

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2020

Bc. Ondřej Hanžl



# 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

## NABÍJEČKA 14,6 V 100 A PRO LIFEP04 AKUMULÁTOR

LIFEP04 BATTERY CHARGER 14,6 V 100 A

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Ondřej Hanžl

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš, Ph.D.

BRNO 2020



# Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Ondřej Hanžl

**ID:** 173651

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2019/20

## NÁZEV TÉMATU:

### Nabíječka 14,6 V 100 A pro LiFePO4 akumulátor

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte zapojení silové části nabíječky, dimenzujte součástky a proveďte výpočet chlazení.
2. Proveďte návrh zapojení řídicích obvodů včetně budičů tranzistorů a pomocného napájení.
3. Navrhněte, vyrobte a osadte všechny desky plošných spojů.
4. Realizujte mechanickou konstrukci nabíječky, oživte ji a proveďte ověřovací měření.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PATOČKA, M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. VUTIUM, 2011.
- [2] PATOČKA, M., VOREL, P. Průmyslová elektronika. Skriptum VUT v Brně.
- [3] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. Řídicí členy v elektrických pohonech. Skriptum VUT v Brně.

**Termín zadání:** 3.2.2020

**Termín odevzdání:** 1.6.2020

**Vedoucí práce:** Ing. Jan Martiš, Ph.D.

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

#### UPOZORNĚNÍ:

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





## ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem, konstrukcí a testováním spínaného zdroje, který slouží jako nabíječka pro akumulátor LiFePO<sub>4</sub> s výstupními parametry až 100 A při napětí 14,6 V. Výstupní napětí i proud jsou regulovatelné v plném rozsahu. Pro tento zdroj byla vybrána topologie dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu do společné tlumivky. Základem řídicích obvodů je IO SG3525. Kaskádní regulaci výstupního napětí s podřízenou proudovou smyčkou tvoří dva diskrétní operační zesilovače. Součástí řídicích obvodů je podpěťová ochrana a samostatná nadproudová ochrana na primární straně.

## KLÍČOVÁ SLOVA

Nabíječka, Akumulátor LiFePO<sub>4</sub>, Spínaný zdroj, Propustný DC/DC měnič

## ABSTRACT

This thesis deals with a design, construction and testing of a switch-mode power supply (SMPS) which is working as a LiFePO<sub>4</sub> battery charger with output current up to 100 A and output voltage up to 14,6 V. The output voltage and current can be regulated by the operator from zero to maximum value. For this SMPS Half-bridge asymmetrical forward converter with two transformers and common output inductor topology is chosen. The control circuits are run by the IC SG3525. Cascaded regulation of output voltage and current is implemented by two discrete operational amplifiers. Undervoltage protection of the control circuits and independent overcurrent protection on the primary side is also implemented.

## KEYWORDS

Battery charger, LiFePO<sub>4</sub> battery, SMPS, Forward DC/DC converter

HANŽL, Ondřej. *Nabíječka pro LiFePO<sub>4</sub> akumulátor 14,6V 100A*. Brno, 2020, 66 s. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce: Ing. Martiš Jan, Ph.D.



## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Nabíječka pro LiFePO4 akumulátor 14,6V 100A“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno .....

.....

podpis autora



## PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Janu Martišovi, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci.



# Obsah

Úvod	17
<b>1 Akumulátor LiFePO<sub>4</sub></b>	<b>19</b>
1.1 Lithium-iontové akumulátory LiFePO <sub>4</sub>	19
1.2 Nabíjení akumulátorů	19
1.3 Parametry nabíjeného akumulátoru	20
1.4 Stanovení parametrů nabíječky	20
<b>2 Základní popis topologií DC/DC měničů</b>	<b>23</b>
2.1 Jednočinný propustný měnič	23
2.2 Blokující měnič	24
2.3 Dvojčinný propustný měnič	24
2.4 Dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu	25
<b>3 Návrh a konstrukce jednotlivých celků nabíječky</b>	<b>29</b>
3.1 Hlavní transformátor	29
3.1.1 Ztráty v transformátoru	31
3.1.2 Konstrukce transformátoru	32
3.2 Tranzistorová část měniče	33
3.2.1 Dimenzování primárních tranzistorů	33
3.2.2 Primární diody	34
3.2.3 Zapojení tranzistorové části měniče	34
3.3 Budiče hlavních tranzistorů	35
3.4 Sekundární usměrňovač	37
3.5 Výstupní LC filtr	39
3.5.1 Výstupní tlumivka	39
3.5.2 Výstupní kondenzátor	40
3.6 Vstupní síťový filtr a usměrňovač	41
3.6.1 Síťový filtr	41
3.6.2 Softstart	42
3.6.3 Vstupní usměrňovač	43
3.7 Řídicí obvody	44



3.7.1	Regulace nabíjení akumulátorů . . . . .	44
3.7.2	Pulsní šířková modulace . . . . .	45
3.7.3	Zapojení řídicích a ochranných obvodů . . . . .	45
3.8	Pomocný napěťový zdroj . . . . .	50
3.9	Dimenzování chlazení . . . . .	50
3.10	Sestavení do společné konstrukce . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Oživení a měření nabíječky akumulátorů</b>	<b>53</b>
4.1	Oživení nabíječky . . . . .	53
4.2	Naměřené průběhy napětí a proudů . . . . .	54
4.2.1	Spínání tranzistorů . . . . .	54
4.2.2	Napětí na sekundárních diodách . . . . .	56
4.2.3	Zvlnění výstupního napětí a proudu . . . . .	57
4.2.4	Ověření zkratuvzdornosti . . . . .	57
4.3	Měření účinnosti . . . . .	58
	<b>Závěr</b>	<b>61</b>
	<b>Literatura</b>	<b>63</b>
	<b>Seznam symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>65</b>

# Seznam obrázků

2.1	Jednočinný propustný měnič . . . . .	23
2.2	Jednočinný blokující měnič . . . . .	24
2.3	Dvojitý propustný měnič . . . . .	25
2.4	Dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu . . . . .	26
2.5	Časové průběhy veličiny - dva měniče pracující v protitaktu . . . . .	27
3.1	Hlavní transformátory . . . . .	32
3.2	Tranzistorová část měniče . . . . .	34
3.3	DPS s filtračními kondenzátory, tranzistory a diodami; 146×54 mm . . . . .	35
3.4	Budič tranzistorů . . . . .	36
3.5	Konkrétní zapojení budiče tranzistorů . . . . .	36
3.6	Budič tranzistorů; 38×35 mm . . . . .	37
3.7	Sekundární diody na chladiči . . . . .	38
3.8	Průběh proudu výstupní tlumivkou . . . . .	39
3.9	Výstupní tlumivka . . . . .	41
3.10	Vstupní síťový filtr se startovacím relé . . . . .	42
3.11	Síťový filtr a softstart; 99×54 mm . . . . .	42
3.12	Blokové schéma SG3525 [10] . . . . .	46
3.13	Blokové schéma řízení . . . . .	47
3.14	Řídicí obvody . . . . .	48
3.15	DPS řídicích obvodů; 68×54 mm . . . . .	49
3.16	Profil použitého chladiče [11] . . . . .	51
3.17	Zkompletovaná nabíječka . . . . .	52
4.1	Měřicí pracoviště . . . . .	54
4.2	Plný výkon; modrá: $U_{gs}$ ; červená: $U_{ds}$ ; zelená: $I_p$ . . . . .	55
4.3	Plný výkon; modrá: $U_{gsA}$ ; červená: $U_{dsA}$ ; zelená: $I_{pA}$ ; oranžová: $U_{dsB}$ . . . . .	55
4.4	Plný výkon; modrá: $U_{gs}$ ; červená: $U_{ds}$ . . . . .	56
4.5	Napětí na sekundárních diodách; sériová dioda (modrá); nulová dioda (červená) . . . . .	56
4.6	Zvlnění výstupního napětí (červená) a proud (zelená) . . . . .	57
4.7	Reakce na zkrat, modrá: $U_{gs}$ ; oranžová: $U_{ds}$ ; zelená: $I_Z$ . . . . .	58
4.8	Závislost účinnosti na výstupním proudu a napětí . . . . .	59



# Seznam tabulek

1.1	Parametry akumulátoru . . . . .	20
3.1	Jádro ETD 5419 . . . . .	30
3.2	Parametry tranzistoru . . . . .	33
3.3	Parametry Schottkyho diod . . . . .	38
4.1	Výkonové parametry . . . . .	59



# Úvod

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a konstrukcí napájecího zdroje, který slouží jako nabíječka pro lithium-iontový akumulátor typu LiFePO<sub>4</sub>. Tento akumulátor slouží jako zdroj energie pro pojízdný stánek s občerstvením. Požadovaný dobíjecí proud je až 100 A při napětí necelých 15 V. Dalším požadavkem bylo vytvořit napájecí zdroj, který nebude sloužit pouze jako jednoúčelová nabíječka, ale který bude mít plně regulovatelné výstupní napětí 0–15 V a nastavitelnou limitaci 0–100 A. Tímto vznikne univerzální zdroj s relativně vysokým výkonem, který může být využit jako nabíječka pro celou řadu akumulátorů, k napájení a testování rozličných elektronických zařízení nebo i k rychlému oživení vybitého akumulátoru automobilu a nastartování.

Provedením se jedná o spínaný zdroj napájený ze standardní jednofázové sítě 230 V/ 50 Hz. Konkrétně je využita nepříliš často se vyskytující topologie dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu. Součástí práce je krátké představení používaného lithium-iontového akumulátoru a požadavků na jeho dobíjení, dále pak popis základních topologií stejnosměrných (DC/DC) měničů s důrazem na použitou topologii. Hlavní částí práce je kompletní návrh a popis konstrukce jednotlivých částí zařízení. Jedná se o vysokofrekvenční transformátory, výkonové tranzistorové můstky s budiči, síťový filtr a usměřňovač, sekundární usměřňovač s tlumivkou a řídicí obvody. Součástí popisu každé části je podrobné elektrické schéma zapojení a ukázka výsledné realizace. Popsáno je také dimenzování chlazení výkonových prvků. V závěru práce je uvedeno, jak probíhalo oživování zkonstruovaného zdroje a jsou ukázány naměřené průběhy důležitých napětí a proudů ukazující správnou funkci zařízení, a také je změřena účinnost a další výkonové parametry.



# 1 Akumulátor LiFePO<sub>4</sub>

Tato kapitola stručně popisuje lithium-iontový akumulátor, pro který je nabíječka primárně konstruována. Součástí je krátký popis akumulátoru LiFePO<sub>4</sub> a jeho správného nabíjení, což je pro návrh zásadní.

## 1.1 Lithium-iontové akumulátory LiFePO<sub>4</sub>

Akumulátory s označením LiFePO<sub>4</sub> jsou jedním z rodiny lithium-iontových akumulátorů. Tyto akumulátory jsou v současné době jedny z nejvyužívanějších, za což vděčí svým technickým parametrům (vysoká energetická hustota, malé samovybití a nulový paměťový efekt) [2]. Jsou masově využívány ve spotřební elektronice a také umožňují rozmach elektromobility. Využívají se také v bateriových úložištích, které jsou schopné rychle a efektivně reagovat na kolísání dodávek elektrické energie.

Hlavní předností LiFePO<sub>4</sub> akumulátorů je jejich vysoká životnost, chemická odolnost a bezpečnost. Sice vykazují nižší měrnou hustotu elektrické energie a napětí článku než některé ostatní akumulátory na bázi lithia, ale díky zmíněným přednostem společně s nízkou cenou nacházejí uplatnění v elektromobilitě, letectví a podobných odvětvích, kde je bezpečnost a odolnost zásadním požadavkem [3].

## 1.2 Nabíjení akumulátorů

Nabíjení lithium-iontových akumulátorů probíhá ve dvou fázích. V první fázi se akumulátor nabíjí konstantním proudem (constant current CC). Velikost tohoto proudu bývá doporučována výrobcem, většinou se jedná o proud 0,5–1 C<sup>1</sup>. Při požadavku rychlejšího dobíjení (např. elektromobily) je možné dobíjet větším proudem, přičemž je nutné monitorovat teplotu akumulátoru. Nabíjení konstantním proudem trvá až do dosažení maximálního napětí článku. Maximální povolené napětí by v žádném případě nemělo být překročeno, již malé překročení poškozuje článek a snižuje jeho životnost. Nabíjení pokračuje druhou fází, kterou je nabíjení konstantním napětím (constant voltage CV). Dobíjecí proud postupně klesá, až klesne pod určitou mez, kdy je nabíjení ukončeno.

Vysvětlení tohoto způsobu nabíjení je následující. Každý akumulátor vykazuje určitý vnitřní odpor, který je dán především typem akumulátoru a jeho konstrukcí. Během nabíjení vzniká na tomto vnitřním odporu úbytek napětí. V první fázi nabíjení (CC) součet napětí na článku a na vnitřním odporu nedosahuje maximálního povoleného napětí a lze nabíjet maximálním stanoveným proudem. V momentě, kdy

---

<sup>1</sup>Nabíjení 1 C znamená nabíjení proudem o velikosti tolik A, kolik je kapacita v Ah.



součet těchto napětí dosáhne maximální hodnoty, je nutné nabíjecí proud regulovat, čímž dochází ke snižování úbytku na vnitřním odporu a zároveň k odpovídajícímu nárůstu napětí článku (konstantní nabíjecí napětí). Pokud by měl být akumulátor nabit tak, aby napětí článku bylo přesně maximální nabíjecí napětí, bylo by to nutné nabíjení ukončit teoreticky až při proudu limitně se blížícímu 0 A (nulový úbytek na vnitřním odporu) [4].

### 1.3 Parametry nabíjeného akumulátoru

V nabíjeném zařízení jsou použity 4 články v sérii od výrobce GWL/POWER s označením WB-LYP300AHA. Konkrétně se jedná o články LiFePOY4, kde je na katodě navíc přítomno yttrium. Důležité parametry článků jsou uvedeny v tabulce (Tab. 1.1).

Tab. 1.1: Parametry akumulátoru

Označení	LFP300AHA
Jmenovité napětí	3,2 V
Kapacita	300 Ah
Maximální rozsah provozního napětí	3,8–2,8 V
Optimální nabíjecí proud	< 150 A
Doporučené nabíjecí napětí	3,65 V
Měrná hustota energie	90 Wh/kg

### 1.4 Stanovení parametrů nabíječky

Základní parametry, které je nutné určit, jsou maximální dobíjecí proud ve fázi CC a maximální dobíjecí napětí. Optimální dobíjecí proud udávaný výrobcem je až 150 A. Současně používané nabíječky mají maximální dobíjecí proud 100 A a nabíjecí čas je plně dostačující, proto byl pro konstruovanou nabíječku zvolen maximální proud také 100 A. Volba vyššího dobíjecího proudu by znamenala nákladnější a složitější konstrukci. Velikost nabíjecího napětí doporučená výrobcem je 3,65 V. Pro 4 články v sérii je tedy nutné napětí 14,6 V<sup>2</sup>.

U akumulátorů je nutné v průběhu nabíjení i vybití kontrolovat napětí článků a v případě překročení limitních parametrů napětí zajistit jejich odpojení, což zajišťují tzv. BMS (battery management system) obvody. Tímto problémem se tato

<sup>2</sup>Dimenzování a většina výpočtů dále v práci je provedena pro napětí 15 V.

práce nebude zabývat, jelikož BMS obvody jsou na člancích přítomny a pracují nezávisle na nabíječce. K akumulátorům se připojují pouze dva silové vodiče na kladný a záporný pól.

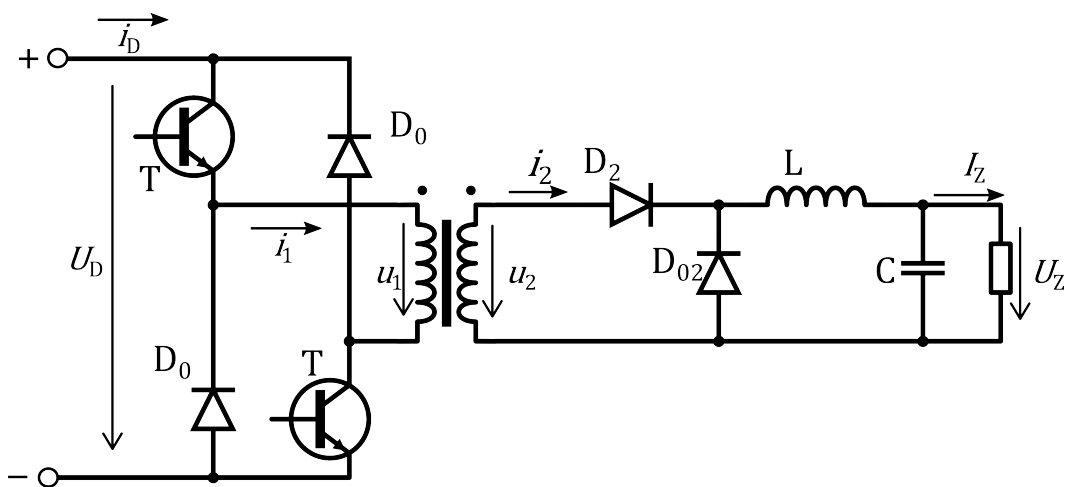


## 2 Základní popis topologií DC/DC měničů

V této kapitole je proveden základní přehled a popis stejnosměrných (DC/DC) měničů. Stejnosměrné měniče slouží k transformaci stejnosměrného napětí na stejnosměrné napětí o jiné velikosti. Typicky se jedná o měniče s impulsním transformátorem, druhou možností je snižující (zvyšující) měnič, který je vhodný, když není mezi primárním a sekundárním napětím velký rozdíl a není nutné jejich galvanické oddělení. Navrhovaná nabíječka akumulátorů využívá měnič s impulsním transformátorem. Stejnosměrné napětí na primární straně je získáno usměrněním standardní střídavé sítě 230 V/50 Hz, tyto měniče jsou nazývány spínané zdroje. Celé zařízení je tvořeno posloupností síťový filtr, usměrňovač, stejnosměrný meziobvod, DC/DC měnič. Popisem jednotlivých zapojení DC/DC měničů se zabývají následující strany.

