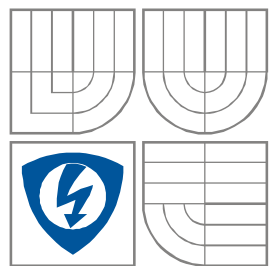


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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

ZAŘÍZENÍ PRO INDUKČNÍ OHŘEV S VÝKONEM 2,5kW

DEVICE FOR INDUCTION HEATING WITH A POWER OF 2,5kW

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

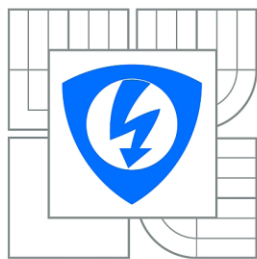
Bc. PETR KRIST

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. Petr Krist

ID: 125505

Ročník: 2

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Zařízení pro indukční ohřev s výkonem 2,5kW

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte finální zapojení přístroje a provedení budících cívek.
2. Realizujte celý přístroj i budící cívky. Zapojení oživte a ověřte jeho funkčnost.
3. Proveďte sérii ověřovacích měření a sestavte technickou dokumentaci k zapojení přístroje (elektrická část a mechanické provedení budících cívek).

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUT IUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [2] Vorel P., Patočka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 28.5.2014

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

Konzultanti diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem zařízení pro indukční ohřev malých železných součástí. Zařízení má být primárně určeno pro podkovářskou praxi nebo umělecké kovářství. S ohledem na využití v praxi je referenčním ohřívaným tělesem podkova. Základem zařízení je výkonový měnič s připojeným sériovým rezonančním obvodem jako zátěží. Obsahem práce je pak návrh a vývoj elektrických i mechanických částí celého zařízení, to znamená řídicích obvodů, rezonančního obvodu, schránky na ohřívané těleso, atd. Výstupem práce je realizace zařízení, jeho oživení, optimalizace a zkouška chodu. Při zkoušce se podařilo podkovu rozehrát téměř na požadovanou teplotu.

Abstract

This thesis deals with designing of an induction heating of small iron parts. This device should be primarily designed for a farrier practice or an artistic blacksmithing. Considering the practice, the referential heated iron part will be a horseshoe. The basis of this device is a power inverter with serial resonant circuit connected to inverter as a load. This thesis contains designing and development of electrical and mechanical parts of whole device. It means control circuits, resonant circuit, box for heated part, etc. At the end of this thesis is realization of the device, electrifying, optimization and testing. During the test the horseshoe was heated close to demanded temperature.

Klíčová slova

Indukční ohřev; podkova; měnič; rezonanční obvody

Keywords

Induction heating; horseshoe; inverter; resonant circuits

Bibliografická citace

KRIST, P. *Zařízení pro indukční ohřev s výkonem 2,5kW*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 74 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D..

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Zařízení pro indukční ohřev s výkonem 2,5 kW 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 28.05.2014 Podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne 28.05.2014 Podpis autora



Obsah

Seznam obrázků	9
Seznam symbolů a zkratk	11
1 Úvod	12
2 Návrh zařízení pro indukční ohřev.....	14
2.1 Určení potřebného výkonu.....	14
2.1.1 Teoretický výpočet	14
2.1.2 Experimentální ověření výpočtu	16
2.1.3 Řešení vstupního usměřovače.....	16
2.2 Rezonanční obvody – teoretický rozbor.....	17
2.2.1 Sériový rezonanční obvod	17
2.2.2 Paralelní rezonanční obvod	19
2.3 Napájení rezonančních obvodů.....	21
2.4 Dimenzování sériového rezonančního obvodu	24
2.5 Dimenzování paralelního rezonančního obvodu.....	25
2.6 Experimentální ověření jakosti rezonanční cívky	28
2.7 Volba koncepce rezonančního obvodu s ohledem na řízení.....	33
3 Návrh měniče	36
3.1 Dimenzování výkonových prvků silového obvodu a kondenzátoru v meziobvodu	36
3.1.1 Dimenzování výkonových tranzistorů	36
3.1.2 Dimenzování kondenzátoru meziobvodu.....	36
3.2 Vstupní síťový odrušovací filtr a vstupní usměřovač měniče	38
3.3 Řídicí obvody	43
3.4 Budiče výkonových tranzistorů	45
3.5 Napájení řídicích obvodů a budičů	47
3.6 Ochrany	47
3.7 Určení ztrát a dimenzování chladiče pro výkonové součástky.....	48
4 Realizace	49
4.1 Silový obvod	49
4.2 Síťový filtr s usměřovačem	53
4.3 Pícka pro ohřev podkovy	54
4.4 Pracovní cívka	57



4.5 Rezonanční kondenzátor	59
4.6 Řídicí část s budiči a podpětovou ochranou.....	61
5 Zkušební provoz zařízení, měření a optimalizace.....	63
6 Závěr	69
7 Literatura	70
Příloha 1.....	71



Seznam obrázků

<i>Obr. 1.1: Náčrtek referenční podkovy s rozměry (větší pantoflice)</i>	13
<i>Obr. 2.1: Elektrotepelné schéma aplikace</i>	14
<i>Obr. 2.2: Průběhy napětí a proudů v SRO</i>	18
<i>Obr. 2.3: Náhradní schéma SRO</i>	18
<i>Obr. 2.4: Náhradní schéma PRO</i>	19
<i>Obr. 2.5: Průběhy proudů a napětí v PRO</i>	20
<i>Obr. 2.6: Silový obvod měniče</i>	21
<i>Obr. 2.7: Náhradní schéma silového obvodu měniče</i>	22
<i>Obr. 2.8: Průběh budicího napětí s vyznačenou nf obálkou</i>	22
<i>Obr. 2.9: Průběh první harmonické složky budicího napětí</i>	23
<i>Obr. 2.10: Náhradní schéma PRO se sériovou tlumivkou</i>	26
<i>Obr. 2.11: Grafy funkcí výkonu na ztrátovém odporu s parametrem L_T</i>	27
<i>Obr. 2.12: Schéma experimentu na ověření jakosti cívky</i>	28
<i>Obr. 2.13: Průběh vlastních tlumených kmitů rezonančního obvodu</i>	28
<i>Obr. 2.16: Schéma ztrát v PRO</i>	30
<i>Obr. 2.14: Průběh změřeného napětí na cívce při vložené podkově</i>	31
<i>Obr. 2.15: Průběh změřeného napětí na cívce naprázdno</i>	31
<i>Obr. 2.17: Foto z experimentálního pracoviště</i>	32
<i>Obr. 2.18: Impedance LLC obvodu</i>	33
<i>Obr. 2.19: Frekvenční charakteristiky paralelního rezonančního obvodu (LLC obvodu)</i>	34
<i>Obr. 3.1: Uzel proudů měniče</i>	37
<i>Obr. 3.2: Průběh proudu $i_T(t)$</i>	37
<i>Obr. 3.3: Vstupní síťový odrušovací filtr</i>	39
<i>Obr. 3.4: Navržené schéma síťového filtru a vstupního usměrňovače měniče + přepětová ochrana</i>	42
<i>Obr. 3.5: Výsledek správné funkce řídicích obvodů pro různé zátěže</i>	43
<i>Obr. 3.6: Princip funkce řídicí části</i>	44
<i>Obr. 3.7: Schéma řídicích obvodů, budičů a podpětové ochrany</i>	46
<i>Obr. 3.8: Schéma napájení řídicí části</i>	47
<i>Obr. 4.1: Horní strana silového obvodu - vlevo osazovací plán, vpravo DPS</i>	50
<i>Obr. 4.2: Spodní strana silového obvodu - vlevo osazovací plán, vpravo DPS</i>	50
<i>Obr. 4.3: Foto spodní strany silového obvodu</i>	51
<i>Obr. 4.4: Foto horní strany silového obvodu</i>	51
<i>Obr. 4.5: Schéma silového obvodu měniče</i>	52
<i>Obr. 4.6: Síťový filtr - vlevo DPS (zespodu), vpravo osazovací plán (shora)</i>	53
<i>Obr. 4.7: Foto síťového filtru</i>	53
<i>Obr. 4.8: Náčrt šamotové pícky s rozměry</i>	54
<i>Obr. 4.9: Podrobné elektrotepelné schéma aplikace (rovnovážný stav)</i>	56
<i>Obr. 4.10: Pícka s navinutou pracovní cívkou – přední pohled</i>	58
<i>Obr. 4.11: Pícka s navinutou pracovní cívkou – boční pohled</i>	59
<i>Obr. 4.12: Foto řešení rezonančního kondenzátoru</i>	60
<i>Obr. 4.13: DPS řídicí části s podpětovou ochranou a primární částí budičů</i>	61



<i>Obr. 4.14: Foto DPS řídící části, podpěťové ochrany a primární strany budičů</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 4.15: DPS sekundární strany budičů - horní vrstva</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 4.16: DPS sekundární strany budičů - spodní vrstva</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 4.17: Foto sekundární strany budičů</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 4.18: Napájení řídících obvodů - vlevo DPS (zespodu), vpravo osazovací plán (shora)</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 5.1: Foto zkušebního pracoviště</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 5.2: Průběh napětí G-E výkonového tranzistoru při vypnutém napájení meziobvodu (napájeny pouze řídící obvody)</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 5.3: Průběh napětí na primárním vinutí budicího transformátoru při vypnutém napájení meziobvodu (napájeny pouze řídící obvody)</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 5.4: Makroskopické průběhy napětí meziobvodu a proudu rez. obvodem</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 5.5: Průběhy napětí D-S na tranzistoru a proudu rez. obvodem naprázdno (bez vložené podkovy) při sníženém napětí meziobvodu</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 5.6: Průběh napětí D-S na tranzistoru a proudu rez. obvodem při zátěži a při sníženém napětí meziobvodu</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 5.7: Foto rozežhavené podkovy</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 5.8: Opravené funkční schéma řídící části</i>	<i>68</i>



Seznam symbolů a zkratk

α	Činitel přestupu tepla do okolí	$[\text{W}\text{K}^{-1}\text{m}^{-2}]$
C_t	Tepelná kapacita tělesa	$[\text{J}\text{K}^{-1}]$
C	Kapacita rezonančního kondenzátoru	$[\text{F}]$
c_{Fe}	Měrná tepelná kapacita železa	$[\text{J}\text{kg}^{-1}\text{K}^{-1}]$
f_{nf}	Kmitočet síťového napětí	$[\text{Hz}]$
$I_{T,ef}$	Efektivní hodnota proudu jdoucího z meziobvodu	$[\text{A}]$
$I_{d,max}$	Maximum proudu jdoucího z usměrňovače	$[\text{A}]$
$I_{d,ef}$	Efektivní hodnota proudu jdoucího z usměrňovače	$[\text{A}]$
$I_{c,ef}$	Efektivní hodnota proudu kondenzátoru meziobvodu	$[\text{A}]$
L	Indukčnost rezonanční cívky	$[\text{H}]$
L_T	Indukčnost předřadné tlumivky	$[\text{H}]$
λ	Tepelná vodivost	$[\text{W}\text{m}^{-1}\text{K}^{-1}]$
m	Hmotnost tělesa	$[\text{kg}]$
P	Elektrický výkon	$[\text{W}]$
$P_{max,10A}$	Maximální odebíraný výkon ze sítě s 10 A jističem	$[\text{W}]$
$P_{max,16A}$	Maximální odebíraný výkon ze sítě s 16 A jističem	$[\text{W}]$
ΔP_v	Ztráty vedením proudu	$[\text{W}]$
ΔP_{pr}	Přepínací ztráty	$[\text{W}]$
ΔP_m	Ztráty usměrňovacích můstků	$[\text{W}]$
ΔP_c	Celkové ztráty	$[\text{W}]$
Q	Činitel jakosti	$[-]$
R_t	Tepelný odpor tělesa	$[\text{K}\text{W}^{-1}], [^{\circ}\text{C}\text{W}^{-1}]$
R_s	Odpor SRO	$[\Omega]$
R_p	Odpor PRO	$[\Omega]$
R_{DSon}	Odpor vodivého kanálu tranzistoru	$[\Omega]$
$R_{\vartheta,chl}$	Tepelný odpor chladiče	$[\text{K}\text{W}^{-1}], [^{\circ}\text{C}\text{W}^{-1}]$
S	Povrch tělesa	$[\text{m}^2]$
s	Střída	$[-]$
T_{tel}	Termodynamická teplota tělesa	$[\text{K}]$
T_{ok}	Termodynamická teplota okolí	$[\text{K}]$
T_0	Ustálená termodynamická teplota tělesa	$[\text{K}]$
τ	Časová konstanta	$[\text{s}]$
t	Čas	$[\text{s}]$
$U_{d,max}$	Amplituda napětí meziobvodu	$[\text{V}]$
$U_{B,max}$	Amplituda budicího napětí	$[\text{V}]$
$U_{B,1h,max}$	Amplituda 1. harmonické budicího napětí	$[\text{V}]$
$U_{B,1h,ef}$	Efektivní hodnota 1. harmonické budicího napětí	$[\text{V}]$
ω_r	Rezananční úhlový kmitočet	$[\text{s}^{-1}]$
ω	Úhlový kmitočet	$[\text{s}^{-1}]$
$\bar{Z}$	Impedance rez. obvodu	$[\Omega]$



1 Úvod

Zařízení konstruované v této práci bude primárně určeno pro indukční ohřev drobných železných součástí. Hlavní použití je pak plánováno v podkovářské praxi nebo v uměleckém kovářství.

Standardem v podkovářské praxi je v současnosti mobilní plynová výheň, kterou podkovář vozí v zavazadlovém prostoru dodávkového automobilu k zákazníkovi. Toto řešení má pochopitelně své nevýhody:

- 1) **Spotřeba plynu** – podkovář si musí plyn sám kupovat a z jeho praxe víme, že náklady činí cca 20 000 Kč za rok.
- 2) **Nutnost výměny plynových lahví** – nutnost jízdy pro láhev
- 3) **Ochlazování láhve při velkém odběru plynu** – láhev tak ztrácí tlak a je nutné ji externě zahřívat
- 4) **Nebezpečí požáru** – ohřev má poměrně malou účinnost a dochází tak k ohřevu okolního prostředí
- 5) **Dlouhá doba ohřevu**

Alternativním řešením tedy může být indukční ohřev, který má oproti plynové výhni tyto výhody:

- 1) **Teplota vzniká pouze v materiálu** – zmenšení nežádoucího ohřevu okolí, potřeba menšího výkonu než u plynové výhně
- 2) **Odběr elektrické energie u zákazníka** – odpadají náklady na plyn a nutnost manipulace s plynovými láhvemi
- 3) **Rozměry** – zařízení bude určitě menší a lehčí

S tímto řešením by se stal pro podkováře indukční ohřev standardem a plynový ohřev by zůstal jako náhradní řešení pro případ, že zákazník nebude mít rozvod elektrické energie.

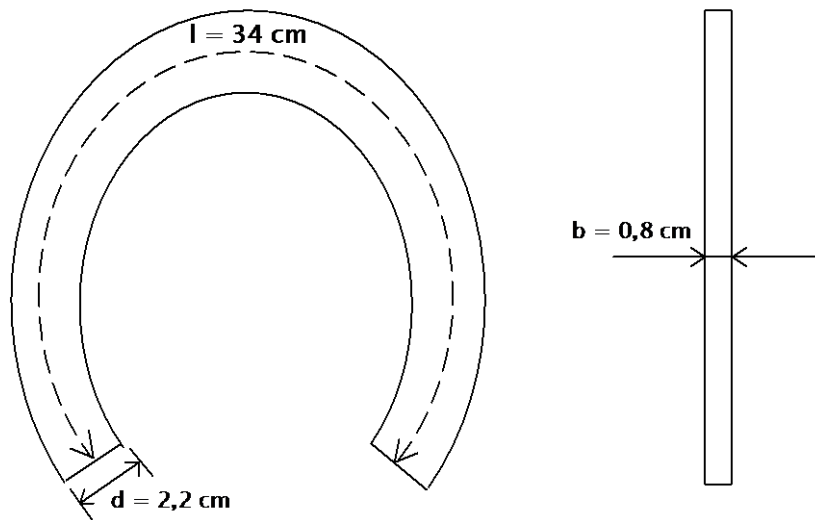
Vzhledem k výše uvedenému jsme jako referenční ohřívané těleso vybrali železnou podkovu. Vyskytuje se celá řada typů různých velikostí a provedení podkov. Uvedeme si zde jejich základní rozdělení:

- 1) **Podkovy pro dostihové koně** – drobnější podkovy malých rozměrů
- 2) **Podkovy pro parkúrové a drezurní koně** – podkovy středních rozměrů
- 3) **Podkovy pro tažné koně** – podkovy velkých rozměrů

Cílem návrhu zařízení bude schopnost rozehřátí i těch největších podkov na potřebnou teplotu.

Výsledkem vývoje by měl být mobilní přístroj pro indukční ohřev drobných železných součástí, primárně určený pro podkovářské účely. Vzhledem k potřebě provozovat zařízení u zákazníků, bude nezbytné použít napájení z jednofázové sítě (jištění 10 A nebo 16 A). Pouze omezená skupina zákazníků totiž disponuje trojfázovým příívodem.

Většina podkovářů je zvyklá si podkovy nahřívat všechny 4 současně, což může postavit indukční ohřev oproti plynovému do nevýhody, jelikož nevíme, zda nám jednofázová síť bude výkonově stačit na současný ohřev všech podkov. Pokud ne, můžeme postavit zařízení na ohřev jedné nebo dvou podkov. Na tuto otázku bude odpovězeno v kapitolách 2.1.1 a 2.1.2.



Obr. 1.1: Náčrtek referenční podkovy s rozměry (větší pantoflice)

Pro výpočty dále v této práci budeme potřebovat znát celkový povrch podkovy. Budeme uvažovat podkovu jako kvádr, tedy v rozvinutém tvaru a zanedbáme různé vrypy a díry:

$$S = 2 \cdot (d \cdot l + d \cdot b + b \cdot l) \cong 2,075 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2 \quad (1 - 1)$$

Dále k výpočtu doby ohřevu budeme potřebovat znát hmotnost podkovy (určeno vážením):

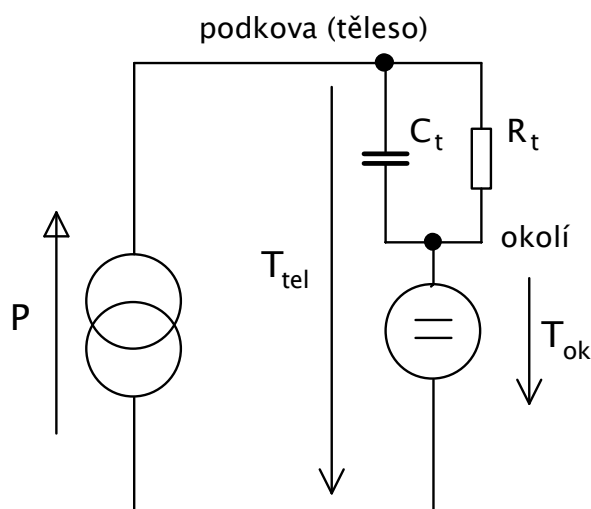
$$m = 495 \text{ g} \quad (1 - 2)$$

2 Návrh zařízení pro indukční ohřev

2.1 Určení potřebného výkonu

2.1.1 Teoretický výpočet

Nejdříve ze všeho musíme zjistit, jaký výkon bude potřeba do podkovy dodávat, aby se ohřála na požadovanou teplotu. Musíme provést analýzu celé situace z tepelného hlediska. Využijeme k tomu elektrotepelné analogie popsané v [1]. Můžeme si tedy nakreslit elektrotepelné schéma.



Obr. 2.1: Elektrotepelné schéma aplikace

Dle obrázku 2.1 vidíme, že podkova je představována paralelní kombinací tepelné kapacity a tepelného odporu. Dodáváním výkonu do podkovy probíhá přechodný děj nabíjení tepelné kapacity přes tepelný odpor. Po odeznění přechodného děje výkon prochází pouze odporem, proto je potřebný výkon určen tepelným odporem podkovy. Nárůst teploty podkovy v čase pak můžeme popsat následující rovnicí:

$$T_{tel}(t) = T_{ok} + (T_0 - T_{ok}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_t C_t}}\right) \quad (2 - 1)$$

Kde T_{tel} je aktuální teplota tělesa, T_0 konečná teplota tělesa, T_{ok} teplota okolí, R_t tepelný odpor tělesa a C_t tepelná kapacita tělesa.

