



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

STEJNOSMĚRNÝ VÝKONOVÝ ZDROJ

DC POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Josef Kovář

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2017



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Josef Kovář

ID: 155134

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Stejnoseměrný výkonový zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Analyzujte různé možnosti systémového řešení stejnosměrného výkonového zdroje 200V, 105A, který bude sloužit pro technologické procesy ve strojírenské výrobě. Vyberte řešení, které je nejvhodnější z technicko-ekonomického hlediska.
2. Vybrané řešení navrhnete obvodově i konstrukčně, včetně tepelných výpočtů a chlazení polovodičů.
3. Realizujte funkční vzorek výkonových a řídicích obvodů měniče a experimentálně ověřte jeho provozní vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [4] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.3. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 17.8.2017

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

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

Tato diplomová práce se zabývá návrhem stejnosměrného výkonového zdroje, který bude sloužit pro technologické procesy ve strojírenské výrobě. V práci je zahrnut návrh jednotlivých komponent zdroje včetně řídicích obvodů. Výstupní parametry výsledného zařízení budou následně ověřeny pomocí měření.

Klíčová slova

Stejnosměrný výkonový zdroj, spínaný zdroj, měnič, transformátor

Abstract

This master thesis concerns the design of DC power supply, which will be used for technological processes in engineering. This thesis concludes design of components and control circuits for switching power supply. Output parameters of the machine will be measured.

Keywords

DC power supply, switching power supply, converter, transformer

Bibliografická citace

KOVÁŘ, J. *Stejnoseměrný výkonový zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 68 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Stejnoseměrný výkonový zdroj 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 17. srpna 2017

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 17. srpna 2017

.....

podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	9
2 TEORETICKÁ ČÁST PRÁCE	10
2.1 PLAZMOVÉ ZDROJE V PRAXI	10
2.2 POŽADAVKY NA PLAZMOVÉ ZDROJE	11
2.3 ANALÝZA MĚNIČŮ	12
2.3.1 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	12
2.3.2 DVA JEDNOČINNÉ PROPUSTNÉ MĚNIČE PRACUJÍCÍ V PROTITAKTU.....	14
2.3.3 JEDNOČINNÝ BLOKUJÍCÍ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	15
2.3.4 DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM.....	16
2.3.5 DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ S IMPULSNÍM TRANSFORMÁTOREM – POLOVIČNÍ MŮSTEK.....	17
2.4 VOLBA MĚNIČE PRO REALIZACI VÝKONOVÉHO ZDROJE	17
2.5 ANALÝZA ŘÍDÍCÍCH OBVODŮ VÝKONOVÉHO ZDROJE	19
2.5.1 REGULACE NA POŽADOVANOU HODNOTU NAPĚTÍ.....	19
2.5.2 REGULACE NA POŽADOVANOU HODNOTU PROUDU.....	20
2.5.3 REGULACE NA KONSTANTNÍ VÝKON.....	20
2.6 SNÍMÁNÍ VÝSTUPNÍHO PROUDU	21
2.6.1 SNÍMÁNÍ PROUDU BOČNÍKEM.....	21
2.6.2 SNÍMAČ STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU S HALLOVOU SONDOU, BEZ ZPĚTNOVAZEBNÍ KOMPENZACE.....	22
2.6.3 SNÍMAČ STEJNOSMĚRNÉHO PROUDU S HALLOVOU SONDOU, SE ZPĚTNOVAZEBNÍ KOMPENZACÍ.....	23
3 NÁVRH A REALIZACE KOMPONENT STEJNOSMĚRNÉHO VÝKONOVÉHO ZDROJE	24
3.1 NÁVRH IMPULSNÍHO TRANSFORMÁTORU	24
3.2 PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ	26
3.2.1 PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ DIMENZOVÁNÍ SEKUNDÁRNÍ USMĚRŇOVACÍ DIODY D_2	26
3.2.2 PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ DIMENZOVÁNÍ SEKUNDÁRNÍ NULOVÉ DIODY D_0	27
3.2.3 PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ DIMENZOVÁNÍ TRANZISTORŮ.....	27
3.2.4 PROUDOVÉ A NAPĚŤOVÉ DIMENZOVÁNÍ PRIMÁRNÍ NULOVÉ DIODY D_0	27
3.2.5 POUŽITÉ POLOVODIČE.....	27
3.3 VÝPOČET ZTRÁT V POLOVODIČÍCH	28
3.3.1 VÝPOČET ZTRÁT PRO MODUL SKM200GAL/GAR125D.....	28
3.3.2 VÝPOČET ZTRÁT SEKUNDÁRNÍCH USMĚRŇOVACÍCH DIOD.....	29
3.3.3 VÝPOČET ZTRÁT SEKUNDÁRNÍ NULOVÉ DIODY.....	30
3.4 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY	30
3.5 NÁVRH LC-FILTRU MEZIOBVODU	32
3.5.1 NÁVRH USMĚRŇOVAČE A VÝSTUPNÍHO KONDENZÁTORU.....	32
3.5.2 NÁVRH TLUMIVKY LC-FILTRU.....	34
3.6 BUDIČE IGBT TRANZISTORŮ	35
3.6.1 BUDIČ SKYPER 32PRO.....	36
3.7 ŘÍDÍCÍ OBVODY	38
3.7.1 NAPÁJECÍ ČÁST.....	39

3.7.2 ŘÍDÍCÍ ČÁST	40
3.7.3 PWM REGULÁTOR	41
3.7.4 DIGITÁLNÍ ČÁST	42
3.7.5 BUDIČ PILOTNÍHO IGBT	44
3.8 DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ	44
3.9 SENDVIČOVÁ STRUKTURA.....	45
4 MĚŘENÍ VÝSTUPNÍCH VELIČIN	46
5 ZÁVĚR	50
POUŽITÁ LITERATURA	51
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK.....	53
SEZNAM PŘÍLOH	55

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1</i>	<i>Blokové schéma plazmového zdroje</i>	<i>11</i>
<i>Obrázek 2</i>	<i>Schéma jednočinného propustného měniče s impulsním transformátorem v můstkovém zapojení.....</i>	<i>12</i>
<i>Obrázek 3</i>	<i>Schéma jednočinného propustného měniče s demagnetizací do Zenerovy diody.....</i>	<i>13</i>
<i>Obrázek 4</i>	<i>Schéma dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu.....</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 5</i>	<i>Schéma jednočinného blokujícího měniče s impulsním transformátorem.....</i>	<i>15</i>
<i>Obrázek 6</i>	<i>Schéma dvojčinného propustného měniče s impulsním transformátorem.....</i>	<i>16</i>
<i>Obrázek 7</i>	<i>Schéma dvojčinného propustného měniče s impulsním transformátorem a polovičním můstkem.....</i>	<i>17</i>
<i>Obrázek 8</i>	<i>Blokové schéma napěťového regulátoru s napěťovou zpětnou vazbou.....</i>	<i>19</i>
<i>Obrázek 9</i>	<i>Blokové schéma proudového regulátoru s proudovou zpětnou vazbou.....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 10</i>	<i>Blokové schéma regulátoru na konstantní výkon s proudovou i napěťovou zpětnou vazbou.....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 11</i>	<i>Schéma snímače stejnosměrného proudu s Hallovou sondou bez zpětnovazební kombinace, nesymetrické napájení.....</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 12</i>	<i>Schéma snímače stejnosměrného proudu s Hallovou sondou se zpětnovazební kompenzací, symetrické napájení.....</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 13</i>	<i>Blokové schéma budiče IGBT tranzistorů SKYPER 32PRO</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 14</i>	<i>Rozmístění součástek na desce plošných spojů Board 1 Skyper 32PRO R.....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 15</i>	<i>Schéma sekundární části plazmového zdroje.....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 16</i>	<i>Nástupná hrana signálu Trigger</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 17</i>	<i>Sestupná hrana signálu trigger</i>	<i>46</i>
<i>Obrázek 18</i>	<i>Nárůst řídicího napětí při změně střídavy.....</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 19</i>	<i>Pokles řídicího napětí při změně střídavy</i>	<i>47</i>
<i>Obrázek 20</i>	<i>Budící signál budiče SKYPER 32 PRO R výkonových modulů</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 21</i>	<i>Nástupná hrana signálu z budiče SKYPER 32 PRO R.....</i>	<i>48</i>
<i>Obrázek 22</i>	<i>Sestupná hrana signálu z budiče SKYPER 32 PRO R.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 23</i>	<i>Zvlnění výstupního proudu zdroje.....</i>	<i>49</i>

1 ÚVOD

S rostoucími nároky na rychlost výroby součástí nejen ve strojírenském průmyslu bylo vyvinuto několik metod pro dělení kovových materiálů. Tyto metody by se daly rozdělit do tří kategorií dle způsobu realizace řezu. Jsou to metody dělení materiálu laserem, plazmou a kyslíkem. Každá z těchto metod má své opodstatnění a je použita pro specifické aplikace ve strojírenské výrobě. Řezání laserem má své uplatnění především při řezání velmi tenkých materiálů, kde je kladen velký požadavek na přesnost řezu. S přibývajícím tloušťkou materiálu má však tato metoda problémy a záleží na výkonu laserového zdroje, jak tlustý materiál laserový paprsek dokáže proříznout. Pro dělení středně tlustých materiálů tj. 1 mm – 120 mm se používá plazmového paprsku. Plazma je vytvořena pomocí stejnosměrného výkonového zdroje, který je schopen dodat potřebný výkon. Plazmový paprsek je následně vyfukován z hořáku a směřován skrz řezaný materiál, který se velkým procházejícím výkonem taví a tlakem vzduchu je odfukován pryč. Tato metoda dělení materiálu zažívá v dnešní době velký rozmach. Jedná se o velmi efektivní a rychlý způsob dělení materiálu. Pokud je řez proveden správným způsobem, není třeba dodatečného opracování povrchu řezaného materiálu před dalším zpracováním. Třetí metodou je řezání kyslíkem, či jinou směsí plynů. Materiál je zahříván na vysokou teplotu kyslíkovým plamenem, následně se taví a v místě řezu a dochází k jeho spalování. Tímto způsobem je postupem času materiál propálen skrz celou svou tloušťku. Jedná se o metodu jejíž výhody jsou patrné především u materiálů s velkou tloušťkou, tato dobrá vlastnost je však vykoupena pomalou rychlostí řezu.

Tato práce se bude zabývat návrhem stejnosměrného výkonového zdroje pro řezání plazmou. Celkový návrh se bude snažit co nejvíce přiblížit dnes dostupným technologiím od předních výrobců plazmových zdrojů na trhu, popřípadě tyto technologie zdokonalit. V této práci bude popsán postup návrhu jednotlivých komponent.

2 TEORETICKÁ ČÁST PRÁCE

Tato kapitola se bude zabývat teoretickými předpoklady nezbytnými pro návrh celého zařízení. Budou zde rozebrány možnosti realizace výkonového zdroje v porovnání s technologiemi běžně používanými v současnosti na trhu.

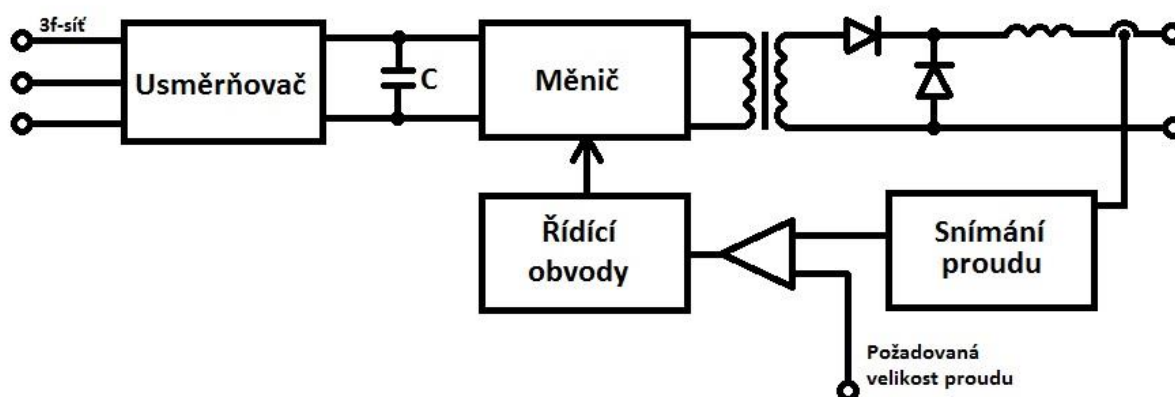
2.1 Plazmové zdroje v praxi

V praxi se dají plazmové zdroje rozdělit do dvou skupin. První skupinou jsou strojní plazmové zdroje, většinou velkých výkonů, které se nejčastěji připojují k přesným řezacím portálům. Skrz řezací portál, ve kterém je upnut plazmový hořák, lze dosáhnout velmi přesného řezu při velmi vysoké rychlosti. Požadavky na kvalitní a rychlé řezy kovových materiálů v praxi stoupají. Cílem je tedy dosáhnout kvalitního řezu, který bude mít kolmé hrany. Pokud je tento požadavek splněn, lze pak materiál použít k dalším procesům, například svařování, bez dalších úprav jako je broušení, které by bylo nezbytné pro souost svařovaného spoje. Tyto typy výkonových zdrojů většinou používají tzv. bezkontaktní start a pilotní oblouk je zde vytvořen díky přídavnému vysokofrekvenčnímu napěťovému zdroji. Tento zdroj zajišťuje vysokofrekvenční napěťový obloukový výboj mezi tryskou a elektrodou, který je následně díky tlaku vzduchu přenesen na řezaný materiál. V tomto momentu pak samotný řezací proces přebírá výkonová část zdroje, která nahradí vysokofrekvenční výboj, výbojem stejnosměrným s potřebnou amperáží, která je schopna rychle a efektivně proříznout daný materiál. Nevýhodou těchto zdrojů je jejich velikost. Hodí se do výroby, kde je potřeba vytvářet obrobky opakujícím se způsobem při velké rychlosti. Sortiment plazmových zdrojů je však široký a nabízí také menší zdroje, které jsou schopné řezat menším výkonem. Jsou však přenosné a lze je tak přenést přímo na místo potřeby. Tyto zdroje spadají do druhé skupiny a jsou to zdroje s tzv. kontaktním startem určené pro ruční řezání. Tyto zdroje jsou určeny pro konfigurace plazmových hořáků, které mají v klidovém stavu elektrodu a trysku v kontaktu. Pokud je vydán povel start, zdroj pustí do obvodu definovanou hodnotu proudu. Následně po detekci tohoto protékajícího proudu je mezi tryskou a elektrodou puštěn stlačený vzduch, který nadzvedne elektrodu od trysky, v tomto malém prostoru uvnitř hořáku pak hoří oblouk, který je vyfukován ven stlačeným vzduchem. Jakmile se obvod uzavře skrz řezaný materiál, zdroj postupně najede po rampě na předem zadanou hodnotu proudu. Produkce těchto zdrojů probíhá v současnosti nejčastěji v řadách, které jsou schopné řezat proudem 30, 40, 55, 65, 85, 105 a 125 A. Další veličinou, kterou je potřeba vzít v úvahu, je výstupní napětí. Tato veličina sice není přesně definována výrobcem, nicméně v praxi to znamená, že čím větší napětí je zdroj schopen produkovat, tím větší tloušťku materiálu je schopen proříznout. Hodnota výstupního napětí je nastavena vzdáleností hořáku od řezaného materiálu. Každý zdroj má od výrobce definované přesné tabulky, tzv. „cut charts“. V těchto tabulkách jsou zapsány všechny parametry, které je potřeba nastavit pro dosažení co nejkvalitnějšího řezu při určité tloušťce a typu materiálu. Mezi tyto parametry patří právě velikost napětí, dále pak například rychlost řezu. V praxi se ukazuje, že zdroj schopný dodat 105 A při 200 V je schopen proříznout konstrukční ocel o tloušťce až 60 mm. Důraz je zde však kladen i na zručnost člověka, který provádí obsluhu zařízení. Mezi největší výrobce těchto plazmových zdrojů patří firmy jako Hypertherm a Kjellberg, dále pak stojí za zmínku například ESAB, nebo Thermacut.

Tato diplomová práce se bude zabývat návrhem zdroje druhého typu, tedy s kontaktním startem. Konkrétně pak silovou částí a řídicími obvody.

2.2 Požadavky na plazmové zdroje

Technika plazmového řezání nepatří k nejlevnějším záležitostem a při činnosti i konstrukci je třeba vždy dbát na nebezpečí spojené s velmi vysokým výkonem produkovaným tímto zařízením. S touto problematikou se pojí též vysoké nároky na součástky samotného hořáku, které zajišťují dobrou linearitu řezu. Jelikož jsou tyto součástky drahé, požadavky na zdroje jsou takové, aby zamezily zbytečnému zničení těchto součástek, popřípadě celých hořáků. Velký důraz je kladen na linearitu výstupního proudu. V praxi se ukazuje, že čím menší zvlnění má výstupní proud ze zdroje, tím menší je opotřebení součástek. Jedny z nejlepších zdrojů na trhu od firmy Hypertherm disponují zvlněním výstupního proudu 5 %. V dnešní době, se přešlo k realizaci těchto přístrojů pomocí spínaných zdrojů a téměř všichni výrobci již produkují zdroje, které mají tzv. „duty cycle“ 100 %. To znamená, že zdroj musí být schopen neustále řezat konstantním proudem bez přerušování řezu. Důraz je tedy kladen i na výběr správných součástek a jejich dobrého chlazení, aby byl zdroj schopen řezat bez toho, aniž by si musel „odpočinout“. Důležité je také zajistit přísun stlačeného vzduchu. Nejčastější doporučené hodnoty tlaku od výrobců se pohybují kolem 8 barů. Některé zdroje pak bývají vybaveny přepouštěcími ventily, které redukuje tlak vzduchu na požadovanou velikost.



Obrázek 1 Blokové schéma plazmového zdroje

Blokové schéma plazmového zdroje odpovídá v podstatě klasickému blokovému schématu spínaného zdroje. Vzhledem k vysokému výkonu zařízení je nutné napájení z třífázové sítě. Toto napětí je následně usměrněno klasickým usměrňovačem, čímž je získána střední hodnota napětí 540 V v meziobvodu. Toto napětí pak zpracovává samotný měnič, kterým je ovládán transformátor. Ten poté energii z primární strany transformuje na sekundární stranu. Na sekundární straně je pak napětí usměrněno pomocí diody a proud je vyhlazen výstupní tlumivkou. Na výstup plazmového zdroje je pak připojen skrze kabel hořák, přičemž kladná svorka výstupu ze zdroje je připojena na řezaný materiál. Záporná je pak skrz kabel vedena na elektrodu hořáku. Toto zapojení je zde z důvodu charakteristiky oblouku, jelikož nabití částice v oblouku se pohybují od záporné elektrody ke kladné. Je tedy

nutné zapojit elektrodu hořáku na záporný potenciál výstupu ze zdroje, aby částice proudící v plazmatu nezanášely choulostivý systém plazmového hořáku.

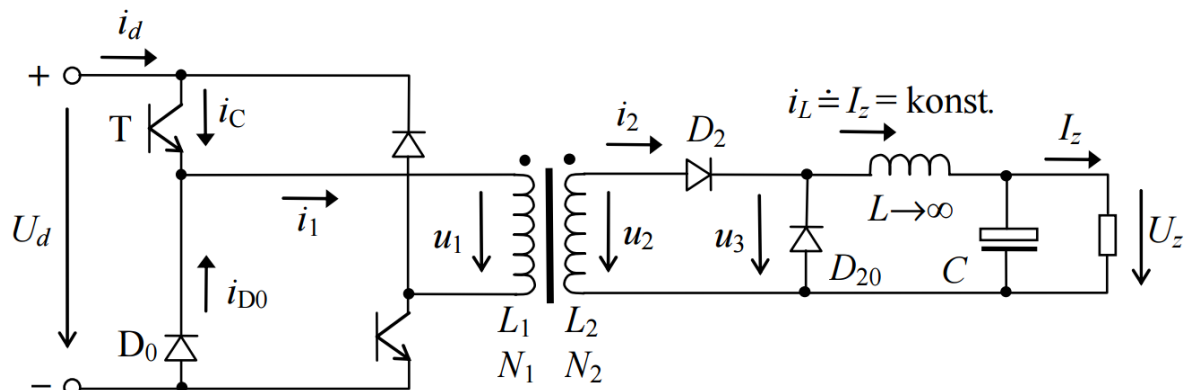
2.3 Analýza měničů

V této kapitole budou rozebrány jednotlivé typy měničů, které by mohly být použity pro konstrukci plazmového zdroje.

2.3.1 Jednočinný propustný měnič s impulsním transformátorem

U tohoto typu měniče, je energie přenášena na výstup v době zapnutí tranzistorů. Energie je brána většinou z jednofázové nebo trojfázové usměrněné sítě. Napětí v meziobvodu je vyhlazeno kondenzátorem. Na výstupu tohoto typu měniče bývá zapojena nejčastěji tlumivka, která může být i v kombinaci s kondenzátorem, tvořící tak LC-filtr. Obecně je rozlišováno několik typů tohoto měniče. Převzato z [1,5,6].

a) Můstkové zapojení



Obrázek 2 Schéma jednočinného propustného měniče s impulsním transformátorem v můstkovém zapojení

Na obrázku č. 2 je znázorněno můstkové schéma tohoto měniče. V době zapnutí tranzistorů je napětí meziobvodu U_d připojeno na primární vinutí impulsního transformátoru navinutém na feritovém jádře. Je nezbytně nutné, aby doba zapnutí tranzistoru byla menší než půlka periody. Střída tedy musí být nižší než 0,5. Po zapnutí tranzistorů je hodnota napětí na primární straně U_1 transformátoru rovna hodnotě U_d . Jelikož je magnetický tok integrálem napětí, znamená to, že v jádru transformátoru se musí začít indukovat magnetický tok, který je integrálem tohoto napětí. Integrál z konstantní hodnoty je přímka a hodnota magnetického toku tedy lineárně roste. Po vypnutí tranzistorů nedovolí indukčnost na primární straně transformátoru L_1 okamžitý zánik magnetizačního proudu. Jelikož jsou tranzistory vypnuté, jediná možná cesta tohoto proudu je přes otevřené diody D_0 . Přes tyto diody je tedy vinutí připojeno na zápornou polaritu napětí $-U_d$. Integrálem záporné konstanty je klesající přímka. Tvar impulsu magnetického toku v jádře má tedy trojúhelníkový tvar. Pokud by střída impulsu byla větší než $s_{max} = 0.5$, došlo by k situaci, že by nestihl proběhnout demagnetizační děj transformátoru. To by mělo za následek, že děj následující by nezačínal na hodnotě remanentní indukce jádra B_r , ale na hodnotě vyšší. Výška

impulzů magnetického toku by se tedy zvyšovala při každém sepnutí, což by mělo za následek okamžitý nárůst magnetizačního proudu, který by zlikvidoval vinutí transformátoru.

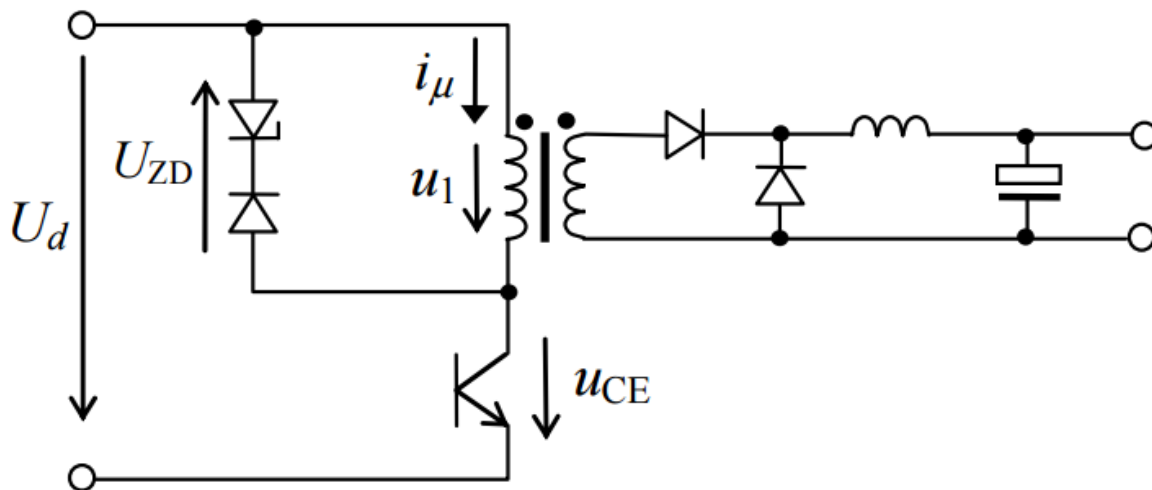
Výhodou tohoto zapojení je poměrně jednoduché řízení a schopnost přenášet velké výkony. Je potřeba hlídat, aby maximální střída s_{max} nedosáhla vyšší hodnoty než 0,5. Jádru transformátoru je syceno hodnotou B_r až B_{max} . Proto má toto zapojení poloviční ztráty v jádře transformátoru než dvojitý propustný měnič, který je sycen magnetickou indukcí - B_{max} až B_{max} . Pro oba tranzistory je nutné zajistit shodné řídicí signály, nelze však použít jeden budič, jelikož emitory tranzistorů neleží na stejném potenciálu. Z tohoto důvodu je nutné použití dvou galvanicky oddělených budičů pro oba tranzistory. Za výhodu se dá též považovat fakt, že zde není potřeba řešit problém odskoku řídicích signálů tzv. „dead time“, jako tomu je například u dvojitý propustného měniče.

b) S demagnetizačním vinutím

V tomto zapojení je k demagnetizaci primárního vinutí použito pomocné demagnetizační vinutí. Rozdíl proti klasickému zapojení je tedy v tom, že magnetizační i demagnetizační děj probíhá pomocí dvou vinutí. Rozdíl proti můstkovému zapojení je též použití pouze jediného spínacího prvku.