### 2.1 Jednočinný propustný měnič

Jednočinný propustný měnič je základní, často používané, zapojení. Podrobný popis je uveden v literatuře [1]. Proto je zde uveden pouze stručný popis. Níže je také podrobně popsáno zapojení dvou jednočinných měničů pracujících v protitaktu, které fungují obdobně.



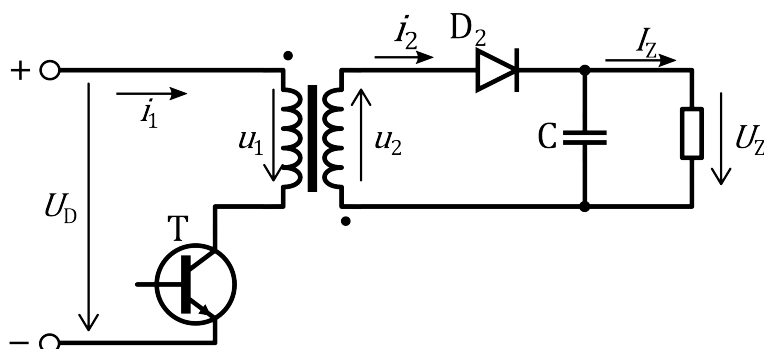
Obr. 2.1: Jednočinný propustný měnič

Zapojení měniče je uvedeno na obrázku (Obr. 2.1). Sepnutím obou tranzistorů současně je na primární vinutí připojeno stejnosměrné napětí  $U_D$  meziobvodu. Toto napětí se transformuje na sekundární vinutí. Na sekundární straně je jednocestný usměrňovač s diodou  $D_2$  a nulovou diodou  $D_{02}$ . Dioda  $D_2$  vede proud v době sepnutí tranzistorů, v době vypnutí tranzistorů je proud zátěží udržován tlumivkou  $L$  přes nulovou diodu  $D_{02}$ . V době vypnutí tranzistorů dochází k demagnetizaci jádra přes

nulové primární diody  $D_0$ , opět stejnosměrným napětím  $U_D$ , ale v opačné polaritě než při magnetizaci. Demagnetizace tedy trvá stejně dlouho dobu jako magnetizace, maximální možná střída spínání tranzistorů je potom 0,5. Při větší střídě by došlo k přesycení transformátoru.

## 2.2 Blokující měnič

Na rozdíl od propustných měničů je energie u blokujícího měniče (Obr. 2.2) přenášena na sekundární stranu v době vypnutí tranzistoru. V době zapnutí tranzistoru je energie akumulována v indukčnosti transformátoru a energii do zátěže dodává kondenzátor. V době vypnutí tranzistoru se otevře sekundární dioda  $D_2$ , přes kterou je nabíjen kondenzátor proudem, kterým se transformátor demagnetizuje. Pro svoji jednoduchost bývá často používán ve zdrojích menšího výkonu (stovky W). Obecně bývá uváděno, že pro zdroje o větším výkonu nejsou optimální, při vhodném návrhu to však nemusí být pravda, viz literatura [5].

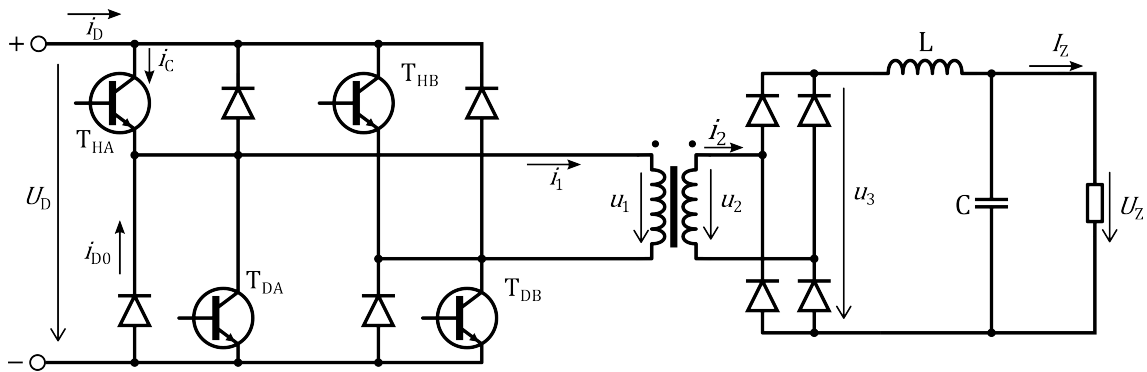


Obr. 2.2: Jednočinný blokující měnič

## 2.3 Dvojčinný propustný měnič

Na rozdíl od jednočinného propustného měniče obsahuje dvojčinný propustný měnič plný můstek se čtyřmi tranzistory, viz schéma (Obr. 2.3). Díky tomu je možné magnetovat jádro transformátoru v obou polaritách a přenášet užitečnou energii teoreticky po celou periodu. Na sekundární straně poté musí být dvoucestný usměrňovač. Tyto měniče se standardně používají u větších výkonů (nad 1 kW). Jejich hlavní výhodou oproti jednočinným měničům je efektivnější využití jádra, což zmenšuje jeho potřebný objem. Proto jsou vhodné pro velké výkony, kde je poměr objemu a hmotnosti jádra vůči celému zařízení výrazný. U malých výkonů tato výhoda ztrácí na významu a ukazují se nevýhody, kterými jsou: celková složitost zařízení, větší počet

polovodičů a budičů a nebezpečí stejnosměrné magnetizace jádra a prohoření (zkrat) tranzistorů nad sebou [1].



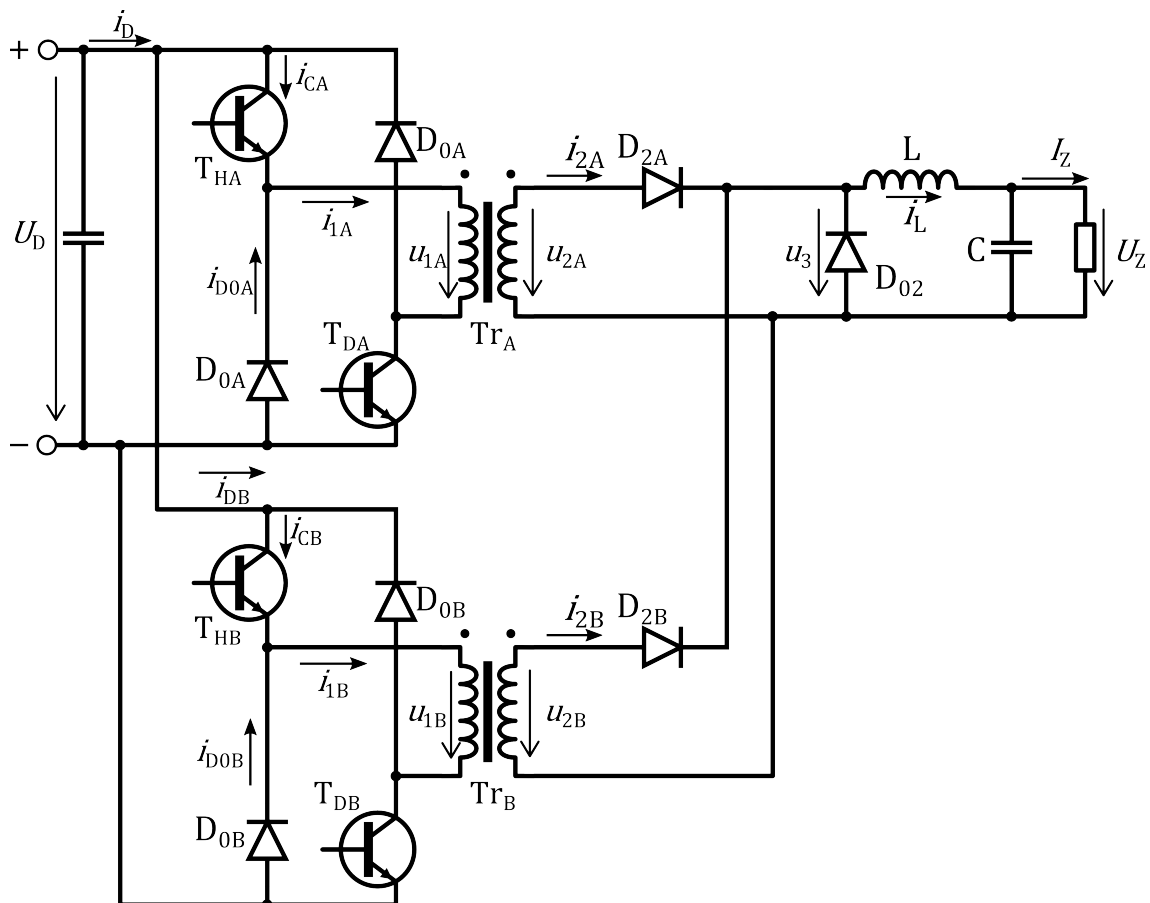
Obr. 2.3: Dvojčinný propustný měnič

## 2.4 Dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu

Zapojení dvou jednočinných propustných měničů v protitaktu (Obr. 2.4) bude popsáno podrobněji, jelikož se jedná o zapojení, které je použito v konstruované nabíječce. Jde o dva jednočinné propustné měniče, které jsou zapojeny na vstupu paralelně a pracují se společnou výstupní tlumivkou a nulovou diodou. Oba měniče (označené A a B) jsou napájeny ze stejného meziobvodu a mají společnou nulovou diodu  $D_{02}$  a výstupní LC filtr. Tranzistory s nulovými diodami, transformátor a usměrňovací dioda jsou samostatné. Průběhy důležitých veličin při střídě 0,33 obou měničů jsou zobrazeny na obrázku (Obr. 2.5). Pro zjednodušení jsou proudy na sekundární straně pravoúhlé, což odpovídá použití tlumivky s nekonečně velkou indukčností.

Každý z měničů může pracovat s maximální střídou 0,5. V době demagnetizace jádra A jsou sepnuty tranzistory B a naopak. V důsledku má potom napětí  $u_3$  na společné diodě obdélníkový průběh s dvojnásobnou frekvencí, což je výhodné vzhledem k požadavkům na návrh výstupní tlumivky. Oba měniče mohou pracovat s rozdílnou střídou, k tomu však není důvod. Důležité, je že malý rozdíl ve střídě měniče A a B (např. z důvodu nedokonalosti řízení) nepředstavuje žádné riziko, jak je tomu u dvojčinného propustného měniče. Nevýhodou tohoto zapojení je namáhání hlavních usměrňovacích diod dvojnásobným napětím oproti klasickému jednočinnému i dvojčinnému propustnému měniči. Na diodách je navíc přítomno napětí sekundárního vinutí demagnetizujícího se druhého transformátoru.

Napětí na zátěži  $U_Z$  lze určit pomocí sekundárního napětí  $U_{2A/B}$  a střídou  $s$  za předpokladu stejné střídou a stejného transformátoru (převodového poměru) obou



Obr. 2.4: Dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu

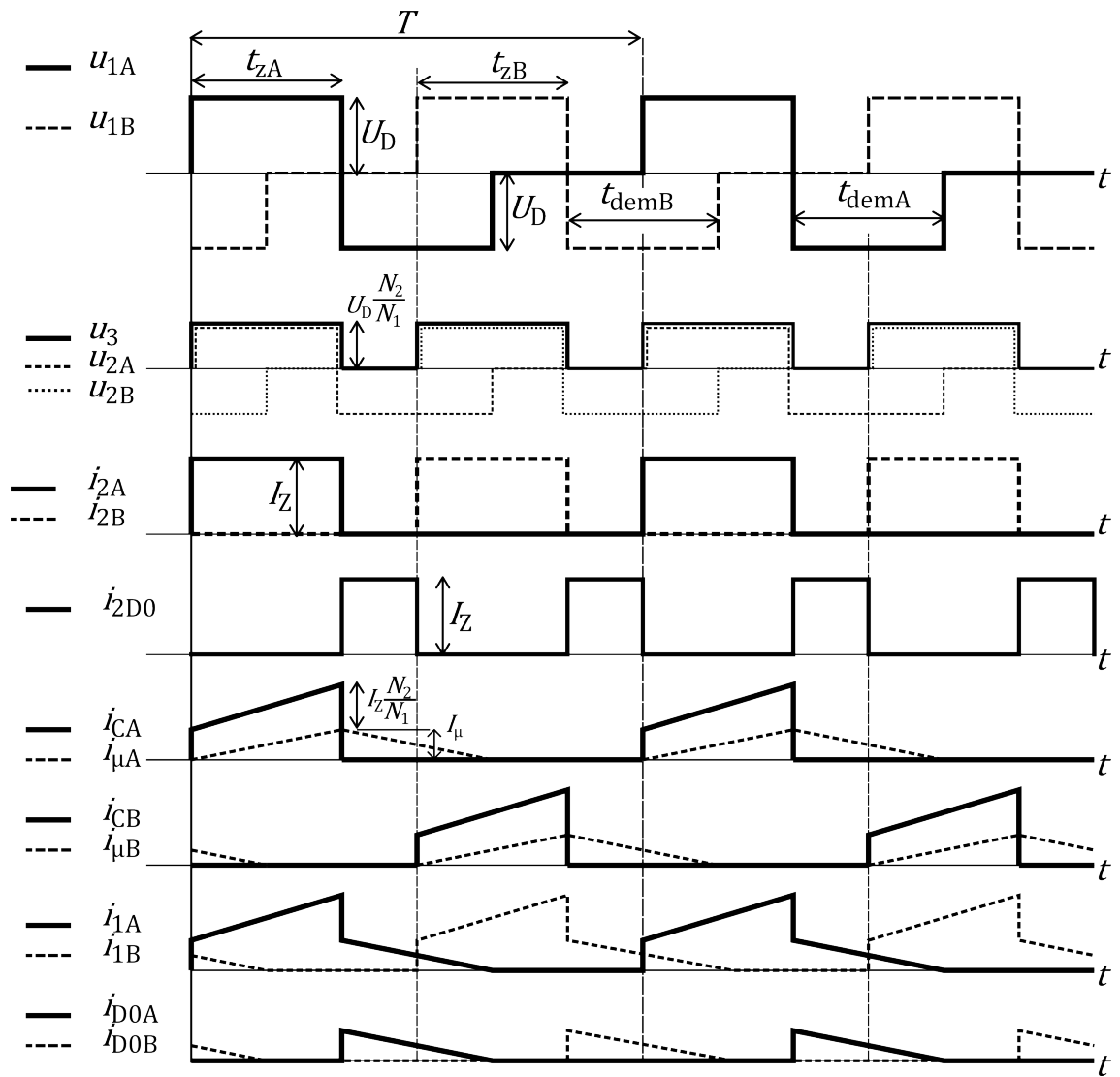
měníčů jako:

$$U_Z = 2 \cdot s \cdot U_2 \quad (2.1)$$

Další důležité vztahy, které platí pro toto zapojení, jsou uvedeny v následujících kapitolách popisujících návrh jednotlivých částí měniče.

Podrobné porovnání tohoto měniče s dvojčinným měničem je provedeno opět v literatuře [1]. Zde jsou některé důležité výhody zmíněny:

- Ukazuje se, že dva samostatné transformátory budou mít při správném návrhu téměř stejný objem jako jeden u dvojčinného měniče.
- Nemůže dojít k prohoření tranzistorové větve.
- Nemůže dojít k stejnosměrné magnetizaci jádra vlivem rozdílných stříd.
- Sekundární strana obsahuje pouze tři diody.



Obr. 2.5: Časové průběhy veličiny - dva měniče pracující v protitaktu





## 3 Návrh a konstrukce jednotlivých celků nabíječky

Tato kapitola popisuje návrh a provedení jednotlivých částí celého zařízení.

### 3.1 Hlavní transformátor

Transformátor s feritovým jádrem je základem celého měniče. Vzhledem k tomu, že bylo zvoleno zapojení dvou měničů pracujících v protitaktu, jsou použity dva identické transformátory.

Při návrhu transformátoru je nutné vzít v potaz několik různých vzájemně se ovlivňujících parametrů. Jedná se především o frekvenci spínání a hodnotu sycení (magnetické indukce) v jádře, které poté ovlivňují řadu dalších parametrů. S rostoucí frekvencí spínání klesá sycení v transformátorech, poté je možné použít objemově menší jádra a/nebo méně závitů vinutí. Zároveň ale rostou přepínací ztráty v tranzistorech, hysterezní ztráty v transformátoru, zvětšuje se vliv skin efektu a roste vliv parazitních kapacit a indukčností v obvodu. Tyto jevy jsou podrobně popsány v literatuře [8].

