

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

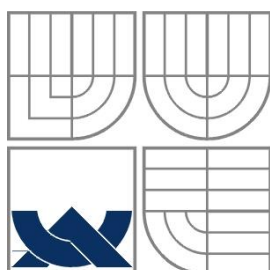
DC/DC MĚNIČ 2,5 kW / 1500 A PRO ODPOROVÝ OHŘEV ŽELEZNÝCH SOUČÁSTÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

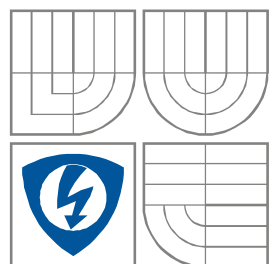
Jan Martiš

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

DC/DC MĚNIČ 2,5 kW / 1500 A PRO ODPOROVÝ OHŘEV ŽELEZNÝCH SOUČÁSTÍ

DC/DC CONVERTER 2,5kW/1500A FOR RESISTIVE HEATING OF IRON COMPONENTS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

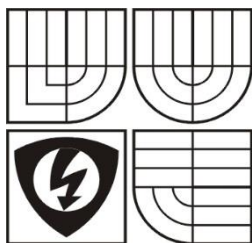
Jan Martiš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2014



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Jan Martiš

Ročník: 2

ID: 125537

Akademický rok: 2013/14

NÁZEV TÉMATU:

DC/DC měnič 2,5kW/1500A pro odporový ohřev železných součástí

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte topologii a dimenzujte silový obvod DC/DC měniče HCLV s výstupními parametry 2,5kW/1500A. Navrhněte také vstupní síťový filtr a usměrňovač.
2. Navrhněte vhodné řídicí a ochranné obvody.
3. Navrhněte desky plošných spojů pro veškeré obvody, desky osadte a celé zařízení oživte. Realizujte konstrukci celého přístroje.
4. Proveďte sérii ověřovacích měření, vypracujte technickou dokumentaci k elektrické části přístroje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6
- [2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

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 a realizací jednofázového spínaného zdroje, určeného pro přímý odporový ohřev železných součástí. Zejména je pak zdroj určen k odporovému ohřevu koňských podkov. Zdroj je schopen dodávat výstupní proud 1500 A při výkonu 2500 W. První část práce pojednává o návrhu jednotlivých částí a schémat zapojení zdroje, druhá část je zaměřena na konstrukci a oživení zdroje a poslední část obsahuje technickou dokumentaci.

Zdroj byl úspěšně oživen a otestován, bylo dosaženo požadovaných výstupních parametrů. Existují zde určité problémy, zejména s přehříváním výstupního usměrňovače a s kontaktováním ohřívané součásti na výstupní svorky. Tyto problémy budou v práci podrobněji popsány.

Zdroj může sloužit jako alternativa ke klasickým způsobům ohřevu železa. Postupy a nápady použité v práci lze využít k návrhu podobného zdroje s vysokým výstupním proudem, ale většina postupů platí obecně pro danou topologii spínaného zdroje.

Abstract

This thesis deals with the design and construction of a single-phase switching power supply, which is intended for direct resistive heating of iron components. The power supply is especially intended for resistive heating of horse-shoes. The supply is able to deliver an output current of up to 1500 A at a power of up to 2500 W. The first part of this work deals with the design of individual parts of the unit, the second part is focused on construction and testing of the supply and the last part contains technical documentation.

The power supply was successfully tested and the required output parameters were met. However some problems do exist, especially with overheating of the output rectifier and with contacting the heated component to the output leads of the supply. These problems will be discussed in the work.

The power supply can be used as an alternative solution to classic means of iron heating. The methods and ideas presented in this work can be applied in a design of a similar power supply with high output current, but most of the design rules are valid generally for the given topology.

Klíčová slova

Spínaný zdroj; vysoký proud; odporový ohřev; synchronní usměrňovač

Keywords

Switching power supply; high current; resistive heating; synchronous rectifier

Bibliografická citace

MARTIŠ, J. DC/DC měnič 2,5kW/1500A pro odporový ohřev železných součástí. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 73 s. Vedoucí diplomové práce: doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „DC/DC měnič 2,5kW/1500A pro odporový ohřev železných součástí“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a 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

Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

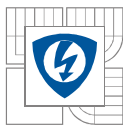
V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

OBSAH.....	7
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM TABULEK	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	12
1 ÚVOD	14
2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE	15
2.1 USMĚRŇOVAČ A SÍŤOVÝ FILTR	15
2.1.1 ŘEŠENÍ USMĚRŇOVAČE S MEZIOBVODEM.....	15
2.1.2 SÍŤOVÝ FILTR A SOFT-START	17
2.2 PARAMETRY ZDROJE A ZPŮSOB ŘÍZENÍ.....	18
2.3 PRIMÁRNÍ SILOVÁ ČÁST.....	19
2.3.1 URČENÍ TOPOLOGIE SPÍNANÉHO ZDROJE	19
2.3.2 URČENÍ SPÍNACÍ FREKVENCE	21
2.3.3 DIMENZOVÁNÍ TRANZISTORŮ MĚNIČE.....	21
2.3.4 TLUMICÍ RCD ČLÁNKY K TRANZISTORŮM	23
2.3.5 DEMAGNETIZAČNÍ DIODY	24
2.4 NÁVRH VÝSTUPNÍHO USMĚRŇOVAČE	24
2.5 NÁVRH HLAVNÍHO TRANSFORMÁTORU	26
2.6 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY.....	29
2.7 BUDICÍ OBVODY VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ.....	29
2.7.1 BUDICÍ OBVODY TRANZISTORŮ MĚNIČE	30
2.7.2 BUDICÍ OBVODY SYNCHRONNÍHO USMĚRŇOVAČE	32
2.8 NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ.....	33
2.9 POMOCNÝ NAPÁJECÍ ZDROJ	37
2.9.1 POTŘEBNÝ VÝKON ZDROJE	37
2.9.2 URČENÍ VÝSTUPNÍHO NAPĚTÍ NAPÁJECÍHO TRANSFORMÁTORU.....	38
2.9.3 VÝPOČET KAPACITY FILTRAČNÍHO KONDENZÁTORU	38
2.9.4 LINEÁRNÍ STABILIZÁTOR	39
3 REALIZACE ZAŘÍZENÍ	41
3.1 REALIZACE JEDNOTLIVÝCH SOUČÁSTÍ	41
3.1.1 SÍŤOVÝ FILTR A SOFT START	41
3.1.2 USMĚRŇOVAČ A OMEZOVAČ PŘEKMITŮ	41
3.1.3 SILOVÝ OBVOD	42
3.1.4 ŘÍDICÍ OBVODY A BUDIČE TRANZISTORŮ MĚNIČE	43
3.1.5 HLAVNÍ TRANSFORMÁTOR, VÝSTUPNÍ USMĚRŇOVAČ A BUDIČE USMĚRŇOVAČE	44
3.1.6 PROPOJENÍ USMĚRŇOVAČE S OHŘÍVANÝM PŘEDMĚTEM	46
3.1.7 CELEK ZDROJE	48
3.2 OŽIVENÍ ZDROJE	49
3.3 NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY VELIČIN.....	49
3.4 VÝSLEDKY	55



3.5 MĚŘENÍ ÚČINNOSTI ZDROJE	56
4 TECHNICKÁ DOKUMENTACE	57
4.1 SCHÉMA ZAPOJENÍ A NÁVRH DESKY S PLOŠNÝMI SPOJI PRO ŘÍDICÍ OBVODY	57
4.2 SCHÉMA ZAPOJENÍ A NÁVRH DESKY S PLOŠNÝMI SPOJI PRO BUDIČE SYNCHRONNÍHO USMĚRŇOVAČE	60
4.3 SCHÉMA ZAPOJENÍ A NÁVRH DESKY S PLOŠNÝMI SPOJI PRO SÍŤOVÝ FILTR A SOFT START.....	61
4.4 SCHÉMA ZAPOJENÍ A NÁVRH DESKY S PLOŠNÝMI SPOJI PRO SILOVÝ OBVOD MĚNIČE.....	64
4.5 SCHÉMA ZAPOJENÍ A NÁVRH DESKY S PLOŠNÝMI SPOJI PRO BUDIČE TRANZISTORŮ MĚNIČE ...	68
5 ZÁVĚR.....	72
LITERATURA	73



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2-1: Zapojení usměrňovače a meziobvodu</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 2-2: Schéma zapojení síťového filtru a soft-startu</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 2-3: Průběhy napětí a proudů usměrňovače</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 2-4: Základní schéma jednočinného propustného zdroje</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 2-5: „RCD“ tlumicí článek k tranzistoru</i>	<i>23</i>
<i>Obr. 2-6: Základní zapojení usměrňovače</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 2-7: Synchronní usměrňovač</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 2-8: Vylepšené zapojení synchronního usměrňovače</i>	<i>25</i>
<i>Obr. 2-9: Jednoduchý galvanicky oddělený budič pro tranzistor MOS-FET</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 2-10: Konkrétní zapojení použitého budiče primárních tranzistorů</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 2-11: Zapojení synchronního usměrňovače</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 2-12: Budicí obvody synchronního usměrňovače (1/3)</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 2-13: Blokové schéma zapojení integrovaného obvodu UC3845[3]</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 2-14: Blokové schéma zpětnovazební regulace</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 2-15: Schéma zapojení řídicí části spínaného zdroje</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 2-16: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 3-1: DPS síťového filtru a soft startu</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 3-2: Usměrňovací můstky a obvod pro omezení překmitů napětí</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 3-3: DPS s kondenzátory meziobvodu, RCD články, demagnetizačními diodami a tranzistory</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 3-4: Umístění výkonových tranzistorů na chladiči a připevnění ventilátoru</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 3-5: Celek řízení a budičů z obou stran</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 3-6: Detail řídicí desky a připevnění celku k chladiči s tranzistory</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 3-7: Usměrňovač s transformátorem, pohled shora a zespodu</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 3-8: Desky budičů a jejich připevnění</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 3-9: Proudový transformátor</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 3-10: Připojení usměrňovače k výstupním vodičům a detail spojení záporného výstupu</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 3-11: Chladiče výstupních připojovacích vodičů</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 3-12: Připojení ohřívaného předmětu (podkovy) k výstupním svorkám zdroje</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 3-13: Celek zdroje</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 3-14: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče</i>	<i>50</i>



Obr. 3-15: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče – detail náběžné hrany	50
Obr. 3-16: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče – detail sestupné hrany	50
Obr. 3-17: Průběhy napětí na řídicích elektrodách tranzistorů synchronního usměrňovače.....	51
Obr. 3-18: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče bez zátěže (nahore) a signál z řízení (dole)	51
Obr. 3-19: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče se zátěží (nahore) a signál z řízení (dole)	52
Obr. 3-20: Průběh napětí na proudovém bočníku (nahore) a signál z řízení (dole)	53
Obr. 3-21: Průběh napětí na „nulovém tranzistoru“ usměrňovače (nahore) a jeho budicí signál (dole)	53
Obr. 3-22: Průběh napětí na „sériovém tranzistoru“ usměrňovače (nahore) a jeho budicí signál (dole)	54
Obr. 3-23: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče (nahore) napětí na proudovém bočníku (dole).....	55
Obr. 3-24: Žhavá podkova na výstupu zdroje	55
Obr. 4-1: Celkové schéma zapojení desky s řídicími obvody.....	57
Obr. 4-2: Deska s plošnými spoji řídicích obvodů – horní vrstva (zvětšení 200 %).....	59
Obr. 4-3: Rozmístění součástek na desce řídicích obvodů.....	59
Obr. 4-4: Celkové schéma zapojení budiče synchronního usměrňovače	60
Obr. 4-5: Deska s plošnými spoji budiče synchronního usměrňovače – horní vrstva (zvětšení 200 %)	61
Obr. 4-6: Rozmístění součástek na desce budiče synchronního usměrňovače	61
Obr. 4-7: Celkové schéma zapojení filtru a soft startu (usměrňovače nejsou na DPS).....	61
Obr. 4-8: Deska s plošnými spoji filtru a soft startu – spodní vrstva (zvětšení 100 %).....	62
Obr. 4-9: Rozmístění součástek na desce filtru a soft startu.....	63
Obr. 4-10: Celkové schéma zapojení silového obvodu	64
Obr. 4-11: Deska s plošnými spoji silového obvodu – spodní vrstva (zvětšení 100 %).....	65
Obr. 4-12: Deska s plošnými spoji silového obvodu – horní vrstva (zvětšení 100 %).....	66
Obr. 4-13: Rozmístění součástek na desce silového obvodu (pohled z horní strany)	67
Obr. 4-14: Celkové schéma zapojení budičů tranzistorů měniče.....	68
Obr. 4-15: Deska s plošnými spoji budičů tranzistorů měniče – horní vrstva (zvětšení 100 %) ...	69
Obr. 4-16: Deska s plošnými spoji budičů tranzistorů měniče – spodní vrstva (zvětšení 100 %) .	70
Obr. 4-17: Rozmístění součástek na desce budičů tranzistorů měniče (pohled z horní strany)	71

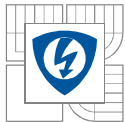


SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Výsledky měření účinnosti zdroje.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabulka 2: Seznam součástek pro řídicí obvody</i>	<i>58</i>
<i>Tabulka 3: Seznam součástek pro budič synchronního usměrňovače</i>	<i>60</i>
<i>Tabulka 4: Seznam součástek pro filtr a soft start</i>	<i>62</i>
<i>Tabulka 5: Seznam součástek pro silový obvod</i>	<i>65</i>
<i>Tabulka 6: Seznam součástek pro budiče tranzistorů měniče.....</i>	<i>68</i>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

E_L [J]	energie indukčnosti
$E_{C(\Delta U)}$ [J]	energie překmitu napětí na kondenzátoru
L [H]	indukčnost
I [A]	proud
C [F]	kapacita
U [V]	napětí
T [s]	časová konstanta
R [Ω]	odpor
P [W]	výkon
$U_{stř}$ [V]	střední hodnota napětí
$U_{šp}$ [V]	špičková hodnota napětí
X_L [Ω]	induktivní reaktance
s [–]	střída
$I_{stř}$ [A]	střední hodnota proudu
$I_{šp}$ [A]	špičková hodnota proudu
I_{ef} [A]	efektivní hodnota proudu
$P_{ztr,přep}$ [W]	přepínací ztráty
$U_{d,stř}$ [V]	střední hodnota napětí v meziobvodu
t_{on} [s]	zapínací doba tranzistoru
t_{off} [s]	vypínací doba tranzistoru
$P_{ztr,ved}$ [W]	ztráty vedením proudu
P_{ztr} [W]	ztrátový výkon
C_p [F]	parazitní kapacita
t [s]	čas
E_c [J]	energie v kondenzátoru
f [Hz]	frekvence
U_1 [V]	špičkové napětí na primárním vinutí transformátoru
U_2 [V]	špičkové napětí na sekundárním vinutí transformátoru
$U_{stř}$ [V]	střední hodnota napětí
N_1 [–]	počet závitů primárního vinutí transformátoru
N_2 [–]	počet závitů sekundárního vinutí transformátoru
B_{max} [T]	špičková hodnota magnetické indukce
B_r [T]	remanentní (zbytková) indukce
T_{on} [s]	doba zapnutí tranzistorů měniče
S [m ²]	průřez
Λ_L [H]	magnetická vodivost
L_1 [H]	indukčnost primárního vinutí transformátoru
I_{mag} [A]	magnetizační proud
I_2 [A]	špičková hodnota proudu sekundárním vinutím transformátoru
d [m]	průměr
I_{2ef} [A]	efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím transformátoru
I_{1ef} [A]	efektivní hodnota proudu primárním vinutím transformátoru
R_{Cu} [Ω]	odpor mědi



$\rho_{Cu,70}$ [$\Omega \cdot m$]	měrný elektrický odpor mědi při teplotě 70 °C
$E_{Gon(off)}$ [J]	energie potřebná k zapnutí (nebo vypnutí) řídicí elektrody tranzistoru
$P_{Ron(off)}$ [W]	ztrátový výkon na zapínacím (nebo vypínacím) rezistoru pro řídicí elektrodu
Q_g [C]	náboj řídicí elektrody tranzistoru
U_{GS} [V]	napětí mezi elektrodami <i>Gate</i> a <i>Source</i> tranzistoru MOS-FET
$P_{b,usm}$ [W]	budicí příkon pro tranzistory synchronního usměrňovače
$P_{b,celk}$ [W]	celkový budicí příkon pro všechny tranzistory zdroje
U_{CC} [V]	velikost napájecího napětí
n [–]	počet tranzistorů
f_{rez} [Hz]	rezonanční frekvence
$P_{ztr,D}$ [W]	ztrátový výkon na vnitřních diodách tranzistorů synchronního usměrňovače
U_d [V]	stejnosemerná hodnota napětí v meziobvodu
$I_{d,stř}$ [A]	střední hodnota proudu v meziobvodu
$U_{z,stř}$ [V]	střední hodnota napětí na zátěži
I_z [A]	(stejnosemerný) proud zátěží
P_1 [W]	příkon
P_z [W]	výkon na zátěži
η [%]	účinnost

1 ÚVOD

V této práci se budeme věnovat návrhu jednotlivých částí a realizaci jednofázového spínaného zdroje, určeného pro přímý odporový ohřev železných součástí. Zejména pak bude zdroj určen k odporovému ohřívání podkov pro koně za účelem jejich následného snadnějšího tváření v mobilní kovářské dílně. Z tohoto ohledu bude provedeno i dimenzování zdroje a určení jeho výstupních parametrů.

Běžně se v mobilní kovářské dílně pro ohřev podkov používá plynová výheň. Jako zdroj plynu zde slouží plynové lahve. Tento způsob ohřevu má následující nedostatky:

- Velké ztrátové teplo (nízká energetická účinnost)
- Značné náklady na provoz zařízení a výměnu plynových lahví
- Relativně dlouhá doba ohřevu
- Rozměry zařízení

Přímý odporový ohřev řeší spoustu výše uvedených nedostatků a mohl by být použitý jako alternativní řešení k plynové výhni. Teplo vzniká přímo v materiálu průchodem elektrického proudu, čímž je možné zajistit vysokou energetickou účinnost. Při použití spínaného měniče bude zařízení malé, lehké a účinné.

Nevýhodou elektrického ohřevu je nutnost dostupnosti elektrické přípojky nebo jiného zdroje elektrické energie.

Zdroj pro odporový ohřev podkov musí být schopen dodat proud v řádu stovek až tisíců ampérů při napětí pár voltů (přesnější určení bude provedeno později). Takový zdroj je možné realizovat prakticky dvěma způsoby, buď klasickým transformátorem pracujícím na frekvenci sítě, nebo spínaným zdrojem.

Síťový transformátor by mohl být nejjednodušším, avšak ne příliš optimálním řešením. Mimo jeho značnou hmotnost a velké rozměry by zde byl i problém s regulací. Studené železo má malý odpor a bylo by nutné nějakým způsobem omezit a regulovat proud během ohřevu, což při požadavku na dobrý účinek odebíraného proudu není příliš snadné realizovat.

Všechny tyto nevýhody řeší spínaný zdroj. Obsahuje menší a lehčí feritový transformátor pracující na vysoké frekvenci a regulace výkonu je z principu snadná.

Praktickým pokusem bylo zjištěno, že pro dosažení nejvyšší potřebné teploty (cca 900 °C) u největší běžně používané podkovy je potřeba proudu přibližně **1000 A při napětí cca 1,8 V**, což odpovídá příkonu 1800 W [1]. Aby bylo možné požadované teploty dosáhnout v konečně dlouhém čase, byl zvolen výkon zdroje 2500 W. Tento výkon byl zvolen také s ohledem na možnost použití zdroje při běžném jištění jednofázové zásuvky na proud 10 nebo 16 A.

2 NÁVRH SPÍNANÉHO ZDROJE

2.1 Usměrňovač a síťový filtr

2.1.1 Řešení usměrňovače s meziobvodem

Aby bylo možné zdroj napájet z běžně jištěné 230 V zásuvky, je nutné zajistit dostatečně dobrý celkový účinník odebíraného proudu.

Při použití klasického usměrňovače s filtračním kondenzátorem se celkový účinník odběru pohybuje v rozmezí cca 0.4 - 0.6. V takovém případě by činnému příkonu 2500 W odpovídal zdánlivý příkon přibližně 5000 VA, což odpovídá proudu přibližně 22 A při 230 V. Je zřejmé, že takto konstruovaný usměrňovač by nebyl příliš vhodný. Proto je nutné nějakým způsobem provést korekci účinníku odebíraného proudu.

Korekci účinníku je možné provést různými způsoby. Nejběžněji se používá pasivní či aktivní PFC (Power Factor Correction = korekce účinníku). Tyto obvody, sestávající buď pouze ze sériové tlumivky (pasivní PFC) nebo ze zvyšujícího měniče (aktivní PFC), se předřazují filtračnímu kondenzátoru v meziobvodu.

Existuje ovšem ještě jiný způsob jak dosáhnout lepšího účinníku, a to použitím tzv. podkritické kapacity v meziobvodu (za usměrňovacím diodovým můstkem). Tím se myslí kapacita dostatečně malá na to, aby se při průchodu síťového napětí nulou stíhala vybíjet téměř na nulové napětí. Tak dosáhneme toho, že proud ve tvaru krátkých pulzů, typických pro klasický usměrňovač s nadkritickou kapacitou, se změní na spojitý proud odebíraný během celé síťové periody. Tvar odebíraného proudu potom záleží zejména na způsobu řízení měniče (může být sinusový, obdélníkový nebo jiný). Výhodné je použití svitkového kondenzátoru v meziobvodu, který zároveň slouží jako „blokovací“ kapacita měniče. Spolu s modulací proudu odebíraného měničem z meziobvodu je možné dosáhnout velmi dobrého účinníku; i při konstantním proudu odebíraném z meziobvodu (tzn. obdélníkovém průběhu síťového proudu) je účinník stále značně lepší, než při použití klasického filtračního kondenzátoru.

Je zřejmé, že tento způsob korekce účinníku není možné použít u klasických zdrojů s napětovým výstupem, neboť by se kolem průchodů síťového napětí nulou nemohla dobíjet výstupní kapacita na sekundární straně zdroje a tím by docházelo k velikému zvlnění výstupního napětí. V našem případě ale žádná taková stabilizace není potřebná, zajímá nás pouze střední výkon zdroje, protože ten způsobuje samotné ohřívání materiálu a časová konstanta ohřívání předmětu je řádově delší než perioda síťového napětí.

Výše uvedený usměrňovač s podkritickou kapacitou s sebou ovšem přináší další rizika, plynoucí zejména ze skutečnosti, že napájecí síť má určitou nenulovou sériovou indukčnost. Při připojení obvodu do sítě se může kapacita v meziobvodu vlivem rezonančního děje nabít na téměř dvojnásobek maximálního napětí sítě. Také při náhlém přerušení odběru proudu (např. skoková změna zátěže, zareagování ochrany apod.) dojde k překmitu napětí v meziobvodu, protože proud tekoucí sériovou indukčností sítě nemůže náhle zaniknout a tak rezonančně nabije kapacitu v meziobvodu na vyšší napětí, než je špičkové napětí sítě.

Tyto děje se samozřejmě odehrávají i při použití „klasické“ nadkritické filtrační kapacity ve formě elektrolytického kondenzátoru, ovšem tato velká kapacita má mnohem lepší filtrační

schopnost a pojme značně vyšší množství energie, takže popsán děje se projevují pouze v malé míře.

Pro omezení překmitu napětí při připojení obvodu k síti je vhodné použít tzv. „soft-start“, což je obvod sestávající z rezistoru v sérii se síťovým přívodem, který zatlumí rezonanční děj a je po nabití kapacity v meziobvodu přemostěn pomocí relé, aby na něm zbytečně nevznikala výkonová ztráta. Toto řešení ovšem není účinné v případě, že dojde ke krátkodobému výpadku napětí, kdy kontakt přemostřovacího relé zůstane sepnutý, a také v případě náhlého přerušení odběru proudu (viz výše). Řešením pro tyto případy může být elektrolytický kondenzátor o dostatečné kapacitě, který je přes diodu připojen k meziobvodu. Kondenzátor se nabije na běžné špičkové napětí sítě a omezí případné přepětí. Je nutné k němu paralelně připojit vybíjecí rezistor, aby se obnovovala jeho schopnost omezovat přepětí. Samozřejmě je stále nutné použít již zmíněný obvod soft-start.

Potřebnou kapacitu přídavného kondenzátoru určíme následovně: Indukčností sítě L protéká proud I_L . Při náhlém odpojení zátěže vytvoří indukčnost sítě s kapacitou C rezonanční obvod, přičemž energie v indukčnosti sítě se přemění na příbytek napětí (překmit) na kondenzátoru.

Platí tedy:

$$E_L = E_{C(\Delta U)} \quad (1.1)$$

$$\frac{1}{2} L \cdot I^2 = \frac{1}{2} C \cdot \Delta U^2 \quad (1.2)$$

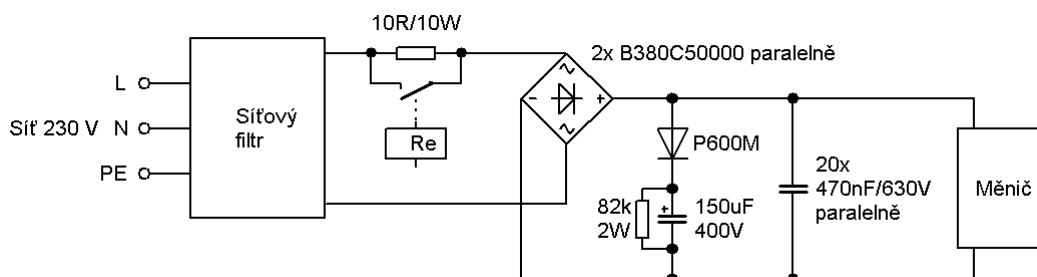
$$C = \frac{L \cdot I^2}{\Delta U^2} \quad (1.3)$$

Sériová indukčnost sítě dosahuje běžně hodnoty cca 600 μH , je zde ovšem značný rozptyl podle typu vedení, vzdálenosti od trafostanice apod. Pro náš případ pro jistotu budeme počítat 1 mH a překmit maximálně 40 V. Maximální odběr okamžitého proudu je omezen na 16 A (viz dále návrh řídicích obvodů). Tedy

$$C = \frac{1 \text{ mH} \cdot (16 \text{ A})^2}{(40 \text{ V})^2} = 160 \mu\text{F}$$

Protože v meziobvodu je již přítomna kapacita cca 10 μF (viz schéma dále), zvolíme přídavnou kapacitu 150 μF .