Pro určení výkonu budeme uvažovat ustálený stav (všechny dodávaný výkon se vyzáří do okolí). Potom vztah pro jeho výpočet je:

$$P = \frac{T_0 - T_{ok}}{R_t} \quad (2 - 2)$$



Potřebujeme tedy znát požadovanou ustálenou teplotu podkovy T_0 a tepelný odpor. Pro snadné kutí musí mít podkova dle znalostí z podkovářské praxe světle oranžovou barvu. Dle [2] tomu odpovídá teplota cca 900 °C. Teplotu okolí uvažujeme 10 °C.

Tepelný odpor podkovy můžeme spočítat dle vztahu:

$$R_t = \frac{1}{S \cdot \alpha} \quad (2 - 3)$$

kde S je povrch podkovy a α je činitel přestupu tepla do okolí. Jak je známo, přestup tepla do okolí probíhá dvěma fyzikálními principy: vedením a zářením. V naší úloze se uplatní pouze záření. Přestup tepla vedením můžeme při takto vysokých teplotách zanedbat. Činitel přestupu tepla je dán Stefan-Boltzmannovým zákonem:

$$\alpha = \alpha_z = \frac{S_z}{S} A \sigma \frac{T^4 - T_0^4}{T - T_0} \quad (2 - 4)$$

Plocha S_z je *nezastíněná* plocha, tzv. zářivá plocha. V našem případě bude stejná jako povrch podkovy ($S_z/S = 1$). Absorpční konstantu A budeme uvažovat 0,8 (železo) a σ je Stefan-Boltzmannova konstanta.

$$\alpha = A \sigma \frac{T^4 - T_0^4}{T - T_0} = 0,8 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1173^4 - 283^4}{1173 - 283} \cong 96,2 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-2} \quad (2 - 5)$$

$$R_t = \frac{1}{2,075 \cdot 10^{-2} \cdot 96,2} \cong 0,5 \text{ KW}^{-1} \quad (2 - 6)$$

Nyní můžeme určit požadovaný výkon (rovnice 2-2):

$$P = \frac{1173 - 283}{0,5} \cong \mathbf{1800 \text{ W}} \quad (2 - 7)$$

Tepelná kapacita podkovy je dána:

$$C_t = c_{Fe} \cdot m = 450 \cdot 0,495 = 223 \text{ JK}^{-1} \quad (2 - 8)$$

kde c_{Fe} je měrná tepelná kapacita železa a m hmotnost podkovy.

Nyní můžeme spočítat dobu ustálení teploty podkovy. Uvažujeme dobu ustálení cca 3τ .

$$\tau = R_t C_t = 0,5 \cdot 223 \cong 112 \text{ s} \quad (2 - 9)$$

$$3\tau = 336 \text{ s} = \mathbf{5 \text{ min } 36 \text{ s}} \quad (2 - 10)$$



2.1.2 Experimentální ověření výpočtu

Jelikož jsme v teoretickém výpočtu výkonu použili různé odhadnuté konstanty a různá zanedbání, museli jsme jeho správnost experimentálně ověřit. Využili jsme k tomu odporového ohřevu pomocí laboratorního proudového zdroje s výstupním proudem nastavitelným od nuly do cca 2000 A. Podkovu jsme uchytili do proudovodné dráhy zdroje a k jejím koncům připojili voltmetr (uvnitř proudových svorek).

Jak se podkova zahřívala a zvyšoval se její elektrický odpor, museli jsme proud ručně regulovat tak, aby výkon v podkově byl po celou dobu zhruba konstantní. Odečítalo se tedy napětí a proud ručně dostavoval tak, aby výkon byl stále okolo 2 kW. Měřili jsme dobu ustálení teploty podkovy.

Naměřený čas ustálení:

$$t = 3 \text{ min } 50 \text{ s} = 230 \text{ s}$$

Na konci experimentu měla podkova tmavší oranžovou barvu (tj. patrně poněkud nižší teplotu, než je požadováno). Můžeme však prohlásit, že spočtený výkon 1800 W se s experimentem rámcově shoduje.

2.1.3 Řešení vstupního usměrňovače

Základem celého zařízení bude výkonový měnič – v podstatě výkonový generátor obdélníkového průběhu pro napájení rezonančního obvodu, jehož cívka slouží pro vlastní indukční ohřev. Jak bylo uvedeno v kap. 1, při konstrukci zařízení jsme limitováni požadavkem napájení z jednofázové sítě (nikoliv z trojfázové). Vstupní usměrňovač bude proto realizován s ohledem na dosažení co nejvyššího účinníku λ , aby byl při daném jištění co největší dosažitelný výkon. Nepoužijeme přitom však vstupní aktivní usměrňovač, ale následující jednodušší řešení:

Stejnoseměrný meziobvod měniče bude napájen obyčejným jednofázovým dvoucestným vstupním usměrňovačem se sběracím kondenzátorem. Úmyslně však zvolíme velikost kapacity kondenzátoru malou, aby nevyhlazoval usměrněné napětí, ale naopak aby výstupní napětí kopírovalo dvojcestně usměrněné napětíové pulsy s frekvencí 100 Hz. Kondenzátor tedy bude sloužit pouze pro vř účely spínání tranzistorů měniče. Napětí meziobvodu bude proto proměnné v rozsahu 0 až cca 320 V.

Vzhledem k faktu, že zátěž měniče je z principu lineární, bude také střední hodnota vstupního proudu měniče odebíraného ze zmíněného napětíového meziobvodu vykazovat tvar dvojcestně usměrněných sinusových pulsů (bude tedy makroskopicky kopírovat tvar napětí v meziobvodu). Pak tedy odebíraný fázový proud (vstupní proud usměrňovače) nebude mít tvar úzkých a vysokých impulzů s velkou špičkovou i efektivní hodnotou, ale půjde přibližně o sinusovku. Tímto postupem dosáhneme účinníku blízkého 1, tudíž možný odebíraný výkon bude téměř maximální. Určíme maximální možný výkon odebíraný z jednofázové sítě a jističe 10 A:

$$P_{max,10A} = U_{ef} I_{ef} = 230 \cdot 10 = 2300 \text{ W} \quad (2 - 11)$$

A pro 16 A jistič:

$$P_{max,16A} = U_{ef} I_{ef} = 230 \cdot 16 = 3680 \text{ W} \quad (2 - 12)$$

Z výpočtů vidíme, že maximální výkon je dostačující pro naši aplikaci i při jističi 10 A, což je běžný standard domovních rozvodů. Využijeme tedy jednofázovou síť s minimálním jištěním 10 A, s rezervou a možností většího výkonu pak 16 A. Z vypočteného výkonu potřebného na rozehrání jedné podkovy (kap. 2.1.1) a maximálního výkonu jednofázové sítě uvedeného výše je jasné, že zařízení musí být konstruováno pouze na 1 podkovu. Tímto jsme odpověděli na otázku eventuální možnosti současného ohřevu více podkov (viz Úvod).

Všechny další výpočty budou prováděny pro dodávaný výkon 2,5 kW, aby byly s rezervou splněny výkonové požadavky zjištěné v kap. 2.1.1.

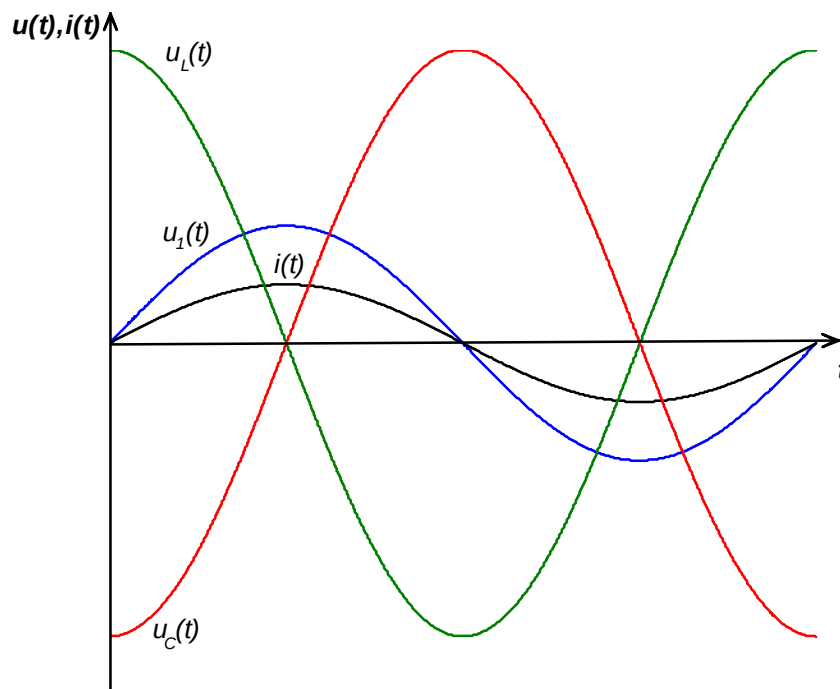
2.2 Rezonanční obvody – teoretický rozbor

Abychom dosáhli patřičně vysoké hodnoty indukce v cívce, která nám těleso spolehlivě ohřeje, musíme mít na cívce velké napětí nebo proud. Využijeme tedy s výhodou rezonančních obvodů, kdy se v rezonanci snadno dosahuje vysokých hodnot napětí nebo proudu v cívce.

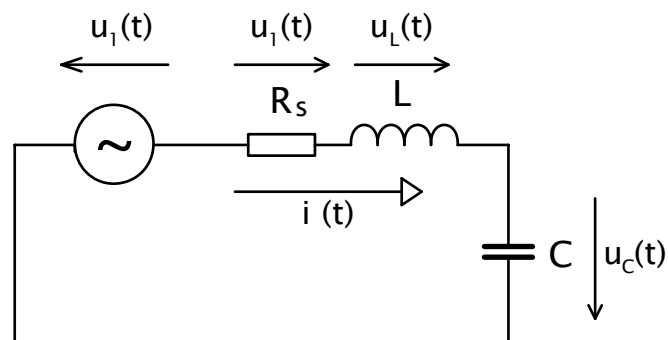
2.2.1 Sériový rezonanční obvod

Sériový rezonanční obvod (dále jen SRO) je obvod sestávající se ze sériové kombinace R , L , C dle schématu na obrázku 2.2. Ve skutečnosti jde jen o kombinaci L a C , přičemž odpor R je odpor reprezentující ztráty celého SRO včetně vnitřního odporu budicího zdroje. V našem případě půjde především o ztráty v železe (užitečné ztráty v ohřívaném tělese).

Aby obvod mohl rezonovat, je třeba ho napájet ze zdroje napětí. V rezonanci se zcela kompenzuje reaktance cívky s reaktancí kondenzátoru a obvod pak vykazuje minimální impedanci rovnou pouze sériovému ztrátovému odporu. Pokud je obvod buzen sinusovým napětím o rezonančním kmitočtu, prochází jím tedy pak sinusový proud, který je ve fázi s napětím. Velikost reaktance cívky (a kondenzátoru) Q -krát vyšší než zmíněný sériový ztrátový odpor (Q je činitel jakosti). Proto se na cívce a kondenzátoru v rezonanci vytvoří napětí Q -násobně větší, než je budicí napětí. Navzájem jsou okamžité hodnoty napětí na cívce a na kondenzátoru ale opačné polarity, takže se navenek ruší. Viz obrázek 2.2.



Obr. 2.2: Průběhy napětí a proudů v SRO



Obr. 2.3: Náhradní schéma SRO

Matematický rozbor SRO:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= u_{R_s}(t) + u_L(t) + u_C(t) = \\ &= R_s i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \int i(t) dt \end{aligned} \quad (2 - 13)$$

Pro sinusové napájení můžeme rovnici přepsat takto:

$$\overline{U}_1 = \overline{Z} \cdot \overline{I} \quad (2 - 14)$$

kde

$$\overline{Z} = R_s + j\omega L - \frac{j}{\omega C} \quad (2 - 15)$$

Reaktance cívky i kondenzátoru jsou kmitočtově závislé. Rezonance nastává, když kmitočet proudu má takovou hodnotu, kdy se obě reaktance rovnají. Tím se navzájem vyruší, imaginární složka impedance zmizí a celková impedance obvodu je minimální (tvořená pouze odporem). Tedy:

$$j\omega_r L - \frac{j}{\omega_r C} = 0 \quad \Rightarrow \quad \bar{Z} = R_s \quad (2 - 16)$$

Potom efektivní hodnota proudu:

$$I_{ef} = \frac{U_{1ef}}{|\bar{Z}|} = \frac{U_{1ef}}{R_s} \quad (2 - 17)$$

Efektivní hodnota napětí na rezonanční cívce (rezonančním kondenzátoru):

$$U_{Lef} = U_{Cef} = \omega_r L I_{ef} = \frac{\omega_r L U_{1ef}}{R_s} = Q U_{1ef} \quad (2 - 18)$$

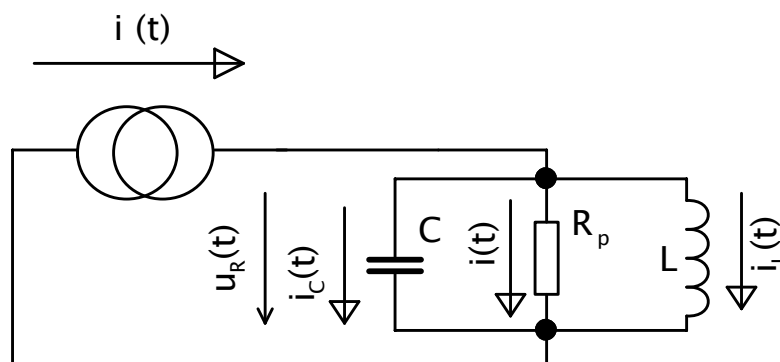
kde Q je jakost cívky daná vztahem:

$$Q = \frac{\omega_r L}{R_s} \quad (2 - 19)$$

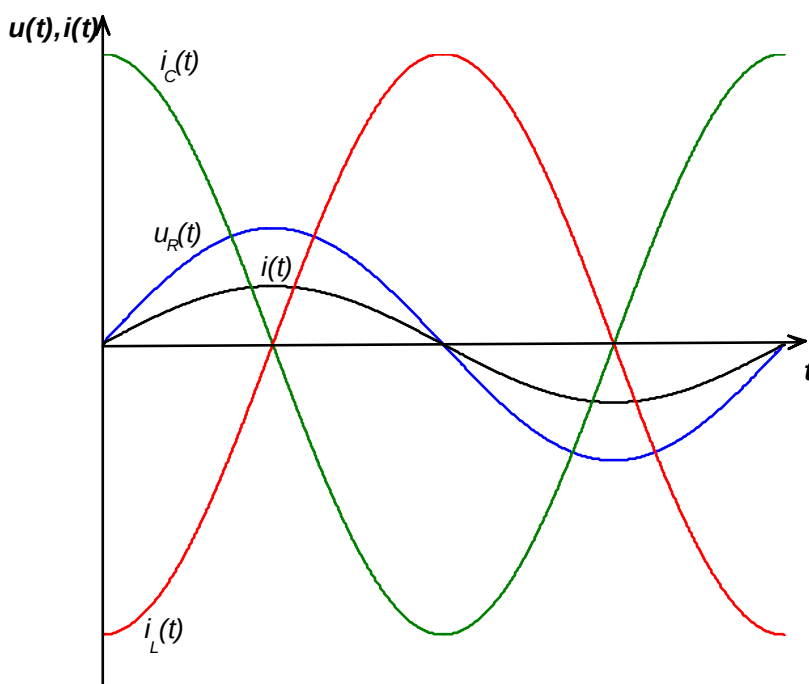
2.2.2 Paralelní rezonanční obvod

Jak již název napovídá, paralelní rezonanční obvod (PRO) je tvořen paralelní kombinací prvků R , L , C . Podobně jako u SRO odpovídá odpor R_p ztrátám. Na rozdíl od SRO musí být obvod napájen z proudového zdroje a v rezonanci bude cívkou a kondenzátorem protékat Q -násobně větší proud, než dodává zdroj. Navzájem jsou proud cívkou a proud kondenzátorem opačné polarity, stejně jako tomu bylo u napětí v SRO (viz obrázek 2.3).

Pokud ale chceme obvod napájet ze zdroje napětí, musíme ještě do obvodu zařadit tlumivku, která nám zdroj napěťově „změkčí“.



Obr. 2.4: Náhradní schéma PRO



Obr. 2.5: Průběhy proudů a napětí v PRO

Matematický rozbor PRO:

Pro schéma PRO z obrázku 2.4 můžeme psát:

$$\bar{Z} = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C} \quad (2 - 20)$$

V PRO platí stejné myšlenky jako u SRO, tj. k rezonanci dojde při kmitočtu, kdy se reaktance cívky a kondenzátoru budou rovnat (imaginární část impedance bude nulová). Takže platí:

$$\frac{1}{j\omega L} + j\omega C = 0 \quad (2 - 21)$$

Výsledná impedance obvodu v rezonanci:

$$\bar{Z} = R_p \quad (2 - 22)$$

Efektivní hodnota napětí na rezonančním obvodu:

$$U_{Ref} = |\bar{Z}| \cdot I_{ef} = R_p \cdot I_{ef} \quad (2 - 23)$$

Efektivní hodnota proudu protékajícího rezonanční cívku (kondenzátorem):

$$I_{Lef} = I_{Cef} = \frac{U_{Ref}}{\omega_r L} = \frac{R_p I_{ef}}{\omega_r L} = Q \cdot I_{ef} \quad (2 - 24)$$

kde

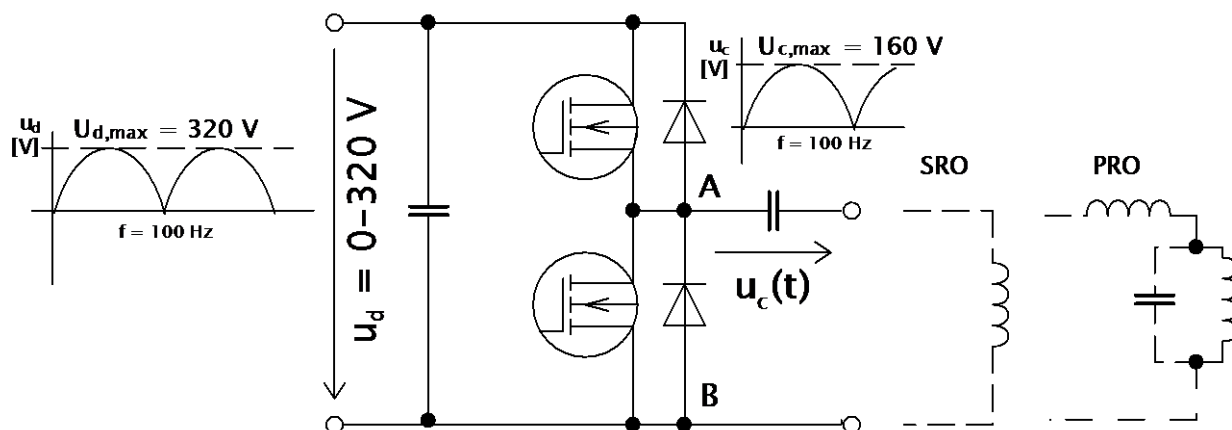
$$Q = \frac{R_p}{\omega_r L} \quad (2 - 25)$$

je jakost cívky.

Nyní máme za sebou obecný popis rezonančních obvodů. Pro jejich samotný návrh budeme už potřebovat znát efektivní hodnotu první harmonické složky napětí na rezonančním obvodu, proto bude následovat vložená kapitola o tvaru napájecího napětí.

2.3 Napájení rezonančních obvodů

Základní koncepce budicího měniče plyne z Obr. 2.6. Na výstup měniče musíme zapojit kondenzátor, který odfiltruje stejnosměrnou složku napětí (v SRO tento účel plní rezonanční kondenzátor).



Obr. 2.6: Silový obvod měniče

Popis obrázku 2.6:

Napětí na kondenzátoru meziobvodu má tvar sinusových půlvln s frekvencí 100 Hz (viz kap. 2.1.3). Tranzistory spínáme se střídou 0,5 (s odskokem) a s kmitočtem v řádu desítek kHz. Průběh napětí mezi body A a B budou tedy vysokofrekvenční obdélníky (aktuální spínané napětí meziobvodu považujeme v rámci jedné spínací periody za konstantu) s proměnnou amplitudou (obálka 100 Hz). Kondenzátor na výstupu měniče má funkci filtrace stejnosměrné složky (bude nabitý na střední hodnotu napětí mezi A a B). V případě použití SRO se zároveň jedná o rezonanční kondenzátor. V případě použití PRO jde skutečně pouze o oddělovací kondenzátor a pak musí mít dostatečně velkou kapacitu, aby se vysokofrekvenčně „nestíhal přebíjet“, ovšem zároveň dostatečně malou kapacitu, aby nízkofrekvenčně kopíroval půlvlny napětí meziobvodu.