Všechny zmíněné děje lze matematicky vyjádřit a provést optimalizační výpočet, který stanoví optimální parametry pro dané zadání. Např. maximální účinnost měniče při použití daného jádra. Zároveň je nutné při návrhu zohlednit i ekonomickou únosnost a praktickou realizovatelnost návrhu. Optimalizační výpočet ale není nutné provádět a často se postupuje pomocí odhadu vstupních parametrů na základě zkušenosti a následného opakovaného přepočítávání a upravování vstupních parametrů, dokud není dosaženo přijatelného výsledku. Tento postup byl zvolen také v této práci. Snahou bylo dosáhnout, co největší účinnosti při použití dostupných materiálů a jednoduché realizovatelnosti (standardní řada jader, omezená možnost volby měděných pásků a VF lanek). Uvedené výpočty jsou v podstatě poslední iterací návrhu.

Na jejich základě bylo vybráno jádro ETD 5419 z materiálu CF139 vhodného pro výkonové aplikace. Základní parametry jádra jsou uvedeny v tabulce (Tab. 3.1).

Spínací frekvence  $f$  byla zvolena 56 kHz. Pro určení počtu závitů transformátoru je nutné znát velikost magnetické indukce v jádře  $B_{tr}$ , která byla zvolena 0,2 T (spínací frekvence a magnetická indukce přímo určuje magnetické ztráty v jádře, jejich výpočet bude následovat). Dále je nutné znát velikost napětí v meziobvodu, které je 300 V (viz kap. 3.6.3) a střídu spínání  $s$ . Ta nemůže mít teoreticky větší hodnotu než

Tab. 3.1: Jádro ETD 5419

Materiál (-)	$A_L$ (nH)	$S_{fe}$ (mm <sup>2</sup> )	$S_o$ (mm <sup>2</sup> )	$B_{sat}$ (mT)
CF 139	4850	280	450,5	390

0,5 (prakticky asi 0,48). Aby byla zachována určitá rezerva, je počítáno s hodnotou 0,4. Pro počet primárních závitů  $N_1$  poté platí<sup>1</sup>:

$$N_1 = \frac{U_D \cdot s}{B_{tr} \cdot S_{fe} \cdot f} = \frac{300 \cdot 0,4}{0,2 \cdot 280 \cdot 10^{-6} \cdot 56000} = 38,3z \quad (3.1)$$

Reálně je navinuto 39 závitů. Dále je nutné určit počet sekundárních závitů  $N_2$ , tak aby bylo dosaženo požadované sekundární napětí, což je 15 V. Díky zapojení dvou transformátorů v protitaktu je potřebné sekundární napětí poloviční oproti klasickému zapojení s jedním transformátorem. Jelikož na nulové diodě je přítomno sekundární napětí s dvojnásobnou střídou. Pro sekundární napětí jednoho transformátoru tedy platí:

$$U_2 = \frac{U_Z}{2 \cdot s} \quad (3.2)$$

Při návrhu vinutí je nutné počítat s úbytkem napětí na sekundárních usměrňovačích, kabelech a spojích, také s úbytkem, resp. se sníženou reálnou střídou zapříčiněnou rozptylovou indukčností transformátoru a s kolísáním napětí sítě. Při povoleném minimu síťového napětí může stejnosměrné napětí meziobvodu za usměrňovačem klesnout až na 270 V ( $U_{Dmin}$ ). Na základě těchto skutečností byl zvolen převodový poměr  $k = 13$  a tedy počet sekundárních závitů  $N_2 = 3$ . Výstupní napětí  $U_Z$  při minimální napětí v meziobvodu a maximální střídě (0,48) vychází:

$$U_Z = \frac{U_{Dmin}}{k} \cdot 2 \cdot s_{max} = \frac{270}{13} \cdot 2 \cdot 0,48 = 19,9V \quad (3.3)$$

Toto napětí je s dostatečnou rezervou nad požadovaným.

Následuje proudové dimenzování transformátoru počítané při jmenovitých parametrech, za které je považováno ( $U_D = 300$  V;  $s = 0,4$ ;  $I_Z = 100$  A). Efektivní proud  $I_{2ef}$  sekundárním vinutím určíme jako:

$$I_{2ef} = I_Z \sqrt{s} = 100 \cdot \sqrt{0,4} = 63,2A \quad (3.4)$$

<sup>1</sup>Pokud není v textu uvedeno jinak, je do vztahů dosazováno v základních jednotkách. Jednotka výsledné veličiny je taková, aby byl výsledek dobře interpretovatelný.

Maximální  $I_1$  a efektivní  $I_{1ef}$  proud primárním vinutím se stanoví pomocí převodu transformátoru:

$$I_1 = \frac{I_Z}{k} = \frac{100}{13} = 7,7 \text{ A} \quad (3.5)$$

$$I_{1ef} = I_1 \sqrt{s} = 7,7 \cdot \sqrt{0,4} = 4,8 \text{ A} \quad (3.6)$$

Primární vinutí je navinuto ve dvou vrstvách vysokofrekvenčním lankem, které sestává z 35 izolovaných drátků o průměru 0,224 mm. Celkový průřez lanka  $S_{cu1}$  je  $1,38 \text{ mm}^2$ . Proudovou hustotu v primárním vinutí  $\sigma_1$  lze určit jako:

$$\sigma_1 = \frac{I_{1ef}}{S_{cu1}} = \frac{4,8}{1,38} = 3,5 \text{ A/mm}^2 \quad (3.7)$$

Jedná se o poměrně vysokou hodnotu proudové hustoty, u které existuje riziko přehřátí vinutí. Avšak proudová hustota v sekundárním vinutí je relativně nízká a transformátory budou chlazeny ventilátorem, nemělo by se tedy jednat o zásadní problém.

Sekundární vinutí je navinuto měděným páskem o šířce 15 mm a tloušťce 0,3 mm. Je použito 6 těchto pásků paralelně, vzájemně izolovaných, tak aby bylo dosaženo dostatečného průřezu a byl minimalizován negativní vliv skin efektu. Izolaci tvoří kaptonová páska. Proudovou hustotu  $\sigma_2$  určíme obdobně jako u primárního vinutí.

$$\sigma_2 = \frac{I_{2ef}}{S_{cu2}} = \frac{63,2}{6 \cdot 0,3 \cdot 15} = 2,34 \text{ A/mm}^2 \quad (3.8)$$

### 3.1.1 Ztráty v transformátoru

Ztráty v transformátoru jsou rozděleny na ztráty ve vinutí a magnetické ztráty v jádře. Ztráty ve vinutí jsou způsobeny odporem samotného vodiče, který vinutí tvoří. Vzhledem k vysoké frekvenci procházejícího proudu dochází ke vzniku skin a proximity efektu. Odpor je poté závislý nejen na průřezu vodiče (a teplotě), ale také na jeho geometrickém rozložení. Výpočet nebo modelování těchto jevů je dosti komplikovaná záležitost přesahující rozsah této práce. Vliv těchto jevů je omezen použitím vysokofrekvenčního lanka a tenkých pásků, jak je popsáno výše. Ztráty ve vinutí jsou tedy určeny při uvažování stejnosměrného odporu vinutí. Délka primárního vinutí  $l_1$  je asi 3 metry, jeho elektrický odpor  $R_1$  je poté při znalosti rezistivity mědi  $\rho_{cu}$  (při 100 °C):

$$R_1 = \frac{\rho_{cu} \cdot l_1}{S_{cu1}} = \frac{2,2 \cdot 10^{-8} \cdot 3}{1,38 \cdot 10^{-6}} = 0,048 \Omega \quad (3.9)$$

Při znalosti odporu vinutí již můžeme určit ztrátový výkon  $P_{Cu1}$  jako:

$$P_{Cu1} = R_1 \cdot I_{1ef}^2 = 0,048 \cdot 4,8^2 = 1,1 \text{ W} \quad (3.10)$$

Podobně lze určit odpor  $R_2$  sekundárního vinutí. Délka jednoho pásku  $l_2$  je asi 0,4 m. Elektrický odpor při 100 °C poté:

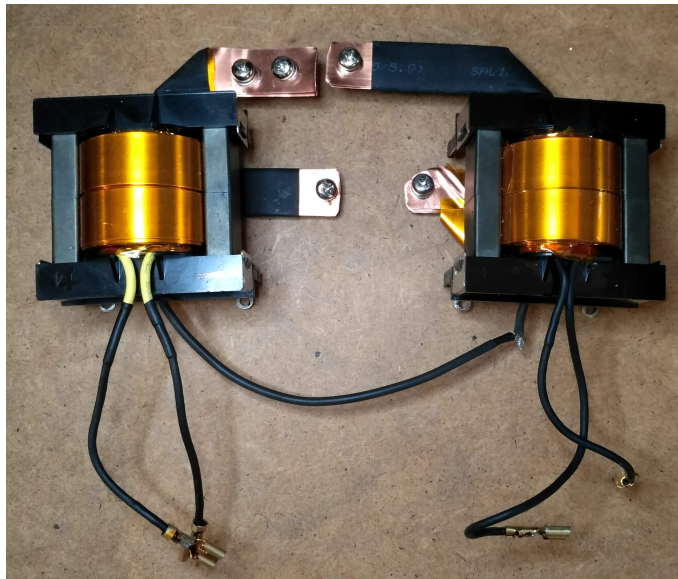
$$R_2 = \frac{\rho_{cu} \cdot l_2}{S_{cu2}} = \frac{2,2 \cdot 10^{-8} \cdot 0,4}{(6 \cdot 0,3 \cdot 15) \cdot 10^{-6}} = 3,26 \cdot 10^{-4} \Omega \quad (3.11)$$

Ztrátový výkon  $P_{Cu2}$  je následně:

$$P_{Cu2} = R_2 \cdot I_{2ef}^2 = 3,26 \cdot 10^{-4} \cdot 63,2^2 = 1,3 \text{ W} \quad (3.12)$$

Magnetické ztráty v jádře transformátoru jsou z principu dvojího typu. Hysterezní ztráty a ztráty vzniklé vířivými proudy. Hysterezní ztráty jsou ve feritových jádrech dominantní složkou. Ztráty vířivými proudy jsou v podstatě zanedbatelné. Hysterezní ztráty rostou přibližně s první mocninou frekvence a s druhou mocninou magnetické indukce. Výrobce jádra vždy udává ztráty při dané dvojici těchto parametrů. Pro použité jádro je to 3,5 W ( $P_{magt}$ ) při frekvenci 100 kHz ( $f_t$ ) a mag. indukci 0,2 T ( $B_t$ ) při teplotě 100 °C. Po provedení přepočtu jsou mag. ztráty v jádře  $P_{mag}$ :

$$P_{mag} = P_{magt} \cdot \frac{f}{f_t} \cdot \left( \frac{B_{tr}}{B_t} \right)^2 = 3,5 \cdot \frac{56000}{100000} \cdot \left( \frac{0,196}{0,2} \right)^2 = 1,88 \text{ W} \quad (3.13)$$



Obr. 3.1: Hlavní transformátory

### 3.1.2 Konstrukce transformátoru

Jednotlivé části transformátoru, které jsou popsány v předchozích odstavcích jsou sestaveny následovně. Na feritovém jádře je nasunuta plastová kostra. Na kostře

je nejprve navinuto primární vinutí ve dvou vrstvách (20 a 19 závitů), vinutí je izolováno a upevněno jednou vrstvou kaptonové pásky. Následuje jeden otevřený závit měděným páskem, který je připojen na záporný pól meziobvodu, a který slouží jako stínění, čímž je omezeno emitované rušení z transformátoru. Následuje izolace čtyřmi vrstvami kaptonové pásky, která tvoří bezpečností izolaci mezi primárním a sekundárním vinutím. Na závěr je navinuto sekundární vinutí z měděných pásků s mezerou 2–3 mm od kraje kostry. Vyvedení vnitřního konce sekundárního vinutí je dodatečně izolováno smršťovací bužírkou. Vně transformátoru je šest paralelních pásků spojeno do tří a přivedeno na sekundární diody. Oba transformátory jsou ukázány na fotografii (Obr. 3.1).

## 3.2 Tranzistorová část měniče

V této sekci práce je nejprve provedeno dimenzování hlavních tranzistorů, dále pak výběr nulových diod a popis zapojení těchto prvků.

### 3.2.1 Dimenzování primárních tranzistorů

Tranzistory je nutné proudově dimenzovat na špičkovou a efektivní hodnotu proudu. Tyto proudy odpovídají primárnímu proudu transformátoru. Jedná se o špičkový proud  $I_1 = 7,7\text{ A}$  a efektivní proud  $I_{1ef} = 4,8\text{ A}$ . Napětově by stačilo tranzistory teoreticky dimenzovat na špičkové napětí sítě. Vzhledem k překmitům sítě a překmitům na parazitních indukčnostech je zvykem používat tranzistory s maximálním napětím 600 V.

Použity jsou tranzistory IPP60R080P7XKSA1 typu COOLMOS od firmy Infineon. Jeho důležité parametry jsou uvedeny v tabulce (Tab. 3.2).

Tab. 3.2: Parametry tranzistoru

Pouzdro	TO-220
Maximální napětí $U_{ds}$	600 V
Odpor v sepnutém stavu $R_{dson}$	0,12 $\Omega$ (100 °C)
Trvalý proud $I_d$	23 A (100 °C)
Špičkový proud $I_{d\dot{s}p}$	110 A (25 °C)
Náboj hradla $Q_g$	51 nC ( $V_{GS}=10\text{ V}$ )
Zapínací doba $t_{on}$ ( $t_d + t_r$ )	25 ns
Vypínací doba $t_{off}$ ( $t_d + t_f$ )	75 ns
Tepelný odpor čip/pouzdro	3,6 K/W

Ztráty na tranzistoru lze rozdělit na přepínací a ztráty vedením. Přepínací ztráty se rozlišují zapínací a vypínací. Zapínací ztráty lze zanedbat, jelikož proud při otvírání tranzistoru narůstá pomalu kvůli rozptylové indukčnosti transformátoru. Vypínací ztráty  $P_{off}$  lze přibližně určit jako:

$$P_{off} = 0,25 \cdot U_D \cdot I_1 \cdot t_{off} \cdot f \quad (3.14)$$

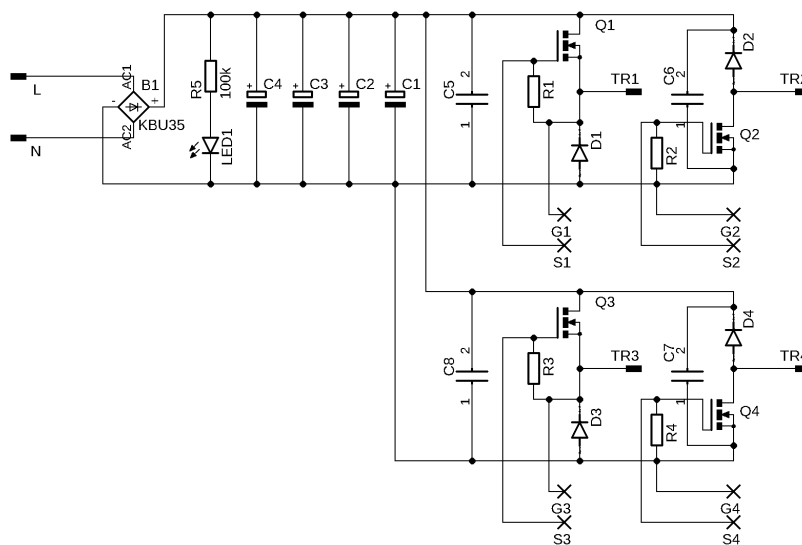
$$P_{off} = 0,25 \cdot 300 \cdot 7,7 \cdot 75 \cdot 10^{-9} \cdot 56000 = 2,4 \text{ W}$$

Ztráty vedení  $P_{ved}$  jsou způsobeny odporem kanálu tranzistoru v sepnutém stavu, proto platí:

$$P_{ved} = R_{dson} \cdot I_{1ef}^2 = 0,12 \cdot 4,7^2 = 2,7 \text{ W} \quad (3.15)$$

### 3.2.2 Primární diody

Primární nulové diody je nutné napětově dimenzovat stejně jako tranzistory. Teoreticky jimi prochází pouze magnetizační proud transformátoru při demagnetizaci. Díky rozptylové indukčnosti ale může diodami krátkodobě procházet špičkový proud o stejné velikosti jako tranzistory. Musejí se tedy dimenzovat na tento proud. Jsou použity diody z karbidu křemíku C3D03060A.

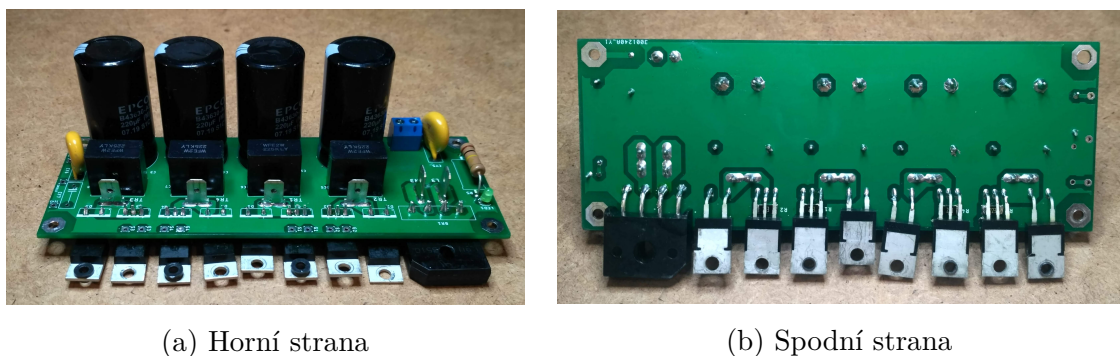


Obr. 3.2: Tranzistorová část měniče

### 3.2.3 Zapojení tranzistorové části měniče

Tranzistorová část měniče je napájena ze stejnosměrného meziobvodu tvořeného filtračními elektrolytickými kondenzátory (C1–C4) o kapacitě  $220 \mu\text{F}$  a diodovým

můstkem. Dimenzování této části je popsáno v kapitole (3.6). Schéma zapojení (Obr. 3.2) odpovídá teoretickému zapojení dvou měničů pracujících v protitaktu popsané v kapitole (2.1). Navíc jsou přidány blokovací kondenzátory (C5–8) 2,2 uF, vždy geometricky co nejbližší ke spínací větvi (nulová dioda a tranzistor), tak aby co nejvíce omezovaly přechmity na tranzistorech. Rezistory R1–4 (22 k $\Omega$ ) slouží jako ochrana proti samovolnému sepnutí (např. při odpojení budičů). LED1 společně s rezistorem R5 slouží k vybití kondenzátorů po odpojení napětí a jako indikace napětí v meziobvodu. Provedení DPS je ukázáno na fotografiích níže (Obr. 3.3). Přivedení síťového napětí z filtru i připojení transformátorů je zajištěno pomocí standardních FASTON konektorů.