Obvodové řešení usměrňovače je na následujícím obrázku:



Obr. 2-1: Zapojení usměrňovače a meziobvodu

2.1.2 Síťový filtr a soft-start

Aby nedocházelo k pronikání rušivých vysokofrekvenčních napětí a proudů ze zdroje zpět do sítě, je mezi síťový přívod a usměrňovač zařazen ještě síťový filtr.

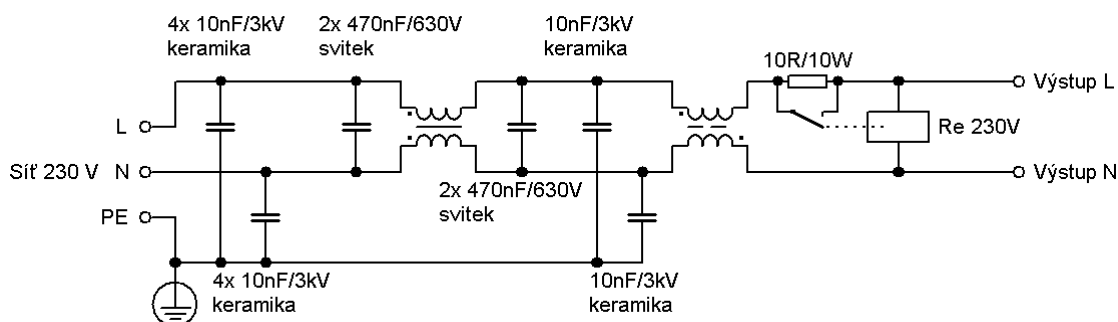
Rušení, které vzniká funkcí spínaného zdroje, se dá rozdělit na dvě složky:

- Souhlasné rušení
- Rozdílové rušení

Souhlasné rušení vzniká většinou vlivem kapacity nějaké součásti (tranzistory, transformátory apod.) k zemi / kostře. Vzniklý proud se šíří souhlasně všemi pracovními vodiči (zde L a N) a vrací se zemnicím vodičem (PE). Pro odstranění tohoto rušení je nejvýhodnější použít CLC filtry, přičemž indukčnosti jsou v sérii s pracovními vodiči a kapacity jsou zapojeny mezi těmito vodiči a zemnicím vodičem na obou koncích sériových indukčností, takže tvoří „pí-článek“ (viz schéma níže). Sériové indukčnosti je velmi výhodné realizovat na společném jádře a to tak, že magnetické toky vzniklé proudy obou pracovních vodičů se vyruší a jádro tedy vidí pouze souhlasné složky proudu. Jelikož je v jádru prakticky nulový tok, je možné použít jádro s vysokou permeabilitou a tím dosáhnout velké indukčnosti pro souhlasné proudy a tím i lepšího filtračního účinku. Takto vzniklému celku se říká kompenzovaná tlumivka.

Rozdílové rušení vzniká pulzujícím proudovým odběrem měniče z meziobvodu, zejména vlivem velmi krátkých proudových pulzů o velké amplitudě (např. přebíjení parazitních kapacit spínacích prvků), které způsobí vysokofrekvenční zvlnění napětí na kapacitě v meziobvodu (zvlnění se vybudí na parazitní sériové indukčnosti a odporu kondenzátoru). Toto rušení proniká přes usměrňovač do sítě, přičemž se uzavírá přes pracovní vodiče. Pro odstranění tohoto rušení často stačí pouze větší kapacity (řádově stovky nF až jednotky uF) mezi pracovními vodiči před a za filtrem souhlasného rušení, lepší je ještě použít sériovou tlumivku. Taková tlumivka se nazývá nekompenzovaná tlumivka.

Obvod soft-startu je v našem případě realizován pomocí relé s cívkou na 230 V, jehož spínací kontakt přemostí startovací rezistor. RC časová konstanta rezistoru a kapacity za ním je $T = RC = 10 \Omega \cdot 157,52 \mu\text{F} \approx 1,57 \text{ ms}$. Tato doba je jistě kratší, než doba přitahu relé, takže je možné cívku relé zapojit přímo za sériový rezistor. Zapojení cívky relé za rezistor je také výhodné z toho důvodu, že relé nepřitáhne, dokud napětí za rezistorem nedosáhne určité velikosti. Tím se ještě prodlouží doba přitahu vlivem nabíjení kapacit a relé sepne, až jsou kapacity bezpečně nabity. Také v případě zkratu nebo příliš velkého odběru proudu relé nepřitáhne a tím může zamezit destruktivním následkům, které by mohly vzniknout po připojení dalších obvodů napřímo.



Obr. 2-2: Schéma zapojení síťového filtru a soft-startu

2.2 Parametry zdroje a způsob řízení

V následujícím textu provedeme základní určení způsobu řízení zdroje a jeho vstupních a výstupních parametrů, které budou potřeba pro návrh a dimenzování tranzistorového měniče, transformátoru a případně výstupního usměrňovače.

Odpor ohřívaného materiálu roste s teplotou. Pokud bychom zdroj konstruovali klasicky jako napěťový s proudovým omezením, přičemž jmenovitý bod (při U_{max} a I_{max}) by odpovídal výše zmíněnému maximálnímu výkonu 2500 W, zdroj by po celou dobu ohřevu pracoval v režimu omezení proudu a výkon by postupně rostl se zvyšováním odporu železa. Střední výkon vypočtený z celé doby ohřevu by tedy byl značně nižší než jmenovitý výkon zdroje a tím by došlo k prodloužení doby ohřevu.

Abychom co nejlépe využili možnosti napájecí sítě a tím materiál co nejrychleji ohřáli, měl by zdroj být konstruován jako **zdroj konstantního výkonu**. Samozřejmě prakticky není možné realizovat ideální zdroj konstantního výkonu, protože by musel být schopen dodat nekonečně velký proud i napětí. Zdroj tedy navrhujeme tak, aby byl schopen dodat proud alespoň o 50 % vyšší než je potřebný pro dosažení požadované teploty železa, a napětí o něco vyšší než požadované (zde není nutná příliš velká rezerva, vyšší napětí by bylo potřeba pouze při ohřívání materiálu na vyšší než požadovanou teplotu).

Řízení zdroje tedy bude primárně orientováno na konstantní výkon (který bude nastavitelný uživatelsky, i s ohledem na možnosti konkrétní napájecí sítě), s pevně daným proudovým omezením a napěťovým omezením vyplývajícím z maximální třídy měniče.

Proudové omezení zvolíme tak, aby byl zdroj schopen dodat maximální výstupní proud přibližně **1600 A** a napětí naprázdno alespoň **2,2 V**.

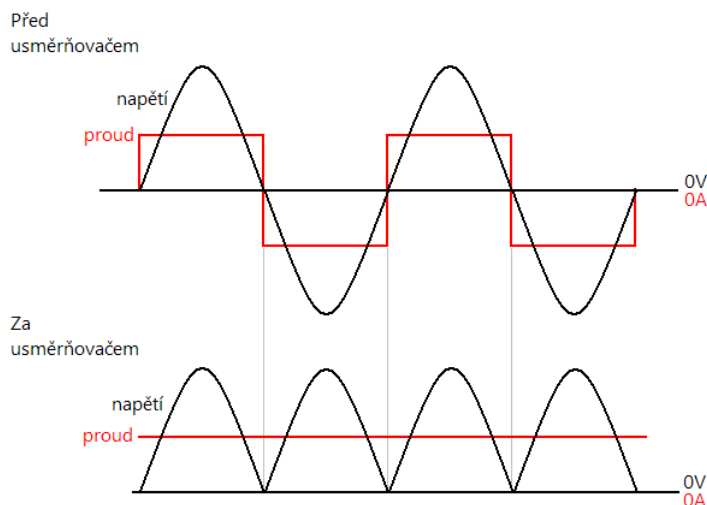
Odebíráme-li z napěťového zdroje s jakýmkoli průběhem napětí konstantní (stejnoseměrný) proud, lze pro výkon odebíraný ze zdroje napsat:

$$P = U_{stř} \cdot I, \quad (2.1)$$

kde $U_{stř}$ je střední hodnota daného průběhu napětí. Pokud bude střední hodnota napětí udržována konstantní, velikostí konstantního proudu I přímo řídíme výkon.

Tuto skutečnost lze s výhodou použít pro zjednodušení řídicích obvodů tak, že se bude regulovat pouze proud meziobvodu (nejde tedy o stejnosměrný proud, ale o střední hodnotu vř pulzů). Při stálé střední hodnotě napětí meziobvodu pak takto budeme řídit přímo příkon zdroje.

Jako důsledek takového způsobu řízení bude ze sítě odebírán obdélníkový proud; to ovšem příliš nevadí, jelikož celkový účinník i tak zůstane dobrý. Následující obrázek znázorňuje (idealizované) průběhy napětí a proudu před usměrňovačem a za ním.



Obr. 2-3: Průběhy napětí a proudů usměrňovače

Požadujeme výkon 2500 W. Víme, že průběh napětí v meziobvodu odpovídá celovlnně usměrněné sinusovce, pro jehož střední hodnotu platí

$$U_{stř} = U_{šp} \cdot \frac{2}{\pi} = 230 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{2}{\pi} = 207 \text{ V} \quad (2.2)$$

Pro střední proud měničem pak platí:

$$I = \frac{P}{U_{stř}} = \frac{2500 \text{ W}}{207 \text{ V}} \cong 12 \text{ A} \quad (2.3)$$

Z důvodu výkonové rezervy, ztrát v měniči a také toho, že reálný proud nebude konstantní po celou dobu pulsusového průběhu, zvolíme omezení středního proudu na hodnotu maximálně **16 A**. Tato hodnota bude v řídicím obvodu uživatelsky nastavitelná od 0 do 16 A.

2.3 Primární silová část

2.3.1 Určení topologie spínaného zdroje

Na rozdíl od klasických spínaných zdrojů, které mají vždy na výstupu stejnosměrné napětí, máme zde dvě možnosti připojení ohřívaného předmětu k transformátoru:

1. Klasické zapojení s použitím sekundárního usměrňovače
2. Přímé připojení ohřívaného předmětu k sekundárnímu vinutí transformátoru

V druhém případě bychom ušetřili prostředky nutné k realizaci usměrňovače, ale také bychom eliminovali výkonovou ztrátu, která by na něm jinak vznikala. Je si ovšem nutné uvědomit, že při průchodu střídavého proudu předmětem mohou nastat následující problémy:

- Příliš velká indukčnost proudovodné dráhy omezující velikost proudu
- Skin efekt v ohřívaném materiálu a přírodních vodičích zvyšující jejich odpor

Skin efekt v samotném materiálu nemusí být příliš velkým problémem, z pohledu návrhu zdroje by to znamenalo pouze zvýšení výstupního napětí a zmenšení požadovaného proudu. Mohl

by zde nastat problém s nerovnoměrným ohřevem materiálu. Skin efekt v přívodních vodičích by si vyžádal jejich speciální konstrukci, která by při požadovaných proudech a tepelné odolnosti mohla být technologicky náročná (např. větší množství navzájem izolovaných plechů).

Indukčnost naší referenční podkovy můžeme přibližně odhadnout jako indukčnost kruhové smyčky o průměru cca 12 cm. Po zadání potřebných parametrů do kalkulačky indukčnosti vzduchových cívek [2] získáme hodnotu indukčnosti přibližně 200 nH a z toho při uvažované spínací frekvenci 100 kHz reaktanci:

$$X_L = 2\pi \cdot f \cdot L = 2\pi \cdot 100 \text{ kHz} \cdot 200 \text{ nH} \cong 0,12 \Omega \quad (2.4)$$

Činný odpor podkovy při naměřených parametrech 1000 A a 1,8 V je 1,8 mΩ. Vidíme, že reaktance je řádově 100x vyšší než činný odpor. Pokud bychom chtěli při tomto řešení dosáhnout požadovaného proudu, bylo by nutné do zátěže dodat obrovský jalový výkon, který by namáhal výkonové prvky a způsoboval značný pokles účinnosti a zvětšení rozměrů zařízení.

Je tedy zřejmé, že je nutné použít výstupní usměrňovač.

Pro realizaci DC/DC měniče s transformátorem máme k dispozici následující topologie:

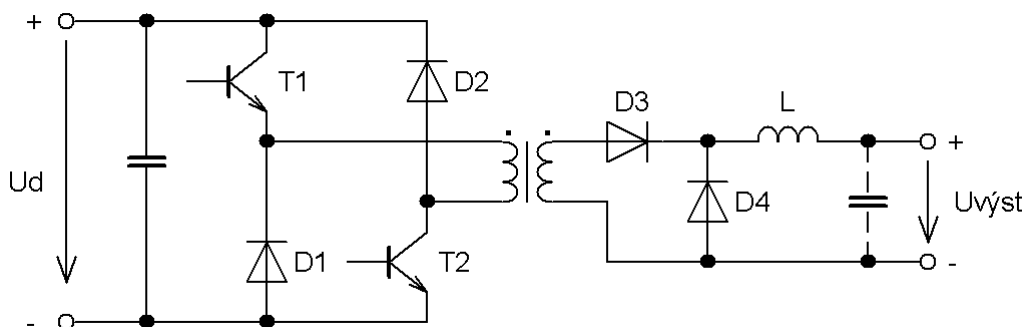
1. Jednočinný blokující měnič s jedním nebo dvěma spínači
2. Jednočinný propustný měnič s jedním nebo dvěma spínači
3. Dvojčinný propustný měnič se dvěma spínači („poloviční můstek“) nebo se čtyřmi spínači („plný můstek“)

Blokující měnič představuje nejjednodušší řešení, protože pro jeho realizaci není potřebná výstupní tlumivka. Akumulace energie se děje přímo v transformátoru, jeho rozměry tedy budou větší, než u propustného měniče. Další nevýhodou blokujícího měniče je nutnost použití výstupního kondenzátoru a jeho namáhání pulzním proudem. Z těchto důvodů jsou blokující zdroje výhodné do výkonu řádově 100 W, pro vyšší výkony je výhodné použít mírně složitější propustný měnič.

Propustný měnič tedy vyžaduje výstupní tlumivku, výstupní kapacita ovšem není nutná, což je vhodné pro použití např. v nabíječkách či svářečkách, ale i u našeho zdroje, kde zvlnění napětí není na škodu.

Pro realizaci našeho zdroje je tedy propustný měnič jasnou volbou. Při použití dvojčinného měniče je transformátor o něco menší, protože jeho jádro je syceno střídavě na obě polarity, na rozdíl od jednostranného sycení u jednočinného propustného měniče. Také po usměrnění sekundárního napětí transformátoru u dvojčinného měniče dojde ke zdvojnásobení výstupní frekvence, což umožní zmenšení výstupní tlumivky. Nastává zde ale problém nutnosti dodržení přesně stejné střídavy u obou spínačů, jinak dojde ke stejnosměrnému přesycení jádra transformátoru. Také je nutné generovat dva budicí signály a zajistit aby nikdy nemohly sepnout oba tranzistory najednou, což by zapříčinilo jejich zničení vlivem zkratového proudu.

Z těchto důvodů byl pro realizaci našeho zdroje zvolen jednočinný propustný měnič. Při použití jednospínačové varianty je tranzistor napětově namáhán dvojnásobkem napětí meziobvodu, je tedy nutné použít tranzistor s mezním napětím minimálně 900 V (ale radši více) a také transformátor vyžaduje navinutí demagnetizačního vinutí. Z těchto důvodů je jednospínačová varianta používána do výkonu maximálně pár set W. Pro náš 2,5 kW zdroj zvolíme **dvojspínačový jednočinný propustný měnič**.



Obr. 2-4: Základní schéma jednočinného propustného zdroje

2.3.2 Určení spínací frekvence

Čím vyšší spínací frekvence měniče, tím menší indukční prvky (transformátory, tlumivky) je možné použít. S rostoucí frekvencí klesá plocha pulzu (nižší „voltsekundy“), což umožňuje použít méně závitů na vinutí transformátoru či zmenšit jeho jádro. Také klesá energie akumulovaná během jednoho cyklu, což umožňuje zmenšení výstupní tlumivky.

Na druhou stranu zvyšování spínací frekvence má za následek výraznější projev skin-efektu, pro vinutí výkonových transformátorů je nutné použít vysokofrekvenční lanko či tenký plech. Také je nutné použít rychlejší spínací tranzistory.

Z důvodu dnes dobře dostupných rychlých tranzistorů MOS-FET od firmy Infineon s označením „CoolMOS“ byla původně zvolena spínací frekvence 100 kHz. Po návrhu a realizaci transformátoru byla frekvence snížena na **73 kHz**, viz dále.

2.3.3 Dimenzování tranzistorů měniče

Proudové dimenzování: Tranzistory MOS-FET dimenzujeme podle **efektivního proudu** (a z něj vznikající výkonové ztráty), přičemž musíme zajistit, aby nebyl překročen jejich maximální špičkový proud. Je zřejmé, že nejhorší případ pro tranzistory nastane tehdy, když střední proud tranzistorů bude 16 A a zároveň špičkový proud bude 60 A (zdůvodnění velikosti špičkového proudu viz dále Návrh hlavního transformátoru). Vzhledem k modulaci napětí v meziobvodu nemůže proud tranzistorů dosahovat obou těchto hodnot trvale; dimenzování ale provedeme jako by tomu tak bylo, v opačném případě by bylo nutné provést počítačovou simulaci pro výpočet efektivního proudu a složitost takového řešení by příliš neodpovídala výslednému efektu.

Pro výše uvedené hodnoty proudu bude střída:

$$s = \frac{I_{stř}}{I_{sp}} = \frac{16 \text{ A}}{60 \text{ A}} \cong 0,27 \quad (2.5)$$

a efektivní proud:

$$I_{ef} = I_{sp} \cdot \sqrt{s} = 60 \text{ A} \cdot \sqrt{0,27} \cong 31 \text{ A} \quad (2.6)$$

Napěťové dimenzování: Pro jednofázovou 230 V síť je jmenovitá hodnota usměrněného napětí $230 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V}$. Musíme brát v potaz toleranci síťového napětí $\pm 10 \%$, krátkodobé výkyvy síťového napětí, překmity napětí na tranzistorech vlivem parazitních indukčností a bezpečnostní rezervu. Proto tranzistory pro použití s usměrněnou 1f sítí musí být dimenzované minimálně na 500 V, lépe na 600 V.

K dispozici jsou tranzistory „CoolMOS“ typu SPW47N60CFD. Tyto tranzistory mají následující parametry:

- Pouzdro TO-247
- Trvalý proud: 29 A @ $T_c = 100^\circ\text{C}$
- Nejvyšší špičkový proud: 115 A
- Maximální napětí $U_{DSmax} = 600 \text{ V}$
- Odpor v sepnutém stavu $R_{DSon} = 0,11 \Omega$ @ $T_j = 100^\circ\text{C}$
- Tepelný odpor čip-pouzdro $R_{thJC} = 0,3 \text{ K/W}$
- Zapínací doba $t_{on} = 60 \text{ ns}$
- Vypínací doba $t_{off} = 115 \text{ ns}$
- Náboj hradla $Q_g = 248 \text{ nC}$ @ $V_{GS} = 10 \text{ V}$

Celkový ztrátový výkon na tranzistoru se skládá ze ztrát způsobených vedením proudu a ze ztrát způsobených přepínáním.

Přepínací ztráty určíme přibližně podle vzorce

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot U_{d, stř} \cdot I_{sp} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f \quad (2.7)$$

$$P_{ztr,přep} = \frac{1}{4} \cdot 207 \text{ V} \cdot 60 \text{ A} \cdot (60 \text{ ns} + 115 \text{ ns}) \cdot 73 \text{ kHz} \cong 40 \text{ W}$$

Pokud bychom použili pro každý spínač jeden tranzistor, výkonová ztráta způsobená vedením proudu by byla

$$P_{ztr,ved} = R_{dsON} \cdot I_{ef}^2 = 0,11 \Omega \cdot (31 \text{ A})^2 \cong 106 \text{ W} \quad (2.8)$$

a celková ztráta pak

$$P_{ztr} = P_{ztr,ved} + P_{ztr,přep} = 106 \text{ W} + 40 \text{ W} = 146 \text{ W} \quad (2.9)$$

Taková ztráta je pro pouzdro TO-247 příliš velká, vzhledem k nutnosti použití izolačních tepelně vodivých podložek pod tranzistory by nebylo možné takovou ztrátu bezpečně uchládit.

Pokud zapojíme dva tranzistory paralelně, výkonová ztráta způsobená vedením proudu bude poloviční, tedy pro jeden tranzistor čtvrtinová, tzn. cca 27 W. Jelikož spínací časy se nemění, celkové přepínací ztráty budou stejné a pouze se rozdělí mezi oba tranzistory, tzn. pro jeden tranzistor cca 20 W a celková ztráta tedy 47 W na tranzistor. Takovou ztrátu už je v mezích možností uchládit s použitím keramické tepelně vodivé podložky pod tranzistor (která má nízký tepelný odpor); protože ale vzorec pro výpočet přepínacích ztrát je pouze orientační, pro jistotu použijeme pro každý spínač **paralelně 3 tranzistory**.

2.3.4 Tlumičí RCD články k tranzistorům

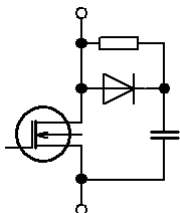
U tranzistorů „CoolMOS“ může dosahovat strmost napětí U_{DS} během vypínání tranzistoru až 100 kV/μs. V obvodu i v samotném tranzistoru existují parazitní kapacity C_p , přes které protékají proudové pulzy o velikosti

$$I = C_p \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (2.10)$$

I při kapacitě 1 pF, které může dosahovat např. vodič vedoucí blízko k silovému obvodu, budou protékat rušivé pulzní proudy o velikosti 100 mA. Pulzní transformátorky pro buzení hradel tranzistorů dosahují kapacit ještě o řád vyšších. Tyto rušivé pulzní proudy mohou způsobit indukování rušivých napětí na indukčnostech spojů podle vzorce $U = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$ a tím například ochromit funkci řídicích obvodů. Je tedy žádoucí nějakým způsobem omezit strmost napětí během vypínání tranzistorů.

Navíc příliš vysoká strmost napětí U_{DS} během vypínání tranzistorů zvyšuje riziko napěťových překmitů mezi elektrodami *Drain* a *Source*, způsobených indukováním napětí v parazitních indukčnostech.

Doporučuje se omezit strmost napětí alespoň na 30 kV/μs. Běžně se k tomu u jednočinných měničů používají „RCD“ články, jejichž schéma je znázorněno na následujícím obrázku. Během vypínání tranzistoru se přes diodu nabíjí kondenzátor a tím omezuje strmost napětí. Při sepnutí tranzistoru se kondenzátor vybije přes rezistor, který omezí velikost špičkového vybíjecího proudu.



Obr. 2-5: „RCD“ tlumičí článek k tranzistoru

Pro výpočet velikosti kondenzátoru použijeme vztah

$$I = C \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t}, \quad (2.11)$$

kde I je proud tekoucí tranzistorem během vypínání, který je totožný se špičkovým proudem. Vyjádříme kapacitu a dosadíme:

$$C = I \cdot \frac{1}{\frac{\Delta u}{\Delta t}} = 60 \text{ A} \cdot \frac{1}{30 \text{ kV}/\mu\text{s}} = 2 \text{ nF}$$

Pro jistotu použijeme kapacitu 3 nF.

Velikost vybíjecího odporu určíme tak, aby byl vybíjecí proud kondenzátoru nebyl větší než cca 10 A (zvyšuje zapínací ztráty tranzistoru) a aby časová konstanta RC u tlumičího článku nebyla delší než cca 200 ns (není pravděpodobné, že tranzistory se budou spínat na kratší dobu). Vybereme větší z těchto:

$$R \geq \frac{U}{I} = \frac{320 \text{ V}}{10 \text{ A}} = 32 \Omega \quad (2.12)$$

$$R \leq \frac{T}{C} = \frac{200 \text{ ns}}{3 \text{ nF}} = 66 \Omega \quad (2.13)$$

Během vybíjení kondenzátoru se všechna v něm uložená energie přemění na teplo v rezistoru a toto se děje f -krát za sekundu. Ztrátový výkon na rezistoru tedy určíme podle vztahu

$$P_{ztr} = E_C \cdot f = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{ef}^2 \cdot f = \frac{1}{2} \cdot 3 \text{ nF} \cdot (230 \text{ V})^2 \cdot 73 \text{ kHz} \cong 5,8 \text{ W} \quad (2.14)$$

Použijeme paralelně 3 rezistory $150 \Omega / 5 \text{ W}$.

Použitá dioda musí mít velmi krátkou dobu zotavení v propustném směru (pod 10 ns), použijeme tedy diodu z karbidu křemíku SiC, typ IDH15S120.

2.3.5 Demagnetizační diody

Demagnetizační, někdy nazývané nulové diody (označené jako $D1$ a $D2$ na Obr. 2-4), slouží k „vybití“ energie uložené v hlavní a rozptylové indukčnosti transformátoru zpět do napájecího zdroje. Magnetizační proud je trojúhelníkový (během doby zapnutí lineárně roste a během doby vypnutí klesá), jeho maximální hodnota bývá malým zlomkem pracovního proudu transformátoru. Rozptylová indukčnost transformátoru ovšem zamezí skokové změně proudu po vypnutí tranzistorů, špičkový proud demagnetizačními diodami je tedy roven špičkovému proudu tranzistorů a diody musí tento špičkový proud bez problému vydržet. Střední složka proudu diodami, která se použije pro výpočet ztrátového výkonu, je z hlavní části tvořena demagnetizačním proudem, je ale vhodné počítat i s navýšením proudu způsobeným rozptylem transformátoru.

Diody pro spínací aplikace se doporučuje dimenzovat tak, aby špičkový proud nebyl vyšší než cca 2- až 3-násobek jejich jmenovitého (stejnoseměrného) proudu. V našem případě bude špičkový proud diodami nejvýše 60 A (maximální hodnota proudu tranzistorů omezená v řízení). Máme k dispozici velmi rychlé diody z karbidu křemíku, typ IDH15S120 (15 A , 1200 V). Protože jsme pro každý spínač použili 3 tranzistory, použijeme ke každému tranzistoru jednu diodu, tedy celkem 3 pro každý spínač. Takto budou diody dimenzovány s dostatečnou rezervou.

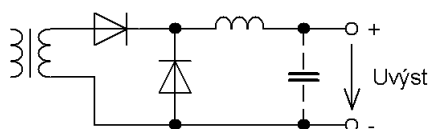
2.4 Návrh výstupního usměrňovače

Abychom mohli správně navrhnout transformátor zdroje (viz dále), musíme nejdříve provést návrh výstupního (sekundárního) usměrňovače.