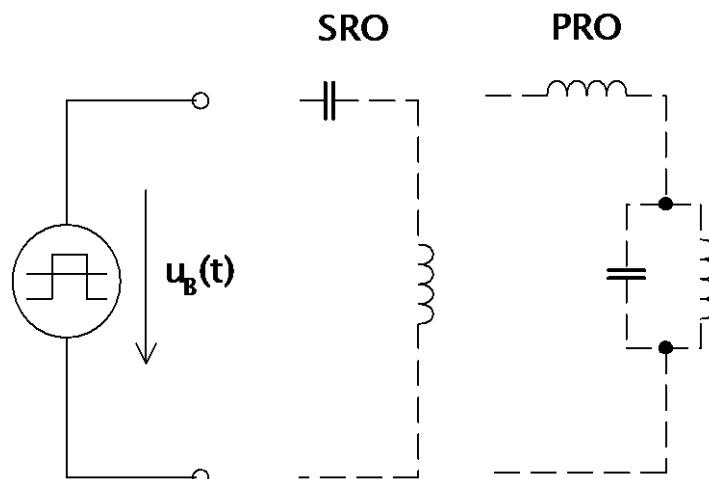
Napětí na filtračním kondenzátoru:

$$u_c(t) = U_{d,max} |\sin(\omega_{nf} t)| \cdot s = \frac{U_{d,max}}{2} \cdot |\sin(\omega_{nf} t)| \quad (2 - 26)$$

kde s je střída (0,5) a

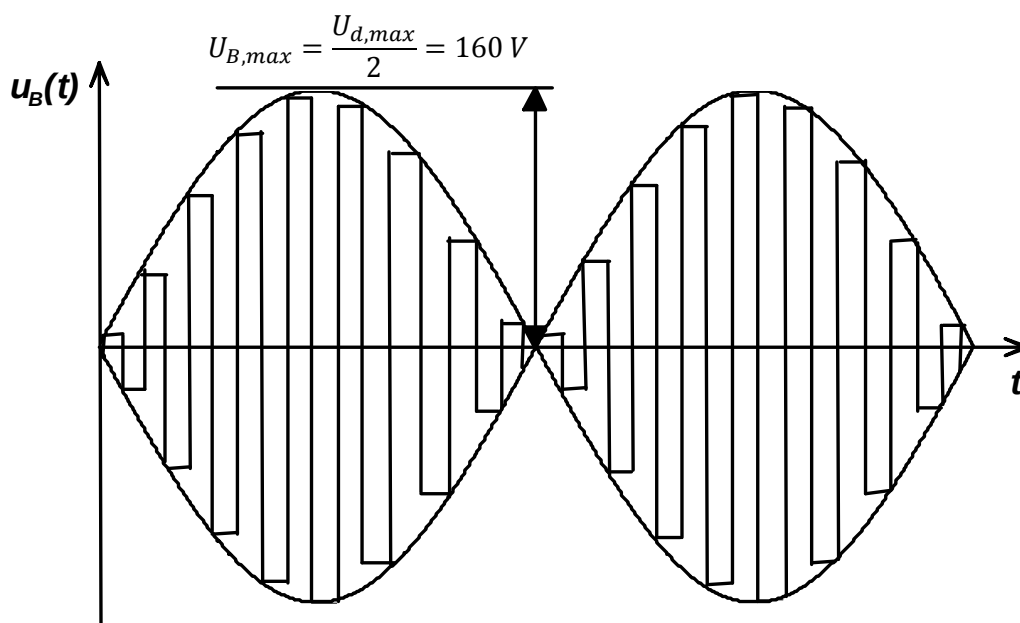
$$\omega_{nf} = 2\pi f_{nf} \quad (2 - 27)$$

je úhlový kmitočet napájecí sítě. Proto f_{nf} je 50 Hz. Z obrázku 2.6 je tedy jasné, že měnič v součinnosti s filtračním kondenzátorem funguje jako zdroj obdélníkových pulsů s proměnnou amplitudou. Schéma tak můžeme překreslit následovně:



Obr. 2.7: Náhradní schéma silového obvodu měniče

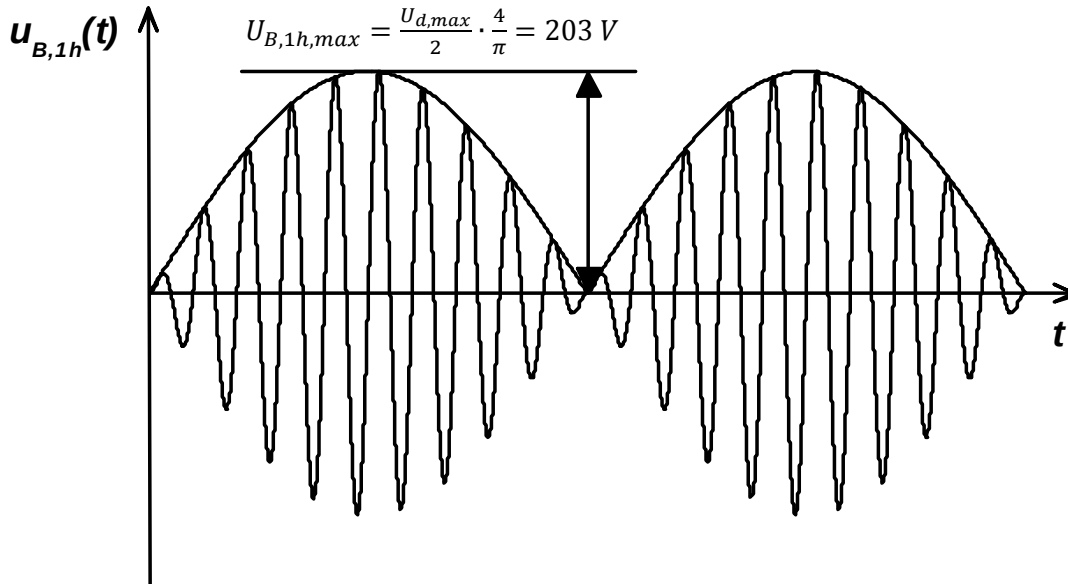
Napětí $u_B(t)$ budeme nazývat budicí napětí a jeho průběh je na obr. 2.8.



Obr. 2.8: Průběh budicího napětí s vyznačenou nf obálkou

Rezonanční obvod je naladěn do rezonance pouze pro první harmonickou složku budicího napětí. Pro ostatní harmonické má SRO velkou impedanci, takže proud od vyšších harmonických jím neproteče. U PRO je situace složitější. V PRO se vyšší harmonické složky uplatní, jelikož rezonanční obvod má pro vyšší harmonické naopak malou impedanci, ovšem proti první harmonické budou mnohonásobně

menší a navíc budou vyšší harmonické proudy tlumeny předřazenou tlumivkou. Proto je pro jednoduchost zanedbáme. Z celého spektra budicího napětí nás tedy nejvíce zajímá první harmonická. Viz Obr. 2.9:



Obr. 2.9: Průběh první harmonické složky budicího napětí

Amplitudu 1. harmonické složky budicího napětí zjistíme pomocí Fourierova rozvoje, přičemž k výpočtu využijeme 1 periodu budicího napětí (obdélníkového dle obrázku 2.8) v čase, kdy dosahuje maximální hodnoty $U_{B,max}$.

$$\begin{aligned} U_{B,1h,max} &= \frac{2}{T} \int_0^T u_B(t) \sin(\omega_r t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_{B,max} \sin(\omega_r t) dt + \frac{2}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T -U_{B,max} \sin(\omega_r t) dt = \\ &= \frac{2U_{B,max}}{T \frac{2\pi}{T}} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \right]_0^{\frac{T}{2}} - \frac{2U_{B,max}}{T \frac{2\pi}{T}} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{T} t\right) \right]_{\frac{T}{2}}^T = \frac{4}{\pi} U_{B,max} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{d,max}}{2} = \\ &= 203 V \end{aligned} \quad (2-28)$$

Při výpočtu byl uvažován vztah mezi periodou a rezonanční úhlovou frekvencí

$$\omega_r = \frac{2\pi}{T} \quad (2-29)$$

Časový průběh první harmonické složky budicího napětí lze potom popsat následující rovnicí:

$$u_{B,1h}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{U_{d,max}}{2} \cdot |\sin(\omega_{nf} t)| \cdot \sin(\omega_r t) \quad (2-30)$$

V teoretickém rozboru rezonančních obvodů (kap. 2.2.1 a 2.2.2) jsme uvažovali napájení čistě sinusovým napětím (resp. proudem). Abychom se této myšlence přiblížili, spočítáme efektivní

hodnotu 1. harmonické budicího napětí (s nř sinusově modulovanou amplitudou) a dále ho budeme považovat za čistě sinusové (bez obálky) o totožné efektivní hodnotě.

Nyní můžeme určit efektivní hodnotu:

$$U_{B,1h,ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_{B,1h}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \frac{16}{\pi^2} \cdot \frac{U_{d,max}^2}{4} \int_0^T [\sin^2(\omega_{nf}t) \cdot \sin^2(\omega_r t)] dt} \quad (2-31)$$

Po spočtení integrálu a úpravách dostaneme

$$U_{B,1h,ef} = \frac{U_{d,max}}{\pi} = \frac{320}{\pi} \cong 102 \text{ V} \quad (2-32)$$

K tomuto výsledku se dá přijít i pouze logickou úvahou bez počítání složitěho integrálu. Pomocí Fourierovy řady jsme si určili amplitudu 1. harmonické budicího napětí (viz rovnice 2-28). Nyní budeme uvažovat tak, že výstupní napětí je sinusové s vysokou frekvencí a neměnnou amplitudou. Potom by byla jeho efektivní hodnota:

$$U_{B,1h,ef,mez} = \frac{U_{B,1h,max}}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{d,max}}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad (2-33)$$

Tedř do výsledku zakomponujeme proměnnou amplitudu. Jde vlastně o způsob modulace vysokofrekvenčního sinusového napětí nízkofrekvenčním sinem. Jelikož tedy jde opět o sinus, má efektivní hodnota velikost:

$$U_{B,1h,ef} = \frac{U_{B,1h,ef,mez}}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{d,max}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_{d,max}}{\pi} \quad (2-34)$$

2.4 Dimenzování sériového rezonančního obvodu

Uvažujme standardní provozní stav. Ohřívání tělesa je v cívce, obvod v rezonanci a do tělesa dodáváme výkon 2,5 kW.

Elektrický odpor vodičů cívky je oproti odporu reprezentujícímu ztráty v podkově zanedbatelný, tudíž velikost odporu R_s reprezentujícího ztráty v SRO bude dominantně reprezentovat užitečné ztráty v ohřívání materiálu. Při stanovené efektivní hodnotě sinusového budicího napětí (viz rov. 2-32) pak tedy právě na R_s tedy musí vznikat požadovaný tepelný výkon P . Odtud pro potřebnou velikost R_s plyne:

$$R_s = \frac{U_{B,1h,ef}^2}{P} = \frac{102^2}{2500} \cong 4,2 \Omega \quad (2-35)$$



Proud procházející SRO:

$$I_{ef} = \frac{U_{B,1h,ef}}{R_s} = \frac{102}{4,2} \cong 24,3 \text{ A} \quad (2 - 36)$$

Při provozním stavu odhadneme jakost cívky přibližně 5-7 kvůli „nekvalitnímu jádru cívky“ (vložené železné těleso). Indukčnost cívky pak s použitím rovnice 2-19 musí být:

$$L = \frac{QR_s}{\omega_r L} = \frac{6 \cdot 4,2}{2\pi \cdot 60000} \cong 66,8 \mu\text{H} \quad (2 - 37)$$

Rezonanční kmitočet, tj. i kmitočet spínání tranzistorů, byl zvolen 60 kHz. Volba zohledňuje přepínací ztráty výkonových tranzistorů, skinefekt železného tělesa a skinefekt vodičů cívky.

S použitím Thomsonova vztahu:

$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 60000^2 \cdot 66,8 \cdot 10^{-6}} \cong 105 \text{ nF} \quad (2 - 38)$$

Velikost napětí na cívce je potom

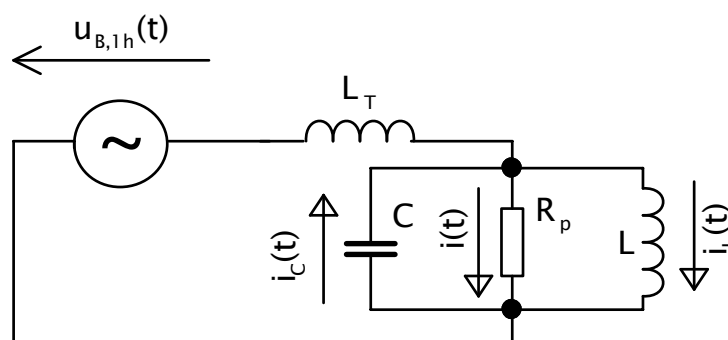
$$U_{L,ef} = \omega_r L I_{ef} = \omega_r L \frac{U_{B,1h,ef}}{R_s} = Q U_{B,1h,ef} = 6 \cdot 102 = 612 \text{ V} \quad (2 - 39)$$

Tímto máme návrh SRO hotový.

Nyní uvažujme odlehčení obvodu. Pokud vytáhneme těleso z cívky, odpor R_s klesne na velmi malou hodnotu (odpadnou ztráty v ohříváním materiálu). To má za následek velký nárůst jakosti cívky, což znamená velmi velké napětí na cívce, potažmo kondenzátoru. Vyplývá otázka, zda by kondenzátor toto napětí vydržel. Další následek snížení odporu je zvýšení proudu obvodem na relativně velkou hodnotu. Tím by se nejspíše zničily tranzistory měniče. Možnost zabránění tomuto jevu by byla regulace střídavy měniče nebo odladění mimo sériovou rezonanci při odlehčení. Jak se ukáže v další kapitole, jednodušší řešení nabízí druhý z rezonančních obvodů, a to paralelní.

2.5 Dimenzování paralelního rezonančního obvodu

Nyní budeme opět uvažovat provozní stav. Zdroj pracuje do LR zátěže tvořené tlumivkou L_T („změkčení“ napěťového zdroje) a paralelním odporem rezonančního obvodu R_p . Opět výkon dodávaný do tělesa je výkon na odporu v náhradním schématu (při zanedbání neužitečných ztrát v obvodu).



Obr. 2.10: Náhradní schéma PRO se sériovou tlumivkou

Efektivní hodnota proudu procházejícího od zdroje přes tlumivku L_T a odpor R_p je:

$$I_{ef} = \frac{U_{B,1h,ef}}{\sqrt{(\omega_r L_T)^2 + R_p^2}} \quad (2 - 40)$$

Potom výkon na odporu R_p :

$$P = \frac{U_{R,ef}^2}{R_p} = I_{ef}^2 \cdot R_p = \frac{U_{B,1h,ef}^2 R_p}{\omega_r^2 L_T^2 + R_p^2} \quad (2 - 41)$$

Výkon je tedy funkcí R_p a L_T ve vzorci působí jako parametr. Vytvoříme si tedy graf závislosti výkonu na R_p s parametrem L_T a navrhne takovou kombinaci, aby výkon při libovolné velikosti R_p nemohl přesáhnout maximální dovolenou velikost 2,5 kW. Tím budeme mít zaručeno, že při jakémkoliv provozním stavu (odlehčení či přetížení), dokonce ani při úplném zkratu rezonančního obvodu nemůže dojít k přetížení.

Dále budeme požadovat, aby při vložení tělesa byla hodnota R_p právě taková, při níž výkon vykazuje své maximum (2,5 kW) – viz Obr. 2.11.

Dle grafu na obrázku 2.11 tomuto maximu odpovídají následující hodnoty parametrů L_T a R_p :

L_T 5,5 μH

R_p 2,16 Ω

Ze znalosti potřebné hodnoty R_p již můžeme spočítat indukčnost cívky rez. obvodu. Odhadneme opět jakost cívky na 5-7. Potom s použitím vztahu 2-25:

$$L = \frac{R_p}{Q \omega_r} = \frac{2,16}{6 \cdot 2\pi \cdot 60000} \cong 955 \text{ nH} \quad (2 - 42)$$

Kapacita kondenzátoru (s použitím Thomsonova vztahu):

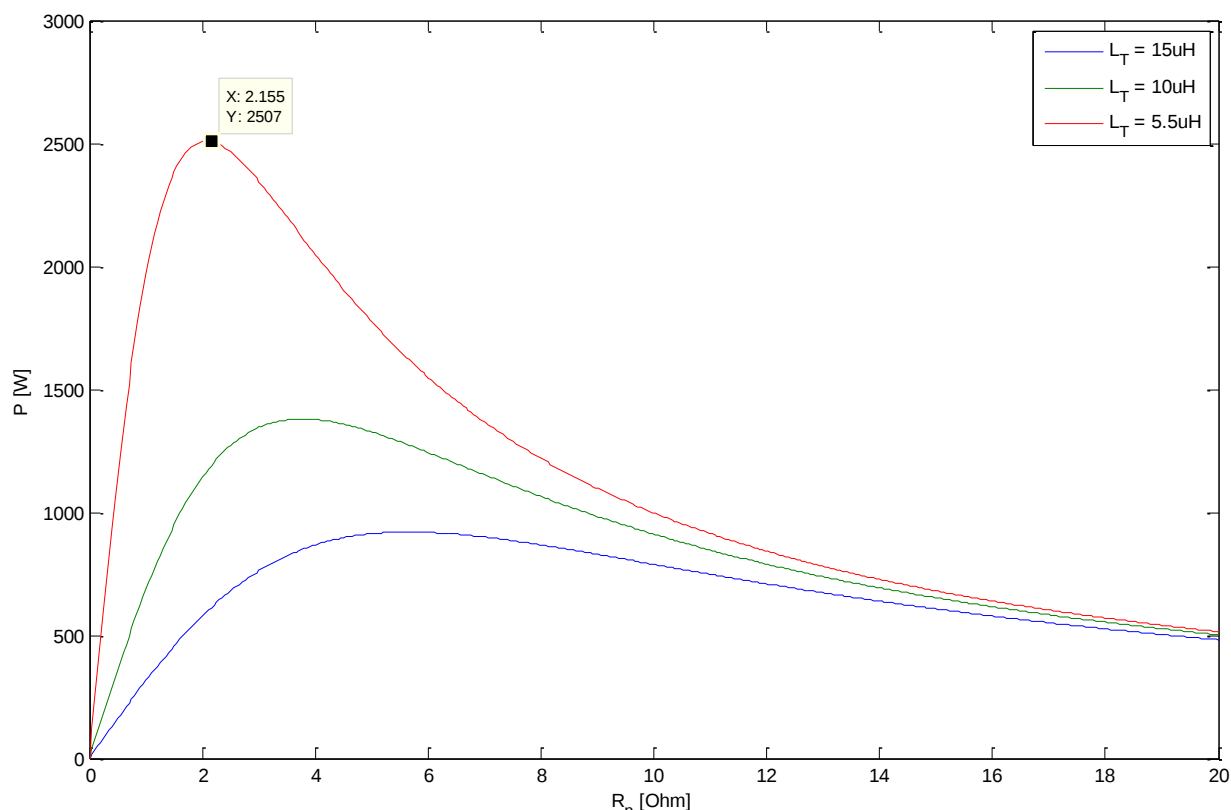
$$C = \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{1}{(2\pi \cdot 60000)^2 \cdot 955 \cdot 10^{-9}} \cong 7,37 \text{ } \mu F \quad (2 - 43)$$

Efektivní hodnota budicího proudu:

$$I_{ef} = \frac{U_{B,1h,ef}}{\sqrt{(\omega_r L_T)^2 + R_p^2}} = \frac{102}{\sqrt{(2\pi \cdot 60000 \cdot 5,5 \cdot 10^{-6})^2 + 2,16^2}} \cong 34,1 \text{ A} \quad (2 - 44)$$

Efektivní hodnota proudu protékajícího cívkou (kondenzátorem):

$$I_{Lef} = I_{cef} = Q \cdot I_{ef} = 6 \cdot 34,1 \cong 205 \text{ A} \quad (2 - 45)$$



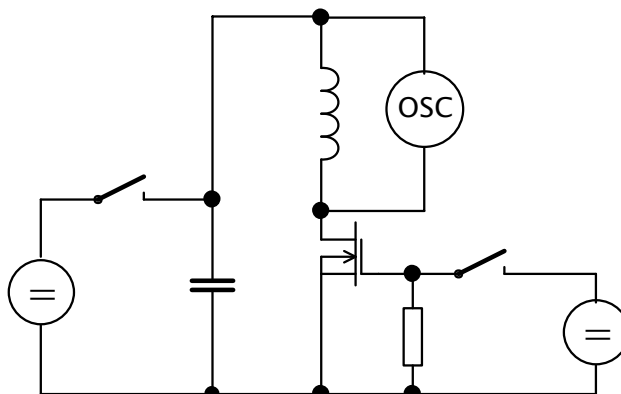
Obr. 2.11: Grafy funkcí výkonu na ztrátovém odporu s parametrem L_T

Nyní máme kompletně navržen i PRO.

