3.1-17) zavedena konstanta 2/3:

$$\bar{a} = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.3.1 - 17)$$

Nyní je možné definovat vztah pro určení absolutní hodnoty proudu, který získáme rozepsáním rovnice (2.3.1-16):

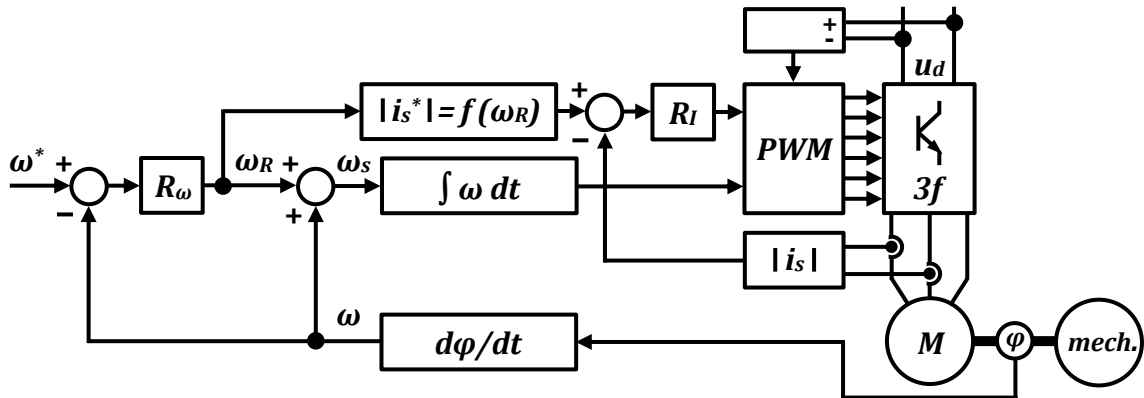
$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = \frac{2}{3} \left[i_a + i_b \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) - (i_a + i_b) \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right] \quad (2.3.1 - 18)$$

Výraz je dále možné rozdělit na reálnou a imaginární část:

$$\bar{i}_{s,\alpha\beta} = i_a - j\frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_b) \quad (2.3.1 - 19)$$

Po úpravě získáme výsledný vztah (*absolutní hodnotu prostorového vektoru proudu*):

$$|\bar{i}_{s,\alpha\beta}| = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{i_a^2 + i_a i_b + i_b^2} \quad (2.3.1 - 20)$$



Obrázek 2.3.1-2: Skalární řízení AM s podřízenou proudovou smyčkou – převzato a upraveno. [3]

K vyjádření závislosti $|\bar{i}_{s,dq}| = f(\omega_R)$ nejprve dosadíme vztah (2.3.1-10) do (2.3.1-5):

$$\bar{i}_{s,dq} = \frac{1}{L_s \sigma} \left(\frac{L_s}{M_h} (1 - j\tau_R \sigma \omega_R) - \frac{M_h}{L_R} \right) \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 21)$$

Výraz je dále možné upravit na tvar:

$$\bar{i}_{s,dq} = \frac{1}{M_h} (1 - j\tau_R \omega_R) \bar{\Psi}_{R,dq} \quad (2.3.1 - 22)$$

Výsledná absolutní hodnota statorového proudu je pak při Ψ_{RN} dána vztahem [3]:

$$|\bar{i}_{s,dq}| = \frac{\Psi_{RN}}{M_h} \sqrt{1 + (\tau_R \omega_R)^2} \quad (2.3.1 - 23)$$

3 PRAKTICKÝ NÁVRH STŘÍDAČE

Předmětem této kapitoly je podrobný praktický návrh všech dílčích celků *třífázového střídače pro vysokotáčkový asynchronní motor* a jejich následné konstrukční sestavení ve funkční zařízení.

3.1 Zadané parametry

Parametry vysokotáčkového asynchronního motoru:

$P_{mech} = 50 \text{ kW}$ – jmenovitý mechanický výkon na hřídeli

$n_{mot} = 50\,000 \text{ ot. min}^{-1}$ – jmenovité otáčky

$U_{UV} = 400 \text{ V (Y)}$ – sdružené napájecí napětí

$\eta_{mot} = 0,8$ – účinnost

$\cos \varphi = 0,8$ – účiník

Parametry 3-fázového střídače s 6-pulsním diodovým usměrňovačem a LC filtrem:

$P_{OUT} = 62,5 \text{ kW}$ – výstupní činný výkon

$U_{UV} = 400 \text{ V}$ – sdružené napájecí napětí

$f_{1,h} = 1 \text{ kHz}$ – frekvence 1. harmonické

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

3.2 Proudové a napětové dimenzování modulů IGBT

Výpočet činného výkonu 1. harmonické na výstupu střídače:

$$P_{OUT} = \frac{P_{mech}}{\eta_{mot}} = \frac{50\,000}{0,8} = \underline{62,5 \text{ kW}} \quad (3.2 - 1)$$

Výpočet zdánlivého výkonu 1. harmonické na výstupu střídače:

$$S_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{\cos \varphi} = \frac{62\,500}{0,8} = \underline{78,1 \text{ kVA}} \quad (3.2 - 2)$$

Výpočet amplitudy napětí v meziobvodu:

$$U_m = \sqrt{2} \cdot U_{UV} = \sqrt{2} \cdot 400 = \underline{565 \text{ V}} \quad (3.2 - 3)$$

Výpočet střední hodnoty napětí v meziobvodu (*6 - pulsni usměrňovač s LC filtrem*):

$$U_d = 1,35 \cdot U_{UV} = 1,35 \cdot 400 = \underline{540 \text{ V}} \quad (3.2 - 4)$$

Výpočet efektivní hodnoty 1. harmonické sdruženého napětí mezi větvemi střídače:

$$U_{AB,1.ef} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} = \frac{540}{\sqrt{2}} = \underline{382 \text{ V}} \quad (3.2 - 5)$$

Výpočet celkové efektivní hodnoty sdruženého napětí mezi větvemi střídače:

$$U_{AB,ef} = U_d \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot M}{\pi}} = 540 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 1}{\pi}} = \underline{431 V} \quad (3.2 - 6)$$

Výpočet amplitudy 1. harmonické fázového proudu střídače:

$$I_{m,1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{S}{U_d} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{78\,100}{540} = \underline{167 A} \quad (3.2 - 7)$$

Výpočet středních hodnot proudu tranzistoru a nulové diody:

$$I_{T,av} = I_{m,1} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) = 167 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,8 \right) = \underline{45,9 A} \quad (3.2 - 8)$$

$$I_{DO,av} = I_{m,1} \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{M}{4\sqrt{3}} \cdot \cos\varphi \right) = 167 \cdot \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot 0,8 \right) = \underline{7,3 A} \quad (3.2 - 9)$$

Výpočet efektivních hodnot proudu tranzistoru a nulové diody:

$$I_{T,ef} = I_{m,1} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot M}{3\sqrt{3}\pi} \cdot \cos\varphi} = 167 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} + \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3}\pi} \cdot 0,8} = \underline{78,9 A} \quad (3.2 - 10)$$

$$I_{DO,ef} = I_{m,1} \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot M}{3\sqrt{3}\pi} \cdot \cos\varphi} = 167 \cdot \sqrt{\frac{1}{8} - \frac{2 \cdot 1}{3\sqrt{3}\pi} \cdot 0,8} = \underline{27,4 A} \quad (3.2 - 11)$$

Zdroj [4], [5]

3.3 Volba modulů IGBT

Na základě výše uvedených výpočtů a zadaných parametrů střídače je nyní možné zvolit vhodné tranzistorové moduly IGBT. Jelikož je střídač napájen z třífázové sítě, dosahuje amplituda napětí v meziobvodu až 565 V. Z bezpečnostních důvodů (překmitý v síti, parazitní indukčnosti obvodu) je tedy nutné použít moduly IGBT se závěrným napětím alespoň 1 200 V. Typový proud tranzistoru I_C volíme přibližně 2-násobný vůči amplitudě 1. harmonické proudu $I_{m,1}$. S ohledem na spínací frekvenci $f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$ je také kladen důraz na rychlost použitých tranzistorů.

Z katalogu výrobce SEMIKRON byly vybrány *bezpotenciálové polomůstky SKM400GB125D* s integrovanými nulovými diodami.

Parametry polomůstku:

$U_{CE} = 1\,200 \text{ V}$; $I_C = 300 \text{ A}$; $I_F = 260 \text{ A}$; $U_{p,T} = 1,6 \text{ V}$; $U_{p,DO} = 0,7 \text{ V}$; $r_{CE} = 7,6 \text{ m}\Omega$; $r_F = 4,3 \text{ m}\Omega$; $t_{on} = 130 \text{ ns}$; $t_{off} = 630 \text{ ns}$; $E_{on} = 25 \text{ mJ}$; $E_{off} = 18 \text{ mJ}$; $Q_G = 2100 \text{ nC}$; $T_{jmax} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$; $R_{th(j-c),T} = 0,05 \text{ K/W}$; $R_{th(j-c),DO} = 0,125 \text{ K/W}$; $R_{th(c-h),m} = 0,038 \text{ K/W}$. [6]

3.4 Volba budičů IGBT

Při výběru vhodného komerčně vyráběného budiče vycházíme z několika základních parametrů:

1.) Proudové požadavky na budič

- Jelikož má hradlo tranzistorů IGBT kapacitní charakter, je zprvu nutné určit potřebnou velikost špičkového proudu budiče $I_{OUTpeak}$. Velikost přídavného odporu *Gate* byla dle katalogu výrobce výkonových modulů zvolena $4,1 \Omega$.

$$I_{OUTpeak} = \frac{U_{GE(on)}}{R_G} = \frac{15}{4,1} = \underline{3,66 A} \quad (3.4 - 1)$$

- Dále je nutné stanovit potřebnou velikost středního proudu budiče I_{OUTav} s ohledem na náboj Q_G , který je nezbytný k plnému nabití hradla tranzistoru. Z katalogu výrobce modulů byla odečtena hodnota náboje $Q_G = 2\ 100\ nC$.

$$I_{OUTav} = Q_G \cdot f_{PWM} = 2\ 100 \cdot 10^{-9} \cdot 20\ 000 = \underline{42\ mA} \quad (3.4 - 2)$$

2.) Maximální velikost náboje do hradla

- Je nutné, aby maximální velikost náboje $Q_{OUT/pulse}$ budiče byla vždy vyšší, než odečtená hodnota náboje do hradla Q_G .

$$Q_{OUT/pulse} > Q_G \quad ; \quad Q_{OUT/pulse} > \underline{2\ 100\ nC} \quad (3.4 - 3)$$

3.) Maximální napětí na buzeném tranzistoru $U_{CEsense}$

4.) Maximální spínací frekvence budiče f_{max}

5.) Ostatní parametry

- Za ostatní parametry lze považovat například napěťové úrovně řídicího napětí, napájecí napětí budiče vč. potřebného výkonu zdroje, parazitní kapacita a maximální strmost dU/dt mezi galvanicky oddělenými vstupy/výstupy budiče, ochrana proti zkratu a podpětí, dead time, počet kanálů apod.

Na základě výše stanovených (požadovaných) parametrů byly vybrány budiče od firmy SEMIKRON, typ *SKYPER 32R*, které zajišťují dostatečné galvanické oddělení silové části od části řídicí, obsahují ochranu proti podpětí a zkratu a taktéž zajišťují dostatečný dead time při spínání tranzistorů IGBT. Jelikož se jedná o budiče dvoukanalové, připadá na jeden polomůstek pouze jeden budič.

Parametry budiče:

$U_{CEsense} = 1\ 700\ V$; $I_{OUTpeak} = 15\ A$; $I_{OUTav} = 50\ mA$; $Q_{OUT/pulse} = 2\ 500\ nC$; $f_{max} = 50\ kHz$;
 $U_{in(h/l)} = 15/0\ V$; $U_{GE(on/off)} = 15/-7\ V$; $R_{in} = 10\ k\Omega$; $C_{ps} = 12\ pF$; $dU/dt = 50\ kV/\mu s$;
 $t_{DT} = 3\ \mu s$; $U_S = 15\ V$; $I_S = 80-450\ mA$; $Q_{OUT/pulse(boosted)} = 6\ 000\ nC$; $T_{op} = -40-85\ ^\circ C$. [7]

Nastavení saturační ochrany budiče

Jak již bylo v předchozí části popisu parametrů budiče uvedeno, budič zahrnuje standardní ochranu proti zkratu v silovém výstupu. Tato ochrana je realizována měřením saturačního napětí tranzistoru při jeho sepnutí a následným porovnáváním naměřené hodnoty s hodnotou referenční. Pokud je v případě zkratu referenční (nastavená) hodnota saturačního napětí překročena, dojde k rychlému vybavení ochrany a vypnutí střídače. K měření saturačního napětí však musí docházet až po sepnutí tranzistoru (s časovou prodlevou). V opačném případě by docházelo k chybnému vybavení ochrany z důvodu prozatímního vysokého napětí na tranzistoru (tranzistor ještě není otevřen).

Požadovaného nastavení saturační ochrany budiče *SKYPER 32R* docílíme volbou dvou pasivních prvků (R_{CE} , C_{CE}) na základě výpočtových vztahů uvedených výrobcem. Jako hranici zkratového proudu uvažujeme přibližně 290 A, kterému odpovídá saturační napětí $U_{CEsat} = 4$ V. Prodlevu měření saturačního napětí volíme 4 μ s, což odpovídá přibližně 30násobku celkové doby sepnutí tranzistoru.

Výpočet odporu R_{CE} (odpor R_{VCE} je nutné zařadit až při hladinách $U_{CE} = 1700$ V):

$$R_{CE}[k\Omega] = -17 k\Omega \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{CEsat} + R_{VCE} \cdot V/k\Omega}{8,5 V}\right) \quad (3.4 - 4)$$

$$R_{CE}[k\Omega] = -17 k\Omega \cdot \ln\left(1 - \frac{4 V + 0 V}{8,5 V}\right) = \underline{11 k\Omega}$$

Výpočet kondenzátoru C_{CE} :

$$C_{CE}[pF] = \frac{t_{bl}[\mu s] - 2,5 \mu s - 0,11 \cdot R_{CE} \cdot \mu s/k\Omega}{0,00323 \cdot \mu s/pF} \quad (3.4 - 5)$$

$$C_{CE}[pF] = \frac{4 \mu s - 2,5 \mu s - 0,11 \cdot 11 \mu s}{0,00323 \cdot \mu s/pF} = \underline{100 pF}$$

Výpočet ztrátového výkonu na odporech R_{Gon} , R_{Goff}

Při výpočtu uvažuji $\Delta U_{GE} = 22$ V (přechod z $U_{GE(off)} = -7$ V na $U_{GE(on)} = +15$ V). Náboj do hradla Q_G při tomto přechodu odpovídá přibližně hodnotě 2 100 nC.

$$C_G = \frac{Q_G}{\Delta U_{GE}} = \frac{2\ 100 \cdot 10^{-9}}{22} = \underline{95,45 nF} \quad (3.4 - 6)$$

$$E_G = \frac{1}{2} \cdot C_G \cdot \Delta U_{GE}^2 = \frac{1}{2} \cdot 95,45 \cdot 10^{-9} \cdot 22^2 = \underline{23 \mu J} \quad (3.4 - 7)$$

$$P_{R_{Gon}} = P_{R_{Goff}} = E_G \cdot f_{PWM} = 23 \cdot 10^{-6} \cdot 20\ 000 = \underline{460 mW} \quad (3.4 - 8)$$

S ohledem na vypočtený ztrátový výkon byly vybrány bezindukční odpory typu *MELF 8,2 Ω /500 mW*. Jejich paralelním řazením (do dvojic) docílíme požadované hodnoty odporů R_{Gon} , $R_{Goff} = 4,1 \Omega$ a dostatečné výkonové rezervy. Zdroj [2], [7]

3.5 Výpočet ztrát modulů IGBT

Výpočet ztrát tranzistoru způsobených vedením proudu:

$$P_{T,ved} = U_{p,T} \cdot I_{T,av} + r_{CE} \cdot I_{T,ef}^2 = 1,6 \cdot 45,9 + 7,6 \cdot 10^{-3} \cdot 78,9^2 = \underline{121 W} \quad (3.5 - 1)$$

Výpočet ztrát nulové diody způsobených vedením proudu:

$$P_{D0,ved} = U_{p,D0} \cdot I_{D0,av} + r_F \cdot I_{D0,ef}^2 = 0,7 \cdot 7,3 + 4,3 \cdot 10^{-3} \cdot 27,4^2 = \underline{8 W} \quad (3.5 - 2)$$

Výpočet celkových ztrát (celého 3-fázového můstku) způsobených vedením proudu:

$$P_{ved} = 6 \cdot (P_{T,ved} + P_{D0,ved}) = 6 \cdot (121 + 8) = \underline{774 W} \quad (3.5 - 3)$$

Výpočet celkové tepelné energie tranzistoru uvolněné při přepínání ($R_{Gon,off} = 4,1 \Omega$):

$$E_c = E_{on} + E_{off} = 25 \cdot 10^{-3} + 18 \cdot 10^{-3} = \underline{43 mJ} \quad (3.5 - 4)$$

Výpočet činitele proudového využití tranzistoru [5]:

$$K_I = \frac{I_{m,1.}}{I_C^*} = \frac{167}{225} = \underline{0,742} \quad (3.5 - 5)$$

Poznámka:

- Uvedené katalogové hodnoty E_{on} , E_{off} jsou raději uvažovány s rezervou vyšší.
- Neuvažujeme přímo typový proud tranzistoru I_C ale I_C^* (nižší hodnotu), abychom zachovali alespoň částečnou momentovou přetížitelnost zařízení.