Nevýhodu tohoto zapojení lze odhalit v tom, že spínací tranzistor je ve vypnutém stavu namáhán dvojnásobnou hodnotou napětí U_d , které se transformuje skrz demagnetizační vinutí na primární stranu. Při vypnutí je navíc tranzistor namáhán úbytkem napětí, které vzniká kvůli rozptylové indukčnosti mezi primárním a demagnetizačním vinutím v důsledku protékajícího proudu. Požadavek je tedy na co nejmenší rozptylovou indukčnost mezi primárním a demagnetizačním vinutím. Jelikož je však v praxi tento požadavek těžké splnit, je tento typ měniče využíván velmi zřídka.

c) S demagnetizací do Zenerovy diody



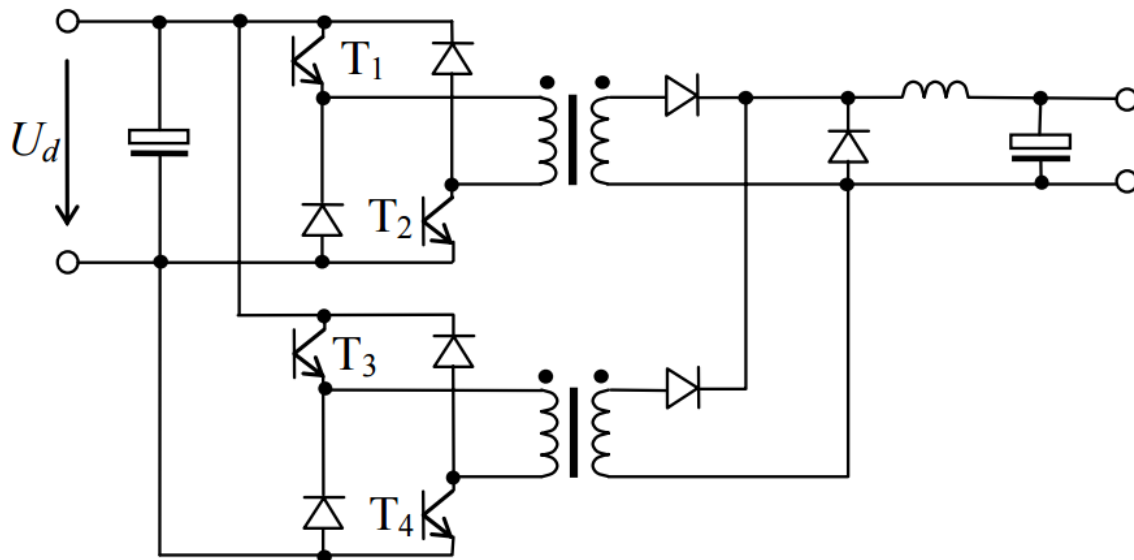
Obrázek 3 Schéma jednočinného propustného měniče s demagnetizací do Zenerovy diody

Tento měnič má podobnou funkci jako měnič s demagnetizačním vinutím. Rozdíl je však v tom, že energie při demagnetizaci je zde přeměňována v teplo na Zenerově diodě. Rychlost

demagnetizace je pak určena velikostí Zenerova napětí. Tento měnič se nepoužívá pro účely přenášení velkého výkonu. Používá se však často pro menší výkony při realizaci budičů pro výkonové tranzistory. Při vypnutí je spínací tranzistor namáhán napětím o velikosti $U_d + U_z$, což však nevadí, protože v tomto případě se měnič používá pouze pro malé napětí, nutné k realizaci již zmíněných budičů.

Nevýhoda tohoto typu měniče spočívá v energii, která je bezúčelně mařena na Zenerově diodě, kde se přeměňuje v teplo. Vzhledem k malým přenášeným výkonům však tento fakt neznamená velký problém. Výhodou je velmi jednoduché řízení a minimální ztrátový výkon na spínací součástce.

2.3.2 Dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu



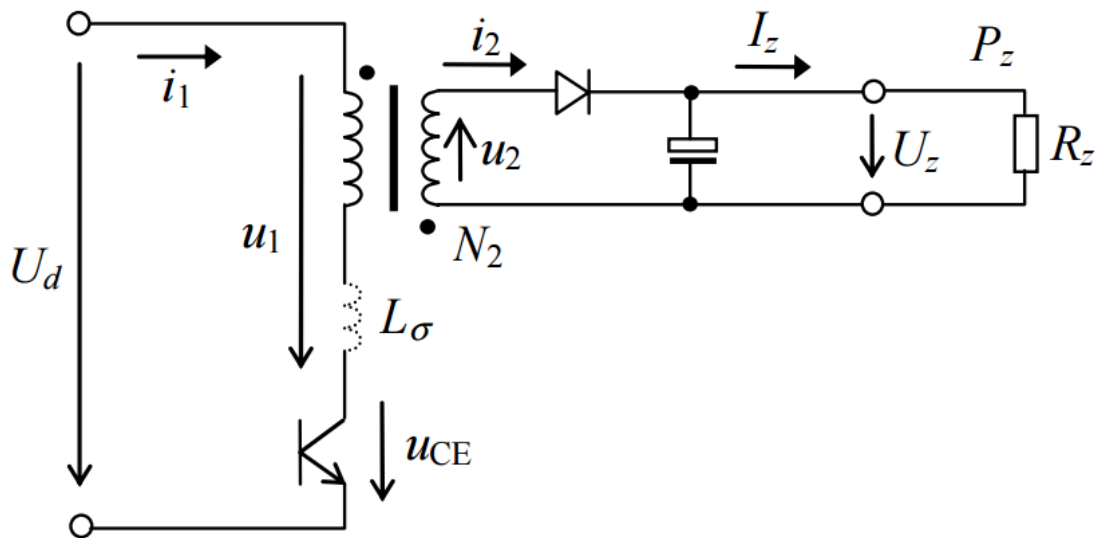
Obrázek 4 Schéma dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu

Ze schématu je patrné, že se jedná v podstatě o dva jednočinné propustné měniče, které pracují na sekundární straně do společné zátěže. Jednočinné propustné měniče mohou být řazeny sériově nebo paralelně. Pokud je vstupní napětí U_d příliš vysoké, je nutné zařadit primární strany měničů do série. V tomto případě však musí být hodnota napětí meziobvodu rozdělena napůl pomocí napěťového kapacitního děliče. V tomto zapojení se však stává tento měnič náchylný na vliv synchronního rušení a tím pádem může dojít k nesymetrii řídicích signálů. Pokud jsou řídicí signály nesymetrické, pracují oba dílčí měniče s rozdílnou střídou, a odebírají tak z kondenzátorů v meziobvodu rozdílný náboj. To vede v důsledku k rozvážení napěťového kapacitního děliče, což může mít za následek až destrukci měniče. Tento problém sériového řazení měničů lze vyřešit tím, že je výstupní tlumivka rozdělena na dvě samostatné tlumivky. Pokud je na výstup každého měniče zařazena samostatná tlumivka, nedochází k rozvážení meziobvodu, protože velikost proudových impulzů na sekundární straně už nemusí být stejná. Rovnováha v obvodu pak nastane tehdy, pokud mají řídicí impulzy stejnou plochu. Řízení měničů probíhá v „protitaktu“. To znamená, že řídicí signály pro oba měniče jsou vůči sobě fázově posunuty o $T/2$. V takovémto případě se oba měniče střídají při přenosu energie na sekundární stranu měniče. To má za následek zdvojnásobení

výstupní frekvence a střídou. Tento jev je žádoucí, protože výstupní tlumivka pak pracuje na vyšší frekvenci a může mít tedy menší rozměry. Převzato z [1,5,6].

Výhoda tohoto zapojení tedy spočívá v možnosti přenášet velké výkony. Výstupní tlumivka pracuje s dvojnásobnou frekvencí a dvojnásobnou střídou, což má pozitivní vliv na zvlnění výstupního proudu. Díky dvojnásobné výstupní frekvenci má tlumivka také menší rozměry. S dostatečnými znalostmi je pak konstruktér schopen, vyladit toto zapojení pomocí vhodně zvolené topologie tak, aby vyhovovalo jeho požadavkům.

2.3.3 Jednočinný blokující měnič s impulsním transformátorem

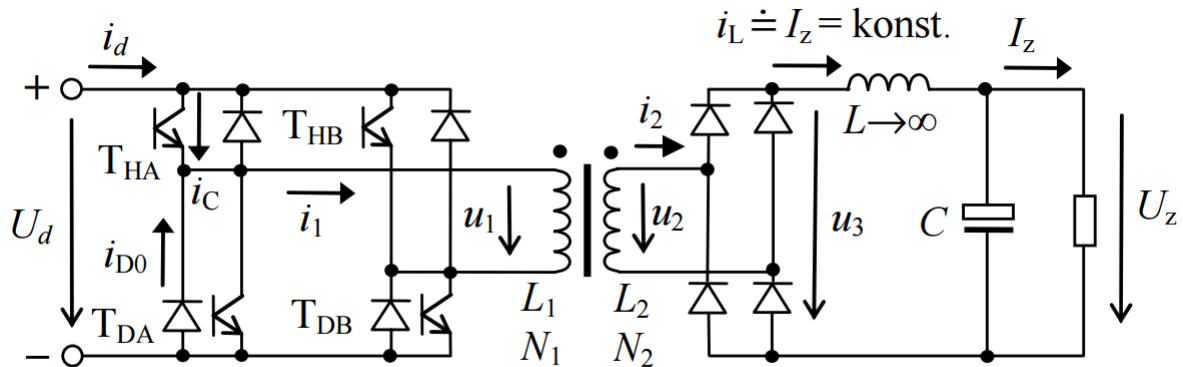


Obrázek 5 Schéma jednočinného blokujícího měniče s impulsním transformátorem

Tento měnič je specifický tím, že energie je zde na výstup přenášena v době vypnutí tranzistoru. V době zapnutí tranzistoru probíhá magnetizace jádra impulsního transformátoru. V této době je na sekundární straně měniče dioda zavřena a zátěž je napájena pouze z energie uložené v kondenzátoru. Po skončení magnetizačního děje, je tranzistor vypnut a primární vinutí je demagnetizováno napětím z kondenzátoru U_z skrze sekundární vinutí. Převzato z [1,5,6].

Tento typ měniče není vhodný pro přenos velkých výkonů, používá se spíše pro přenos malých výkonů, avšak při vysokých frekvencích.

2.3.4 Dvojčinný propustný měnič s impulsním transformátorem

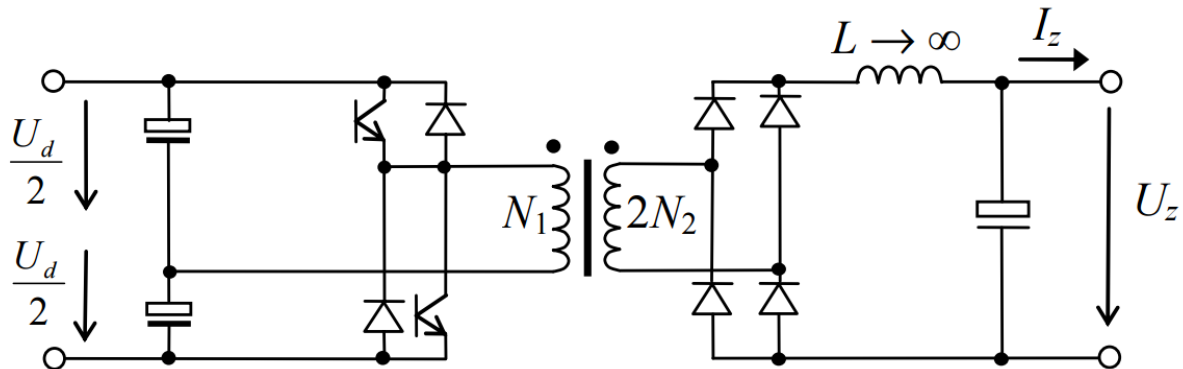


Obrázek 6 Schéma dvojčinného propustného měniče s impulsním transformátorem

Tento typ měniče se vyznačuje tím, že přenáší energii na sekundární stranu oběma napěťovými impulsy. Jádru je tedy syceno magnetickou indukčí odpovídající hodnotě $-B_{max}$ až B_{max} použitého materiálu jádra. To je rozdíl proti jednočinnému propustnému měniči. Díky tomuto jevu, je pak při návrhu transformátoru dosaženo polovičního počtu závitů než u jednočinného propustného měniče. To ovšem znamená také větší ztráty v jádře transformátoru, protože plocha magnetizační křivky je větší. Existují dva řídicí algoritmy tohoto měniče. V prvním algoritmu jsou spínány vždy současně dva tranzistory v úhlopříčce. Délka jednoho impulsu nesmí být delší než $T/2$, aby nedošlo k prohoření jedné větve měniče. Ze stejného důvodu je pak mezi řídicí signály jednotlivých úhlopříček zařazena ochranná doba tzv. „dead time“. Druhý řídicí algoritmus probíhá pomocí řídicích signálů, které jsou vůči sobě navzájem fázově posunuty. Šířka přenášených impulsů je pak rovna fázovému posunu mezi signály. Při tomto způsobu řízení se střídá tzv. „horní zkrat“, kdy jsou současně zapnuty oba horní tranzistory měniče a „dolní zkrat“ při kterém jsou současně zapnuty oba dolní tranzistory měniče. Díky tomu magnetizační proud neustále teče primárním vinutím a sekundární vinutí do magnetizačních jevů nezasahuje. Převzato z [1,5,6].

Výhodou tohoto měniče tedy zůstává poloviční počet závitů transformátoru proti jednočinnému propustnému měniči z důvodu sycení jádra od $-B_{max}$ po B_{max} . S tím souvisí však velké hysterezní ztráty v jádře transformátoru vlivem velké plochy hysterezní křivky. Jako další nevýhodu je možno považovat poměrně složitý algoritmus řídicích signálů.

2.3.5 Dvojitý propustný měnič s impulsním transformátorem - poloviční můstek



Obrázek 7 Schéma dvojitýho propustného měniče s impulsním transformátorem a polovičným můstkem

Ze schématu je patrné, že první větev dvojitýho propustného měniče zde byla nahrazena kondenzátorovým napěťovým děličem. Kondenzátory děliče slouží zároveň jako vyhlazovací kondenzátor meziobvodu. Převzato z [1,5,6].

Tento měnič pracuje v podstatě stejně jako dvojitý propustný měnič s tím rozdílem, že využitelný je pouze první řídicí algoritmus z důvodu chybějící první větve měniče. Z důvodu použití napěťového kapacitního děliče, je však kladen velký důraz na odolnost řídicích signálů proti rušení, aby nedošlo k rozvážení děliče stejným způsobem, jaký byl popsán u dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu. Při pohledu na toto schéma podrobněji je jasné, že při zapnutí prvního tranzistoru bude na primární vinutí transformátoru připojeno pouze poloviční napětí odpovídající hodnotě $U_d/2$. Přitom oba tranzistory jsou namáhány celým napětím U_d . Při konstrukci výkonového zdroje by se tedy mohlo jevit zdánlivě dobré řešení použití tohoto měniče z důvodu ušetření finančních prostředků za první větev měniče. Avšak poloviční napětí na primární straně měniče se nutně projeví zdvojnásobením primárního proudu. Tudíž přenášený výkon zůstane stejný, pouze se změní poloviční napětí na dvojnásobnou hodnotu proudu. Z ekonomického hlediska tedy není toto zapojení nejvhodnější.

2.4 Volba měniče pro realizaci výkonového zdroje

Po analýze všech měničů se tedy nabízí otázka použití správného typu měniče pro realizaci požadovaného výkonového stejnosměrného zdroje. Na škodu určitě není ani zhodnocení měničů používaných předními výrobci plazmových zdrojů. Například firma Hypertherm používá pro svůj zdroj Powermax 105 výše popsanou topologii dvojitýho propustného měniče s polovičným můstkem. Výhodou tohoto zapojení je lepší konstrukce samotného zdroje, protože tento zdroj má pouze dva výkonové prvky. Vzhledem k velkému požadovanému proudu, však musí být kondenzátory meziobvodu masivní. Ty pak také časem degradují a můžou se zhoršovat vlastnosti zdroje. Vzhledem k vysokému proudovému nároku je taky nutné volit IGBT tranzistory, které však kvůli velkému přenášenému výkonu nemohou být příliš rychlé. Transformátor a výstupní tlumivka tedy budou mít velké rozměry.

Firma Hypertherm působí na trhu již dlouhou dobu, díky tomu se jim podařilo vyladit tento typ zdroje, tak aby fungoval výborně, i když jimi zvolený typ měniče není nejideálnější. Jiný výrobce používá ve svých zdrojích řady 55 klasický dvojčinný propustný měnič. Vzhledem k menšímu přenášenému výkonu, není vyloženě nutné používat výkonové součástky ve velkých pouzdrech kvůli chlazení. Tudíž stačí IGBT tranzistory v pouzdře TO – 247.

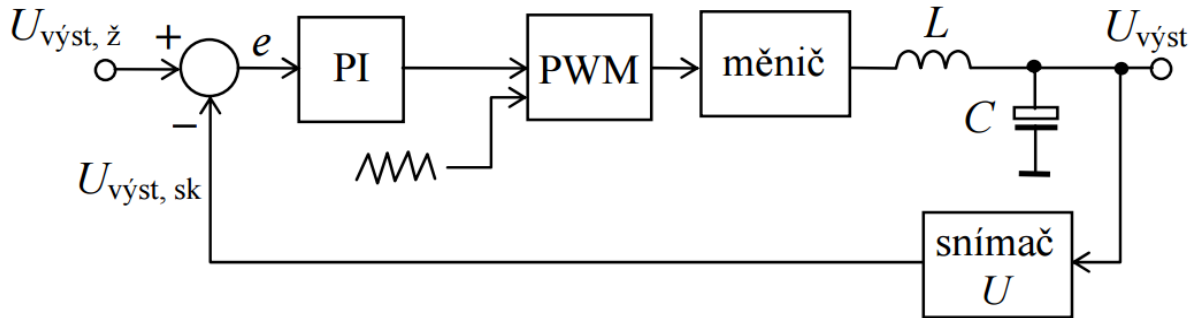
Pokud se jedná o volbu měniče při konkrétním návrhu, kterým se bude zabývat tato diplomová práce, je potřeba vzít v úvahu několik faktů. Přenášený výkon je vysoký, proto je nutné použít větší výkonové součástky s velkými pouzdry pro lepší chlazení. Kvůli požadavku malého zvlnění proudu na výstupu je nutné použít vyšší spínací frekvenci. S vyšší frekvencí však také rostou přepínací ztráty v součástkách, jejichž chlazení se tak stává obtížným. Trendem v současné výkonové elektronice je snaha dělat zařízení přenášející co největší výkon, zároveň však samotné zařízení musí být co nejmenší, aby bylo přenosné. Tento fakt tedy přímo nutí konstruktéry ke zvyšování provozní frekvence zařízení. Zdá se tedy, že tyto požadavky jdou proti sobě a navzájem se vylučují. Při konstrukci malého zařízení na velké frekvenci se zdroj jen velmi těžko chladí a pro větší výkony se pak stává naprosto nepoužitelným. To nutí konstruktéry k použití menší spínací frekvence. Ta však vede ke konstrukci zařízení, které bude velké, těžké, nepřenosné a při konkurenci na trhu tedy nemá šanci obstát proti ostatním výrobcům. Nabízí se tedy otázka: „Jak z toho ven?“. Jak to většinou v elektrotechnice bývá, výsledkem tohoto řešení bude určitý kompromis, který zajistí plnění všech požadavků.

Zvolený typ měniče pro konstrukci plazmového zdroje budou dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu do stejné zátěže na výstupu. Na primární straně celého měniče budou tyto dva dílčí měniče spojeny paralelně. Použití tohoto typu měniče přináší několik výhod. Největší výhodou je bezpochyby dvojnásobná výstupní frekvence proti frekvenci spínací. Vysoká výstupní frekvence zajistí menší rozměry tlumivky při dostatečně malém zvlnění výstupního proudu. Na primární straně pak odpadá nutnost použití velké spínací frekvence výkonových součástek a s tím spojené velké přepínací ztráty polovodičů. Jako výhoda se dá považovat i konstrukce dvou menších transformátorů pro dílčí měniče. Transformátory budou snáze realizovatelné a budou navinuty měděným vodičem o polovičním průměru, než který by byl potřeba při konstrukci jednoho transformátoru. Určitou nevýhodou zůstává použití více spínacích prvků. Zdroj bude tedy nutné navrhnout dobře i z konstrukčního hlediska tak, aby byly výkonové součástky dostatečně chlazeny. Protože je přenášený výkon vysoký, je nutné použít IGBT moduly s velkými pouzdry, které zajistí dostatečné chlazení čipu. S výhodou lze však zařadit všechny moduly na jeden chladič, díky jejich bezpotenciálové kontaktní ploše. Volbě vhodných spínacích prvků se bude dále věnovat kapitola Dimenzování polovodičů. Tato topologie měniče, by měla zajistit splnění všech požadovaných parametrů plazmového zdroje.

2.5 Analýza řídicích obvodů výkonového zdroje

V této kapitole budou popsány jednotlivé možnosti řízení spínaných zdrojů, které se v praxi používají.

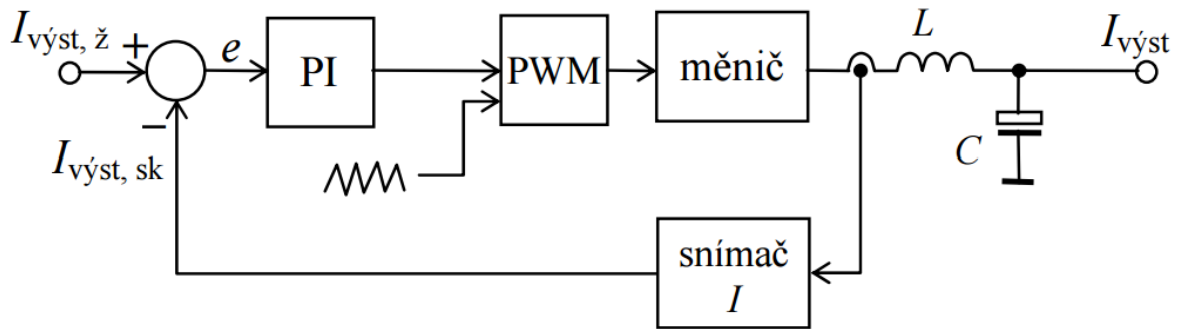
2.5.1 Regulace na požadovanou hodnotu napětí



Obrázek 8 Blokové schéma napěťového regulátoru s napěťovou zpětnou vazbou

Tato regulační struktura se osamocena v praxi příliš nepoužívá. Nejčastěji bývá v kombinaci s podřízenou proudovou smyčkou, která zajišťuje proudovou regulaci a proudové omezení. Z hlediska principu, je výstupní napětí snímáno a zpětnou vazbou přivedeno do součtového členu, kde je následně odečteno od hodnoty požadované. Tato hodnota je následně vedena do PI regulátoru, který kontroluje střihu měniče. Z hlediska technologie plazmových zdrojů není tento princip regulace příliš využitelný. Velikost napětí oblouku je dána vzdáleností hořáku od materiálu. Při ručním řezání bývá tato hodnota většinou přesně definována krytkou na hrotu plazmového hořáku, který je v přímém kontaktu s řezaným materiálem. Tato krytka dále zajišťuje stálé řezací parametry z hlediska napětí a zároveň také pomáhá odvádět jiskry roztaveného materiálu mimo tělo člověka provádějícího řez. Pokud se jedná o řezání strojní, je hodnota napětí vyhodnocena řezacím portálem, který nastavuje výšku hořáku od materiálu v jednotlivých fázích řezu. Při přesáhnutí maximální napěťové hodnoty, která je dána převodem impulsního výkonového transformátoru, dojde k přetržení oblouku a ztrátě kontaktu s řezaným materiálem. Samotný zdroj tedy nemá potřebu mít v sobě napěťovou smyčku zakomponovanou. Daleko použitelnější je však pro účel plazmového zdroje regulační smyčka proudová. Převzato z [1,5,6].