Uvažujme odlehčení obvodu tak jako jsme uvažovali u SRO. Jakost cívky stejně jako u SRO vzroste, ale na rozdíl od SRO se ztrátový odpor zvětší, jak plyne ze vztahu 2-25. Proud protékající odporem tedy klesne a rezonanční proudy budou také menší. Nevzniká tak zde žádné riziko poškození součástek zařízení a není tak nutné regulovat střidu měniče.

Tento teoretický návrh je úvahově správný, ovšem bude potřebné experimentem ověřit, zda při tak malé hodnotě indukčnosti (955 nH) bude možné opravdu dosáhnout jakosti 5-7 při vložení ohřívaného tělesa (konkrétně podkovy daných rozměrů).

2.6 Experimentální ověření jakosti rezonanční cívky

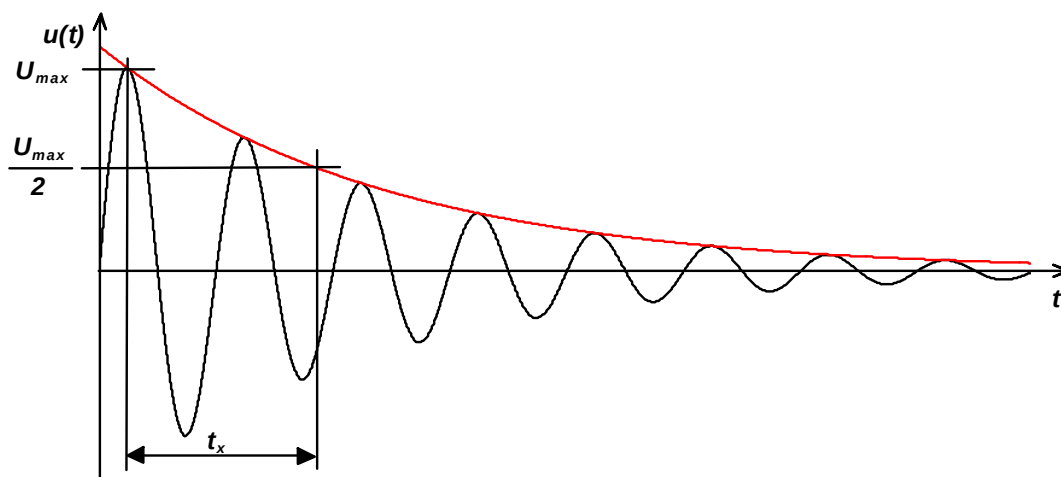


Obr. 2.12: Schéma experimentu na ověření jakosti cívky

Popis experimentu:

Navinuli jsme vzduchovou cívku o 5 závitů a takových rozměrech, aby se do ní vešla naše referenční podkova. Použili jsme k tomu drát 2,5CuL. Do cívky jsme vložili podkovu. K cívce jsme připojili kondenzátor (byla použita baterie polypropylénových svitkových kondenzátorů o celkové kapacitě 12,7 μF). Nabili jsme kondenzátor ze zdroje napětí, poté zdroj odpojili a sepnuli spínačem tranzistor. Na osciloskopu jsme sledovali průběh napětí vlastních tlumených rezonančních kmitů. Z nich jsme pak odečítali kmitočet vlastních kmitů a jakost cívky. Poté jsme dopočítali indukčnost cívky. Postupně jsme pokus několikrát opakovali, přičemž jsme zmenšovali počet závitů a měnili rozměry tak, abychom dosáhli indukčnosti okolo hodnoty 955 nH (viz teoretický výpočet). Pokus jsme opakovali ještě pro cívku naprázdno (bez vložené podkovy), abychom zjistili, jak se změnila indukčnost a jakost. Z obou měření můžeme vyseparovat vliv podkovy na celkový ztrátový odpor. V konečné realizaci bude cívka navinuta mnohem tlustším drátem (velká proudová hustota), čímž se podstatně zvýší její jakost naprázdno, ale indukčnost zůstane stejná. Vyseparovaný vliv samotné podkovy již zůstane shodný.

Odvození vztahu pro výpočet jakosti cívky z naměřeného průběhu napětí:



Obr. 2.13: Průběh vlastních tlumených kmitů rezonančního obvodu



Průběh napětí tlumených rezonančních kmitů dle obrázku 2.13 lze tedy popsat následující rovnicí plynoucí z řešení diferenciální rovnice kmitání a použití substitucí:

$$u(t) = U_{max} \cdot e^{-bt} \cdot \sin(\omega t) \quad (2 - 46)$$

kde U_{max} je maximální amplituda, b je koeficient útlumu a ω je úhlový kmitočet vlastních kmitů.

Koeficient útlumu:

$$b = \frac{R_s}{2L} \quad (2 - 47)$$

kde R_s je sériový odpor reprezentující ztráty v rezonančním obvodu.

Jakost cívky je dána rovnicí 2-19. Z této rovnice vidíme, že potřebujeme z rovnice průběhu napětí (2-46) vyseparovat koeficient útlumu, z nějž pak jakost snadno vyjádříme. Napíšeme rovnici pro situaci na konci časového intervalu t_x a budeme brát v úvahu už pouze obálku průběhu (pouze tam se vyskytuje koeficient útlumu):

$$\frac{U_{max}}{2} = U_{max} \cdot e^{-\frac{R_s}{2L}t_x} \quad (2 - 48)$$

Po úpravách obdržíme:

$$\frac{L}{R_s} = \frac{t_x}{2 \cdot \ln 2} \quad (2 - 49)$$

Jakost pak můžeme jednoduše spočítat jako:

$$Q = \frac{\omega_r L}{R_s} = \frac{2\pi}{T} \cdot \frac{L}{R_s} = \frac{\pi}{\ln 2} \cdot \frac{t_x}{T} \cong 4,53 \cdot \frac{t_x}{T} = 4,53 \cdot \frac{NT}{T} = 4,53N \quad (2 - 50)$$

Číslo N označuje počet period, přičemž může být číslo celé nebo i desetinné.

Jakost cívky tedy z průběhu spočítáme tak, že určíme počet period (celé nebo desetinné číslo) napětí do bodu, kdy amplituda napětí dosáhne **poloviny** počáteční **zvolené** hodnoty, a vynásobíme číslem 4,53.

Vyhodnocení měření jakosti:

Nyní se vrátíme k experimentu. Naměřený průběh z osciloskopu při vložené podkově je na obrázku 2.14.

Ze změřeného násobku periody $N = 1,5$ můžeme určit jakost:

$$Q \cong 4,53N \cong 4,53 \cdot 1,5 \cong 6,8 \quad (2 - 51)$$

Frekvence vlastních kmitů:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{2}{2T} = \frac{2}{43,5 \cdot 10^{-6}} \cong 46 \text{ kHz} \quad (2 - 52)$$

Indukčnost cívky:

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 (46000)^2 \cdot 12,7 \cdot 10^{-6}} \cong 943 \text{ nH} \quad (2 - 53)$$

Velikost paralelního ztrátového odporu v PRO:

$$R_p = Q \cdot 2\pi f L = 6,8 \cdot 2\pi \cdot 46000 \cdot 943 \cdot 10^{-9} \cong 1,85 \Omega \quad (2 - 54)$$

Nyní experiment bez vložené podkovy do cívky (naprázdno) – obr. 2.15.

Provedeme výpočty stejně jako pro předchozí případ.

Jakost cívky:

$$Q_0 = 4,53 \cdot N_0 = 4,53 \cdot 3 \cong 13,6 \quad (2 - 55)$$

Frekvence vlastních kmitů:

$$f_0 = \frac{2}{2T_0} = \frac{2}{42,5 \cdot 10^{-6}} \cong 47,1 \text{ kHz} \quad (2 - 56)$$

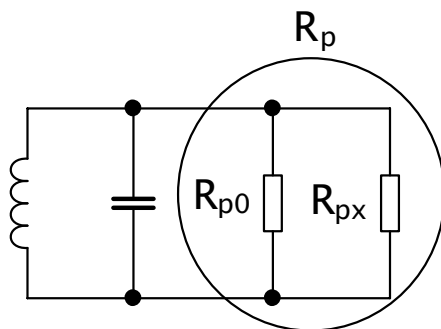
Indukčnost cívky:

$$L_0 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C} = \frac{1}{4\pi^2 (47100)^2 \cdot 12,7 \cdot 10^{-6}} \cong 900 \text{ nH} \quad (2 - 57)$$

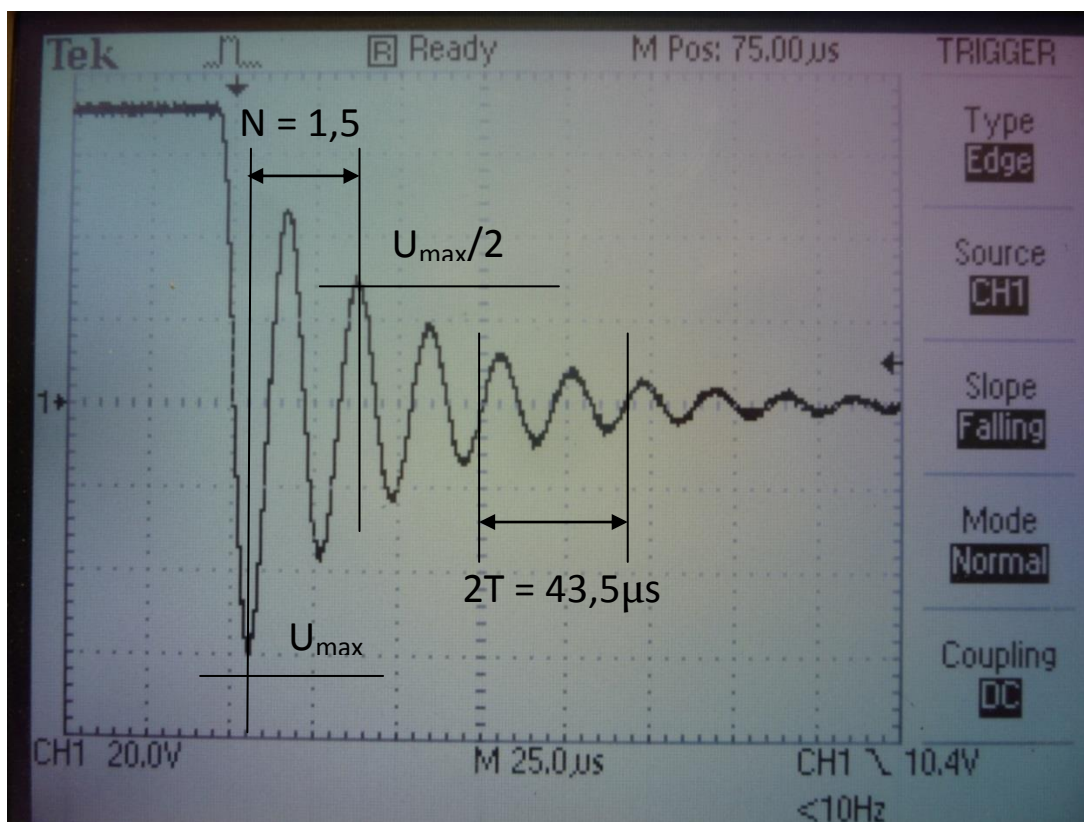
Velikost paralelního ztrátového odporu v PRO:

$$R_{p0} = Q_0 \cdot 2\pi f L_0 = 13,6 \cdot 2\pi \cdot 47100 \cdot 900 \cdot 10^{-9} \cong 3,62 \Omega \quad (2 - 58)$$

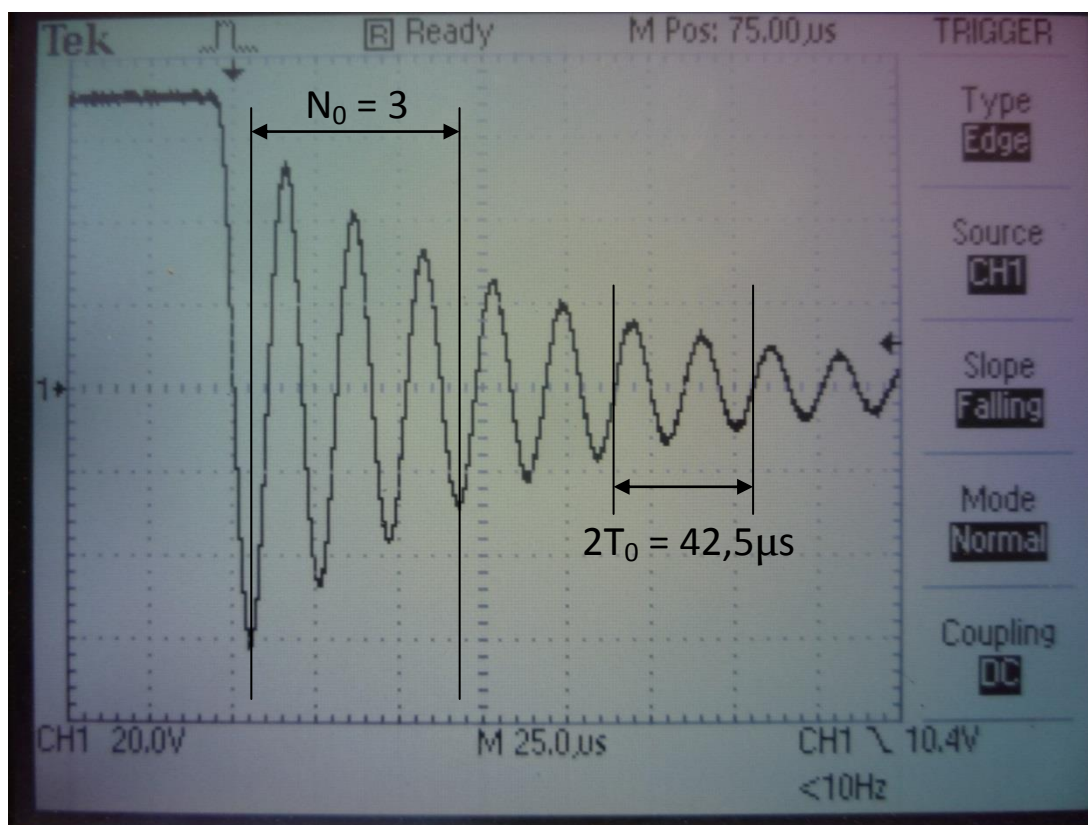
Nyní můžeme z vypočtených hodnot ztrátového odporu vyseparovat velikost odporu, který způsobuje podkova. Můžeme si ztráty v obvodu naprázdno a ztráty v podkově představit jako paralelní kombinaci dvou odporů, viz obrázek 2.16.



Obr. 2.14: Schéma ztrát v PRO



Obr. 2.15: Průběh změřeného napětí na cívce při vložené podkově



Obr. 2.16: Průběh změřeného napětí na cívce naprázdno

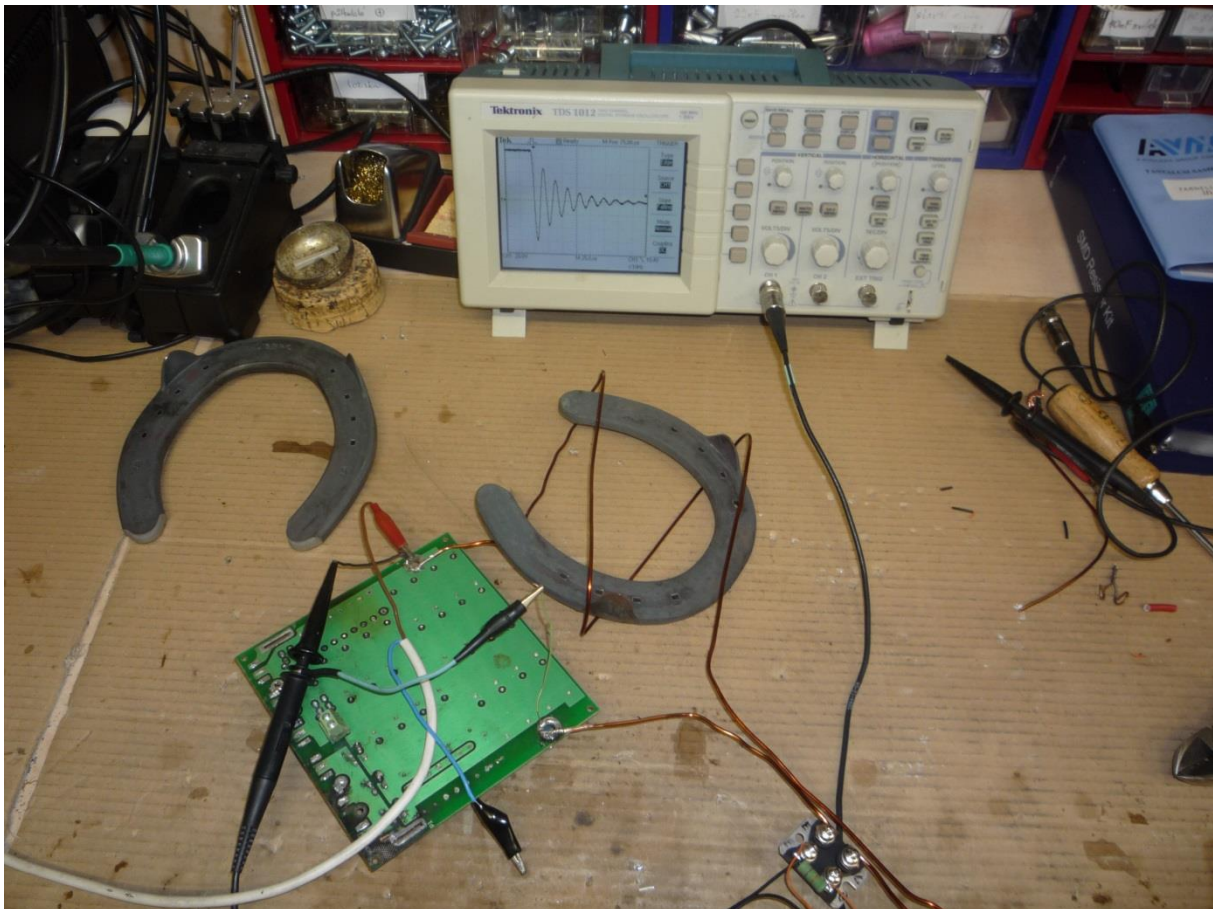
Odpor R_{px} je tedy odpor reprezentující ztráty v podkově. Ve finálním provedení rezonančního obvodu už tento odpor zůstane nezměněný. Měnit se bude pouze jakost rezonančního obvodu naprázdno, jelikož drát, ze kterého bude navinuta cívka, bude mít mnohem větší průřez než drát pokusný (půjde navíc v lano kvůli skinefektu). Rovněž sériový ztrátový odpor výkonového kondenzátoru bude menší. Požadujeme totiž, aby jakost naprázdno byla co nejvyšší (odpor R_{p0} co nejvyšší). Nevznikaly by tak v cívce a kondenzátoru velké výkonové ztráty (nežádoucí).

$$R_{px} = \frac{R_{p0} \cdot R_p}{R_{p0} - R_p} = \frac{3,62 \cdot 1,85}{3,62 - 1,85} \cong 3,8 \, \Omega \quad (2 - 59)$$

Závěr experimentu:

Ověřili jsme si tedy, že cívka dosáhne při vložení podkovy očekávané jakosti cca 7 i při požadované malé indukčnosti. Přitom jsme určili dílčí paralelní ztrátový odpor způsobený podkovou (odpor R_{px}), který je již konečný a nezávislý na jakosti rezonančního obvodu naprázdno).