Výpočet přepínacích ztrát tranzistoru [5]:

$$P_{T,sw} = \frac{1}{\pi} \cdot f_{PWM} \cdot E_c \cdot K_I = \frac{1}{\pi} \cdot 20\,000 \cdot 43 \cdot 10^{-3} \cdot 0,742 = \underline{203 W} \quad (3.5 - 6)$$

Výpočet celkových přepínacích ztrát (celého 3-fázového můstku):

$$P_{sw} = 6 \cdot P_{T,sw} = 6 \cdot 203 = \underline{1\,218 W} \quad (3.5 - 7)$$

Výpočet celkových ztrát 3-fázového můstku:

$$P_{Z,m} = P_{ved} + P_{sw} = 774 + 1\,218 = \underline{1\,992 W} \quad (3.5 - 8)$$

3.6 Proudové a napěťové dimenzování usměrňovače

Výpočet celkového činného výkonu meziobvodu:

$$P_d = P_{OUT} + P_{Z,m} = 62\,500 + 1\,992 = \underline{64,5 kW} \quad (3.6 - 1)$$

Výpočet střední hodnoty proudu meziobvodu:

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{64\,500}{540} = \underline{120 A} \quad (3.6 - 2)$$

Výpočet střední hodnoty proudu jednou diodou 6-pulsního usměrňovače:

$$I_{D,av} = \frac{I_d}{3} = \frac{120}{3} = \underline{40 A} \quad (3.6 - 3)$$

Výpočet efektivní hodnoty proudu jednou diodou 6-pulsního usměrňovače:

$$I_{D,ef} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{120}{\sqrt{3}} = \underline{69,3 A} \quad (3.6 - 4)$$

Výpočet špičkové hodnoty proudu jednou diodou 6-pulsního usměrňovače při maximálním dovoleném zvlnění proudu $\pm \Delta I = 0,2 I_d$:

$$I_{D,m} = I_d + \Delta I = 120 + 0,2 \cdot 120 = \underline{144 A} \quad (3.6 - 5)$$

3.7 Volba modulu usměrňovače

Na základě výše uvedených výpočtů a zadaných parametrů střídače je nyní možné zvolit vhodný *třífázový* usměrňovací modul. Z hlediska napětových poměrů je usměrňovač namáhán stejně jako v případě modulů IGBT, tedy amplitudou napětí v meziobvodu až 565 V. Z bezpečnostních důvodů je tedy opět nutné volit modul usměrňovače se závěrným napětím alespoň 1 200 V. Střední proud usměrňovače I_D volíme přibližně 2-násobný vůči střední hodnotě proudu meziobvodu I_d .

Z katalogu výrobce SEMIKRON byl vybrán 6-pulsní bezpotenciálový usměrňovací můstek SKD 210/12.

Parametry usměrňovacího můstku:

$U_{RRM} = 1\ 200\ V$; $I_D = 207\ A$; $I_F = 300\ A$; $I_{FSM} = 1\ 600\ A$; $U_{p,D} = 0,85\ V$; $r_D = 3\ m\Omega$; $T_{jmax} = 150\ ^\circ C$; $R_{th(j-c),D} = 0,5\ K/W$; $R_{th(c-h),dm} = 0,03\ K/W$. [8]

3.8 Výpočet ztrát usměrňovače

Výpočet ztrát diody usměrňovače způsobených vedením proudu:

$$P_{D,ved} = U_{p,D} \cdot I_{D,av} + r_D \cdot I_{D,ef}^2 = 0,85 \cdot 40 + 3 \cdot 10^{-3} \cdot 69,3^2 = \underline{48 W} \quad (3.8 - 1)$$

Výpočet celkových ztrát 3-fázového usměrňovače:

$$P_{Z,u} = 6 \cdot P_{D,ved} = 6 \cdot 48 = \underline{288 W} \quad (3.8 - 2)$$

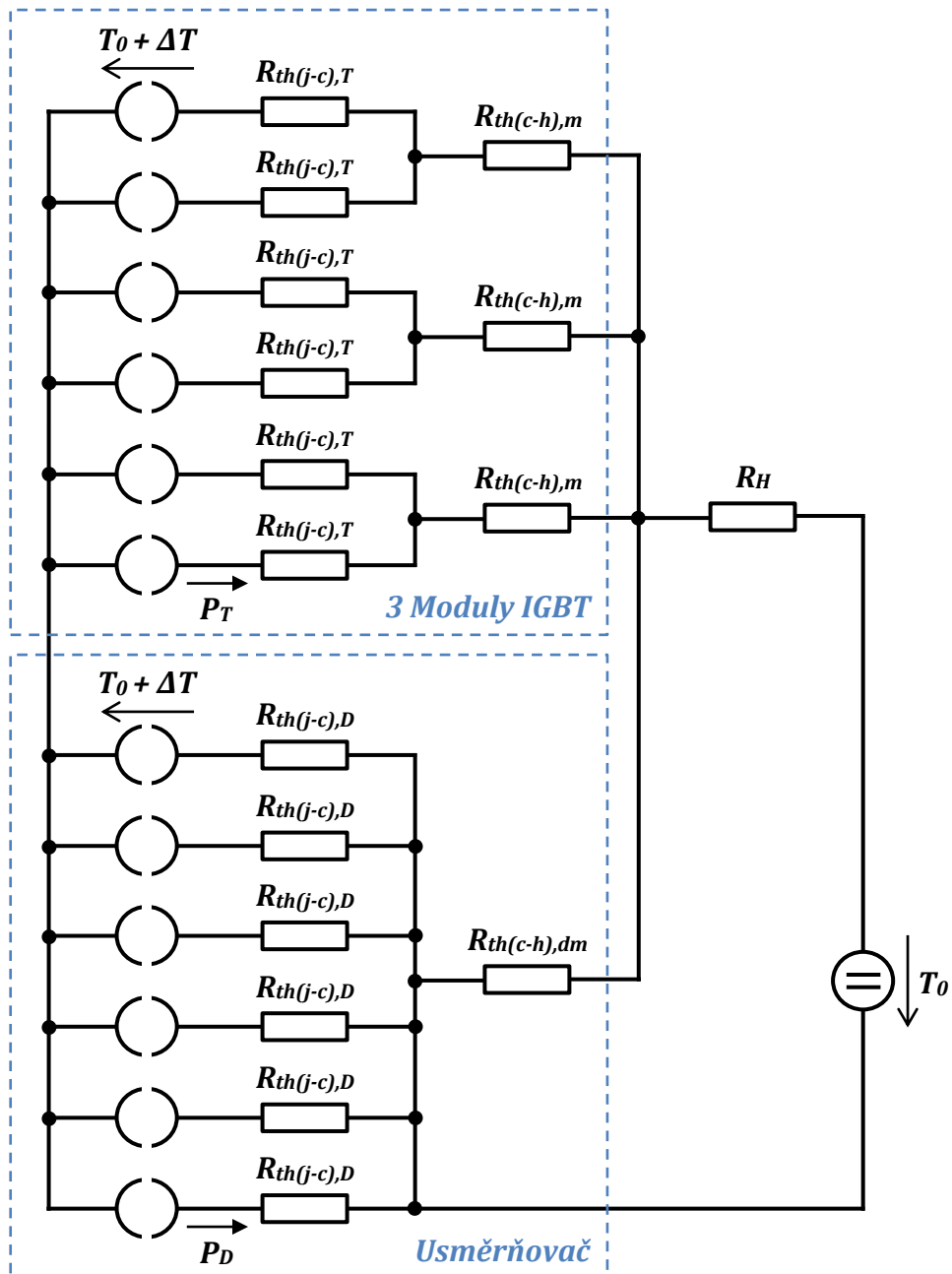
3.9 Výpočet účinnosti střídače

V případě, kdy uvažujeme pouze primární ztráty (*moduly IGBT + usměrňovač*), je možné stanovit přibližnou účinnost střídače pomocí níže uvedeného vztahu:

$$\eta_S = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{Z,m} + P_{Z,u}} \cdot 100 = \frac{62\ 500}{62\ 500 + 1\ 992 + 288} \cdot 100 = \underline{96,5 \%} \quad (3.9 - 1)$$

3.10 Výpočet chladiče

Na základě výše uvedených výpočtů ztrát je nyní možné přejít k návrhu chlazení střídače. Jelikož jsou v našem případě použity jak *bezpotenciálové polomůstky IGBT*, tak i *bezpotenciálový usměrňovací můstek*, bude chlazení realizováno pomocí jednoho centrálního chladiče. Ke stanovení jeho potřebného tepelného odporu je však nejprve nutné sestavit celkové tepelné schéma, viz *Obrázek 3.10*.



Obrázek 3.10: Celkové tepelné schéma výkonové části střídače.

Je patrné, že uvedené tepelné schéma nezahrnuje *nulové diody* a *čtvrtý polomůstek*, jenž slouží ke spínání brzděného odporu. Nulové diody totiž produkují vůči tranzistorům IGBT řádově nižší tepelné ztráty, a proto je v rámci zjednodušení tepelného schématu neuvažujeme. Jelikož dochází k brzdění motoru ve velmi krátkých intervalech a proud tranzistorem není kritický, je v tepelném schématu možné zanedbat i čtvrtý polomůstek.

Před samotným výpočtem nejdříve stanovíme předpokládanou okolní teplotu chlazeného zařízení (střídače) a dovolenou teplotu jednotlivých polovodičů (tranzistorů a diod). Teplota okolí T_0 byla s rezervou stanovena na $40\text{ }^\circ\text{C}$ a dovolená teplota čipů T_j na $120\text{ }^\circ\text{C}$ (teplotu T_j volíme ze zkušenosti nižší, než uvedenou teplotu T_{jmax} v datasheetu – především z důvodu delší životnosti polovodičů).

Výpočet povoleného oteplení čipu:

$$\Delta T = T_{jmax} - T_0 = 120 - 40 = \underline{80\text{ K}} \quad (3.10 - 1)$$

Výpočet dílčího tepelného odporu – moduly IGBT (přičteny i ztráty nulových diod):

$$R_{H1} = \frac{\Delta T}{P_{Z,m}} - \frac{R_{th(j-c),T}}{6} - \frac{R_{th(c-h),m}}{3} = \frac{80}{1\,992} - \frac{0,05}{6} - \frac{0,038}{3} = \underline{0,019\text{ K/W}} \quad (3.10 - 2)$$

Výpočet dílčího tepelného odporu – usměřňovač:

$$R_{H2} = \frac{\Delta T}{P_{Z,u}} - \frac{R_{th(j-c),D}}{6} - R_{th(c-h),dm} = \frac{80}{288} - \frac{0,5}{6} - 0,03 = \underline{0,164\text{ K/W}} \quad (3.10 - 3)$$

Výpočet celkového tepelného odporu chladiče:

$$R_H = \frac{R_{H1} \cdot R_{H2}}{R_{H1} + R_{H2}} = \frac{0,019 \cdot 0,164}{0,019 + 0,164} = \underline{0,017\text{ K/W}} \quad (3.10 - 4)$$

3.11 Návrh chladiče

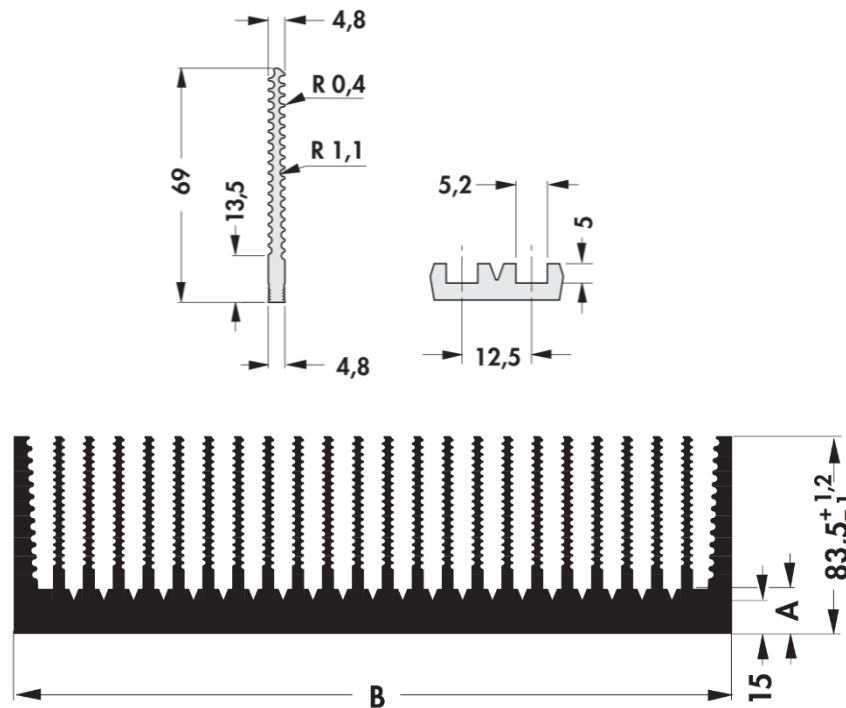
Jelikož již známe celkový potřebný tepelný odpor centrálního chladiče, můžeme nyní přejít k jeho volbě z dostupných katalogů výrobců chladičů. Je zřejmé, že tak nízkého tepelného odporu dosáhneme pouze pomocí aktivního vzduchového chlazení nebo pomocí chlazení vodního.

S ohledem na požadované konstrukční rozměry a cenovou dostupnost byl zvolen hliníkový vzduchový chladič (profil) od firmy Fischer Elektronik, typ *SK 161* o rozměrech $600 \times 300 \times 84\text{ mm}$. Dle výrobce dosahuje chladič při rychlosti proudění vzduchu $v = 5\text{ m/s}$ tepelného odporu $R_{Hn} = 0,016\text{ K/W}$. K dosažení uvedené rychlosti proudění vzduchu skrze žebra je však nutné navrhnout dostatečně výkonný systém ventilace. S ohledem na požadované konstrukční uspořádání střídače byla zvolena topologie s axiálními ventilátory, které jsou umístěny z čela hliníkového profilu a vánějí vzduch do uzavřeného vzduchového tunelu. Tento tunel je v našem případě

vytvořen nerezovým plechem $600 \times 300 \times 2$ mm, kterým je chladič ze strany žeber zaklopen. Před výběrem vhodných axiálních ventilátorů je však nutné stanovit několik základních parametrů:

1.) Minimální objemový průtok vzduchu

Při výpočtu minimálního objemového průtoku vycházíme z konstrukčních rozměrů chladicího žebra, viz *Obrázek 3.11-1*.