Požadujeme výstupní proud 1600 A při napětí kolem 2 V . Pokud bychom použili klasický usměrňovač sestavený ze Schottkyho diod, byla by na něm při úbytku napětí na diodách v propustném směru $0,5 \text{ V}$ výkonová ztráta 800 W , chlazení by bylo velmi obtížné a v neposlední řadě by takový usměrňovač značně snižoval účinnost zdroje. V takovém případě je velmi vhodné použití tzv. **synchronního usměrňovače**. V tomto usměrňovači jsou diody nahrazeny tranzistory MOS-FET, které mají tu vlastnost, že v sepnutém stavu je jejich kanál schopen vést proud oběma směry. Nízkonapěťové MOS-FETy je možné vyrobit s extrémně malým odporem v sepnutém

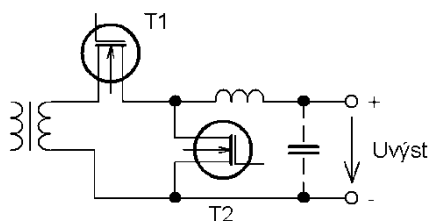
stavu a tím dojde ke snížení úbytku na usměrňovači. Tranzistory v synchronním usměrňovači jsou zapojeny tak, že jejich vnitřní diody jsou orientovány stejně jako původní usměrňovací diody, usměrňovač je tedy schopen fungovat i bez buzení tranzistorů, ovšem samozřejmě bez výhody malého úbytku.

Základní zapojení výstupního usměrňovače pro jednočinný propustný zdroj je na následujícím obrázku:



Obr. 2-6: Základní zapojení usměrňovače

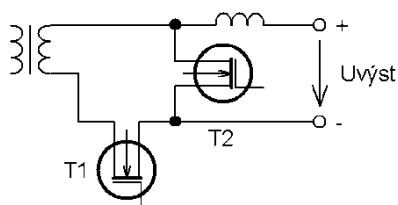
Pokud diody nahradíme tranzistory MOS-FET, vznikne synchronní usměrňovač:



Obr. 2-7: Synchronní usměrňovač

K tranzistorům je nutné přivést budicí signály mezi elektrody *Gate* a *Source*. U paralelního tranzistoru *T2* je to jednoduché, *Source* je přímo spojený s mínusem (který je uzemněný), není tedy nutné zajišťovat žádné galvanické oddělení budicího signálu. U sériového tranzistoru *T1* to již ovšem nutné je, protože jeho *Source* není spojen se zemí, ale se střídavým výstupem transformátoru.

Existuje ovšem možnost, jak zajistit spojení elektrod *Source* obou tranzistorů s mínusem výstupu a tak umožnit jejich snadné buzení. Tranzistor *T1* je v sérii se sekundárním vinutím transformátoru. Je tedy jedno, jestli ho zapojíme mezi horní konec transformátoru a zbytek obvodu, nebo mezi dolní konec transformátoru a minus výstupu. V druhém případě nebude jeden konec transformátoru uzemněný, ale to ničemu nevádí. Usměrňovač tedy zapojíme podle následujícího schématu:



Obr. 2-8: Vylepšené zapojení synchronního usměrňovače

Ve schématu již není zakreslen výstupní kondenzátor, v našem případě není k ničemu nutný a pouze by zvyšoval cenu a poruchovost zařízení; výstupní kondenzátor tedy nepoužijeme.

Pro konstrukci usměrňovače použijeme tranzistory od výrobce International Rectifier, typ IRFB7430. Tyto tranzistory mají následující parametry:

- Pouzdro TO-220
- Maximální napětí $U_{DSmax} = 40 \text{ V}$
- Odpor v sepnutém stavu $R_{DSon} = 1,4 \text{ m}\Omega @ T_j = 100 \text{ }^\circ\text{C}$
- Tepelný odpor čip-pouzdro $R_{thJC} = 0,4 \text{ K/W}$
- Zapínací doba $t_{on} = 137 \text{ ns}$
- Vypínací doba $t_{off} = 260 \text{ ns}$
- Náboj hradla $Q_g = 300 \text{ nC} @ V_{GS} = 10 \text{ V}$

Výrobce tvrdí, že maximální proud tranzistoru, omezený pouzdrem, je 195 A. Takový proud ovšem není reálně možné z pouzdra TO-220 odebírat. Pro realizaci každého usměrňovacího prvku použijeme 15 kusů těchto tranzistorů paralelně, přičemž vývody co nejbližší k pouzdru posílíme tlustším vodičem a také použijeme chladičskou plošku tranzistoru k vedení proudu. Maximální proud jedním tranzistorem bude cca 107 A a ztráta vedením proudu pak cca 16 W, což je v pořádku, úbytek při plném proudu bude cca 0,15 V.

2.5 Návrh hlavního transformátoru

Potřebujeme dosáhnout efektivní hodnoty výstupního napětí alespoň 2,2 V. Protože je výstupní napětí modulováno průběhem odpovídajícím celovlnně usměrněnému sinusovému napětí, jeho špičková hodnota by měla být alespoň $2,2 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 3,11 \text{ V}$. Úbytek na usměrňovacích tranzistorech je přibližně 0,15 V, takže střední hodnota napětí před usměrňovačem musí být alespoň $3,11 + 0,15 = 3,26 \text{ V}$.

Maximální střída měniče je cca 0,45. Špičkové výstupní napětí z transformátoru tedy musí být alespoň

$$U_2 = \frac{U_{stř}}{s} = \frac{3,26 \text{ V}}{0,45} \cong 7,24 \text{ V} \quad (2.15)$$

Pokud je velikost napětí v síti na dolní hranici povolené tolerance, tzn. 230 V -10 %, bude špičkové napětí primárním vinutím transformátoru přibližně

$$U_1 = (230 \text{ V} \cdot 0,9) \cdot \sqrt{2} \cong 292 \text{ V}$$

Převod transformátoru je pak

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{292 \text{ V}}{7,24 \text{ V}} \cong 40 \quad (2.16)$$

Protože jsme v předchozích výpočtech zanedbali spoustu úbytků napětí, vznikajících např. na spínacích tranzistorech, vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru, na odporech vinutí transformátoru a na odporech propojovacích vodičů na sekundární straně, zvolíme převod transformátoru 33:1, aby bylo s jistotou možné dosáhnout požadovaného výstupního napětí.

K dispozici máme feritové toroidní jádro s následujícími parametry:

- Typ Lj T 8530 – vnější průměr 85 mm, vnitřní průměr 62 mm, výška 30 mm
- Průřez jádra $S_{Fe} = 342,2 \text{ mm}^2$
- Materiál jádra: CF 139
- Magnetická vodivost jádra: $\Lambda_L = 4000 \text{ nH/z}^2$

Rozměry tohoto jádra jsou vhodné i s ohledem na zamýšlenou konstrukci usměrňovače, kdy by tranzistory synchronního usměrňovače byly rozmístěny do kruhu kolem toroidního transformátoru. Další podmínkou pro možnost realizace této konstrukce je použití pouze jednoho závitu na sekundárním vinutí transformátoru. Pokud rozprostřeme sekundární vinutí transformátoru tak, aby rovnoměrně pokrylo primární vinutí, a zároveň umístíme usměrňovací prvky co nejblíže k transformátoru, dosáhneme tím velmi malé hodnoty rozptylové indukčnosti.

Co nejmenší rozptylová indukčnost je podmínkou pro správnou funkci transformátoru pracujícího ve spínaném zdroji na vysoké frekvenci. Po sepnutí tranzistorů na primární straně nenaroste proud okamžitě, ale právě z důvodu existence rozptylové indukčnosti (kterou si můžeme představit v sérii s primárním vinutím transformátoru) dosáhne proud požadované hodnoty až s nějakým zpožděním (podle vzorce $\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{U}{L}$) a tím efektivně dochází ke zmenšení střídý na výstupu usměrňovače a k úbytku výstupního napětí.

Chceme tedy 1 závit na sekundárním vinutí, na primárním vinutí pak bude 33 závitů.

Ověříme sycení jádra transformátoru při frekvenci 100 kHz, maximální stříde 0,5 a velikosti napětí v síti na horní hranici povolené tolerance, tzn. 230 V +10 %. Špičkové napětí na primárním vinutí bude

$$U_1 = (230 \text{ V}) \cdot 1.1 \cdot \sqrt{2} \cong 358 \text{ V} \quad (2.17)$$

a sycení pak

$$(B_{\max} - B_R) = \frac{U \cdot T_{\text{on}}}{N_1 \cdot S} = \frac{358 \text{ V} \cdot 0,5 \cdot \frac{1}{100 \text{ kHz}}}{33 \cdot 342,2 \text{ mm}^2} = 0,158 \text{ T} \quad (2.18)$$

Velikost výrazu $(B_{\max} - B_R)$, který má význam „rozkmitu“ sycení, se doporučuje asi do 0,3 T. $B_{\max}$ označuje maximální špičkové sycení jádra a B_R remanentní indukci, jejíž velikost se obvykle pohybuje kolem 0,05 T. Při volbě $(B_{\max} - B_R) = 0,3 \text{ T}$ je tedy špičková indukce v jádru přibližně 0,35 T.

V našem případě při vypočtené indukci 0,158 T se tedy bezpečně jádro nepřesytí. Naopak by bylo s ohledem na využití jádra vhodné indukci ještě zvýšit, při příliš malé indukci je nutno použít více mědi na dané jádro při dané frekvenci.

Protože nám dané jádro velikostí vyhovuje, nebudeme používat menší (i když by to vzhledem k malé indukci bylo možné) ale snížíme frekvenci na **73 kHz**. Snížením frekvence docílíme snížení spínacích ztrát v tranzistorech, ale také zmenšení úbytku napětí vlivem existence rozptylové indukčnosti, jak bylo popsáno výše.

Při této frekvenci bude sycení jádra

$$(B_{\max} - B_R) = \frac{U \cdot T_{\text{on}}}{N \cdot S} = \frac{358 \text{ V} \cdot 0,5 \cdot \frac{1}{73 \text{ kHz}}}{33 \cdot 342,2 \text{ mm}^2} \cong 0,22 \text{ T}$$

Vlastní indukčnost primárního vinutí

$$L_1 = \Lambda_L \cdot N_1^2 = 4000 \text{ nH/z}^2 \cdot 33^2 \cong 4,4 \text{ mH} \quad (2.19)$$

A špičkový magnetizační proud (určíme ze základního vztahu pro indukčnost):

$$I_{mag} = \frac{U}{L} \cdot T_{on} = \frac{358 \text{ V}}{4,4 \text{ mH}} \cdot \frac{1}{73 \text{ kHz}} \cong 1,11 \text{ A} \quad (2.20)$$

Při požadovaném výstupním proudu 1600 A bude velikost proudu transformovaného na primární vinutí

$$I_1 = \frac{N_2}{N_1} \cdot I_2 = \frac{1}{33} \cdot 1600 \text{ A} = 48,5 \text{ A} \quad (2.21)$$

S ohledem na existenci zvlnění proudu vlivem konečné indukčnosti výstupní tlumivky a na navýšení proudu o magnetizační proud transformátoru zvolíme v řídicím obvodu omezení špičkového proudu tranzistoru na **60 A**.

Vodič primárního vinutí:

Efektivní proud primárním vinutí je stejný jako tranzistoru, tedy **31 A**. Zvolíme proudovou hustotu 3 A/mm^2 . Průřez vodiče primárního vinutí pak je $\frac{31 \text{ A}}{3 \text{ A/mm}^2} \cong 10,3 \text{ mm}^2$.

Protože vinutím protéká střídavý proud o vysoké frekvenci, je nutné použít svazkový vodič s jednotlivě izolovanými vodiči. Použijeme svazkový vodič s obchodním označením „RUPALIT“, v našem případě vyhoví vodič obsahující 300 žil, každá o průměru 0,2 mm. Celkový průřez tohoto vodiče je

$$S = n \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 300 \cdot \pi \cdot \frac{(0,2 \text{ mm})^2}{4} = 9,42 \text{ mm}^2 \quad (2.22)$$

Vodič sekundárního vinutí:

Obě výstupní svorky transformátoru jsou spojeny s *Drainy* příslušných usměrňovacích tranzistorů. Sekundární vinutí transformátoru realizujeme pomocí 15-ti měděných pásků, přičemž pásy budou na obou stranách přichyceny pod chladičí křídélka tranzistorů.

Efektivní proud sekundárním vinutí transformátoru je přibližně roven efektivnímu proudu primárním vinutím, násobeným převodem transformátoru: $I_{2ef} = I_{1ef} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 31 \text{ A} \cdot \frac{33}{1} = 1023 \text{ A}$.

K dispozici jsou měděné pásy o rozměrech 15 x 0,3 mm. Tloušťka 0,3 mm je dostatečně malá pro zamezení skin efektu na frekvenci 73 kHz.

Vinutí by mělo být realizováno jako jednovrstvé, počítá se s částečným překrytím uprostřed toroidního transformátoru. Délka jednoho pásku bude cca 15 cm, z toho odpor jednoho pásku při teplotě 70 °C je

$$R_{Cu} = \rho_{Cu,70} \cdot \frac{l}{S} = 2,00 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m} \cdot \frac{0,15 \text{ m}}{(15 \cdot 0,3) \text{ mm}^2} \cong 0,67 \text{ m}\Omega \quad (2.23)$$

Pak výkonová ztráta na jednom pásku bude:

$$P_{ztr} = R_{Cu} \cdot \left(\frac{I_{2ef}}{15} \right)^2 = 0,67 \text{ m}\Omega \cdot \left(\frac{1023 \text{ A}}{15} \right)^2 \cong 3,1 \text{ W} \quad (2.24)$$

Jelikož se počítá s použitím ventilátoru pro chlazení transformátoru a usměrňovače, je tato ztráta v pořádku.

2.6 Návrh výstupní tlumivky

Pro funkci propustného zdroje je nutné použít za usměrňovačem sériovou tlumivku. Tlumivka slouží pro převod pulzujícího průběhu napětí za usměrňovačem na jeho střední hodnotu; plní stejnou funkci jako tlumivka ve snižujícím měniči.

Tlumivku navrhujeme podle zvlnění výstupního proudu. Zvlnění proudu špička-špička se obvykle volí cca 10-30 % výstupního proudu.

Výpočet potřebné indukčnosti tlumivky provedeme následovně: Během doby zapnutí primárních tranzistorů T_{on} je velikost napětí na tlumivce rovna rozdílu špičkové a střední hodnoty usměrněného napětí a během této doby se změní proud tlumivkou o ΔI . V našem případě při špičkovém napětí na primárním vinutí 320 V je velikost špičkového napětí na sekundáru přibližně 9,7 V, po odečtení úbytku na usměrňovači 9,55 V. Napětí zátěže v maximu sinusového průběhu je přibližně 3,1 V (viz výše Návrh hlavního transformátoru) a tomu odpovídající střída $\frac{3,1 \text{ V}}{9,55 \text{ V}} \cong 0,32$. Zvolíme zvlnění proudu 20%. Poté dosadíme do základního vztahu pro proud a napětí na indukčnosti:

$$L = U \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} = (9,55 \text{ V} - 3,1 \text{ V}) \cdot \frac{0,32 \cdot \frac{1}{73 \text{ kHz}}}{0,2 \cdot 1600 \text{ A}} \cong 88 \text{ nH} \quad (2.25)$$

Jak bylo ukázáno výše, indukčnost naší referenční podkovy je přibližně 200 nH, není tedy potřebná žádná další indukčnost.

2.7 Budicí obvody výkonových tranzistorů

Tranzistory typu MOS-FET a IGBT jsou polem (tzn. napětím) řízené tranzistory. Abychom je udrželi trvale v sepnutém nebo vypnutém stavu, stačí mezi řídicí elektrodu a emitor (*Source*) přiložit příslušné stejnosměrné napětí a do řídicí elektrody nepoteče (téměř) žádný proud.

Problém ovšem nastává během přepínacích dějů. Řídicí elektroda vykazuje určitou malou vstupní kapacitu, obvykle v řádech jednotek až desítek nF. Protože chceme tranzistory zapínat a vypínat co nejrychleji (doba přeběhu řídicího signálu v řádech stovek ns až jednotek μs), je nutné i do takto malé kapacity dodat krátkodobě relativně velké nabíjecí proudy podle vzorce $i = C \cdot \frac{du}{dt}$. Tyto proudy mohou špičkově dosahovat až jednotek Ampérů. Navíc, existence parazitní kapacity mezi řídicí elektrodou a kolektorem (*Drainem*) tranzistoru (tzv. *Millerova kapacita*) ještě zvyšuje požadavky na špičkový proud dodávaný z budiče, protože proud vzniklý přebíjením této kapacity při zapínání (vypínání) tranzistoru působí proti budičímu proudu.

První funkcí budiče výkonového tranzistoru je tedy proudové posílení signálu a případně úprava napěťových hladin pro buzení tranzistorů. Pro tranzistory typu MOS-FET se doporučuje řídicí napětí pro sepnutý stav alespoň 12 V, vypínat se mohou napětím 0 V. Tranzistory IGBT je doporučeno spínat 15-ti Volty, vypínat by se měly záporným napětím (alespoň -5 V) – toto platí zejména pro větší tranzistory, některé menší tranzistory je možné vypínat napětím 0 V.

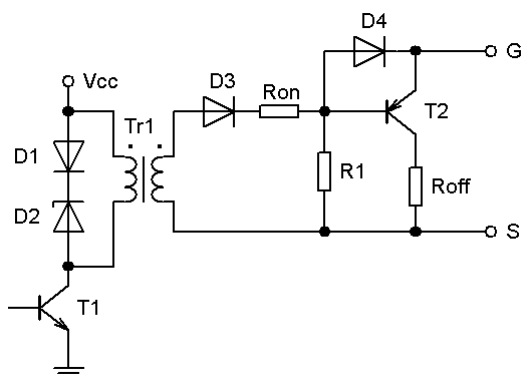
Další obvykle požadovanou funkcí budiče je galvanické oddělení budicího signálu. Řídicí obvody jsou obvykle spojeny s potenciálem Země, kdežto silové obvody jsou galvanicky spojeny s pracovními vodiči a při spojení těchto dvou potenciálů by nastal elektrický zkrat.

Pokročilejší budiče obsahují ještě další obvody obvykle ochranného charakteru, jako je např. desaturační ochrana, přepětíová ochrana, hlídání vlastního napájení, teplot a hlášení těchto poruch zpět do řídicích obvodů (opět galvanicky odděleně). Takové budiče se obvykle používají pro velké IGBT tranzistory (moduly) se jmenovitými proudy v řádu stovek A a více, které jsou obvykle určené pro řízení výkonných pohonů.

2.7.1 Budicí obvody tranzistorů měniče

V našem případě stačí, aby budiče primárních tranzistorů plnily základní funkce, tzn. galvanické oddělení signálu, proudové posílení a úprava napěťových hladin.

Z důvodu jednoduchosti a nepotřebnosti galvanicky odděleného napájecího zdroje bylo zvoleno klasické zapojení budiče s pulzním transformátorkem a tvarovacím obvodem na sekundární straně. Základní zapojení takového budiče je na následujícím obrázku:



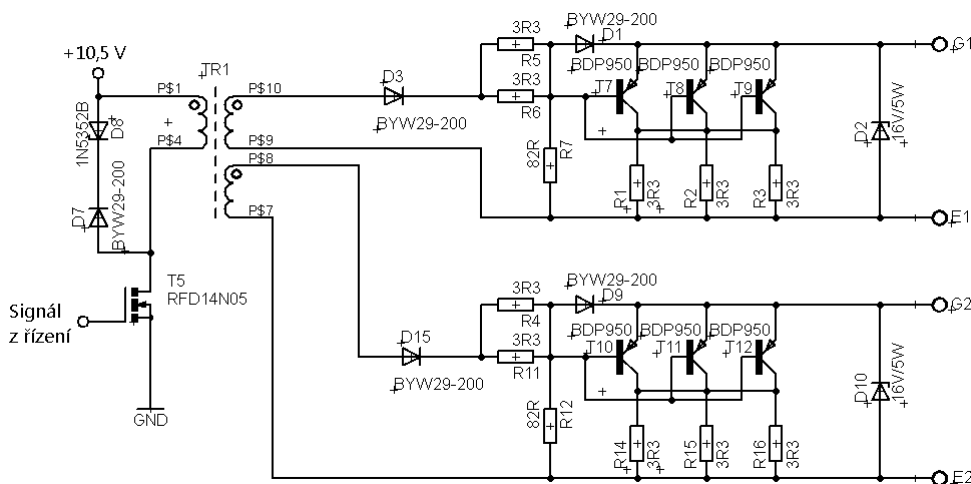
Obr. 2-9: Jednoduchý galvanicky oddělený budič pro tranzistor MOS-FET

Princip funkce je následující: Jakmile se otevře tranzistor $T1$, na primární a tím i sekundární cívice budicího transformátorku $Tr1$ se objeví napětí. Toto napětí se přímo přes $D3$, R_{on} a $D4$ dostane na řídicí elektrodu tranzistoru. Proudový impuls nutný k sepnutí výkonového tranzistoru se tedy přenáší přes tranzistor $T1$ a přes $Tr1$. Je zřejmé, že budicí transformátorek $Tr1$ musí mít co nejmenší rozptylovou indukčnost, aby příliš nezpomaloval zapínací děj tranzistoru a případně spolu s kapacitou řídicí elektrody nezpůsobil nebezpečné kmitání. Rezistor R_{on} slouží k omezení nabíjecího proudu řídicí elektrody a k případnému zatlumení nebezpečného kmitání vlivem rozptylové indukčnosti $Tr1$.

Jakmile dojde k zavření tranzistoru $T1$, na primárním (a tím i sekundárním) vinutí $Tr1$ se vlivem magnetizačního proudu obrátí polarita napětí a velikost napětí je omezena Zenerovou diodou $D2$, která slouží k řízené demagnetizaci jádra $Tr1$. Tranzistor $T2$ se otevře přes rezistor $R1$ a připojí rezistor R_{off} paralelně k elektrodám G a S tranzistoru. Tím dojde k vypnutí tranzistoru, přičemž vybíjecí proud řídicí elektrody je určen rezistorem R_{off} . Vypínání tranzistoru tedy probíhá pouze na sekundární straně budiče.

V našem konkrétním případě jsme zvolili převod budicího transformátorku 4:6 a napájení na jeho primární straně 10,5 V. V tom případě bude na jeho sekundární straně napětí 15,75 V a po

odečtení úbytků na diodách se na řídicí elektrodu dostane cca 14,5 V. S ohledem na minimalizaci rozptylové indukčnosti budicího transformátoru je vhodné jej navinout na toroidní feritové jádro a rozprostřít vinutí tak, aby se rovnoměrně překrývaly po celé délce. Pro všechny 3 paralelně zapojené tranzistory použijeme jeden budič, musí tedy být schopen dodat požadované nabíjecí a vybíjecí proudy. Konkrétní schéma použitého budiče je na následujícím obrázku. Zenerovy diody *D2* a *D10* slouží k omezení případných překmitů či špiček, které by se mohly objevit na řídicí elektrodě tranzistoru a tím jej poškodit.



Obr. 2-10: Konkrétní zapojení použitého budiče primárních tranzistorů.

Rezistory „ R_{on} “ a „ R_{off} “ dimenzujeme podle náboje Q_g buzených tranzistorů a spínací frekvence. Energie ztracená během každého nabití či vybití náboje řídicí elektrody je rovna

$$E_{G,on(off)} = \frac{1}{2} \cdot Q_g \cdot U_{GS} \quad (2.26)$$

A ztrátový výkon na nabíjecím i vybíjecím rezistoru pak

$$P_{Ron(Roff)} = E_{G,on(off)} \cdot f = \frac{1}{2} \cdot Q_g \cdot U_{GS} \cdot f. \quad (2.27)$$

K našim tranzistorům máme k dispozici pouze náboj řídicí elektrody Q_g při $U_{GS} = 10$ V. Spočítáme tedy ztrátový výkon s využitím tohoto údaje a poté rezistory dimenzujeme s dostatečnou výkonovou rezervou.

$$P_{Ron(Roff)} = \frac{1}{2} \cdot Q_g \cdot U_{GS} \cdot f = \frac{1}{2} \cdot (248 \text{ nC}) \cdot 3 \cdot 15 \text{ V} \cdot 73 \text{ kHz} \cong 0,4 \text{ W}$$

Jako R_{on} máme zapojeny paralelně 2 rezistory, jako R_{off} paralelně 3 rezistory. Pokud použijeme všechny rezistory s maximálním povoleným ztrátovým výkonem 1 W, bude rezerva dostatečná.

Ještě spočítáme ztrátový výkon na rezistorech $R7$ a $R12$, sloužících pro buzení bází vypínacích PNP tranzistorů:

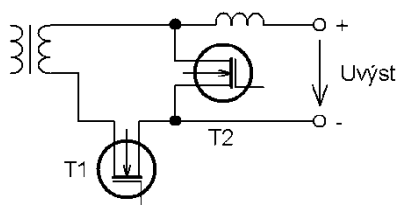
$$P_{ztr} = \frac{U_{sp}^2}{R} \cdot s \cong \frac{(15 \text{ V})^2}{82 \Omega} \cdot 0,45 = 1,23 \text{ W} \quad (2.28)$$

Použijeme tedy rezistory s maximálním povoleným ztrátovým výkonem 2 W.

2.7.2 Budicí obvody synchronního usměrňovače

Protože jsme navrhli zapojení usměrňovače tak, aby elektrody *Source* tranzistorů mohly být spojeny se zemí, není potřeba galvanické oddělení budících signálů.

V dalším textu bude vysvětleno řízení tranzistorů synchronního usměrňovače, k tomu nám bude sloužit následující obrázek:



Obr. 2-11: Zapojení synchronního usměrňovače

Tranzistory musíme řídit následovně:

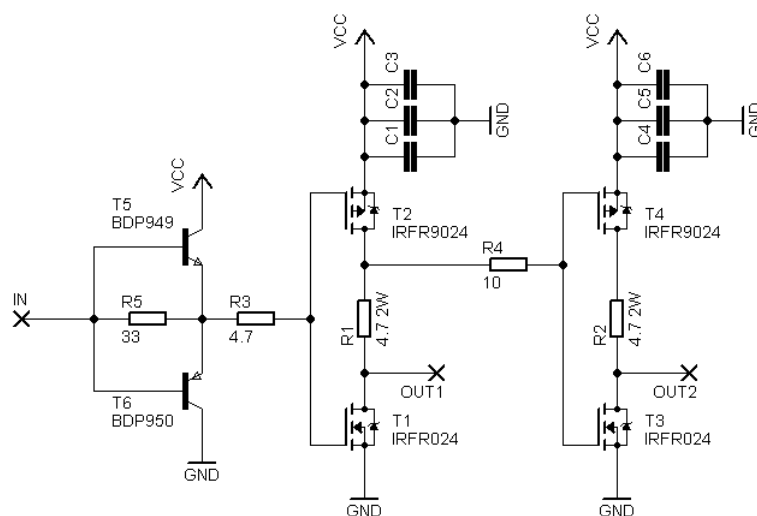
- Pokud jsou tranzistory měniče sepnuty, jsou sepnuty tranzistory *T1*
- V opačném případě jsou sepnuty tranzistory *T2*

Dále je vhodné, aby během přepínacích dějů:

- Při zapnutí tranzistorů měniče se musí tranzistory *T2* co nejrychleji zavřít, aby nedošlo k nárůstu proudu a tím k překmitu při jejich vypnutí. Tranzistory *T1* je vhodné sepnout s mírným opožděním, aby se zamezilo vzniku příčného proudu.
- Při vypnutí tranzistorů měniče musíme vypnout tranzistory *T1* (zpoždění není kritické, pouze nepatrně zkracuje dobu dostupnou k demagnetizaci hlavního transformátoru) a tranzistory *T2* sepneme s mírným zpožděním, aby nedošlo ke vzniku příčného proudu.