Návrh se bude odvíjet od výsledné dosažené jakosti naprázdno (nová hodnota odporu R_{p0} , vyšší než v tomto experimentu) a tedy od výsledného paralelního ztrátového odporu při zatížení (nový odpor R_{p0} paralelně s R_{px}).

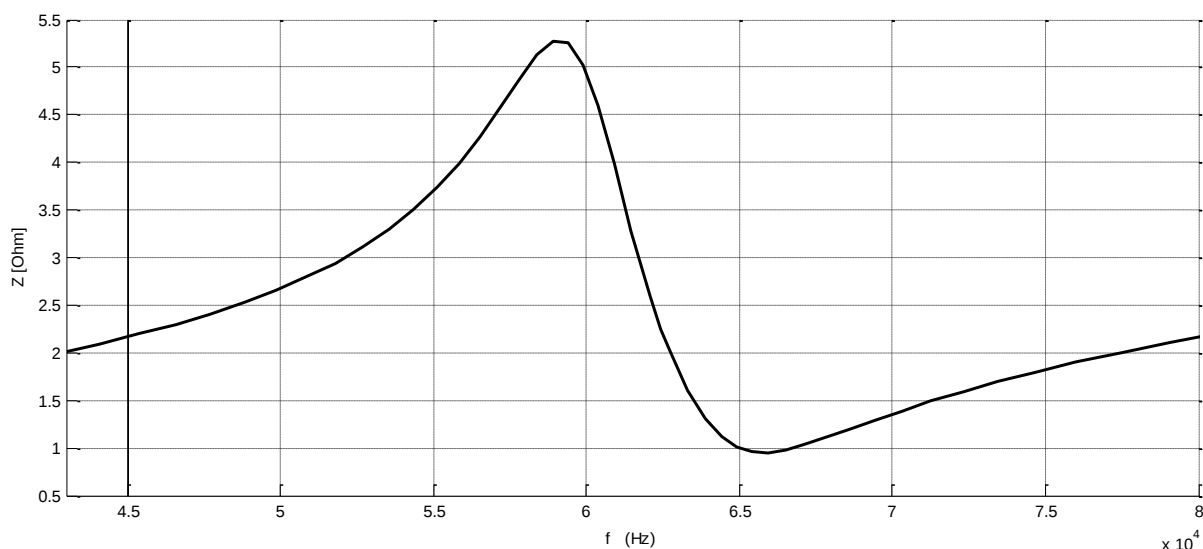


Obr. 2.17: Foto z experimentálního pracoviště

2.7 Volba koncepce rezonančního obvodu s ohledem na řízení

Abychom mohli navrhnout řízení pro tuto aplikaci, musíme si nejprve provést detailní rozbor celého rezonančního obvodu. Nasimulujeme si v programu MATLAB náš navržený PRO a vykreslíme frekvenční modulové a fázové charakteristiky důležitých veličin, tj. impedance PRO, proudu obvodem a napětí na pracovní cívce. Simulace bude provedena dle schématu na obr. 2.10 a hodnoty pasivních prvků použity dle návrhu v kapitole 2.5. Charakteristiky budou vynášeny pro více zátěží, tzn. různé hodnoty odporu R_p (navržený odpor $\pm$ pár hodnot okolo). Zároveň tak v grafech budeme moci vidět jakost cívky, která je s odporem R_p svázána.

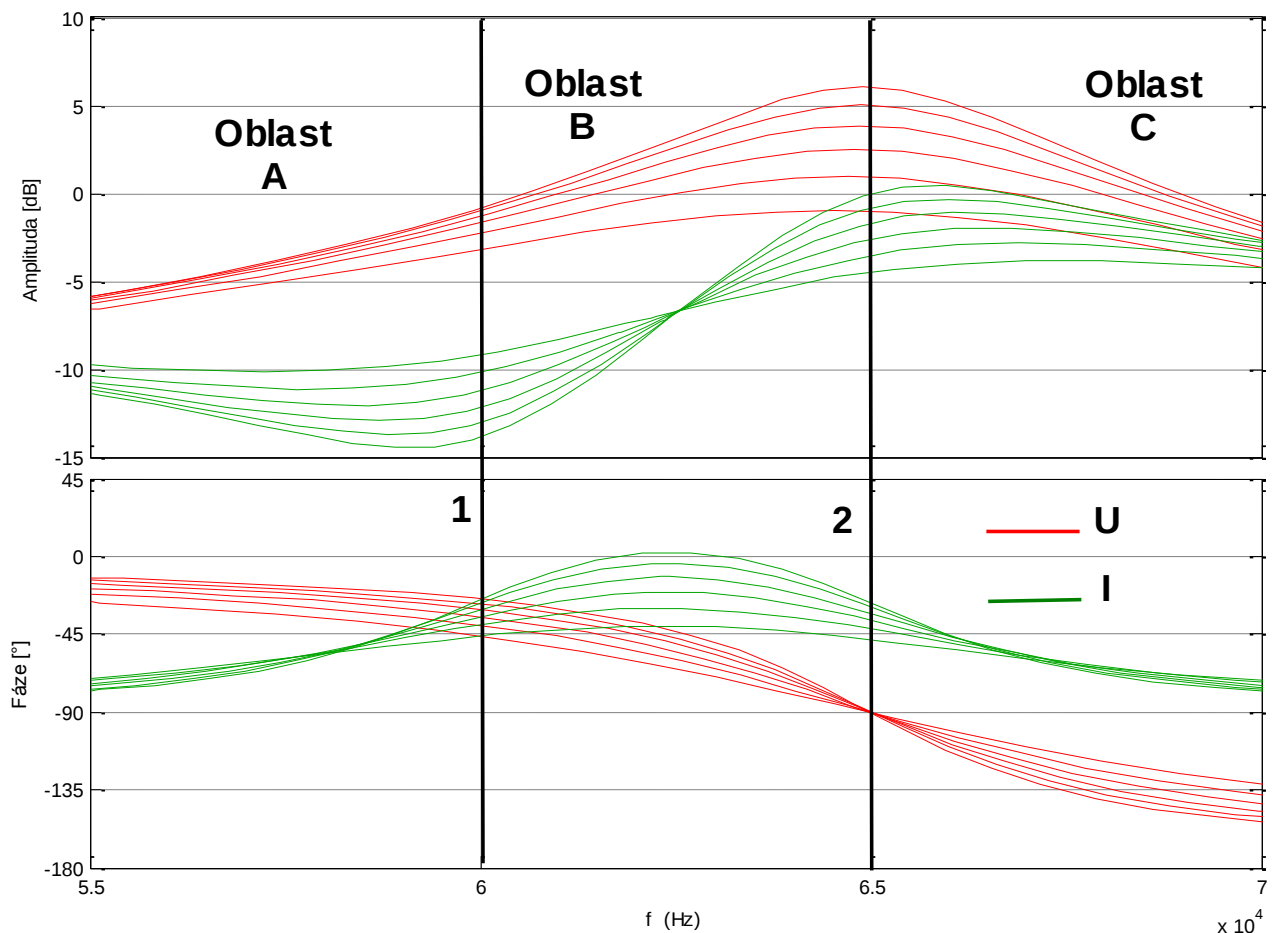
Modul celkové impedance navrženého PRO (jedná se ve skutečnosti o LLC rezonanční obvod) vykazuje minimum a maximum na určitých frekvencích (viz obr. 2.18). Maximum značí paralelní rezonanci pracovní cívky a pracovního kondenzátoru, tedy **přesně** platí všechny návrhy a výpočty PRO v předchozích kapitolách. Na frekvenci, při které má obvod minimální impedanci, nastává sériová rezonance paralelní kombinace předřadné tlumivky L_T a pracovní cívky, s pracovním kondenzátorem. Jelikož jsou frekvence, při kterých nastávají rezonance, velmi blízké, nastává nám problém. S touto možností jsme v teoretických úvahách a výpočtech nepočítali.



Obr. 2.18: Impedance LLC obvodu

Na obr. 2.19 vidíme modul a fázi napětí na pracovní cívce a proudu procházejícího obvodem (fáze je vyjádřena oproti fázi budicího napětí, které má fázi nulovou). V tomto obrázku nám minimum modulu proudu představuje paralelní rezonanci (označeno číslem 1) a maximum sériovou rezonanci (označeno číslem 2). Celý graf si můžeme rozdělit na 3 části.

V oblasti A se proud zpožďuje za **budícím** napětím, což značí induktivní charakter zátěže (vidíme z grafu fáze). V bodě 1, tedy v paralelní rezonanci jsou pak fáze napětí na pracovní cívce a proudu stejné, přičemž o určitou fázi posunutou oproti budicímu napětí. Při různých zátěžích je však tato fáze různá, což je dost nevýhodné pro možnosti řízení.



Obr. 2.19: Frekvenční charakteristiky paralelního rezonančního obvodu (LLC obvodu)

V oblasti B ovšem může při určité jakosti (zátěži) procházející proud předbíhat **budicí** napětí, takže se celý obvod chová jako kapacitní zátěž. Pro naši topologii měniče je ale kapacitní charakter zátěže nežádoucí, jelikož při komutaci tranzistorů (resp. v ochranné době) proud teče diodou právě vypnutého tranzistoru a při zapnutí druhého tranzistoru je dioda namáhána přídavnými přepínacími ztrátami při „reverse recovery“. Současně se na tranzistorech objevují přídavné proudové špičky.

V bodě 2, tedy v sériové rezonanci je nakmitané napětí na pracovní cívce maximální a proud procházející obvodem velký a nekontrolovatelný, což je velká zátěž pro silový obvod měniče a nastávají problémy s odlehčením obvodu, které jsou popsány v kapitole 2.4.

V oblasti C je situace podobná jako v oblasti A, tedy obvod se chová jako induktivní zátěž. Napětí na pracovní cívce je téměř v protifázi (blíží se 180° v závislosti na zátěži) vzhledem k budicímu napětí a proud obvodem je posunut za budicím napětím maximálně o 90° (opět v závislosti na zátěži). Oproti oblasti A je zde výhoda v tom, že fáze napětí na budicí cívce je posunuta o 90° vůči budicímu napětí v bodě 2 (sériová rezonance) **nezávisle na zátěži**.

Celý rozbor je navázán na řízení měniče. Použijeme regulační smyčku, kterou budeme řídit frekvenci oscilátoru (tedy fázový závěs s řízeným VCO). Pokud bychom dokázali udržet frekvenci tak, aby nastala přesně paralelní rezonance, byla by situace optimální. Avšak to se nám nepodaří, jelikož se „není čeho chytit“, myšleno tak, že je fáze napětí a proudu vůči budicímu napětí při různé zátěži

různá (viz výše v textu). Vlivem rozladování oscilátoru s teplotou a dalšími vlivy by mohl oscilátor snadno přejít do oblasti B (nežádoucí – velké přepínací ztráty tranzistorů) a vzhledem k blízké sériové rezonanci hrozí nebezpečí spálení měniče. Z podobných důvodů plyne, že provoz zařízení v oblasti A je také nemožný. Jediná možnost provozu zařízení je v oblasti C. V řízení bychom vyhodnocovali fázi napětí na pracovní cívce vůči budicímu napětí a udržovali ji cca -100° laděním oscilátoru. -100° je taková hodnota, kdy má účinník relativně velkou hodnotu a neztrácíme tak výkon, a zároveň nejsme v sériové rezonanci, kde je snadný přechod do nebezpečného kapacitního charakteru zátěže.

Při všech výše popsaných poznatcích je tedy jasné, že celá oblast okolo paralelní rezonance je nepoužitelná a musíme pracovat v oblasti C nad sériovou rezonancí. Vyplývá z toho tedy otázka, jestli nepoužít přímo jednoduchý SRO. Zmizela by tak však výhoda automatického omezování výkonu při použití obvodu LLC, viz kap. 2.5, kdy jsme navrhli obvod tak, aby výkon nikdy nebyl vyšší než 2,5 kW. **Přibývá nutnost regulace.** Na druhou stranu však odpadá předřadná tlumivka a oddělovací kondenzátor. Zároveň bude mít pracovní cívka u SRO větší indukčnost než u PRO, tedy se bude lépe realizovat.

Dle internetového zdroje [7] jsme zjistili, že LLC obvod se pro účely indukčního ohřevu používá a provozuje skutečně nad sériovou rezonancí z výše popsaných důvodů. Jeho výhodou je, že sériová rezonance se zde odehrává díky transformačním vlastnostem LLC obvodu na daleko nižší impedanci, než u prostého SRO. Na pracovní cívce je tak menší napětí a větší proud, takže cívka má méně závitů. Pokud je drát tlustší, je pak možno použít i vodní chlazení – trubičky s vodou.

V naší aplikaci je záměrem použití vzduchového chlazení. Nakonec tedy raději použijeme místo LLC obvodu prostý sériový rezonanční obvod z důvodu úspory předřadné tlumivky.

3 Návrh měniče

Výkonový měnič pro buzení rezonančního obvodu realizujeme jako dvojčinný s jednou větví. Celý měnič se bude sestávat z 5 částí:

- 1) Silový obvod s kondenzátorem v meziobvodu
- 2) Vstupní síťový odrušovací filtr se vstupním usměrňovačem měniče
- 3) Budiče výkonových tranzistorů včetně jejich řízení a napájení
- 4) Ochrany
- 5) Chladič pro výkonové součástky

3.1 Dimenzování výkonových prvků silového obvodu a kondenzátoru v meziobvodu

3.1.1 Dimenzování výkonových tranzistorů

Tranzistory proudově dimenzujeme na maximální hodnotu proudu, který jimi prochází. V naší aplikaci tedy každým z tranzistorů prochází půlovina sinusového proudu zátěže.

Jelikož neznáme přesnou efektivní hodnotu proudu, která bude tranzistory procházet (bude se měnit s typem aktuálně ohřívaného tělesa), předdimenzujeme je tak, aby vznikla dost velká rezerva pro přechodné děje a případné neočekávané zvýšení proudu. Jako dobrý základ si můžeme vzít to, že zařízení konstruujeme na výkon 2,5 kW. Vezmeme dvojnásobný výkon (5 kW) jako dostatečnou rezervu. Při budičím napětí 100 V efektivních tedy efektivní proud činí $I_{ef} = 50$ A. Při „dvojnásobné sinusové modulaci“ pak špičková hodnota je dvojnásobek efektivní – viz kap. 2.3, tedy $I_{max} = 100$ A.

Oba tranzistory tedy musí být proudově dimenzovány na 100 A. Zvolíme **100 A** jako dostatečné proudové dimenzování, jelikož se jedná pouze o teoretickou hodnotu. Prakticky by proud této hodnoty neměl dosáhnout.

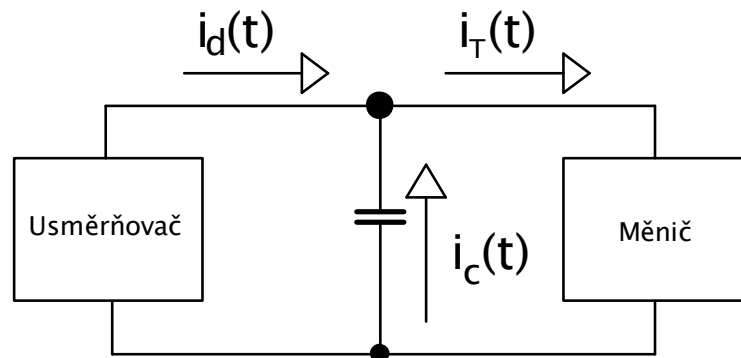
Napěťově musíme tranzistory dimenzovat na dvojnásobek maximálního napětí meziobvodu, tedy cca **640 V**, aby byla zajištěna dostatečná napěťová rezerva pro překmity.

Použijeme na každý spínač **trojici** výkonových MOSFET tranzistorů SPW47N60CFD s těmito parametry: $U_{DS} = 600$ V, $R_{DS(on),max} = 0,083$ Ω , $I_F = 46$ A, $t_{on} = 60$ ns, $t_{off} = 115$ ns [3].

3.1.2 Dimenzování kondenzátoru meziobvodu

Kondenzátor z hlediska ztrát vykazuje ztrátový ekvivalentní sériový odpor (ESR), který zahrnuje veškeré ztráty v kondenzátoru. Výkonové ztráty tudíž závisejí na kvadrátu efektivní hodnoty proudu, který kondenzátorem prochází. Kondenzátor je tedy nutno proudově dimenzovat na efektivní hodnotu proudu. Napěťově pak opět na dvojnásobek maximálního napětí meziobvodu, stejně jako tranzistory.

Nyní musíme zjistit efektivní hodnotu proudu procházejícího kondenzátorem.

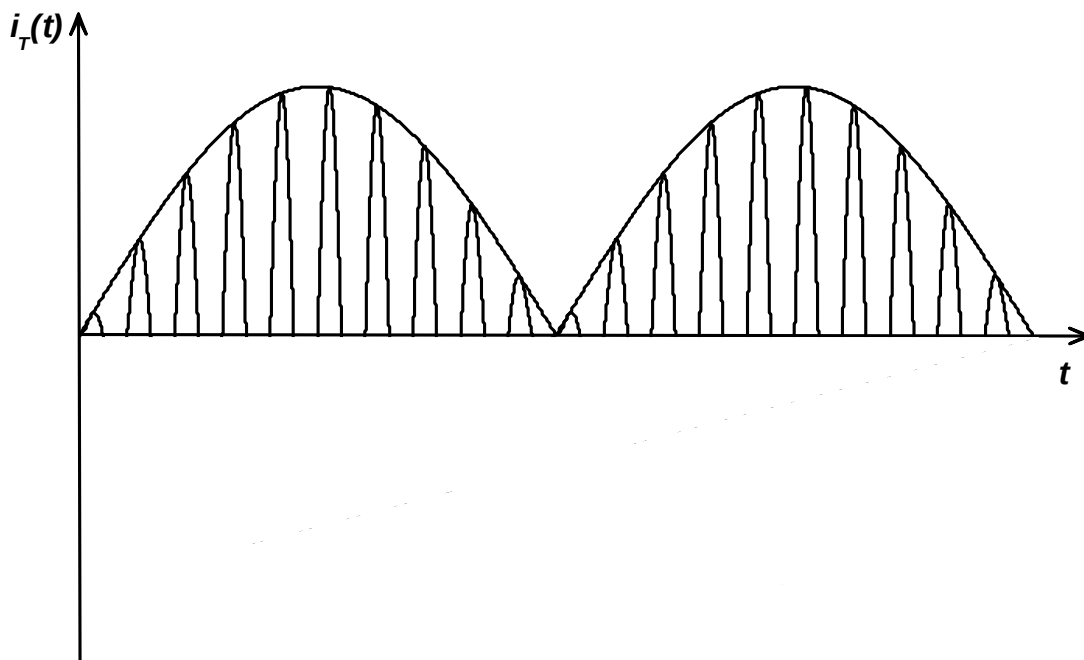


Obr. 3.1: Uzel proudů měniče

Na obrázku 3.1 je uzel spojující kondenzátor meziobvodu (proud i_c), usměrňovač (proud i_d) a horní tranzistor měniče (proud i_T). Platí:

$$i_T(t) = i_d(t) + i_c(t) \quad (3 - 1)$$

Z činnosti měniče víme, že proud zátěže je tvarem průběhu stejný jako 1. harmonická složka budicího napětí, viz obr. 2.9. Proud i_T pak odpovídá „horní polovině“ tohoto průběhu, tedy obsahuje pouze kladné půlvlny.



Obr. 3.2: Průběh proudu $i_T(t)$

Efektivní hodnotu „poloviny“ budicího proudu, tedy proudu i_T dostaneme jako

$$I_{T,ef} = \frac{I_{ef}}{\sqrt{2}} = \frac{50}{\sqrt{2}} \cong 35 \text{ A} \quad (3 - 4)$$

Pozn.: Pozor, odmocnina ze dvou ve jmenovateli (3-4) není z důvodu „sinusovky“, ale protože i_T vzniká z i vynecháním vždy jedné vf půlvlny (záporné), tudíž jde o efekt „zředění“ původního průběhu v poměru signál-mezera 1:1 (obdoba střídý 0,5).