Obrázek 3.11-1: Rozměry chladicího žebra ($A = 20$ mm, $B = 600$ mm) – převzato. [9]

Po zaklopení chladiče výše uvedeným plechem získáme 47 paralelních oken, kterými bude proudit vzduch. Nyní vypočteme jejich celkový (přibližný) obsah:

$$S_{O_celk} = 47 \cdot a \cdot b = 47 \cdot 63,5 \cdot 7,3 = \underline{21\,787 \text{ mm}^2} \quad (3.11 - 1)$$

Dále již stanovíme minimální objemový průtok vzduchu pro $v = 5$ m/s:

$$Q_{[h]} = S_{O_celk} \cdot v \cdot 3600 = 0,0218 \cdot 5 \cdot 3600 = \underline{392 \text{ m}^3/h} \quad (3.11 - 2)$$

2.) Tlakové ztráty chladicího žebra

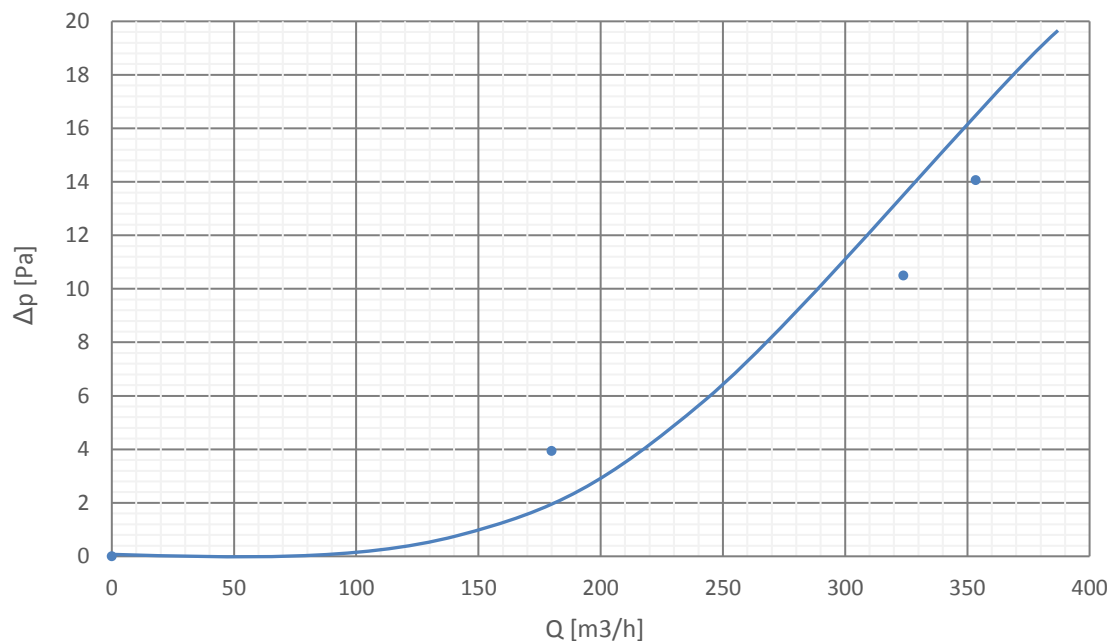
Dalším důležitým parametrem chladiče jsou jeho tlakové ztráty v závislosti na objemovém průtoku vzduchu. Tento parametr je možné stanovit buď pomocí vhodných simulačních programů nebo pomocí měření. Jelikož je zpravidla tvorba simulace značně časově náročná a často s velmi pochybným výsledkem, byl tento parametr určen měřením pomocí speciální měřicí sestavy, viz *Obrázek 3.11-2*. Z důvodu výkonové limitace této sestavy však bylo nutné provést měření pouze na

jedné čtvrtině chladicího žebra a naměřenou charakteristiku $\Delta p = f(Q)$ následně přepočítat na chladič celý (vycházíme z kvadratické závislosti tlakových ztrát na průtokové ploše). Pokud tedy uvažujeme celou průtokovou plochu chladicího žebra, nebudou tlakové ztráty v každém naměřeném bodě sníženy pouze 4x, ale až 16x.



Obrázek 3.11-2: Měření tlakových ztrát $\frac{1}{4}$ chladicího žebra.

Výsledná přepočtená charakteristika $\Delta p = f(Q)$ je dále uvedena na Obrázku 3.11-3.

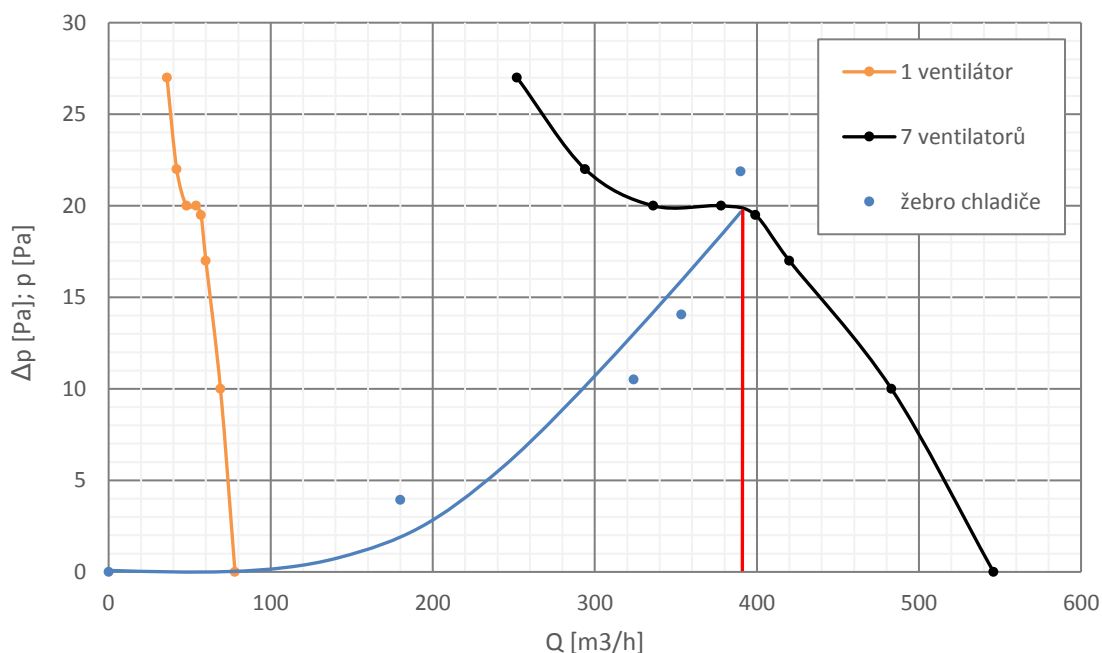


Obrázek 3.11-3: Přepočtená charakteristika tlakových ztrát žebra chladiče.

Nyní již známe všechny potřebné parametry k volbě axiálních ventilátorů. Z uvedené charakteristiky tlakových ztrát vyplývá, že při minimálním objemovém

průtoku vzduchu $392 \text{ m}^3/\text{h}$ musí být zvolený axiální ventilátor schopen vyvinout tlak kolem 20 Pa . Žádaného objemového průtoku vzduchu však není nutné docílit pouze jedním ventilátorem, ale i několika dílčími axiálními ventilátory, jejichž objemové průtoky sčítáme.

Z katalogu firmy NMB Technologies byl vybrán *axiální ventilátor 80x80 mm, typ 3112KL-05W-B40*, který při tlaku 20 Pa dosahuje průtoku vzduchu kolem $56 \text{ m}^3/\text{h}$. Nyní je vhodné sloučit charakteristiku p/Q zvoleného ventilátoru a přepočtenou charakteristiku tlakových ztrát žebra do jednoho grafu, viz *Obrázek 3.11-4*. Abychom docílili průsečíku charakteristik právě v bodě $392 \text{ m}^3/\text{h}$, je nutné všechny vynesené body průtoku jednoho ventilátoru celočíselně násobit, dokud průsečíku v daném bodě nedosáhneme. Jelikož byl v našem případě objemový průtok vynásoben $7x$, je nezbytné použít 7 ks zvolených axiálních ventilátorů. [13]



Obrázek 3.11-4: Charakteristiky ventilátoru NMB, typ 3112KL-05W-B40.

V našem případě lze považovat paralelní řazení většího počtu ventilátorů vedle sebe za výhodné, a to zejména z důvodu rovnoměrného rozložení proudu vzduchu na nízké a široké čelo chladiče. Nevýhodou axiálních ventilátorů je však téměř nulové proudění v jejich ose (v bezprostřední blízkosti ventilátoru). Abychom tento jev co nejvíce minimalizovali, je proud vzduchu všech 7 ventilátorů soustředěn do společného obdélníkového tunelu z plexiskla o délce 120 mm . V této vzdálenosti by již mělo dojít k dostatečně homogenizaci proudění na celou plochu chladiče. Za účelem snížení hlučnosti a zamezení turbulentního víření vzduchu z důvodu nárazu na 20 mm hliníkovou základnu žebra chladiče, byl navíc tunel opatřen 15° *usměrňovačem vzduchu* z polystyrenu.

3.12 Návrh výkonové tlumivky LC filtru

Při konstrukci veškerých měničů/střídačů je vždy nezbytné brát zřetel na tzv. *elektromagnetickou kompatibilitu*. Z tohoto důvodu je žádoucí zajistit příliš nedeformovaný tvar odebíraného proudu ze sítě s co nejnižším počtem vyšších harmonických složek. K eliminování impulsního charakteru proudu ze sítě, odebíraného značnou filtrační kapacitou, je tedy nezbytnou součástí meziobvodu výkonová tlumivka. Tím je zajištěn účinník λ přibližně 0,95. Za velký benefit tlumivky v meziobvodu lze považovat také velké snížení efektivního proudu filtračními kondenzátory (levnější kondenzátory, menší tepelné namáhání pouzdra).

Prvním krokem návrhu tlumivky je určení její indukčnosti na základě požadované hodnoty zvlnění proudu. S ohledem na velikost, hmotnost a cenu tlumivky je vhodné volit hodnotu zvlnění proudu $\pm \Delta I$ s rozumem, maximálně 0,1 I_d .

Výpočet indukčnosti tlumivky (6 – pulsní usměrňovač, $\pm \Delta I = 0,2 I_d$):

$$L = 0,00904 \cdot \frac{U_m}{\Delta I \cdot 2\pi \cdot f} = 0,00904 \cdot \frac{565}{24 \cdot 2\pi \cdot 50} = \underline{0,7 \text{ mH}} \quad (3.12 - 1)$$

Další krok návrhu spočívá ve volbě vhodného jádra. Pro optimalizaci jeho velikosti při zvolené proudové hustotě vycházíme z níže uvedeného vztahu. Proudová hustota byla s ohledem na větší objem vinutí, a tím i zhoršené chladicí podmínky zvolena pouze 1,5 A/mm². Při výpočtu uvažujeme činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,6$; činitel plnění železa $k_{p,Fe} = 0,96$; indukci $B_{max} = 1 \text{ T}$ a efektivní hodnotu proudu vinutím $I_{L,ef} = I_d$. Nižší hodnota indukce byla zvolena záměrně z důvodu realizovatelnosti vzduchové mezery.

Výpočet minimální velikosti jádra ($I_{L,m} = I_{L,ef} + \Delta I = 144 \text{ A}$):

$$S_o \cdot S_j = \frac{L \cdot I_{L,m} \cdot I_{L,ef}}{k_{p,Cu} \cdot k_{p,Fe} \cdot B_{max} \cdot \sigma} = \frac{0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 144 \cdot 120}{0,6 \cdot 0,96 \cdot 1 \cdot 1,5 \cdot 10^6} = \underline{1,4 \cdot 10^{-5} \text{ m}^4} \quad (3.12 - 2)$$

Jelikož bude tlumivka profesionálně navijena firmou TRONIC s.r.o., bylo z jejich katalogu vybráno největší železné jádro typu EI 64 (rozměr středního sloupku 64x110 mm, rozměr okna 32x96 mm).

Výpočet skutečné velikosti jádra EI 64:

$$S_o \cdot S_j = \frac{a}{2} \cdot \frac{3}{2} a \cdot a \cdot b = 0,032 \cdot 0,096 \cdot 0,064 \cdot 0,11 = \underline{2,16 \cdot 10^{-5} \text{ m}^4} \quad (3.12 - 3)$$

Z uvedených výpočtů je zřejmé, že velikost zvolené jádra s velkou rezervou dostačuje. Rozměr středního sloupku „b“ je ovšem zbytečně velký, bylo však nutné vycházet z komerčně nejužívanějšího jádra na skladě (cena, doba dodání). Tlumivka tedy bude o něco těžší (nevýhoda) a bude potřeba méně měděných závitů (výhoda).

Na základě zvoleného jádra je nyní možné stanovit potřebný počet závitů a délku vzduchové mezery ($S_j = a \cdot b$, $l_{Fe} = 6 \cdot a$, $\mu_{r,Fe} = 1000$):

$$N = \frac{L \cdot I_{L,m}}{B_{max} \cdot S_j \cdot k_{p,Fe}} = \frac{0,7 \cdot 10^{-3} \cdot 144}{1 \cdot 0,064 \cdot 0,11 \cdot 0,96} \doteq \underline{15 \text{ závitů}} \quad (3.12 - 4)$$

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{L,m}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} = \frac{15 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 144}{1} - \frac{6 \cdot 0,064}{1000} \doteq \underline{2,5 \text{ mm}} \quad (3.12 - 5)$$

Abychom zajistili minimální vliv redukované délky železa $l_{Fe}/\mu_{r,Fe}$ a minimální vliv rozptylu siločar krajního sloupku na změnu indukčnosti tlumivky, je nutné ověřit tzv. realizovatelnost vzduchové mezery pomocí vztahu:

$$0,03 \leq \frac{l_v}{a} \leq 0,2 ; 0,03 \leq \frac{2,5}{64} \leq 0,2 ; 0,03 \leq 0,039 \leq 0,2 \quad (3.12 - 6)$$

Je patrné, že vypočtená délka vzduchové mezery kritérium realizovatelnosti *splňuje*.

K přesnému a snadnému doladění hodnoty indukčnosti je při výrobě tlumivky vhodné využít úpravu délky vzduchové mezery, jelikož pouze tímto způsobem nedojde sekundárně ke změně indukce B_{max} . Ladění hodnoty indukčnosti prostřednictvím změny závitů N je právě z tohoto důvodu nevhodné.

Posledním krokem návrhu je výpočet požadovaného průřezu vodiče na základě předem zvolené proudové hustoty ($\sigma = 1,5 \text{ A/mm}^2$):

$$S_{Cu} = \frac{I_{L,ef}}{\sigma} = \frac{120}{1,5} = \underline{80 \text{ mm}^2} \quad (3.12 - 7)$$

Po konzultaci s firmou *TRONIC s.r.o.* bylo zvoleno 8 vodičů obdélníkového průřezu $2 \times 5 \text{ mm}$, které budou spojeny paralelně ($8 \times 2 \times 5 = 80 \text{ mm}^2$). Jednotlivé závity jsou pak členěny do dílčích sekcí dle vlastního technologického postupu firmy. Zdroj [1], [10]



Obrázek 3.12: Realizovaná výkonová tlumivka 0,7 mH/120 A.

3.13 Návrh filtrační kapacity LC filtru

V napěťovém meziobvodu, jenž je tvořen kombinací výkonové tlumivky a filtračních kondenzátorů, není hodnota kapacity *filtru LC* nijak kritická. Podstatné je spíše dodržet optimální hodnotu kapacity s ohledem na rezonanční kmitočet filtru. I přes známou hodnotu pracovního kmitočtu za *6-pulsním* usměrňovačem *300 Hz* je však nutné uvažovat také poruchový stav zařízení. Ten nastává zejména při výpadku jedné napájecí fáze, kdy dochází k poklesu pracovního kmitočtu na hodnotu *100 Hz*. Kritickou hodnotu filtrační kapacity tedy určíme právě pro tento případ:

$$C_{krit} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{krit}^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 100^2 \cdot 0,7 \cdot 10^{-3}} = \underline{3,6 \text{ mF}} \quad (3.13 - 1)$$

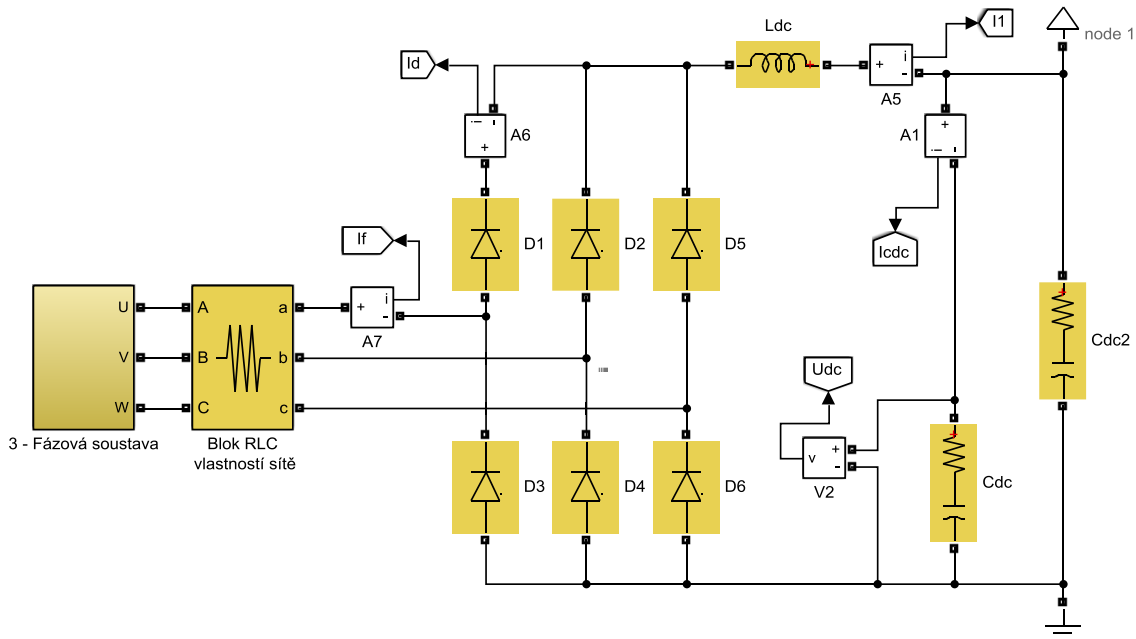
Jmenovitá hodnota filtrační kapacity je tedy posléze volena vyšší než hodnota vypočtená C_{krit} .