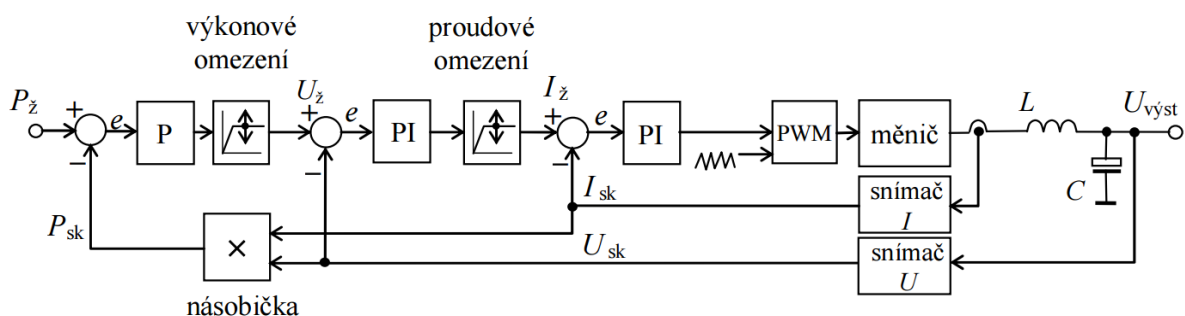
2.5.2 Regulace na požadovanou hodnotu proudu



Obrázek 9 Blokové schéma proudového regulátoru s proudovou zpětnou vazbou

Tato regulační struktura je používána všemi výrobci zdrojů pro plazmové řezání. Tato smyčka funguje podobným způsobem jako smyčka napěťová. Informace o výstupním proudu je vedena do součtového členu, který odečte tuto hodnotu od hodnoty žádané. Tato hodnota je pak dále zpracována PI regulátorem, který řídí střidu měniče. Ke snímání výstupního proudu slouží v praxi nejčastěji Hallovovy sondy, bočníky či LEM čidla. Výhodou je to, že výstup plazmových zdrojů neobsahuje kondenzátor, jako je tomu na obrázku č.9. Řízení soustavy je mnohem jednodušší, protože PI regulátor pracuje se soustavou druhého řádu. Pokud je snímání proudu zařazeno ještě před výstupní tlumivku, pracuje pak PI regulátor se soustavou pouze prvního řádu. Realizace této regulační struktury bude tedy nezbytná pro návrh zdroje pro plazmové řezání. Pro účely plazmových zdrojů určených k ručnímu řezání, je žádaná hodnota nastavena potenciometrem umístěným na ovládacím panelu zařízení. Pokud se jedná o řezání strojní, je požadovaná hodnota proudu v jednotlivých fázích řezu nastavena řezacím portálem, který přes komunikační rozhraní poskytne tuto informaci plazmovému zdroji. Převzato z [1,5,6].

2.5.3 Regulace na konstantní výkon



Obrázek 10 Blokové schéma regulátoru na konstantní výkon s proudovou i napěťovou zpětnou vazbou

Tato zpětnovazební struktura slouží k regulaci na konstantní výkon na výstupu. Je zde snímána jak hodnota výstupního proudu, tak hodnota napětí. Tyto dvě hodnoty jsou pak mezi sebou vynásobeny a zpětnovazebně vedeny do součtového bloku, který tuto informaci porovnává se žádanou hodnotou. Tato struktura je výhodná například u svářeček. Svářečka dodává na výstup stále stejný výkon, nehlédě na to, jak se chvěje ruka svářeči. Pokud svářeč

oddálí ruku od svařovaného materiálu, vzroste tím napětí. Regulační struktura na to zareaguje snížením výstupního proudu, tak aby součin proudu a napětí zůstal stejný. V opačném případě zvýší hodnotu proudu na úkor menšího napětí. Pro účely plazmového zdroje však tento způsob regulace vhodný není. Z praxe je známo, že vzhledem k nerovnostem materiálu, nedokonalosti pojezdů řezacích portálů, či třesoucích se rukou technika provádějícího řez, není hodnota napětí nikdy stejná, ale při řezání se stále mění. Zdánlivě by se tedy mohlo zdát, že tento problém by šel vyřešit stejným způsobem jako u svářečky. Zde je však nutno vzít v úvahu rozdíl mezi svářečkou (s obalovanou elektrodou) a plazmovým zdrojem. U svářečky je kontakt s obrobkem tvořen skrz elektrodu, která je vyrobena z materiálu, kterým bude následně vytvořen svár. Naproti tomu u plazmového zdroje představuje kontakt s materiálem pouze plazmový oblouk. Pokud by tedy plazmový zdroj byl regulován na konstantní výkon, docházelo by vlivem zkracování a prodlužování oblouku k proudovým rázům, které by měly negativní vliv na součástky hořáku. Zejména pak na samotnou elektrodu a její hafniový insert. Součástky jsou drahé a snahou všech firem používajících tyto zařízení, je optimalizace řezu při zachování co největší prodlevy mezi výměnou elektrod v hořácích. Nehledě na fakt, že lepší řezací portály pracují dynamicky s hodnotou proudu, která není konstantní v celém řezu, ale například při řezání rojů objektů je snižována. To by tedy znamenalo, že by musel hořák zvětšit svoji vzdálenost od řezaného materiálu, což by mělo též, negativní dopad na kvalitu řezu. Proudová smyčka je tedy pro realizaci tohoto zařízení dostačující. Převzato z [1,5,6].

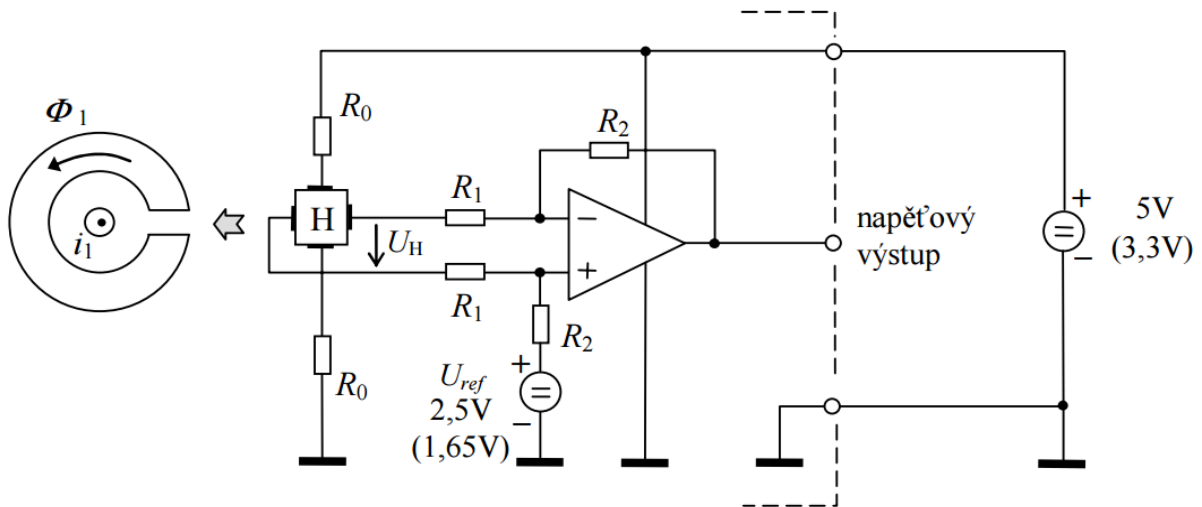
2.6 Snímání výstupního proudu

Cílem této kapitoly je popsat možné způsoby snímání výstupního stejnosměrného proudu s ohledem na jejich využití v praxi.

2.6.1 Snímání proudu bočnickem

Bočníky jsou často používanou součástí spínaných zdrojů, u kterých je potřeba monitorovat výstupní stejnosměrný proud. Při definované hodnotě proudu, která protéká bočnickem, vzniká na bočnicku úbytek napětí, který je následně snímán regulačními obvody. Jedná se v podstatě o rezistor s přesně definovanou hodnotou odporu a ztrátového výkonu na něm. Mezi těmito parametry je potřeba hledat určitý kompromis. Jelikož je žádoucí, aby ztráty na bočnicku byly malé, musí být i jeho odpor malý. Čím je však odpor bočnicku menší, tím více se stává náchylným na rušení, vlivem jeho parazitní indukčnosti a kapacity. Ve výsledku může dojít až ke vzniku tlumených kmitů. Výstupní signál, v tomto případě proud, ze spínaného zdroje je vždy zvlněný a má trojúhelníkový tvar. Tudíž je za bočník nutné zařadit dolní propust' s dostatečně velkou časovou konstantou, aby byl vliv nelinearity signálu potlačen a z bočnicku bylo snímáno čisté konstantní stejnosměrné napětí. Převzato z [7].

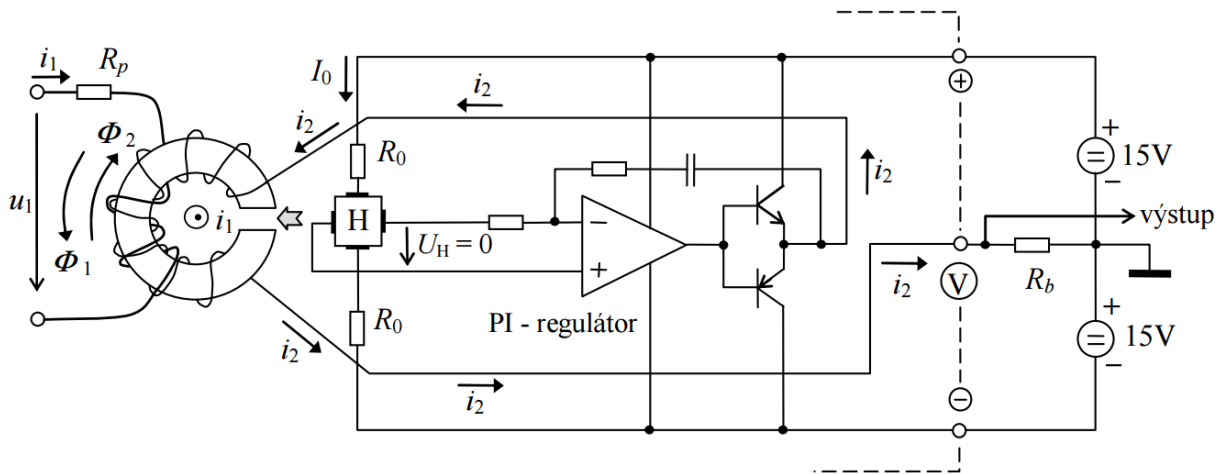
2.6.2 Snímač stejnosměrného proudu s Hallovou sondou, bez zpětnovazební kompenzace



Obrázek 11 Schéma snímače stejnosměrného proudu s Hallovou sondou bez zpětnovazební kombinace, nesymetrické napájení

Tento způsob snímání výstupního proudu má ve své podstatě dvě možná řešení. Jedná se o zapojení zpětnovazební a bez zpětné vazby. Na obrázku č.11 je znázorněno schéma zapojení obvodu bez zpětnovazební kompenzace. Princip měření je založen na předpokládané linearitě mezi procházejícím měřeným proudem a magnetickým tokem ve feritovém jádru. Výsledná linearita pak závisí na linearitě magnetizační charakteristiky materiálu jádra. V tomto jádře je ve vzduchové mezeře umístěna Hallova sonda. Za ní umístěný operační zesilovač, má úkol zesílení výsledného Hallova napětí. Tento zesilovač může být napájen buď symetricky, nebo nesymetricky. Nesymetrické napájení, jehož velikost je typicky +5 V (nebo +3,3 V), bývá využito z důvodu kompatibility čidla proudu s A/D převodníky procesorů. Pokud je v aplikaci kladen požadavek na snímání velikosti obou polarit proudu, je nula tohoto čidla posunuta na vyšší napěťovou hladinu např. 2,5 V (pro napájení +5 V). Velikost výstupního napětí pro napájení symetrické je typicky ± 4 V. Nesporná výhoda tohoto snímače spočívá oproti zpětnovazebnímu zapojení ve větší šířce kmitočtového pásma. Mezní kmitočet bývá určen parametry použitého operačního zesilovače. Další výhodou je malá hodnota napájecího proudu, která se pohybuje v praxi kolem hodnoty 15 mA. Nevýhoda proti zpětnovazebnímu zapojení však spočívá ve větší nelinearitě, která je způsobena hysterezí jádra. Další problém může znamenat napěťový výstup tohoto čidla. V praxi může být čidlo vzdáleno od regulačních obvodů, což ovšem znamená, že je nutné vést napěťový výstup čidla proudu kabelem do regulační části obvodu. Do těchto přívodních kabelů se pak může indukovat rušivé napětí, které je následně snímáno regulátorem. Je žádoucí tento vliv odstranit např. použitím koaxiálních stíněných kabelů. Převzato z [1,5,6].

2.6.3 Snímač stejnosměrného proudu s Hallovou sondou, se zpětnovazební kompenzací



Obrázek 12 Schéma snímače stejnosměrného proudu s Hallovou sondou se zpětnovazební kompenzací, symetrické napájení

Princip tohoto čidla spočívá v regulaci na nulový magnetický tok v jádře. Z obrázku č. 12 je patrná zavedená zpětná vazba v podobě vinutí namotaném na feritovém jádřku. Pokud vodičem protéká proud i_1 , ve feromagnetickém jádře vzniká magnetický tok, což vede ke vzniku napětí v Hallově sondě. Toto napětí je pak zpracováno operačním zesilovačem, jehož dvojitý výstup ovládá velikost proudu protékajícího vinutím. V důsledku protékajícího proudu vinutím vzniká v jádru magnetický tok, který kompenzuje původně vzniklý magnetický tok naindukovaný v jádru. Výsledný tok v jádře je tedy nulový. Z tohoto principu je patrné, že tato topologie čidla bude mít ve výsledku mnohem lepší linearitu, jelikož se neuplatňují hysterezní ztráty v jádře. Nevýhoda tohoto čidla je však v menším kmitočtovém rozsahu z důvodu přítomnosti parazitní kapacity vinutí. Pro vysoké frekvence se tato kapacita chová jako zkrat, tudíž se čidlo stává nepoužitelným. Další nevýhodou je pak velký odběr proudu, který se může v praxi pohybovat kolem hodnoty 100 mA. Díky proudovému výstupu je však eliminován nežádoucí vliv přírodních kabelů, do kterých se v předchozím případě mohlo indukovat napěťové rušení. Měřicí bočník tedy může být umístěn mimo čidlo, nejlépe přímo na desce regulátoru. Převzato z [1,5,6].

3 NÁVRH A REALIZACE KOMPONENT STEJNOSMĚRNÉHO VÝKONOVÉHO ZDROJE

V této kapitole budou postupně popsány jednotlivé části návrhu komponent plazmového zdroje.

Požadavkem je tedy navrhnout stejnosměrný výkonový zdroj, který bude schopný dodat na výstupu hodnotu proudu 105 A při napětí 200 V. Dalším požadavkem je nepřetržitá činnost zařízení, což odpovídá zatížení „duty cycle“ 100 %. Velký důraz je kladen též na velikost výstupního zvlnění proudu, protože má vliv na životnost spotřebních součástí pro plazmové řezání. Požadavkem je tedy zvlnění proudu 5 %, nebo méně. Celé zařízení bude napájeno z trojfázové usměrněné sítě. Pro řízení měniče bude použita proudová regulace na požadovanou hodnotu. Zvolená topologie měniče jsou dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu, které jsou na primární části zapojeny paralelně. Maximální střída jednoho měniče je $s_{max} = 0,4$ a jeho frekvence odpovídá hodnotě $f = 30 \text{ kHz}$.

3.1 Návrh impulsního transformátoru

Návrh transformátoru probíhal dle doporučené literatury[1]. Požadovaná hodnota proudu na výstupu je stanovena na 105 A. Hodnota vstupního napětí meziobvodu je $U_d = 480 \text{ V}$. Střední hodnota napětí třífázové usměrněné sítě je 540 V. V tomto případě je však započítán povolený pokles napětí sítě, který může činit až 10 %. Požadovaná střední hodnota napětí na výstupu zdroje je 200 V. Při návrhu transformátoru je však počítáno s hodnotou $U_z = 100 \text{ V}$. Tato podmínka vychází z principu činnosti dvou jednočinných měničů pracujících v protitaktu. Špičková hodnota napětíového impulzu na výstupu při střídě $s = 0,4$ jednoho měniče je 250 V dle vzorce (3.1-1)

$$U_{3šp} = \frac{U_z}{s} \quad (3.1-1)$$

Díky principu činnosti dvou jednočinných propustných měničů však bude výstupní střída dvojnásobná. Střední hodnota napětí na výstupu při střídě $s = 0,8$ bude tudíž požadovaných 200 V. Ze znalosti výstupního napětí a proudu je možno vypočítat celkový přenášený výkon jedním transformátorem.

$$P_{\xi} = U_z \cdot I_z \quad (3.1-2)$$

Velikost činného výkonu je tedy $P_{\xi} = 10500 \text{ W}$. Následující krok spočívá ve výpočtu elektromagnetické velikosti jádra. K tomuto výpočtu je však potřeba zadat další parametry. $B_{max} = 0,35 \text{ T}$, $B_r = 0,05 \text{ T}$, $s_{max} = 0,4$, $f = 30000 \text{ Hz}$, $k_{pCu} = 0,2$, $\sigma = 2 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Potřebnou elektromagnetickou velikost jádra lze pak dopočítat dle vzorce (3.1-3).

$$S_o \cdot S_j = \frac{P_{\xi}}{k_{pCu} \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \cdot \sigma \cdot \sqrt{s}} \quad (3.1-3)$$

Výsledkem tohoto vzorce je součin velikosti jádra a velikosti okna, které jsou potřeba na přenesení požadovaného činného výkonu. V ideálním případě pro maximální minimalizaci transformátoru se obsah okna rovná obsahu jádra. Výsledek je tedy třeba ještě odmocnit.

Výsledkem rovnice (3.1-3) je hodnota $S_j \cdot S_o = 4,6117 \cdot 10^{-6} m^4$. Odmocněním této hodnoty je tedy získána orientační velikost jádra $S_j = 2147 mm^2$. Transformátor bude realizován na toroidním jádře. Jelikož je však požadovaný průřez jádra příliš velký, je třeba vybrat z nabídky toroidní jádra s dostatečným průřezem, která budou následně vrstvena na sebe pro dosažení požadovaného průřezu celého transformátoru. Z nabídky firmy Semic bylo vybráno jádro CF139 T10725C OL[8]. Průřez tohoto jádra je $S_{j1} = 525 mm^2$. Po navrstvení čtyř těchto jader na sebe bude dosaženo požadovaného průřezu $S_j = 2100 mm^2$. Střední délka siločáry tohoto jádra je $l_j = 259 mm$. Ze znalosti reálných parametrů lze vypočítat maximální velikost magnetizačního proudu dle rovnice (3.1-4).

$$I_{\mu max} = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \cdot l_j \cdot S_j}{U_d \cdot \mu_0 \cdot \mu_{iac}} \quad (3.1-4)$$

Maximální velikost magnetizačního proudu vypočítaná z rovnice (3.1-4) je $I_{\mu max} = 2,44 A$. Ze známých parametrů je též možno určit počet primárních závitů dle rovnice (3.1-5).

$$N_1 = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot (B_{max} - B_r) \cdot S_j} \quad (3.1-5)$$

Při výpočtu počtu primárních závitů je potřeba zohlednit určitá fakta. Střední hodnota napětí v meziobvodu, tedy na primární straně transformátoru, je u třífázové sítě 540 V. Nicméně je potřeba počítat s přepětím sítě, které může mít velikost až 10 %. Při této hodnotě napětí se nesmí jádro transformátoru přesytit. Velikost napětí meziobvodu dosazené do vzorce (3.1-5) bude mít tedy velikost $U_d = 594 V$. Počet závitů na primární straně transformátoru pak bude dle rovnice (3.1-5) $N_1 = 16$ závitů. Pokud je známa hodnota počtu závitů na primární straně transformátoru, je možno vypočítat hodnotu závitů na sekundární straně dle vzorce (3.1-6). V tomto případě je však nutno dosadit za střední hodnotu napětí v meziobvodu velikost napětí zmenšenou o 10 % povoleného zvlnění sítě tak, aby byl transformátor schopen přenést požadovaný výkon na sekundární stranu i při podpětí sítě. Hodnota dosazovaná do vzorce je tedy $U_d = 480 V$.

$$N_2 = \frac{U_z \cdot N_1}{U_d \cdot s_{max}} \quad (3.1-6)$$

Počet závitů na sekundární straně transformátoru dle rovnice (3.1-6) je $N_2 = 9$ závitů. Následně je potřeba vypočítat efektivní velikost proudu sekundárním vinutím dle rovnice (3.1-7).

$$I_{2ef} = I_z \cdot \sqrt{s} \quad (3.1-7)$$

Velikost efektivní hodnoty proudu sekundárním vinutím má velikost $I_{2ef} = 66,41 A$. Díky známé velikosti efektivního proudu sekundárním vinutím a znalostí počtu závitů primární a sekundární strany transformátoru lze vypočítat velikost efektivního proudu primární stranou transformátoru dle rovnice (3.1-8).

$$I_{1ef} = \frac{N_1}{N_2} \cdot I_{2ef} \quad (3.1-8)$$

Velikost efektivního proudu primární stranou transformátoru má velikost $I_{1ef} = 37,35 \text{ A}$. Ze zadané velikosti proudové hustoty lze vypočítat potřebný průřez vodiče pro jednotlivá vinutí transformátoru dle rovnice (3.1-9).

$$S_{cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.1-9)$$

Průřez vodiče primárního vinutí má dle rovnice (3.1-9) velikost $S_{Cu1} = 18,67 \text{ mm}^2$. Vodič sekundární strany transformátoru pak $S_{Cu2} = 33,20 \text{ mm}^2$. Primární i sekundární strana transformátoru bude navinuta pomocí vysokofrekvenčních lanek o průřezu $S_{Cu} = 5,38 \text{ mm}^2$. Pro splnění podmínky proudové hustoty bude primární vinutí navinuto paralelně čtyřmi těmito lanky. Sekundární vinutí pak bude obsahovat lanek 6. Toto vysokofrekvenční lanko je spleteno ze 686 dílčích drátků o průměru 0,1 mm, které jsou mezi sebou vzájemně izolované. Celý kabel je poté opleten hedvábím. Díky malému průřezu dílčího vodiče splňuje toto lanko požadavky z hlediska skin efektu. Mezní frekvence tohoto kabelu je dle rovnice (3.1-10) $f_{mez} = 1,82 \text{ MHz}$.

$$f_{mez} = \frac{4 \cdot \rho}{\pi \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rCu} \cdot d^2} \quad (3.1-10)$$

Plocha okna toroidního transformátoru má velikost $S_o = 3318 \text{ mm}^2$. Velikost plochy vinutí při známém počtu primárních a sekundárních závitů má velikost $S_{vin} = 634,84 \text{ mm}^2$. Celkový konečný činitel plnění mědi bude mít velikost $k_{pCu} = 0,19$ dle rovnice (3.1-11).

$$k_{pCu} = \frac{S_{vin}}{S_{okna}} \quad (3.1-11)$$

Požadavek na malý činitel plnění z důvodu lepšího chlazení transformátoru je tedy splněn.

3.2 Proudové a napěťové dimenzování polovodičů

Tato kapitola se zabývá dimenzováním polovodičů. Výpočty probíhaly podle doporučené literatury[1]. U všech součástek byly provedeny potřebné výpočty pro dostatečné dimenzování tak, aby nemohlo dojít k havarijnímu stavu měniče.

3.2.1 Proudové a napěťové dimenzování sekundární usměrňovací diody

D₂

V této kapitole je uveden výpočet špičkové, střední a efektivní hodnoty proudu pro diodu D₂. Následně pak také napětí na této diodě závěrném směru.

$$I_{D2,\text{šp}} = I_z, \quad I_{D2,\text{stř}} = I_z \cdot s, \quad I_{D2,\text{ef}} = I_z \cdot \sqrt{s}, \quad U_{KA,\text{max}} = \frac{U_z}{s} \quad (3.2.1a,b,c,d)$$

Vypočtená špičková hodnota proudu dle rovnice (3.2.1a) má velikost $I_{D2,\text{šp}} = 105 \text{ A}$.

Střední hodnota proudu dle rovnice (3.2.1b) má velikost $I_{D2,\text{stř}} = 42 \text{ A}$.

Efektivní hodnota proudu dle rovnice (3.2.1c) má velikost $I_{D2,\text{ef}} = 66,41 \text{ A}$.

Hodnota napětí v závěrném směru dle rovnice (3.2.1d) má velikost $U_{KA,\text{max}} = 250 \text{ V}$.

3.2.2 Proudové a napětové dimenzování sekundární nulové diody D₀

V této kapitole je uveden výpočet špičkové, střední a efektivní hodnoty proudu pro diodu D₀₂. Následně pak také napětí na této diodě v závěrném směru. Při výpočtu je potřeba zohlednit použitou topologii měniče. Jedná o zapojení dvou jednočinných měničů v protitaktu, jejichž výstup je před výstupní tlumivkou paralelně spojen. Z tohoto důvodu vnímá výstupní tlumivka a sekundární nulová dioda dvojnásobnou hodnotu frekvence a střídání. Z tohoto důvodu je potřeba v níže uvedených vzorcích počítat s dvojnásobnou hodnotou střídání.

$$I_{D02,\text{šp}} = I_z, I_{D02,\text{stř}} = I_z \cdot (1 - 2 \cdot s), I_{D02,\text{ef}} = I_z \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot s)}, U_{KA,\text{max}} = \frac{U_z}{2s} \quad (3.2.2a,b,c,d)$$

Vypočtená špičková hodnota proudu dle rovnice (3.2.2a) má velikost $I_{D02,\text{šp}} = 105 \text{ A}$.

Střední hodnota proudu dle rovnice (3.2.2b) má velikost $I_{D02,\text{stř}} = 63 \text{ A}$.

Efektivní hodnota proudu dle rovnice (3.2.2c) má velikost $I_{D02,\text{ef}} = 81,33 \text{ A}$.

Hodnota napětí v závěrném směru dle rovnice (3.2.2d) má velikost $U_{KA,\text{max}} = 250 \text{ V}$.

3.2.3 Proudové a napětové dimenzování tranzistorů

V této kapitole je uveden výpočet špičkové, střední a efektivní hodnoty proudu pro tranzistory měniče. Následně pak také napětí na těchto tranzistorech ve vypnutém stavu.

$$I_{CE,\text{šp}} = I_{\mu\text{max}} + I_z \cdot \frac{N_2}{N_1}, I_{CE,\text{stř}} = I_z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s, I_{CE,\text{ef}} = I_z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s}, U_{CE,\text{max}} = U_d \quad (3.2.3a,b,c,d)$$

Vypočtená špičková hodnota proudu dle rovnice (3.2.3a) má velikost $I_{CE,\text{šp}} = 61,50 \text{ A}$.

Střední hodnota proudu dle rovnice (3.2.3b) má velikost $I_{CE,\text{stř}} = 23,63 \text{ A}$.