Proud i_d tekoucí z usměrňovače je roven střední hodnotě proudu i_T , jelikož platí, že střední hodnota proudu kondenzátorem je rovna 0. Střední hodnota proudu i_T však není konstantní, ale má tvar sinusových půlvln s frekvencí 100 Hz. Makroskopické maximum střední hodnoty proudu i_T má hodnotu:

$$I_{d,max} = \frac{I_{max}}{\pi} = \frac{100}{\pi} \cong 31,8 \text{ A} \quad (3 - 5)$$

Efektivní hodnota:

$$I_{d,ef} = \frac{I_{d,max}}{\sqrt{2}} \cong 22,5 \text{ A} \quad (3 - 6)$$

Nyní už můžeme **přibližně** spočítat efektivní hodnotu proudu kondenzátorem:

$$I_{c,ef} = \sqrt{I_{T,ef}^2 - I_{d,ef}^2} = \sqrt{35^2 - 22,5^2} \cong 26,8 \text{ A} \quad (3 - 7)$$

Použijeme paralelní kombinaci 16 kondenzátorů 0,47 μF /630 V firmy EPCOS (celková kapacita 7,52 μF).

3.2 Vstupní síťový odrušovací filtr a vstupní usměrňovač měniče

Síťový odrušovací filtr zapojujeme před vstupní síťové svorky měniče (např. před vstupní usměrňovač) z důvodu potlačení vf kapacitních proudů tekoucích napájecími vodiči.

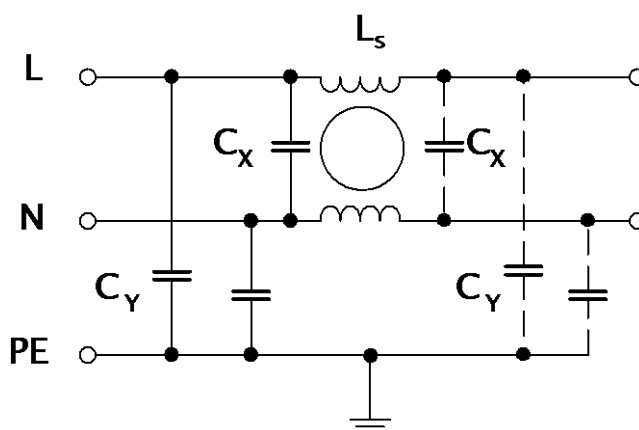
Princip vzniku rušivých proudů (následující text čerpá z literatury [4] – více je možné nalézt tam):

Příčinou je velká strmost du/dt (tranzistor MOSFET může mít až 50 kV/ μs), vznikající na výstupních svorkách měniče při zapnutí nebo vypnutí tranzistorů. Měnič obsahuje různé parazitní kapacity spojené se zemí (např. mezi čipem tranzistoru a chladič základnou). Tudíž při velké strmosti du/dt vzniká proudový impuls o velikosti

$$i_{vf}(t) = C_p \frac{du}{dt} \quad (3 - 8)$$

Všechny vf. kapacitní proudy vytékající z měniče do ochranného zemnicího vodiče musí téci uzavřeným obvodem. Tudíž se vrací do napájecích svorek měniče po dráze obsahující délku celého napájecího vedení. Tím dojde k zarušení spotřebičů připojených paralelně k této síti.

K potlačení těchto vf. rušivých proudů lze s výhodou využít jednofázové kompenzované tlumivky v součinnosti s kondenzátory C_v ve tvaru Γ , případně Π článku. Viz Obr. 3.3.



Obr. 3.3: Vstupní síťový odrušovací filtr

Kompenzovaná tlumivka nevykazuje indukčnost vůči pracovnímu proudu, nýbrž pouze vůči soufázovým vf proudům. Kondenzátory C_x slouží pouze k vf zkratování napájecích vodičů. Uzel spojující kondenzátory C_y by měl být co nejkratším vodičem spojen se zemnicím bodem měniče. Oba typy kondenzátorů musí být bezindukční a kondenzátory typu C_y musí snést dle normy střídavé testovací napětí (s rezervou 2 kV).

V součinnosti s výše uvedeným odrušovacím filtrem je vhodné (není však nutné) ještě použít 2 nekompenzované tlumivky na společném tyčovém jádře. Budou vykazovat indukčnost pro pracovní proud a současně rozptylová indukčnost mezi vinutími zajistí reaktanční odpor proti soufázovým složkám rušivých proudů.

NÁVRH FILTRU PRO ZDROJ S NAPÁJENÍM 230 V/16 A/50 Hz/2,5 kW:

1) Kompenzovaná tlumivka

Použijeme toroidní jádro T4919/CF138 – katalogová magnetická vodivost $\Lambda = 3450 \text{ nH/z}^2$

Odhadneme průměr drátu pro navíjení $d = 2,5 \text{ mm}$ (CuL) a ověříme proudovou hustotu:

$$J = \frac{I_{ef}}{S_{Cu}} = \frac{4I_{ef}}{\pi d^2} = \frac{4 \cdot 16}{\pi \cdot 2,5^2} = 3,3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (3 - 9)$$

Proudová hustota je vyhovující.

Navinuli jsme $N = 13$ závitů, tj. indukčnost:

$$L_s = N^2 \Lambda = 13^2 \cdot 3450 \cdot 10^{-9} \cong 583 \mu\text{H} \quad (3 - 10)$$

2) Kondenzátory C_x

Velikost kapacity kondenzátorů volíme tak, aby v součinnosti s kompenzovanou tlumivkou ležel jejich rezonanční kmitočet řádově níže, než je kmitočet spínání tranzistorů měniče. Současně musí být

taková, aby reaktance kondenzátoru byla pro vysoké kmitočty proudu malá. Napěťově musí být kondenzátory dimenzovány na 320 V (maximální síťové napětí) s rezervou.

Zvolili jsme $C_x = 4 \times 470 \text{ nF}/630 \text{ V}$.

3) Kondenzátory C_Y

Pro kondenzátory C_Y platí podobná pravidla jako pro C_x , avšak rozdíl je ve velikosti napětí, na které musí být dimenzovány.

Volíme 10 nF/3 kV v uspořádání znázorněném ve schématu (Obr. 3.4).

Kontrola rezonančního kmitočtu:

$$f_{r,Y} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_Y}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{583 \cdot 10^{-6} \cdot 40 \cdot 10^{-9}}} \cong 33 \text{ kHz} \quad (3 - 11)$$

4) Nekompensovaná tlumivka

Použijeme feritovou tyč GES R61-050-400 s magnetickou vodivostí $\Lambda = 43 \text{ nH/z}^2$

Průřez této tyče je $S = 127 \text{ mm}^2$. Spočítáme, kolik závitů můžeme maximálně navinout, aby se jádro nepřesýtilo. Uvažujeme maximální sycení $B_{\max} = 0,3 \text{ T}$ a maximální hodnotu proudu s odmocninou ze 2 větší, než je efektivní hodnota (uvažujeme podkritickou kapacitu v meziobvodu, tj. proud je harmonický).

$$N_{\max} = \frac{B_{\max} S}{\Lambda I_{\max}} = \frac{B_{\max} S}{\Lambda I_{ef} \cdot \sqrt{2}} = \frac{0,3 \cdot 127 \cdot 10^{-6}}{43 \cdot 10^{-9} \cdot 16 \cdot \sqrt{2}} = 39 \quad (3 - 12)$$

Navineme tedy 15 závitů na každou tlumivku, tedy $N = 30$ celkem. Použijeme stejný měděný drát jako u kompenzované tlumivky, tj. 2,5 CuL. Indukčnost jedné tlumivky:

$$L_{ns} = \left(\frac{N}{2}\right)^2 \Lambda = 15^2 \cdot 43 \cdot 10^{-9} \cong 9,68 \mu\text{H} \quad (3 - 13)$$

Jako usměrňovač použijeme 2 můstky KBPC 5016 [5] (na 600 V a 50 A) zapojené paralelně (z důvodu možnosti použití v budoucnosti na vyšší výkony).

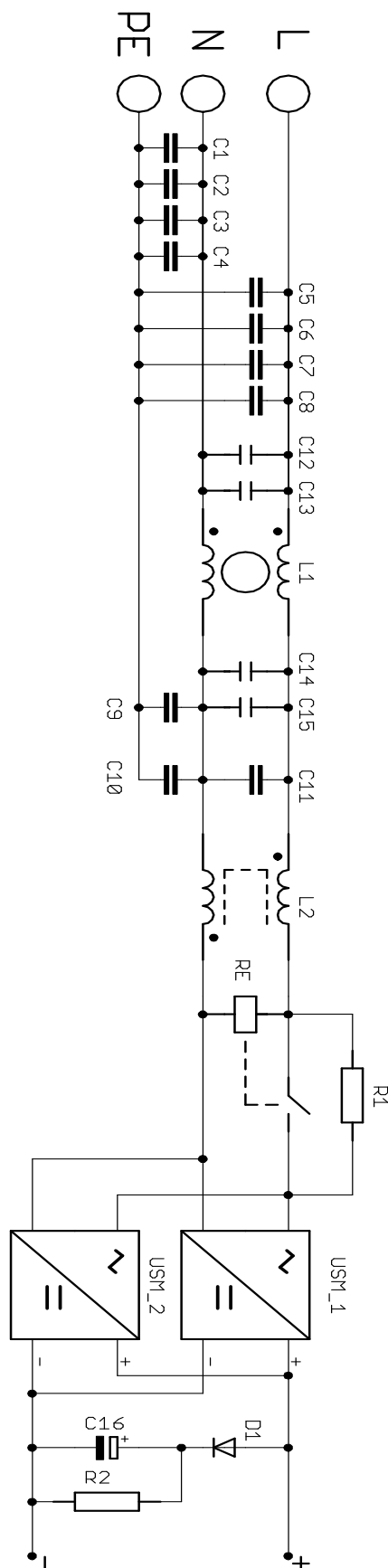
Mezi síťový filtr a usměrňovač ještě vřadíme relé se spínacím kontaktem, který přemostíme odporem. V okamžiku připojení zařízení na síť se tak kondenzátory meziobvodu nabíjí s časovou konstantou RC, která musí být ovšem cca 3krát kratší (uvažujeme čas ustálení 3RC), než je doba přitahu kontaktu relé. Po nabití je odpor vyřazen sepnutím kontaktu relé, aby na něm nevznikala zbytečná výkonová ztráta. Odpor musí být dostatečně výkonově dimenzovaný, jelikož v okamžiku připojení zařízení na síť jím proteče velký proud. Odpor volíme 10 Ω /10 W, který výše uvedené požadavky splňuje.

Výše popsané se nazývá soft-start a omezuje překmit napětí při připojení zařízení k síti. Překmit vyplývá ze skutečnosti určité nenulové indukčnosti sítě, která při připojení zařízení k síti s kondenzátorem meziobvodu vytvoří rezonanční obvod a kondenzátor se nabije na dvojnásobek maximálního napětí sítě. Ovšem při náhlém přerušení odběru proudu (změna zátěže, reakce ochrany apod.) vzniká taktéž napěťový překmit na kondenzátoru meziobvodu – indukčnost sítě nedovolí náhlý zánik proudu. V tomto případě je soft-start neúčinný a musíme použít jiné ochrany. Řešením je použití elektrolytického kondenzátoru s velkou kapacitou připojeného přes diodu k meziobvodu měniče. Kondenzátor případné napětí omezí a přes paralelní rezistor se vybije, čímž obnoví svou omezovací schopnost. Rezistor je tedy nutné použít.

Potřebnou kapacitu lze určit z rovnosti energií indukčnosti sítě a onoho kondenzátoru. Je nutno tedy znát indukčnost sítě, maximální odebíraný proud ze sítě a maximální dovolený napěťový překmit na kondenzátoru. Překmit si sami zvolíme – $\Delta U_f = 40 \text{ V}$, maximální proud známe (dovolený proud jističe) – $I_{max,s} = 16 \text{ A}$, ale indukčnost sítě ne. Ze zkušeností ji můžeme odhadnout na $L_{sít} = \text{cca } 1 \text{ mH}$.

Potom tedy:

$$C_f = \frac{L_{sít} \cdot I_{max,s}^2}{\Delta U_f^2} = \frac{10^{-3} \cdot 16^2}{40^2} = 160 \text{ } \mu\text{F} \quad (3 - 14)$$



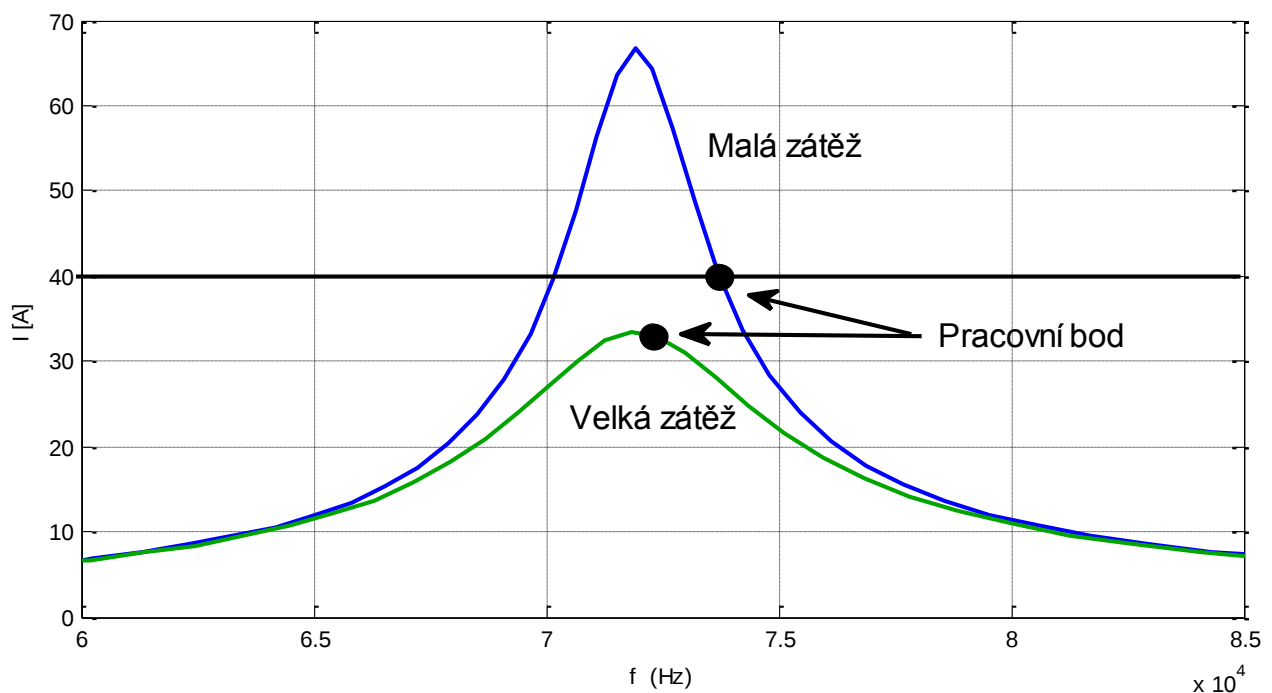
Obr. 3.4: Navržené schéma síťového filtru a vstupního usměrňovače měniče + přepětová ochrana

3.3 Řídicí obvody

A) Požadovaný výstup z řídicí části zařízení:

Podle vysvětlení v kapitole 2.7 a obrázku 2.19 musíme zajistit řízením chod zařízení v oblasti C, což znamená, že frekvence spínání tranzistorů musí být rezonanční frekvence pracovního LC obvodu nebo vyšší. To znamená, že budeme LC obvod pro účely proudového omezení (viz dále) rozlaďovat směrem k vyšším frekvencím. Tvar rezonanční křivky je závislý na **jakosti** pracovní cívky (vložené zátěži). Při žádné nebo malé zátěži dosahuje hodnota budicího proudu v rezonanci velkých hodnot, tedy došlo by ke zničení měniče a je tak nutné obvod odladit. Naopak při velké zátěži dosahuje proud relativně malých hodnot a je tak možný provoz v rezonanci (prakticky o něco vyšší frekvence, aby byl zajištěn provoz v oblasti C). Proudové omezení bylo z důvodů popsanych v kapitole 4.5 stanoveno na 40 A efektivních.

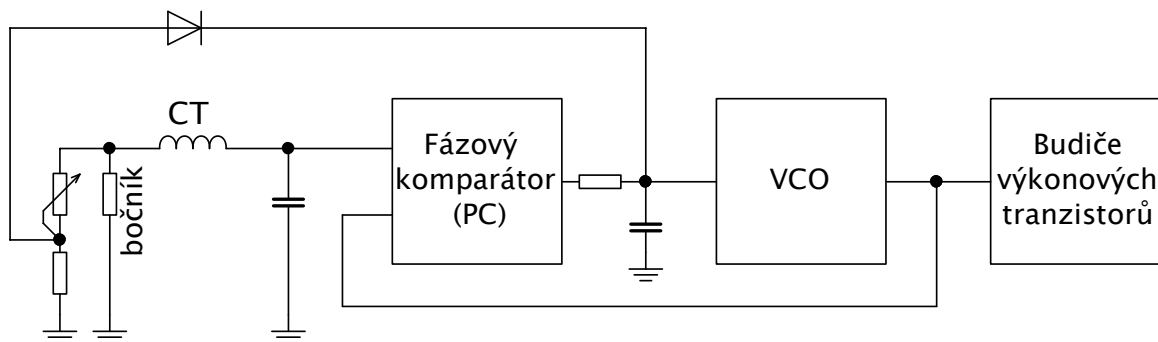
V řízení tedy fungují 2 způsoby. Jeden je pro velké tlumení rezonančního obvodu (velké zátěže), kdy proudová rezonanční křivka ve špičce nedosahuje 40 A, a druhý je pro malé tlumení rezonančního obvodu (malé zátěže - špička převyšuje 40 A). Výsledek správné funkce řídicí části je názorný na obr. 3.5.



Obr. 3.5: Výsledek správné funkce řídicích obvodů pro různé zátěže

B) Princip řízení

Princip funkce řídicí části je patrný z obrázku 3.6.



Obr. 3.6: Princip funkce řídicí části

Základem řídicí části je proudový transformátor s převodem 1:100, jehož primární vinutí představuje jeden průvlek silového vodiče k rezonančnímu obvodu – měříme tedy proud rezonančním obvodem. Sekundární vinutí (v obrázku označené CT) je na jednom konci zatíženo kondenzátorem a na druhém rezistorem (bočníkem). Jádrem řídicích obvodů tvoří IO 4046 – fázový závěs, který obsahuje fázový komparátor i napětím řízený oscilátor (VCO). Z podstaty sériového rezonančního obvodu vyplývá, že v rezonanci jsou budicí napětí a proud ve fázi – účinník se rovná 1 a zařízení tak dosahuje velkého výkonu a účinnosti. Je tak žádoucí se tomuto stavu přiblížit. Fázový komparátor porovnává fáze vstupních signálů a podle jejich rozdílu nastavuje napětí pro VCO. Výstupem z PC je 0 V při fázovém rozdílu 0° a plné napájecí napětí při 180° . Pro VCO znamená 0 V nastavení minimální frekvence a plné napájecí napětí nastavení maximální frekvence (minimum a maximum nastavujeme pomocí rezistorů). Na VCO nastavíme takový rozsah frekvencí, aby rezonanční frekvence byla uprostřed tohoto rozsahu. Potom na výstupu PC bude polovina napájecího napětí, což zajišťuje maximální možnost regulace. Toto ovšem znamená, že rozdíl fází mezi vstupy PC je 90° . Proto musíme na straně IO proudový transformátor zatížit kondenzátorem, jenž nám požadovaný uměle vytvořený fázový posun zajistí.

Výše popsané platí pro velké zátěže (malé proudy rez. obvodem). Jak již bylo řečeno, CT je na druhé straně zatížen bočníkem. Děličem napětí s nastavitelným dělicím poměrem a pomocí diody je přiváděno napětí přímo na VCO. Pokud je dostatečně malé, je dioda zavřena a funguje fázový komparátor. Pokud ovšem překročí danou hodnotu nastavenou dělicím poměrem, dioda se otevře a vnutí do VCO vyšší napětí, než dává fázový komparátor. Nedojde tedy k naladění do rezonance, ale k odladění obvodu do vyšší frekvence tak, aby se proud ustálil na proudovém omezení (tj. 40 A).

Výstupem z řídicí části (VCO) je tedy unipolární signál se střídou 0,5.

Navržené obvodové řešení je na obrázku 3.7 vlevo nahoře.