Budiče tranzistorů usměrňovače navrhne tak, aby je bylo možné na vstupu řídit signálem shodným s řídicím signálem pro tranzistory měniče, tedy samotné budiče provedou potřebné jednoduché operace se signálem.

Schéma budičů synchronního usměrňovače je na následujícím obrázku:



Obr. 2-12: Budicí obvody synchronního usměrňovače (1/3)

Výše uvedené schéma představuje budič pro třetinu synchronního usměrňovače, tedy 5 a 5 tranzistorů. Pro celý usměrňovač se toto zapojení použije 3x.

Budiče tranzistorů synchronního usměrňovače budou rovněž napájeny napětím 10,5 V, stejně jako budiče tranzistorů měniče.

Výstup z řídicích obvodů, který je veden do vstupu budiče označeného „IN“, je nejdříve proudově posílen dvojčinným emitorovým sledovačem z tranzistorů *T5* a *T6*. Dále je signál veden na dvojici *P* a *N MOSFETů* *T1* a *T2*, které dále zvyšují dostupný špičkový proud a slouží již přímo k buzení první pětice tranzistorů usměrňovače. Rezistor *R1* slouží k pomalejšímu zapnutí tranzistorů usměrňovače (důvod viz výše) a vypnutí tranzistorů probíhá přímo, bez rezistoru v sérii v budiči. Další sériové rezistory jsou umístěny přímo u tranzistorů usměrňovače (cca 3,3 Ω pro každý tranzistor). Kombinace tranzistorů *T1* a *T2* navíc invertuje budičí signál a z jejich výstupu je odebírán signál pro buzení další dvojice *P* a *N MOSFETů* *T3* a *T4*, které slouží k buzení druhé pětice tranzistorů usměrňovače, již s invertovaným signálem. Opět je zde rezistor pro pomalejší zapnutí a rychlé vypnutí tranzistorů.

2.8 Návrh řídicích obvodů

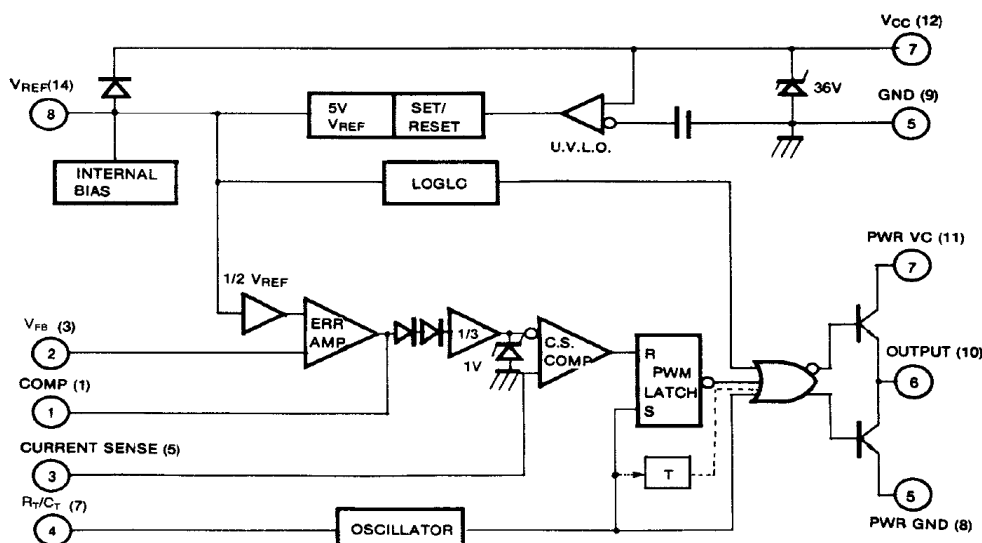
Od řídicího obvodu požadujeme následující vlastnosti:

- Řízení pomocí šířky pulzu (PWM) na pevné frekvenci
- Omezení maximální střídý
- Omezení maximální hodnoty špičkového proudu
- Regulace a možnost nastavení velikosti středního proudu z meziobvodu

S ohledem na snadnost implementace, jednoduchost obvodového řešení a z principu funkce vyplývající omezení maximální hodnoty proudu byl jako základ řízení zvolen univerzální IO pro spínané zdroje s proudovým řízením, konkrétně typ **UC3845**. Tento integrovaný obvod má následující vlastnosti:

- Vestavěný oscilátor, chybový zesilovač, PWM komparátor, pomocný 5 V stabilizátor
- Maximální pracovní frekvence až 500 kHz
- Koncový stupeň schopný dodat proud špičkově až 1 A
- Možnost omezení maximální střídý v rozmezí cca 30-50 % (střída vyšší než 50 % není z principu možná, klopný obvod blokuje výstup při každém druhém pulzu z oscilátoru)
- Vestavěná podpěťová ochrana

Blokové schéma IO UC3845 je na následujícím obrázku:



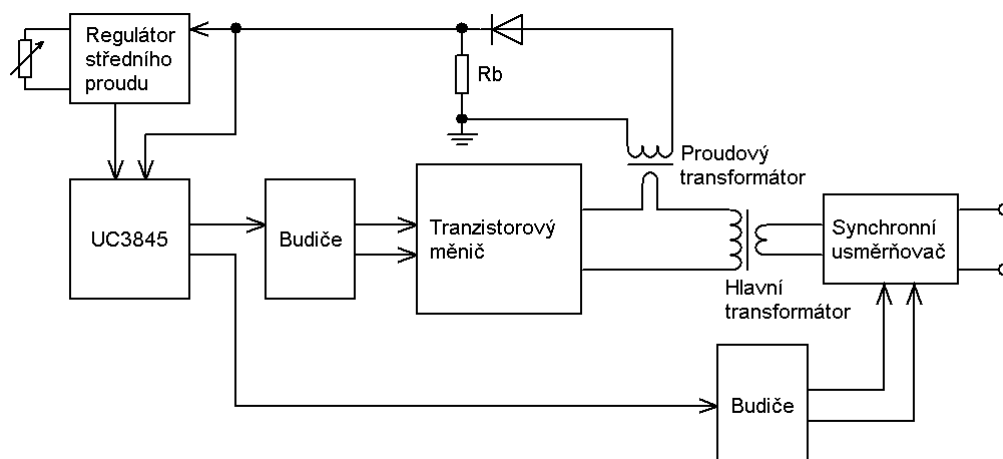
Obr. 2-13: Blokové schéma zapojení integrovaného obvodu UC3845[3]

Princip funkce obvodu UC3845 je následující:

- Oscilátor je zdroj krátkých impulzů o pevně nastavené frekvenci. Na začátku každé periody spustí oscilátor krátkým pulzem PWM klopný obvod, tím se na výstupu objeví jednička a sepnou se tranzistory měniče.
- Poté začne narůstat proud primárním vinutím transformátoru nebo tlumivkou (podle typu měniče). Protože v obvodu vždy existuje nějaká indukčnost (výstupní tlumivky, magnetizační indukčnost transformátoru), proud vždy s určitou strmostí roste.
- Informace o proudu ve formě napětí se zavádí do pinu 3 IO (snímání proudu). Jakmile napětí na tomto pinu překročí určitou úroveň, nastavenou v rozmezí 0-1 V výstupem chybového zesilovače, PWM klopný obvod se resetuje, tím se na výstup dostane nula a tranzistor(y) měniče se vypnou. Po zbytek periody zůstává výstup IO nulový, sepne se až s dalším pulzem z oscilátoru.

Z principu funkce tedy vyplývá, že obvod sám neumí pulzně-šířkovou modulaci, tato vzniká odvozeně z průběhu proudu a její funkce je podmíněna nenulovým zvlněním proudu (lineárním nárůstem proudu během doby zapnutí). Také je zřejmé, že zde z principu existuje omezení špičkové hodnoty proudu, protože maximální úroveň překlopení proudového komparátoru je vnitřně nastavena na 1 V. Pokud by napětí na pinu 3 (odpovídající proudu) bylo vyšší než 1 volt, dojde k okamžitému ukončení pulzu bez ohledu na stav dalších obvodů.

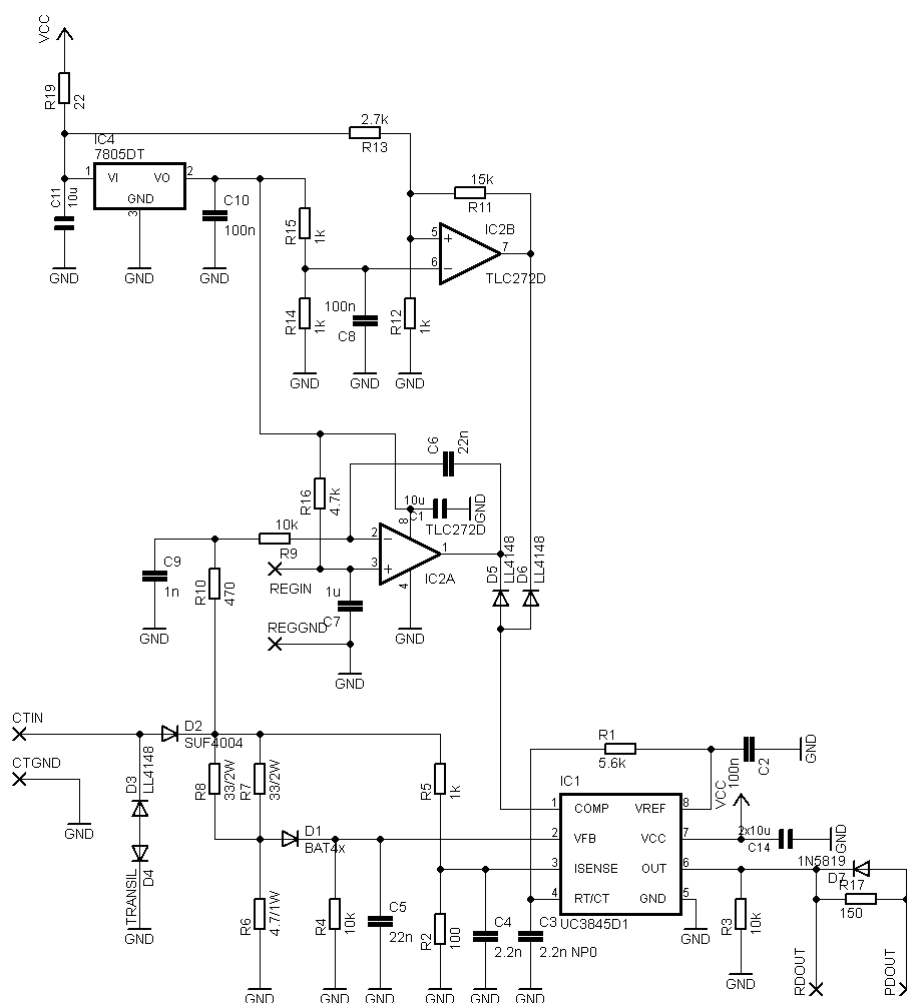
Blokové schéma zpětnovazební regulace je na následujícím obrázku:



Obr. 2-14: Blokové schéma zpětnovazební regulace

Jako regulátor středního proudu použijeme pouze integrační regulátor s dlouhou časovou konstantou, není potřeba rychlá regulace.

Na následujícím obrázku vidíme konkrétní schéma zapojení řídicí části.



Obr. 2-15: Schéma zapojení řídicí části spínaného zdroje

Popis funkce schématu:

Jak již bylo zmíněno dříve, napájecí napětí budičů je 10,5 V, zvolili jsme toto napětí i pro napájení řídicích obvodů, aby pomocný napájecí zdroj nemusel poskytovat dvě různá napětí.

Svorky „CTIN“ a „CTGND“ slouží pro připojení sekundárního vinutí proudového transformátoru. Proudový transformátor je navinutý na malém feritovém toroidním jádru, jeho sekundární vinutí má 100 závitů a primární vinutí tvoří vodič mezi výstupem měniče a hlavním transformátorem, který je prostrčený prostředkem jádra a představuje 1 závit.

Proud ze sekundárního vinutí proudového transformátoru se usměrňuje a je veden do několika rezistorů, tvořících proudový bočník. Paralelně k sekundárnímu vinutí je ještě připojen obvod pro řízenou demagnetizaci jádra. Bočník sestává ze dvou rezistorů v sérii, přičemž horní rezistor je tvořen paralelní kombinací dvou výkonových rezistorů, pro zvýšení výkonové zatížitelnosti.

Napětí ze „spodního“ rezistoru bočníku je usměrněno špičkovým detektorem a vedeno na záporný vstup chybového zesilovače uvnitř IO. Kladný vstup chybového zesilovače je uvnitř IO spojen s napětíovou referencí 2,5 V, tato hodnota není uživatelsky měnitelná. Chybový zesilovač je zde zapojen pouze jako komparátor a slouží k zablokování buzení při překročení nejvyššího povoleného špičkového proudu měniče. Vstup pro měření proudu (pin 3) by měl být schopný velmi rychle reagovat na překročení nejvyššího povoleného proudu (maximální hodnota pro okamžitou deaktivaci PWM klopného obvodu na tomto vstupu je 1 V), ze zkušenosti zde ale existuje určité malé zpoždění, které je navíc zvýrazněno nutností použití RC filtru s krátkou časovou konstantou na tomto pinu (viz dále). Mohlo by se tak stát, že při velmi malé střídě by tento vstup nebyl schopný reagovat a došlo by k nárůstu proudu. Špičkový detektor reaguje i na ty nejkratší napětíové špičky. Hodnota odporu „spodního“ rezistoru bočníku je tedy vypočtena tak, aby usměrněné napětí za špičkovým detektorem bylo 2,5 V pro nejvyšší povolený špičkový proud (60 A).

Napětí z „horních“ rezistorů bočníku je vedeno na odporový dělič 1k:100Ω, který spolu s kondenzátorem C4 (2,2 nF) tvoří RC dolní propust, a dále na vstup snímání proudu (pin 3 IO UC3845). Použití RC filtru je nutné, aby nedocházelo k okamžité deaktivaci PWM klopného obvodu vlivem krátkých proudových pulzů, které mohou vznikat vlivem přebíjení parazitních kapacit v silovém obvodu při sepnutí tranzistorů, nebo se mohou dostávat i jako rušivé napětíové pulzy do řídicích obvodů. Použije se tedy RC filtr s krátkou časovou konstantou (zde cca 200 ns).

Napětí z „horních“ rezistorů bočníku je dále vedeno na zapojení s operačním zesilovačem typu TLC272D (IC2A), který slouží jako integrační regulátor s dlouhou časovou konstantou, tedy regulátor středního proudu. Tento operační zesilovač funguje i s napětím vstupů blízko nuly, je tedy možná regulace od nulového proudu i bez použití symetrického napájení. Signál ještě před vstupem do integrátoru prochází RC filtrem s krátkou časovou konstantou (R10 C9) pro odfiltrování případných napětíových špiček vznikajících na bočníku. Integrační zesilovač je zapojen jako invertující a má časovou konstantu 220 μs, která je značně delší než perioda spínání měniče (cca 14 μs). Žádaná hodnota středního proudu je nastavitelná pomocí proměnného rezistoru, zapojeného mezi svorky „REGIN“ a „REGGND“. Tím se nastavuje velikost napětí na kladném vstupu operačního zesilovače.

Výstup z integrátoru je přes diodu veden na pin „COMP“ obvodu UC3845. Tento pin představuje výstup chybového zesilovače; je ovšem možné mu externě snižovat napětí (a tím snižovat úroveň překlopení proudového komparátoru) pro účely regulace. Napětí cca 4,2 V na

tomto pinu znamená maximální proud (viz blokové schéma obvodu UC3845 výše). Operační zesilovač je napájen z pomocného zdroje napětí 5 V, aby nedošlo k *windupu* (nastavení výstupu integračního regulátoru příliš daleko mimo rozsah regulace, což by znamenalo příliš dlouhou dobu následné reakce na vstup).

Druhá půlka OZ TLC272 je zapojena jako komparátor s hysterezí pro účely podpětové ochrany. Podpětová ochrana vestavěná v obvodu UC3845 reaguje pro nás při příliš malém napětí, proto je nutné sestavit ochranu reagující při správném napětí. Referenční napětí pro komparaci se bere z pomocného stabilizovaného zdroje 5 V, tvořeného integrovaným stabilizátorem typu „7805“. Výstup z komparátoru přes diodu uzemňuje výstup chybového zesilovače, čímž blokuje buzení měniče. Zapínací napětí podpětové ochrany je cca 9,7 V, vypínací pak cca 8,4 V.

Frekvence spínání je u IO UC3845 nastavena pomocí rezistoru $R1$ a kondenzátoru $C3$. Velikost kondenzátoru $C3$ navíc určuje nejmenší *deadtime* a tím maximální střídu (kondenzátor je vybíjen konstantním proudem a během jeho vybíjení je výstup blokován). V našem případě je frekvence nastavena na cca 73 kHz a nejvyšší střída na cca 45 %.

Svorky „*RDOUT*“ a „*PDOUT*“ slouží k připojení budičů primárních tranzistorů (*PDOUT*) a budičů synchronního usměrňovače (*RDOUT*). Článek $R17$ a $D7$ slouží k mírnému opoždění sepnutí budiče primárních tranzistorů (vlivem vstupní kapacity tranzistoru budičového primární vinutí oddělovacího transformátoru), aby se tranzistory synchronního usměrňovače bezpečně stihly přepnout, než se sepnou tranzistory měniče, a nevznikaly na nich překmitý napětí.

2.9 Pomocný napájecí zdroj

Pomocný napájecí zdroj slouží k napájení řídicí elektroniky a budičů tranzistorů. Protože jsme pro všechny tyto obvody zvolili napájecí napětí 10,5 V, postačí zdroj s jedním výstupem.

2.9.1 Potřebný výkon zdroje

Výkon zdroje se primárně spotřebovává v budičích tranzistorů. Nejmenší potřebný výkon zdroje určíme následovně:

1) Budiče tranzistorů měniče

Příkon do těchto budičů se spotřebovává zejména v následujících místech:

- Rezistory paralelně zapojené za diodu k sekundární straně budičového transformátoru, v Obr. 2-10 označené jako $R7$ a $R12$. Jak již bylo vypočteno, ztrátový výkon na každém rezistoru je cca 1,23 W, takže na obou rezistorech to je **2,46 W**.
- Nabíjecí a vybíjecí rezistory řídicích elektrod tranzistorů. Na každé kombinaci rezistorů (výše označené R_{on} a R_{off}) byla vypočtena ztráta cca 0,4 W. Protože jsme ale měli pro výpočet k dispozici pouze náboj řídicí elektrody tranzistoru pro napětí 10 V a budíme jej napětím 15 V, počítejme raději 0,6 W na rezistor (přibližná hodnota). Celkový výkon na 4 rezistorech je pak **2,4 W**.

2) Budiče tranzistorů synchronního usměrňovače

Příkon do budičů synchronního usměrňovače je tvořen zejména nabíjením a vybíjením nábojů řídicích elektrod tranzistorů. Jak bylo uvedeno výše, jeden tranzistor má náboj řídicí

elektrody 300 nC při napětí 10 V. Jelikož tyto tranzistory budíme napětím 10,5 V, tento údaj bude pro výpočet dostatečně přesný.

Energie v náboji hradla, $\frac{1}{2} \cdot Q_g \cdot U_{GE}$, se ztratí při jeho nabití i vybití, tedy 2x za periodu spínání. Pokud tuto energii pak vynásobíme frekvencí a počtem tranzistorů, získáme přibližný příkon budičů.

$$P_{b,usm} = Q_g \cdot U_{GE} \cdot f \cdot n = 300 \text{ nC} \cdot 10,5 \text{ V} \cdot 73 \text{ kHz} \cdot 30 \cong \mathbf{6,9 \text{ W}} \quad (2.29)$$

Pokud sečteme všechny výše uvedené příkony, získáme minimální hodnotu celkového příkonu budičů:

$$P_{b,celk} = 2,46 \text{ W} + 2,4 \text{ W} + 6,9 \text{ W} = \mathbf{11,76 \text{ W}} \quad (2.30)$$

A z toho proud

$$I = \frac{P_{b,celk}}{U_{CC}} = \frac{11,76 \text{ W}}{10,5 \text{ V}} = \mathbf{1,12 \text{ A}} \quad (2.31)$$

Protože jsme některé příkony zanedbali (příkon řídicích obvodů, ztrátový výkon na budičím transformátoru apod.) a protože jsme se dopustili nepřesností ve výpočtech, budeme raději dimenzovat zdroj tak, aby byl schopen dodat proud **1,4 A**.

Pomocný zdroj můžeme realizovat buď jako spínaný, nebo jako lineární se síťovým transformátorem. Protože by spínaný zdroj mohl být zdrojem dalších problémů (možná horší spolehlivost, rušení z a do pomocného zdroje) a bylo by složitější jej vyrobit a oživit, rozhodli jsme se pro klasický zdroj se síťovým transformátorem a lineárním stabilizátorem.

2.9.2 Určení výstupního napětí napájecího transformátoru

Aby byl lineární stabilizátor schopen spolehlivě fungovat, potřebuje rozdíl napětí mezi vstupem a výstupem alespoň cca 3 V. Pro výstupní napětí 10,5 V by mělo být minimální vstupní napětí tedy alespoň 13,5 V. Pokud připočteme zvlnění na filtračním kondenzátoru 10 %, tedy přibližně 1,4 V, dostáváme špičkové napětí za usměrňovačem 14,9 V. Úbytek na diodě můstkového usměrňovače je přibližně 0,7 V, ale vedou vždy dvě diody v sérii, takže úbytek je celkem 1,4 V. Před usměrňovačem tedy máme špičkově 16,4 V. Z této hodnoty dostáváme efektivní hodnotu $16,4/\sqrt{2} = 11,6 \text{ V}$. Protože výstupní napětí transformátoru zatíženého můstkovým usměrňovačem s filtračním kondenzátorem není sinusové ale má „ořezané vršky“, tedy nižší špičkovou hodnotu, budeme počítat efektivní hodnotu napětí raději 13 V. Toto napětí musí být transformátor schopen dodávat i při poklesu napětí v síti na dolní povolenou mez – úbytek o 10 %, jmenovité napětí tedy musí být $13/0,9 \cong 14,4 \text{ V}$. Vybereme transformátor s výstupním napětím **15 V**, které je běžně dostupné.

K dispozici máme transformátor se jmenovitým výstupním napětím 15 V~ a výkonem 33 VA, který by měl výkonově dostačovat.

2.9.3 Výpočet kapacity filtračního kondenzátoru

Kapacitu filtračního kondenzátoru určujeme podle nejvyššího přípustného zvlnění napětí. Zvlnění napětí by v žádném případě nemělo překročit 10 %, navrhne tedy kapacitu tak, aby pro vypočtený proud zdroje 1,12 A bylo zvlnění napětí kolem 5 %.

Kondenzátor navrhne podle následujícího vzorce:

$$I = C \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t} \quad (2.32)$$

kde Δu je velikost napěťového zvlnění (*špička-špička*) a Δt je doba vybíjení kondenzátoru mezi pulzy z usměrňovače. Dobu vybíjení kondenzátoru obvykle volíme přibližně 80 % délky půlperiody napětí. Tedy $\Delta t = 0,8 \cdot 10 \text{ ms} = 8 \text{ ms}$. Výstupní napětí za usměrňovačem bude za normálních podmínek kolem 16 V, zvlnění napětí by tedy mělo být cca $16 \text{ V} \cdot 0,05 = 0,8 \text{ V}$. Z výše uvedené rovnice si vyjádříme kapacitu a vypočítáme:

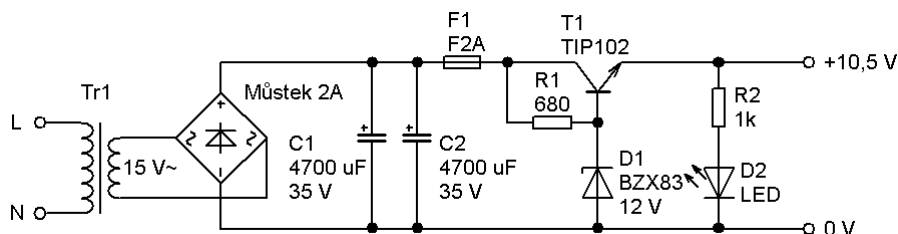
$$C = I \cdot \frac{\Delta t}{\Delta u} = 1,12 \text{ A} \cdot \frac{8 \text{ ms}}{0,8 \text{ V}} = 11,2 \text{ mF}$$

Použijeme paralelně dvojici kondenzátorů 4700 μF / 35 V.

2.9.4 Lineární stabilizátor

Napětí našeho 15 V transformátoru naprázdno může být kolem 18 V, ve špičce tedy cca 25,5 V a po odečtení úbytku na usměrňovači dostáváme kolem 24 V na filtračním kondenzátoru. To znamená, že úbytek na sériovém prvku stabilizátoru může dosahovat až $24 - 10,5 = 13,5 \text{ V}$. Je zřejmé, že v zátěži bude napětí na kondenzátoru menší, ale i kdyby byl úbytek 10 V, tak při proudu 1,4 A to znamená ztrátu 14 W. Taková ztráta je pro běžné stabilizátory typu „78xx“ již příliš vysoká, použijeme tedy jednoduchý stabilizátor se Zenerovou diodou a emitorovým sledovačem. Kvůli většímu zesílení a menšímu výstupnímu odporu použijeme Darlingtonův tranzistor.