Efektivní hodnota proudu dle rovnice (3.2.3c) má velikost $I_{CE,\text{ef}} = 37,35 \text{ A}$.

Hodnota napětí ve vypnutém stavu dle rovnice (3.2.3d) má velikost $U_{CE,\text{max}} = 594 \text{ V}$.

3.2.4 Proudové a napětové dimenzování primární nulové diody D₀

V této kapitole je uveden výpočet špičkové, střední a efektivní hodnoty proudu pro diodu D₀. Následně pak také napětí na této diodě v závěrném směru.

$$I_{D0,\text{šp}} = I_{\mu\text{max}} + I_z \cdot \frac{N_2}{N_1}, I_{D0,\text{stř}} = I_{\mu\text{max}} \cdot \frac{s}{2}, I_{D0,\text{ef}} = I_{\mu\text{max}} \cdot \sqrt{\frac{s}{2}}, U_{KA,\text{max}} = U_d \quad (3.2.4a,b,c,d)$$

Vypočtená špičková hodnota proudu dle rovnice (3.2.4a) má velikost $I_{D0,\text{šp}} = 61,50 \text{ A}$.

Střední hodnota proudu dle rovnice (3.2.4b) má velikost $I_{D0,\text{stř}} = 0,49 \text{ A}$.

Efektivní hodnota proudu dle rovnice (3.2.4c) má velikost $I_{D0,\text{ef}} = 1,09 \text{ A}$.

Hodnota napětí v závěrném směru dle rovnice (3.2.4d) má velikost $U_{KA,\text{max}} = 594 \text{ V}$.

3.2.5 Použité polovodiče

Jako sekundární usměrňovací dioda D₂ byla zvolena dioda DSEI2x101-12A od firmy IXYS[13]. Parametry této součástky jsou: $U_{D2,KA} = 1200 \text{ V}$, $I_{D2,\text{stř}} = 91 \text{ A}$, $t_{rr} = 255 \text{ ns}$. Součástka je umístěna v pouzdru SOT-227B. V tomto pouzdru se nacházejí dvě diody,

příčemž obě dvě mají stejné parametry. Každá z těchto diod tedy bude použita jako usměrňovací dioda na sekundární straně transformátoru obou dílčích měničů. Stejný typ diody pak bude použit jako sekundární nulová dioda, s tím rozdílem, že v tomto místě budou zapojeny dvě diody v jednom pouzdře paralelně. Z důvodu vysoké napěťové odolnosti těchto diod není potřeba k nim řadit dodatečné odlehčovací obvody na zmenšení napěťových překmitů. Na primární straně transformátoru budou použity dva moduly. Každý z těchto modulů obsahuje IGBT tranzistor a diodu. Umístění diody a tranzistoru se od sebe v obou modulech liší tak, aby bylo možno z těchto modulů složit jednočinný propustný měnič. Zvolené moduly jsou vyráběny firmou Semikron a mají název SKM200GAL125D[11] a SKM200GAR125D[10]. Parametry těchto modulů jsou: $U_{CEmax} = 1200 V$, $I_{C,ef} = 150 A$. Parametry primární nulové diody jsou přizpůsobené parametrům IGBT tranzistorů tak, aby byla zajištěna funkčnost celého modulu. Výrobce deklaruje použití těchto modulů pro svařovací techniku o spínací frekvenci vyšší než 20 kHz.

3.3 Výpočet ztrát v polovodičích

V této kapitole budou vypočteny ztráty vedením a přepínáním v použitých polovodičích včetně návrhu potřebného chladiče. Výpočet probíhal dle doporučené literatury[1,2].

3.3.1 Výpočet ztrát pro modul SKM200GAL/GAR125D

Jak bylo výše popsáno v tomto modulu je umístěn IGBT tranzistor včetně primární nulové diody. Ztráty je tedy třeba vypočíst pro celý modul zároveň. Z AV charakteristiky IGBT tranzistoru byl odečten odpor v sepnutém stavu $R_{DSon} = 50 m\Omega$. Hodnota prahového napětí tranzistoru IGBT je $U_{CE0} = 1,75 V$ [10,11]. Efektivní a střední hodnota proudu tranzistorem byla vypočtena pomocí rovnice (3.2.3b,c) $I_{CE,stř} = 23,63 A$, $I_{CE,ef} = 37,35 A$. Ze znalosti těchto parametrů je možno vypočíst hodnotu ztrát vedením dle rovnice (3.3.1-1)

$$P_{z,ved} = U_{CE0} \cdot I_{CE,stř} + R_{DSon} \cdot I_{CE,ef}^2 \quad (3.3.1-1)$$

Výsledné ztráty vedením pak mají velikost $P_{z,ved} = 111,11 W$. Pro určení ztrát přepínáním je potřeba znalost doby zapnutí a vypnutí tranzistoru. Hodnota t_{on} udávaná v katalogu od výrobce je hodnota nárůstu proudu tranzistorem v rozmezí 10 až 90 %. Doba udávaná výrobcem tudíž neodpovídá reálné době, při které bude tranzistor zapnut[12]. Pro výpočet ztrát přepínáním je tedy hodnota zapnutí a vypnutí tranzistoru stanovena na velikost $t_{on} = t_{off} = 500 ns$. Takto zvolené hodnoty odpovídají realitě více než hodnoty katalogové. Výpočet ztrát přepínáním je provedena dle rovnice (3.3.1-2)

$$P_{z,přep} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_{CE,šp} \cdot f \cdot (t_{on} + t_{off}) \quad (3.3.1-2)$$

Hodnota přepínacích ztrát má dle rovnice (3.3.1-2) velikost $P_{z,přep} = 249 W$. Sečtením ztrát přepínacích a ztrát vedením získáme celkovou hodnotu ztrát tranzistoru.

$$P_{ztr,T} = P_{z,ved} + P_{z,přep} \quad (3.3.1-3)$$

Velikost přepínacích ztrát tranzistoru je tedy dle rovnice (3.3.1-3) rovna hodnotě $P_{ztr} = 360 W$. Při výpočtu této hodnoty byly do výpočtu započítány vždy pouze krajní

hodnoty, kterých může celý modul teplotně dosáhnout. Reálně bude hodnota ztrát menší, než hodnota vypočtená.

Aby byly ztráty celého modulu kompletní, je potřeba ke ztrátám tranzistoru připočíst ztráty primární nulové diody. Pro výpočet těchto ztrát je potřeba znát obdobné parametry jako při výpočtu ztrát IGBT tranzistoru. Z katalogového listu byly odečteny tyto hodnoty: Hodnota prahového napětí diody $U_p = 1,2 V$, hodnota odporu v sepnutém stavu $R_{don} = 8,7 m\Omega$. Střední hodnota proudu primární diodou společně s hodnotou efektivní byly vypočteny v předchozí kapitole z rovnic (3.2.4b,c) $I_{D0,stř} = 0,49 A$, $I_{D0,ef} = 1,09 A$. Pomocí rovnice (3.3.1-1) lze vypočíst hodnotu ztrátového výkonu na primární nulové diodě. Výsledná hodnota se pak rovná $P_{ztr,D0} = 0,6 W$. Z důvodu malé hodnoty proudu protékající těmito diodami je malá i hodnota ztrátového výkonu. Vzhledem k velikosti ztrátového výkonu tranzistoru je hodnota ztrátového výkonu na diodě zanedbatelná. Přesto však lze stanovit celkové ztráty jednoho modulu dle rovnic (3.3.1-4).

$$P_{ztr} = P_{ztr,T} + P_{ztr,D0} \quad (3.3.1-4)$$

Celkový ztrátový výkon jednoho modulu je tedy roven hodnotě $P_{ztr} = 360,6 W$. Ze znalosti této hodnoty lze vypočíst potřebný tepelný odpor chladiče. Pro výpočet tohoto odporu je potřeba znát určité parametry, které jsou v tomto případě převzaty z katalogového listu výrobce [10,11]. Tepelný odpor přechodu mezi čipem a pouzdrem součástky $R_{thj-c} = 0,09 K \cdot W^{-1}$. Tepelný odpor přechodu mezi povrchem modulu a chladičem $R_{thc-h} = 0,038 K \cdot W^{-1}$. Maximální teplota čipu $T_{jmax} = 150 ^\circ C$ a teplota okolí $T_0 = 40 ^\circ C$. Potřebný tepelný odpor chladiče se pak vypočítá dle rovnice (3.3.1-5)

$$R_{thH} = \frac{T_{jmax} - T_0}{P_{ztr}} - R_{thc-h} - R_{thj-c} \quad (3.3.1-5)$$

Výsledný odpor chladiče je pak roven $R_{thH} = 0,177 K \cdot W^{-1}$.

3.3.2 Výpočet ztrát sekundárních usměrňovacích diod

Pro výpočet ztrát sekundární usměrňovací diody je potřeba odečíst z katalogového listu hodnoty odporu v sepnutém stavu a prahového napětí diody [13]. Výrobce udává pro výpočet ztrát tyto hodnoty $R_{don} = 6,1 m\Omega$, $U_p = 1,01 V$. Střední a efektivní hodnota proudu diodami byla vypočtena v předchozí kapitole pomocí rovnic (3.2.1b,c). Tyto hodnoty jsou pak následovně $I_{D2,stř} = 42 A$, $I_{D2,ef} = 66,41 A$. Ze znalosti těchto hodnot, lze vypočíst pomocí rovnice (3.3.1-1) velikost ztrátového výkonu. Vypočtená hodnota ztrátového výkonu jedné diody má hodnotu $P_{ztr,D2} = 69,32 W$. Díky znalosti této hodnoty lze přistoupit k výpočtu potřebného odporu chladiče. Maximální teplota čipu a okolí zůstává stejná jako v předchozím případě tj. $T_{jmax} = 150 ^\circ C$ a $T_0 = 40 ^\circ C$. Hodnota tepelného přechodu mezi čipem a pouzdrem je $R_{thj-c} = 0,5 K \cdot W^{-1}$. Tepelný odpor mezi pouzdrem a chladičem je pak roven hodnotě $R_{thc-h} = 0,1 K \cdot W^{-1}$. Při výpočtu tepelného odporu chladiče je třeba vzít úvahu fakt, že v tomto případě se jedná o dvě součástky umístěné ve stejném pouzdru. Výsledná rovnice bude mít tento tvar.

$$R_{thH} = \frac{T_{jmax} - T_0}{2 \cdot P_{ztr,D2}} - R_{thc-h} - \frac{R_{thj-c}}{2} \quad (3.3.2-1)$$

Výsledkem rovnice (3.3.2-1) je hodnota tepelného odporu $R_{thH} = 0,443 K \cdot W^{-1}$.

3.3.3 Výpočet ztrát sekundární nulové diody

V tomto případě je potřeba zohlednit zapojení celé topologie měniče, jak bylo uvedeno v kapitole zabývající se napěťovým a proudovým dimenzováním polovodičů. Návrh potom postupuje obdobným způsobem jako v kapitole předešlé. Jedná se o stejné diody se stejnými parametry. Jediná změna nastane vlivem odlišné střídy ve velikosti proudu procházejícího dvěma paralelně zapojenými diodami. Tím pádem se bude lišit i hodnota ztrátového výkonu. Ten se potom vypočítá dle rovnice (3.3.1-1) a jeho velikost je rovna hodnotě $P_{ztr,D02} = 13,97 W$ pro jednu diodu. Hodnota tepelného odporu chladiče dle rovnice (3.3.2-1) je $R_{thH} = 3,588 K \cdot W^{-1}$.

3.4 Návrh výstupní tlumivky

Tato kapitola se bude zabývat návrhem výstupní tlumivky, která slouží pro dostatečné vyhlazení proudu tak, aby byl dosažen předpoklad minimálního opotřebování elektrody pro plazmové řezání. Návrh probíhal podle doporučené literatury[1]. Zadané parametry pro tlumivku jsou následující: zvlnění proudu $\Delta I = 4 A$, špičková hodnota napětí má díky dvojnásobné střídě signálu zpracovávaného tlumivkou hodnotu $U_{3šp} = 250 V$ dle rovnice (3.4-1)

$$U_{3šp} = \frac{U_z}{s} \quad (3.4-1)$$

V návrhu bude dále počítáno se střídou $s = 0,5$. Při této střídě bude mít výstupní proud největší zvlnění. Z principu měniče dále vyplývá, že výstupní tlumivka bude pracovat s dvojnásobnou frekvencí proti frekvenci, se kterou pracují jednotlivé měniče, její velikost tedy bude $f = 60 kHz$. Při znalosti těchto parametrů lze dle rovnice (3.4-2) vypočítat velikost indukčnosti tlumivky.

$$L = \frac{U_{3šp}}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s \quad (3.4-2)$$

Indukčnost výstupní tlumivky, pro dosažení požadovaného zvlnění proudu, má velikost $L = 0,130 mH$. Pro optimální návrh tlumivky je potřeba ji ideálním způsobem minimalizovat a zjistit tedy ideální elektromagnetickou velikost jádra dle rovnice (3.4-3). Zadané parametry nezbytné pro výpočet elektromagnetické velikosti jádra tlumivky jsou následující. Maximální magnetická indukce jádra odpovídající maximální hodnotě proudu $B_{max} = 0,3 T$, proudová hustota $\sigma = 2 A \cdot mm^{-2}$, činitel plnění mědi $k_{pcu} = 0,45$, při návrhu je kladen důraz na možnost nepřetržitého zatěžování celého zařízení na maximální výkon. Zatěžovací činitel k_z je tedy roven jedné. Z tohoto důvodu má parametr maximálního proudu I_{max} a efektivní hodnota proudu I_{ef} stejnou velikost $I_{max} = I_{ef} = 105 A$. Tepelné poměry ve vinutí tedy budou odpovídat situaci, kdy poteče výstupní tlumivkou maximální konstantní proud I_{max} .

Činitel plnění feritového jádra bude mít velikost $k_{pFe} = 1$. Nyní jsou známy všechny parametry nezbytné pro výpočet elektromagnetické velikosti jádra dle rovnice (3.4-3)

$$S_j = \sqrt{\frac{L \cdot I_{max} \cdot I_{ef}}{k_{pfe} \cdot k_{pcu} \cdot B_{max} \cdot \sigma}} \quad (3.4-3)$$

Elektromagnetická velikost jádra dle rovnice (3.4-3) má velikost $S_j = 2305 \text{ mm}^2$. Z důvodu velké výsledné velikosti jádra, bude výstupní tlumivka realizována na feritovém toroidním jádru. Toto jádro se bude skládat z několika dílčích jader, které budou vrstvena na sebe, podobně jako tomu bylo u transformátoru, aby byl dosažen potřebný průřez tohoto jádra. Z nabídky bylo vybráno jádro CF139T15268C od firmy Semic[9]. Toto jádro má průřez $S_{j1} = 796,1 \text{ mm}^2$. Permeabilita jádra je $\mu_{iac} = 2100$. Střední délka siločáry tohoto jádra má hodnotu $l_j = 310,9 \text{ mm}$. Hodnoty byly převzaty z katalogového listu výrobku[9]. Výsledné jádro pro tlumivku bude navrstveno ze tří těchto feritových jader a bude mít výsledný průřez jádra $S_j = 2388,3 \text{ mm}^2$. Nyní je tedy známý reálný průřez jádra tlumivky. Z parametrů jádra jde dopočítat i reálnou plochu okna toroidu $S_o = 3632 \text{ mm}^2$. Jelikož se plocha jádra i okna liší od parametrů původně vypočtených pomocí rovnice (3.4-3) je potřeba udělat určitou korekci a vypočíst zpětně novou indukčnost tlumivky podle reálných parametrů jádra.

$$L_r = \frac{S_o \cdot S_j \cdot k_{pfe} \cdot k_{pcu} \cdot B_{max} \cdot \sigma}{I_{max} \cdot I_{ef}} \quad (3.4-4)$$

Nová hodnota indukčnosti dle rovnice (3.4-4) má hodnotu $L_r = 0,2124 \text{ mH}$. Ze znalosti reálné velikosti indukčnosti tlumivky lze nyní vypočíst počet závitů této tlumivky.

$$N = \frac{L_r \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot S_j} \quad (3.4-5)$$

Výsledný počet závitů tlumivky dle rovnice (3.4-5) je $N = 31$. Následuje výpočet délky vzduchové mezery tlumivky, která je nutná pro její realizaci.

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_j}{\mu_{iac}} \quad (3.4-6)$$

Z důvodu realizace vzduchové mezery v toroidním feritovém jádru bude toto jádro podélně rozřezáno. Tím pádem vzniknout dvě vzduchové mezery, přičemž každá z nich bude mít poloviční délku vypočtené vzduchové mezery z rovnice (3.4-6). Délka jedné vzduchové mezery tedy bude mít velikost $l_v = 7 \text{ mm}^2$. Průřez vodiče potřebný pro splnění podmínky proudové hustoty se vypočítá dle rovnice (3.4-7).

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.4-7)$$

Vodič bude mít tedy průřez $S_{Cu} = 52,5 \text{ mm}^2$. Reálně pak budou použity stejné vodiče, kterými bude navinut transformátor. Jedná se o vícežilové vodiče s průřezem $S_{Cu} = 25 \text{ mm}^2$. Pro splnění podmínky tedy budou použity dva vodiče paralelně. Dalším krokem návrhu je kontrola činitele plnění okna transformátoru. Ten se vypočítá dle vzorce (3.4-8).

$$k_{pCu} = \frac{2 \cdot N \cdot S_{Cu}}{S_o} \quad (3.4-8)$$

Při výpočtu je potřeba počítat s dvojnásobným počtem vodičů z důvodu použití dvou paralelně zapojených vodičů při navíjení. Výsledný činitel plnění má pak velikost $k_{pCu} = 0,43$, což odpovídá původnímu požadavku, který měl velikost $k_{pCu} = 0,45$. Jelikož se změnilly parametry celé tlumivky vzhledem k parametrům původním. Je potřeba vypočítat nové reálné zvlnění proudu, které odpovídá reálné indukčnosti tlumivky. Výpočet bude opět proveden pro nejhorší možnou situaci, která může nastat, to znamená pro případ, že střída bude mít hodnotu $s = 0,5$. Výsledné zvlnění proudu se vypočítá dle rovnice (3.4-9).

$$\Delta I = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2 \cdot f \cdot L_r} \cdot (1 - s) \cdot s \quad (3.4-9)$$

Výsledná hodnota zvlnění proudu vycházející z rovnice (3.4-9) má hodnotu $\Delta I = 2,45 \text{ A}$, což bohatě splňuje původní požadavek na malé zvlnění proudu.

I přes velkou plochu okna toroidního jádra se v praxi nepodařilo navinout potřebný počet závitů tlumivky předem stanoveným drátem. Z tohoto důvodu bylo nutné tlumivku převinout dvěma vodiči ovšem s menším průřezem. Průřez jednoho drátu činí $S_{Cu} = 17,3 \text{ mm}^2$. Celkový průřez obou vodičů je tedy $S_{Cu} = 34,6 \text{ mm}^2$. Díky tomuto kroku se do jádra tlumivky podařilo navinout všech 31 závitů. Ovšem za cenu zvýšení proudové hustoty a činitele plnění okna. Okno toroidního jádra bylo zaplněno celé a proudová hustota se zvýšila na $\sigma = 3,03 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$.

3.5 Návrh LC-filtru meziobvodu

Tato kapitola se bude zabývat návrhem vstupního LC-filtru skládajícího se z vyhlazovacího kondenzátoru a tlumivky. Zařazení tlumivky před vyhlazovací kondenzátor je výhodné, protože při zatížení filtru bude na výstupu střední hodnota napětí šestipulzně usměrněné sítě $U_d = 540 \text{ V}$. Návrh probíhal dle doporučené literatury[1,3,4].

3.5.1 Návrh usměrňovače a výstupního kondenzátoru

Velikost střední hodnoty napětí šestipulzně usměrněné sítě je $U_m = 540 \text{ V}$. Nicméně díky povolené desetiprocentní odchylce síťového napětí může tato hodnota být až $U_m = 480 \text{ V}$. V praxi by tato situace neměla nikdy nastat, nicméně při návrhu je potřeba tento fakt zohlednit. Hodnota zvlnění napětí byla zvolena $\Delta U = 30 \text{ V}$. Z rovnice (3.5.1-1) lze vypočítat relativní pokles δ .

$$\delta = \frac{\Delta U}{U_m} \quad (3.5.1-1)$$

Velikost vypočítaného relativní poklesu napětí je $\delta = 0,0625$. Doba nabíjení kondenzátoru se pak dá určit ze vztahu (3.5.1-2)

$$t_n = \frac{T}{2 \cdot \pi} \arccos(1 - \delta) \quad (3.5.1-2)$$

Příčemž parametr T je perioda sítě $T = 20 \text{ ms}$. Časový interval nabití kondenzátoru má dle rovnice (3.5.1-2) velikost $t_n = 1,131 \text{ ms}$. Činný výkon celého měniče se stanoví, díky znalosti výstupních hodnot celého měniče.

$$P_{\xi} = U_z \cdot I_z \quad (3.5.1-3)$$

Ze znalosti činného výkonu měniče $P_{\xi} = 21 \text{ kW}$ a předpokládané účinnosti měniče 92 % lze vypočítat střední hodnotu proudu v meziobvodu dle rovnice (3.5.1-4).

$$I_{1stř} = I_d = \frac{P_{\xi}}{\eta \cdot U_d} \quad (3.5.1-4)$$

Střední hodnota proudu má velikost $I_d = 47,55 \text{ A}$. Následně lze vypočítat potřebnou kapacitu vyhlazovacího kondenzátoru.

$$C = \frac{T}{2} \cdot \frac{I_d}{\Delta U} \left[\frac{1}{3} - \frac{1}{\pi} \arccos(1 - \delta) \right] \quad (3.5.1-5)$$

Velikost kapacity kondenzátoru má velikost $C = 3490 \mu\text{F}$. Z důvodu vysokého napětí v meziobvodu bude muset být vyhlazovací kondenzátor realizován jako dva sériově spojené kondenzátory, každý o maximální hodnotě napětí $U = 450 \text{ V}$. Pro správnou funkci vyhlazovacích kondenzátorů je potřeba znát také velikost efektivního proudu, kterým budou namáhány. Pokud by tato hodnota nebyla dostatečná, kondenzátory by se vlivem činnosti měniče přehřívaly a docházelo by k jejich vysychání a činnost měniče by tím byla ohrožena. Ze znalosti výstupního proudu $I_{2šp} = 105 \text{ A}$ a poměru primární a sekundárních závitů $N_1/N_2 = 0,5625$ lze vypočítat špičkovou hodnotu napětí na primární straně měniče.

$$I_{1šp} = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_{2šp} \quad (3.5.1-6)$$

Špičková hodnota proudu na primární straně měniče je dle rovnice (3.5.1-6) rovna $I_{1šp} = 59,06 \text{ A}$. Ze znalosti špičkové hodnoty můžeme nyní vypočíst efektivní hodnotu tohoto proudu.

$$I_{def} = I_{1šp} \cdot \sqrt{2s} \quad (3.5.1-7)$$

Vypočtená velikost efektivního proudu na primární straně měniče je $I_{def} = 52,83 \text{ A}$. Pomocí střední a efektivní hodnoty proudu meziobvodu lze odvodit rovnici pro výpočet efektivní hodnoty proudu kondenzátoru.

$$I_{cef} = \sqrt{I_{def}^2 - I_{dstř}^2} \quad (3.5.1-8)$$

Vypočtená efektivní hodnota proudu kondenzátoru dle rovnice (3.5.1-8) je $I_{cef} = 23,01 \text{ A}$. Na tuto hodnotu je potřeba dimenzovat kondenzátorové pole meziobvodu.

Z nabídky byl vybrán kondenzátor od firmy Vishay s označením MAL 210217222E3[14]. Tento kondenzátor má kapacitu $C = 2200 \mu\text{F}$ a jeho jmenovité napětí má velikost $U = 450 \text{ V}$. Výsledné kondenzátorové pole bude složeno ze šesti těchto kondenzátorů zapojených sérioparalelně. Díky tomu bude dosaženo potřebné kapacity i velikosti efektivní hodnoty proudu kondenzátoru.