Obr. 3.3: DPS s filtračními kondenzátory, tranzistory a diodami; 146×54 mm

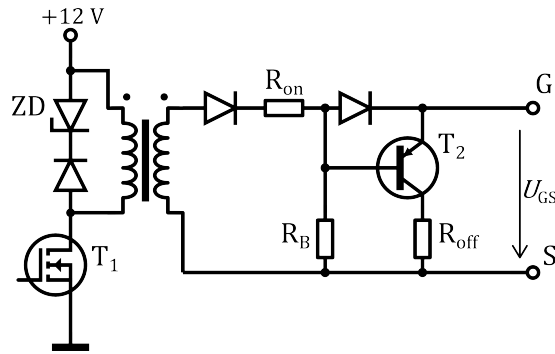
### 3.3 Budiče hlavních tranzistorů

Budiče hlavních tranzistorů musí zajistit přenos signálu o stavu tranzistoru z řídicích obvodů. Zároveň je nutné zajistit galvanické oddělení a signál dostatečně proudově a napěťově posílit tak, aby bylo zajištěno rychlé a bezpečné zapnutí (vypnutí) tranzistoru. Toho je možné dosáhnout zapojením s malým impulsním transformátorem (Obr. 3.4). Topologicky se jedná o jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Podrobný teoretický popis lze najít v literatuře [7].

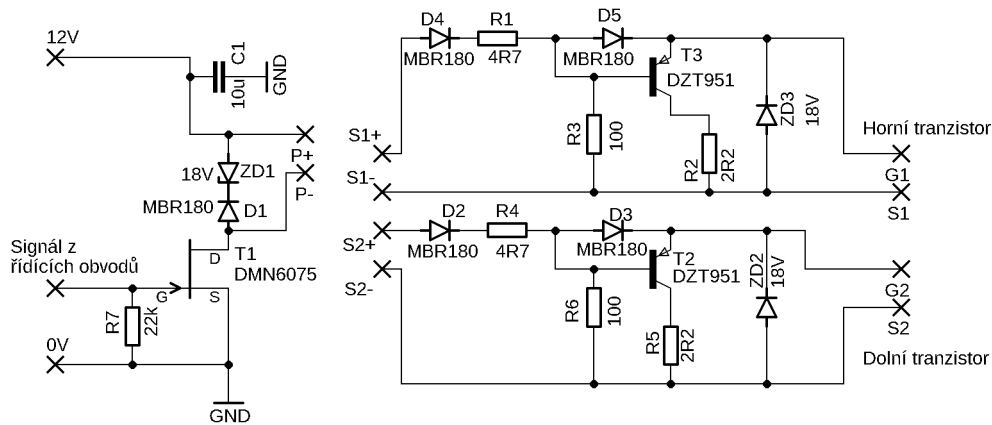
Konkrétní použité zapojení je uvedeno na obrázku (Obr. 3.5), na dalším obrázku (Obr. 3.6) je fotografie zkonstruovaného budiče. Oba tranzistory měniče jsou spínány současně, proto je možné využít jeden budič s dvěma sekundárními obvody. Každý poté spíná jeden tranzistor. Pro druhý měnič pracující v protitaktu je použito identické zapojení.

Vinutí jsou navinuta na dvou paralelně spojených toroidních jádrech T 2010 z materiálu CF138. Napájení je zajištěno pomocným napájecím zdrojem 12 V. Primární vinutí má 12 závitů, obě sekundární vinutí mají 1 závitů. Sekundární napětí je poté





Obr. 3.4: Budič tranzistorů



Obr. 3.5: Konkrétní zapojení budiče tranzistorů

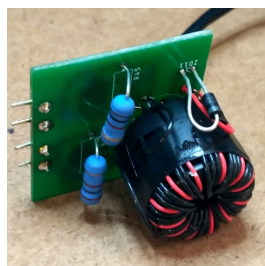
16 V. Po započítání úbytků napětí na Schottkyho diodách bude napětí na hradle tranzistoru v sepnutém stavu asi 15,5 V. Zenerova dioda na primární straně slouží k demagnetizaci v době vypnutí. Při předpokladu maximální střídy 0,5 musí být Zenerovo napětí minimálně stejně velké jako napájecí napětí. Tranzistor T1 je ovládan signálem z řídicích obvodů. Pomocí tranzistoru T2 a rezistoru  $R_{off}$  ( $R_2/R_5$ ) je vybita kapacita hradla hlavního tranzistoru, čímž dojde k jeho vypnutí.

Hodnota rezistoru  $R_{on}$  a  $R_{off}$  je volena na základě katalogového listu a určuje počáteční velikost proudu, kterým je kapacita hradla nabíjena. Výkon zmařený na každém z těchto tranzistorů lze určit z náboje, kterým je potřebné nabít hradlo tranzistoru při každém sepnutí, resp. náboj, kterým je nutné hradlo vybit.

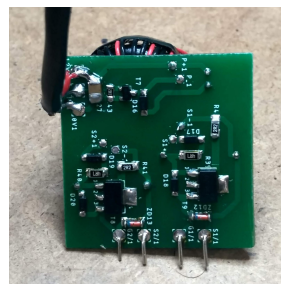
$$P_{R_{on/off}} = 0,5 \cdot U_{GS} \cdot Q_g \cdot f = 0,5 \cdot 14,8 \cdot 86 \cdot 10^{-9} \cdot 56000 = 0,04 \text{ W} \quad (3.16)$$

Dále je také nutné zkontrolovat výkon  $P_{R_b}$  na bázevém rezistoru  $R_B$  vypínacího PNP tranzistoru a použít odpovídající pouzdro. Ten lze určit pomocí efektivního napětí  $U_{efR_b}$ .

$$P_{Rb} = \frac{(U_{efRb})^2}{Rb} = \frac{(16 \cdot \sqrt{0.5})^2}{100} = 1,02 \text{ W} \quad (3.17)$$



(a) Horní strana s transformátorem



(b) Spodní strana s SMD součástkami

Obr. 3.6: Budič tranzistorů; 38×35 mm

### 3.4 Sekundární usměrňovač

Sekundární usměrňovač je tvořen třemi diodami. Oba transformátory mají samostatnou usměrňovací diodu D2 a společnou nulovou diodu D20. Vzhledem k relativně velkému sekundárnímu proudu lze uvažovat o využití tranzistorů místo diod, které by byly spínány tak, aby plnily stejnou funkci jako diody. Použitím těchto tzv. synchronních usměrňovačů by došlo k částečnému snížení ztrát na usměrňovači, ale vzhledem ke složitosti zapojení, které to přináší, bylo zvoleno použití Schottkyho výkonových diod.

Použity jsou diody od firmy IXYS s označením DSS2x101-015A. Jedná se o dvojici Schottkyho diod na společném modulu SOT-227B, základní parametry jsou uvedeny v tabulce (Tab. 3.3). Jelikož jsou v zapojení tři diody, je nutné použít dva tyto moduly (Obr. 3.7). Usměrňovací sériové diody D1 tvoří jeden modul. Společnou nulovou diodu D02 tvoří druhý modul, přičemž obě diody jsou spojeny paralelně. Tímto je zvýšeno proudové dimenzování, což je vhodné v situaci, kdy zdroj pracuje s malým napětím (malou střídou).

Ztrátový výkon  $P_{D1}$  na usměrňovacích diodách při jmenovitém provozu ( $I_Z = 100 \text{ A}$ ,  $s = 0,4$ ) určíme pomocí prahového napětí  $U_f$  a dynamického odporu  $r_d$  (údaje od výrobce sloužící pouze k výpočtu ztrát).

$$P_{D1} = U_f \cdot I_Z \cdot s + r_d \cdot (I_Z \cdot \sqrt{s})^2 \quad (3.18)$$

$$P_{D1} = 0,53 \cdot 100 \cdot 0,4 + 0,0021 \cdot (100 \cdot \sqrt{0,4})^2 = 29,6 \text{ W}$$

Ztrátový výkon na nulové diodě  $D_{02}$  určíme obdobně. Dynamický odpor bude poloviční, jelikož jsou zapojeny dvě paralelně. Pokud budou oba měniče pracovat při střídě 0,4, bude nulová dioda vést proud se střídou doplňkovou do plné střídavy, tedy 0,2. Ztrátový výkon poté vychází:

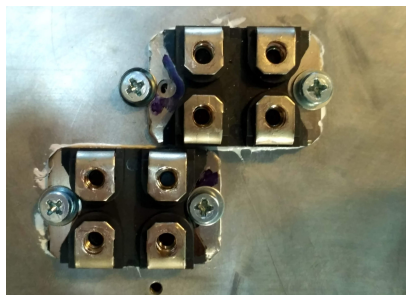
$$P_{D02} = 0,53 \cdot 100 \cdot 0,2 + \frac{0,0021}{2} \cdot (100 \cdot \sqrt{0,2})^2 = 12,7 \text{ W}$$

Dále je vhodné ověřit výše zmíněný případ, kdy bude zdroj pracovat s plným proudem 100 A, ale malou střídou, teoreticky jdoucí k nule. Doplňková střída, s kterou vede nulová dioda, je poté rovna jedné. Maximální ztrátový výkon  $P_{D0max}$  na nulové diodě je roven:

$$P_{D02max} = 0,53 \cdot 100 \cdot 1 + \frac{0,0021}{2} \cdot (100 \cdot \sqrt{1})^2 = 63 \text{ W}$$

Tab. 3.3: Parametry Schottkyho diod

Pouzdro	SOT-227B
Připojení vodičů	šroub M4
Max. závěrné napětí	150 V
Max. střední proud	$2 \times 100 \text{ A}$
Max. efektivní proud	$2 \times 150 \text{ A}$
Prahové napětí $U_f$	0.53 V
Dynamický odpor $r_d$	2,1 m $\Omega$
Tepelný odpor čip/pouzdro	0,4 K/W
Tepelný odpor čip/chladič	0,1 K/W

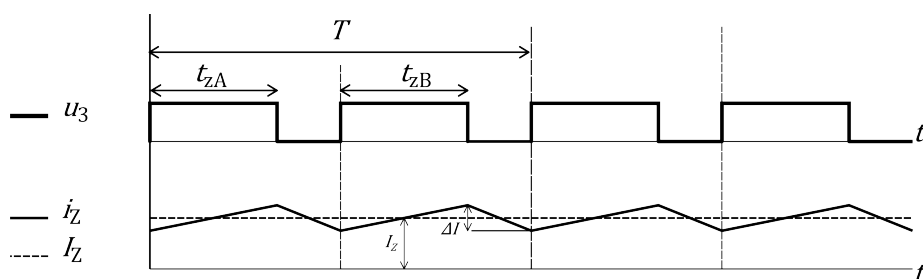


Obr. 3.7: Sekundární diody na chladiči

## 3.5 Výstupní LC filtr

### 3.5.1 Výstupní tlumivka

Výstupní tlumivka v sekundárním usměrňovači měniče slouží k udržení proudu do zátěže v době vypnutí tranzistorů. V době zapnutí tranzistorů je na ní přítomno konstantní napětí (rozdíl sekundárního napětí transformátoru a výstupního napětí), tím pádem proud tlumivkou lineárně vzrůstá. Po vypnutí tranzistorů se otevírá nulová dioda a proud tlumivkou lineárně klesá. U dvou jednočinných měničů v protitaktu je tlumivka střídavě připojována na obě sekundární vinutí obou transformátorů, což vede ke zdvojnásobení frekvence oproti frekvenci spínání tranzistorů na primární straně. Průběh proudu tlumivkou a napětí  $u_3$  na nulové diodě je znázorněno na obrázku (Obr. 3.8).



Obr. 3.8: Průběh proudu výstupní tlumivkou

Potřebná indukčnost  $L$  tlumivky se určí na základě zvoleného zvlnění proudu, který jí prochází. Velikost toho zvlnění  $\Delta I$  (špička/špička) je voleno 10 A. Maximální hodnota výstupního proudu  $I_{Zm}$  je poté 105 A. Vztah pro indukčnost je odvozen uvedených průběhů proudu <sup>2</sup>.

$$L = u \cdot \frac{dt}{di} = U_Z \cdot \frac{1 - 2 \cdot s}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \quad (3.19)$$

$$L = 14,6 \cdot \frac{1 - 2 \cdot 0,4}{2 \cdot 56000 \cdot 10} = 2,6 \mu\text{H}$$

Tlumivka je navinuta na jádře ETD4917 s průřezem  $S_{feil}$  211 mm<sup>2</sup>. Maximální možné sycení jádra volíme  $B_{mtl} = 0,35$  T. Počet závitů se určí jako:

$$N_{tl} = \frac{L \cdot I_{Zm}}{B_{mtl} \cdot S_{feil}} = \frac{2,6 \cdot 10^{-6} \cdot 105}{0,35 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 3,4 \text{ Z} \quad (3.20)$$

Počet závitů zaokrouhlíme na 4 a zpětně určíme jaké bude sycení jádra  $B_{tl}$  v tomto případě:

<sup>2</sup>Výpočet je proveden pro maximální výstupní proud, kdy je střída 0,4. Při menším zatížení střída poklesne, což bude mít za následek zvětšení zvlnění. Maximální bude při střídě 0,25.

$$B_{tl} = \frac{L \cdot I_{Zm}}{N_{mtl} \cdot S_{feil}} = \frac{2,6 \cdot 10^{-6} \cdot 105}{4 \cdot 211 \cdot 10^{-6}} = 0,33 \text{ T} \quad (3.21)$$

Dále je nutné určit délku vzduchové mezery  $l_v$ , tak aby bylo zajištěno sycení, které nyní bylo určeno.

$$l_v = \frac{N_{tl} \cdot I_{Zm} \cdot \mu_0}{B_{mtl}} = \frac{4 \cdot 105 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{0,33} = 1,6 \text{ mm} \quad (3.22)$$

Při měření indukčnosti tlumivky se ukázalo, že mezera musí být větší než teoreticky stanovená. Při výpočtu byla mezera uvažována o stejném průřezu jako má jádro. Reálně se však magnetická indukce rozprostře i mimo tento průřez, čímž dochází k jeho zvětšení, čemuž poté musí odpovídat prodloužení mezery. Zároveň je ve výpočtu zanedbán magnetický odpor jádra a je počítáno pouze s magnetickým odporem vzduchové mezery.

### Konstrukce výstupní tlumivky

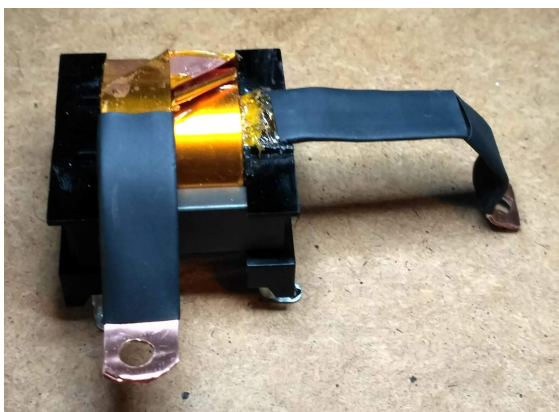
Vzhledem k relativně velkému proudu, který tlumivkou prochází, je navinuta podobně jako sekundární vinutí transformátorů měděným páskem, který má šířku 15 mm a tloušťku 0,3 mm. Je použito 8 těchto pásků paralelně. Efektivní proud procházející tlumivkou odpovídá proudu  $I_Z$  tekoucímu zátěží. Vzhledem ke zvlnění proudu bude skutečná efektivní hodnota nepatrně větší, změna je ale zanedbatelná. Se znalostí velikosti proudu a průřezu vodiče  $S_{cutl}$  je možné určit proudovou hustotu ve vinutí  $\sigma_{tl}$ :

$$\sigma_{tl} = \frac{I_Z}{S_{Cutl}} = \frac{100}{8 \cdot 15 \cdot 0,3} = 2,7 \text{ A/mm}^2 \quad (3.23)$$

Tato hodnota je dostatečně malá, aby nedošlo k přílišnému přehřívání tlumivky. Zkonstruovaná tlumivka je ukázána na fotografii (Obr. 3.9), 8 paralelních pásků je vně tlumivky spojeno do 3 a připojeno do obvodu.