C) Popis navržených řídicích obvodů:

L1 představuje sekundární vinutí proudového transformátoru, kterým měříme proud v rezonančním obvodu. RB1 a RB2 jsou bočníky, kondenzátor C13 „opozďovač“ fáze. Signál z CT na straně IO je pak veden na vstup fázového komparátoru SIGIN (kondenzátor C2 je tam pro odstranění stejnosměrné složky podobně jako je tomu u zesilovačů s bipolárními tranzistory, a rezistor R1 pro omezení proudových špiček). Druhý signál pro fázovou komparaci – CIN – je ten samý signál jako výstupní signál z VCO (VCOOUT – signál pro budiče). Výstup fázového komparátoru PC1 je přes RC

filtr (R4,C8) veden na vstup VCO. Kondenzátorem C1 s rezistory R2 a R3 nastavujeme horní a dolní hranici frekvencí, přičemž dolní je pevně daná a horní můžeme doladit trimrem R11.

Bočníky RB1 a RB2, dioda D5, potenciometr R22 a rezistor R5 jsou prvky zodpovídající za odladění rez. obvodu při překročení nastaveného proudového omezení.

D) Návrh proudového transformátoru

Převod měřicího proudového transformátoru byl volen s ohledem na velikost otvoru v toroidním feritovém jádře a realizovatelnost. Do otvoru v toroidním jádře musíme dostat vodič k rezonančnímu obvodu a také vcelku vysoký počet sekundárních závitů. Převod byl tedy zvolen 1:100, což při běhu zařízení na proudovém omezení znamená proud sekundárním vinutím cca 0,5 A. Při maximální proudové hustotě 3 A/mm^2 je potřebná tloušťka drátu minimálně $0,17 \text{ mm}^2$. Použijeme lakovaný měděný drát o průměru $0,45 \text{ mm}^2$. Vzhledem k malému proudu a velikosti jádra není třeba kontrolovat syčení jádra, jelikož určitě nebude vyšší než maximální hranice pro ferity. Současně také magnetizační proud bude malý, z čehož plyne zanedbatelná chyba měření.

3.4 Budiče výkonových tranzistorů

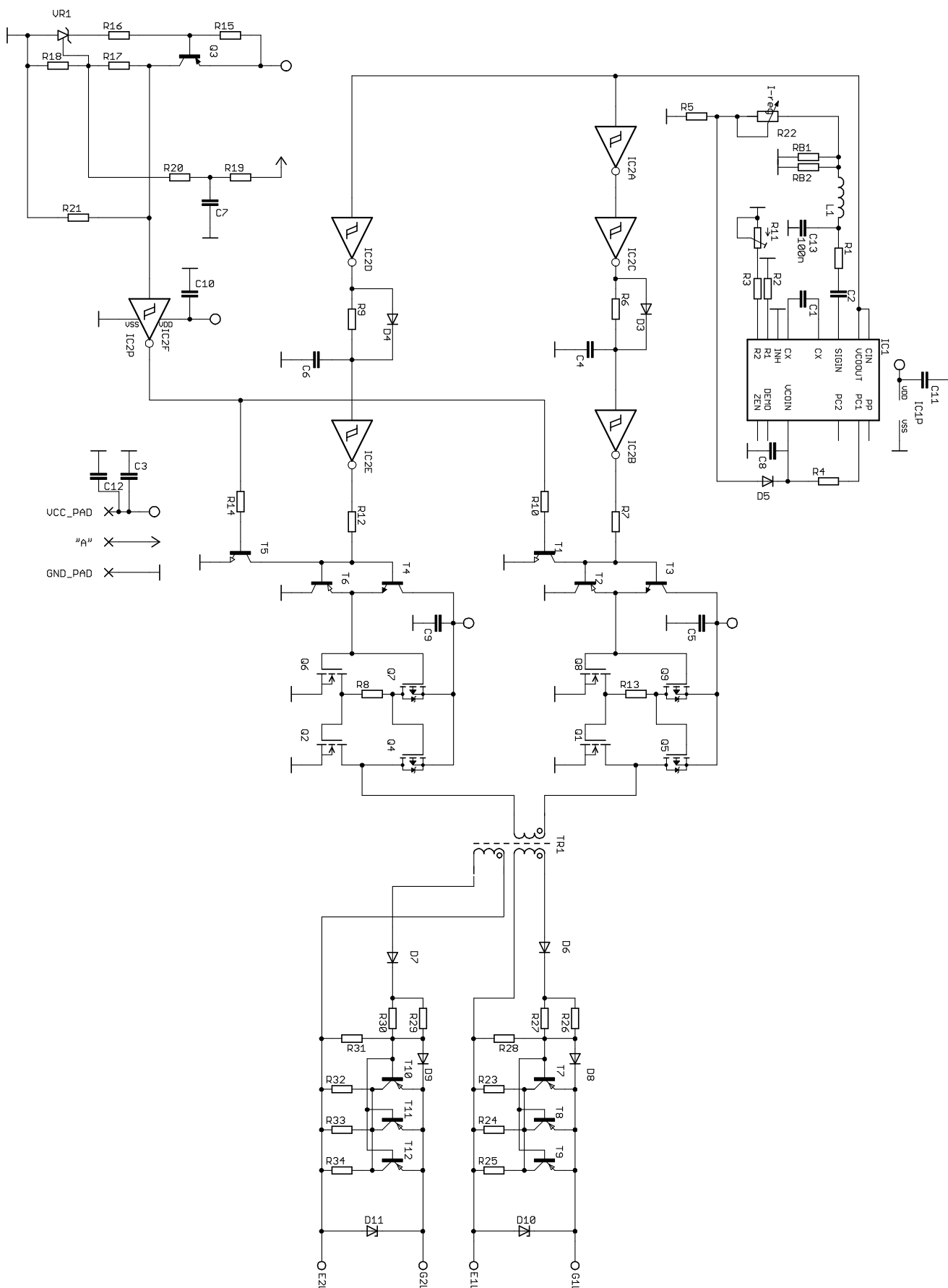
Budiče jsme navrhli s ohledem na nutnost galvanického oddělení řídicích signálů jako dvojčinný měnič s transformátorem. Na primárním vinutí transformátoru tak budeme generovat bipolární signál z unipolárního signálu řízení, a na sekundáru budeme mít 2 vinutí, která vytvoří komplementární signály pro buzení obou tranzistorů. Zabráníme tak nutnosti návrhu demagnetizačního obvodu transformátoru, jelikož bude magnetován oboupolaritně. Zároveň i použité jádro nemusí mít tak velký průřez.

Signál z výstupu VCO (řídicích obvodů) pomocí Schmittových invertorů vytváříme a rozdvojíme na 2 navzájem opačné signály, které budou spínat dvojčinný můstek s primárním vinutím transformátoru. Do každé větve vložíme RCD člen pro generování odskoku, jehož výstupní signál opět tvarujeme Schmittovým invertorem.

Signály z obou větví jsou přes proudový posilovač spínány FET tranzistory můstku (horní s P-kanálem a dolní s N-kanálem). Během doby přeběhu řídicího napětí z nuly do plného napájecího napětí by při topologii pouze 2 tranzistorů P a N došlo k sepnutí obou a tím ke zkratu napájecího napětí. Proto nesmí tyto tranzistory buzeny jedním řídicím signálem. Musí být použito dalších 2 předřazených tranzistorů, jejichž řídicí elektrody budou buzeny jedním řídicím signálem, a mezi nimiž je zařazen rezistor omezující zkratový proud.

Budicí transformátor má převod 4:6 závitům a má toroidní feritové jádro typu N2. Na sekundární straně budičů je dioda s nabíjecím odporem, které jsou v provozu při spínání výkonového tranzistoru a nabíjí tak kapacitu G-E. Při vypínání jsou otevřeny vypínací PNP tranzistory a přes vybíjecí rezistory se kapacity G-E vybíjí.

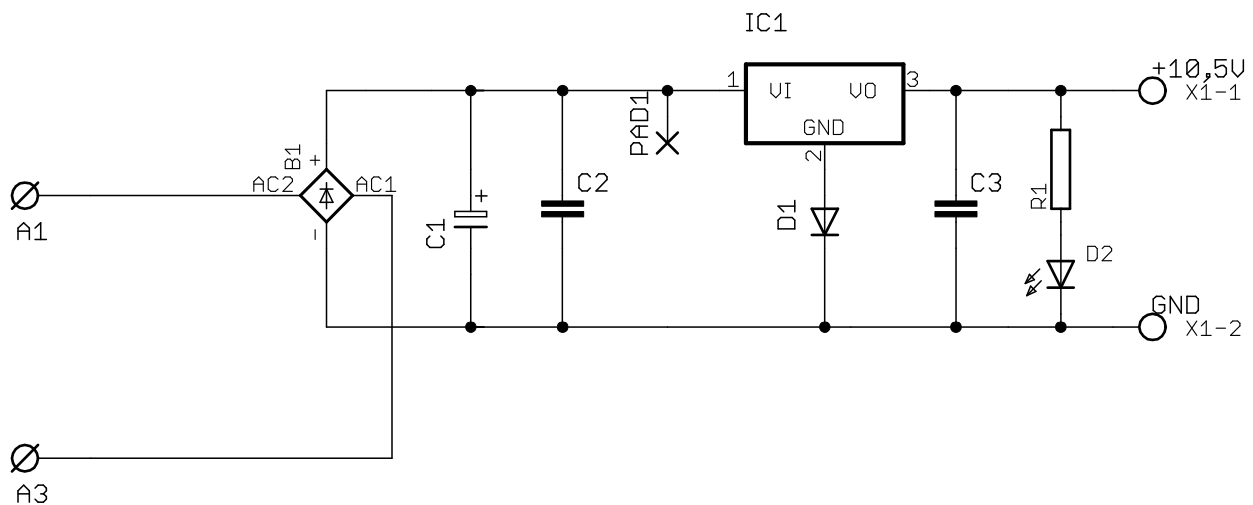
Schéma je na obr. 3.7 společně s řídicí částí a podpěťovou ochranou.



Obr. 3.7: Schéma řídicích obvodů, budičů a podpětové ochrany

3.5 Napájení řídicích obvodů a budičů

Celá řídicí část včetně budičů byla navržena na stejnosměrné napětí 10,5 V. Napájení realizujeme samostatně pomocí síťového transformátoru 400/24 V (resp. 230/14 V), usměrňovacího můstku a lineárního stabilizátoru 7810T stabilizujícího 10 V, pokud je jeho GND uzemněno. My však „podepřeme“ jeho GND nožičku diodou 1N4148, čímž dosáhneme stabilizovaného napětí cca 10,5 V. Pro indikaci napětí použijeme LED diodu. Na vstupu stabilizátoru je místo (PAD1) pro připojení podpětové ochrany – viz následující kapitola.



Obr. 3.8: Schéma napájení řídicí části

3.6 Ochrany

Celé zařízení musí být vybaveno nadproudovou ochranou silové části, přepětovou ochranou meziobvodu a podpětovou ochranou řídicí části. Nadproudová ochrana je řešena odlaďováním rez. obvodu, přepětová v kapitole 3.2. Zbývá tedy podpětová pro řídicí část. Kdyby nebyla použita, mohlo by dojít k nedostatečnému buzení výkonových tranzistorů a tím k jejich zničení. Budeme hlídat napětí na vstupní straně stabilizátoru.

Schéma najdeme na obr. 3.7. Ochranu realizujeme na společné desce s řídicí částí. Jako napětovou referenci použijeme obvod TL431, který se chová jako NPN tranzistor s přesně definovaným prahovým napětím 2,5 V. Spolu s PNP tranzistorem Q3 tvoří komparátor s hysterezí. Hlídané napětí přivedeme přes RC filtr na dělič napětí, který je přiveden na řídicí elektrodu TL431. Pokud je napětí v pořádku, je obvod TL431 otevřený, tedy i tranzistor Q3 je otevřený, a napájecí napětí je tak přivedeno na Schmittův invertor. Za invertorem je tedy logická 0 a měnič pracuje. Pokud hlídané napětí poklesne pod 13,5 V, sníží se napětí na hlídané elektrodě pod 2,5 V, za Schmittovým invertorem je logická 1, která otevře tranzistory stahující řídicí signály do země. Pokud se sledované napětí zvýší na cca 15 V (hystereze dána napětím na odporu R17), obvod TL431 se opět otevře, zavřou se stahovací tranzistory a řídicí část opět začne fungovat.

3.7 Určení ztrát a dimenzování chladiče pro výkonové součástky

Aktivně chladit budeme pouze výkonové tranzistory a usměrňovací můstky. Ostatní prvky zařízení není potřeba aktivně chladit (kromě pracovní cívky - popsáno dále v této práci). Výkonové ztráty tranzistorů se skládají ze dvou druhů. Jedná se o ztráty vedením proudu a ztráty přepínací.

Ztráty vedením proudu souvisí se saturačním stavem, kdy tranzistor vede proud a jeho vodivý kanál vykazuje odpor R_{DSon} . Tyto ztráty se tedy počítají stejně jako ztráty na odporu. Ztráty přepínací jsou způsobeny komutačním dějem tranzistoru (přechodem z vodivého do nevodivého stavu a opačně). Detailně jsou tyto ztráty rozebrány v literatuře [1].

Ztráty vedením proudu:

Přibližně, avšak s dostatečnou přesností, můžeme určit tyto ztráty velmi jednoduše tak, že uvažujeme celý budící proud protékající jedním tranzistorem, který má třetinový odpor vodivého kanálu. Umožňuje nám to princip dvojčinného měniče o jedné větvi pracujícího se střídou 0,5 (prakticky 0,45, ale odskok zanedbáváme). Polovinu proudu vede horní tranzistor (složen ze 3 paralelně) a druhou polovinu spodní tranzistor (taktéž složen ze 3 paralelně). Výsledek výpočtu ztrát vedením proudu tak již bude konečný pro oba dva (resp. všech 6) tranzistory. Odpor vodivého kanálu zjistíme z datasheetu tranzistoru [3] (musíme podělit třemi) a efektivní hodnotu proudu uvažujeme nejvyšší možnou dle kapitoly 3.1.1:

$$\Delta P_v = \frac{R_{DSon}}{3} \cdot I_{ef}^2 = \frac{0,083}{3} \cdot 50^2 = 69,2 \text{ W} \quad (3 - 15)$$

Ztráty přepínací:

U přepínacích ztrát budeme uvažovat amplitudu první harmonické složky budícího napětí a maximální hodnotu proudu dle kapitoly 3.1.1. Toto napětí a proud jsou maximální možné hodnoty objevující se pouze dvakrát za periodu. Během zbytku periody jsou obě veličiny menší a přepínací ztráty tak budou **nižší** než vypočtená hodnota. Frekvence spínání záleží na aktuální zátěži. Při výpočtu budeme uvažovat 100 kHz jakožto nadsazenou hodnotu, která nám zaručí jistotu v návrhu chladiče.

$$\begin{aligned} \Delta P_{pr} &= f \cdot (W_{on} + W_{off}) = \frac{1}{4} \cdot f \cdot U_{B,1h,max} \cdot I_{max} \cdot (t_{on} + t_{off}) = \\ &= \frac{1}{4} \cdot 10^5 \cdot 203 \cdot 100 \cdot (60 \cdot 10^{-9} + 115 \cdot 10^{-9}) \cong 88,8 \text{ W} \end{aligned} \quad (3 - 16)$$

Výpočet ztrát na usměrňovacích můstcích:

V měniči máme použity 2 usměrňovací můstky KBPC5016, které také představují značnou část ztrát a je nutné je chladit. Při aproximaci V-A charakteristiky diody „lomenou přímkou“ se výkonové ztráty na **jedné** diodě rovnají:

$$\Delta P_d = U_p I_{D,stř} + R_{dd} I_{D,ef}^2 \quad (3 - 17)$$

kde U_p značí prahové napětí, $I_{D,stř}$ střední hodnotu proudu diodou, $I_{D,ef}$ efektivní hodnotu proudu diodou a R_{dd} dynamický odpor diody.

Proud usměrňovacími můstky je sinusový (vlivem podkritické kapacity v meziobvodu). Jelikož jsou oba stejné, předpokládáme, že se proud, tj. i ztrátový výkon, rozdělí rovnoměrně do obou, tj. na poloviny. Pro výpočet ztrát tak uvažujeme pouze *jeden*, kterým protéká plný proud. Polovina periody proudu protéká dvěma diodami (jednou větví) a druhá polovina zbylými dvěma (druhou větví).

Pro jednoduchost výpočtu a zároveň nedostatek informací z datasheetu [5] (konkrétně dynamický odpor) budeme uvažovat A-V charakteristiku diody pravoúhlou. Tzn., že zanedbáme druhý člen rovnice 3-17. Z datasheetu je patrné, že prahové napětí jedné větve (tzn. 2 diod) činí $U_{p,v} = 1,2 \text{ V}$. Střední hodnota proudu jednou větví (polovina periody) je s použitím vztahu 3-5:

$$I_{V,stř} = \frac{I_{d,max}}{\pi} = \frac{31,8}{\pi} \cong 10,1 \text{ A} \quad (3 - 18)$$

Potom celkové ztráty na usměrňovači jsou:

$$\Delta P_m = 2 \cdot \Delta P_V = 2 \cdot U_{p,v} \cdot I_{V,stř} = 2 \cdot 1,2 \cdot 10,1 \cong 24,2 \text{ W} \quad (3 - 19)$$

Celkové ztráty, které musí chladič odvádět, jsou:

$$\Delta P_c = \Delta P_m + \Delta P_v + \Delta P_{pr} = 24,2 + 69,2 + 88,8 = 182,2 \text{ W} \quad (3 - 20)$$

Nyní můžeme přistoupit k hrubému návrhu tepelného odporu chladiče. Uvažujeme maximální teplotu chladiče 55 °C (odpovídá $T_{chl} = 328 \text{ K}$), kdy ještě mohou usměrňovací můstky vést plný proud, na který jsou dimenzovány. Výkonové tranzistory jsou při 55 °C bez problémů. Teplotu okolí uvažujeme 25 °C (odpovídá $T_{ok} = 298 \text{ K}$).

$$R_{\theta,chl} = \frac{T_{chl} - T_{ok}}{\Delta P_c} = \frac{328 - 298}{182,2} \cong 0,16 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \equiv 0,16 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (3 - 21)$$

Použijeme koupený větší žebrovaný hliníkový chladič, který vyhovuje s rezervou požadavkům na tepelný odpor a zároveň poslouží i jako konstrukční plocha pro některé další součástky či desky plošných spojů.