Celkové schéma zapojení je na následujícím obrázku:

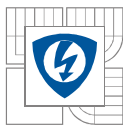


Obr. 2-16: Schéma zapojení pomocného napájecího zdroje

Jelikož Darlingtonův tranzistor *TIP102* má proudový zesilovací činitel typicky přes 2000, pro výstupní proud 1,4 A je potřeba bázevý proud nejvýše cca 0,7 mA. Proud potřebný pro spolehlivou funkci Zenerovy diody je pár mA. Sériový rezistor k Zenerově diodě tedy zvolíme tak, aby jím již při napětí 3 V protékal proud cca 5 mA. Tím je zajištěna spolehlivá funkce stabilizátoru. Stabilizátor bude fungovat i při menším rozdílu napětí, dokud je úbytek na rezistoru dostatečný pro vytvoření proudu cca 0,7 mA, výstupní napětí již ale může mírně klesat z důvodu nedostatečného proudu Zenerovou diodou.

Napětí Zenerovy diody volíme 12 V, protože uvnitř tranzistoru jsou dva E-B přechody v sérii, přičemž na každém je úbytek napětí cca 0,6-0,7 V. Výstupní napětí pak bude cca 10,6-10,8 V.

Při vstupním napětí 25 V bude úbytek na rezistoru *R1* roven 13 V a výkonová ztráta na něm bude cca 0,25 W. Lze tedy použít miniaturní rezistor velikosti „0207“. Ztráta na Zenerově diodě pak bude cca 0,23 W.



Pojistka *F1* slouží k odpojení zátěže při nadproudu, může například zachránit budiče při poškození některého z výkonových tranzistorů (zkratování přechodu G-S).

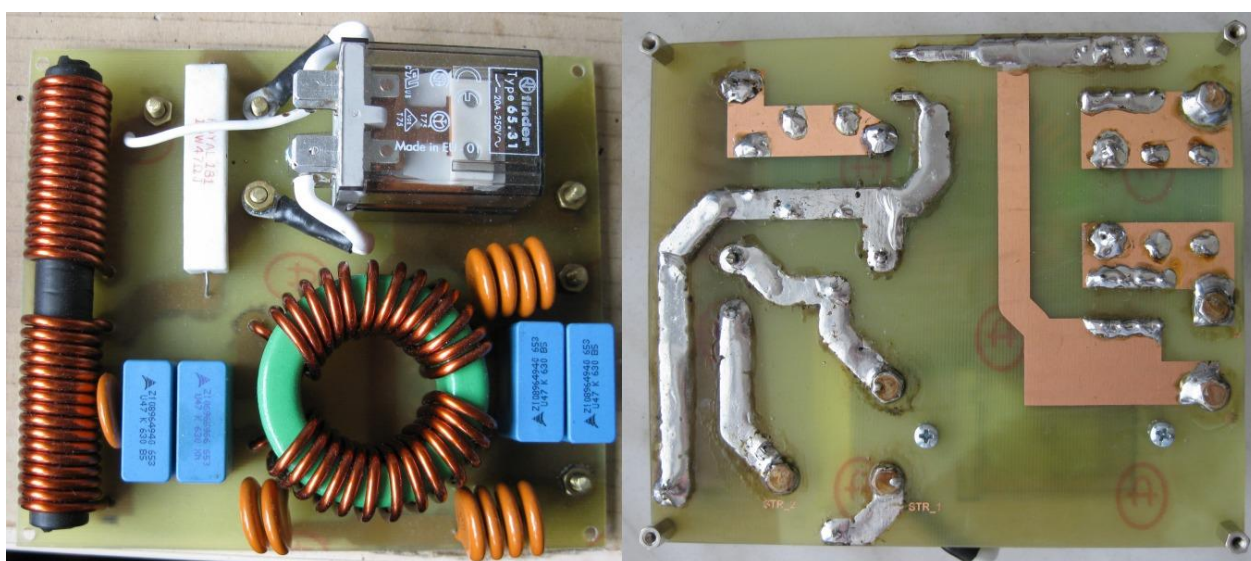
3 REALIZACE ZAŘÍZENÍ

3.1 Realizace jednotlivých součástí

3.1.1 Síťový filtr a soft start

Zapojení síťového filtru a soft startu bylo společně realizováno na jedné desce s plošnými spoji. Pro připojení vstupů a výstupů slouží mosazné šroubky M4, které jsou ze strany spojů zapájeny do DPS. Silové spoje jsou pocínovány pro lepší elektrickou vodivost.

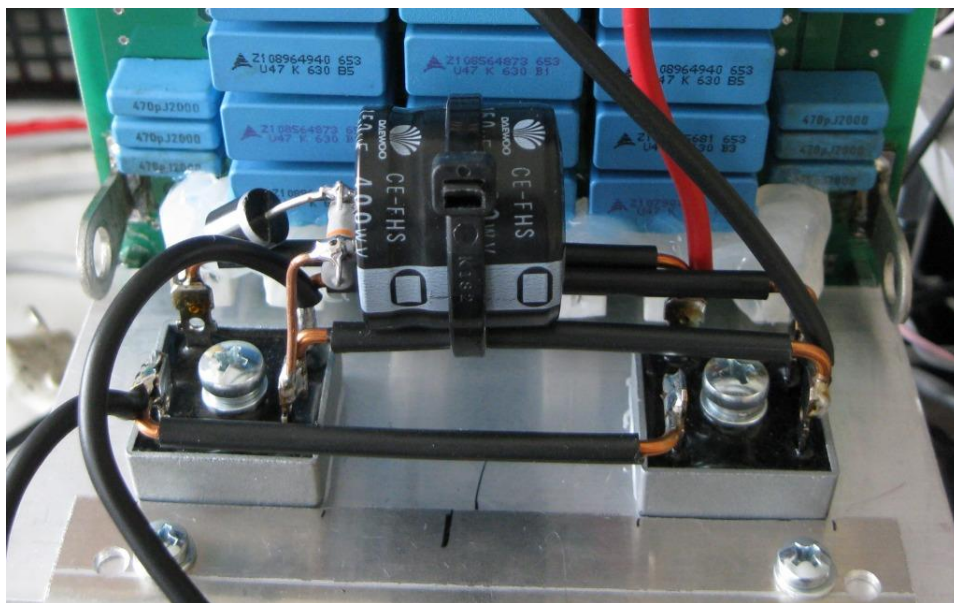
Kompenzovaná tlumivka byla navinuta na feritovém jádru s izolační vrstvou, nekompenzovaná tlumivka byla navinuta na feritové tyčce, opatřené izolací smršťovací bužírkou.



Obr. 3-1: DPS síťového filtru a soft startu

3.1.2 Usměrňovač a omezovač překmitů

Usměrňovací diodové můstky a obvod s kondenzátorem, sloužící pro omezení překmitů napětí, tvoří jeden celek. Diodové můstky jsou umístěny vedle sebe a propojeny paralelně pevnými vodiči typu CY. K těmto vodičům je pomocí stahovacích pásek připevněn kondenzátor, k němuž paralelně je připojen vybíjecí rezistor. Kladný pól kondenzátoru je přes diodu spojen s kladným usměrněným výstupem a jeho záporný pól je přímo spojen se záporným usměrněným výstupem. Diodové můstky jsou umístěny zboku na chladiči, který zároveň slouží pro chlazení výkonových tranzistorů měniče.

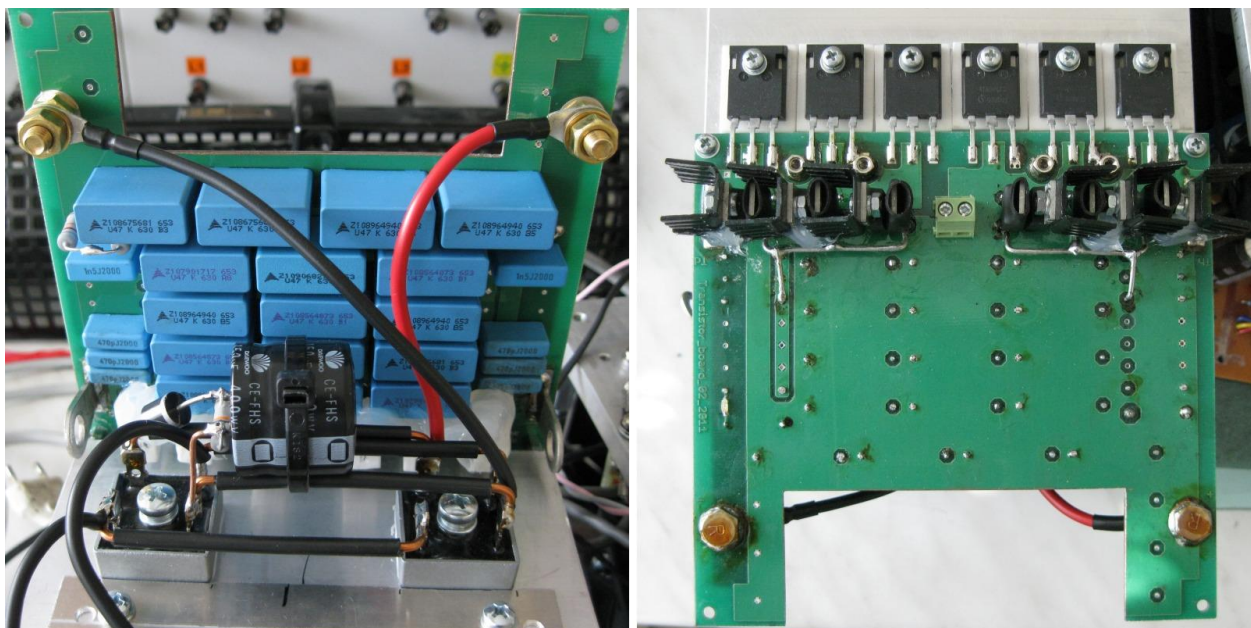


Obr. 3-2: Usměrňovací můstky a obvod pro omezení překmitů napětí

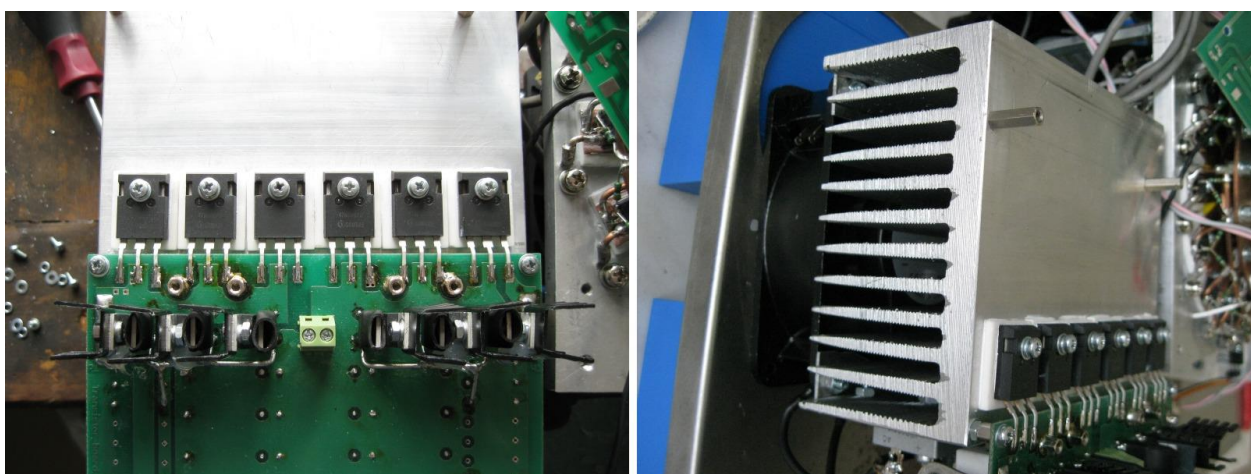
3.1.3 Silový obvod

Kondenzátory meziobvodu, tranzistory, demagnetizační diody a RCD tlumicí články jsou umístěny na oboustranné desce s plošnými spoji. Oboustranná deska byla použita z důvodu možnosti realizace „sendvičové“ konstrukce meziobvodu, díky níž je možné dosáhnout velmi malých parazitních indukčností. Vývody tranzistorů jsou připájeny k ploškám na DPS a tranzistory jsou připevněny k chladiči s použitím keramických tepelně vodivých podložek; podložky jsou pro lepší tepelný kontakt namazány tepelně vodivou pastou. Demagnetizační diody jsou opatřeny malými chladiči.

Zezadu ke chladiči je připevněn ventilátor 120 mm 230 V~, který mimo ofukování chladiče plní také funkci mechanického spojení chladiče se základnou zdroje.



Obr. 3-3: DPS s kondenzátory meziobvodu, RCD články, demagnetizačními diodami a tranzistory



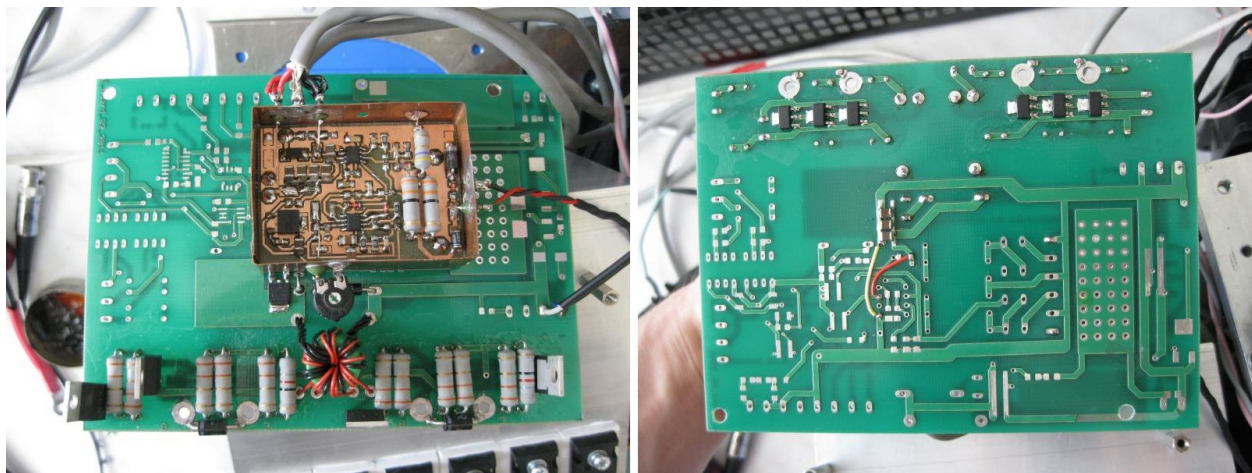
Obr. 3-4: Umístění výkonových tranzistorů na chladiči a připevnění ventilátoru

3.1.4 Řídicí obvody a budiče tranzistorů měniče

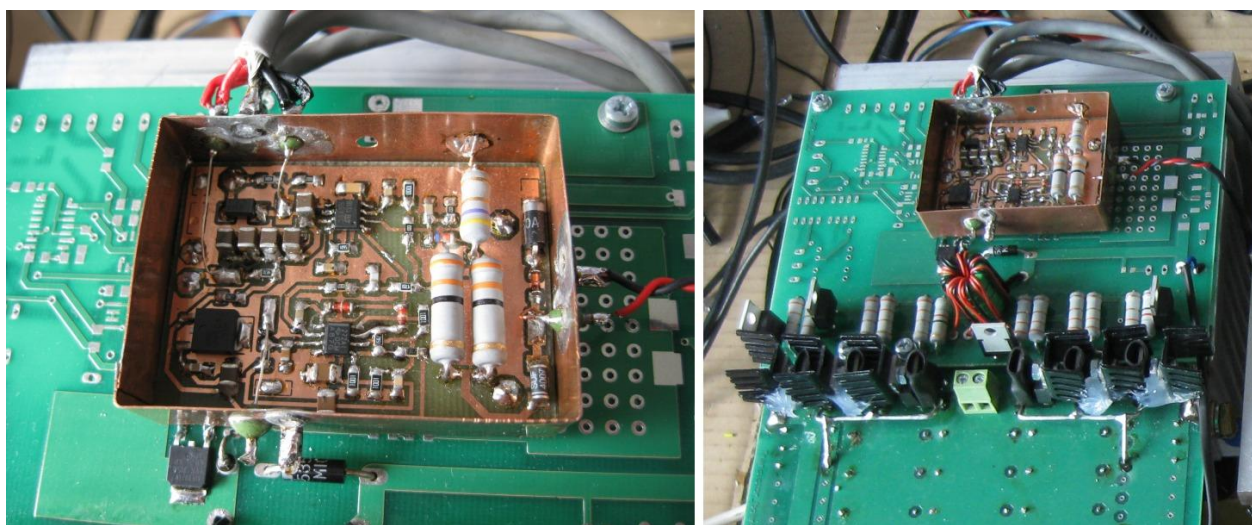
Deska s plošnými spoji pro řídicí obvody je realizována jako oboustranná, přičemž zadní stranu tvoří pouze souvislá měděná vrstva, která slouží jako stínění obvodů. Všechny součástky jsou montovány povrchově ze strany spojů (SMD montáž), což umožňuje zmenšit rozměry desky a vlivem možnosti použití kratších spojů i zlepšit odolnost na elektromagnetické rušení. Pro další zlepšení odolnosti na elektromagnetické rušení je kolem desky připájen měděný plech, který je spojen se zadní stranou desky a se zemí obvodů, tento plech také slouží jako držák pro průchodky, ke kterým jsou připájeny vodiče pro spojení řídicích obvodů se zbytkem zařízení.

Řídicí deska je pomocí pinů na její spodní straně spojena s deskou s budiči tranzistorů. Deska s budiči byla použita z jiného zdroje, původně obsahovala i řídicí obvody, ale tyto zde nejsou

využity. Deska řízení a deska s budiči tedy tvoří jeden celek, který se přišroubuje do prostoru nad tranzistory (nad chladičem) pomocí distančních sloupků. Čtyři z těchto distančních sloupků slouží zároveň jako vodivé spojení budičů a řídicích elektrod tranzistorů.



Obr. 3-5: Celek řízení a budičů z obou stran



Obr. 3-6: Detail řídicí desky a připevnění celku k chladiči s tranzistory

3.1.5 Hlavní transformátor, výstupní usměrňovač a budiče usměrňovače

Transformátor s usměrňovačem a budiči tvoří konstrukčně jeden celek. Tranzistory synchronního usměrňovače jsou umístěny do kruhu z obou stran na 10 mm silné hliníkové desce, která slouží k odvodu tepla z tranzistorů a zároveň jako nosný konstrukční prvek. Tranzistory na každé straně desky tvoří jeden usměrňovací prvek. V desce je vyříznuta kruhová díra pro umístění transformátoru. Měděné pásky, kterými je navinuto sekundární vinutí transformátoru, jsou na obou koncích přišroubovány pod chladičí křídélka tranzistorů, tímto je také zajištěno mechanické upevnění transformátoru. Pod tranzistory a měděnými páskami jsou umístěny keramické izolační podložky, které slouží k tepelně vodivému spojení a elektrické izolaci tranzistorů od nosné desky.

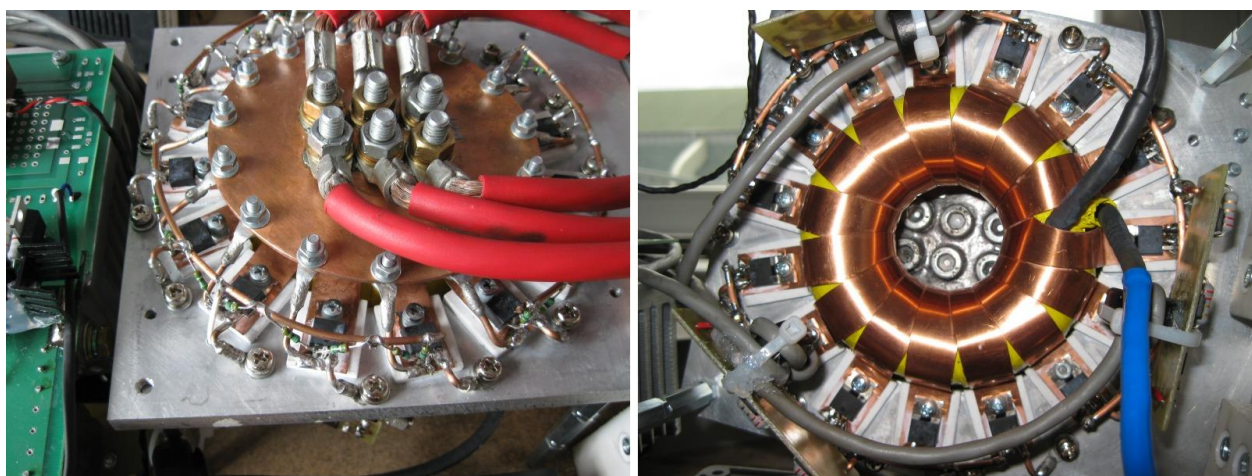
Výstupy usměrňovače (*Drainy* tranzistorů) jsou na vrchní straně usměrňovače spojeny pomocí krátkých měděných vodičů, které jsou zakončeny oky a přišroubovány k měděnému plechu kruhového tvaru. Tento plech slouží jako kladná výstupní svorka usměrňovače. Vývody *Source* tranzistorů jsou pomocí krátkých měděných vodičů, které jsou zakončeny oky, přišroubovány k nosné hliníkové desce. Tato deska tedy slouží zároveň jako záporná výstupní svorka.

Řídicí elektrody tranzistorů synchronního usměrňovače jsou pomocí rezistorů $6,8 \Omega / 0,5 \text{ W}$ (vždy po dvou paralelně pro každý tranzistor) spojeny s měděným vodičem o průměru 2 mm, který je nad tranzistory stočen do části kruhu. Takto je spojeno vždy 5 sousedních tranzistorů. Tento vodič tvoří svorku pro připojení k budičům.

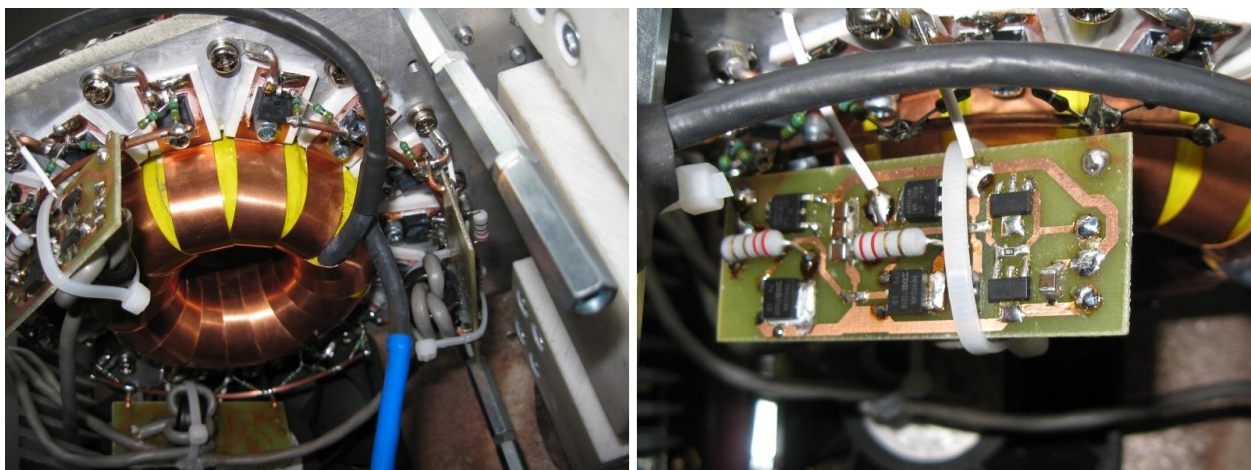
Budiče jsou realizovány na jednostranných deskách s plošnými spoji, rovněž jsou použity součástky pro povrchovou montáž (SMD). Desky budičů jsou ze spodní strany usměrňovače připájeny k výše zmíněným vodičům, které spojují řídicí elektrody tranzistorů. Pro každou pětici tranzistorů je jedna budičí deska. Spojení s tranzistory na druhé (vrchní) straně usměrňovače je realizováno pomocí vodičů s teflonovou izolací, které prochází skrz díry v hliníkové nosné desce. Napájení a řídicí signál z řídicí desky jsou k deskám budičů synchronního usměrňovače přivedeny pomocí stíněných kabelů se dvěma žílami. Stínění slouží jako společná zem a dvě vnitřní žíly kabelu slouží pro přivedení napájecího napětí a řídicího signálu. Pro každou desku budiče je použit samostatný kabel pro lepší potlačení rušivých signálů; pro potlačení souhlasného rušení jsou navíc každým kabelem navinuty 3 závity na malé feritové toroidní jádro. Souhlasné rušení by zde mohlo vznikat zejména vlivem pulzních napěťových úbytků, vznikajících průchodem vysokého výstupního proudu přes proudovodnou konstrukci usměrňovače.

Na jeden vodič k primárnímu vinutí transformátoru je navlečen proudový transformátor, který je navinutý na feritovém jádru a jeho sekundární vinutí má 100 závitů smaltovaným vodičem o průměru 0,45 mm. Transformátor je ještě z důvodu izolace pokryt kusem smršťovací bužírky, aby jej bylo možné připevnit pomocí stahovacího pásu k distančnímu sloupku.

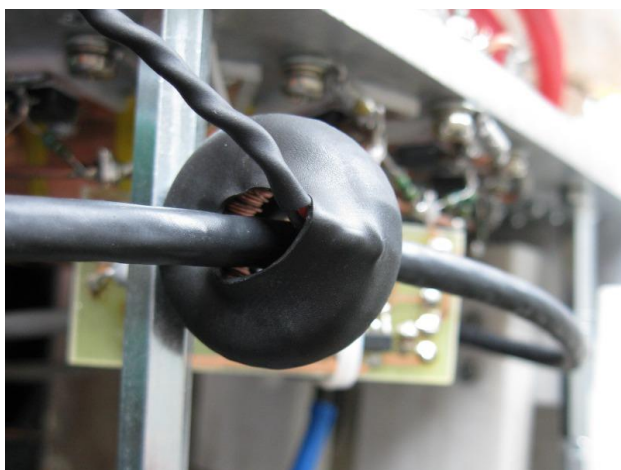
Pod transformátorem usměrňovače je umístěn výkonný ventilátor, který slouží ke chlazení transformátoru i usměrňovače.



Obr. 3-7: Usměrňovač s transformátorem, pohled seshora a zespodu



Obr. 3-8: Desky budičů a jejich připevnění



Obr. 3-9: Proudový transformátor

3.1.6 Propojení usměrňovače s ohřívaným předmětem

Propojení mezi usměrňovačem a ohřívaným předmětem je realizováno pomocí plochých měděných vodičů o průřezu 50x5 mm. Záporný vodič je přišroubován přímo k nosné hliníkové desce usměrňovače, která slouží jako záporný výstupní pól. Protože při přímém kontaktu mědi a hliníku vzniká galvanický článek, který by mohl způsobit znehodnocení vodivého spoje, je plochý měděný vodič v místě kontaktu s hliníkem pocínovaný. Kladný výstupní pól usměrňovače, který je vyveden na měděný plech na jeho vrchní straně, je s plochým měděným vodičem spojen pomocí 6-ti vodičů typu CYA 35 mm² (lankový vodič s PVC izolací). Každý vodič je na obou stranách opatřen kabelovými oky, kterými se přišroubuje k měděným proudovodným částem.