3.5.2 Návrh tlumivky LC-filtru

Tlumivka bude navržena na jádře typu „EI“. Pro výpočet velikosti indukčnosti tlumivky je použita rovnice (3.5.2-1), která je optimalizovaná pro šestipulzně usměrněnou síť. Převzato z [4].

$$L = 0,00904 \cdot \frac{U_a}{\Delta I \cdot \omega} \quad (3.5.2-1)$$

Při zvoleném zvlnění proudu $\Delta I = 10 \text{ A}$ a hodnotě napětí $U_a = 565 \text{ V}$ se výsledná indukčnost rovná $L = 1,63 \text{ mH}$. Tlumivka LC-filtru bude rozdělena na dvě části - na kladnou a zápornou větev meziobvodu z důvodu potlačení vlivu nežádoucích rušivých proudů vznikajících při činnosti měniče. Výsledná indukčnost obou tlumivek tedy bude $L = 0,815 \text{ mH}$. Při zvoleném zvlnění proudu bude mít maximální hodnota proudu hodnotu $I_{max} = 57,55 \text{ A}$. Pro předpoklad trvalého zatěžování měniče odpovídá zatěžovací činitel $k_z = 1$. Z tohoto důvodu je i předpokládaná efektivní hodnota proudu rovna $I_{ef} = 57,55 \text{ A}$. Zvolená maximální indukce železného jádra tlumivky je rovna hodnotě $B_{max} = 1,5 \text{ T}$. Činitel plnění mědi je zvolen $k_{pCu} = 0,6$, činitel plnění železa v jádře pak $k_{pFe} = 0,96$. Zvolená proudová hustota $\sigma = 3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Permeabilita železa je $\mu_{rFe} = 1000$. Ze zadaných hodnot je možno vypočítat přímo rozměr a středního sloupku jádra tlumivky.

$$a = \sqrt[4]{\frac{4 \cdot L \cdot I_{max} \cdot I_{ef}}{3 \cdot k_{pFe} \cdot k_{pCu} \cdot B_{max} \cdot \sigma}} \quad (3.5.2-2)$$

Z rovnice (3.5.2-2) vypočítaný rozměr středního sloupku se rovná hodnotě $a = 34,17 \text{ mm}$. Tento rozměr bohužel nevyhovuje žádnému rozměru plechů z řady. Je tedy potřeba snížit požadovanou indukčnost a přepočítat rozměr sloupku tak, aby byl stejný jako nejbližší možný rozměr z řady. Při zvolené indukčnosti $L = 0,62 \text{ mH}$ bude hodnota a středního sloupku odpovídat rozměrům z řady $a = 32 \text{ mm}$. Výsledná indukčnost bude díky rozptylu magnetického pole na okrajích vzduchové mezery větší, než hodnota se kterou bylo počítáno. V důsledku toho bude tedy snížení indukčnosti částečně kompenzováno. Ze znalosti rozměru středního sloupku a lze dopočítat ostatní rozměry tlumivky. Průřez jádra tlumivky lze vypočítat dle rovnice (3.5.2-3)

$$S_j = a^2 \quad (3.5.2-3)$$

Díky znalosti průřezu jádra tlumivky $S_j = 1024 \text{ mm}^2$, lze vypočítat počet závitů tlumivky.

$$N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{max} \cdot S_j \cdot k_{pFe}} \quad (3.5.2-4)$$

Počet závitů byl stanoven dle rovnice (3.5.2-4) na $N = 25$. Nyní lze vypočítat dle rovnice (3.5.2-5) střední délku siločáry.

$$l_{Fe} = 6 \cdot a \quad (3.5.2-5)$$

Délka siločáry vypočtená dle rovnice (3.5.2-5) je $l_{Fe} = 192 \text{ mm}$. V následujícím kroku lze vypočítat délku vzduchové mezery.

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \quad (3.5.2-6)$$

Délka vzduchové mezery dle rovnice (3.5.2-6) je rovna hodnotě $l_v = 1,013 \text{ mm}$. Tato vzdálenost se zmenší na polovinu kvůli dvěma vzduchovým mezerám v kostře jádra. Plocha okna jádra tlumivky se dá vypočítat dle vztahu (3.5.2-7).

$$S_o = \frac{3}{4} a^2 \quad (3.5.2-7)$$

Výsledkem rovnice (3.5.2-7) je hodnota $S_o = 768 \text{ mm}^2$. Dalším krokem při návrhu tlumivky je určení průřezu vodiče pro dodržení podmínky zvoleného činitele plnění mědi.

$$S_{Cu} = \frac{S_o}{N} \cdot k_{pCu} \quad (3.5.2-8)$$

Průřez vodiče stanovený dle rovnice (3.5.2-8) má hodnotu $S_{Cu} = 18,42 \text{ mm}^2$. Zpětná kontrola proudové hustoty dle vztahu (3.5.2-9).

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cu}} \quad (3.5.2-9)$$

Vypočítaná hodnota dle rovnice (3.5.2-9) je $\sigma = 3,12 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Z výsledku je patrné, že hodnota proudové hustoty je vyšší než požadovaná hodnota. Důvodem je zmenšení indukčnosti pro minimalizaci tlumivky na menší jádro. Celková nevýhoda spočívá ve velikosti a váze tlumivky, proto byl tento krok nutný. Rozdíl vypočtené a požadované hodnoty je malý, tudíž by tento rozdíl neměl způsobit problémy meziobvodu měniče. Zpětně lze ještě provést kontrolu činitele plnění mědi dle vzorce (3.5.2-10).

$$k_{pCu} = \frac{N \cdot S_{Cu}}{S_o} \quad (3.5.2-10)$$

Výsledkem rovnice pro ověření činitele plnění mědi je hodnota $k_{pCu} = 0,61$. Z výsledku je patrné, že vinutí se do okna bez problémů vejde a zadaná hodnota je dodržena. Reálně se bude hodnota proudové hustoty a činitele plnění mědi lišit ještě více z důvodu použití vodiče s definovaným průměrem z řady. Kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery je určena dle nerovnosti (3.5.2-11).

$$0,03 \leq \frac{l_v}{a} \leq 0,2 \quad (3.5.2-11)$$

Výsledkem nerovnosti dle vzorce (3.5.2-11) je výraz $0,03 \leq 0,032 \leq 0,2$. Vzduchová mezera na daném jádře je tedy realizovatelná. Díky faktu, že ve složené nerovnosti převažuje pravá strana relace, se bude výsledná reálná indukčnost jen velmi málo lišit od indukčnosti požadované[1].

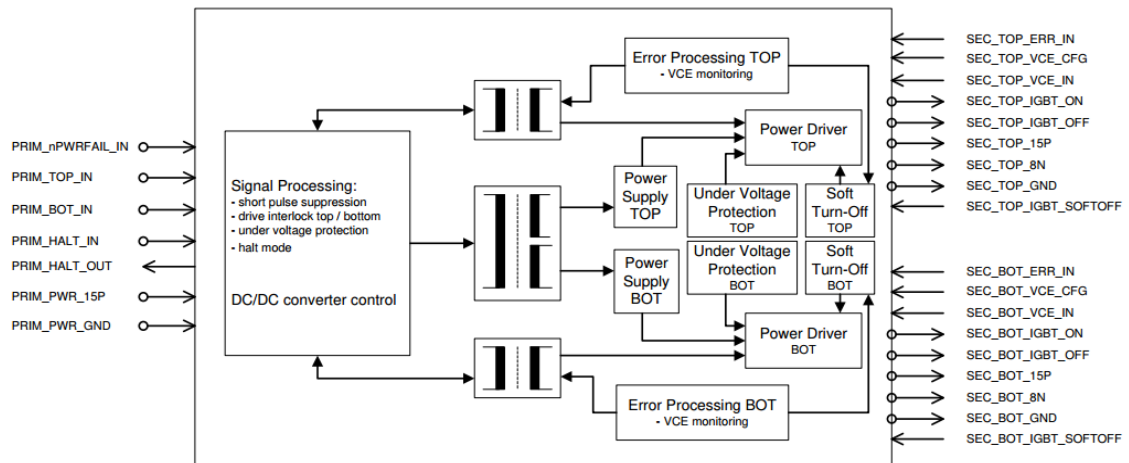
3.6 Budiče IGBT tranzistorů

V této kapitole bude popsán budič použitý pro buzení jednotlivých IGBT tranzistorů. Vzhledem k tomu, že použité IGBT tranzistory disponují velkou hodnotou náboje hradla $Q_G = 1300 \text{ nC}$ a tím pádem i velkou kapacitou, kterou je potřeba nabít a vybit při zapínání a vypínání tranzistoru, je použití kvalitních budičů velmi žádoucí. S velkou hodnotou kapacity

hradla se pojí také velká hodnota proudu, kterou je potřeba kapacitu hradla tranzistoru nabíjet a vybíjet tak, aby byla zajištěna správná funkčnost i při vyšších frekvencích. Po konzultaci s firmou Semikron byly zvoleny budiče Skyper 32 PRO R[15]. Jedná se o poměrně sofistikované budiče, jejichž detailním popisem se bude zabývat následující kapitola.

3.6.1 Budič SKYPER 32PRO

Tyto budiče jsou vyráběny firmou Semikron, stejně jako použité IGBT tranzistory. Díky tomu je zajištěna kompatibilitnost těchto zařízení. Deska jednoho budiče obsahuje dva galvanicky oddělné budiče pro spínání horního a dolního tranzistoru ve větvi měniče. Budič má v sobě integrovanou funkci „interlock“, která zajišťuje, že nedojde k sepnutí horního a spodního IGBT tranzistoru současně. Tato funkce zajišťuje celému budiči přesně definovanou ochrannou dobu mezi vypnutím jednoho tranzistoru a zapnutím druhého. Tuto dobu je možno nastavit definováním hodnoty odporu dle katalogového listu výrobce[16]. V topologii dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu, nebude mít sepnutí horního i dolního měniče zároveň destruktivní charakter pro zařízení. Vzhledem k odlišnému potenciálu emitoru obou tranzistorů v měniči je potřeba zajistit, aby měl každý tranzistor svůj vlastní galvanicky oddělený budič. Tento předpoklad je zajištěn díky zrušení funkce „interlock“ vhodnou volbou odporů na desce budiče. Pokud je ochranná doba zrušena stává se horní i dolní část budiče na sobě vzájemně nezávislými. Díky tomu lze použít jednu desku budiče pro spínání horního i dolního tranzistoru současně tak, jak je tomu potřeba pro správnou funkci jednočinného propustného měniče. Vnitřní schéma budiče i se vstupními a výstupními signály je zobrazeno na obrázku č.13.



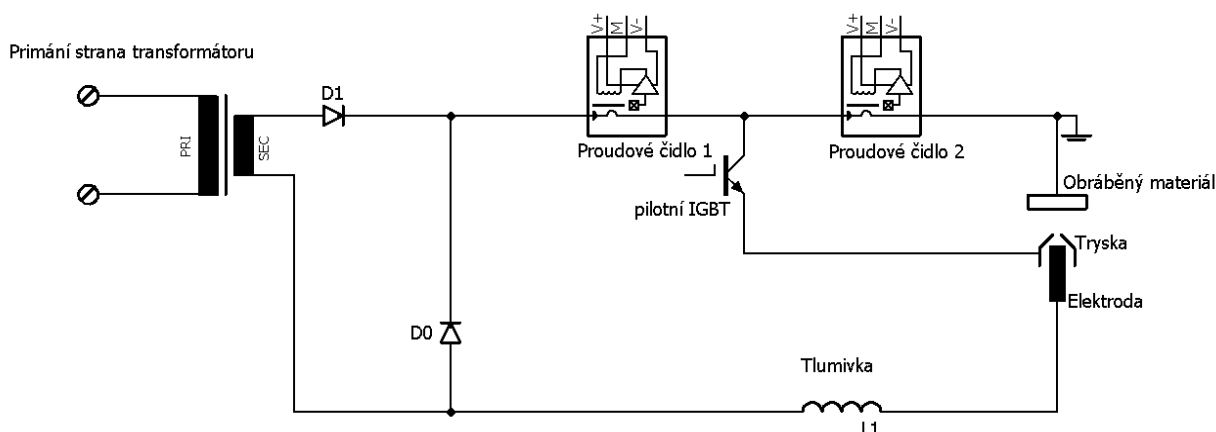
Obrázek 13 Blokové schéma budiče IGBT tranzistorů SKYPER 32PRO

Budič je dimenzován pro použití na napěťové hladině až 1700 V a jeho maximální výstupní proud je až 15 A. Pro správnou funkci IGBT tranzistorů je potřeba zajistit jejich vypínání negativní úrovní napětí tak, aby byl náboj hradla co nejrychleji odsán a následně nemohlo dojít k opětovnému sepnutí tranzistoru. Hodnota napětí pro sepnutí tranzistoru je rovna $U_{G,on} = 15 V$ pro vypnutí tranzistoru pak $U_{G,off} = -7 V$. Budič má v sobě pro tyto účely zakomponovaný galvanicky oddělený napájecí zdroj na sekundární straně měniče. Mezi další funkce tohoto budiče patří také podpěťová ochrana, která zajistí vypnutí tranzistorů při podpěti napájecích obvodů na primární i sekundární straně. Ty samé obvody jsou

3.7 Řídící obvody

V této kapitole bude ve stručnosti popsána funkce řídicích obvodů. Pro lepší srozumitelnost byly tyto obvody rozděleny do čtyř částí. Jedná se o část napájecích obvodů, řídicích obvodů, digitální část a PWM regulátor. Postupně tedy budou popsány všechny čtyři části a vysvětlena jejich činnost.

Z důvodu dobrého pochopení principu řídicích obvodů je potřeba znát princip činnosti celého plazmového zdroje. Důležité je pochopit zejména co se děje ve výstupní části zdroje, neboť porozumění konceptům těchto zdrojů může následné úvahy při návrhu objasnit či zjednodušit. Princip bude vysvětlen na následujícím obrázku č. 15.



Obrázek 15 Schéma sekundární části plazmového zdroje

Jedná se o principiální obecné schéma plazmového zdroje. Jeho jednotlivé komponenty se mohou lišit dle různých výrobců. Podstata však zůstává nezměněna. Na první pohled, je důležité si všimnout dvou proudových čidel a jejich umístění. Na obrázku je znázorněn obdélník s názvem obráběný materiál. Obráběný materiál se nachází na potenciálu země a je ke zdroji připojen přes tzv. pracovní vodič. Tento materiál se chytá palič přerýznout plazmovým paprskem. V ruce drží hořák, ve kterém se nachází elektroda a tryska. Nutno dodat, že tento princip se zabývá ručními řezacími systémy s tzv. kontaktním startem, nikoliv systémem strojním, kde zapalování probíhá poněkud odlišněji.

Před samotným startem zařízení je elektroda a tryska v kontaktu a pilotní IGBT je otevřen. Celý proces vykonání řezu je pak následovný. Palič držící v ruce hořák a zmáčkne tlačítko trigger umístění na hořáku. Pokud zdroj vyhodnotí, že je vše v pořádku a nedošlo k žádné závadě je vnitřní logikou povolen start zařízení. V tom okamžiku začíná protékat skrz proudové čidlo 1, pilotní IGBT a trysku do elektrody proud, který má předem definovanou velikost (vzhledem k zachování co největší životnosti součástek). V tento okamžik také začíná proudit vzduch mezi tryskou a elektrodou a tím je od sebe odděluje. Ve vzniklém prostoru se tedy vytvoří elektrický oblouk, který je vyfukován pryč z hořáku. Pokud v tomto okamžiku palič přiloží hořák k obráběnému materiálu, přeskočí část oblouku také na materiál a tím pádem začne tímto materiálem protékat proud. Pokud proud protéká přes obráběný materiál, protéká taky přes proudové čidlo 2. Tato informace z proudového čidla 2 je

následně přenesena do řídicí logiky zdroje, který tuto informaci vyhodnotí tak, že oblouk byl přenesen na materiál. Následně zdroj uzavírá pilotní IGBT a celý proud je směřován skrz obráběný materiál do elektrody. V tomto okamžiku také začíná proud narůstat ze své předem definované hodnoty pilotního proudu na hodnotu proudu řezacího, který lze zvolit na čelním panelu plazmového zdroje. V tomto bodě je důležité, jakým způsobem je zdroj naprogramován. Existují dva módy činnosti těchto zdrojů. Jedná se o normální mód a tzv. grid mód. Pokud se vrátíme opět k paliči, který řeže obráběný materiál, má několik možností jak řez ukončí. První možnost je ta, že pustí tlačítko trigger, tím pádem oblouk zhasíná a nastává tzv. post flow. Tento termín by se dal přeložit jako dofuk. Znamená to, že po definované dobu po skončení řezu je do hořáku stále vháněn vzduch, aby docházelo k chlazení součástek před dalším řezem. Druhou možností je, že stále drží hořák se zmáčknutým tlačítkem trigger a odtrhne hořák od materiálu. V případě „normálního“ módu dojde k přetržení oblouku a opět k post flow. V případě grid módu, pak opět zdroj vyhodnocuje, že proud přestal téct přes čidlo č. 2 a otvírá pilotní IGBT a zdroj plynule přechází opět do pilotního oblouku a čeká na další přenesení oblouku na materiál.

3.7.1 Napájecí část

Tato část je zaměřena striktně na napájecí obvody jednotlivých bloků celého schématu. Schéma této část je zobrazena v příloze 1.

Pro začátek je nutno vzít v potaz, že pro správnou funkci zdroje je potřeba distribuovat různé úrovně napětí do různých částí. Vstup tvoří dvoje svorky, kterými je přivedeno napětí 230 V na primární vinutí transformátorů, tyto vinutí jsou zapojena do série. Toto zapojení vyplývá z jejich konstrukce. Při paralelním zapojení je nutno dodat napájecí napětí rovno 115 V. Transformátor, který je ve schématu označen jako TR1 dodává napětí + 15 V a - 15V pro většinu řídicích obvodů. Toto napětí je usměrněno a následně vyhlazeno pomocí kondenzátorů, poté pak stabilizováno pomocí stabilizátorů LM7815CT a LM7915CT. Z napěťové úrovně +15 V je poté podobným způsobem pomocí stabilizátorů LM7809 a LM7805 utvořeno napětí +9 V sloužící pro napájení dvou potenciometrů, kterými se nastavuje střída a tím pádem i výstupní výkon zdroje. Napětí +5 V slouží pro napájení budiče pilotního IGBT tranzistoru. Druhý transformátor, zde označen jako TR2, má svůj výstup rozdělen na dvě vinutí, které každé napájí jinou část zdroje. Napětí na obou vinutích je opět usměrněno, vyhlazeno a stabilizováno jako v předešlém případě. Jediný rozdíl proti transformátoru TR1 je ten, že usměrněné a vyhlazené napětí za kondenzátorem bylo příliš vysoké pro stabilizátory. Proto bylo nutné zařadit Zenerovu diodu, aby bylo toto napětí sníženo na takovou úroveň, která nepoškodí jednotlivé stabilizátory. Použité stabilizátory nesou označení LM7824CT První vinutí je zde vyvedeno na svorky označené jako přemostovací kontakt a vzduch. Za těmito svorkami se skrývají v podstatě dvě relé, která slouží k ovládání jednotlivých částí zdroje. Svorka označená jako přemostovací kontakt, napájí přemostovací relé, které je sepnuto po nabití kondenzátorů meziobvodu přes odpor. Svorka, označená jako vzduch pak ovládá elektromagnetické relé, které pouští vzduch do hořáku při řezání. Druhé vinutí slouží pro napájení DC/DC měničů. Pro napájení digitální části je potřeba zajistit dobré galvanické oddělení obvodů z důvodu rušení. Pro tento účel tedy byl zvolen DC/DC měnič TEN 3 2411 od firmy TRACO. Podobný případ je pak u dalšího

DC/DC měniče, který slouží pro napájení sekundární části budiče pilotního IGBT tranzistoru. Tento DC/DC měnič je opět od firmy TRACO a nese označení THB 10 2423.

3.7.2 Řídící část

Tato část se věnuje funkci řídicích analogových obvodů. Jejich schéma je vyobrazeno na v příloze 2.

Pro pochopení správné funkce těchto obvodů je nutné nejprve pochopit problematiku funkce plazmového zdroje jako celku. Tato část byla popsána v kapitole 3.7 Řídící obvody.

Tato část zdroje, nazvaná jako řídicí je napájena napětím + 15 V a -15 V z napájecí části, která byla popsána v předchozí kapitole.

Princip činnosti řídicích obvodů vychází z požadavků na celé zařízení. Výstupní proud měniče je snímán pomocí zpětnovazebního čidla LEM LA125-P/SP4[17]. Signál je galvanicky oddělen a prochází bočником R₁. Při maximálním proudu 105 A prochází bočником proud o velikosti 52,5 mA. Ten na něm vytvoří úbytek napětí o velikosti 3,57 V. Tento signál je dále snímán operačním zesilovačem IO1A v neinvertujícím zapojení, který tuto hodnotu zesílí. Signál je dále veden do součtového členu PI regulátoru tvořeným rezistory R₂ a R₃. Koncept tohoto plazmového zdroje, na rozdíl od jiných, umožňuje uživateli přístup k nastavení pilotního proudu, než dojde k přenosu oblouku na materiál. Požadovaná hodnota řezacího proudu je nastavena pomocí potenciometru P₁, hodnota proudu pilotního proudu pak potenciometrem P₂. Ve schématu řídicích obvodů tyto potenciometry nejsou znázorněny, protože se nachází na samostatné desce plošných spojů, která je připevněna k čelní části zdroje tak, aby byla přístupná uživateli. Místo těchto dvou potenciometrů se ve schématu tedy nachází svorky označené jako X8 a X10. Před potenciometry jsou zařazeny kondenzátory C₃ a C₆, které slouží k odfiltrování rušivých vysokofrekvenčních signálů. Za těmito potenciometry je umístěn multiplexor CD4066BE a hradlo NAND integrovaného obvodu CD4011BE. Tyto dva obvody společně reagují na příchod signálu označeného jako „informace o oblouku“. Po vyhodnocení těchto signálů je na výstup přenesena ta hodnota napětí z potenciometru, která odpovídá dané situaci. V praxi to tedy znamená, že po zapálení pilotního oblouku je na výstup přenesena hodnota z potenciometru P₂. Po vyfouknutí oblouku na materiál a příchodu signálu „informace o oblouku“, který se v tomto případě bude rovnat nule, se na výstup přepne hodnota z potenciometru P₁ odpovídající nastavené hodnotě řezacího proudu. Z důvodu ochrany součástek a samotného hořáku, není dobré, pokud jsou změny proudu realizovány skokově. Okamžité změny proudu vedou k vytrhávání hafnia z elektrody a značnému snížení celkové životnosti elektrody. Z tohoto důvodu je za výstupem multiplexoru zařazen jednoduchý RC článek, jehož časová konstanta je vypočítána tak, aby došlo k nabití kondenzátoru přibližně za 400 ms. K nárůstu proudu na výstupu zdroje tedy dochází postupně a nikoliv skokově. Toto platí pro nabíjení i vybíjení kondenzátoru v případě, že je řezací oblouk přetrhnut a opět se zapaluje oblouk pilotní. Za tímto RC článkem je umístěn sledovač tvořený operačním zesilovačem v neinvertujícím zapojení IO2B, který slouží pro impedanční oddělení přívodu řídicích signálů od součtového členu před PI regulátorem. Tento PI regulátor je tvořen operačním zesilovačem IO1B. Diody D₁, slouží pro horní omezení výstupního signálu. Za PI regulátorem následuje operační zesilovač IO2A v invertujícím zapojení, který zeslabuje signál PI regulátoru na potřebnou

hodnotu tak, aby byl tento signál dále zpracovatelný PWM regulátorem. Tento operační zesilovač je přemostěn diodou D_2 , která slouží pro dolní omezení signálu tohoto zesilovače. Tímto je tedy vysvětlena funkce řízení výstupního proudu na výstupu zdroje.

Další část, kterou je nutno popsat je část, která se stará o analýzu signálu „informace o oblouku“. Tato část vyhodnocuje to, jestli byl oblouk přenesen na materiál či nikoliv. Vstup tohoto signálu představuje čtvrtá svorka označená jako „Vstup z proudových čidel“. V tomto bodě je nutno si uvědomit, že hodnota pilotního proudu u stoampérových zdrojů bývá nastavena kolem hodnoty 25 A. Těchto 25 A se po přiložení hořáku k materiálu dělí podle Ohmova zákona na dvě části, tj. část proudu protékající skrze obráběný materiál a na část protékající zpět skrze trysku. Zdroj tedy musí být schopen reakce při průchodu minimálního množství proudu, neboť nikdy není jisté, v jakém poměru se pilotní proud rozdělí, jelikož podmínky při řezání se často mění a do hry zde vstupuje mnoho faktorů, jako koroze materiálu, třepání ruky paliče atd. V praxi se tedy ukazuje, že čím menší je „reakční hranice zdroje“, tím lépe. O měření proudu protékajícího materiálem se stará proudové čidlo LEM LA125-P/SP4[17]. Toto čidlo přenáší proudový signál do části řídicích obvodů, kde vytváří úbytek napětí na odporu R_{29} . Tento úbytek napětí je připojen na kladnou svorku operačního zesilovače IC9A. Na jeho záporné svorce je dělič napětí tvořený odpory R_{21} a R_{22} . Tento dělič je nastaven tak, že na záporné svorce operačního zesilovače je nastaven úbytek napětí 0,445 V. Pokud tedy materiálem neprotéká žádný proud, je úbytek napětí na bočníku R_{29} nulový a operační zesilovač je překlopen do záporného napětí -15 V. Toto napětí je následně upraveno pomocí Zenerovy diody D_5 a odporů R_{34} a R_{25} a přivedeno na tranzistor T_1 , který tak zavírá a na jeho výstupu je 15 V, který je následně distribuován a snímán ostatními částmi zdroje. V případě, že byl oblouk vyfouknut na materiál a materiálem tedy začal procházet proud je tento proud snímán proudovým čidlem, vytváří úbytek napětí na R_{29} a pokud je tento úbytek větší, než 0,455 V, je operační zesilovač překlopen do kladné úrovně. Jeho kladné napětí na výstupu je následně upraveno na 5 V. Toto napětí otevírá tranzistor T_1 a ten tak nastavuje na výstupu log. 0. Nutno dodat, že napětí 0,455 odpovídá hodnotě proudu protékajícího skrz obráběný materiál $I = 11 \text{ A}$. Tento přepočít je možno dopočítat přes konstantu čidla. Potřebné informace k provedení tohoto výpočtu jsou k dispozici v katalogovém listu čidla [17].

Obdobným způsobem jako „informace o oblouku“ funguje i blok zde označený jako nadproudová ochrana s tím rozdílem, že je zde snímáno záporné napětí na bočníku pro snímání proudu R_1 . Povolená hodnota proudu je zde nastavena na hodnotu $I = 116,8 \text{ A}$. Pokud dojde k překročení této hranice, překlápí se operační zesilovač do záporné úrovně, čímž zavírá tranzistor T_6 a diodou optočlenu D_{10} začíná protékat proud, to znamená, že na jeho druhé straně je procesorem zaznamenána hodnota log. 0 což znamená nadproud a zdroj je vypnut. Více bude popsáno v části zabývající se digitálním řízením.