### 3.5.2 Výstupní kondenzátor

Výstupní filtrační kondenzátor připojený paralelně k zátěži slouží k vyhlazení výstupního napětí. V případě nabíjení akumulátoru se kondenzátor teoreticky vůbec neuplatňuje, jelikož je paralelně připojen ke zdroji konstantního napětí. V tomto případě ale bude kondenzátor využit, jelikož je snahou zkonstruovat nabíječku baterií, která bude moci současně fungovat jako univerzální regulovatelný zdroj pro dílenské účely. Kapacitu kondenzátoru  $C$  lze určit na základě zvlnění proudu z předchozí kapitoly a zvoleného zvlnění napětí  $\Delta U$  (rozdíl maximální a střední hodnoty), které volíme 20 mV [1].



Obr. 3.9: Výstupní tlumivka

$$C = \frac{\Delta I/2}{8 \cdot f \cdot \Delta U} = \frac{5}{8 \cdot 56000 \cdot 0,02} = 558 \mu\text{F} \quad (3.24)$$

Kondenzátory je nutné proudově dimenzovat na proud  $i_C$ , který jimi protéká. Jedná se o trojúhelníkový proud s amplitudou  $\Delta I/2$ . Efektivní hodnota tohoto proudu je:

$$i_{Cef} = \frac{\Delta I/2}{\sqrt{3}} = \frac{10/2}{\sqrt{3}} = 2,88 \text{ A} \quad (3.25)$$

Použity jsou dva aluminiové kondenzátory z organických polymerů o kapacitě  $270 \mu\text{F}$  zapojené paralelně.

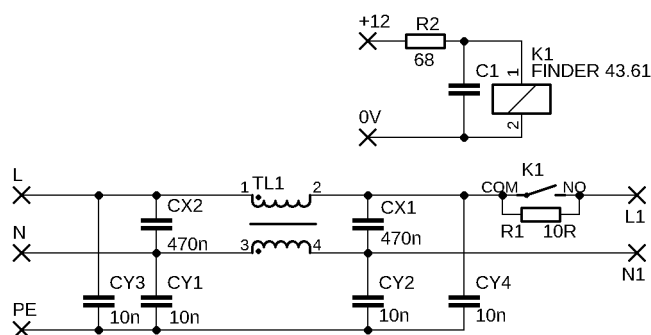
## 3.6 Vstupní síťový filtr a usměrňovač

### 3.6.1 Síťový filtr

Vstupní síťový filtr slouží k zamezení pronikání rušivých vysokofrekvenčních proudů, které vznikají ve spínaném zdroji, do sítě.

V konstruovaném zařízení je použit jednoduchý síťový filtr sestávající z kompenzované tlumivky a  $C_x$  a  $C_y$  kondenzátorů, dohromady tvořících  $\pi$  člunek. Kompenzovaná tlumivka slouží k potlačení souhlasného rušení, které se šíří všemi pracovními vodiči (L a N) a uzavírá se do země (PE). Takováto tlumivka je navinuta na společném jádře tak, aby pracovní proud tekoucí ve vodiči L vytvořil magnetický tok mající opačný směr než stejný pracovní proud tekoucí vodičem N. Tímto se zajistí, že výsledný magnetický tok bude nulový a pracovní proud nebude tlumivkou nijak omezen, zatímco pro VF rušivé proudy mající v obou vodičích stejný směr vykazuje tlumivka vysokou indukčnost, čímž je účinně omezuje. Kompenzovaná tlumivka je doplněna bezpečnostními kondenzátory  $C_y$  mezi pracovními vodiči a zemnicím

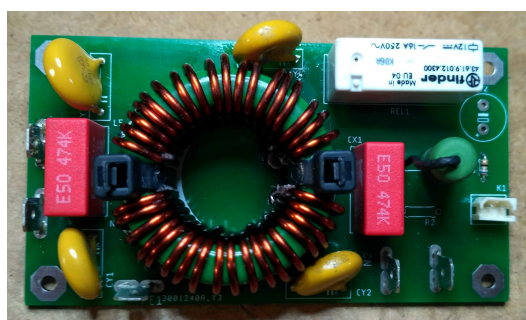
vodičem. Pro potlačení diferenciálního rušení jsou použity kondenzátory Cx mezi pracovními vodiči.



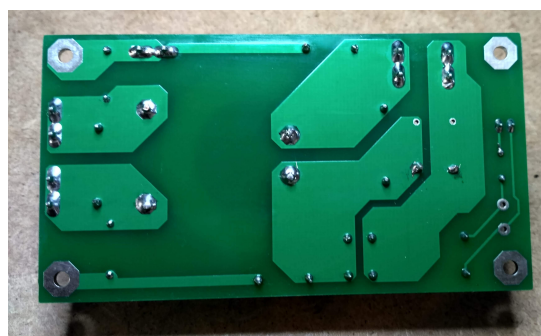
Obr. 3.10: Vstupní síťový filtr se startovacím relé

### 3.6.2 Softstart

Při připojení spínaného zdroje do sítě je nutné zajistit omezení proudu nabíjejícího velkou kapacitu v usměrňovači. Pokud by toto omezení nebylo zajištěno, mohlo by vlivem velkého špičkového proudu dojít k poškození kondenzátorů nebo diodového usměrňovače a také k vybavení síťového jističe. Velikost proudu je omezena sériovým rezistorem (10  $\Omega$ ). Po uplynutí určité doby je sériový rezistor přemostěn pomocí relé, které je ovládáno z pomocného napěťového zdroje. Konkrétní zapojení síťového filtru a softstartu je ukázáno na obrázku (Obr. 3.10). Samotná realizace poté na dalším obrázku (Obr. 3.11).



(a) Strana součástek



(b) Strana spojů

Obr. 3.11: Síťový filtr a softstart; 99×54 mm

### 3.6.3 Vstupní usměrňovač

Vstupní usměrňovač slouží k vytvoření stejnosměrného napětí meziobvodu  $U_D$ . Je tvořen diodovým můstkem s filtračním kondenzátorem. Návrh usměrňovače je proveden podle literatury [6].

Na základě výpočtů v kapitole týkající se hlavních transformátorů je možné určit střední proud  $I_d$ , na který musí být usměrňovač dimenzován. Předpokládáme odběr obdélníkového proudu se střídou 0,4 o maximální hodnotě 7,7 A. Střední hodnotu musíme vynásobit dvěma, jelikož transformátory jsou dva.

$$I_d = 2 \cdot I_1 \cdot s = 2 \cdot 7,5 \cdot 0,4 = 6,1 \text{ A} \quad (3.26)$$

Velikost mezilehlého napětí  $U_D$  určíme přibližně pomocí zvoleného poklesu napětí  $\Delta U_D$ . Není vhodné volit pokles příliš malý, což vede k velké kapacitě filtračních kondenzátorů, které jsou poté nabíjeny krátkými proudovými pulzy o velké hodnotě. Tímto dochází ke zhoršení celkového účinníku odběru. Je tedy volen pokles 50 V. Napětí  $U_D$  lze poté určit jako:

$$U_D = \sqrt{2} \cdot U_f - \frac{\Delta U_D}{2} = \sqrt{2} \cdot 230 - \frac{50}{2} = 300 \text{ V} \quad (3.27)$$

Pro další výpočty je vhodné zavést relativní pokles napětí  $\delta_U$ :

$$\delta_U = \frac{\Delta U_D}{\sqrt{2} \cdot U_f} = \frac{50}{\sqrt{2} \cdot 230} = 0,154 \quad (3.28)$$

Pomocí následující rovnice lze určit délku nabíjení  $t_n$ :

$$t_n = \frac{T}{2 \cdot \pi} \arccos(1 - \delta_U) = \frac{0,02}{2 \cdot \pi} \arccos(1 - 0,154) = 1,8 \text{ ms} \quad (3.29)$$

Následně je dopočtena délka vybíjení  $t_v$ :

$$t_v = \frac{T}{2} - t_n = \frac{0,02}{2} - 1,8 = 8,2 \text{ ms} \quad (3.30)$$

Poté, co je známa délka vybíjecího intervalu, lze určit potřebnou kapacitu  $C_f$  pomocí základního vztahu pro nabíjení (vybíjení) kondenzátoru za předpokladu, že k vybíjení dochází proudem o střední hodnotě  $I_d$ :

$$C_f = \frac{I_d \cdot t_v}{\Delta U_D} = \frac{6,1 \cdot 8,2}{50} = 980 \mu\text{F} \quad (3.31)$$

Kondenzátory je nutné volit s nízkým ekvivalentním sériovým odporem (tzv. LOW ESR) a tak, aby nebyl překročen jejich maximální povolený efektivní proud. Efektivní proud tekoucí kondenzátorem lze těžko stanovit přesně. Jeho velikost by ale měla ležet v rozmezí odebíraného síťového efektivního proudu  $I_{fef}$  a efektivního proudu  $I_{def}$  meziobvodu.



Odebíraný efektivní proud ze sítě lze určit pomocí činného výkonu a účinníku odběru. Účinník odběru  $\Lambda$  u tohoto typu usměrňovače je přibližně 0,6. Činný výkon  $P$  lze určit z mezilehlého napětí a středního proudu:

$$P = U_d \cdot I_d = 300 \cdot 6,1 = 1830 \text{ W} \quad (3.32)$$

Odebíraný efektivní proud poté:

$$I_{fef} = \frac{P}{\Lambda \cdot U_f} = \frac{1830}{0,6 \cdot 230} = 13,2 \text{ A} \quad (3.33)$$

Proud, který kondenzátor dodává, je obdélníkový se střídou 0,8 a střední hodnotou 6,1 A, jak již bylo zmíněno. Efektivní hodnota tohoto proudu  $I_{def}$  je:

$$I_{def} = \frac{I_d}{\sqrt{s}} = \frac{6,1}{\sqrt{0,8}} = 6,8 \text{ A} \quad (3.34)$$

Proud, který prochází kondenzátorem je rozdílem těchto dvou proudů a jeho efektivní hodnota leží v rozmezí jejich efektivních hodnot, přesnou hodnotu ale nelze jednoduše stanovit.

Ke zvolení vhodného diodového můstku je nutné stanovit střední a efektivní hodnotu proudu a také špičkový proud protékající diodami. Průběh proudu diodami má stejný tvar jako nabíjecí impuls kondenzátoru. Přesnou hodnotu je těžké určit, jelikož závisí mj. i na indukčnosti sítě, do které je obvod připojen. Je tedy vhodné volit diody s dostatečně velkou rezervou, což u standardních diodových můstků není problém. Střední proud  $I_{d1}$  jednou diodou je poloviční oproti celkovému střednímu proudu:

$$I_{d1} = \frac{I_d}{2} = \frac{6,1}{2} = 3,1 \text{ A} \quad (3.35)$$

Efektivní proud jednou diodou  $I_{def1}$  lze určit jako:

$$I_{def1} = \frac{I_{ef}}{\sqrt{2}} = \frac{13,2}{\sqrt{2}} = 9,3 \text{ A} \quad (3.36)$$

Ztráty na každé diodě lze přibližně určit pomocí středního proudu  $I_{d1}$  a prahového napětí  $U_p$ , které je asi 1 V. Usměrňovací můstek je tvořen 4 diodami, platí tedy:

$$P_d = 4 \cdot U_p \cdot I_{d1} = 4 \cdot 1 \cdot 3,1 = 12,4 \text{ W} \quad (3.37)$$

## 3.7 Řídicí obvody

### 3.7.1 Regulace nabíjení akumulátorů

Řízení nabíjení akumulátoru musí být navrženo tak, aby byl dodržen nabíjecí postup popsany v kapitole 1.2. Kaskádní regulační struktura obsahuje nadřazenou napěťo-

vou smyčku, která má nastavené pevné žádané napětí odpovídající maximálnímu povolenému napětí na akumulátoru. Dokud je napětí na akumulátoru menší, napěťový regulátor je v kladné saturaci, čímž je dáván požadavek na konstantní nabíjecí proud omezený nastavitelnou proudovou limitací. Tímto je zajištěno dobíjení konstantním proudem (CC). V momentě, kdy napětí na akumulátoru překročí max. povolené napětí, napěťový regulátor snižuje žádaný proud, čímž udržuje napětí konstantní - nabíjení konstantním napětím (CV). Poté co proud klesne na nulu, resp. pod stanovenou hodnotu, je nabíjení ukončeno.

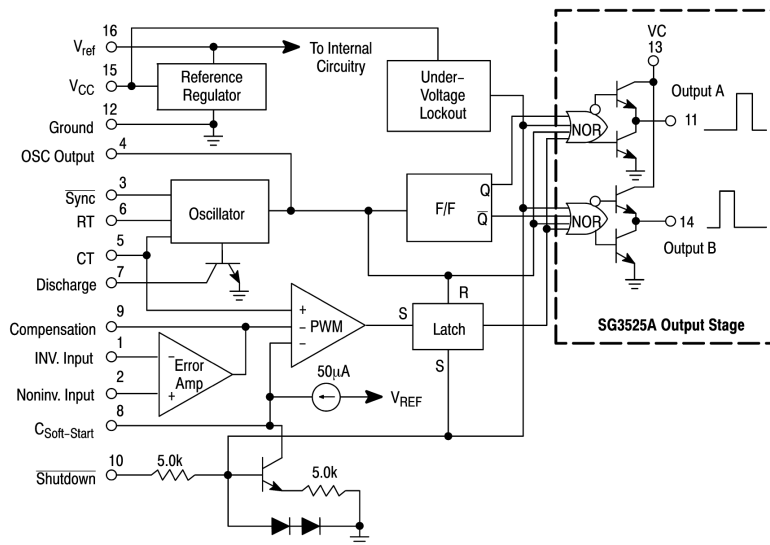
### 3.7.2 Pulsní šířková modulace

Pulsní šířková modulace (PWM) ve spínaných zdrojích může být provedena dvěma základními principy. Prvním z nich je tzv. proudové řízení. Toto řízení neobsahuje vlastní generátor trojúhelníkového signálu. Ten je nahrazen signálem z proudového čidla, což je dostačující, jelikož tento proud je z principu (nárůst proudu indukčnosti napájené konstantním napětím) pilovitý a může být tedy porovnáván s řídicím signálem z regulátoru [9].

Druhým způsobem, který je v práci využit, je tzv. napěťové řízení. U tohoto způsobu řízení je použita plnohodnotná pulsní šířková regulace. Obsahuje autonomní generátor trojúhelníkového signálu, který je následně porovnáván s řídicím signálem. Princip funkce je ukázán na integrovaném obvodu (IO) SG3525, který je základem celého řídicího obvodu. Obsahuje tedy vlastní oscilátor s generátorem trojúhelníkového signálu a komparátorem. Jeho blokové schéma je uvedeno na obrázku (Obr. 3.12). Oscilátor má vnějšími součástkami pevně nastavenou frekvenci. Na neinvertujícím vstupu komparátoru (označen *PWM*) je přiveden pilovitý signál, který je porovnáván s výstupem chybového zesilovače (*Error Amp*). Na jeden vstup chybového zesilovače je přivedeno napětí odpovídající měřenému výstupnímu napětí, na druhý vstup je přivedeno napětí odpovídající žádanému napětí na výstupu. Chybový zesilovač je zapojen jako regulátor zesilující rozdíl žádané a skutečné hodnoty, signály musí být připojeny tak, aby v případě zvětšujícího se žádaného napětí oproti skutečnému výstupnímu napětí na zesilovači rostlo. Tím totiž dojde k pozdějšímu překlopení komparátoru, což v kombinaci s navazujícími logickými operacemi vede ke zvýšení střídy, čímž se zvyšuje výstupní napětí měniče [9].

### 3.7.3 Zapojení řídicích a ochranných obvodů

Základní koncepci řízení a ochran lze vyčíst z blokového schématu (Obr. 3.15), konkrétní schéma zapojení je na dalším obrázku (Obr. 3.14) a samotná realizaci DPS je zdokumentována na fotografiích (Obr. 3.15). Výstupní napětí na zátěži (akumulátoru) je snímáno a přivedeno do regulátoru napětí, kde je porovnáváno s žádanou

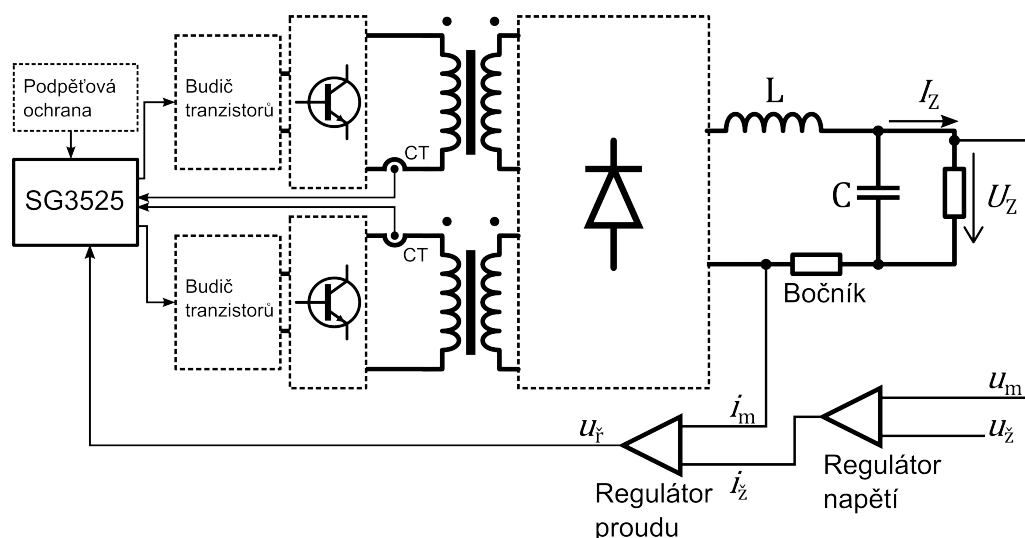


Obr. 3.12: Blokové schéma SG3525 [10]

hodnotou napětí. Výstupem z regulátoru je žádaná hodnota proudu, kterou lze omezit externí limitací. Proud zátěží je snímán bočníkem, jehož signál je přiveden do regulátoru proudu, kde je porovnáván s žádanou hodnotou proudu. Výstupem z regulátoru proudu je řídicí napětí, které je přivedeno do výše zmíněného IO SG3525. IO na základně velikosti řídicího napětí generuje signál, kterým jsou přes budiče spínány hlavní tranzistory. Proudové transformátory (CT) s navazujícími obvody slouží k detekci nadproudu a následnému zablokování spínání. Dále je přítomna podpěťová ochrana, která zablokuje činnost řídicího obvodu v případě příliš malého napětí pomocného zdroje tak, aby bylo zabráněno spínání tranzistorů příliš nízkým napětím.