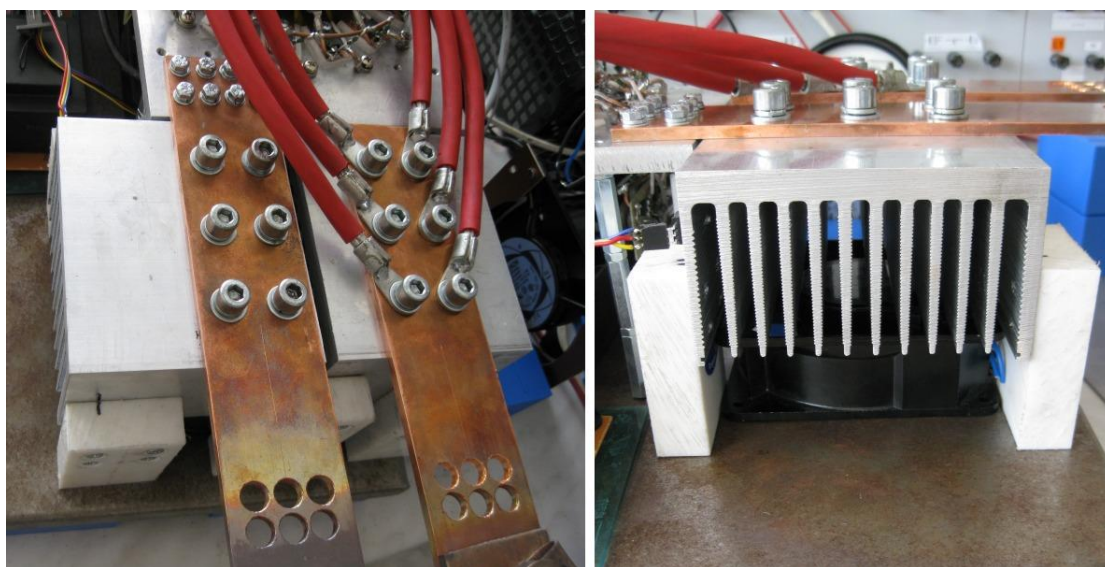
Protože ohřívání předmět má velmi vysokou teplotu a teplo se vedením dostává do připojovacích vodičů, byly na výstupní ploché vodiče mezi usměrňovač a svorky zdroje připevněny ještě přídatné chladiče, které odvádějí přebytečné teplo. Ve vodičích jsou ještě

kousek od zamýšleného umístění ohřívaného předmětu vyvrtány díry, které mají sloužit pro lepší tepelnou izolaci ohřívaného předmětu.

Kontaktování ohřívaného předmětu na svorky zdroje zatím není úspěšně vyřešeno. Jako provizorní řešení pro účely testování zdroje byl ohřívaný předmět ke svorkám připevněn pomocí ocelových šroubovacích tesařských svorek. Konce předmětu (podkovy) jsou ještě navíc obaleny měděným plechem pro lepší elektrický kontakt.



Obr. 3-10: Připojení usměrňovače k výstupním vodičům a detail spojení záporného výstupu



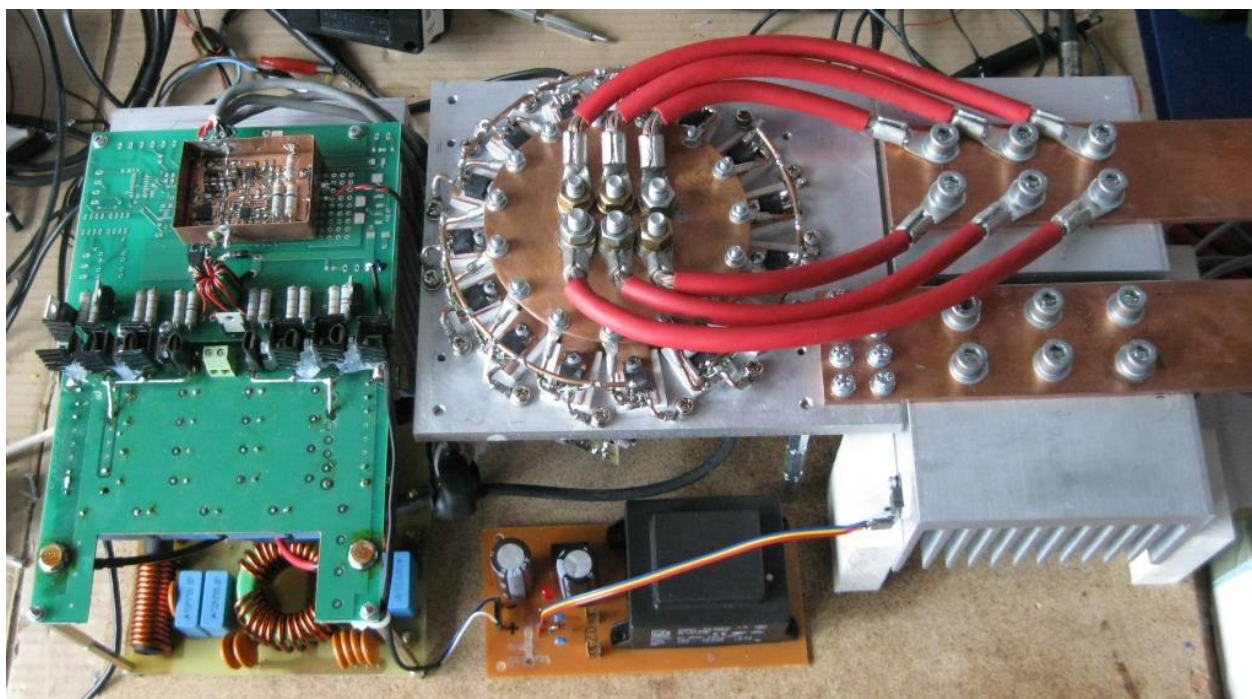
Obr. 3-11: Chladiče výstupních připojovacích vodičů



Obr. 3-12: Připojení ohřívaného předmětu (podkovy) k výstupním svorkám zdroje

3.1.7 Celek zdroje

Celkové rozmístění komponentů zdroje je na následujícím obrázku. Komponenty budou připevněny k základnímu železnému plechu, ve kterém budou vyhotoveny otvory pro ventilátory.



Obr. 3-13: Celek zdroje

3.2 Oživení zdroje

Nejdříve jsme oživilí desku řízení připojením na zdroj s omezeným proudem, zkontrolovali proudový odběr, střidu a frekvenci výstupního napětí a funkci podpěťové ochrany.

Poté jsme připojili nejdříve budiče tranzistorů měniče. Zkontrolovali jsme proudový odběr ze zdroje a průběhy budičích signálů tranzistorů. Dále jsme připojili budiče tranzistorů synchronního usměrňovače, opět zkontrolovali proudový odběr a průběhy budičích signálů.

Pak jsme ověřili funkci pomocného zdroje, změřili jeho výstupní napětí a připojili jej ke zbytku obvodů. Po připojení pomocného zdroje jsme ještě jednou zkontrolovali jeho výstupní napětí a správnou funkci budičů.

Následovalo připojení silového obvodu k regulačnímu autotransformátoru, nejprve usměrněného třífázovým diodovým můstkem kvůli snadnějšímu měření (malé zvlnění napětí), přes ochranný rezistor několik Ohmů. Nejdříve s výstupem naprázdno jsme pomalu zvyšovali napětí, při tom měřili proudový odběr a průběh napětí na *Drainech* dolních tranzistorů. Při vyšším napětí musí být na průběhu napětí vidět konec demagnetizace transformátoru (napětí během doby vypnutí tranzistorů začne na konci klesat). Odběr proudu musí být velmi malý, zdroj odebírá příkon potřebný pouze na krytí ztrát v hlavním transformátoru, v *RCD* článcích tranzistorů a příkon potřebný pro přebíjení parazitních kapacit. Během doby zapnutí tranzistorů musí být napětí nulové (přesněji velmi malé – určitě pod 1 V) a po vypnutí by neměl být vidět téměř žádný překmit napětí.

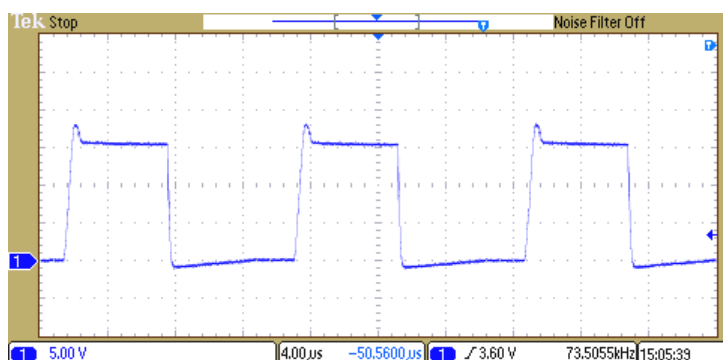
Poté jsme na výstup zdroje připojili zátěž – podkovu. Nejprve jsme nastavili omezení střední hodnoty proudu na malou hodnotu (několik Ampérů) a pomalu zvyšovali napětí. Po dosažení nastaveného proudu z meziobvodu musí řídicí obvod začít snižovat střidu a regulační smyčka nesmí kmitat, zdroj nevydává žádné rušivé zvuky. Po dalším zvyšování napětí musí zůstat odběr proudu z meziobvodu konstantní při zmenšující se střídě.

Pak jsme nastavili omezení střední hodnoty proudu na vyšší hodnotu, přidávali jsme napětí a sledovali, kdy začne fungovat omezení špičkové hodnoty proudu. Zdroj v režimu omezení špičkové hodnoty proudu rovněž nesmí znatelně kmitat nebo syčet.

Během všech těchto úkonů, zejména při vyšším výkonu a proudu, je nutno kontrolovat teplotu kritických částí zdroje (chladiče, transformátor apod.).

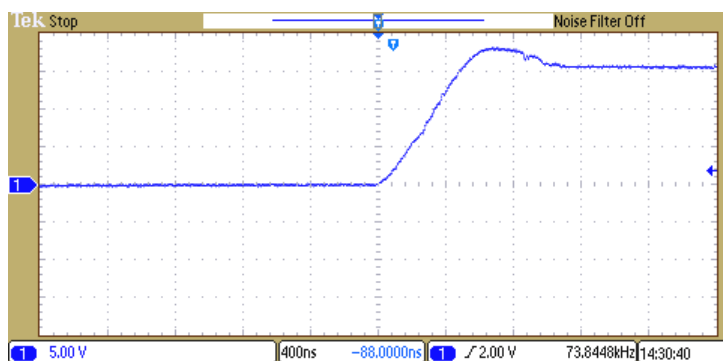
3.3 Naměřené průběhy veličin

Po úspěšném oživení zdroje byly zaznamenány důležité průběhy napětí a proudů v různých místech zdroje. Tyto průběhy jsou znázorněny na následujících oscilogramech a okomentovány.



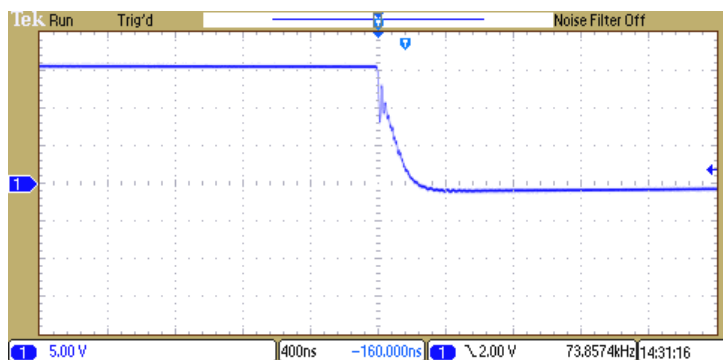
Obr. 3-14: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče

Na Obr. 3-14 vidíme průběh napětí na řídicí elektrodě (U_{GS}) tranzistorů měniče. Průběh je bez napětí v silovém obvodu a při maximální střídě. Tranzistory se vypínají nulovým napětím a spínají přibližně 15-ti volty. Na konci náběžné hrany vidíme mírný překmit napětí; pokud ovšem špičkové napětí nepřekračuje 20 V a děj je dostatečně tlumený (napětí nekmitá zpátky pod 15 V), nejsou tyto překmity na škodu.



Obr. 3-15: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče – detail náběžné hrany

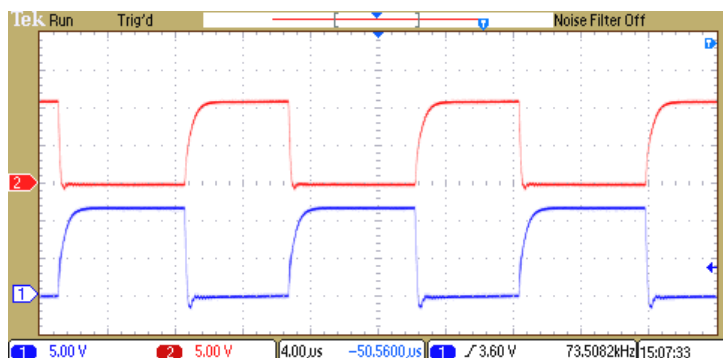
Doba náběhu napětí během náběžné hrany je cca 500 ns. Tato hodnota je v pořádku. Zapínací děj tranzistorů je odlehčen rozptylovou indukčností transformátoru, takže doba náběhu není příliš kritická, někdy je naopak vhodné ji mírně prodloužit.



Obr. 3-16: Průběh napětí na řídicí elektrodě tranzistorů měniče – detail sestupné hrany

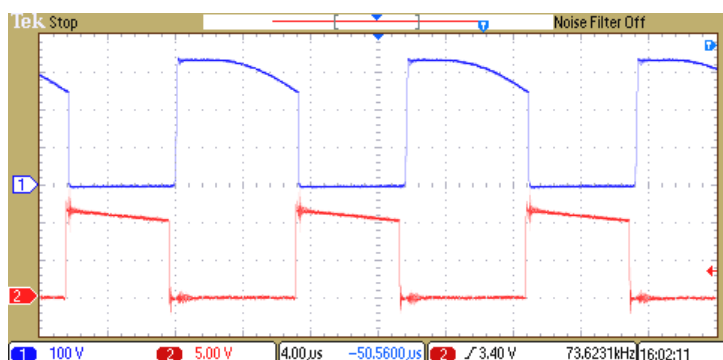
Sestupná hrana trvá cca 200 ns. Z hlediska účinnosti je vhodné tranzistory vypínat co nejrychleji, příliš rychlé vypnutí ale může způsobit nechtěné překmity napětí a další problémy

(např. rozšiřovací jev na čipu), které by mohly mít za následek poškození tranzistorů nebo zvýšit úroveň elektromagnetického rušení vlivem vyšších strmostí napětí a proudu.



Obr. 3-17: Průběhy napětí na řídicích elektrodách tranzistorů synchronního usměrňovače

Na Obr. 3-17 vidíme průběhy napětí na řídicích elektrodách tranzistorů usměrňovače, bez napětí na silovém obvodu. Vrchní průběh je pro tranzistory tvořící „sériovou“ diodu, dolní průběh je pro tranzistory tvořící nulovou diodu. Tranzistory se spínají doplňkově a u tranzistorů tvořících nulovou diodu je střída spínání vždy vyšší. Náběžné hrany jsou mírně zpomaleny rezistory v budičích, strmost sestupných hran je omezena pouze rezistory u tranzistorů (cca $3,4 \Omega$ pro každý tranzistor).

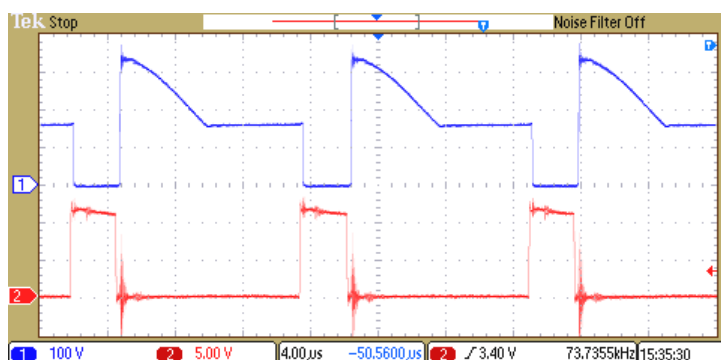


Obr. 3-18: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče bez zátěže (nahore) a signál z řízení (dole)

Na Obr. 3-18 vidíme průběh napětí na *Drainech* dolních tranzistorů měniče s napětím v meziobvodu 320 V a bez zátěže na výstupu zdroje. Pod tímto průběhem je zobrazen řídicí signál z IO UC3845. Vidíme, že zde existuje určité malé zpoždění mezi povelům z řízení a akcí na výstupu z měniče.

Na průběhu napětí musíme vidět mírný pokles před koncem doby vypnutí. Znamená to, že se transformátor stihl demagnetizovat. Pokud by tomu tak nebylo, mohlo by dojít k přesycení transformátoru a zničení měniče (kontrolujeme proudový odběr měniče a sledujeme průběhy při pomalém zvyšování napětí).

Překmitý napětí jsou téměř nulové, tak jak je bez zátěže očekávatelné.



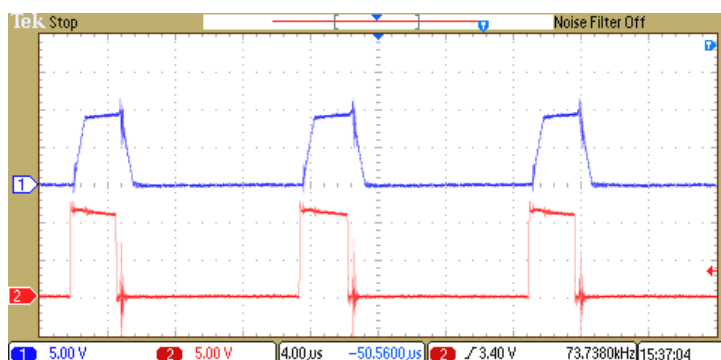
Obr. 3-19: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče se zátěží (nahore) a signál z řízení (dole)

Na Obr. 3-19 vidíme průběh napětí na dolních tranzistorech se zátěží na výstupu cca 1400 A. Řízení již omezuje střidu, aby udrželo nastavený maximální proud z meziobvodu. Jsou zde již nějaké překmity na napětí, nejsou ale nijak nebezpečně velké, takže návrh silového obvodu měniče je v pořádku.

Transformátor se rovněž stíhá bez problému demagnetizovat, ovšem průběh napětí během demagnetizace není příliš očekávatelný. Teoreticky by vlivem existence magnetizačního proudu po vypnutí tranzistorů mělo být napětí po dobu demagnetizace omezeno nulovými diodami, tedy by mělo být po nějakou dobu konstantní a poté klesnout. Zde začíná napětí ihned po vypnutí tranzistorů po komutaci klesat. Důvod tohoto chování by mohl být následující: V primárním obvodu existuje poměrně velká kapacita, sestávající z kondenzátorů v RCD člancích a z výstupních kapacit tranzistorů. Rezonanční frekvence velké magnetizační indukčnosti a této kapacity již je značně malá. Pokud budeme počítat pouze s kapacitou v RCD člancích, která je 3 nF na každý tranzistor, k primárnímu vinutí jsou tyto kapacity efektivně připojeny v sérii a pro rezonanční frekvenci s magnetizační indukčností primárního vinutí můžeme napsat:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{4,4 \text{ mH} \cdot \frac{3 \text{ nF}}{2}}} \cong 62 \text{ kHz} \quad (3.1)$$

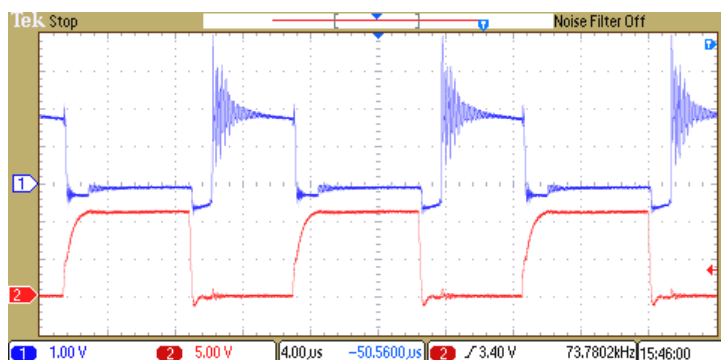
Tato frekvence je srovnatelná s pracovní frekvencí, můžeme tedy říct, že demagnetizace probíhá „kvazirezonančně“. Poté, co magnetizační proud během demagnetizace klesne k nule, začne probíhat rezonanční děj. Jakmile napětí na transformátoru klesne k nule (proběhne čtvrtina rezonančního kmitu), je magnetizační proud již záporný. V tu dobu je ovšem demagnetizační děj zastaven, napětí na transformátoru nemůže obrátit polaritu kvůli existenci usměrňovače na sekundárním vinutí. Magnetizace primárního vinutí při dalším pulzu tedy probíhá se **záporným počátečním magnetizačním proudem**. Tento děj se v krajním případě může ustálit tak, že magnetizace začíná se záporným magnetizačním proudem a končí s nulovým magnetizačním proudem, tedy rezonanční děj začne probíhat ihned po vypnutí tranzistorů, přičemž okamžitá komutace napětí po vypnutí tranzistorů se děje vlivem existence rozptylové indukčnosti transformátoru.



Obr. 3-20: Průběh napětí na proudovém bočníku (nahore) a signál z řízení (dole)

Na Obr. 3-20 vidíme průběh napětí na bočníku, který odpovídá proudu primárním vinutím transformátoru. Můžeme zde vidět vliv rozptylové indukčnosti transformátoru. Proud po sepnutí tranzistorů nenaroste okamžitě, ale roste s určitou strmostí, danou velikostí rozptylové indukčnosti. Po vypnutí tranzistorů rovněž proud neklesne okamžitě, ale klesá se stejnou strmostí.

Celkový odpor bočníku je $21,2 \, \Omega$ a napětí na něm zde dosahuje hodnoty cca 9 V. Proud bočníkem je tedy cca 0,425 A a proud primárním vinutím transformátoru a tranzistory pak 42,5 A. Hlavní transformátor má převod 33:1, takže výstupní proud je potom přibližně 1400 A.



Obr. 3-21: Průběh napětí na „nulovém tranzistoru“ usměrňovače (nahore) a jeho budicí signál (dole)

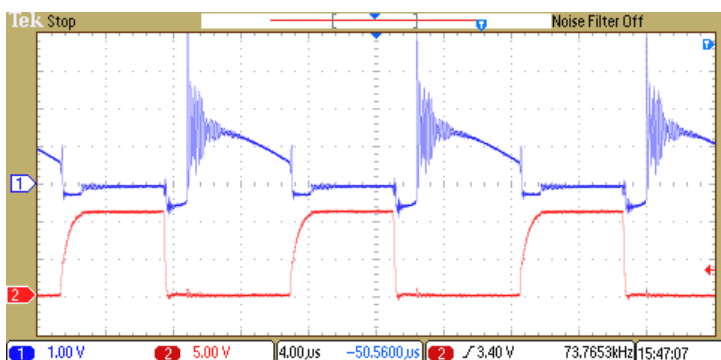
Na Obr. 3-21 vidíme průběh napětí na tranzistorech synchronního usměrňovače, které topologicky představují nulovou (paralelní) diodu v klasickém usměrňovači. Oscilogram je pořízen s poměrně malým výstupním proudem a napětím, jinak docházelo k zarušení osciloskopu nebo jeho sondy (také viz dále).

Na první pohled si všimneme parazitního kmitání na vypnutém tranzistoru. Špičková hodnota kmitů dosahuje přibližně dvojnásobku výstupního napětí z transformátoru. Jmenovité špičkové výstupní napětí z transformátoru je cca 10 V, tranzistory jsou dimenzovány na 40 V, takže to je v pořádku.

Vidíme zde ale ještě jeden děj, se kterým jsme původně při návrhu usměrňovače nepočítali. Po vypnutí „nulových tranzistorů“ usměrňovače, tedy po zapnutí tranzistorů měniče, napětí na tranzistorech usměrňovače na okamžik poklesne z téměř nulového napětí na hodnotu skoro -1 V a až poté obrátí polaritu. Je to způsobeno rozptylovou indukčností transformátoru. Po zapnutí tranzistorů měniče totiž proud na výstupu transformátoru nenaroste okamžitě, ale lineárně narůstá

na maximální hodnotu, jak bylo zdůvodněno dříve. Během tohoto nárůstu proudu stále ještě teče proud nulovou diodou usměrňovače (tedy přesněji řečeno proud nulovou diodou klesá, přičemž proud sériovou diodou narůstá), ale tranzistory představující nulovou diodu jsou již vypnuty, proud během tohoto okamžiku tedy teče jejich vnitřní diodou a již ne malým odporem kanálu! Okamžitý ztrátový výkon, který je roven $u \cdot i$, je během tohoto děje značně vyšší než během doby vypnutí tranzistorů měniče. Tento děj má tedy za následek **zvýšení ztráty na usměrňovači**.

Při zvyšování výstupního proudu se na osciloskopu velikost záporného napětí na tranzistorech během tohoto nechtěného děje snižuje, a zároveň se zvyšuje velikost záporného napětí během děje, který následuje po ukončení závěrného pulzu. Zřejmě velikost záporného napětí (tedy úbytku na vnitřních diodách tranzistorů) při vyšším proudu nemůže klesat, podle očekávání bude spíše růst. A naopak druhý popisovaný děj není reálný, protože v tu dobu jsou již tranzistory sepnuty a proud tedy vede jejich malým odporem kanálu. Z tohoto usuzujeme, že se jedná o indukované parazitní napětí do sondy k osciloskopu, nebo do osciloskopu samotného.



Obr. 3-22: Průběh napětí na „sériovém tranzistoru“ usměrňovače (nahore) a jeho budicí signál (dole)

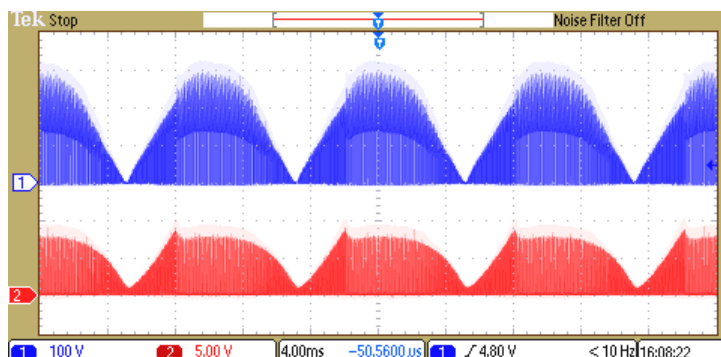
Na Obr. 3-22 máme podobnou situaci jako v předchozím případě. Po vypnutí tranzistorů měniče a současném vypnutí tranzistorů usměrňovače, představujících sériovou diodu, nezanikne proud na těchto tranzistorech usměrňovače okamžitě, ale klesá s určitou strmostí. Během této doby jsou tranzistory již vypnuty, takže vede jejich vnitřní dioda, což způsobuje zvětšení úbytku napětí a zvýšení ztráty na usměrňovači.