Při volbě kondenzátorů však narážíme na první zásadní katalogový parametr $I_{C,RMS}$, jenž udává maximální efektivní proud kondenzátorem. Tento parametr je závislý jak na teplotě pouzdra kondenzátoru, tak i na frekvenci protékajícího zvlněného proudu. V případě jeho dlouhodobého překročení dochází k destrukci kondenzátoru nebo ke značnému snížení jeho životnosti. Efektivní hodnotu proudu filtrační kapacitou však není v případě *LC filtru* jednoduché stanovit, jelikož je tato hodnota zdatelně navýšena vlivem spínacích pulzů $f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$. Z tohoto důvodu bylo pro stanovení efektivní hodnoty proudu filtrační kapacitou přistoupeno k simulaci silového obvodu v prostředí aplikace *MATLAB Simulink*.

Tvorba modelu

Popis realizace modelu silového obvodu je vhodné z důvodu logické posloupnosti zahájit ze strany napájení, viz *Obrázek 3.13-1*. V levé části uvedeného obrázku se nachází programovatelný zdroj *3-fázového sinusového napětí*, jenž je nastaven na standardní parametry sítě *NN* ($f = 50 \text{ Hz}$, $U_{UV} = 400 \text{ V}$). Abychom se více přiblížili reálným vlastnostem sítě nízkého napětí, byl za tento zdroj navíc zařazen *3-fázový blok RLC*. Zde byla nastavena hodnota sériového odporu do každé fáze *50 mΩ*. Za blokem *RLC* již následuje samotný *6-pulsní usměrňovač*, který je tvořen šesticí diod a měřícími odbočkami proudu *A6* (*měření proudu diodou*) a *A7* (*měření fázového proudu*). Napájecí část je tímto vyřešena.

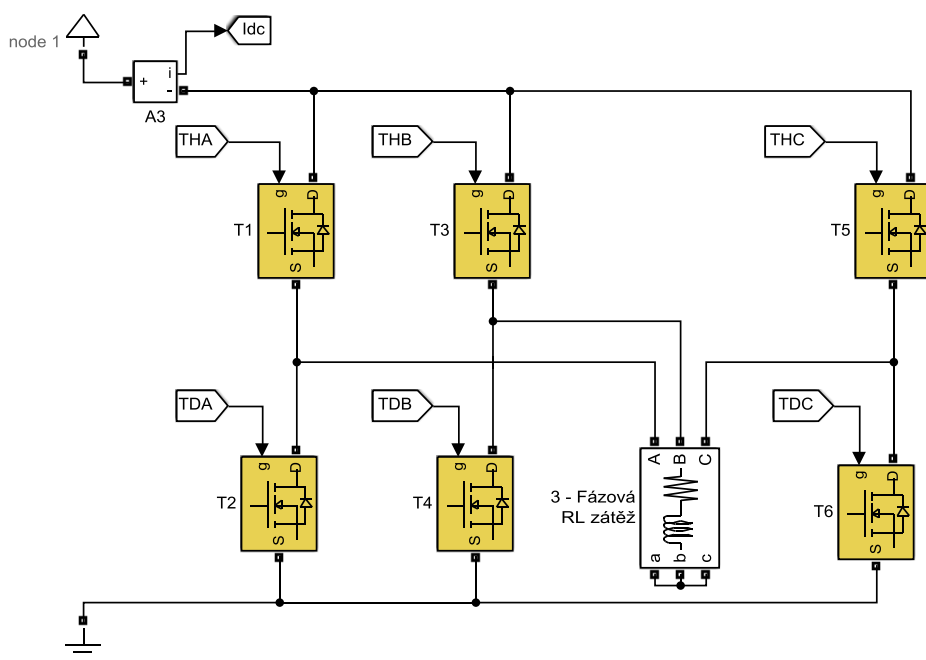
V dalším kroku došlo k realizaci napěťového meziobvodu s *LC filtrem*. Ten je tvořen standardními bloky *pasivních RLC* prvků, v našem případě tedy tlumivkou s indukčností $L_{dc} = 0,7 \text{ mH}$, kapacitou $C_{dc} = 4,5 \text{ mF}$ (*elektrolytický kondenzátor*) a $C_{dc2} = 120 \mu\text{F}$ (*bezindukční svitkový kondenzátor MKP*). Hodnoty dílčích kapacit byly zvoleny předem s ohledem na vypočtenou kritickou kapacitu C_{krit} . Do meziobvodu jsou také opět zavedeny měřící odbočky proudu *A1* (*měření proudu elektrolytickým kondenzátorem*) a *A5* (*měření zvlněného proudu tlumivkou*). Informaci o napětí pak



Obrázek 3.13-1: Napájecí část modelu střídače vč. napětového meziobvodu.

získáváme pomocí měřícího bloku *V2* na elektrolytickém kondenzátoru. Tím je vyřešen také napětový meziobvod.

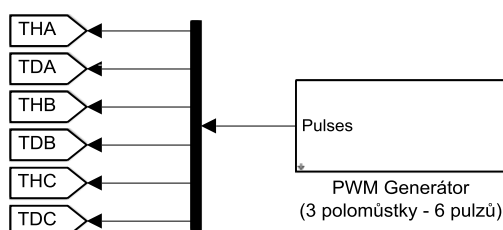
V následující části byl realizován *3-fázový spínací můstek*, viz Obrázek 3.13-2. Ten zde ovšem není tvořen tranzistory *IGBT* ale šesticí tranzistorů *MOSFET* s implementovanými nulovými diodami. Typ spínacího tranzistoru však nemá na výsledek simulace žádný vliv. Dle zadaných parametrů střídače (*výstupní napětí a výkon, účinnost*) bylo dále nutné stanovit hodnoty prvků *pasivní 3-fázové RL zátěže*.



Obrázek 3.13-2: Spínací část modelu střídače vč. třífázové zátěže.

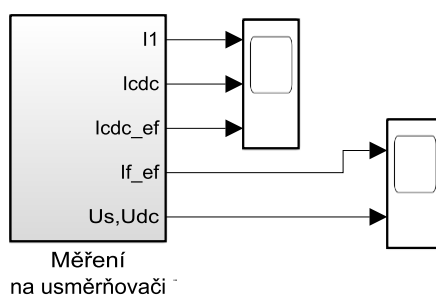
Ta je zde zapojena do *hvězdy* a svým *odporově-indukčním charakterem* simuluje parametry zátěže reálné, tedy *asynchronního motoru*. Samotný výpočet hodnoty odporu a indukčnosti na fázi byl proveden přímo ve zdrojovém kódu programu *MATLAB*. V této části modelu navíc opět nalezneme měřící odbočku proudu *A3* (měření proudu „*drainem*“ spínacích tranzistorů).

K uvedení vytvořeného modelu *střídače* do provozu je však ještě zapotřebí zajistit generaci řídicích signálů do všech 6 *hradel* tranzistorů *MOSFET*. Tuto funkci v našem případě zastává implementovaný *programovatelný PWM Generátor*, který běží v režimu 3 *polomůstek* a 6 *výstupních pulzů*, viz *Obrázek 3.13-3*. Výstup generátoru byl nastaven následovně: $f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$, $f_{1.h} = 50 \text{ Hz}$, $M = 1$.



Obrázek 3.13-3: Programovatelný generátor řídicích signálů.

V posledním kroku bylo řešeno vhodné zpracování a vykreslení měřených veličin. K tomuto účelu slouží 2 standardní osciloskopické bloky *Scope* s nastavitelným počtem vstupních kanálů, viz *Obrázek 3.13-4*. Některé měřené veličiny však bylo nutné před jejich zpracováním převést na efektivní hodnotu. Tuto funkci zde plní sub-bloky *RMS*, které jsou dílčí součástí hlavního bloku „*Měření na usměrňovači*“.



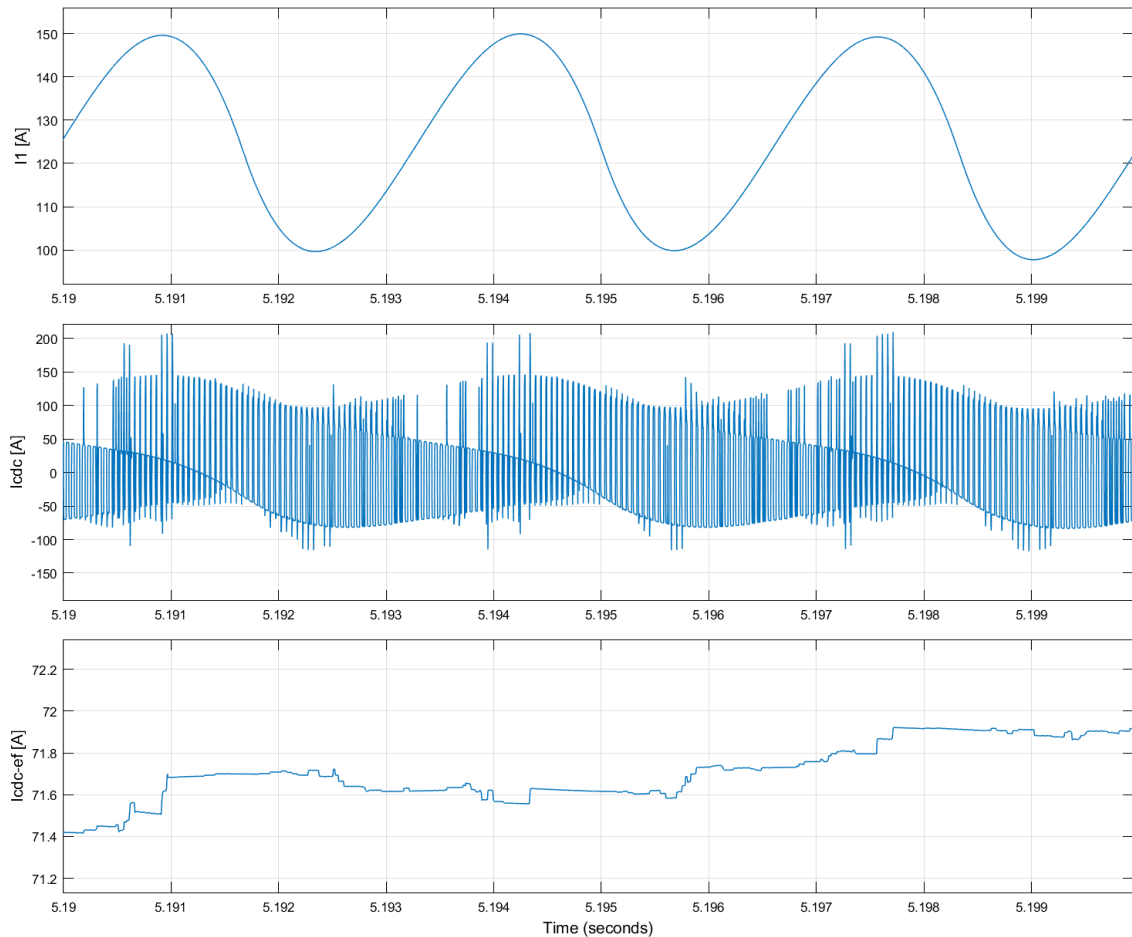
Obrázek 3.13-4: Bloky zpracování a vykreslení měřených veličin.

Před zahájením samotné simulace je ovšem ještě nutné ve zdrojovém kódu programu nadefinovat všechny použité proměnné, nastavit délku simulace a délku výpočtového kroku. V našem případě byla nastavena délka simulace na hodnotu 6 *sekund* (za účelem ustálení všech *přechodných jevů*) a délka výpočtového kroku na hodnotu $5 \cdot 10^{-4}$ *sekundy*.

Nyní již bylo možné simulaci spustit, vykreslené průběhy proudů a napětí srovnat s průběhy očekávanými a posléze případně doladit zadané vstupní parametry.

Výsledky simulace

Účelem celé realizované simulace bylo zejména vykreslení průběhu *efektivní hodnoty* proudu filtračním *elektrolytickým* kondenzátorem. Výsledné nasimulované průběhy proudů I_1 , I_{cdc} a I_{cdc_ef} (po ustálení) jsou uvedeny na Obrázku 3.13-5 níže.



Obrázek 3.13-5: Výsledné průběhy proudů simulace silového obvodu.

Z vykresleného průběhu I_1 je patrné, že hodnota *středního proudu tlumivkou* přibližně odpovídá vypočtené hodnotě $I_d = 120$ A. Následný průběh I_{cdc} zobrazuje předpokládaný pulzní charakter proudu elektrolytickým kondenzátorem v závislosti na spínacím kmitočtu. Posledním a nejdůležitějším průběhem je však *celkový efektivní proud elektrolytickým kondenzátorem* I_{cdc_ef} , který dosahuje přibližné průměrné hodnoty 71,7 A. V simulaci byl naměřen také *celkový efektivní proud kondenzátorem bezindukčním*, ten však dosahoval hodnoty znatelně nižší, přibližně 18 A. Jeho měření proběhlo naprosto identicky, blok A1 byl pouze přemístěn do vedlejší větve s C_{dc2} .

Nyní je již možné přejít k volbě vhodných kondenzátorů. Z katalogu výrobce UNITED CHEMI-CON byly vybrány *elektrolytické kondenzátory 1,5 mF/400 V* z výrobní série U91F. Při dodržení maximálního katalogového efektivního proudu

I_{C_RMS} je při maximální okolní teplotě $105\text{ }^{\circ}\text{C}$ garantovaná životnost kondenzátorů $5\ 000$ hodin. Jedná se tedy o léty ověřeného výrobce a velmi kvalitní kondenzátory. Jelikož je ale pro naše účely *maximální dovolené provozní napětí* $U_{DCmax} = 400\text{ V}$ nedostačující, je vždy nezbytné řadit *dva kondenzátory do série*. Tim získáme dvojnásobné dovolené provozní napětí U_{DCmax} , avšak hodnota výsledné kapacity poklesne na polovinu ($0,75\text{ mF}/800\text{ V}$). K získání předem zvolené kapacity $4,5\text{ mF}$ je proto nutné použít *6 sériových dvojic* kondenzátorů řazených *paralelně*, celkem tedy *12 kusů*. Z katalogového listu výrobce byl dále odečten maximální efektivní proud kondenzátorem $I_{C_RMS} = 5,8\text{ A}$. Tato hodnota odpovídá frekvenci zvlněného proudu 120 Hz a okolní teplotě $105\text{ }^{\circ}\text{C}$. V našem případě však uvažujeme nejnižší a nejkritičtější frekvenci spektra zvlněného proudu 300 Hz (*frekvence za 6-pulsním usměrňovačem*) a maximální okolní teplotu $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ (*teplota plošného spoje*). Jelikož s rostoucí frekvencí proudu a s klesající teplotou okolí hodnota I_{C_RMS} roste, je dle katalogu výrobce možné zavést oba korekční koeficienty: $k_f = 1,16$, $k_t = 1,94$. Tím maximální hodnota I_{C_RMS} vzroste až na 13 A ($5,8 \cdot 1,16 \cdot 1,94$). Předpokládaných *6 sériových dvojic* zapojených *paralelně* je tedy schopno dodat maximální efektivní proud 78 A . S ohledem na přehnaně kriticky stanovenou teplotu plošného spoje a výsledek simulace pouhých $71,7\text{ A}$, kde *majoritní část* celkového efektivního proudu tvořily zejména *spínací pulzy o frekvenci až 20 kHz* ($k_f = 1,41$), je předpokládaná sestava elektrolytických kondenzátorů zcela dostačující. [11]

Závěrem je však ještě nutné zvolit kondenzátory *bezindukční*. Ty plní nezastupitelnou roli z hlediska omezení napěťových překmitů při vypínání výkonových tranzistorů, způsobených parazitní indukčností smyčky „*filtrační kondenzátor – tranzistor IGBT – nulová dioda*“. K zajištění požadovaného efektu je ovšem nutné umístit bezindukční kondenzátory *co nejbliže ke svorkám polomůstků*, případně použít tzv. *nízkoindukční „sendvičové“* propojení obou prvků. Z katalogu výrobce VISHAY byly vybrány *svitkové kondenzátory MKP 40 $\mu\text{F}/900\text{ V}$* z výrobní série *MKP1848*. Při dodržení maximálního katalogového efektivního proudu I_{C_RMS} je při maximální okolní teplotě $85\text{ }^{\circ}\text{C}$ garantovaná životnost kondenzátorů přibližně $20\ 000$ hodin. Jedná se tedy opět o velmi kvalitní kondenzátory. V tomto případě je však pro naše účely *maximální dovolené provozní napětí* $U_{DCmax} = 900\text{ V}$ zcela dostačující. K získání předem zvolené kapacity $120\text{ }\mu\text{F}$ tedy postačí pouze *3 kusy* kondenzátorů zapojených *paralelně*. Z katalogového listu výrobce byl dále odečten maximální efektivní proud kondenzátorem $I_{C_RMS} = 17\text{ A}$. Tato hodnota odpovídá frekvenci zvlněného proudu 10 kHz a okolní teplotě $85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Předpokládané *3 kusy bezindukčních* kondenzátorů zapojené *paralelně* jsou tedy schopny dodat maximální efektivní proud 51 A . S ohledem na výsledek simulace, kde efektivní proud bezindukčním kondenzátorem dosahoval přibližné hodnoty 18 A , je uvedená sestava svitkových kondenzátorů téměř *3x naddimenzována* a zcela vyhovující. [12]

3.14 Návrh vyvažovacích odporů meziobvodu

V předchozí kapitole 3.13 byly zvoleny jak *vysokokapacitní elektrolytické*, tak i *nízkokapacitní svitkové* kondenzátory meziobvodu. Jak již bylo řečeno, *elektrolytické kondenzátory* je nutné řadit z důvodu nižšího dovoleného provozního napětí do *série*. Tím však nastává problém s *nerovnoměrným rozložením napětí* na oba kondenzátory. Tento jev je způsoben zejména *neidentickým svodovým proudem (parazitním paralelním odporem)* a *neidentickou hodnotou kapacity* každého dílčího kusu – dáno výrobou. Kondenzátory je ale možné pomocí měření třídít na co nejvíce totožné dvojice. Uvedené dva parametry jsou však vlivem stárnutí dielektrika značně pohyblivé a nelze tedy spoléhat pouze na třídění. Z hlediska spolehlivosti je proto nutné zařadit *paralelně* ke každému *elektrolytickému* kondenzátoru tzv. *vyvažovací odpor*.