3.7.3 PWM regulátor

Tato část se zabývá návrhem PWM regulátoru. Schéma obvodu je uvedeno v příloze 3. Jako PWM regulátor bylo zvolen integrovaný obvod SG3525AN. Tento regulátor je napájen logickou úrovní +15 V z napájecích obvodů. V jeho blízkosti jsou umístěny blokovací kondenzátory C_{14} a C_{13} . Výstupní frekvence PWM regulátoru je nastavena pomocí

kondenzátorů C_{15} na svorce 5 a potenciometru P_3 a odporu R_6 na svorce 6. Vstupní signál z řídicích obvodů je přiveden na neinvertující vstup vnitřního operačního zesilovače na svorce 2, který je v tomto případě zapojen jako sledovač (spojené svorky 1 a 9). Tento PWM modulátor má ve svém vnitřním zapojení integrovaný dělič signálu, který zajistí dva identické výstupy se stejnou střídou, navzájem však od sebe posunuté o půl periodu, což je přesně případ, který toto řešení plazmového zdroje vyžaduje z důvodu typu měniče. Tyto výstupy jsou vyvedeny na svorkách 11 a 14. Na svorku 13 je přivedeno napětí 15 V. Velikost napětí na svorce 13 určuje výslednou napěťovou velikost obdélkového signálu generovaného PWM regulátorem. Tento integrovaný obvod PWM modulátoru byl zvolen také z důvodu své funkce soft start. Jak už bylo zmíněno v předchozích kapitolách, okamžité změny výstupního proudu nesvědčí zdroji ani součástkám hořáku, tudíž je využití této funkce více než žádoucí. Tato funkce využívá svorky 8 a 10 a 16. Na svorce 16 se nachází vnitřní napěťová reference pro integrovaný obvod PWM regulátoru, tato reference odpovídá napěťové úrovni 5 V. Svorka 10 je pak pojmenována jako shutdown a nachází se na ní báze tranzistoru umístěného uvnitř PWM regulátoru. Mezi svorky 10 a 16 je připojen tranzistor optočlenu OK_5 . Pokud dojde k otevření tohoto tranzistoru je propojena svorka 16 se svorkou 10, to znamená, že na pin shutdown je přivedeno napětí 5 V, které otevírá vnitřní tranzistor, skrze který dochází k vybíjení kondenzátoru umístěného na svorce 8. Tímto způsobem tedy došlo k vypnutí výstupního signálu pomocí funkce shutdown. Toto zapojení však funguje i opačně. Pokud je od svorky 10 svorka 16 odpojena, vnitřní tranzistor se uzavírá a společně s tím tak dochází k nabíjení kondenzátoru na svorce 8, stoupá také střída výstupního signálu. Kondenzátor umístěný na svorce 8 má hodnotu $4,7 \mu\text{F}$. Tato kapacita byla opět zvolena tak, aby náběh na plnou střídu trval 400 ms. Tímto způsobem je tedy maximálně využita funkce PWM regulátoru, neboť poskytuje funkci soft-start ale též „soft-shutdown“. Tudíž nedochází ke skokovým změnám na výstupu, což má pozitivní vliv na celý systém i na životnost součástek hořáku.

Za integrovaný obvod PWM regulátoru SG3525AN je umístěn obvod s označením IR 2110. Tento obvod je svým určením v podstatě obvod určený pro buzení tranzistorů. Vzhledem k tomu, že postrádá galvanické oddělení, by jeho zařazení zde mohlo vypadat jako zbytečné. Nicméně při návrhu se jeho funkce osvědčila z důvodu jeho funkce shutdown. Tato funkce je využita při startu samotného zařízení. Pomocí funkce shutdown integrovaného obvodu IR 2110 dochází k blokování výstupu zdroje po dobu nezbytnou k uvedení řídicích obvodů do chodu.

Za integrovaným obvodem IR 2110 jsou umístěny patice pro budiče SKYPER 32 PRO R, které se starají o správnou činnost použitých výkonových modulů.

3.7.4 Digitální část

Tato část se věnuje popisu činnosti procesoru řídicího některé procesy plazmového zdroje. Schéma této části je uvedeno v příloze 4.

Vzhledem k náročnosti celého konceptu zdroje se ukázalo zařazení digitální části jako nezbytný prvek. Předdelegováním některých funkcí digitální řízení došlo ke značnému zjednodušení celého schématu. Celý koncept se navíc stal více uživatelsky přístupným. Díky

této část lze totiž měnit činnost celého zdroje, popřípadě programovat různé módy činnosti apod.

Pro tuto část byl využit vývojový kit Arduino NANO. Tento vývojový kit je výhodný především díky tomu, že je malý a nezabírá moc místa. Další výhodou je též možnost ho programovat pouze pomocí připojení USB kabelu do počítače. Pokud tedy není napevno umístěn na desce řídicích obvodů, je možné ho kdykoliv vyjmout a přeprogramovat.

Veškeré vstupy a výstupy, se kterými tato platforma pracuje, jsou odděleny optočleny PC817, aby nedocházelo k průchodu rušivých signálů do procesoru a jeho jemné logiky. Zmíněné vstupy a výstupy jsou zapsány v tabulce umístěné v příloze 5.

Některé plazmové zdroje na trhu jsou dodávány z tzv. funkcí grid módu. Pokud je tato funkce aktivní, nedojde po odtrhnutí hořáku od materiálu při řezání k přetrhnutí oblouku, ale naopak dojde k opětovnému zapálení oblouku pilotního. Zdroj tudíž čeká na opětovné přenesení oblouku na obráběný materiál. Pokud tato funkce aktivní není, dojde po přetržení řezacího oblouku automaticky k post flow, který chladí součástky hořáku. Další možný zápal je možný až po vypršení času post flow. V tomto případě byly obě dvě funkce zakomponovány do procesoru vývojového kitu arduina, včetně ošetření všech hazardních stavů, které by mohly nastat. Jednotlivé programy označené GRID MOD a NON-GRID MOD nebudou v této práci uvedeny vzhledem k jejich rozsahu.

Další důležitou částí, kterou zdroj musí hlídat, jsou chybová hlášení jednotlivých periférií. Jedna z těchto částí se nazývá CAP senzor. V tomto případě zdroj hlídá, že je na hořáku nasazen „Retaining cap“, který drží elektrodu i trysku. Pokud „Retaining cap“ není na hořáku nasazen, nesmí dojít k zapálení oblouku. Další z věcí, kterou zdroj hlídá, je správný tlak v hořáku. Jedná se o tlakový spínač, který je navržen tak, aby sepnul či rozepnul své kontakty při určitém tlaku. Pokud tedy tlak není dostatečný, opět nesmí dojít k zápalu. V případě tohoto návrhu jsou brány v potaz obě tato chybová hlášení. Další z věcí, kterou digitální část ošetřuje, jsou chybová hlášení z jednotlivých budičů. Jedná se o hlášení označené ve schématu jako Error z budiče, FAULT a UVLO. Error z budiče, je chybové hlášení z budičů výkonových modulů, které vyhodnocuje vnitřní logika budiče. FAULT a UVLO jsou pak chybová hlášení z budiče pilotního IGBT tranzistoru. V případě jakékoliv poruchy, nebo závady na zdroji, je jeho činnost automaticky ukončena a na čelním panelu je signalizována porucha pomocí dvou LED diod. Samotné spuštění zařízení přes funkci trigger je opět přivedeno do digitální části, aby bylo možné blokovat výstup v určitých částech celého procesu, tak aby nemohlo dojít ke zranění obsluhy. Řídící procesor má také přístup k „informaci o oblouku“, tento vstup udává, jestli je oblouk přenesen na materiál či nikoliv. Digitální část též ovládá tři relé, která řeší přívod vzduchu do hořáku, přemostovací kontakt pro nabíjení kondenzátorů meziobvodu při startu zařízení a relé, kterým je řízen proces GRID módu. Samozřejmostí je pak nadproudová ochrana, která byla popsána v části zabývající se řídicími obvody. Vývojový kit Arduino NANO tedy sdružuje všechny vstupy a výstupy zdroje do jednoho místa a řídí celý proces řezání.

3.7.5 Budič pilotního IGBT

V této části bude zmíněn popis činnosti budiče pilotního IGBT. Jeho schéma je umístěno v příloze v části 6.

Primární část tohoto budiče je napájena napětovou úrovní +5 V z hlavní desky řídicích obvodů. Jeho sekundární část je pak napájena opět z hlavní desky řídicích obvodů, ale je galvanicky oddělena pomocí DC/DC měniče, který poskytuje na výstupu napětí +15 V a -15 V. Tento budič je umístěn na desce plošných spojů, přímo na pilotním IGBT, včetně dvou proudových čidel, jejichž činnost byla popsána výše. Tento budič využívá k přenosu z primární na sekundární stranu optické cesty. Tento způsob přenosu informace a činnosti celého budiče byl zvolen schválně z toho důvodu, že v praxi musí zůstat pilotní IGBT otevřené i několik sekund, tudíž by bylo využití magnetického přenosu informace z primární na sekundární stranu nemožný, nebo přinejmenším velmi složitý z důvodu nemožnosti transformátoru přenést stejnosměrnou složku. Pro realizaci tohoto zařízení byl využit integrovaný obvod ACPL-337J-000E[21]. Celé schéma bylo zhotoveno dle volně dostupného materiálu nazvaného Isolated IGBT Gate Driver Evaluation board [20]. Použité pilotní IGBT s označením MID 100 12-A3[22] je od firmy IXYS. Paralelně k tomuto IGBT byl umístěn odlehčovací obvod, který je navržen tak, aby pohlcoval energii tlumivky při vypínání. Tento odlehčovací obvod je umístěn taktéž na desce budiče co nejbližší k pilotnímu IGBT. Schéma celého obvodu je opět umístěno v příloze v části 6.

3.8 Desky plošných spojů

V této kapitole budou uvedeny informace týkající se desek plošných spojů, které byly navrženy a použity pro správnou činnost celého zařízení.

Pro zajištění činnosti tohoto zařízení byly vytvořeny celkem tři desky plošných spojů. Jedná se o desku s hlavními řídicími obvody označenou jako Main Board. Poté desku umístěnou na pilotním IGBT označenou jako Pilot IGBT Driver a desku s ovládacími a signalizačními prvky umístěnou na čele zdroje označenou jako Panel Board. Desky Main Board a Pilot IGBT Driver jsou desky dvouvrstvé a deska Panel Board je jednovrstvá. Tyto desky plošných spojů byly vytvořeny ve firmě MESIT pcb s.r.o.

V horní části krabice, v níž je celé zařízení umístěno, je ukotvena pomocí distančních sloupků hlavní deska řídicích obvodů společně s deskou budičů SKYPER 32 PRO R. Tyto desky jsou účelově umístěny co nejbližší k sobě a co nejbližší k chladiči a výkonovým modulům, aby nemohlo docházet k indukovaní rušivých signálů vlivem činnosti celého zdroje do přívodních kabelů od hlavní řídicí desky k deskám budičů. Desky budičů jsou pak umístěny přímo nad výkonovými moduly, aby byly vodiče přenášející signál od budičů do výkonového modulu co nejkratší. Deska pilotního IGBT a hlavní řídicí desky je spojena pomocí stíněného kabelu.

Jednotlivé předlohy ke všem deskám plošných spojů jsou umístěny v příloze 7.

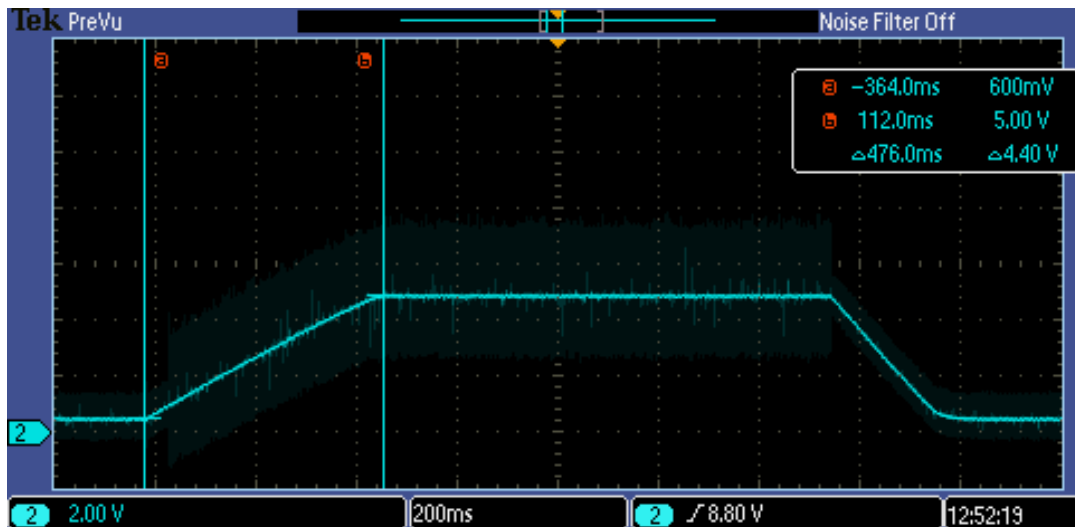
3.9 Sendvičová struktura

Pro zmenšení indukčnosti přívodních kabelů k jednotlivým výkonovým modulům, byla vyvinuta tzv. sendvičová struktura. Pokud je indukčnost přívodních vodičů příliš velká způsobuje na vypínajícím se tranzistoru přepětí, které může mít destruktivní účinky na tento tranzistor. Princip této struktury spočívá v tom, že kondenzátory meziobvodu jsou spojeny s výkonovými moduly pomocí hliníkových plechů, které jsou navrstveny na sobě a odděleny vhodným dielektrikem. V tomto případě byl jako dielektrikum zvolen sklotextit G11 o tloušťce 1 mm a s teplotní odolností až do 155 °C. Tento materiál má také velmi dobré dielektrické vlastnosti. Použité hliníkové plechy mají tloušťku 1,5 mm. Jednotlivé kondenzátory byly umístěny přímo mezi jednotlivé moduly, tak aby byly využity všechny stejnoměrně. Díky tomuto kroku tedy došlo k omezení indukčnosti přívodních vodičů a také ke značnému ušetření místa díky větší integritě jednotlivých komponent.

4 MĚŘENÍ VÝSTUPNÍCH VELIČIN

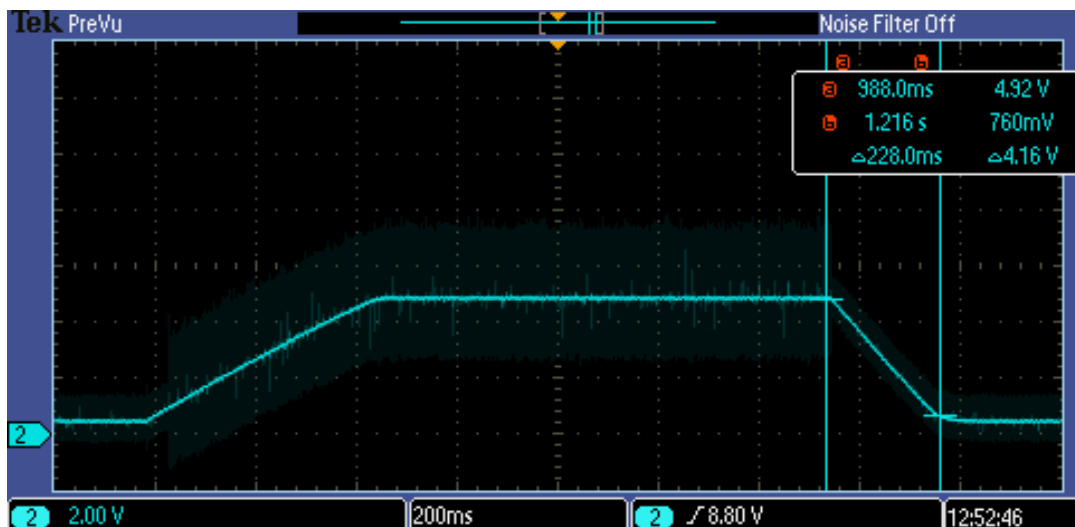
Tato kapitola se bude zabývat ověřením funkčnosti jednotlivých obvodů a měřením výstupních charakteristik jednotlivých komponent a celého zdroje.

První část se bude zabývat ověřením správné funkčnosti řídicích obvodů. Se zaměřením zejména na softstart a shutdown. Pomocí osciloskopu byly změřeny tyto napět'ové charakteristiky.



Obrázek 16 Nástupná hrana signálu Trigger

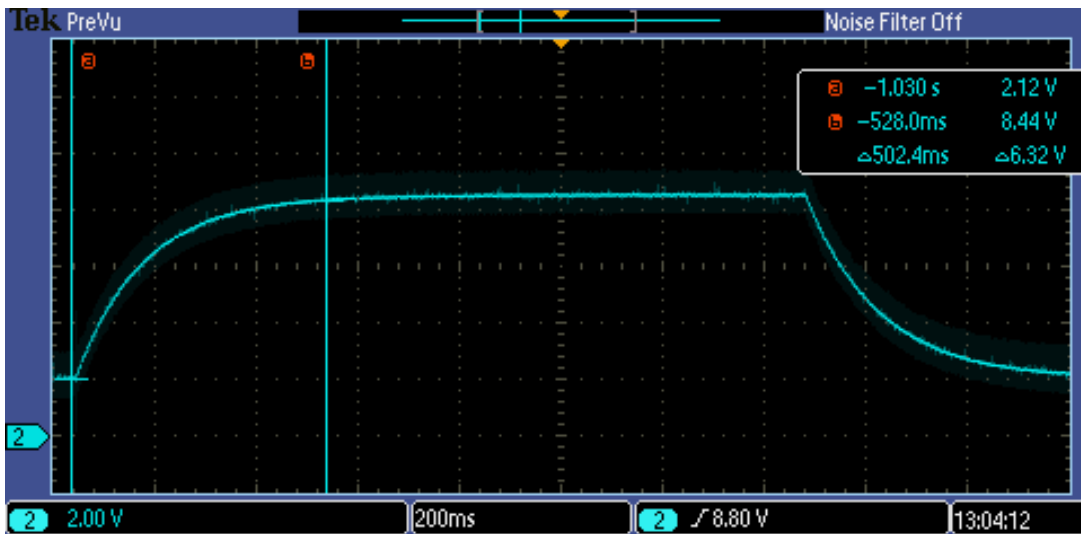
Na obrázku 16 je zobrazena nástupná hrana signálu trigger odpovídající časové prodlevě nezbytné pro dosažení maximální střídy zdroje. Jak je na obrázku změřeno pomocí kurzorů tato doba $\Delta t = 476 \text{ ms}$ odpovídá požadovaným parametrům.



Obrázek 17 Sestupná hrana signálu trigger

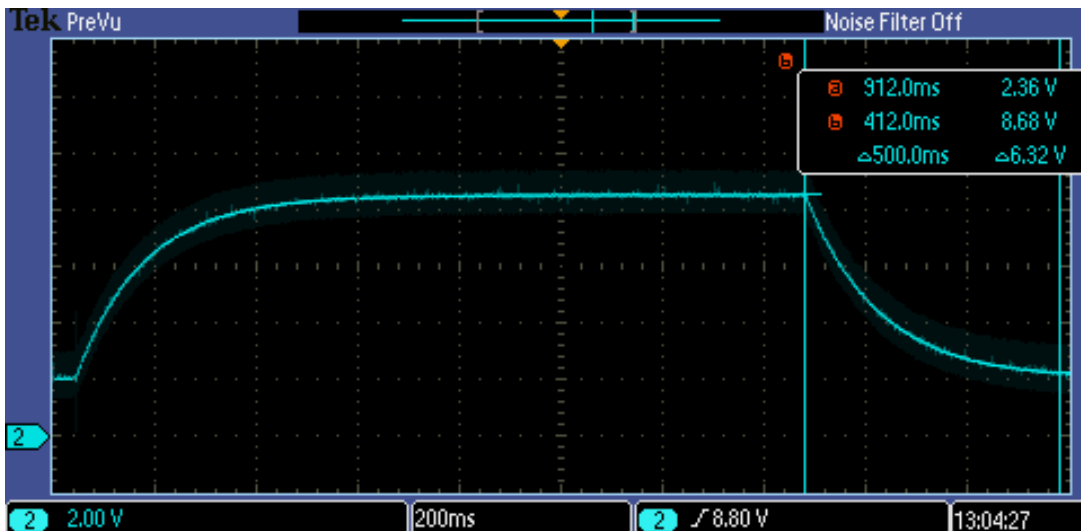
Na obrázku 17 je naopak sestupná hrana signálu trigger. Doba odpovídající poklesu střídy z maxima na nulu je zde změřena jako $\Delta t = 228 \text{ ms}$, což je taktěž dostačující.

Dalším měřeným signálem je nárůst napětí při změně střídavého zdroje z pilotního proudu na proud řezací.



Obrázek 18 Nárůst řídicího napětí při změně střídavého zdroje

Na obrázku 18 je zobrazeno nabíjení kondenzátoru C_{51} . Při pilotním proudu je napětí nastavené potenciometrem P_2 určeno na 2 V. Tato hodnota napětí odpovídá 25 A. Z této hodnoty napětí je tedy kondenzátor po uzavření pilotního IGBT postupně nabit na maximální možné řídicí napětí nastavitelné potenciometrem. Toto maximální napětí odpovídá požadovanému proudu a je nastaveno uživatelem. Doba nárůstu odpovídá $\Delta t = 502,4 \text{ ms}$. Tato hodnota taktéž odpovídá předpokladům. Navíc lze tuto dobu nárůstu a poklesu kdykoliv změnit výměnou kondenzátoru nebo nabíjecího odporu.



Obrázek 19 Pokles řídicího napětí při změně střídavého zdroje

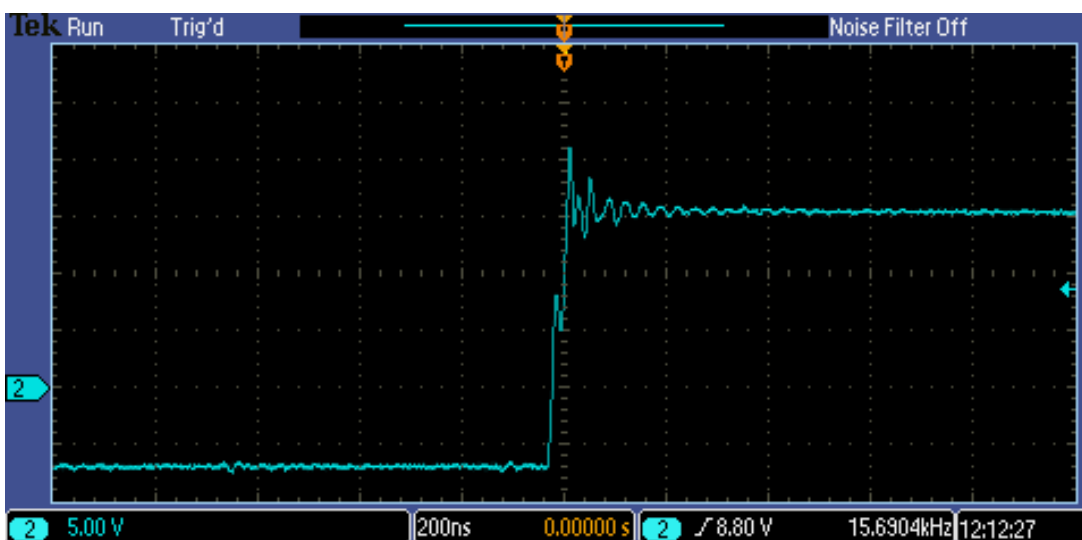
Na obrázku 19 je vidět pokles řídicího napětí, z maximální hodnoty odpovídající řezacímu proudu, zpět na hodnotu, která odpovídá proudu pilotního oblouku.



Obrázek 20 Budící signál budiče SKYPER 32 PRO R výkonových modulů

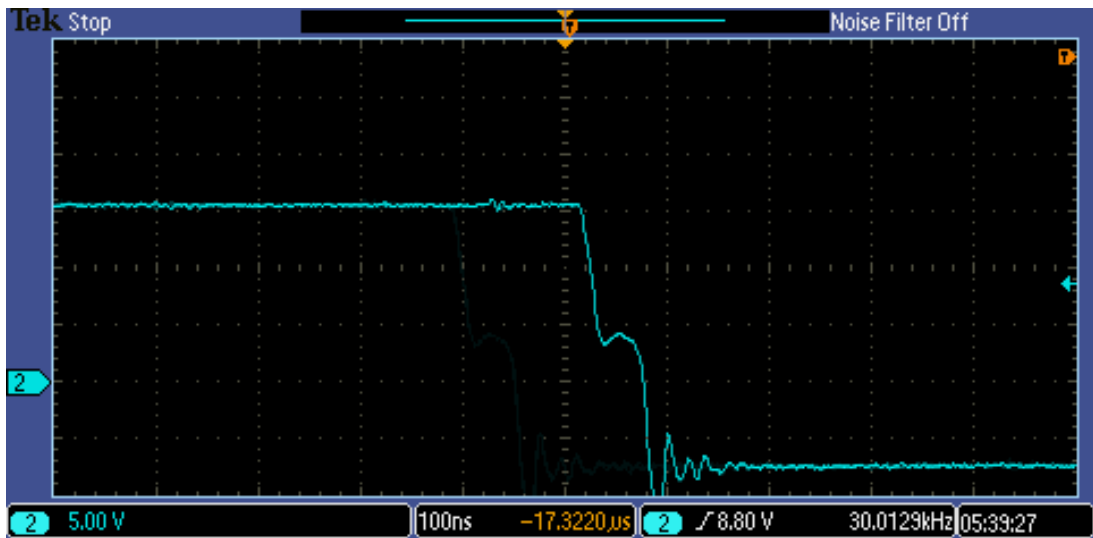
Na obrázku 20 je vidět signál z budičů SKYPER 32 PRO R od firmy Semikron použitých pro buzení výkonových modulů zařízení. Jednotlivé IGBT tranzistory jsou otevírány napětím + 15 V a zavírány napětím - 7 V, což je na obrázku znázorněno.