### Zapojení integrovaného obvodu SG3525

Zapojení samotného IO obvodu SG3525 je velmi jednoduché. Frekvence spínání je nastavena na 56 kHz součástkami R1 a C5. Interní operační zesilovač není využit a střída spínání je řízena přímo zavedením signálu z regulátoru na pin COMP. Budící signály (OUTPUTA/B) přímo ovládají spínací tranzistory v budičích. Kondenzátor C6 připojený k pinu SOFSTART je nabíjen interním proudovým zdrojem, čímž je omezena střída při zapnutí a zajištěn plynulý rozběh. Na pin SHUTDOWN je přivedeno vyhodnocení ochran. V momentě, kdy se zde objeví kladné napětí (5 V), dojde k zablokování řídicího obvodu.

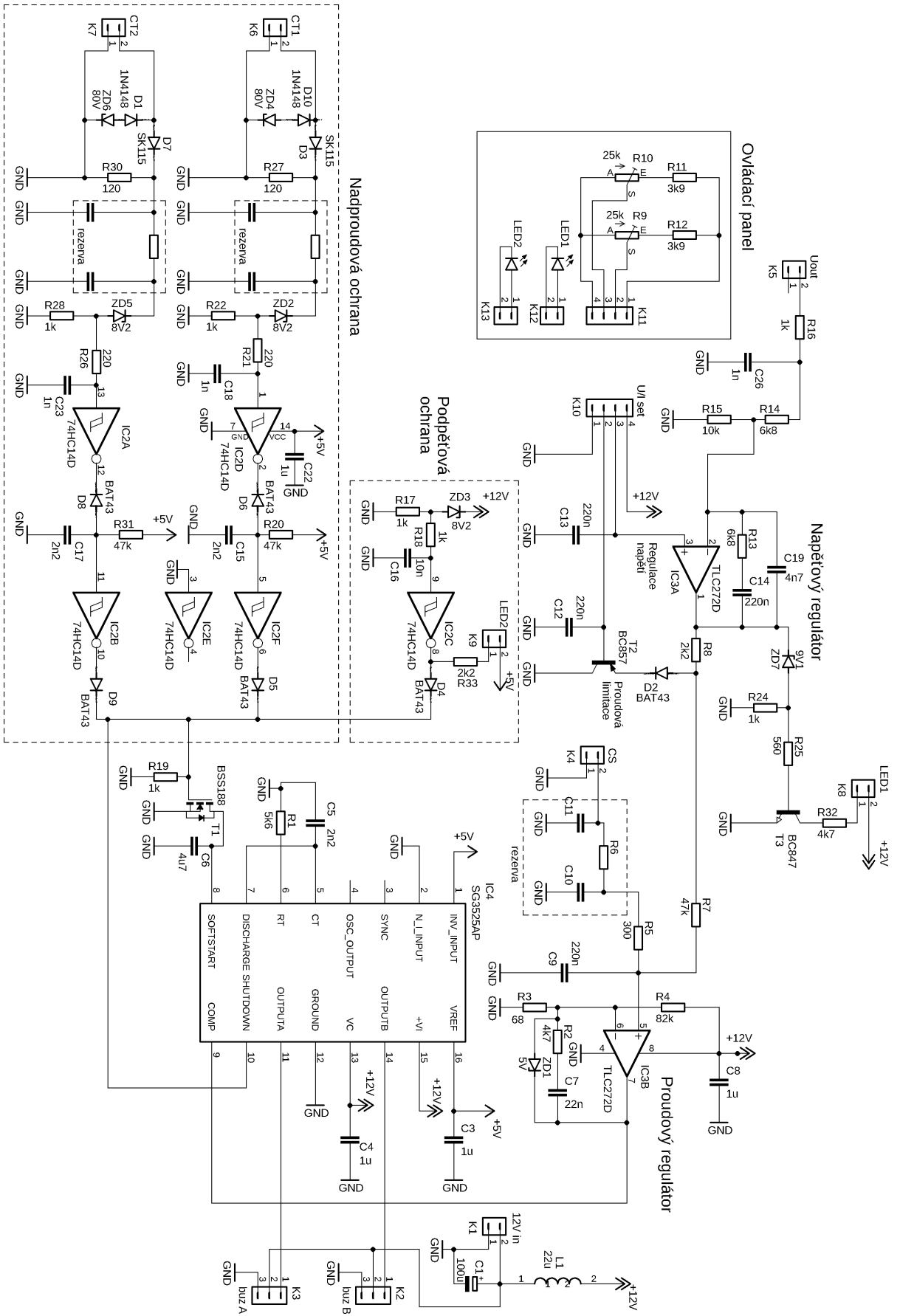


Obr. 3.13: Blokové schéma řízení

## Regulátory

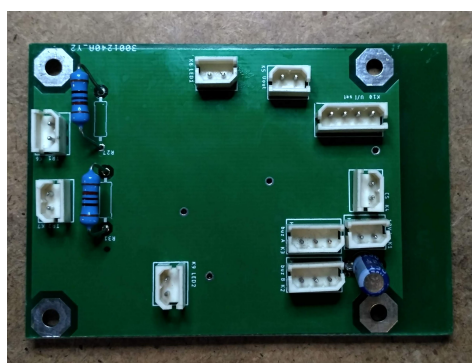
Zpětnovazební regulace je tvořena nadřazenou napěťovou smyčkou a podřízenou proudovou smyčkou. Oba regulátory jsou tvořeny operačními zesilovači TLC272 s jednostranným napájením. Napěťový regulátor je invertující typu PI, výstupní napětí (konektor K5) je vyfiltrováno a přivedeno na invertující vstup, žádaná hodnota napětí nastavená potenciometrem (R9) je přivedena na neinvertující vstup. Na výstupu regulátoru je poté kladná žádaná hodnota proudu, která je porovnávána se zápornou hodnotou proudu měřenou bočníkem (K4). Proudovou limitaci tvoří zapojení kolem tranzistoru T2, proudový limit lze nastavit potenciometrem R10. Když je proudová limitace aktivní, musí být napěťový regulátor v saturaci (žadované napětí je větší než skutečné výstupní), výstupní napětí regulátoru je poté asi 10,5 V, což stačí k otevření Zenerovy diody ZD7 a tranzistoru T3. Když je tento tranzistor otevřený, rozsvítí se červená LED1, čímž dochází k indikaci proudové limitace.

Proudový regulátor je neinvertující typu PI. Na neinvertujícím vstupu dochází k součtu záporné hodnoty napětí z bočníku (K4) nesoucí informaci o skutečném výstupním proudu (100 A/50 mV) a kladné hodnoty napětí z napěťového regulátoru určující žádanou hodnotu napětí. Rezistory R5 a R7 tvoří dělič, který zajišťuje zmenšení napětí z regulátoru tak, aby odpovídalo malé velikosti napětí z bočníku. Regulátory řídí střidu spínání teoreticky tak, aby součet těchto napětí byl nulový a žádaná hodnota odpovídala skutečné. Ve skutečnosti je na neinvertující vstup zaveden malý napěťový offset asi 10 mV, takový tedy musí být i součet žádané a skutečné hodnoty napětí. Tento uměle zavedený napěťový offset zajišťuje eliminaci negativního vlivu případného interního offsetu operačního zesilovače a zajišťuje spolehlivé vypnutí (nulovou střidu), když je nastavena nulová žádaná hodnota proudu nebo

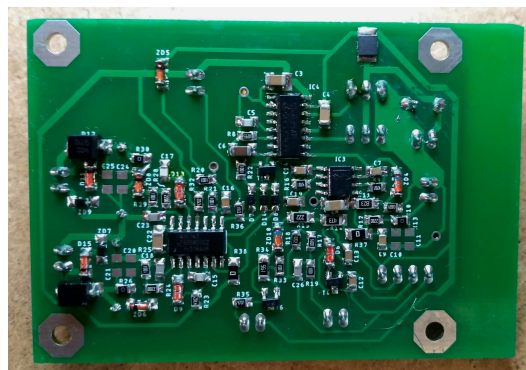


Obr. 3.14: Řídicí obvody

napětí. Výstupní napětí z proudového regulátoru je zavedeno na pin COMP řídicího obvodu, čímž je přímo ovládána střída spínání. Maximální hodnota toho napětí je omezena Zenerovou diodou ZD1 na 5 V.



(a) Horní strana



(b) Spodní strana

Obr. 3.15: DPS řídicích obvodů; 68×54 mm

### Nadproudová a podpěťová ochrana

Proud primárním vinutím je vyhodnocován proudovým transformátorem s bočníkem a navazující logické obvody zablokují řídicí obvod v případě příliš velkého proudu. Teoreticky by tato ochrana nemusela být nutná, jelikož na zvýšený proud musí reagovat také regulátory na základě odezvy z bočníku na sekundární straně. Reakce by ale nemusela být dostatečně rychlá.

Proudový transformátor (CT1/2) je navinut na toroidním jádře T2510, primární vinutí je vytvořeno průvlekem vodiče primárního vinutí hlavního transformátoru (1 závit). Sekundární vinutí tvoří 95 závitů. Demagnetizace jádra v době vypnutí tranzistorů je zajištěna Zenerovou diodou (ZD4/6). Proudový transformátor je navržen tak, aby reagoval při primárním proudu asi 8 A. V tomto případě bude na bočníku (R27/30) napětí asi 10 V. K bočníku je připojena paralelně Zenerova dioda 8,2 V v sérii s rezistorem. Napětí na tomto rezistoru je snímáno filtrem a Schmittovým invertorem, který má překlápěcí úroveň asi 2 V. Když na bočníku bude napětí asi 10 V, dojde k překlopení prvního invertoru. Na jeho výstupu se objeví logická 0, kondenzátor C15/17 se vybije přes diodu D6/8, čímž dojde k překlopení druhého invertoru. Na jeho výstupu se objeví logická 1, která je vedena do pinu 10 IO SG3525, čímž dojde k zablokování jeho výstupní logiky a vypnutí všech tranzistorů. Zároveň je otevřen tranzistor T1, čímž dojde k vybití softstartovacího kondenzátoru C6. Po poklesu proudu zpět pod 8 A dojde k zpětnému překlopení prvního invertoru. Jeho výstup je v logické 1, dioda D6/8 je zavřena a kondenzátor

C15/17 se nabíjí přes rezistor R20/31. K překlopení druhého invertoru zpět a od-blokování IO tedy dojde až se zpožděním. Navíc IO obvod nemůže pracovat hned s plnou střídou, která je omezena napětím na softstartovacím kondenzátoru, který se postupně znovu nabíjí z interního proudového zdroje IO.

Princip podpěťové ochrany je principiálně stejný jako u nadproudové. Ochrana reaguje na pokles napětí pomocného zdroje pod asi 10 V. Výstup Schmittova inver-toru je sdružen s výstupem druhého invertoru proudové ochrany, sekvence dějů po jeho překlopení je stejná.

### 3.8 Pomocný napěťový zdroj

Pomocný napěťový zdroj slouží k napájení řídicích obvodů, budičů tranzistorů a také spíná softstartovací relé. Všechny tyto obvody jsou navrženy tak, aby je bylo možné napájet stejnosměrným napětím o stejné velikosti a to 12 V. Řídicí obvody spo-lečně s budiči tranzistorů mají spotřebu asi 8 W, softstartovací relé má udávaný příkon 0,4 W. Jako pomocný zdroj je použit komerčně dostupný spínaný zdroj MEAN WELL EPS-15-12 s výstupním proudem až 1,25 A.

### 3.9 Dimenzování chlazení

Všechny součástky, které vyžadující přídatné chlazení jsou připevněny na společný chladič. Jedná se o usměrňovací můstek, hlavní tranzistory a sekundární diody. Jed-notlivé ztrátové výkony již byly stanoveny, pro návrh chladiče je potřebné znát celkový ztrátový výkon  $P_{cel}$ :

$$P_{cel} = P_d + 2 \cdot P_{D1} + P_{D02} + 4 \cdot (P_{off} + P_{ved}) \quad (3.38)$$

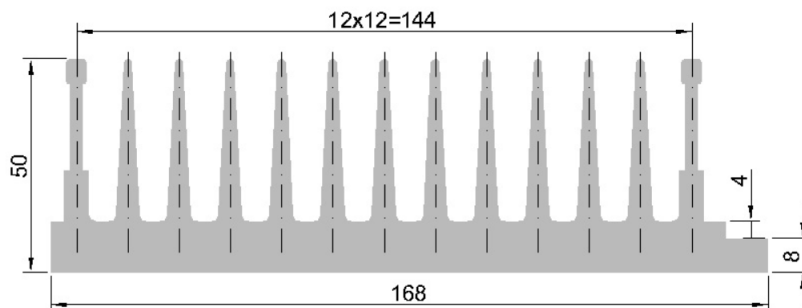
$$P_{cel} = 12 + 2 \cdot 29,6 + 12,7 + 4 \cdot (2,4 + 2,6) = 103,9 \text{ W}$$

Dále je potřeba stanovit maximální možnou teplotu chladiče  $T_h$  a teplotu okolí  $T_o$ . Maximální okolní teplota je volena 40 °C, maximální možná teplota chladiče 75 °C. Požadovaný tepelný odpor chladič  $R_h$  lze následně určit:

$$R_h = \frac{T_h - T_o}{P_{cel}} = \frac{75 - 40}{103,9} = 0,34 \text{ K/W} \quad (3.39)$$

Použit je hliníkový chladič 168x50 3M s profilem uvedeným na obrázku (Obr. 3.16) o délce 315 mm. Výrobce přesnou hodnotu tepelného odporu tohoto chladiče neu-dává. Porovnáním s podobnými profily se známým tepelným odporem lze odhad-nout, že chladič o těchto rozměrech by udávaný výkon dokázal uchladiť pasivně za

předpokladu vhodného přirozeného proudění vzduchu. Jelikož chladič ale slouží jako hlavní konstrukční prvek tvořící spodní stranu celého zařízení, tak je přirozené proudění velmi omezené. Proto je použit ventilátor, který zároveň chladí ostatní prvky zařízení.



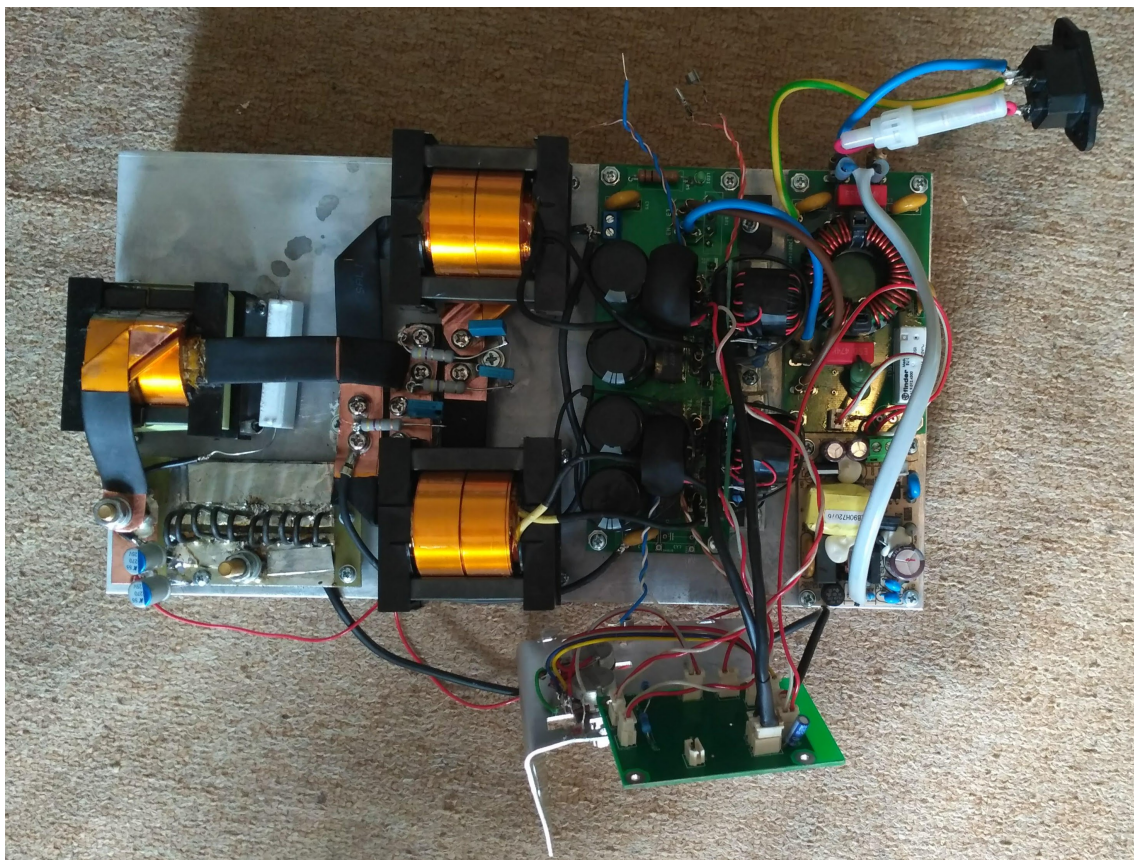
Obr. 3.16: Profil použitého chladiče [11]

### 3.10 Sestavení do společné konstrukce

Konstrukce celého zařízení je velmi jednoduchá a v mnohém pouze provizorní, jelikož práce byla realizována v době koronavirové pandemie, kdy byl výrazně omezen přístup do laboratoří VUT. Důraz byl tedy kladen na to, aby se podařilo zprovoznit a ověřit elektrickou funkci.