Vzhledem k plánovanému uspořádání prvků na silové desce bude *12 kusů elektrolytických* kondenzátorů rozděleno do dvou větví (*6 kusů na 1 větev*). Každá dílčí větev pak obsahuje pouze *2 centrální vyvažovací odpory*. K určení potřebné jmenovité hodnoty a Wattáže odporů je však zprvu nutné stanovit *celkový svodový proud 1 větve (3 sériové dvojice kondenzátorů zapojené paralelně)* [11]:

$$I_{csv}[mA] = 9 \cdot \sqrt{C_n \cdot U_{DCmax}} = 9 \cdot \sqrt{1500 \cdot 10^{-6} \cdot 400} = \underline{7 \text{ mA}} \quad (3.14 - 1)$$

Abychom docílili požadovaného vyvažovacího efektu, je nutné zajistit hodnotu proudu vyvažovacími odpory nejlépe *5x vyšší*.

Výpočet potřebné hodnoty odporu:

$$R_v = \frac{U_d/2}{5 \cdot I_{csv}} = \frac{540/2}{5 \cdot 7 \cdot 10^{-3}} = \underline{7,7 \text{ k}\Omega} \quad (3.14 - 2)$$

Z řady *E6* byl zvolen výkonový odpor *10 kΩ*. Tím získáme vyvažovací proud přibližně *4x I_{csv}*, což ale zcela jistě dostačuje. Dále stanovíme potřebnou Wattáž:

$$P_{Rv} = \frac{(U_d/2)^2}{R_v} = \frac{(540/2)^2}{10\,000} = \underline{7,3 \text{ W}} \quad (3.14 - 3)$$

Z katalogu firmy ARCOL byly vybrány *výkonové odpory 10k/25 W* z výrobní série *HS25*. Hlavní předností uvedených odporů je zejména snadná montáž na chladič prostřednictvím šroubových spojů, což je v našem případě žádoucí. K umístění vyvažovacích odporů na centrální chladič jsme přistoupili zejména z důvodu značných tepelných ztrát, až *14,6 W/větev*. Tímto krokem tedy zamezíme zbytečnému prohřívání polygonového plošného spoje a tím i prohřívání elektrolytických kondenzátorů. Jakékoliv snížení teploty kondenzátorů totiž prospívá jak jejich maximální životnosti, tak i maximální dovolené hodnotě jejich efektivního proudu.

3.15 Návrh nabíjecího obvodu

Přímé připojení *velké nenabitě kondenzátorové baterie* k napětí $U_d = 540 \text{ V}$ představuje vzhledem k principu funkce kondenzátoru značné riziko. V okamžiku připojení napětí totiž mohou nabývat proudy kondenzátorem téměř *zkratových hodnot*. Taková situace následně vede buď k okamžitému vybavení jistících prvků v přívodu, nebo k okamžité destrukci celé kondenzátorové baterie. Z uvedeného důvodu je tedy nutné zajistit *pozvolné kontrolované nabití* kondenzátorové baterie prostřednictvím *nabíjecího obvodu „soft start“*.

Tento obvod bude v našem případě řešen *kombinací výkonového odporu v sérii s tlumivkou meziobvodu a výkonového zkratovacího relé*. Zařazením výkonového odporu dojde k požadovanému *omezení počátečního nabíjecího proudu* na námi definovanou přijatelnou hodnotu. Po odeznění počátečního nabíjecího cyklu je pak odpor *přemostěn* pomocí zkratovacího relé. Celý proces nabíjení je však nutné provádět v *nezatíženém stavu*, tedy bez připojené zátěže na výstupu střídače. V první řadě tedy volíme *přijatelnou hodnotu nabíjecího proudu* na přibližně 5 A . Nyní je možné stanovit hodnotu výkonového odporu:

$$R_{nab} = \frac{U_d}{I_{nab}} = \frac{540}{5} = \underline{108 \Omega} \quad (3.15 - 1)$$

Z řady *E6* byl zvolen výkonový odpor 100Ω . Dále stanovíme potřebnou Wattáž na základě *celkové energie*, nutné k nabití kondenzátorové baterie. Při výpočtu uvažujeme plné nabití za dobu přibližně 3τ (*kde* $\tau = R_{nab} \cdot C_c$) a celkovou kapacitu meziobvodu $4,62 \text{ mF}$ (vč. *svitkových kondenzátorů*):

$$E_{Rnab} = \frac{1}{2} \cdot C_c \cdot U_d^2 = \frac{1}{2} \cdot 4,62 \cdot 10^{-3} \cdot 540^2 = \underline{674 \text{ J}} \quad (3.15 - 2)$$

$$P_{Rnab} = \frac{E_{Rnab}}{3 \cdot R_{nab} \cdot C_c} = \frac{674}{3 \cdot 100 \cdot 4,62 \cdot 10^{-3}} = \underline{486 \text{ W}} \quad (3.15 - 3)$$

Dle výsledku je tedy požadovaná Wattáž obrovská. Jelikož se ale jedná o velmi krátký výkonový pulz (*cca 1,4 sekundy*), je možné výkonový odpor značně *poddimenzovat*. Z katalogu firmy ARCOL byl proto vybrán *výkonový odpor 100R/50 W* z výrobní série *HS50*. Zvolený odpor je tedy přibližně *10x poddimenzován* a s ohledem na značný ztrátový výkon umístěn na centrální chladič. Závěrem bylo z katalogu firmy TE CONNECTIVITY vybráno *zkratovací relé*. Jedná se o výrobní sérii *EV 200* s maximálním jmenovitým proudem až 500 A . Jeho ovládání je podřízeno *analogovému komparátoru s hysterezí*, který vyhodnotí úroveň nabití (*měření napětí meziobvodu*) a následně relé sepne. S ohledem na výrobcem uvedené parametry je toto relé schopné sloužit také jako odpojovač, čehož využíváme u *bezpečnostního odpojovače* v sérii s nabíjecím obvodem.

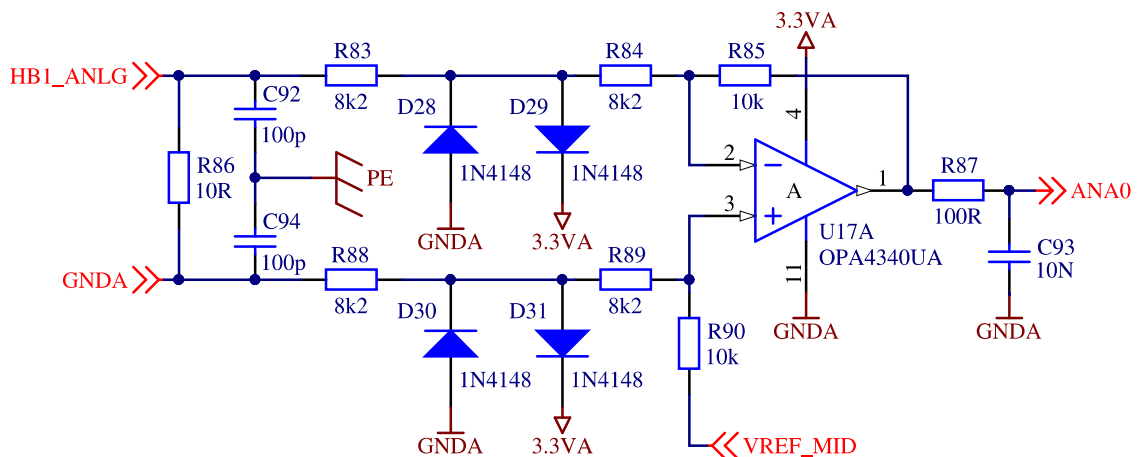
3.16 Návrh měření proudu na výstupu střídače

S ohledem na námi zvolenou metodu *skalárního řízení asynchronního motoru s podřízenou proudovou smyčkou* je nezbytné realizovat měření proudu na výstupních svorkách střídače. K tomuto účelu je možné využít několik nejužívanějších principů měření, důležité je však zohlednit případnou nutnost galvanického oddělení silových obvodů od obvodů řídicích.

Jelikož je právě v našem případě galvanické oddělení vyžadováno, byla z katalogu výrobce LEM vybrána proudová čidla *LF 210-S* s udávanou přesností měření $0,2\%$ a s jmenovitou hodnotou primárního proudu $I_{PN} = 200\text{ A}$. Jedná se o čidla *kompenzovaná* (s proudovým výstupem), pracující na principu Hallova jevu. Dle *1. Kirchhoffova zákona* však není nutné měřit proud ve všech 3 výstupních fázích, z toho důvodu je střídač osazen pouze 2 proudovými čidly (proud 3. fáze je pak softwarově dopočten). Proudový výstup čidel (vysoce odolný vůči rušení) je dále veden k analogovým diferenčním vstupům řídicí desky, kde jsou již umístěny měřicí odpory $10\ \Omega$. Pokud tedy uvažujeme maximální primární proud čidlem $I_P = 200\text{ A}$ a výrobcem udávaný převod $p = 2000:1$, získáme na uvedeném měřicím odporu $R_{M(86)}$ úbytek napětí viz vztah 3.16-1. [14]

$$U_{R_{M(86)}} = \frac{I_P}{p} \cdot R_{M(86)} = \frac{200}{2000} \cdot 10 = \underline{1\text{ V}} \quad (3.16 - 1)$$

Jelikož je maximální výstupní napětí operačního zesilovače omezeno na pouhých $3,3\text{ V}$ (dáno jeho napájecím napětím) a vstup OZ uměle posunut referenčním napětím $V_{REF_MID} = 1,65\text{ V}$, je nutné tyto podmínky zohlednit při volbě zesílení A_U . Postupnou iterací byly hodnoty odporů zvoleny následovně (viz *Obrázek 3.16*):



Obrázek 3.16: Zapojení analogového diferenčního vstupu řídicí desky – měření proudu.

Je patrné, že schéma zapojení obsahuje několik dalších prvků, viz diody *1N4148* (určené k zamezení většího rozkmitu vstupního napětí), kondenzátory *C92* a *C94* (svedení rušivého signálu na zem) a výstupní *RC filtr* (sloužící jako dolní propust).

Nyní výpočtem ověříme, zda byly odpory definující zesílení A_U zvoleny vhodně:

$$U_{O(I+)} = V_{REF_MID} - U_{R_{M(86)}} \cdot \frac{R_{85}}{R_{83} + R_{84}} = 1,65 - 1 \cdot \frac{10}{8,2 + 8,2} = \underline{1,04 V} \quad (3.16 - 2)$$

$$U_{O(I-)} = V_{REF_MID} + U_{R_{M(86)}} \cdot \frac{R_{85}}{R_{83} + R_{84}} = 1,65 + 1 \cdot \frac{10}{8,2 + 8,2} = \underline{2,26 V} \quad (3.16 - 3)$$

Je zřejmé, že při kladné i záporné polaritě vstupního napětí OZ nabývá výstupní napětí U_O dovolených hodnot (v rozmezí 0 až 3,3 V).

3.17 Návrh měření napětí meziobvodu

Zejména z bezpečnostních důvodů je další nezbytnou snímanou veličinou *napětí na stejnosměrném meziobvodu*. Informace o napětí nám totiž umožňuje vhodně reagovat jak na případné podpětí v síti, tak i na přepětí způsobené změnou režimu chodu asynchronního motoru (přechod z motorického do generátorického režimu). V našem případě je stav výraznějšího podpětí řešen okamžitou deaktivací PWM (odpojením zátěže) a stav přepětí sepnutím přídatného brzdového odporu.

S ohledem na požadavek kompletního galvanického oddělení silových částí (viz předchozí kapitola) bylo opětovně zvoleno čidlo z katalogu výrobce LEM s typovým označením *LV 25-P*. Jedná se o napětěvé kompenzované čidlo (proudový vstup i výstup) s udávanou přesností měření 0,9 %, pracující na principu Hallova jevu. Proudový výstup čidla (vysoce odolný vůči rušení) je stejně jako u čidel proudu veden k analogovému diferenčnímu vstupu řídicí desky, kde je již umístěn měřicí odpor 100 Ω. Před výpočtem vhodného zesílení operačního zesilovače je však nejdříve nutné převést maximální uvažované napětí meziobvodu U_{max} na maximální primární proud čidla $I_{Pm} = 15 \text{ mA}$ pomocí předřadného odporu, viz vztah 3.17-1. [15]

$$R_{PR} = \frac{U_{max}}{I_{Pm}} = \frac{900}{15 \cdot 10^{-3}} = \underline{60 \text{ k}\Omega} \quad (3.17 - 1)$$

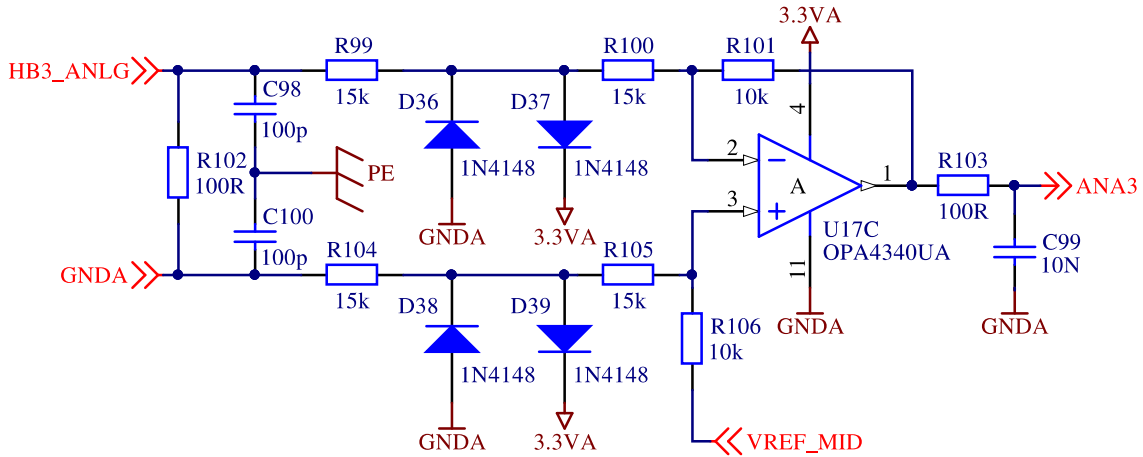
Výpočet ztrátového výkonu odporu R_{PR} (při $U_d = 540 \text{ V}$):

$$P_{R_{PR}} = \frac{U_d^2}{R_{PR}} = \frac{540^2}{60\,000} = \underline{5 \text{ W}} \quad (3.17 - 2)$$

S ohledem na napětěvou bezpečnost a z důvodu malé potřebné montážní plochy na DPS byly zvoleny 4 ks radiálních předřadných odporů 15k/7 W zapojených do série. Je zřejmé, že jsou zvolené odpory až 5x výkonově naddimenzovány, což zamezí zbytečnému ohřevu polygonu silové desky (lepší odvod tepla z pouzdra odporu s vyšší Wattáží). Nyní jsme opět schopni stanovit úbytek napětí na měřicím odporu $R_{M(102)}$ při výrobcem udávaném převodu čidla $p = 1000:2500$:

$$U_{R_{M(102)}} = I_{Pm} \cdot p \cdot R_{M(102)} = 15 \cdot 10^{-3} \cdot 2,5 \cdot 100 = \underline{3,75 \text{ V}} \quad (3.17 - 3)$$

Vyjma odporů definujících zesílení OZ a hodnoty měřícího odporu $R_{M(102)}$ je zapojení analogového diferenčního vstupu pro měření napětí zcela totožné jako v případě vstupů pro měření proudu, viz *Obrázek 3.17*.