Na následujícím obrázku je nástupná hrana tohoto budícího signálu.



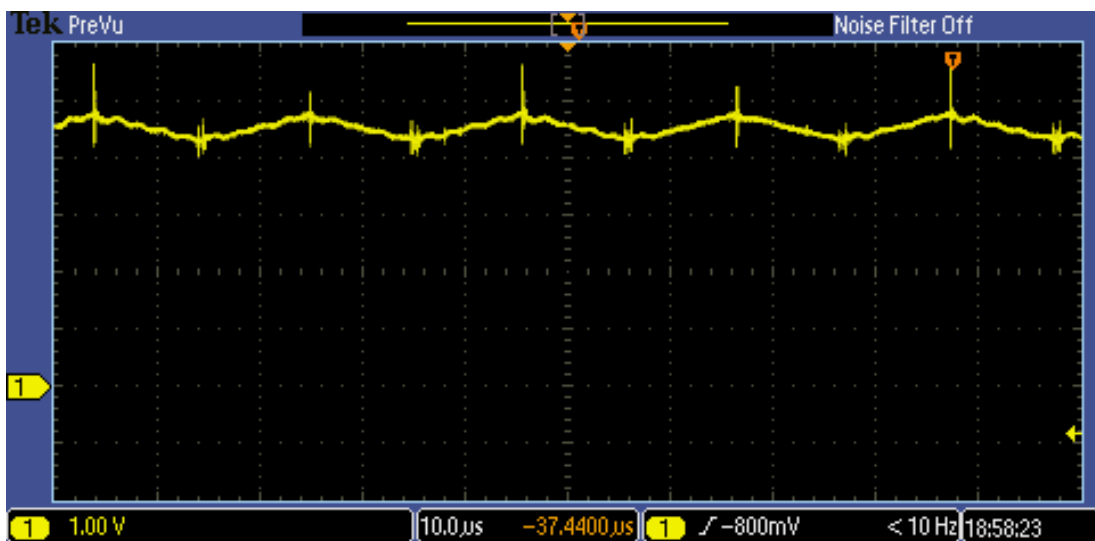
Obrázek 21 Nástupná hrana signálu z budiče SKYPER 32 PRO R

Sestupná hrana signálu z budiče SKYPER 32 PRO R je pak vidět na obrázku 22.



Obrázek 22 Sestupná hrana signálu z budiče SKYPER 32 PRO R

Na obrázku 23 je zaznamenáno zvlnění výstupního proudu zdroje snímané na rezistoru R_1 . Toto měření bylo realizováno na odporové zátěži, která byla představována drátovými odpory, které byly chlazeny pomocí větráku.



Obrázek 23 Zvlnění výstupního proudu zdroje

5 ZÁVĚR

Tato práce se zabývala návrhem a výrobou stejnosměrného výkonového zdroje sloužícího pro strojírenské účely. V práci byly analyzovány různé možnosti systémového řešení tohoto zdroje s přihlédnutím ke zdrojům běžně dostupným na trhu. Následně byly zpracovány teoretické informace nezbytné pro správný návrh a funkčnost zdroje. Bylo vybráno nejlepší možné řešení z technicko-ekonomického hlediska. Toto řešení bylo následně navrženo obvodově a poté zrealizováno. Zvolená topologie měniče jsou dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu spojené na primární straně paralelně. Následně byl navržen impulsní transformátor na feritovém jádře pro oba dílčí měniče. Dalším krokem bylo zvolení vhodných polovodičů schopných zpracovat přenášený výkon a jejich napěťové a proudové dimenzování. Pro zvolené polovodiče byly též provedeny tepelné výpočty. Výstupní tlumivka tohoto zdroje byla navržena pro minimální zvlnění proudu. Dalším konstrukčně navrženým prvkem je meziobvod zdroje, který se skládá z pole vyhlazovacích kondenzátorů a dvou tlumivek. Pro zmenšení napěťových překmitů na vypínajících se výkonových modulech byla vyvinuta sendvičová struktura z vhodného dielektrika a hliníkových plechů. Tato struktura ve výsledku sloužila taktéž pro úsporu místa uvnitř samotného zdroje.

Řídící obvody byly navrženy tak, aby zdroj jako celek byl schopen plnit všechny funkce, které se od plazmového zdroje v praxi požadují. Návrh se skládá z napájecích obvodů, které se starají o napájení všech částí zařízení. Dále pak řídících obvodů, které se starají o správnou funkčnost zdroje. Součástí těchto obvodů je též digitální část, na kterou byl použit vývojový kit Arduino NANO. Tato digitální část obsahuje dva programy, které se starají o správnou funkci celého zdroje při startu zařízení a při samotném procesu řezání.

Pro správnou funkci zdroje byl též navržen budič pilotního IGBT, který je schopen řídit toto IGBT dle požadavku na délku pilotního oblouku.

Řídící obvody byly následně realizovány na deskách plošných spojů, které byly následně vyrobeny, osazeny a oživeny. Tyto desky byly společně s ostatními částmi zdroje umístěny v krabici. Součástí tohoto zařízení je též, třífázový odrušovací filtr s proudově kompenzovanou odrušovací tlumivkou, který byl zakoupen od firmy ELFIS. O správné činnosti jednotlivých výkonových modulů se starají budiče SKYPER 32 PRO R od firmy Semikron. Důraz byl při konstrukci celého zařízení také kladen na správné chlazení. Zařízení je tedy vybaveno hliníkovým chladičem, na kterém jsou umístěny výkonové součástky. Na tomto chladiči byl poté umístěn větrák, který vhání vzduch mezi žebra a následně ho vyfukuje ven.

Výstup zdroje představuje hořák Duramax 105, společně s pracovním vodičem, který je pomocí kleští připnut k obráběnému materiálu.

Parametry tohoto zařízení, byly následně podrobeny měření kvůli ověření jednotlivých parametrů zdroje. Řídící i výkonová část zdroje funguje spolehlivě a splňuje všechny požadavky na plazmové zdroje. Důraz byl kladen na pomalý nárůst proudu, aby bylo zabráněno opotřebování součástek hořáku. Tento předpoklad byl splněn.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 1* [Skriptum]. FEKT VUT Brno, 2005 [cit. 2017-08-16]
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 2* [Skriptum]. FEKT VUT Brno, 2005 [cit. 2017-08-16]
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: Prezentace1* [Prezentace]. FEKT VUT Brno, [cit. 2017-08-16]
- [5] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika 3 Navrhování výkonových měničů: Část B*: [Prezentace]. FEKT VUT Brno, [cit. cit. 2017-08-16]
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek 3* [Skriptum]. FEKT VUT Brno, 2005 [cit. 2017-08-16]
- [7] VOREL, Pavel. *Řídící členy v elektrických pohonech* [Skriptum]. FEKT: VUT Brno, 2009 [cit. 2017-08-16]
- [8] *PRODUCT DATA APPROVAL SHEET* [online]. 2013, s. 1 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6328/lj-t10725c-cf139-cf-032e42.pdf
- [9] *PRODUCT DATA APPROVAL SHEET* [online]. 2013, s. 1 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6329/lj-t15268c-cf139-cf-ef240b.pdf
- [10] *SKM 200GB125D* [online]. 2007, s. 6 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_SKM200GAR125D_22890565.pdf
- [11] *SKM 200GB125D* [online]. 2007, s. 6 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_SKM200GAL125D_22890740.pdf
- [12] *Application Manual Power Semiconductors* [online]. Německo: SEMIKRON International, 2015 [cit. 2017-08-16]. ISBN 978-3-938843-83-3. Dostupné z: <https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-application-manual-power-semiconductors-english-en-2015>
- [13] *DSEI2x101-12A* [online]. 2013 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: <http://ixapps.ixys.com/DataSheet/DSEI2x101-12A.pdf>
- [14] *Aluminum Capacitors* [online]. 2015 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/2045972.pdf?_ga=1.50712417.994519202.1474357495

- [15] *SKYPER 32 PRO R* [online]. 2014 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_SKYPER_32_PRO_R_L6100202.pdf
- [16] *Board 1 SKYPER 32PRO R* [online]. 2014 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://shop.semikron.com/out/media/ds/SEMIKRON_DataSheet_Board_1_SKYPER_32PRO_R_L6100231.pdf
- [17] *Current Transducer LA 125-P/SP4* [online]. 2013 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: <http://www.lem.com/docs/products/la%20125-p%20sp4.pdf>
- [18] *TL594 Pulse-Width-Modulation Control Circuit* [online]. 2016 [cit. cit. 2017-08-16]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl594.pdf>
- [19] KREJČIŘÍK, Alexandr. *Napájecí zdroje II: Integrované ve spínaných zdrojích*. Druhé. Praha: BEN- Technická literatura, 1997. ISBN 80-89056-03-1. [cit. 2017-08-16]
- [20] *Isolated IGBT Gate Driver Evaluation board* [online]. 2014 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: <https://www.element14.com/community/docs/DOC-68010/1/avago-av02-4404en-acpl-337j-evaluation-board-user-guide>
- [21] ACPL-337J [online]. 2014 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: http://www.mouser.com/ds/2/678/V02-4390EN_DS_ACPL-337J_2014-05-09-909393.pdf
- [22] MID100-12A3 [online]. 2013 [cit. 2017-08-16]. Dostupné z: <http://www.mouser.com/ds/2/205/MID100-12A3-480359.pdf>

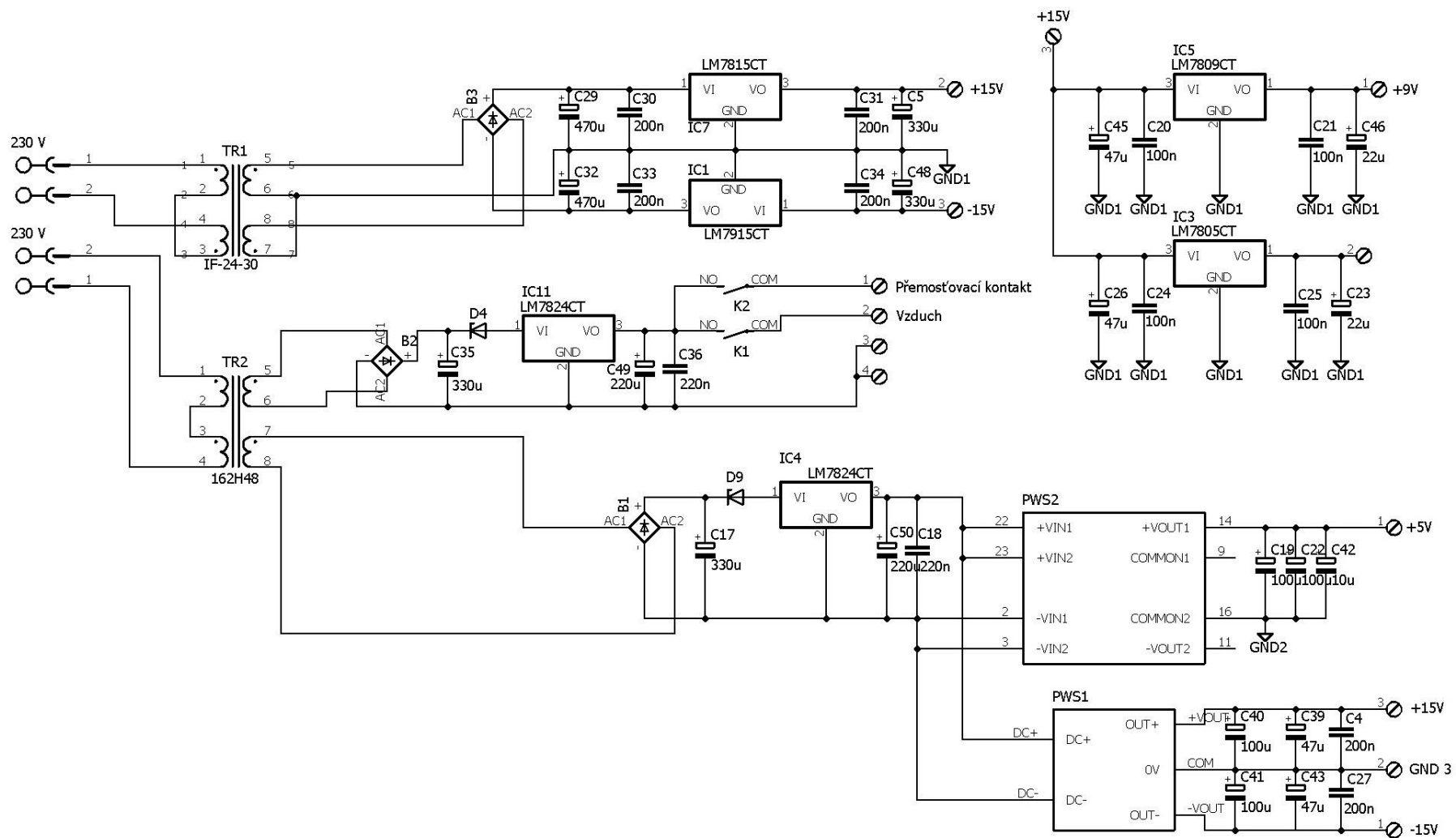
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

Symbol	Popis veličiny	Jednotka
a	Rozměr středního sloupku tlumivky na „EI“ jádře	(m)
B_{max}	Maximální hodnota magnetické indukce	(T)
B_r	Remanentní hodnota magnetické indukce	(T)
C	kapacita	(F)
f	frekvence	(Hz)
I_{ef}	Efektivní hodnota proudu	(A)
IGBT	Insulated gate bipolar transistor, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	
I_{max}	Maximální hodnota proudu	(A)
$I_{\mu max}$	Maximální hodnota magnetizačního proudu	(A)
$I_{stř}, I_d$	Střední hodnota proudu	(A)
$I_{šp}$	Špičková hodnota proudu	(A)
I_z	Výstupní proud zdroje	(A)
k_{pCu}	Činitel plnění mědi	(-)
k_{pFe}	Činitel plnění železa	(-)
k_z	Činitel zatížení vinutí	(-)
L	Indukčnost	(H)
L_r	Reálná indukčnost (přepočítaná)	(H)
l_{Fe}	Střední délka siločáry železného jádra	(m)
l_j	Střední délka siločáry toroidního jádra	(m)
l_v	Délka vzduchové mezery	(m)
MOSFET	Metal oxid semiconductor field electric transistor, unipolární tranzistor	MOSFET
N	Počet závitů	
P_{ζ}	Činný výkon na zátěži	(W)
P_{ved}	Ztráty vedením	(W)
P_{ztr}	Celkové ztráty	(W)
$P_{z,přep}$	Ztráty tranzistoru přepínáním	(W)
$P_{z,ved}$	Ztráty tranzistoru vedením	(W)
PI	PI regulátor	
PWM	Pulse width modulation, pulzní šířková modulace	
R_{DSon}	Odpor IGBT tranzistoru v sepnutém stavu	(Ω)
R_{don}	Odpor diody v sepnutém stavu	(Ω)
R_{thc-h}	Tepelný odpor přechodu pouzdro-chladič	(K/W)
R_{thH}	Tepelný odpor chladiče	(K/W)
R_{thj-c}	Tepelný odpor přechodu čip-pouzdro	(K/W)
S_{Cu}	Průřez měděného vodiče	(m^2)
S_{fe}	Průřez jádra	(m^2)
S_j	Průřez jádra toroidního transformátoru	(m^2)
S_{j1}	Plocha jednoho feritového jádra	(m^2)
S_{max}	Maximální střída	(-)
S_o	Plocha okna toroidního transformátoru	(m^2)
S_{vin}	Plocha vinutí	(m^2)
T	Doba periody	(s)
T_{jmax}	Maximální teplota čipu	($^{\circ}C$)
T_0	Teplota okolí	($^{\circ}C$)

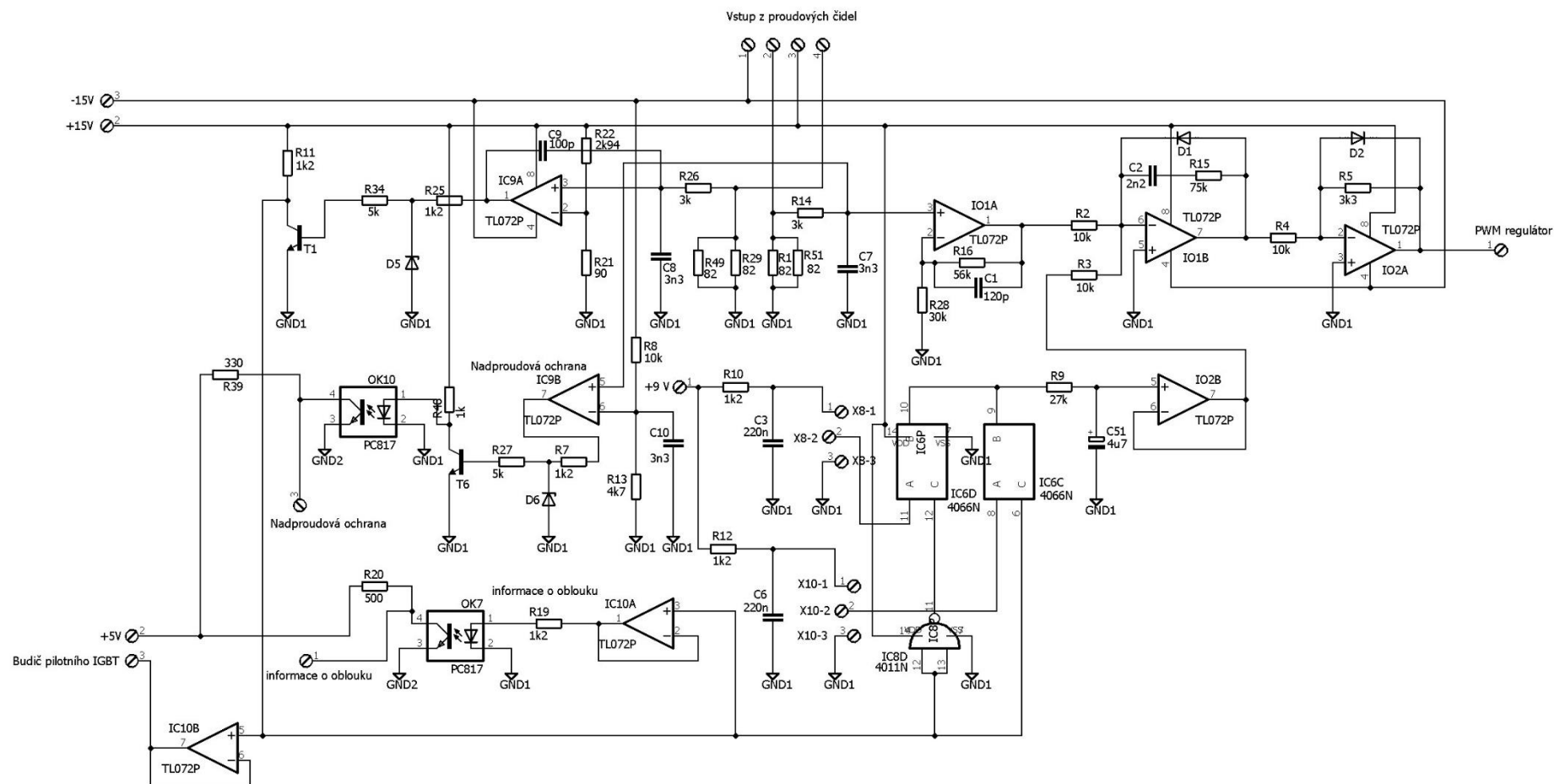
t_n	Doba nabíjení kondenzátoru	(s)
t_{off}	Doba vypnutí tranzistoru	(s)
t_{on}	Doba zapnutí tranzistoru	(s)
U_a	Špičková hodnota napětí usměrněné třífázové sítě	(V)
U_{CE0}	Prahové napětí IGBT tranzistoru	(V)
$U_{CE,max}$	Maximální napětí na IGBT tranzistoru ve vypnutém stavu	(V)
U_d	Střední hodnota napětí	(V)
$U_{G,on}$	Napětí pro sepnutí IGBT tranzistoru	(V)
$U_{G,off}$	Napětí pro vypnutí IGBT tranzistoru	(V)
$U_{KA,max}$	Maximální napětí v závěrném směru na diodě	(V)
U_m	Střední hodnota napětí usměrnění třífázové sítě	(V)
U_p	Prahové napětí diody	(V)
U_z	Napětí na zátěži	(V)
$U_{3\dot{s}p}$	Špičková hodnota napětí na sekundárním vinutí transformátoru	(V)
Q_G	Náboj hradla IGBT tranzistoru	(C)
μ_{iac}	Permeabilita toroidního jádra	(-)
μ_{rfe}	Permeabilita železného jádra	(-)
μ_0	Permeabilita vakua	($H \cdot m^{-1}$)
σ	Proudová hustota	($A \cdot m^{-2}$)
ω	Úhlová frekvence	($rad \cdot s^{-1}$)
δ	Relativní pokles napětí	(-)
η	Účinnost měniče	(%)
ΔI	Zvlnění proudu	(A)
ΔU	Zvlnění napětí	(V)