Hlavním konstrukčním prvkem je výše popsany chladič, který tvoří základnu, ke které jsou jednotlivé části přišroubovány. Celá konstrukce je na obrázku (Obr. 3.17). Síťové napětí je připojeno přes EURO konektor, následuje síťový filtr, který je připojen přes pojistku. Síťové napětí je také přivedeno na pomocný napěťový zdroj, který napájí řídicí obvody a softstartovací relé. Vyfiltrované napětí je přivedeno na desku s usměrňovačem, tranzistory a diodami. Všechny tyto součástky jsou připevněny k chladiči. Na tuto desku jsou připojena primární vinutí transformátoru, přičemž jeden vodič je provlečen proudovými transformátory. Sekundární vinutí z měděných pásků je připojeno přímo na sekundární diody. Dále je připojena tlumivka a deska s bočnickem, na které jsou zároveň výstupní filtrační kondenzátory a výstupní svorky, které jsou tvořeny mosaznými šrouby M6. Řídicí obvody jsou společně s ovládacími potenciometry a indikačními diodami připojeny samostatně na provizorním hliníkovém panelu vyrobeném pro potřeby vyzkoušení zdroje. V době odevzdání práce zařízení nemá mechanický kryt a pevně připojený ventilátor. Po dokončení bude deska s řídicími obvody a ovládacími potenciometry umístěna v boční stěně krytu, kde bude dále voltmetr a ampérmetr měřící výstupní napětí a proud.





Obr. 3.17: Zkompletovaná nabíječka

## 4 Oživení a měření nabíječky akumulátorů

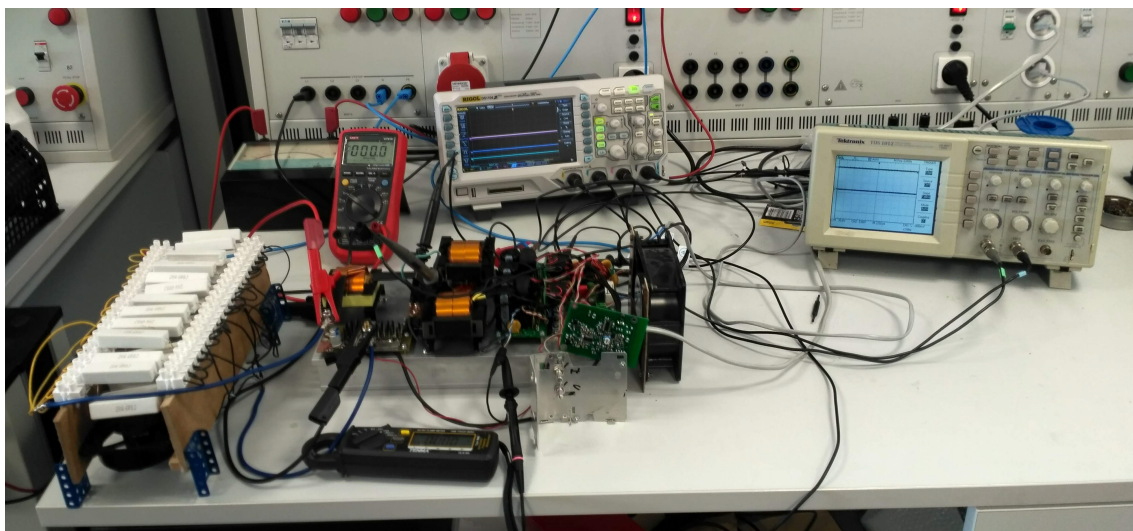
V této kapitole je popsán proces ožívání nabíječky a měření důležitých průběhů napětí a proudů.

### 4.1 Oživení nabíječky

Při ožívání nabíječky byla nejprve ověřena správná funkce řídicích a budících obvodů při připojení na laboratorní zdroj napětí. Konkrétně byla ověřena budící frekvence, která je 56 kHz. Následně byly připojeny budící obvody a na osciloskopu zobrazen průběh napětí. Při zapínacím ději dochází k malému překmitu napětí, který ale není nijak škodlivý. Dále byla ověřena podpětová ochrana, která vypne řídicí obvody v případě, že pomocné napětí klesne pod 10,6 V. Obdobně byla otestována nadproudová ochrana tím, že na bočník bylo přivedeno stejnosměrné napětí a bylo ověřeno, že dojde k vypnutí taktéž při napětí 10,6 V (provedení podpětové a naproudové ochrany je v podstatě stejné, proto reaguje při stejné hodnotě napětí). Toto napětí by mělo odpovídat špičkové hodnotě proudu asi 8,4 A primárním vinutím transformátoru.

Poté, co se úspěšně povedlo vyzkoušet tyto části řídicích obvodů byla, nabíječka sestavena a připojena na autotransformátor přes sériový rezistor omezující proud v případě zkratu. V prvotní části zkoušení byl vyřazen vstupní síťový filtr a pomocný zdroj byl napájen ze standardního síťového napětí 230 V. Dále byl měřen proud, který nabíječka odebírala, pomocí kterého lze kontrolovat, zda se nevyskytuje nějaká závada výrazně zvyšující odběr. Zapojení nabíječky na měřicím pracovišti je zobrazeno na fotografii (Obr. 4.1).

Samotná zkouška probíhala tak, že bylo pomalu zvyšováno napětí autotransformátoru, přičemž byly osciloskopem kontrolovány průběhy napětí na tranzistorech, napětí na sekundárních diodách a dále bylo kontrolováno, zda nedochází k lokálnímu přehřátí některých částí. Během tohoto zkoušení byly objeveny pouze drobné problémy, které se podařilo vyřešit. Při minimální zátěži, kdy není odebírán téměř žádný proud, docházelo k rozkmitání napěťového regulátoru. To se podařilo vyřešit vyladěním součástek tvořících zpětnou vazbu regulátoru. Místo rezistoru byl připojen potenciometr a snížena velikost paralelního kondenzátoru. Zároveň byl trvale připojen rezistor 100  $\Omega$  na výstup zajišťující minimální permanentní zátěž. Po nalezení optimální pozice potenciometru, kdy byl výstup stabilní v celém rozsahu, byla změřena jeho hodnota a natrvalo připojen pevný rezistor. Dále při zvyšování vstupního napětí docházelo k nárůstu napěťových překmitů na sekundárních diodách, které se ale podařilo výrazně omezit připojením paralelních RC článků (viz níže). Poté se podařilo dosáhnout požadovaných výstupních parametrů 15 V/100 A.



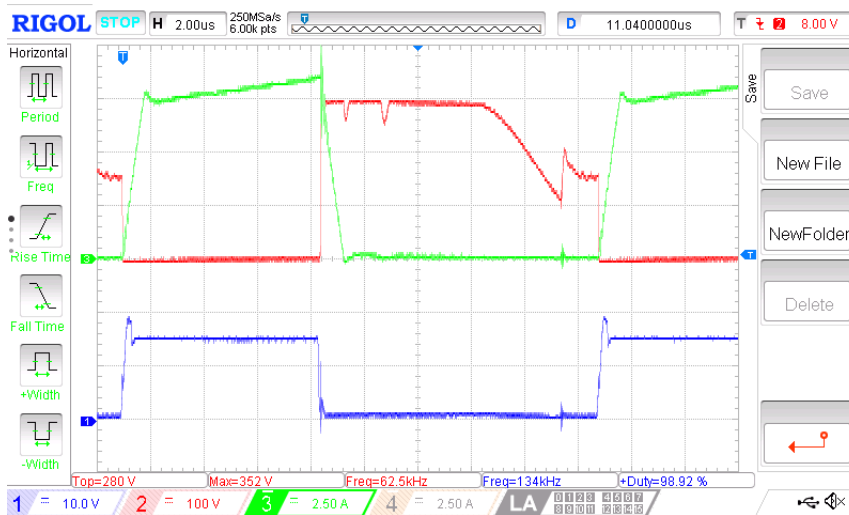
Obr. 4.1: Měřicí pracoviště

## 4.2 Naměřené průběhy napětí a proudů

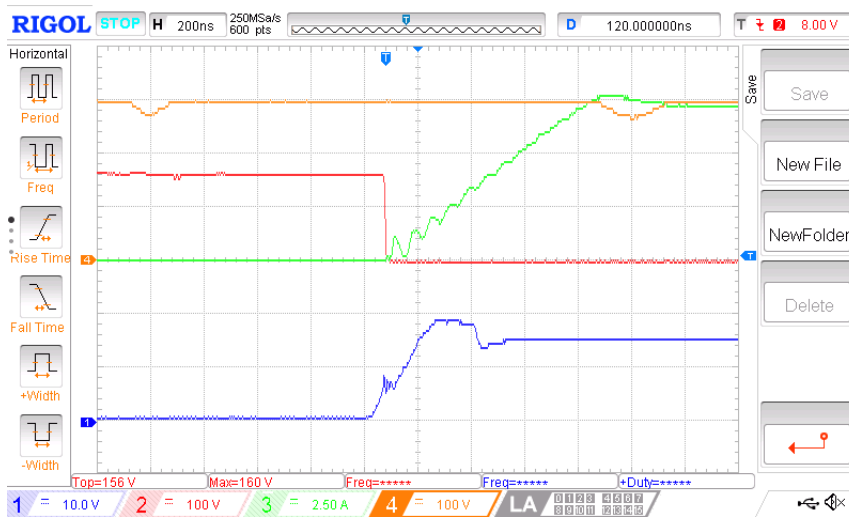
### 4.2.1 Spínání tranzistorů

Na následujícím oscilogramu (Obr. 4.2) je zobrazen průběh jedné periody budícího napětí  $U_{gs}$ , napětí na tranzistoru  $U_{ds}$  a proud primárním vinutím jednoho z transformátorů  $I_p$ . Průběhy na protitaktním měniči jsou totožné. Na budícím napětí je vidět již zmíněný malý překmit při zapínání tranzistoru. Střída spínání je relativně velká, cca 0,42. Rychlost nárůstu a poklesu proudu při zapnutí a vypnutí je omezena rozptylovou indukčností transformátoru. Na napětí  $U_{ds}$  můžeme vidět konec demagnetizace transformátoru odpovídající době, kdy napětí začne klesat. Z průběhu lze vyčíst, že doba demagnetizace je stejně velká jako doba magnetizace transformátoru (doba zapnutí tranzistorů).

Na tomto průběhu napětí lze vidět dva výrazné poklesy v době demagnetizace, které nebyly očekávané. Také lze pozorovat výrazný zákmit napětí v době již skončené demagnetizace. První pokles napětí nastává v době, kdy už jsou odpovídající tranzistory zavřeny. Pokles proudu však není okamžitý a je omezen rozptylovou indukčností transformátoru. Přesný okamžik poklesu odpovídá momentu, kdy primární proud klesne k nule, současně klesne proud sekundární sériovou diodou k nule a ta se uzavře. Druhý pokles napětí nastává v době po zapnutí tranzistorů, kdy skončí náběh proudu omezený opět rozptylovou indukčností. Jedná se o okamžik, kdy se zavře sekundární nulová dioda. Je však důležité poznamenat, že pokles napětí nastává na napětí na tranzistoru na druhém měniči, než který jej způsobuje. Oba měniče jsou takto provázány přes nulovou diodu. Situace je zobrazena na oscilogramu (Obr. 4.3), veličiny jsou označeny A a B podle měniče, kterému odpovídají.



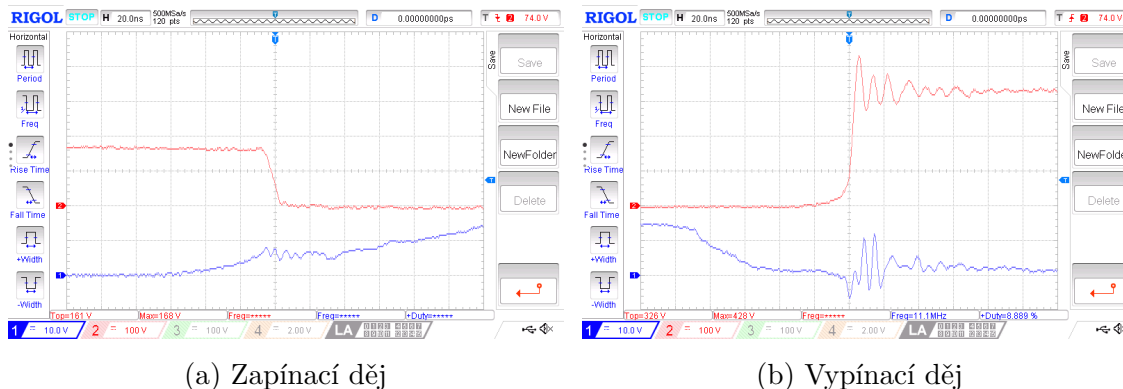
Obr. 4.2: Plný výkon; modrá:  $U_{gs}$ ; červená:  $U_{ds}$ ; zelená:  $I_p$



Obr. 4.3: Plný výkon; modrá:  $U_{gsA}$ ; červená:  $U_{dsA}$ ; zelená:  $I_{pA}$ ; oranžová:  $U_{dsB}$

Na dalších oscilogramech jsou zobrazeny detaily zapínacího a vypínacího děje. Zapínací děj (Obr. 4.4a) má bezproblémový průběh. Na napětí  $U_{gs}$  mezi 6 až 8 V je dobře viditelné Millerovo plató. U vypínacího děje (Obr. 4.4b) je pozorovatelný výrazný překmit s hodnotou přesahující 420 V, který je způsobený parazitními indukčnostmi mezi blokovacími kondenzátory a tranzistory. Při návrhu obvodu však s možností tohoto překmitu bylo počítáno a je stále ještě s dostatečnou rezervou pod průrazným napětím tranzistorů (600 V). Problémem by bylo, kdyby nedošlo k rychlému ztlumení kmitání a také zde hrozí průnik těchto kmitů na gate tranzistoru přes Millerovu kapacitu. Toto můžeme částečně vidět na průběhu napětí  $U_{gs}$ , na kterém se kmitání objevuje. Problematické u tohoto kmitání je, že nelze jednoduše zjistit, jaká jeho část se reálně vyskytuje a jaká část je pouze naindukované rušení

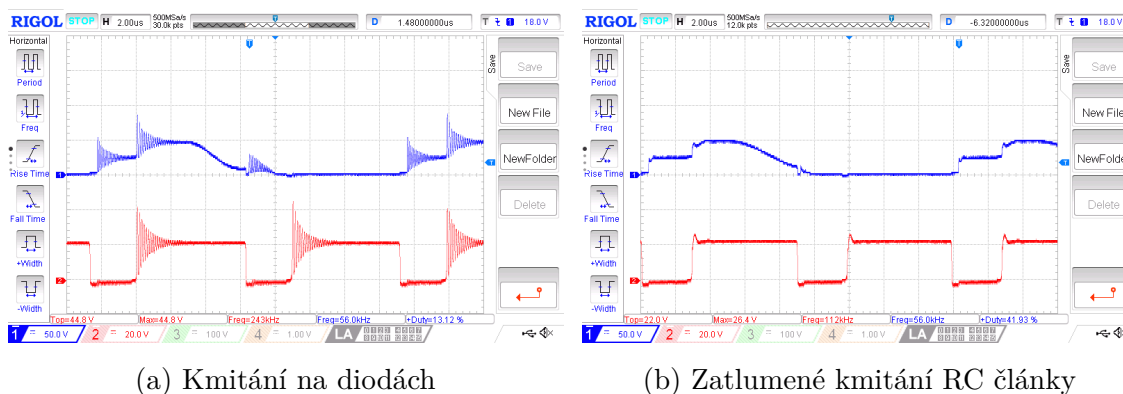
na sondě osciloskopu. Při pokusném měření, kdy byly obě měřicí svorky připojeny na source tranzistoru, tedy prakticky zkratovány, bylo toto kmitání taktéž částečně viditelné. Z toho lze usuzovat, že se z velké části jedná pouze o rušení, reálně se nevyskytující.



Obr. 4.4: Plný výkon; modrá:  $U_{gs}$ ; červená:  $U_{ds}$

## 4.2.2 Napětí na sekundárních diodách

Jak již bylo zmíněno během zvyšování zátěže docházelo k nárůstu parazitních napěťových kmitů na sekundárních diodách. První oscilogram (Obr. 4.5a) ukazuje toto kmitání při polovičním výkonu (15 V/ 50 A), druhý oscilogram (Obr. 4.5b) je při stejném zatížení po přidání RC článků, které zajistily výrazné zlepšení. RC článek je připojen paralelně ke každé diodě a jedná se o sériovou kombinaci rezistoru 4,7  $\Omega$  a kondenzátoru 22 nF.