Obrázek 3.17: Zapojení analogového diferenčního vstupu řídicí desky – měření napětí.

Hodnoty odporů definujících zesílení A_U byly opět zvoleny na základě postupné iterace. Správnost jejich volby nyní ověříme výpočtem:

$$U_O = V_{REF_MID} - U_{R_{M(102)}} \cdot \frac{R_{101}}{R_{99} + R_{100}} = 1,65 - 3,75 \cdot \frac{10}{15 + 15} = \underline{0,4 \text{ V}} \quad (3.17 - 4)$$

Jelikož napětí na stejnosměrného meziobvodu nabývá pouze jedné polaroty, je výstupní napětí OZ určeno pouze tímto vztahem. Dle výpočtu se uvedené napětí U_O pohybuje v mezích dovolených hodnot (0 až 3,3 V).

3.18 Návrh reléového ekonomizéru

Již ze základů elektrodynamiky je nám znám obecný fakt, že standardní elektromagnet potřebuje o mnoho více energie k přitahu kotvy (břemena), než k jejímu samotnému držení. Většina výrobců výkonových relé/stykačů tohoto poznatku aktivně využívá ke snížení spotřeby energie. Jelikož však námi zvolené zkratovací relé a bezpečnostní odpojovač neobsahuje ani přídavnou přídržnou cívku, ani snižovač přídržného napětí na bázi PWM, je vhodné jej opatřit přídavným ekonomizérem.

Princip námi konstruovaného ekonomizéru spočívá v dodání dostatečně velkého proudového pulzu (energie) k sepnutí relé a následném proudovém omezení prostřednictvím sériového odporu. V první řadě bylo nutné tyto hodnoty změřit jak při chladné, tak i zahřáté cívce.

Nejkritičtější naměřené hodnoty: $I_{RK_PEAK} = 1,3 \text{ A}$, $I_{RK_HOLD} = 0,2 \text{ A}$, $R_{COIL} = 3 \Omega$.

Dle výrobce je maximální doba přitahu kotvy $t_{INRUSH} = 130 \text{ ms}$. Uvažujeme, že po tuto dobu je nezbytné udržet hodnotu proudu nad naměřenou mezí 1,3 A. [16]

Nyní již lze přejít k samotnému návrhu obvodu ekonomizéru. S ohledem na velmi malý odpor cívky relé nejdříve stanovíme hodnotu odporu R_6 , určeného k omezení prvotního proudového pulzu (s rezervou uvažujeme $I_{R_PEAK} = 2,15 A$):

$$R_6 = \frac{U_Z}{I_{R_PEAK}} - R_{COIL} = \frac{24}{2,15} - 3 = \underline{8,2 \Omega} \quad (3.18 - 1)$$

Dále vypočteme hodnotu sériového odporu, určeného k omezení přídržného proudu (s rezervou uvažujeme $I_{R_HOLD} = 0,34 A$):

$$R_{OM} = \frac{U_Z}{I_{R_HOLD}} - R_{COIL} - R_6 = \frac{24}{0,34} - 3 - 8,2 = \underline{60 \Omega} \quad (3.18 - 2)$$

Stanovení ztrátového výkonu odporů:

$$P_{R_6} = R_6 \cdot I_{R_HOLD}^2 = 8,2 \cdot 0,34^2 = \underline{1 W} \quad (3.18 - 3)$$

$$P_{R_{OM}} = R_{OM} \cdot I_{R_HOLD}^2 = 60 \cdot 0,34^2 = \underline{7 W} \quad (3.18 - 4)$$

Zvolené hodnoty odporů: $R_6 = 8R2/5 W$; $R_{OM} = R_3 // R_4 // R_5 = 3 \times 180R/5 W$

Je zřejmé, že odpor R_6 bude při prvotním proudovém pulzu namáhán až *38 Watty*. Jedná se však o velmi krátký časový interval, který zvolený *5 Wattový* odpor bez problému vydrží. Dále byly zvoleny *aktivní prvky* obvodu (dioda, tranzistor NPN):

Tranzistor BD439: $I_C = 4 A$, $U_{CE} = 60 V$, $U_{BE} = 0,8 V$; $h_{21E} = 100$

Dioda UF5408: $I_F = 3 A$, $U_{RRM} = 1000 V$, $t_{rr} = 75 ns$

Nyní vypočteme potřebný bázevý proud tranzistoru (sepnutí do saturace):

$$I_B = \frac{I_{C(s)}}{h_{21E}} = \frac{5}{100} = \underline{50 mA} \quad (3.18 - 5)$$

Výpočet bázevého odporu (proud odporem $R_2 = 1 k\Omega$ lze zanedbat):

$$R_1 = \frac{U_Z - U_{BE}}{I_B} = \frac{24 - 0,8}{50 \cdot 10^{-3}} = \underline{470 \Omega} \quad (3.18 - 6)$$

S ohledem na maximální uvedenou dobu přitahu kotvy byla zvolena časová konstanta RC členu $\tau = 160 ms$. Dále určíme potřebnou kapacitu kondenzátoru:

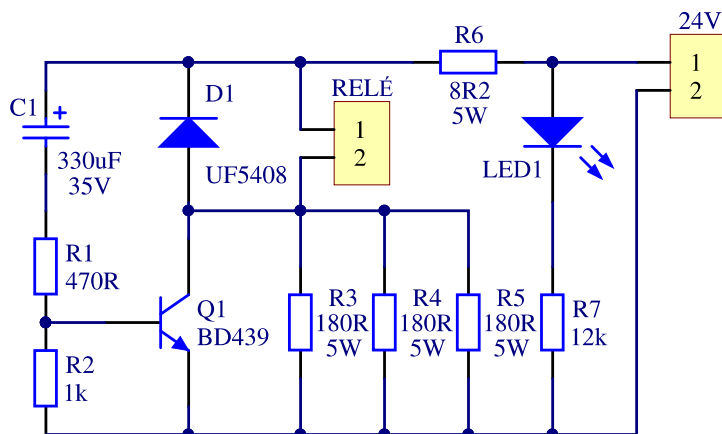
$$C_1 = \frac{\tau}{R_1} = \frac{160 \cdot 10^{-3}}{470} = \underline{330 \mu F} \quad (3.18 - 7)$$

Na závěr ještě ověříme, zda je nastavený časový interval přitahu dostatečný:

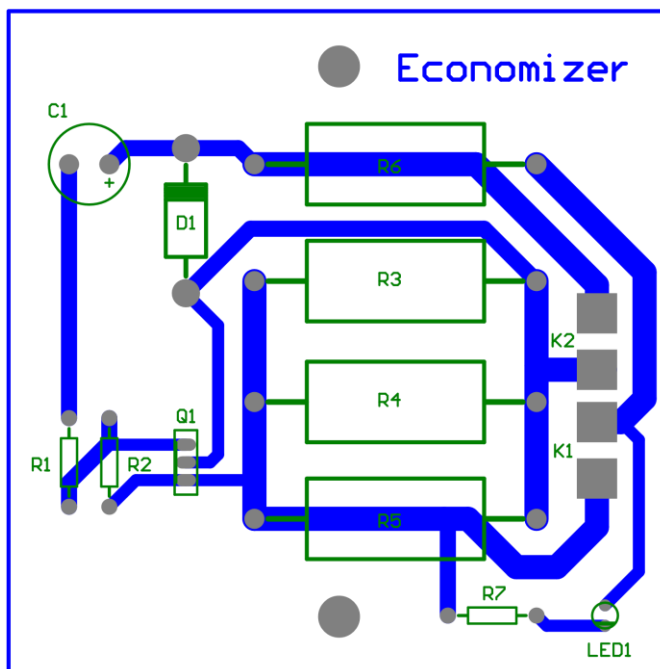
$$i_C(t) = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot h_{21E} = \frac{24 - 0,8}{470} \cdot e^{-\frac{130}{160}} \cdot 100 = \underline{2,2 A} \quad (3.18 - 8)$$

Jelikož je proud kolektorem v době $t = 130 ms$ stále dostatečně velký, nastavení

prvků RC členu vyhovuje. Po fyzickém zhotovení ekonomizéru bylo dále provedeno několik dodatečných měření, při nichž byla jeho funkce úspěšně ověřena. Vlivem jeho implementace do obvodu byl snížen odběr relé v sepnutém stavu velmi razantně, a to přibližně z 200 W na pouhých 8 W (25x). Tím značně poklesly výkonové nároky na napájecí zdroj.



Obrázek 3.18-1: Schéma zapojení reléového ekonomizéru.



Obrázek 3.18-2: Reléový ekonomizér – deska plošných spojů.

4 KONSTRUKCE STŘÍDAČE

Obecně lze říci, že náročnost konstrukce každého elektrického zařízení závisí zejména na hodnotě výkonu a na hodnotě napájecího napětí, které toto zařízení zpracovává. Jelikož se v našem případě jedná právě o zařízení s výstupním výkonem až $62,5 \text{ kW}$, bylo nutné fyzické rozložení dílčích komponent důkladně promyslet.

Základ našeho střídače je tvořen nosnou kovovou konstrukcí, na kterou je připevněna kompletní chladicí jednotka o hmotnosti přibližně 20 kg , viz *Příloha 3*. Na obrovskou chladicí plochu 1800 cm^2 jsou zde osazeny veškeré komponenty s nejvyššími ztrátovými výkony (moduly IGBT, usměrňovací můstek a vyvažovací odpory, nabíjecí odpor). V těsné blízkosti modulů IGBT je navíc osazen bimetalový termostat, jenž v případě překročení teploty žebra 90° C zablokuje řízení PWM a tím odpojí zátěž. Jako nosný prvek dvou čidel proudu byl vybrán aerodynamický tunel z plexiskla, do kterého jsou tato čidla přišroubována. Kabeláž čidel vč. termostatu je dále umístěna do teplem smršťovatelné bužírky s odolností 120° C a vedena na povrchu chladicího žebra pod deskami plošných spojů.

Rozmístění desek po ploše chladicí jednotky je vyobrazeno v *Příloze 4*. Za účelem kvalitního galvanického oddělení byly obvody střídače rozděleny na *dvě samostatné DPS* (silová deska, přízpusobovací deska), které jsou vzájemně odděleny 5 mm vzduchovou mezerou. Obě desky jsou pak k chladicí jednotce upevněny prostřednictvím kovových distančních sloupků. K zajištění důkladné elektrické izolace mezi silovou deskou a hliníkovým žebrem chladiče však bylo nutné oddělit kovové distanční sloupky od plochy silové DPS 5 mm polyamidovými podložkami.

Z *Přílohy 4* je taktéž patrná celková koncepce silové desky. Po levé straně je umístěno zkratovací relé a bezpečnostní odpojovač, na jejichž pouzdře jsou pak přímo osazeny reléové ekonomizéry. Vlevo nahoře se dále nachází 6 – pulsní usměrňovač, jehož kladný výstupní pól je vyveden na výkonovou svorku pro tlumivku. Velkokapacitní elektrolytické kondenzátory jsou zde rozděleny do dvou paralelních větví (6 ks vlevo, 6 ks vpravo), z nichž každá má své vlastní vyvažovací odpory. V pravém dolním rohu silové desky je pak umístěna další výkonová svorka, která je tentokrát určena k připojení záporného pólu brzděného odporu. Ve střední části silové desky se již nacházejí výkonové moduly IGBT. Jejich vodivé spojení s DPS je stejně jako u usměrňovače realizováno prostřednictvím *mosazných šroubů M6*. Šrouby z mosazi (M8) jsou použity také u výkonových výstupních/vstupních svorek. V bezprostřední blízkosti výkonových modulů jsou dále osazeny veškeré přídatné odpory *Gate*, všechny 3 bezindukční kondenzátory MKP a napěťové čidlo LEM (spolu se 4 radiálními měřicími odpory). Výstup napěťového čidla je posléze vyveden pomocí 8 pinového hřebínkového konektoru k přízpusobovací desce.

Silová deska je celkově navržena ve formě polygonu, kdy horní vrstva DPS představuje napájecí pól kladný a spodní vrstva pól záporný. Tím je dosaženo

značného snížení indukčnosti vodivého spoje mezi bezindukčními kondenzátory a výkonovými moduly, značného snížení proudové hustoty (snížení tepelných ztrát) a výrazného navýšení vychlazovací plochy. Silová deska byla zhotovena na zakázku firmou *Printed.cz* jako *pozlacená, bez nepájivé masky* (z důvodu velkých rozměrů DPS), na nosném materiálu *FR4* o tloušťce *2 mm* a tloušťce mědi *105 μm*.

Koncepce desky přizpůsobovací je tentokrát vyobrazena na *Obrázku 4*. V levé horní části desky je osazen již zmíněný propojovací konektor z napěťového čidla, který je dále veden k analogovému komparátoru nabíjecího obvodu (operační zesilovač kousek pod konektorem). Výstupu komparátoru je pak podřízeno jedno ze 3 jazýčkových relé umístěných v levém dolním rohu. Tato relé jsou určena ke spínání výkonového zkratovacího relé, výkonového bezpečnostního odpojovače a ke spínání ventilátorů. Je patrné, že značnou část plochy desky zabírají 3 průmyslové spínané zdroje, jež zajišťují napájení veškerých nízkonapěťových obvodů. Abychom zabránili případnému vybavení jističe vlivem značného nárazového zapínacího proudu zdrojů, byl každý zdroj na vstupu opatřen *termistorem NTC* o hodnotě *22R*. V sérii s termistorem jsou pak standardně osazeny tavné pojistky *typu T*, jejichž jmenovité hodnoty stanovuje výrobce. Zmíněné termistory včetně pojistek můžeme nalézt v pravém dolním rohu vedle *průmyslového napájecího konektoru 230 V*. Horní část desky je již určena pro budiče *Skyper 32R*, které překlenují vytvořenou vzduchovou mezeru mezi oběma deskami a obě desky vzájemně propojují, viz *Příloha 5*. Tyto budiče jsou dokonale upevněny pomocí polyamidových distančních sloupků, čímž je zabráněno jejich nepřipustnému odpojení za provozu střídače. Pro nízkonapěťové signální a napájecí vstupy/výstupy byly zvoleny léty ověřené zacvakávací konektory *typu MOLEX*.



Obrázek 4: Realizovaná přizpůsobovací deska.

Při návrhu přizpůsobovací desky byl brán zřetel zejména na co nejefektivnější vzájemné oddělení digitálních a analogových obvodů, důkladné galvanické oddělení síťového napětí *230 V* od nízkonapěťových obvodů a na co nejvyšší odolnost desky

vůči vnějšímu rušení. Toho bylo v našem případě docíleno vhodným rozložením dílčích komponent po ploše desky, co nejkratšími signálními spoji vhodného tvaru (45° zkosa – omezení kapacit, spoje nekruhového tvaru – omezení vzniku vzduchových cívek), nesouběžným vedením analogových a digitálních obvodů (omezení vzájemných indukčností a kapacit), vyfrézováním drážky mezi síťové a nízkonapěťové obvody (galvanické oddělení vzduchovou mezerou) a vzájemně pospojovanými měděnými polygony svedenými na zemnicí svorku PE (vytvoření několika dílčích stínících ploch).

Prizpůsobovací deska byla opět zhotovena na zakázku firmou *Printed.cz* jako *pozlacená, se zelenou nepájivou maskou*, na nosném materiálu *FR4* o tloušťce *2 mm* a tloušťce mědi *35 μm*.

Kompletní schémata zapojení obou popisovaných desek jsou uvedena v Přílohách 1, 2.

K rozdělení obvodů střídače na desku silovou a prizpůsobovací však nebylo přistoupeno pouze z důvodu galvanického oddělení, ale též z důvodu minimalizace vzájemného rušení. Této minimalizace je v našem případě dosaženo umístěním prizpůsobovací desky do strany, tj. mimo silové obvody.