SEZNAM PŘÍLOH

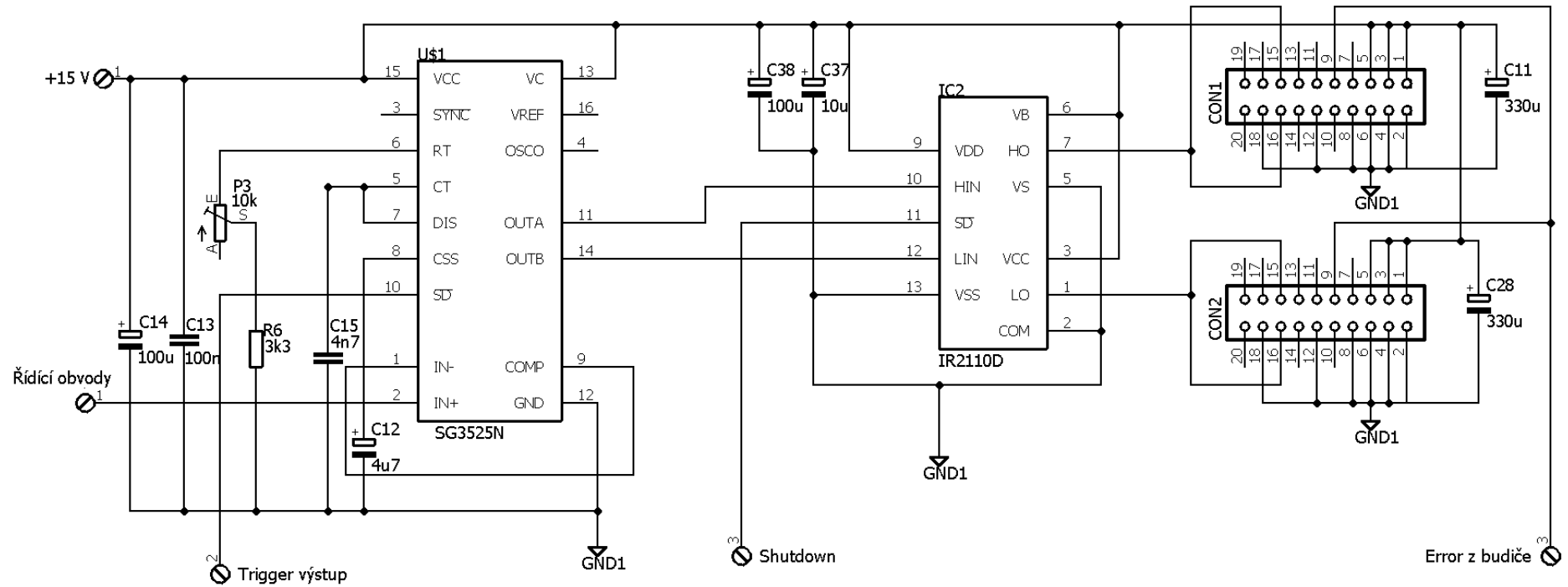
Příloha 1. Napájecí část



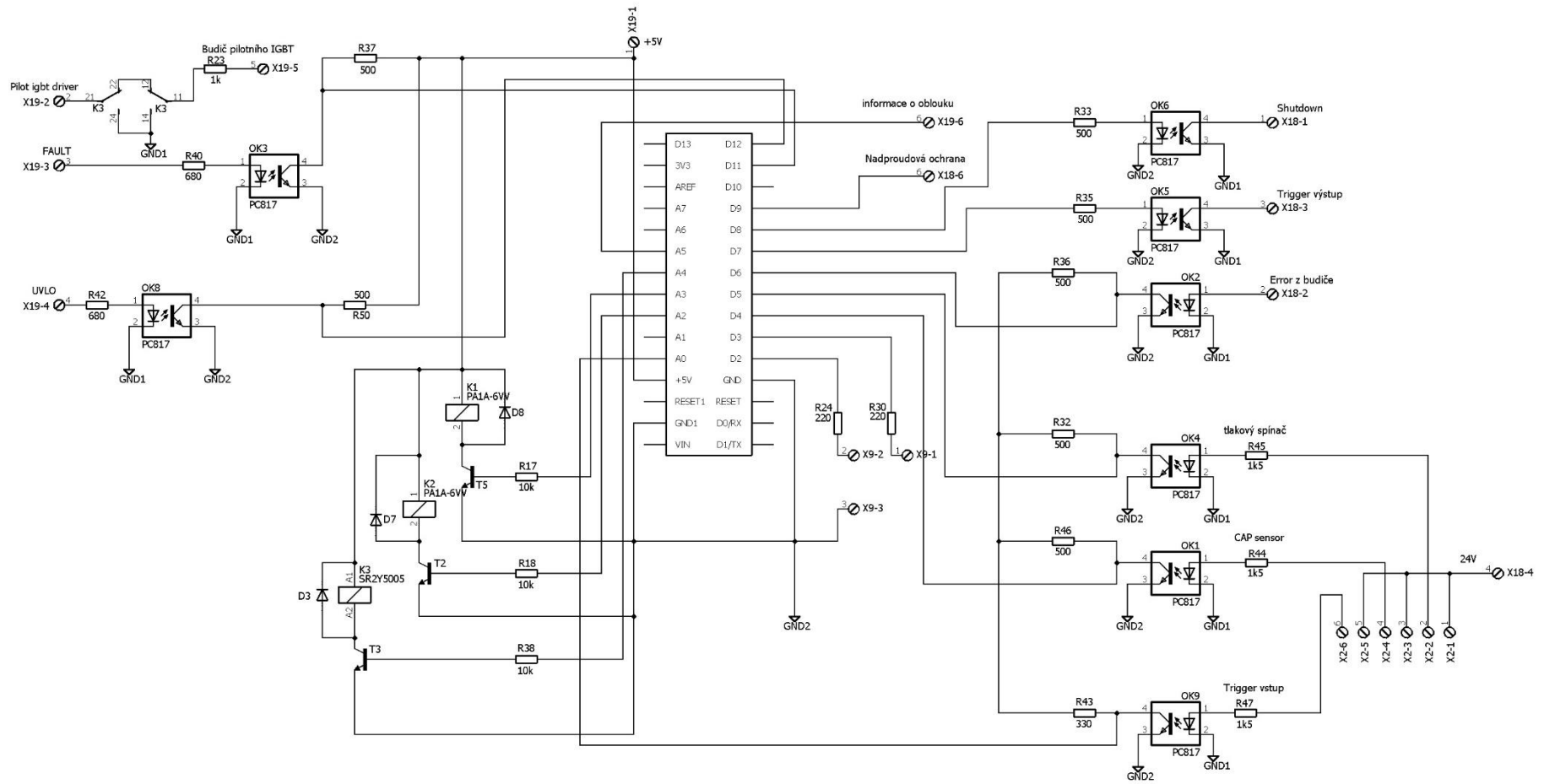
Příloha 2. Řídicí část



Příloha 3. PWM regulátor



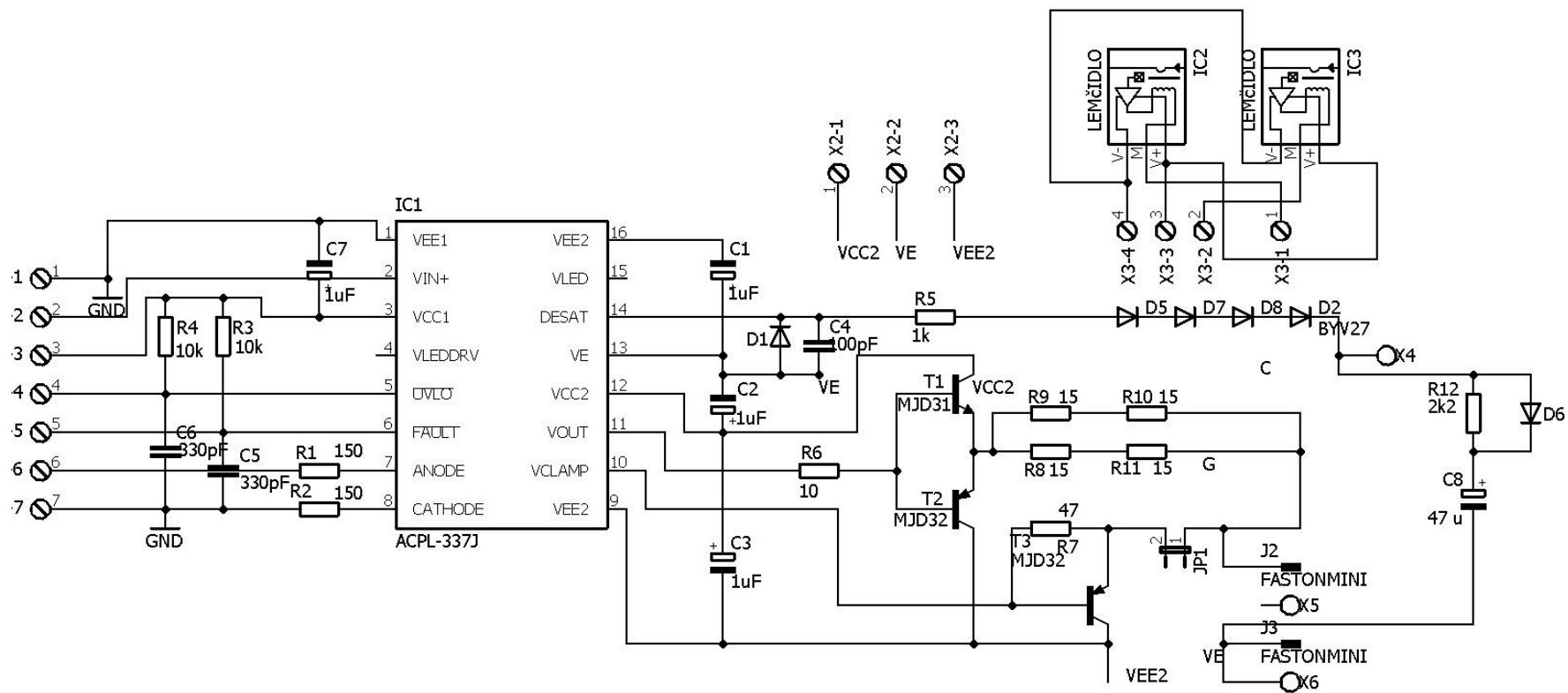
Příloha 4. Digitální část



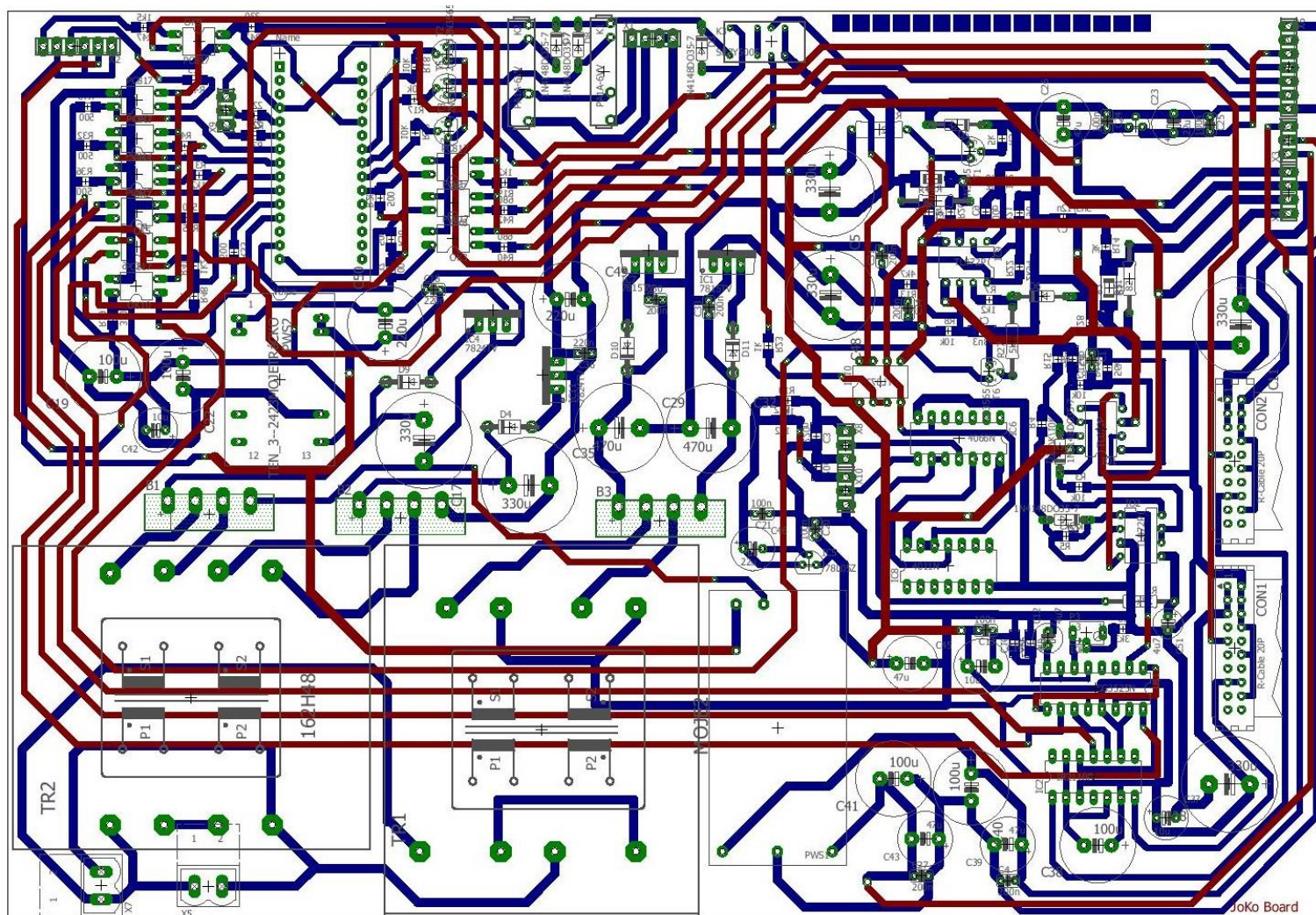
Příloha 5. Tabulku vstupů a výstupů pro vývojový kit Arduino NANO

Pin	Vstup/Výstup	Funkce	Log. „0“	Stav při log.„0“	Log. „1“	Stav při log.„1“	Označení	Výchozí stav	Komentář
A7	NC								
A6	NC								
A5	Výstup	Relé2 – Přemostovací relé	0	nepřemostěno	1	přemostěno	R2	0	
A4	Výstup	Relé1 - Vzduch	0	nefouká	1	fouká	R1	0	
A3	Výstup	Relé3 - GRID MOD	0	nic se nedeje	1	uzemněno	R3	0	
A2	Vstup	Inf. o oblouku	0	IGBT otevřeno	1	IGBT zavřeno	IOO		
A1	Vstup	Trigger vstup	0	řeže	1	neřeže	TrigIN		
A0	NC								
D2	Výstup	Dioda 1	0	Nesvíí	1	Svíí	D1	0	
D3	Výstup	Dioda 2	0	Nesvíí	1	Svíí	D2	0	
D4	Vstup	CAP sensor	0	OK	1	FAIL	CAP		
D5	Vstup	Tlakový spínač	0	FAIL	1	OK	Přes		
D6	Vstup	Error z hl. budiče	0	OK	1	FAIL	Error		
D7	Výstup	Trigger výstup	0	Výstpu aktivní	1	Výstup neaktivní	TrigOUT	1	
D8	Výstup	Shutdown	0	Shutdown	1	OK	SHUT	0	
D9	Vstup	Nadproudová ochrana	0	nadproud	1	OK	OC		
D10	NC								
D11	Vstup	FAULT	0	OK	1	FAIL	FAULT		
D12	Vstup	UVLO	0	OK	1	FAIL	UVLO		
D13	NC								

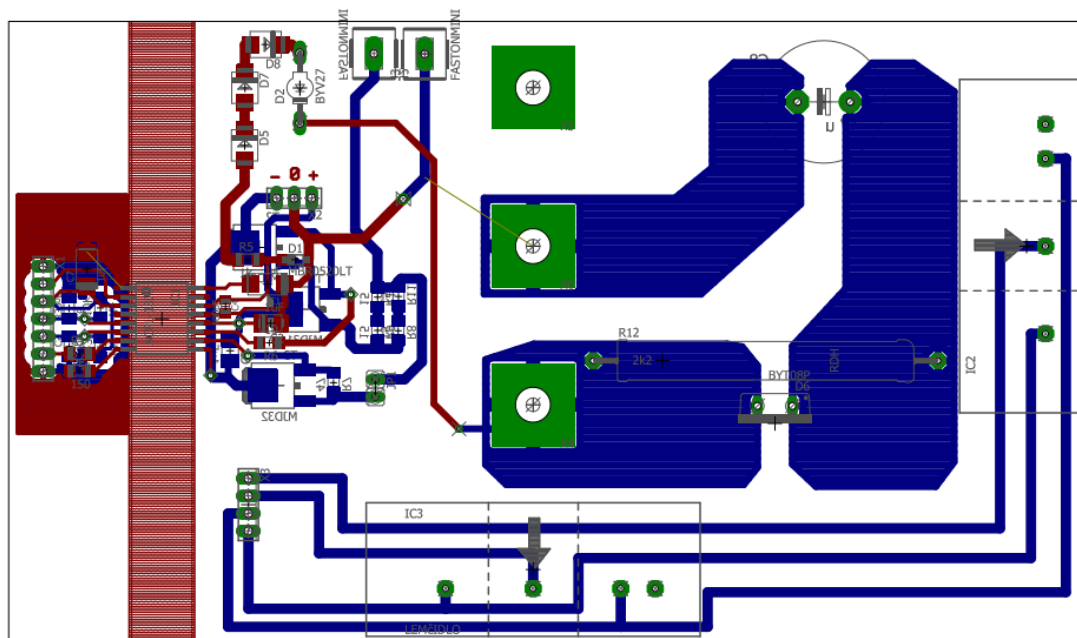
Příloha 6. Budič pilotního IGBT



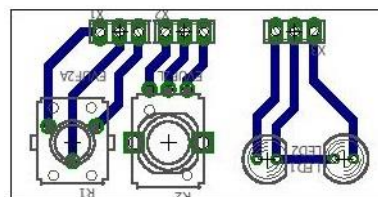
Příloha 7. Desky plošných spojů – Main Board



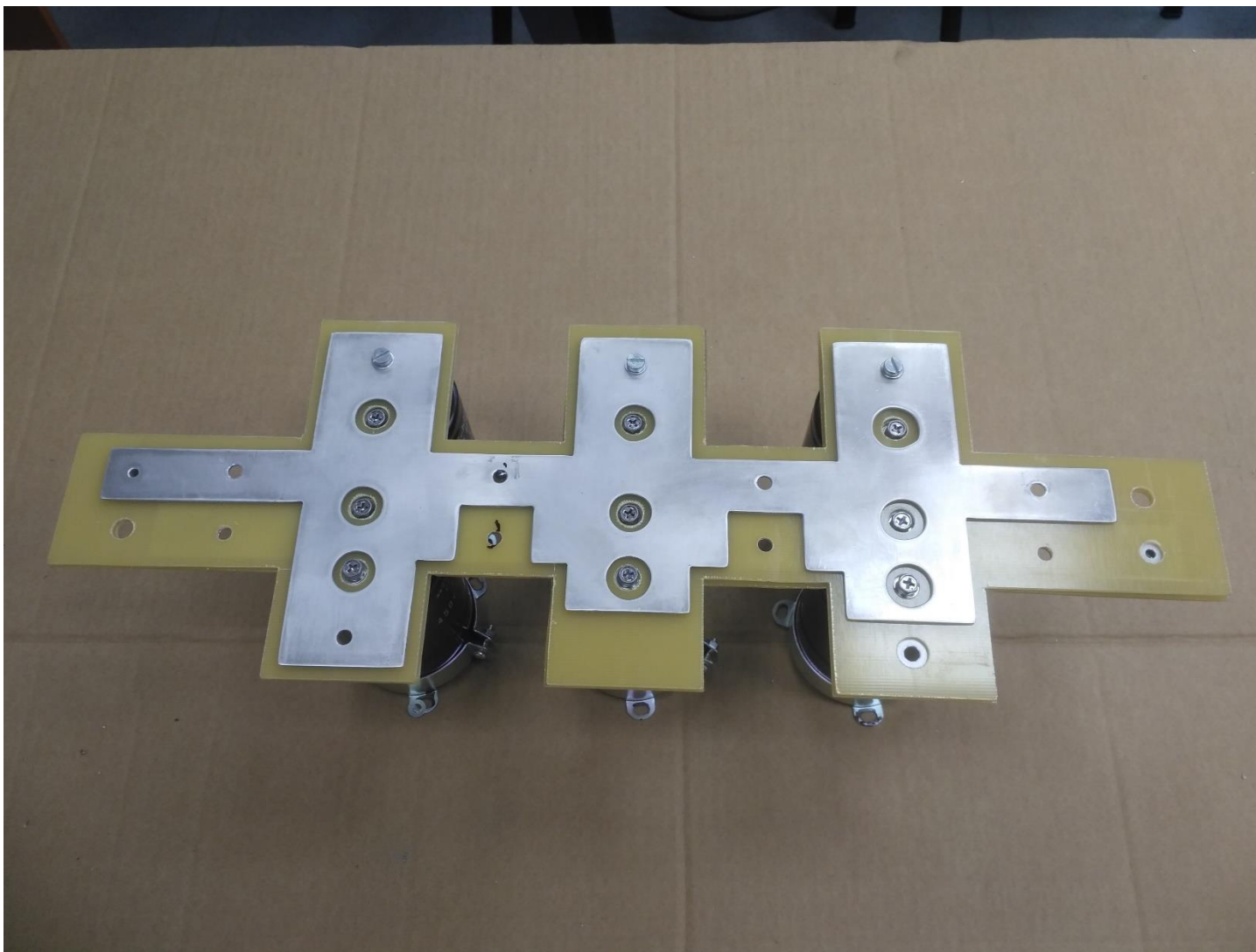
Příloha 7. Desky plošných spojů – Pilot IGBT Driver



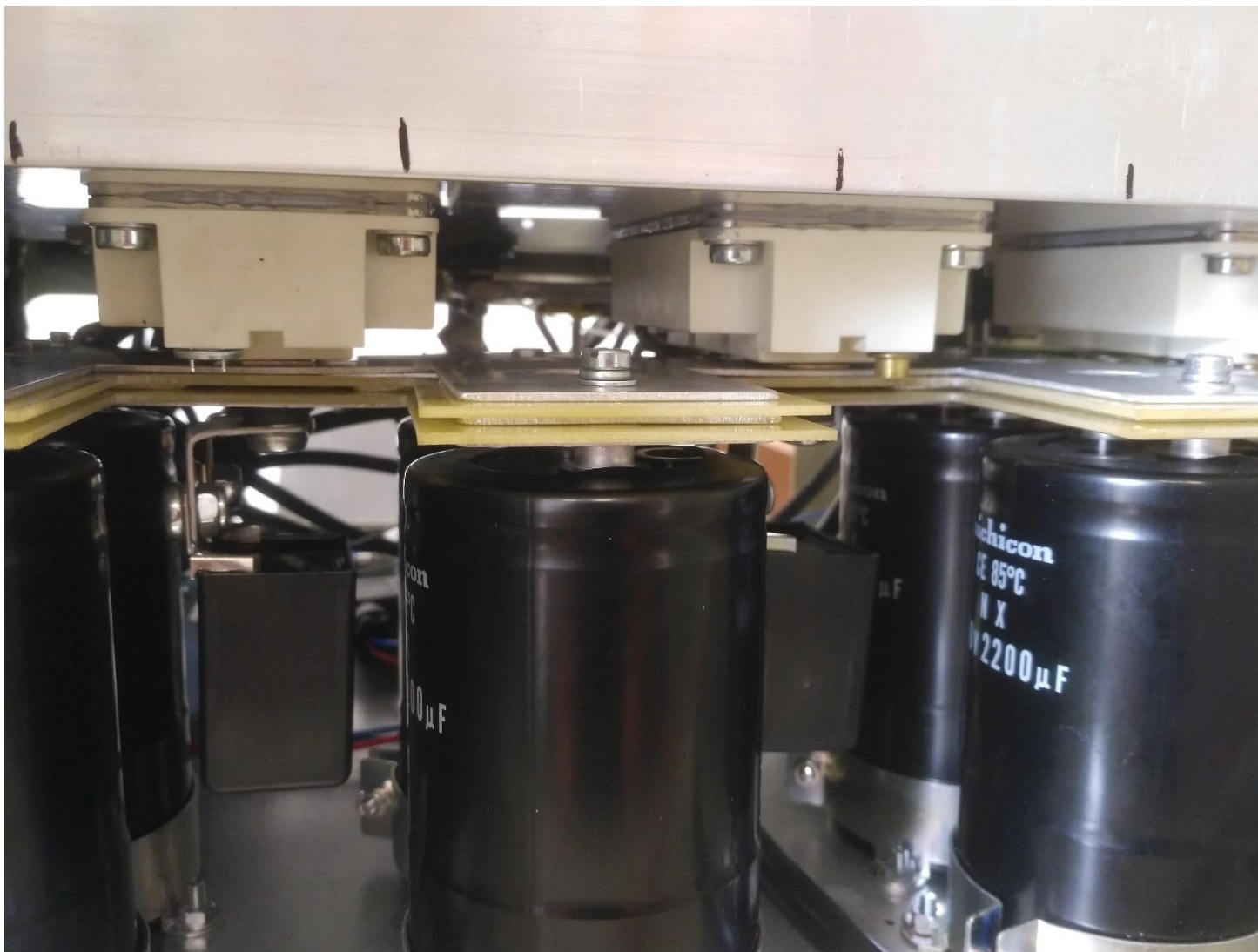
Příloha 7. Desky plošných spojů – Panel Board



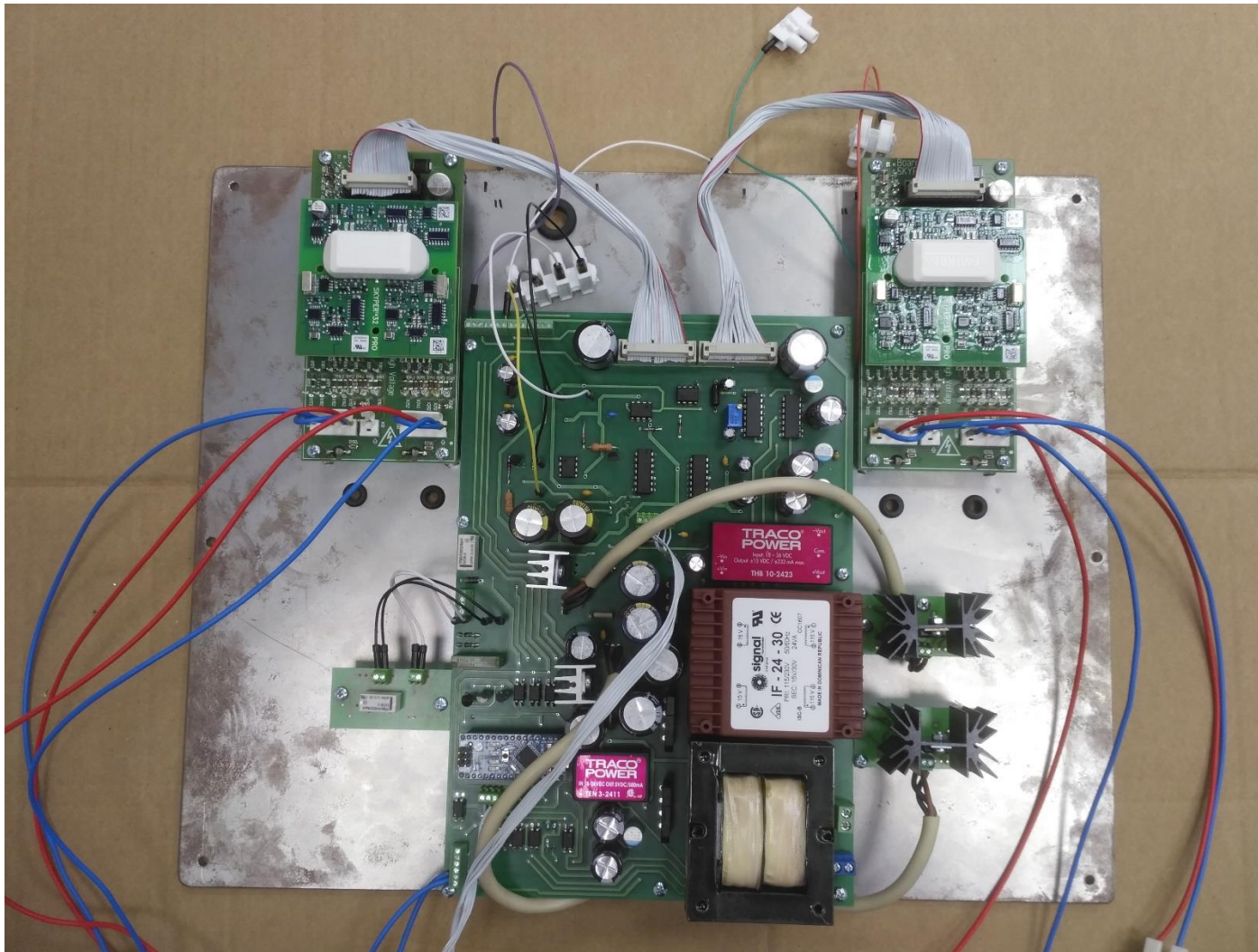
Příloha 8 – Fotodokumentace – Sendvičová struktura na kondenzátorech meziobvodu



Příloha 8 – Fotodokumentace – Sendvičová struktura uvnitř zařízení



Příloha 8 –Fotodokumentace - Řídící obvody



Příloha 8 – Fotodokumentace – Rozložení součástek na chladiči



Příloha 8 – Fotodokumentace – Celé zařízení