Měřením bylo zjištěno, že doba nárůstu a poklesu proudu, způsobená rozptylovou indukčností transformátoru, je cca $1 \mu\text{s}$ při plném výstupním proudu a napětí v meziobvodu. Během této doby klesá výstupní proud z 1600 A na 0 A , nebo roste z 0 A na 1600 A . Pokud během této doby uvažíme konstantní úbytek na vnitřních diodách tranzistorů, můžeme energii ztracenou během jednoho děje spočítat jako součin *středního proudu* během tohoto děje, konstantního úbytku napětí a doby trvání děje. Ztrátový výkon na diodách pak dostaneme vynásobením této energie frekvencí spínání. Pro výpočet celkového ztrátového výkonu na diodách obou usměrňovacích prvků výsledek vynásobíme dvěma. Tedy

$$P_{ztr,D} = \frac{1600 \text{ A}}{2} \cdot 0,8 \text{ V} \cdot 1 \mu\text{s} \cdot 73 \text{ kHz} \cdot 2 \cong 93 \text{ W}$$

Jedná se tedy o nezanedbatelnou ztrátu, se kterou by bylo vhodné počítat již při dimenzování usměrňovače a jeho chlazení. Reálně je tato ztráta ještě vyšší, protože napětí v meziobvodu není stejnosměrné, ale je modulované „pulsusovým“ průběhem. Při nižším napětí a stejném proudu

je doba nárůstu proudu stejnou indukčností delší ($\frac{\Delta i}{\Delta t} = \frac{U}{L}$), průměrná doba těchto nechtěných dějů se tedy prodlouží.

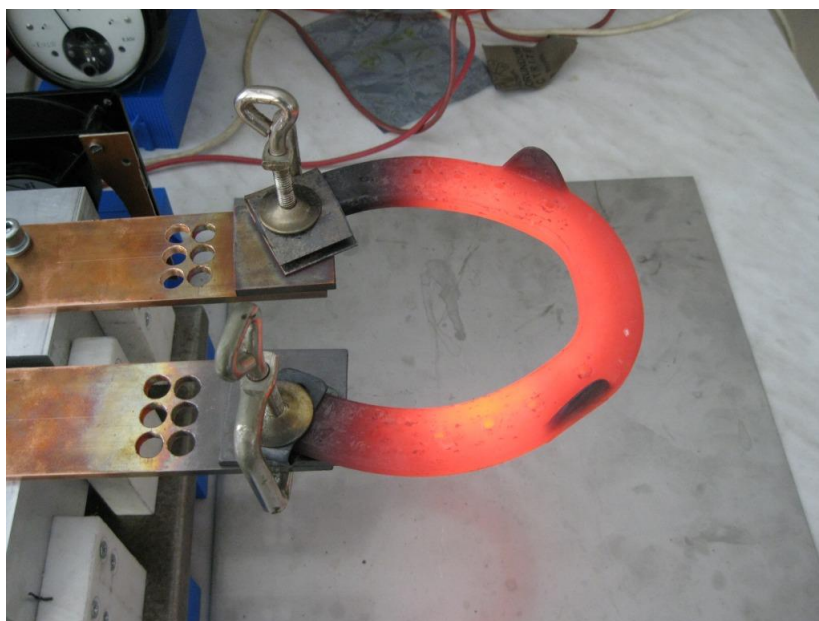


Obr. 3-23: Průběh napětí Drain-Source tranzistorů měniče (nahore) napětí na proudovém bočníku (dole)

Na Obr. 3-23 vidíme průběh napětí v meziobvodu a proudu snímaného na bočníku, s pomalou časovou základnou osciloskopu, nastavenou na 4 ms/dílek. Můžeme zde vidět „pulsusový“ průběh napětí (modulovaný celovlnně usměrněným jednofázovým síťovým napětím). Proud nejdříve spolu s napětím narůstá, poté jeho střední hodnota (střední hodnota VF průběhu, který zde detailně nevidíme) dosáhne úrovně nastavené v řízení a řídící obvod ji dále drží konstantní. Zde ale vidíme pouze obálku špičkové hodnoty proudu (která odpovídá výstupnímu proudu).

3.4 Výsledky

Zdroj byl úspěšně oživen a otestován. Při příkonu 2500 W je zdroj schopen rozžhavit referenční (velkou) podkovu do oranžového žáru během několika minut.



Obr. 3-24: Žhavá podkova na výstupu zdroje

Zařízení má následující nedostatky:

- 1) Plocha hliníkové desky, sloužící pro chlazení tranzistorů synchronního usměrňovače, není dostatečná vzhledem ke ztrátovému výkonu na usměrňovači. Při použití běžného ventilátoru na 230 V~ s asynchronním motorem dochází k přehřívání usměrňovače při plném výstupním proudu. Tento problém byl částečně vyřešen použitím výkonného stejnosměrného ventilátoru s elektricky komutovaným motorem a příkonem cca 50 W. Na začátku ohřevu, kdy je podkova ještě chladná a řízení do ní pouští plný proud, se usměrňovač značně zahřeje. Po ohřátí podkovy na ní vzroste napětí a řídicí obvod sníží výstupní proud, pak se již usměrňovač chladí dobře.
- 2) Elektrické spojení podkovy s výstupem zdroje je problematické. Vzniká zde velký přechodový odpor, který je při menším přitlaku podkovy k měděným vodičům tak velký, že většina výkonu a napětí se „ztrácí“ na něm. Pro dostatečně malý přechodový odpor bylo nutné podkovu očistit brusným papírem, natvarovat kousek měděného plechu kolem obou jejich konců a konce přitáhnout k měděným pásovým vodičům pomocí ocelových tesařských svorek, které byly dotaženy velkou silou (s použitím kleští).
- 3) Vlivem přechodu tepla z konců podkovy do vodičů a přitlačného mechanismu se konce neohřejí na dostatečnou teplotu.

3.5 Měření účinnosti zdroje

Účinnost zdroje byla měřena při napájení meziobvodu ze stejnosměrného zdroje napětí, aby bylo možné získat přesnější výsledky s použitím běžných měřicích přístrojů. Účinnost byla měřena po ustálení teploty podkovy při příkonu cca 2500 W a pro dvě různá napětí – 300 V a 207 V. Druhá hodnota představuje střední hodnotu napětí při napájení meziobvodu jednofázovým nefiltrovaným napětím a měla by lépe reflektovat účinnost zdroje při zamýšleném napájení.

Výsledky měření byly vyneseny do následující tabulky:

Tabulka 1: Výsledky měření účinnosti zdroje

U_d [V]	$I_{d, stř}$ [A]	$U_{z, stř}$ [V]	I_z [A]	P_1 [W]	P_z [W]	P_{ztr} [W]	η [%]
300	8,5	2,05	1046	2550	2134	416	83,7
207	12	1,97	1034	2484	2037	447	82

Podle očekávání je účinnost zdroje mírně vyšší při vyšším napětí v meziobvodu. Při vyšším napětí je střída spínání tranzistorů primárního měniče menší, vinutím transformátoru teče proud po kratší dobu a zpoždění způsobené rozptylovou indukčností transformátoru je kratší, takže výše popsaný děj vedení proudu vnitřními diodami u tranzistorů usměrňovače (pod Obr. 3-21) také trvá kratší dobu.

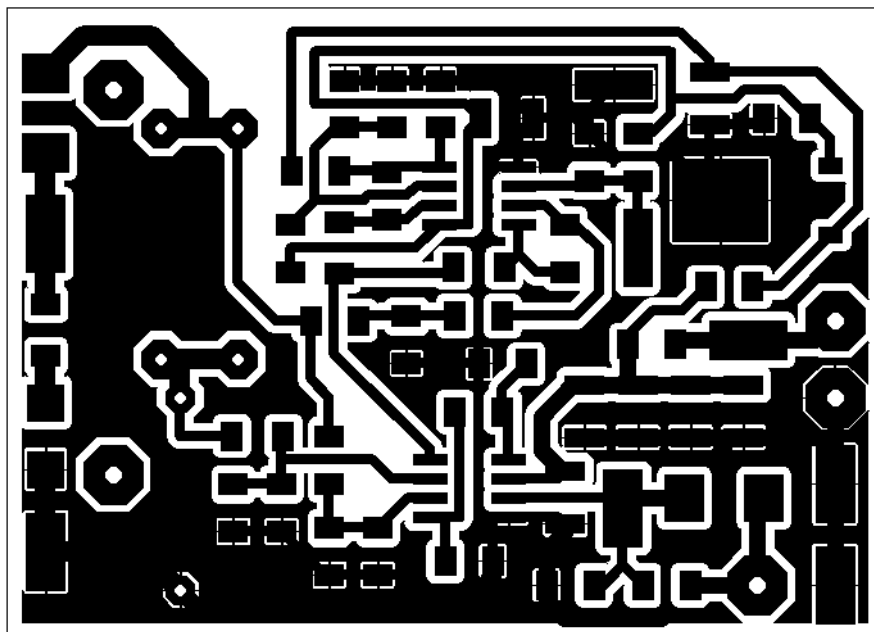
Dosažené hodnoty účinnosti nejsou příliš vysoké, ale s ohledem na výstupní parametry zdroje se stále jedná o relativně dobrý výsledek. Většina ztrátového výkonu se nejspíše ztrácí na výstupním usměrňovači, relativně velká část také na vinutí transformátoru (zejména na jeho sekundárním vinutí), dále na propojovacích vodičích v konstrukci usměrňovače, na tranzistorech primárního měniče a na jejich tlumicích RCD člancích.

Obr. 4-1: Celkové schéma zapojení desky s řídícími obvody



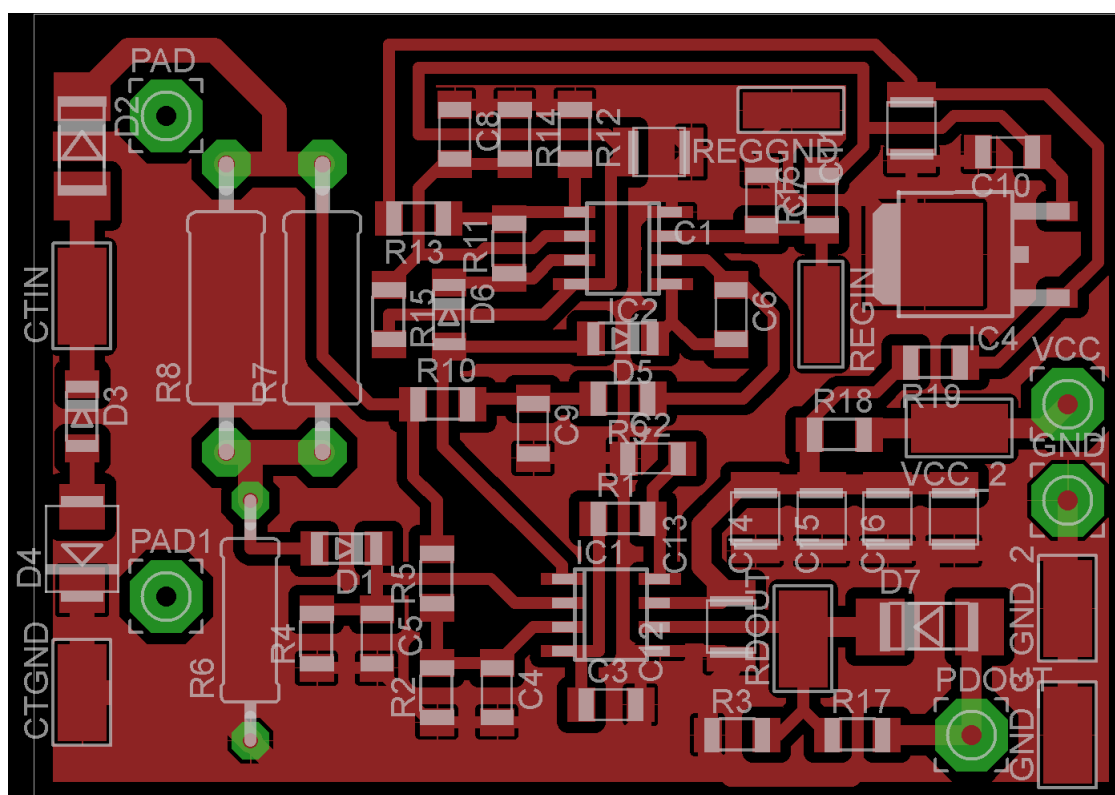
Tabulka 2: Seznam součástek pro řídicí obvody

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1	10u	1210
C2	100n	1206
C3	2,2n NP0	1206
C4	2,2n	1206
C5	22n	1206
C6	22n	1206
C7	1u	1206
C8	100n	1206
C9	1n	1206
C10	100n	1206
C11	10u	1210
C12-C16	2x10u	1210
D1	BAT4x	MINIMELF
D2	SUF4004	MELF-MLL41
D3	LL4148	MINIMELF
D4	TRANSIL	SMB
D5	LL4148	MINIMELF
D6	LL4148	MINIMELF
D7	1N5819	MELF-MLL41
IC1	UC3845D1	SO08
IC2	TLC272D	SO08
IC4	7805DT	TO252
R1	5,6k	R1206
R2	100	R1206
R3	10k	R1206
R4	10k	R1206
R5	1k	R1206
R6	4,7/1W	0309/12
R7	33/2W	0411/15
R8	33/2W	0411/15
R9	10k	R1206
R10	470	R1206
R11	15k	R1206
R12	1k	R1206
R13	2,7k	R1206
R14	1k	R1206
R15	1k	R1206
R16	4,7k	R1206
R17	150	R1206
R18	4,7	R1206
R19	22	R1206



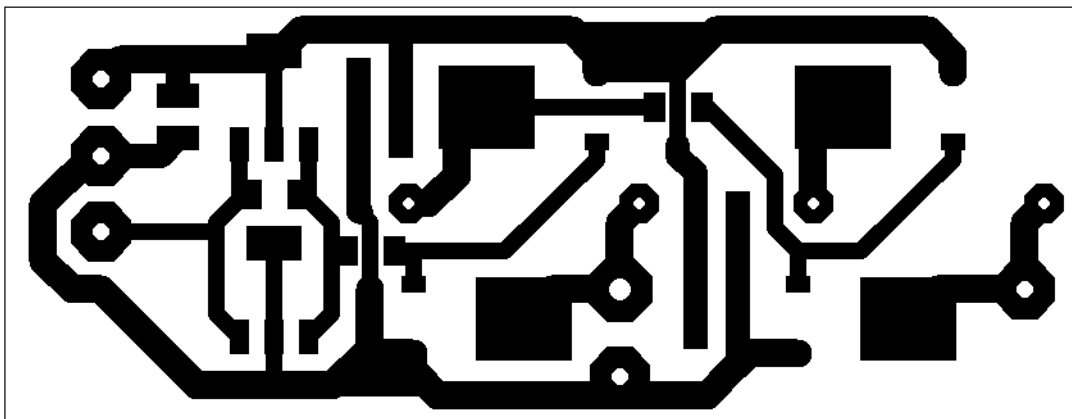
Obr. 4-2: Deska s plošnými spoji řídicích obvodů – horní vrstva (zvětšení 200 %)

Pozn.: Spodní vrstva u DPS řízení je pouze nevyleptaná měděná plocha.

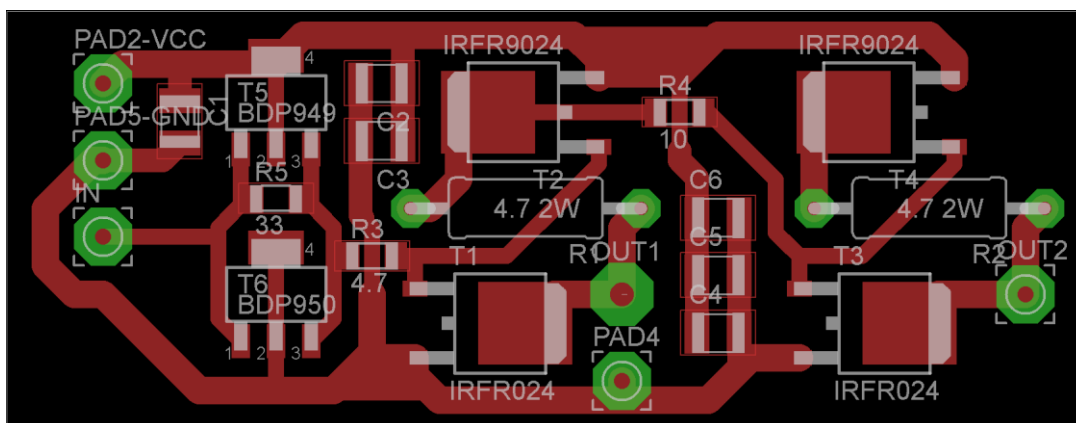


Obr. 4-3: Rozmístění součástek na desce řídicích obvodů

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1-C6	10u	1210
R1,R2	4,7/2W	0411/15
R3	4,7	1206
R4	10	1206
R5	33	1206
T1	IRFR024	DPAK
T2	IRFR9024	DPAK
T3	IRFR024	DPAK
T4	IRFR9024	DPAK
T5	BDP949	SOT223
T6	BDP950	SOT223

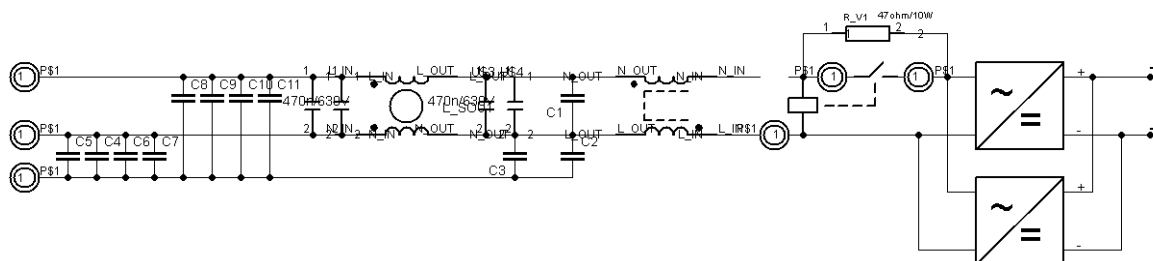


Obr. 4-5: Deska s plošnými spoji budiče synchronního usměrňovače – horní vrstva (zvětšení 200 %)



Obr. 4-6: Rozmístění součástek na desce budiče synchronního usměrňovače

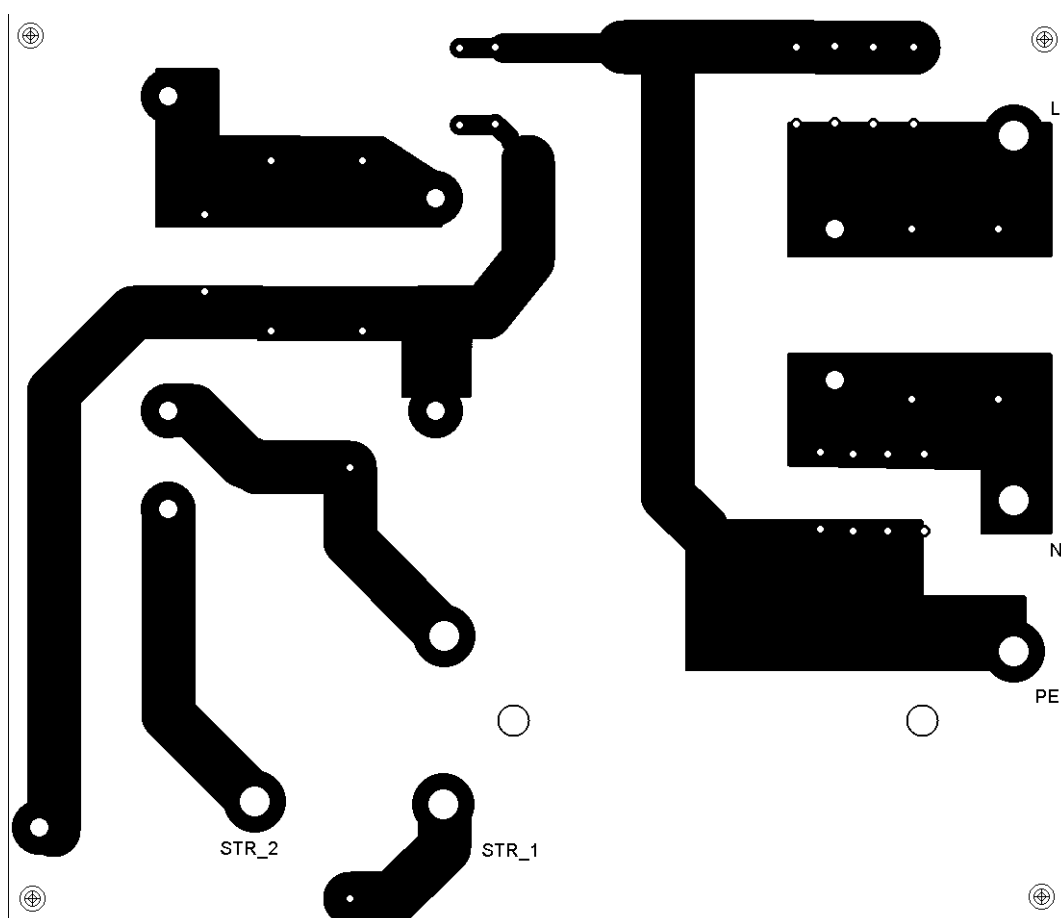
4.3 Schéma zapojení a návrh desky s plošnými spoji pro síťový filtr a soft start



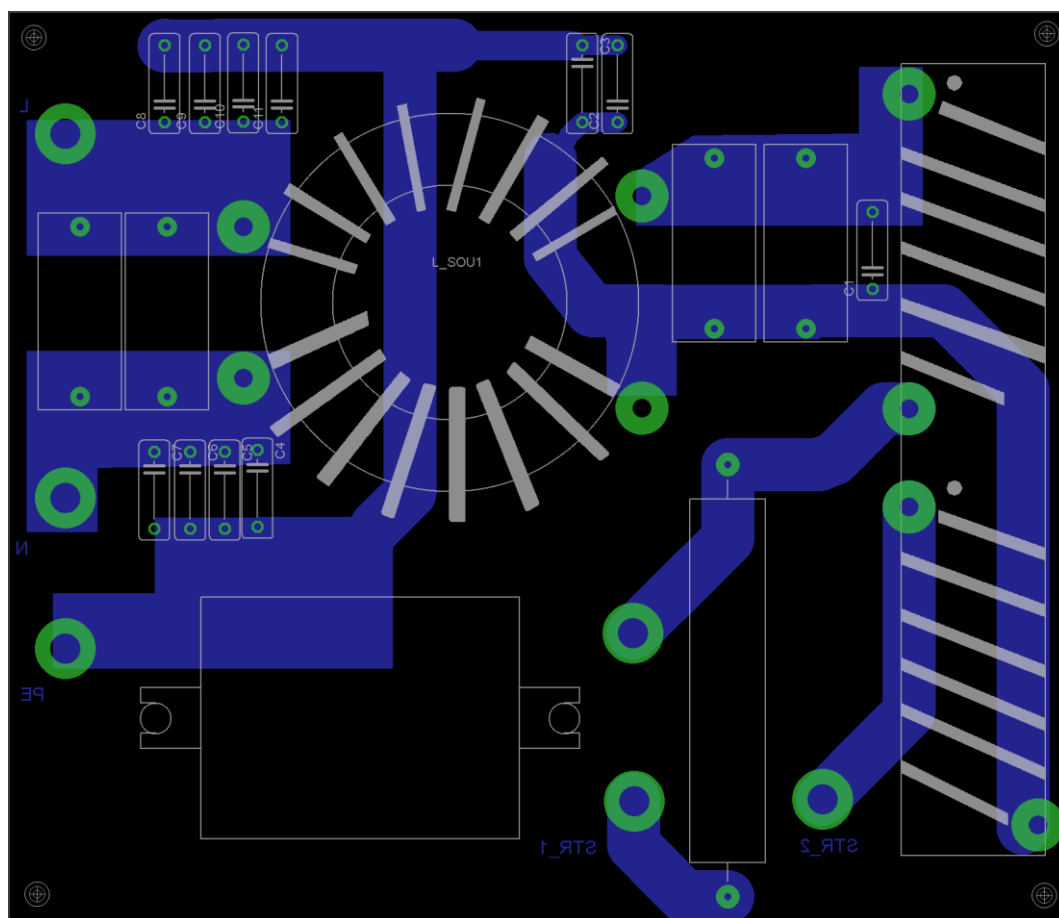
Obr. 4-7: Celkové schéma zapojení filtru a soft startu (usměrňovače nejsou na DPS)

Tabulka 4: Seznam součástek pro filtr a soft start

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1-C11	10n/3kV	C102-043X133
L	Šroub M4	M4
M4_3	Šroub M4	M4
N	Šroub M4	M4
PE	Šroub M4	M4
R_V1	47/10W	Keram.
STR_1	Šroub M4	M4
STR_2	Šroub M4	M4
UŠ1- UŠ4	470n/630V	Plast

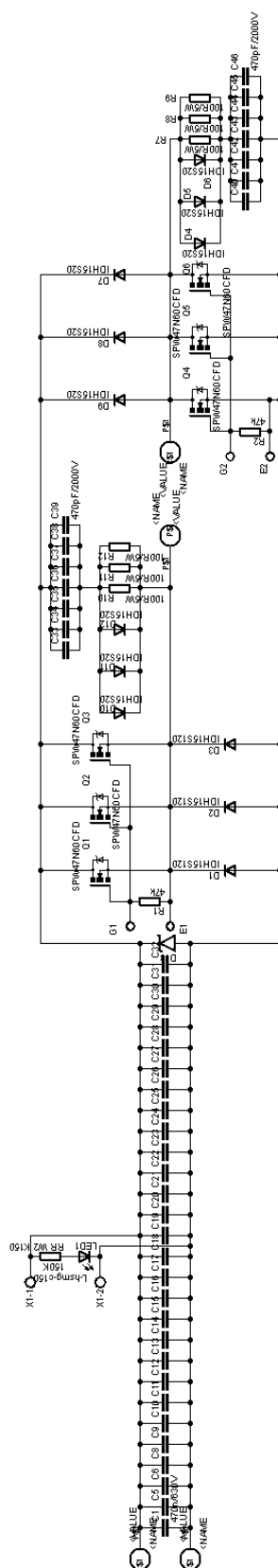


Obr. 4-8: Deska s plošnými spoji filtru a soft startu – spodní vrstva (zvětšení 100 %)