Nad uvedenou prizpůsobovací desku byla v poslední řadě umístěna deska řídicí, viz *Příloha 6*. Tato deska je opět upevněna pomocí kovových distančních sloupků, které navíc zajišťují vodivé spojení řídicí a prizpůsobovací desky se zemnicí svorkou PE. Abychom zamezili možnému rušivému vyzařování průmyslových spínaných zdrojů směrem vzhůru, byl dále mezi desku řídicí a prizpůsobovací vložen stínící plech z *feromagnetického materiálu*.

Veškeré zemněné komponenty/DPS jsou v našem případě vodivě spojeny s hliníkovým chladícím žebrem, které tvoří jakousi *zemnicí základnu*. Pro připojení *ochranného vodiče PE* je pak určen mosazný šroub M6 (zemnicí bod), který je pro snadné připojení umístěn vedle vstupních napájecích svorek střídače.

5 OŽIVENÍ STŘÍDAČE

Po kompletním sestavení každého elektrického zařízení je v poslední řadě nutné ověřit jeho funkčnost, tj. zařízení *oživit*. Tímto krokem je konstruktér schopen odhalit jak chyby v zapojení či řídicím programu, tak i případné nedostatky zařízení s ohledem na bezpečný provoz. Při ožívování zařízení je však nezbytné dbát veškerých bezpečnostních předpisů a užívat předepsaných ochranných pomůcek.

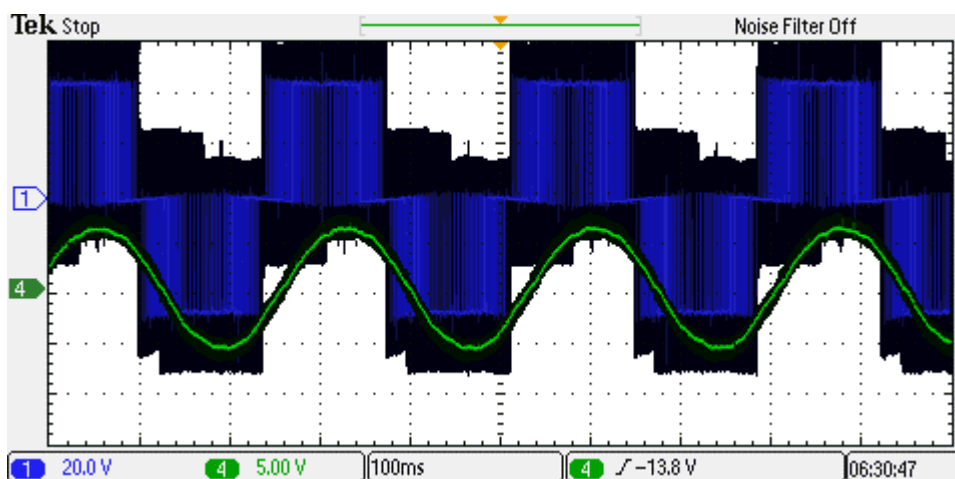
Jako první byla v našem případě ověřena funkčnost přizpůsobovací desky. Po připojení napájecího napětí 230 V došlo ke kontrole polarit veškerých výstupů, jež slouží k napájení řídicí desky, ventilátorů, stykačů, čidel proudu a napětí. Za pomoci externího zdroje byla dále provedena kontrola nastavených překlápěcích napěťových úrovní analogového komparátoru s hysterezí. Jelikož se během těchto úkonů nevyskytla žádná chyba ani výrazná odchylka, bylo již možné připojit desku řídicí k desce přizpůsobovací. Po jejím připojení a nakonfigurování pak bylo úspěšně odzkoušeno ovládání bezpečnostního stykače a spouštění soustavy ventilátorů.

Jako druhý v pořadí byl ověřen napěťový meziobvod. Před připojením napájecího napětí byla nejdříve provedena vizuální kontrola polarit veškerých komponent na silové desce. Za pomoci testeru konektivity byla deska dále otestována na případné zkratky mezi měděnými ploškami (zbytky cínu z pájení, zbytky z měděných vodičů apod.). Abychom byly schopni zabránit potenciálním destruktivním účinkům síťového napětí o amplitudě až 565 V , je silová deska napájena z *laditelného autotransformátoru*. Tím je možné napájecí napětí postupně zvyšovat a v případě nezvykle vysokého odběru proudu zařízení ihned odpojit. Napájecí napětí tedy bylo postupně zvyšováno na hodnotu cca 500 V , kdy již správně vybavil analogový komparátor a provedl zkratování nabíjecího odporu. Poté bylo napájecí napětí navýšeno až na jmenovitou hodnotu. Ověření proběhlo úspěšně.

Po nastavení vypočtených převodů napětí/proudu v programu řídicí desky bylo dále možné provést kontrolu čidel. V případě kontroly měření napětí bylo možné využít již zmíněného napěťového meziobvodu napájeného regulovatelným autotransformátorem. V případě kontroly měření proudu však bylo nutné využít externího regulovatelného proudového zdroje, jehož výstup byl protažen oběma kontrolovanými proudovými čidly. Ve jmenovitých měřících rozsazích všech tří čidel pak bylo nastaveno a odečteno několik dílčích hodnot napětí a proudů, z nichž byly dále stanoveny *offsety* (odchylky od vypočteného převodu). Jejich následnou implementací do programu řídicí desky byla poté přesnost měření značně zvýšena.

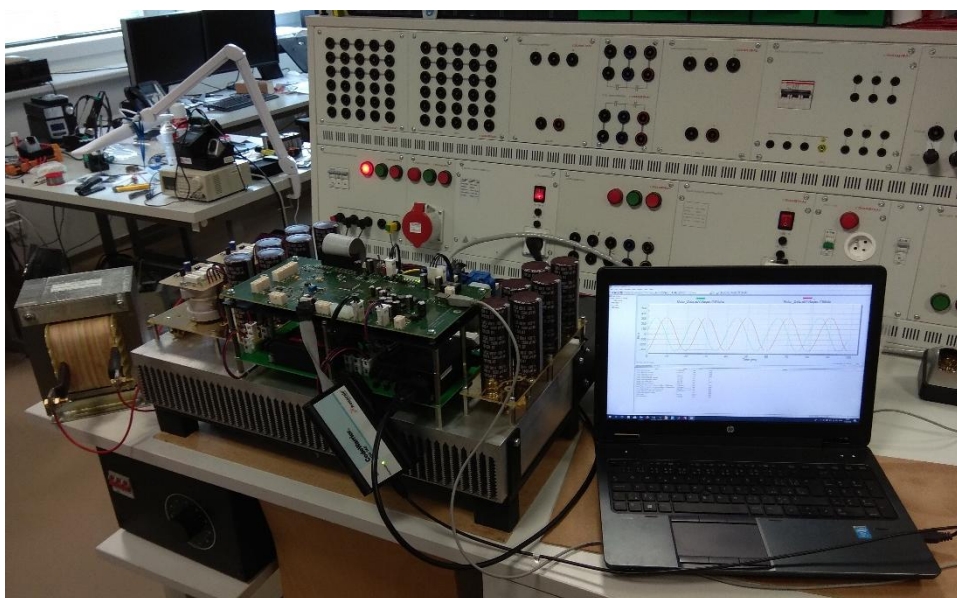
Nyní už bylo možné přejít k testu spínacího režimu střídače. Před připojením testovacího asynchronního motoru na výstupní svorky však byly nejdříve ověřeny napěťové úrovně řídicích signálů na vstupech budičů *Skyper 32R*. Po úspěšné kontrole všech signálů (vč. signálů chybových) již byl asynchronní motor ke střídači připojen. Jelikož ale dosud nebyl vysokootáčkový motor o výkonu 50 kW vyroben,

bylo nutné veškeré funkce střídače otestovat pouze na dostupném asynchronním motoru o výkonu 2,3 kW. Tento motor byl během testování zapojen do hvězdy. Na *Obrázku 5-1* je pak vykreslen jeden z naměřených průběhů sdruženého napětí (modrý) a fázového proudu (zelený).



Obrázek 5-1: Naměřený průběh sdruženého napětí a fázového proudu střídače.

Test spínacího režimu třífázového střídače tedy proběhl úspěšně, a proto lze střídač prohlásit za kompletně zprovozněný. Je však zřejmé, že se případné nedostatky střídače (zarušení některých obvodů apod.) můžou projevit až při jmenovitém zatížení (při mnohem vyšších proudech tekoucích silovým obvodem). V této chvíli však zatím nejsme schopni střídač v uvedeném režimu otestovat a případné problémy aktivně řešit.



Obrázek 5-2: Zapojené měřící pracoviště.

6 ZÁVĚR

Diplomová práce je dle zadání věnována zejména kompletnímu praktickému návrhu třífázového střídače pro napájení vysokootáčkového asynchronního motoru o výkonu 50 kW . Před samotným praktickým návrhem je však čtenář prostřednictvím několika kapitol nejdříve seznámen s obecnou teoretickou problematikou třífázových střídačů. V teoretické části je zprvu definován výkonový polovodičový měnič jako takový. Dále je zde důkladně popsán princip třífázové pulsní šířkové modulace vč. principu skalárního řízení asynchronních motorů. Právě těchto principů totiž posléze využívá námi realizovaný výkonový střídač.

Druhá část práce je již zcela zaměřena na praktický návrh. V této části byly nejprve vypočteny veškeré veličiny potřebné k volbě výkonových modulů IGBT a 6 – pulsního usměrňovače. Po následném výběru vhodných polovodičů z katalogu *Semikron* byly ze souborů *Datasheet* odečteny jak veličiny nutné k volbě budičů, tak i veličiny nutné k výpočtu ztrát a chlazení. Po volbě vyhovujících budičů byl dále vypočten ztrátový výkon střídače, jehož hodnota dosahuje až $2\ 300\text{ W}$. Abychom tak velký ztrátový výkon uchlادili, bylo dle výpočtů potřeba použít chladicí jednotku s tepelným odporem pouze $0,017\text{ K/W}$. Jelikož se však ceny komerčně vyráběných chladicích jednotek s tak nízkým tepelným odporem pohybovaly až okolo $50\ 000\text{ Kč}$, bylo zakoupeno pouze chladicí žebro za cenu přibližně $4x$ nižší. Poté však bylo nezbytné navrhnout vlastní ventilátorový systém. Pokud tedy do ceny námi konstruované chladicí jednotky zahrneme i cenu 7 axiálních ventilátorů, bylo oproti komerčně vyráběným výrobkům ušetřeno přibližně $35\ 000\text{ Kč}$.

Po volbě chladicí jednotky je v práci dále uveden kompletní návrh meziobvodu. V této části byla zprvu navržena a následně zkonstruována výkonová tlumivka, jejíž vinutí je dimenzováno na střední hodnotu proudu až 120 A . S ohledem na rezonanční frekvenci L–C obvodu bylo dále možné stanovit vhodnou velikost filtrační kapacity. Abychom však byli schopni zvolit dostatečně výkonnou kondenzátorovou baterii s ohledem na maximální efektivní hodnotu kapacitního proudu, byla v programu *MATLAB Simulink* nejdříve provedena simulace celého silového obvodu. Na základě výsledků simulace již bylo možné vybrat vhodný typ a počet kondenzátorů v meziobvodu. Ve zbylé části této kapitoly byly dále navrženy vyvažovací odpory, odpor nabíjecí, zkratovací relé, bezpečnostní odpojovač a veškerá čidla určená k měření napětí a proudu.

V závěru práce je pak důkladně popsána mechanická konstrukce celého střídače, která je dále podložena kompletní fotodokumentací v *Přílohách 3 až 6*.

Jelikož ale dosud nebyl vysokootáčkový motor o výkonu 50 kW vyroben, bylo nutné veškeré funkce střídače otestovat pouze na dostupném asynchronním motoru s výkonem znatelně nižším ($2,3\text{ kW}$). Všechny testy provozu třífázového střídače na malovýkonovém motoru však proběhly úspěšně.

LITERATURA

- [1] PATOČKA, M. *Výkonová elektronika - 1. část*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2010.
- [2] PINĎÁK, M. *Víceúčelový zdroj pro napájení galvanizační lázně*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 52 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Petr Procházka, Ph.D..
- [3] KLÍMA, B. *Střídavé pohony*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2014.
- [4] PATOČKA, M. *Vybrané stati z výkonové elektroniky - svazek II*. Skriptum FEKT VUT Brno, 2005.
- [5] PATOČKA, M. *Matematický nástroj pro analýzu PWM signálů, jeho užití ve střídavých pohonech*. VUT Brno: VUTIUM, 2000.
- [6] SEMIKRON. *SKM 400GB125D*. [online]. 27.6.2007 [cit. 2017-12-18]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skm400gb125d-22890626/>
- [7] SEMIKRON. *SKYPER 32R*. [online]. 27.5.2014 [cit. 2017-12-18]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skyper-32-r-l6100102/>
- [8] SEMIKRON. *SKD 210/12*. [online]. 29.6.2005 [cit. 2017-12-18]. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-sk-d-210-07913290/>
- [9] FISCHER ELEKTRONIK. *SK 161*. [online]. 31.3.2017 [cit. 2017-12-18]. Dostupné z: http://www.fischerelektronik.de/web_fischer/blaetterbare_Kataloge/Chladice/
- [10] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a siln proudé elektrotechnice*. VUT Brno: VUTIUM, 2011.
- [11] UNITED CHEMI-CON. *U91F SERIES*. [online]. 31.8.2013 [cit. 2018-03-01]. Dostupné z: http://www.chemi-con.com/upload/media/pdfs/U91-U92_Catalog.pdf/
- [12] VISHAY. *MKP1848 SERIES*. [online]. 25.10.2017 [cit. 2018-03-01]. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/28164/mkp1848dcl.pdf>
- [13] NMB. *3112KL-05W-B40*. [online]. 15.9.2014 [cit. 2018-04-22]. Dostupné z: <http://www.nmbtc.com/content/pdfs/3112KL.pdf>
- [14] LEM. *LF 210-S*. [online]. 26.10.2015 [cit. 2018-04-29]. Dostupné z: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lf_210-s.pdf
- [15] LEM. *LV 25-P*. [online]. 12.8.2014 [cit. 2018-04-29]. Dostupné z: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/lv_25-p.pdf
- [16] TE CONNECTIVITY. *EV200*. [online]. 9.3.2013 [cit. 2018-04-30]. Dostupné z: <http://www.te.com/usa-en/product-1618002-1.html>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

a	komplexní jednotkový vektor	[-]
$E_{on/off}$	tepelná energie tranzistoru uvolněná při zapnutí/vypnutí	[J]
\bar{i}	komplexní prostorový vektor proudu	[A]
I_C	maximální proud kolektorem tranzistoru	[A]
I_D	maximální střední proud diodou v propustném směru	[A]
I_d	střední hodnota proudu	[A]
\bar{i}_{dq}	kompl. prostor. vektor proudu v synchronním souřadném systému	[A]
I_F	maximální proud diodou v propustném směru	[A]
I_{FSM}	maximální impulsní proud diodou v propustném směru	[A]
\bar{i}_{xy}	kompl. prostor. vektor proudu v obecném souřadném systému	[A]
L_R	indukčnost rotorového vinutí	[H]
L_S	indukčnost statorového vinutí	[H]
M_h	vzájemná indukčnost rotoru a statoru	[H]
Q_G	velikost náboje do hradla tranzistoru – při sepnutí	[C]
R	elektrický odpor	[Ω]
r	dynamický odpor	[Ω]
$R_{th(c-h)}$	tepelný odpor pouzdro součástky – chladič	[K/W]
$R_{th(j-c)}$	tepelný odpor čip – pouzdro součástky	[K/W]
T_{jmax}	maximální teplota polovodičového čipu	[$^{\circ}$ C]
T_0	teplota okolí	[$^{\circ}$ C]
$t_{on/off}$	doba zapnutí/vypnutí tranzistoru	[s]
\bar{u}	komplexní prostorový vektor napětí	[V]
U_{CE}	maximální napětí tranzistoru kolektor – emitor	[V]
U_d	střední hodnota napětí	[V]
\bar{u}_{dq}	kompl. prostor. vektor napětí v synchronním souřadném systému	[V]
U_p	hodnota prahového napětí	[V]
U_{RRM}	maximální opakovatelné špičkové závěrné napětí diody	[V]
$u_{vx}(t)$	okamžitá hodnota větrového napětí	[V]
\bar{u}_{xy}	kompl. prostor. vektor napětí v obecném souřadném systému	[V]
$u_0(t)$	okamžitá hodnota vychylovacího napětí	[V]
$\bar{\Psi}$	komplexní prostorový vektor spřaženého magnetického toku	[Wb]
$\bar{\Psi}_{dq}$	kompl. prostor. vektor spřaž. magnet. toku v s. souřadném systému	[Wb]
Ψ_{RN}	amplituda jmenovitého spřaž. magnet. toku rotorového vinutí	[Wb]