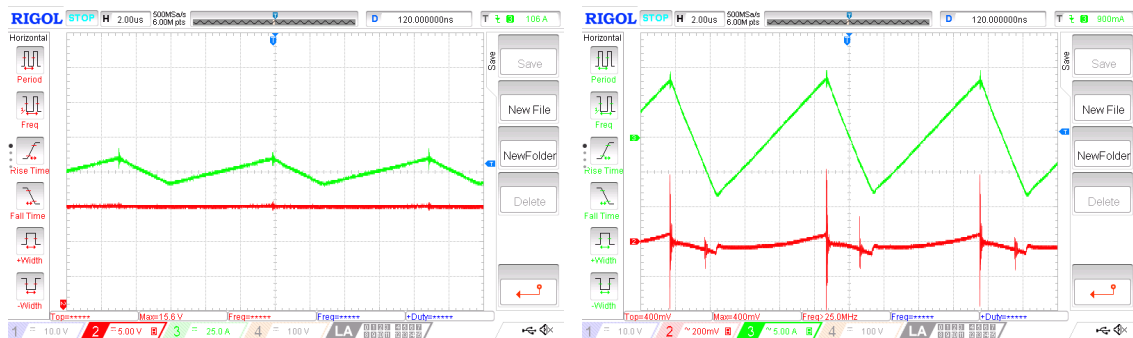


Obr. 4.5: Napětí na sekundárních diodách; sériová dioda (modrá); nulová dioda (červená)



### 4.2.3 Zvlnění výstupního napětí a proudu

Na dalších oscilogramech je ukázáno zvlnění výstupního napětí a proudu. Na prvním z nich (Obr. 4.6a) je zobrazeno celé napětí a proud měřené stejnosměrnou vazbou, na druhém (Obr. 4.6b) je detail střídavé složky. Zvlnění proudu dosahuje hodnoty (špička/špička) asi 16 A, maximální hodnota je tedy 108 A. Je to o 3 A více než počítaná hodnota 105 A, což ale na funkci zdroje nemá nikterak negativní vliv. Zvlnění napětí, které je asi 120 mV (špička/špička) je také vyšší oproti teoretické hodnotě (40 mV). Způsobeno je vyšším zvlněním proudu a parazitním ekvivalentním sériovým odporem (ESR) a indukčností (ESL) kondenzátorů. Teoreticky je možné zvlnění snížit zvětšením kapacity kondenzátorů a také je možné upravit LC filtr na LCL filtr, přičemž druhou tlumivku by mohly tvořit pouze feritové prstence navlečené na výstupních kabelech. Na zvlnění napětí jsou také výrazné velké napěťové špičky, které jsou ale s největší pravděpodobností způsobené pouze rušením na měřící sondě.



(a) Celkový přehled

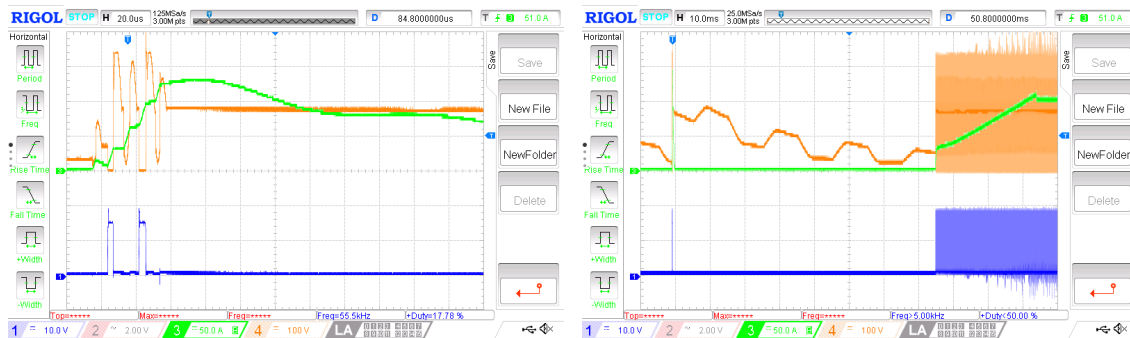
(b) Detail střídavé složky

Obr. 4.6: Zvlnění výstupního napětí (červená) a proudu (zelená)

### 4.2.4 Ověření zkratuvzdornosti

Součástí zkoušky zkonstruovaného zařízení bylo také ověření reakce na zkrat a následné odezvy ochran a řízení. Nejprve byla zkrat testován se sníženým napětím meziobvodu a s limitací proudu. Poté bylo napětí meziobvodu zvyšováno a nastaven plný výstupní proud 100 A. Reakce je zobrazena níže, na prvním oscilogramu (Obr. 4.7a) je zobrazen detail v momentě, kdy došlo ke zkratu. Dojde pouze ke dvěma sepnutím tranzistorů, výstupní proud  $I_Z$  krátkodobě vyrostě asi na 130 A a k dalším sepnutím již nedochází, jelikož řízení je zablokováno nadproudovou ochranou. Na druhém oscilogramu (Obr. 4.7b) je vidět opětovné spuštění po zotavovací době asi 70 ms a pomalý nárůst proudu na 100 A, který je omezen nabíjením softstartovacího

kondenzátoru v řídicím obvodu. Dále byla také ověřena schopnost proudového regulátoru ve zkratu a ukázalo se, že je možné proud plynule regulovat z plného proudu 100 A až k prakticky nulovému proudu.



(a) Detail reakce při zkratu

(b) Zotavení po zkratu

Obr. 4.7: Reakce na zkrat, modrá:  $U_{gs}$ ; oranžová:  $U_{ds}$ ; zelená:  $I_Z$

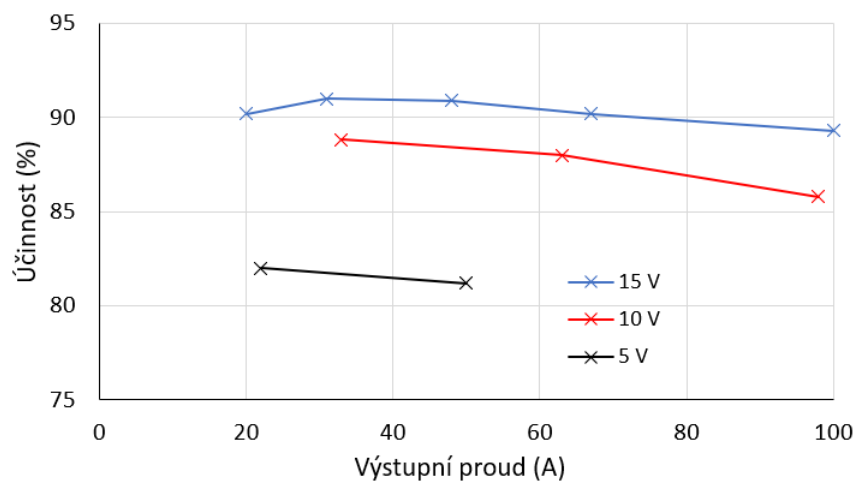
### 4.3 Měření účinnosti

K měření účinnosti byl využit výkonový analyzátor Norma 5000. V tabulce (4.1) jsou mimo účinnosti zobrazeny také základní síťové parametry při plném zatížení. Hodnota odebíraného efektivního proudu 13,6 A při příkonu cca 1700 W je poměrně značná, odpovídá tomu také relativně nízký celkový účinník odběru. Tyto hodnoty jsou ale očekávané vzhledem k tomu, že se jedná o jednofázovou zátěž s diodovým usměrňovačem a filtračními kondenzátory. Ke zlepšení těchto parametrů by musel být použit obvod pro kompenzaci účinníku (PFC). V případě, kdy by byl požadavek na komerční využití nabíječky, by to s největší pravděpodobností bylo nezbytné.

Samotná účinnost při plném zatížení se blíží 89 %. Na grafu (Obr. 4.8) je zobrazena závislost účinnosti na výstupních parametrech. Vzhledem k počtu naměřených hodnot se jedná o poměrně hrubé, ale dostačující zobrazení. Při výstupním napětí 5 V nejsou naměřeny hodnoty při plném výstupním proudu, jelikož nebyla k dispozici vhodná zátěž k jejich nastavení. Maximální účinnosti nabíječka dosahuje při plném výstupním napětí a proudu kolem 30 A, a to asi 91 %.

Tab. 4.1: Výkonové parametry

Výstupní napětí	15,03 V
Výstupní proud	100,1 A
Výstupní výkon	1505 W
Fázové napětí	238 V
Efektlní fázový proud	13,6 A
Příkon	1699 W
Účinnost	88,6 %
Zdánlivý výkon	3200 VA
Jalový výkon	-2760 VAR
Účinník odběru	0,5225



Obr. 4.8: Závislost účinnosti na výstupním proudu a napětí





# Závěr

V rámci této diplomové práce byl navržen, zkonstruován a úspěšně otestován nabíjecí zdroj pro LiFePO<sub>4</sub> akumulátor. Výstupní parametry, které je tento zdroj schopen dodat, jsou až 100 A při napětí 15 V. Řídící obvody umožňují plynulou regulaci výstupního napětí od nulového po maximální. Zároveň je také možné nastavit proudovou limitaci od nulového proudu po maximální. Kombinace ochranných a řídicích obvodů navíc zajišťuje bezpečný provoz a možnost regulace proudu i při zkratu výstupních svorek. Díky těmto možnostem regulace je možné nabíječku používat nejen k napájení v práci popsaného akumulátoru, ale i k napájení velkého množství jiných akumulátorů a také jako univerzální regulovatelný zdroj.

Konstrukcí se jedná se o síťový spínaný zdroj napájený ze standardní jednofázové sítě 230 V/ 50 Hz. Použita je nepříliš často používaná topologie dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu. Její teoretický popis, společně se stručným popisem dalších základních topologií stejnosměrných měničů je uveden v úvodu práce. Součástí nabíjecího zdroje, tak jako u většiny spínaných zdrojů, je mimo samotných měničů také síťový filtr a diodový usměrňovač s kondenzátory. Vzhledem k vysokému výstupnímu proudu je celá sekundární strana měničů, včetně sekundárního vinutí transformátorů a tlumivky, vedena tenkými měděnými pásky. Příspěvky jsou tomu i sekundární Schottkyho diody v pouzdře SOT227. V průběhu práce je uveden postup návrhu všech těchto částí, jejich podrobný popis a elektrická schémata, včetně podrobného popisu a dokumentace řídicích obvodů.

Při oživování a testování tohoto zdroje nebyly objeveny žádné výrazné komplikace a podařilo se dosáhnout uvedených výstupních parametrů. Ke konci práce jsou uvedeny a popsány naměřené průběhy napětí a proudů na různých komponentech ukazující správnou funkci zařízení. Změřena byla také účinnost, která při plném výstupním výkonu dosahuje necelých 89 %, což je vzhledem k relativně velkému výstupnímu proudu a malému napětí dobrá hodnota. Bylo by možné ji ještě zvýšit použitím usměrňovacích sekundárních tranzistorů namísto diod.

Vzhledem k použití jednoduchého diodového usměrňovače dosahuje celkový účinník odběru hodnoty asi 0,52, čemuž odpovídá i vysoká hodnota efektivního fázového proudu (více jak 13 A). V případě komerčního použití by bylo potřebné připojit obvody pro korekci účinníku. Dalším nedostatkem je v době odevzdání práce nedokončená mechanická konstrukce, toto je způsobeno především omezeními zavedenými v době pandemie viru Covid-19. Je potřeba dokončit mechanický kryt s ovládacím panelem a připevnit ventilátor. Poté bude možné provést dlouhodobý test s oteplovací zkouškou a také zkušební nabití akumulátoru, pro který je nabíječka primárně konstruována.

I přes zmíněné nedostatky lze konstatovat, že nabíječku pro LiFePO<sub>4</sub> akumulátor

se povedlo úspěšně navrhnout, zkonstruovat a ověřit její elektrické parametry, čímž byly splněny všechny body zadání diplomové práce.

# Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-802-1440-036.
- [2] KULÍKOVÁ, B. *Sledování vlivu teploty na vlastnosti lithium-iontové baterie*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav elektrotechnologie, 2019. 83 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Bača, Ph.D.
- [3] Lithium-ion Batteries Part I: General Overview and 2019 Update. In: *Lighting Global* [online]. Červen 2019 [cit. 2019-12-25]. Dostupné z: <https://www.lightingglobal.org/wp-content/uploads/2019/06/Lithium-Ion-TechNote-2019-update.pdf>
- [4] SIMPSON, Chester. Battery Charging. In: *Texas Instruments* [online]. 2011 [cit. 2019-12-25]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snva557/snva557.pdf>
- [5] MARTIŠ, J. *Zvyšování účinnosti a optimalizace výkonových pulzních měničů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 110 s. Vedoucí dizertační práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [6] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky – svazek II: Měniče bez impulsního transformátoru*, 4. vyd. Brno: Novpress, 2010. 100 s., ISBN: 978-80-214- 4177-0.
- [7] VOREL, P.; PROCHÁZKA P. *Řídící členy v elektrických pohonech*. Brno: Elektronický učební text FEKT VUT v Brně. 2009. 101 s.
- [8] KUZDAS, J. *Nové koncepce výkonových pulzních měničů s použitím extrémně rychlých spínacích polovodičů na bázi karbidu křemíku*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 98 s. Vedoucí dizertační práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D
- [9] MAMMANO, Robert. *Switching Power Supply Topology Voltage Mode vs. Current Mode*. In: *Texas Instruments* [online]. 1999 [cit. 2020-05-22]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slua119/slua119.pdf>
- [10] UCx52xA Regulating Pulse Width Modulators. In: *Texas Instruments* [online]. červenec 2017 [cit. 2020-05-22]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3525a.pdf>

[11] Hliníkový chladič 168x50 3M. In: *Ehlinik.cz* [online]. [cit. 2020-05-22]. Dostupné z: <https://www.ehlinik.cz/hlinikovy-chladic-168x50-3m/pro-41T0000101.html>

# Seznam symbolů, veličin a zkratek

CC	constant curent
CV	constant voltage
BMS	battery managment system
$U_D$	stejnoseměrné napětí meziobvodu
$U_{Dmin}$	minimální stejnosměrné napětí meziobvodu
$u_3$	napětí na nulové diodě
$U_Z$	napětí na zátěži
$U_{2A/B}$	sekundární napětí (měniče A nebo B)
$U_2$	sekundární napětí
$s$	střída
$k$	převodový poměr transformátoru
$N_1$	počet primárních závitů
$N_2$	počet sekundárních závitů
$B_{tr}$	magnetická indukce v jádře transformátoru
$S_{fe}$	průřez jádra transformátoru
$I_Z$	proud zátěží
$I_{2ef}$	efektivní proud sekundárním vinutím
$I_{1ef}$	efektivní proud primárním vinutím
$I_1$	maximální proud primárním vinutím
$S_{cu1}$	průřez primárního vinutí
$S_{cu2}$	průřez sekundárního vinutí
$S_o$	průřez okna transformátoru
$R_1$	odpor primárního vinutí
$l_1$	délka primárního vinutí
$P_{Cu1}$	ztráty v primárním vinutí
$R_2$	odpor sekundárního vinutí
$l_2$	délka sekundárního vinutí
$P_{Cu2}$	ztráty v sekundárním vinutí
$P_{mag}$	ztráty v jádře transformátoru
$P_{magt}$	ztráty v jádře transformátoru udávane výrobcem
$P_{off}$	vypínací ztráty tranzistoru
$t_{off}$	vypínací doba tranzistoru
$P_{ved}$	ztráty vedením tranzistoru tranzistoru
$R_{dson}$	odpor v sepnutém stavu tranzistoru
$U_{GS}$	napětí mezi gate a source vývodem tranzistoru
$P_{Ron/off}$	ztráta na zapínacím a vypínacím rezistoru
$Q_g$	náboj hradla tranzistoru

$P_{RB}$	zráta na rezistoru $R_B$
$R_B$	odpor rezistoru $R_B$
$U_{efRB}$	efektivní napětí na rezistoru $R_B$
$P_{D1}$	ztrátový výkon na usměrňovací diodě
$U_f$	prahové napětí usměrňovací diody
$r_d$	dynamický odpor usměrňovací diody
$P_{D02}$	ztrátový výkon na nulové diodě
$\Delta_I$	zvlnění proudu
$\Delta_{Izm}$	maximální hodnota výstupního proudu
$L$	indukčnost
$N_{tl}$	počet závitů tlumivky
$B_{mtl}$	maximální hodnota indukce v jádře tlumivky
$S_{cutl}$	průřez vodiče v tlumivce
$S_{kpcutl}$	činitel plnění mědi v tlumivce
$l_v$	délka vzduchové mezery tlumivky
$\Delta U$	zvlnění výstupního napětí
$C$	kapacita výstupního kondenzátoru
$I_{Cef}$	efektivní proud výstupního kondenzátoru
$I_d$	střední proud meziobvodu
$U_f$	síťové napětí
$\Delta U_D$	zvlnění napětí meziobvodu
$\delta_U$	realitvní pokles napětí meziobvodu
$t_n$	nabíjecí čas
$t_v$	vybíjecí čas
$T$	perioda sítě
$C_f$	kapacita usměrňovací kondenzátoru
$I_{def}$	efektivní proud meziobvodu
$I_{fef}$	efektivní proud odebíraný ze sítě
$\Lambda$	účinník odběru
$P$	činný výkon
$I_{d1}$	střední proud jednou diodou
$I_{def1}$	efektivní proud jednou diodou
$P_d$	ztráta na usměrňovacím můstku
$U_p$	prahové napětí diody
$P_{cel}$	celkový ztrátový výkon
$T_h$	teplota chladiče
$T_o$	teplota okolí
$R_h$	tepelný odpor chladiče