Obr. 4-9: Rozmístění součástek na desce filtru a soft startu

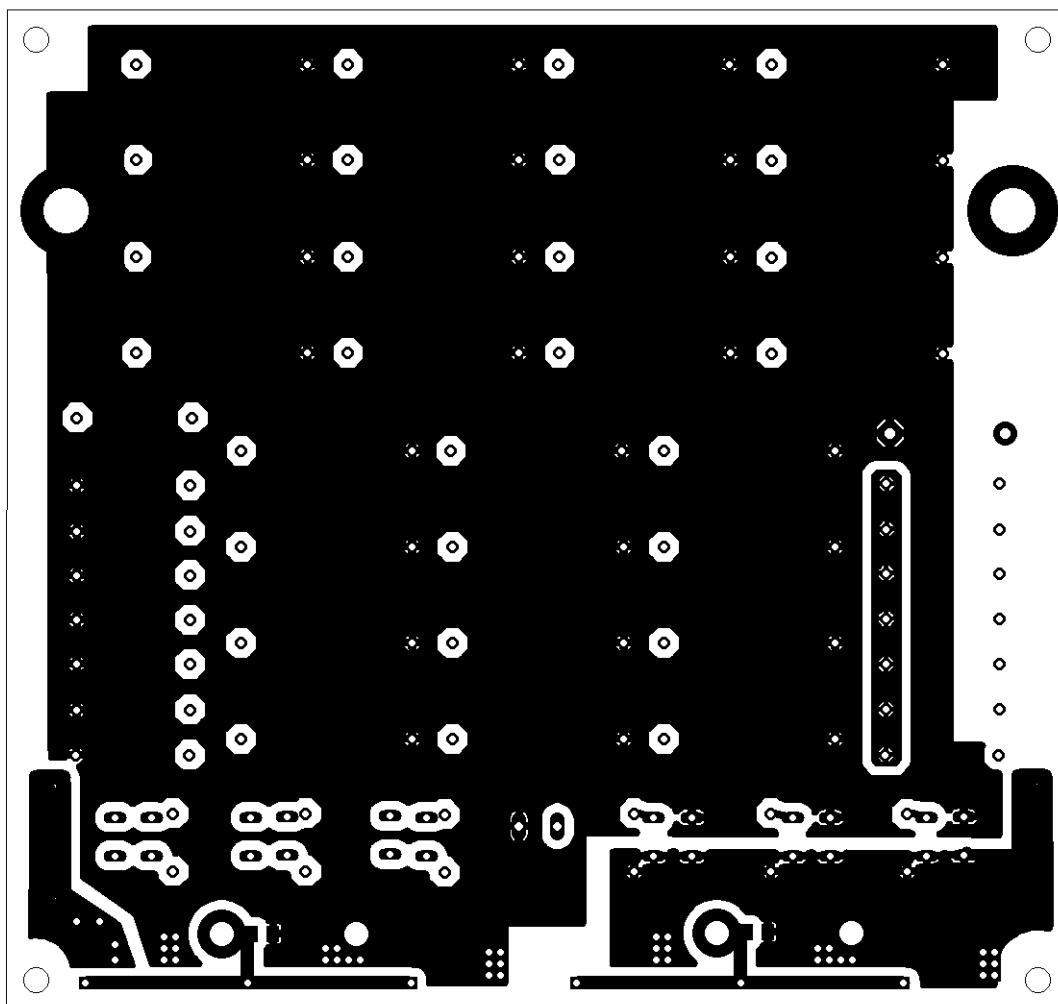
4.4 Schéma zapojení a návrh desky s plošnými spoji pro silový obvod měniče



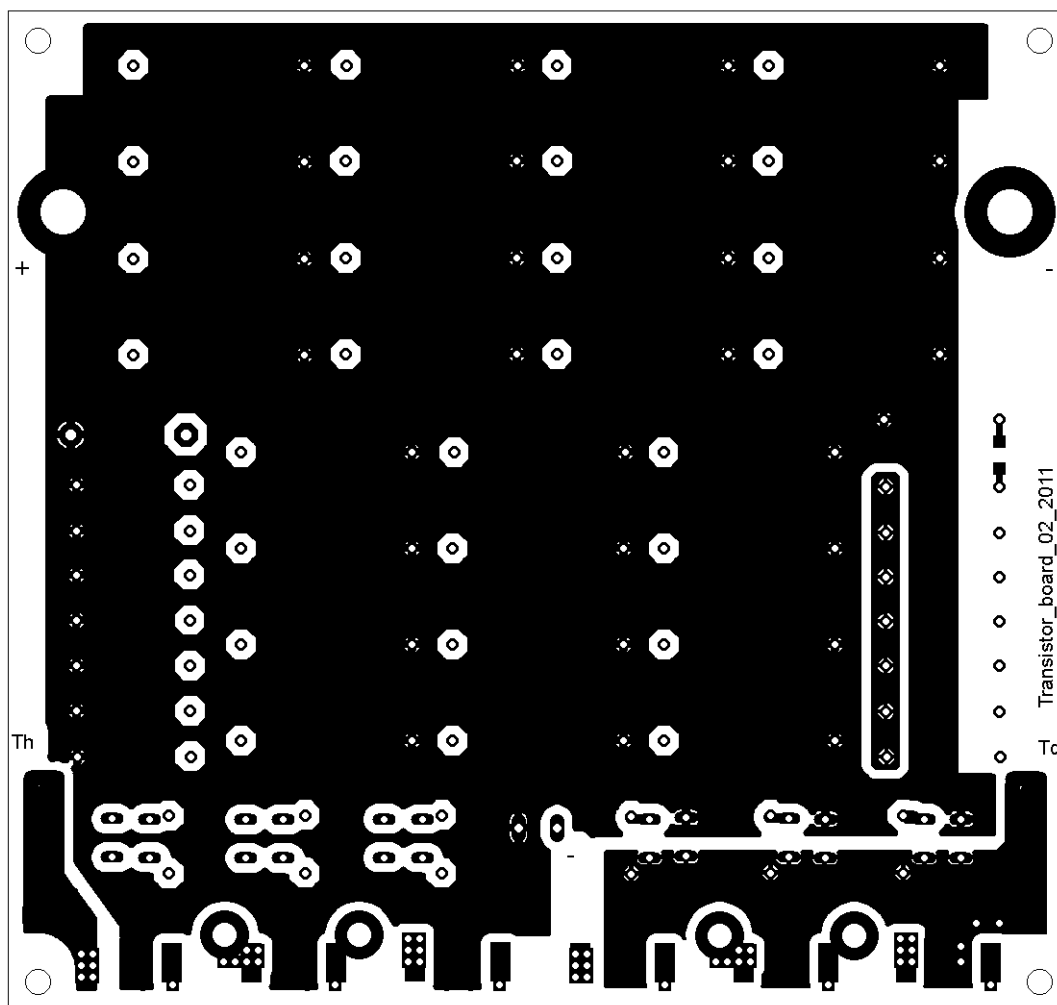
Obr. 4-10: Celkové schéma zapojení silového obvodu

Tabulka 5: Seznam součástek pro silový obvod

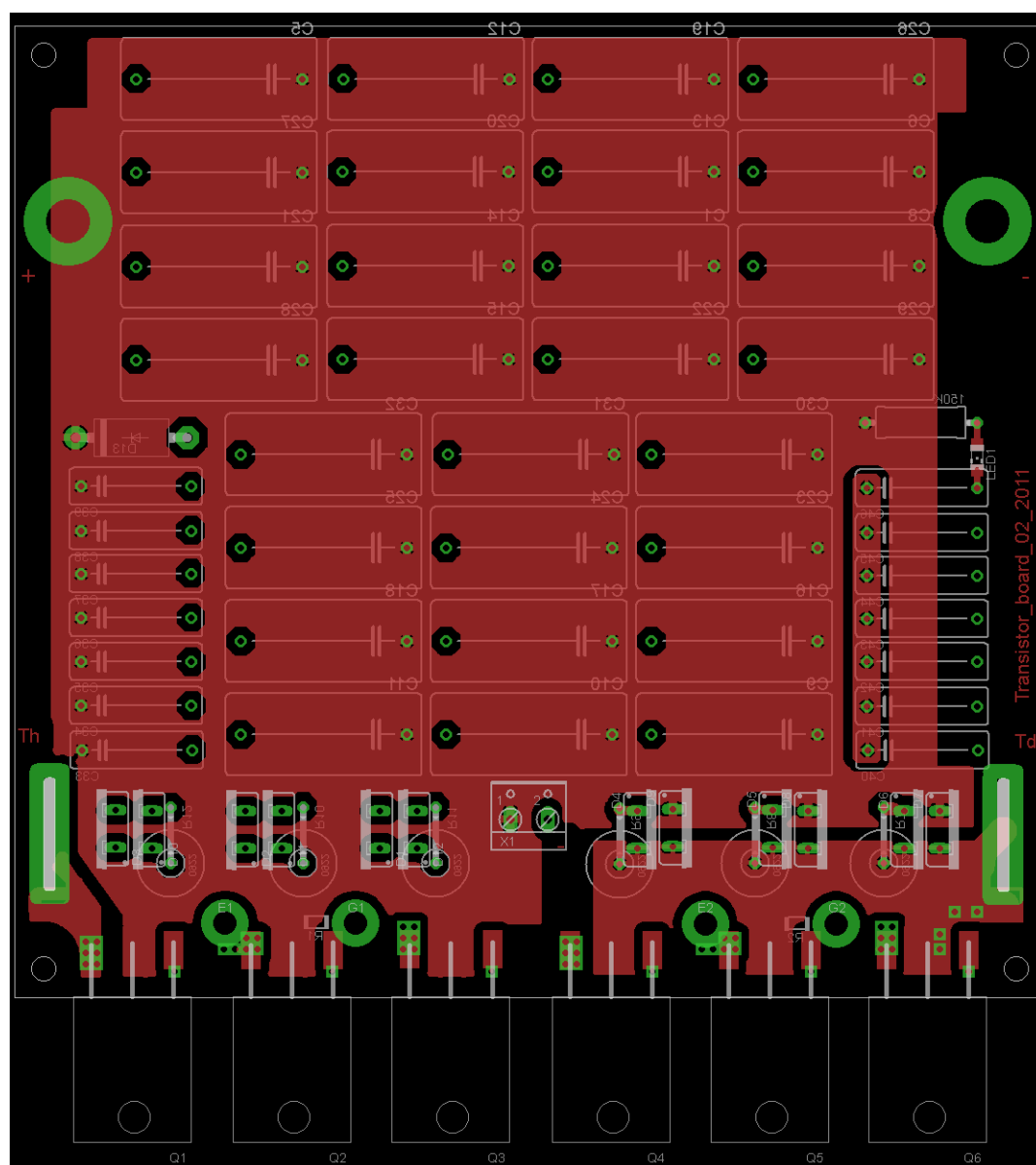
Označení	Hodnota	Pouzdro
150K	RR W2 K150	0414/15
C1	470n/630V	C225-113X268
C5-C32	470n/630V	C225-113X268
C33-C46	470p/2000V	C150-054X183
D1-D12	IDH15S120	TO220ACS
D13	1.5KE400A	DO-201
E1,E2	Dist.sloupek M3	M3
G1,G2	Dist.sloupek M3	M3
LED1	L-hsmg-c150	CHIPLED_1206
Q1-Q6	SPW47N60CFD	TO247BV
R1,R2	47k	1206
R7-R12	100/5W	0922V
U\$1,U\$5	M6	M6
U\$3,U\$4	CON15X1.5	CON15X1.5



Obr. 4-11: Deska s plošnými spoji silového obvodu – spodní vrstva (zvětšení 100 %)

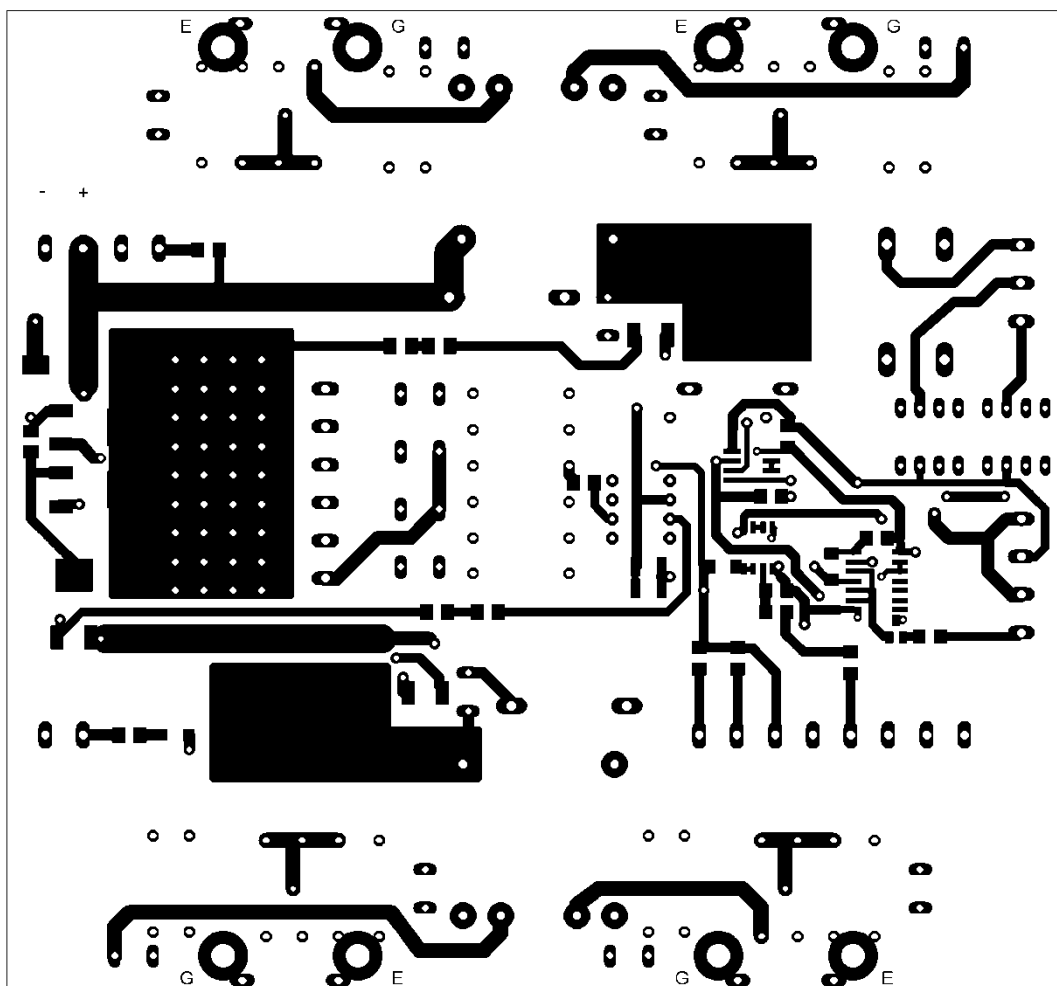


Obr. 4-12: Deska s plošnými spoji silového obvodu – horní vrstva (zvětšení 100 %)



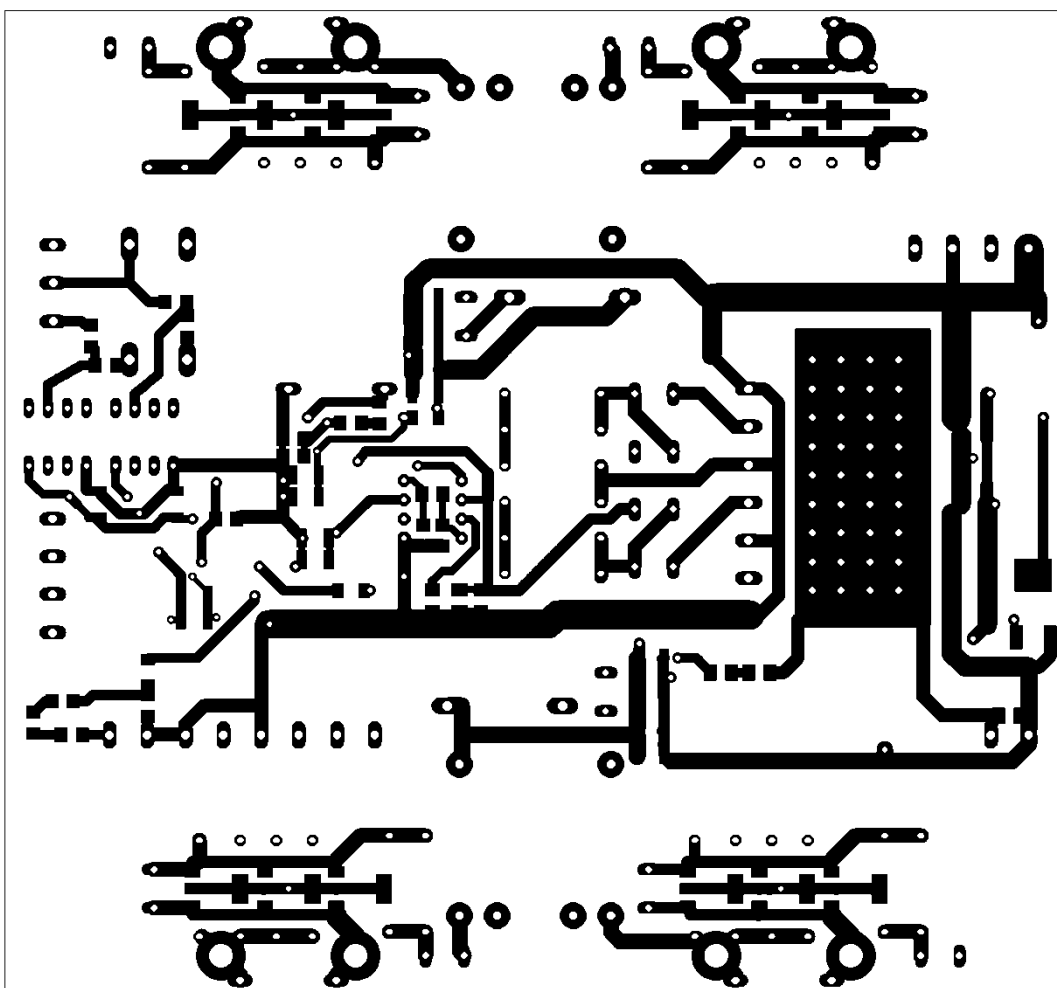
Obr. 4-13: Rozmístění součástek na desce silového obvodu (pohled z horní strany)

Označení	Hodnota	Pouzdro
C12	2x10M	1210
C20	2x10M	1210
C23	2x10M	1210
C24	2x10M	1210
C25	2x10M	1210
D1	BYW29-200	DO220S
D2	16V/5W	P1Z12
D3	BYW29-200	DO220S
D7	BYW29-200	DO220S
D8	1N5352B	C1702-15
D9	BYW29-200	DO220S
D10	16V/5W	P1Z12
D15	BYW29-200	DO220S
R1-R7	3R3	0411/12
R11	3R3	0411/12
R12	82R	0411/12
R14-R16	3R3	0411/12
T5	RFD14N05	DPAK
T7-T9	BDP950	SOT223
T10-T12	BDP950	SOT223



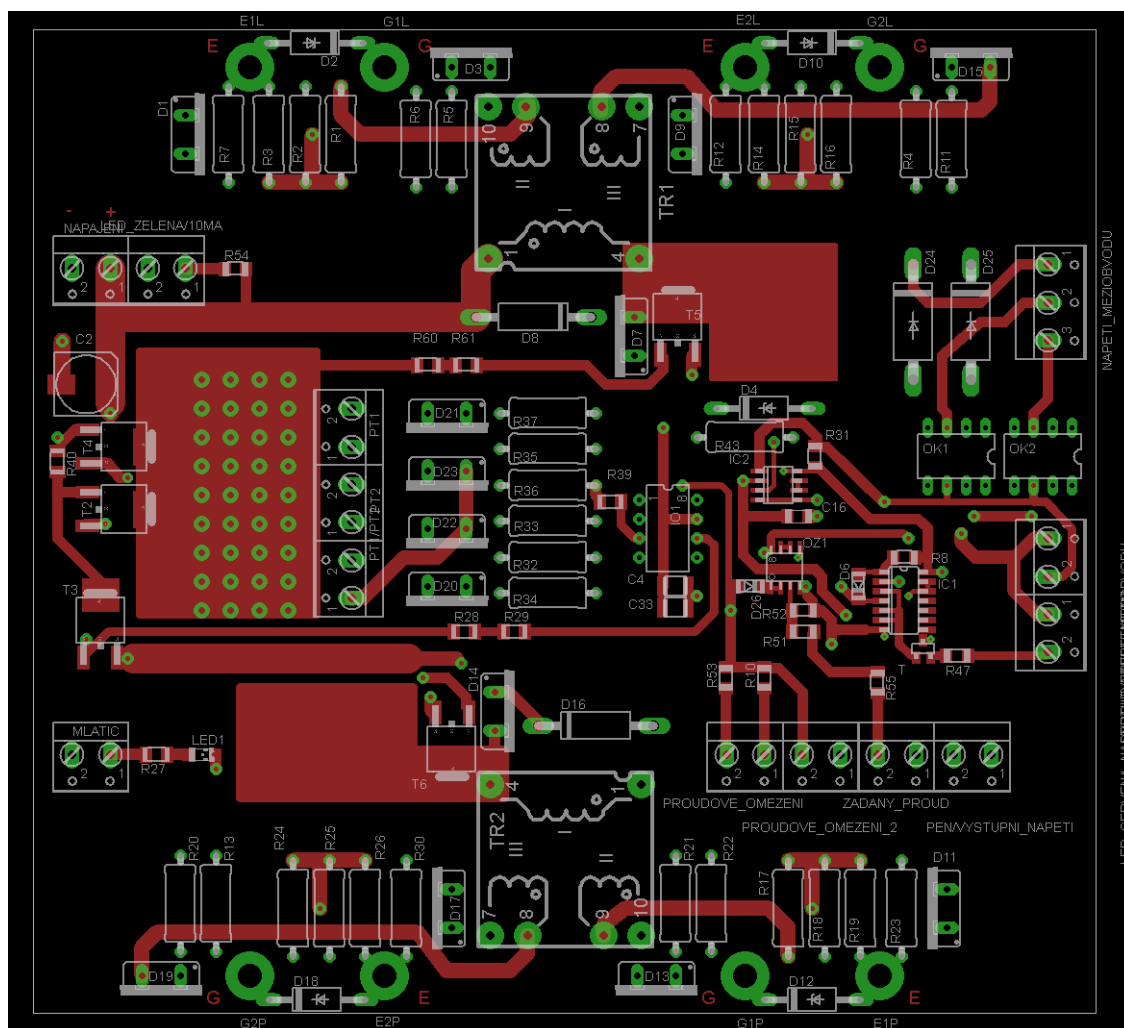
Obr. 4-15: Deska s plošnými spoji budičů tranzistorů měniče – horní vrstva (zvětšení 100 %)

Poznámka: z této desky jsou využity pouze budiče, řízení není zapojeno



Obr. 4-16: Deska s plošnými spoji budičů tranzistorů měniče – spodní vrstva (zvětšení 100 %)

Poznámka: z této desky jsou využity pouze budiče, řízení není zapojeno



Obr. 4-17: Rozmístění součástek na desce budičů tranzistorů měniče (pohled z horní strany)

Poznámka: z této desky jsou využity pouze budiče, řízení není zapojeno

5 ZÁVĚR

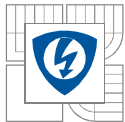
Spínaný zdroj pro odporový ohřev jsme za pomoci teoretických návrhů a výpočtů úspěšně realizovali a oživil. Zdroj je schopen během několika minut rozžhavit velkou podkovu do červeného až oranžového žáru při příkonu 2500 W. Ve zdroji je použita podkritická hodnota kapacity v meziobvodu, která umožňuje zlepšit účinnost odběru bez složitějších obvodů korekce účinnosti, a také synchronní usměrňovač, na němž je menší výkonová ztráta než na klasickém usměrňovači sestaveného ze Schottkyho diod.

Hlavním nedostatkem samotného zdroje je chlazení výstupního usměrňovače, které není dostatečně dimenzováno. Je nutné jej chladit velkým průtokem vzduchu, aby nedocházelo k jeho přehřívání. Tento problém by mohl být v další konstrukci vyřešen větší hliníkovou deskou, sloužící k odvodu tepla z usměrňovače, na kterou by se připevnila žebrovaná chladiče.

Velká výkonová ztráta v usměrňovači je také z části způsobena tím, že po zlomek periody neteče proud přes malý odpor kanálů tranzistorů MOS-FET, ale přes jejich vnitřní diody. Tento jev byl v práci popsán a je způsoben existencí rozptylové indukčnosti hlavního transformátoru. Další práce by se mohla zabývat analýzou možných řešení tohoto problému.

Dalším problémem zařízení je řešení kontaktování ohřívajícího předmětu (podkovy) na výstupní svorky zdroje. Pro účely testování bylo dosedací plochy nutno důkladně očistit a kontaktovat konce podkovy z obou stran s použitím velké přitlačné síly, jinak nebylo možné dosáhnout dostatečně nízkého přechodového odporu. Pro použití zdroje v praxi není možné pokaždé konce podkovy čistit a nejspíše by ani nebylo možné dosáhnout potřebného přitlaku s pomocí jednoduše použitelného mechanismu. Výstupní svorky zdroje také odvádí z konců předmětu teplo a konce zůstanou relativně chladné, zatímco zbytek předmětu je žhavý.

Z těchto důvodů zdroj nejspíše nebude prakticky využitelný pro potřeby ohřevu železa v kovářské praxi. Zdroj ale může najít i jiné využití, například jako bodová svářečka, nebo po mírné úpravě řídicích obvodů jako regulovatelný zdroj stejnosměrného vysokého proudu (např. pro laboratorní použití).



LITERATURA

- [1] KRIST, P. *Indukční ohřev pro účely tváření a svařování kovů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 42 s. Vedoucí semestrální práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph. D.
- [2] *Coil Inductance Calculator - 66pacific.com* [online]. Dostupné z: http://www.66pacific.com/calculators/coil_calc.aspx
- [3] Fairchild Semiconductor. *UC3842/UC3843/UC3844/UC3845 SMPS Controller* [online]. Dostupné z: pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/fairchild/UC3844.pdf