$\bar{\Psi}_{,xy}$	kompl. prostor. vektor spřaž. magnet. toku v ob. souřad. systému	[Wb]
σ	činitel rozptylu	[-]
τ	časová konstanta	[s]
ω	elektrická úhlová rychlost hřídele elektrického stroje	[rad/s]
ω^*	žádaná elektrická úhlová rychlost hřídele elektrického stroje	[rad/s]
ω_K	transformační úhlová rychlost	[rad]
ω_R	skluzová úhlová frekvence	[rad/s]
ω_s	synchronní úhlová frekvence	[rad/s]
ΔT	dovolené oteplení čipu polovodiče	[K]

Seznam příloh

Příloha 1: Schéma přizpůsobovací desky

Příloha 2: Schéma silové desky

Příloha 3: Fotodokumentace – osazená chladící jednotka

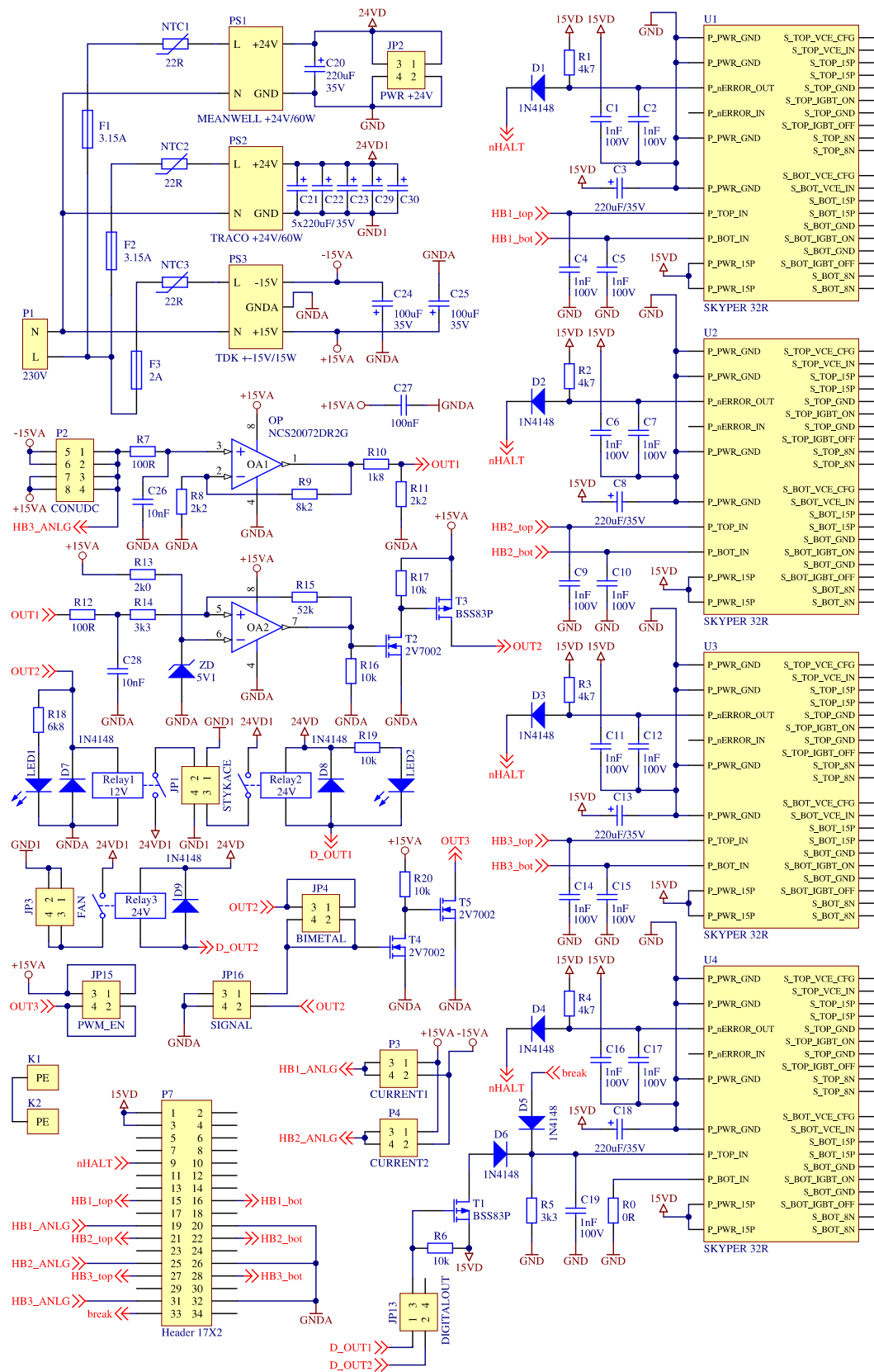
Příloha 4: Fotodokumentace – osazení silové a přizpůsobovací desky

Příloha 5: Fotodokumentace – osazení budičů Skyper 32R

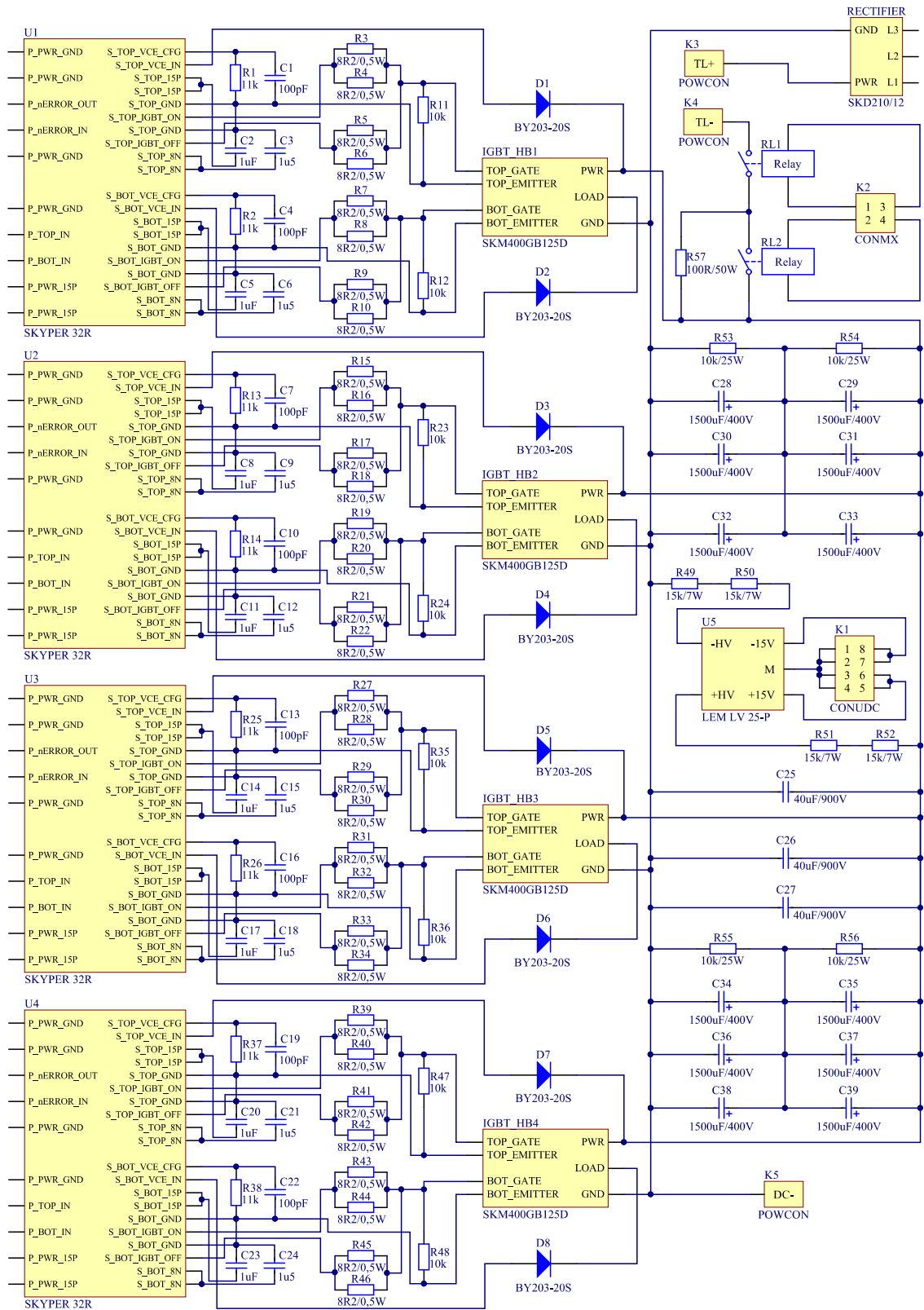
Příloha 6: Fotodokumentace – kompletně sestavený střídač

Příloha na CD: Soubory programu Altium Designer – desky plošných spojů

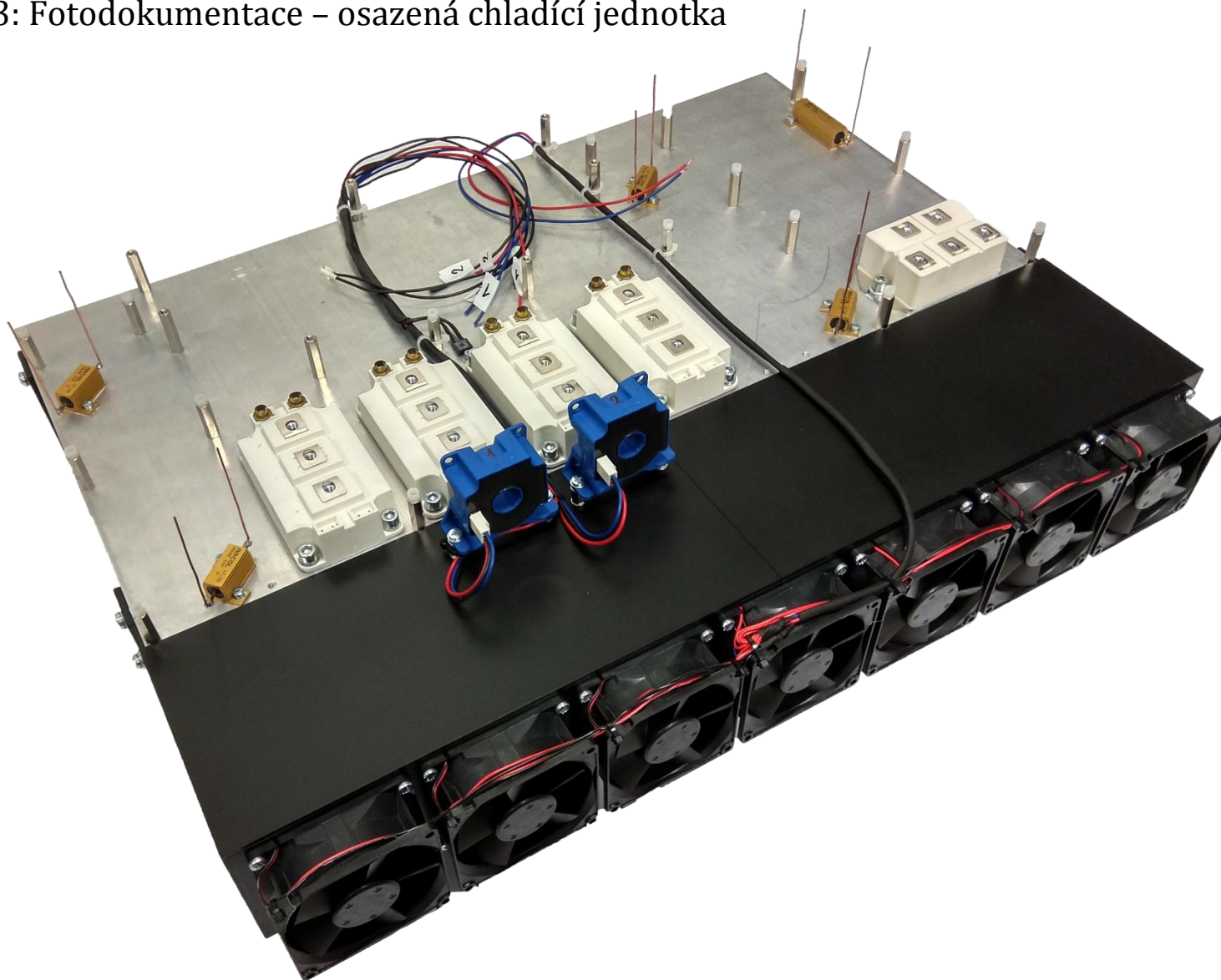
Příloha 1: Schéma přizpůsobovací desky



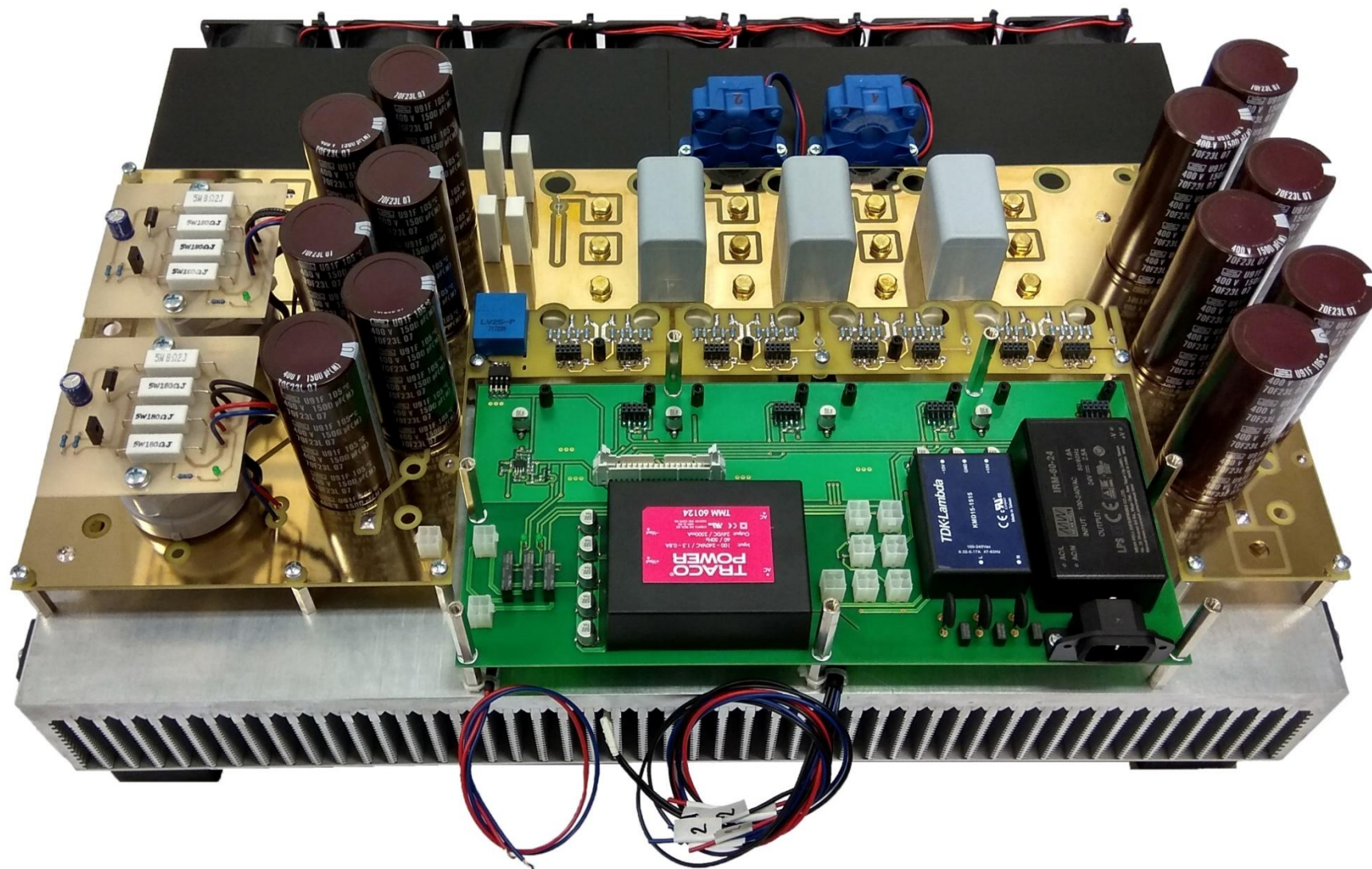
Příloha 2: Schéma silové desky



Příloha 3: Fotodokumentace – osazená chladící jednotka



Příloha 4: Fotodokumentace – osazení silové a přizpůsobovací desky



Příloha 5: Fotodokumentace – osazení budičů Skyper 32R



Příloha 6: Fotodokumentace – kompletně sestavený střídač