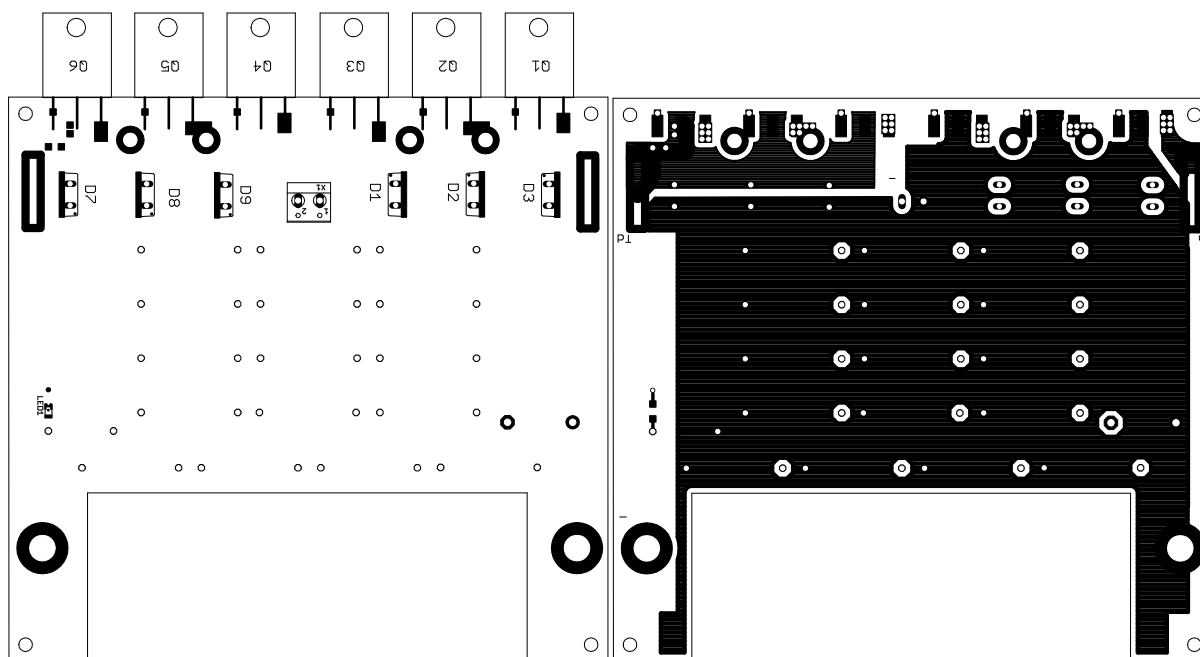
4 Realizace

4.1 Silový obvod

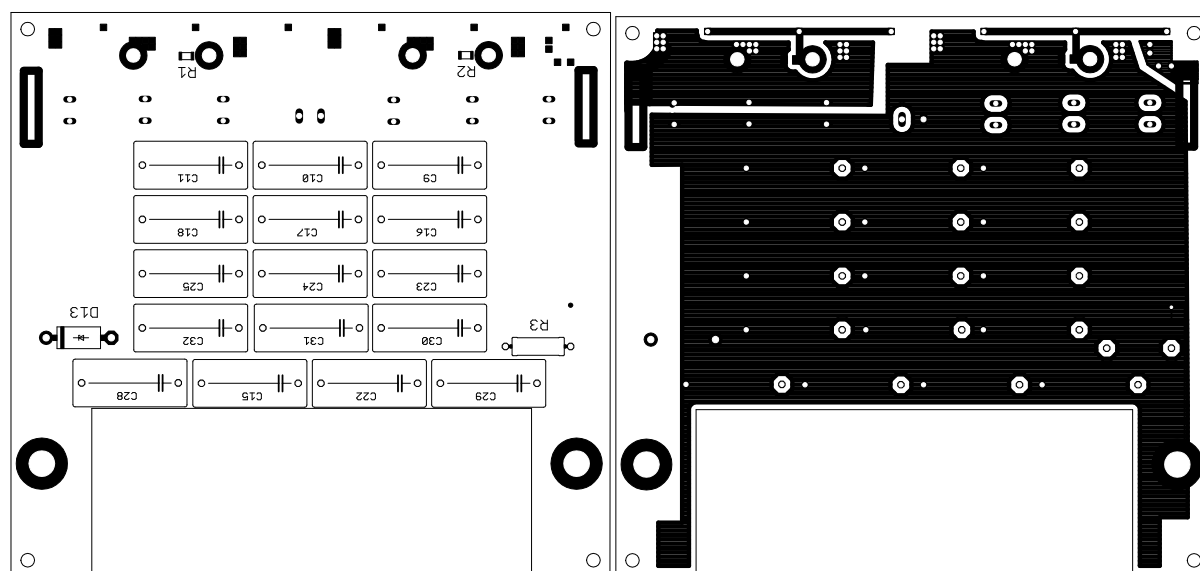
Schéma navrženého silového obvodu měniče vidíme na Obr. 4.5. Vycházeli jsme z již připravené desky plošných spojů, která byla původně určena pro jednočinný měnič s transformátorem. Deska původně obsahovala cca 30 kondenzátorů v meziobvodu, ze kterých jsme použili pouze 16 a zbývající odstranili. Paralelně ke kondenzátorům je připojen transil na 400V omezující náhlé špičky přepětí. Nulové diody by v naší aplikaci teoreticky nemusely být osazeny, protože spínáme 2 tranzistory nad sebou se střídou 0,5 a tranzistory MOSFET obsahují vlastní rychlé substrátové diody. Vzájemné prostorové uspořádání tranzistorů pro původní jednočinný můstkový měnič však není pro naši aplikaci optimální (velká parazitní indukčnost). Proto původní demagnetizační diody skutečně osadíme i v naší aplikaci. Byly použity výkonové a rychlé SiC diody typu IDH15S120 [6]. Deska ještě

původně obsahovala místa na osazení odlehčovacích RCD členů. Ty jsme si dovolili neosadit, jelikož máme tranzistory dostatečně napěťově dimenzovány a pracovní proud by měl být dostatečně malý. Výkonové MOSFETy budou přišroubovány na chladič.

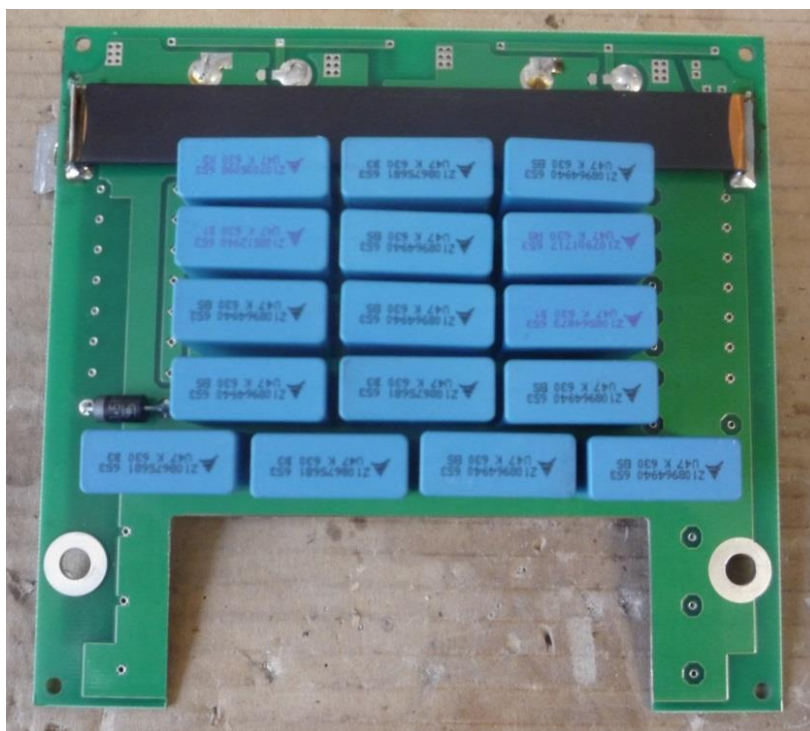
Ve 2 rozích desky jsou obdélníkové otvory pro připojení vývodu transformátoru původního jednočinného měniče. Otvory jsme vzájemně propojili měděným páskem pro docílení naší topologie. Pro indikaci napětí meziobvodu jsme osadili LED diodu a pro měření napětí malou svorkovnici.



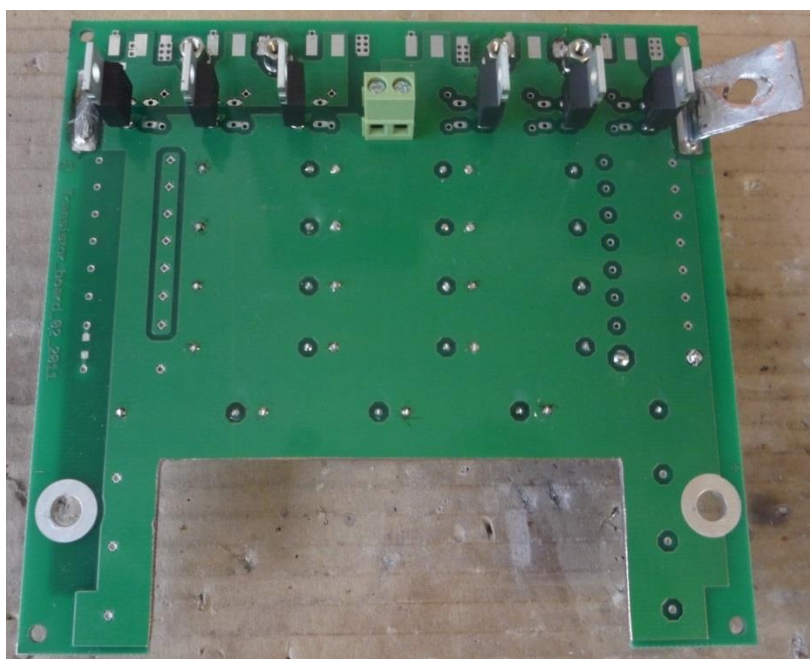
Obr. 4.1: Horní strana silového obvodu - vlevo osazovací plán, vpravo DPS



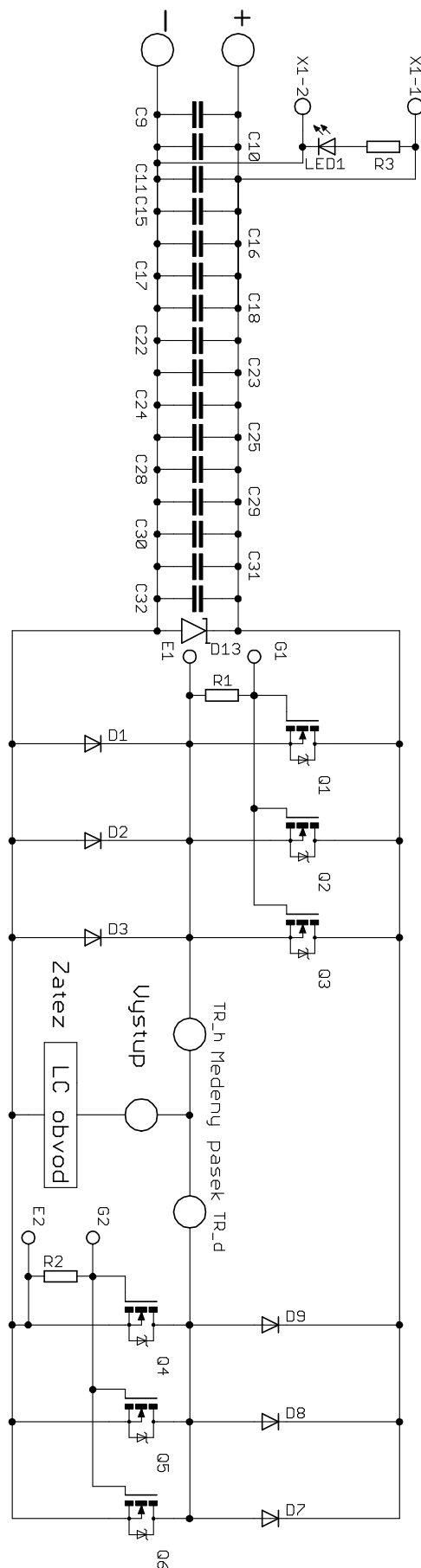
Obr. 4.2: Spodní strana silového obvodu - vlevo osazovací plán, vpravo DPS



Obr. 4.3: Foto spodní strany silového obvodu



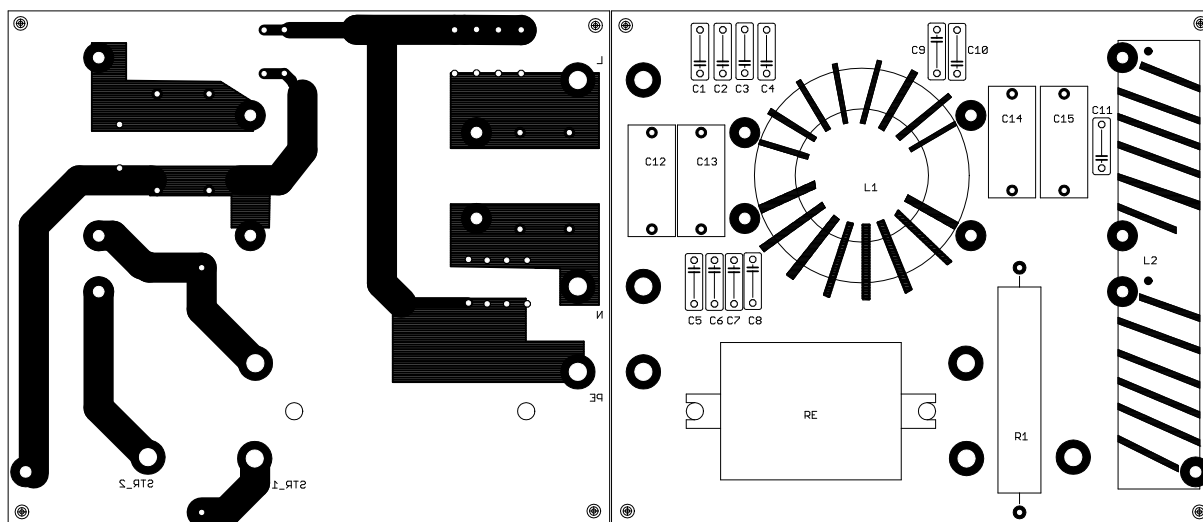
Obr. 4.4: Foto horní strany silového obvodu



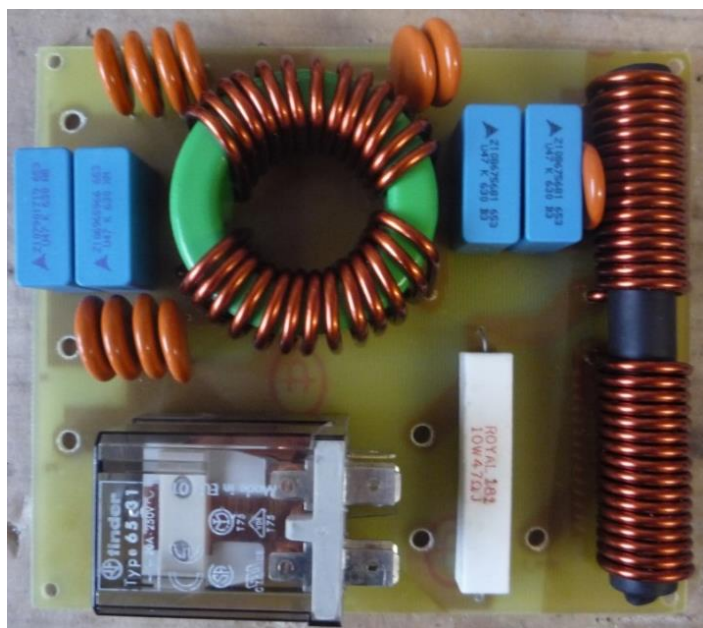
Obr. 4.5: Schéma silového obvodu měniče

4.2 Síťový filtr s usměrňovačem

Schéma filtru je na obrázku 3.4. Pro praktickou realizaci byla navržena a vyrobena DPS dle daného schématu. Na desce však nejsou vyleptány spoje k relé, spoje k usměrňovacím můstkům a přepětový RCD člen. Relé je k desce pouze přišroubováno a spoje jsou provedeny dráty. Usměrňovací můstky budou přišroubovány k chladiči a připojeny k DPS filtru také dráty. RCD přepětová ochrana bude napájena přímo k nožičkám usměrňovacích můstků. Plošné spoje na DPS jsou vyleptány zespodu, součástky jsou osazeny shora.



Obr. 4.6: Síťový filtr - vlevo DPS (zespodu), vpravo osazovací plán (shora)



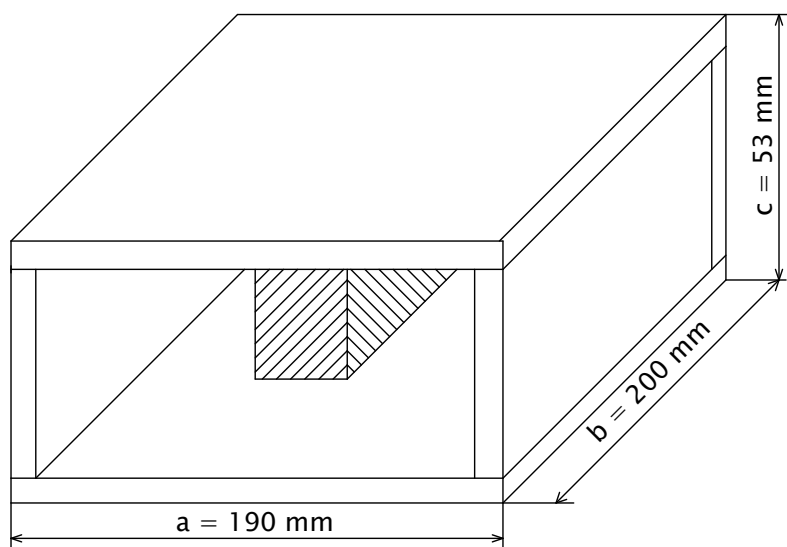
Obr. 4.7: Foto síťového filtru

4.3 Pícka pro ohřev podkovy

V kapitole 2.1 jsme určovali potřebný výkon na ohřev podkovy na požadovanou teplotu. Tento výpočet však byl proveden tak, jako bychom podkovu ohřívali „na vzduchu“, tzn., že nebyla uvažována žádná pícka. Reálně však musíme nějakou vyrobit a následně budeme potřebovat znát teploty, které se budou v systému vyskytovat. Zejména kvůli izolaci pracovní cívky, která vydrží trvale teploty maximálně cca 150 °C. Vytvoříme si nové, přesnější elektrotepelné schéma.

Při návrhu pícky (resp. materiálu, ze kterého bude pícka vyrobena) musíme velmi dbát na 4 nejdůležitější kritéria. Prvním je magnetická vodivost. Potřebujeme, aby pícka byla absolutně magneticky nevodivá, čímž z úvahy vypadávají všechny kovové materiály. Druhým kritériem je tepelná odolnost. Materiál by měl s rezervou vydržet teploty okolo 1000 °C, tedy cca 1200 °C. Třetím je tloušťka materiálu. Pracovní cívka by měla být co nejbližší ohřívanému tělesu, což vlastně znamená co nejtenčí materiál. Posledním kritériem je elektrická vodivost. Stejně jako u magnetické vodivosti potřebujeme, aby materiál nebyl elektricky vodivý.

Po důkladném prozkoumání dostupných materiálů byl pro výrobu pícky zvolen kamnářský šamot tloušťky $l = 10$ mm. Tvar a rozměry pícky jsou na Obr. 4.8.



Obr. 4.8: Náčrt šamotové pícky s rozměry

Parametry šamotu jsou: tepelná vodivost $\lambda = 1,1 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$, hustota $\rho = 1900 \text{ kg.m}^{-3}$, měrná tepelná kapacita $c = 0,685 \text{ kJ.kg}^{-1}\text{K}^{-1}$.

Výpočet tepelné kapacity šamotu pícky:

$$V = 9,481 \cdot 10^{-4} \text{ m}^3 \quad (4 - 1)$$

$$m = \rho \cdot V = 1900 \cdot 9,481 \cdot 10^{-4} \cong 1,8 \text{ kg} \quad (4 - 2)$$

$$C = c \cdot m = 0,685 \cdot 1,8 = 1,23 \text{ kJ} \cdot \text{K}^{-1} \quad (4 - 3)$$



Výpočet tepelného odporu stěn pícky:

Povrch vnitřního prostoru pícky (zanedbáváme přepážku) je:

$$S = 2 \cdot 0,17 \cdot 0,19 + 2 \cdot 0,033 \cdot 0,19 + 0,033 \cdot 0,17 \cong 0,083 \text{ m}^2 \quad (4 - 4)$$

Potom tepelný odpor:

$$R = \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{l}{S} = \frac{1}{1,1} \cdot \frac{0,01}{0,083} = 0,11 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 5)$$

Výpočet tepelného odporu zábalu:

Předpokládáme, že v pokročilé fázi ohřevu bude poněkud vysoká teplota na vnějším povrchu šamotové pícky. Mohlo by tak dojít ke spálení izolace cívky, která bude namotána okolo pícky. Obalíme tedy celou pícku do tepelně izolačního materiálu Fiberfrax FT [8] (výrobce je firma UNIFRAX). Vrstva izolace bude mít tloušťku cca $l_z = 2 \text{ mm}$. Katalogová vodivost těchto materiálů je $\lambda_z = 0,08 \text{ Wm}^{-1}\text{K}^{-1}$.

Vnější povrch pícky (povrch zábalu):

$$S_z = 2 \cdot 0,19 \cdot 0,2 + 2 \cdot 0,2 \cdot 0,053 \cong 0,097 \text{ m}^2 \quad (4 - 6)$$

Tepelný odpor:

$$R_z = \frac{1}{\lambda_z} \cdot \frac{l_z}{S_z} = \frac{1}{0,08} \cdot \frac{0,002}{0,097} \cong 0,26 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \equiv 0,26 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 7)$$

Odhad vyzařování okna pícky (otevřená přední strana):

Vnitřní teplotu pícky odhadujeme na $600 \text{ } ^\circ\text{C}$, teplotu okolí uvažujeme $30 \text{ } ^\circ\text{C}$. Absorpční konstanta $A = 1$.

$$S_o = 0,17 \cdot 0,033 = 0,0056 \text{ m}^2 \quad (4 - 8)$$

$$\alpha_{z,o} = A\sigma \frac{T^4 - T_0^4}{T - T_0} = 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{873^4 - 303^4}{873 - 303} = 56,9 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-2} \quad (4 - 9)$$

$$R_{z,o} = \frac{1}{\alpha_{z,o} \cdot S_o} = \frac{1}{56,9 \cdot 0,0056} = 3,1 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \equiv 3,1 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 10)$$

Odhad přestupu tepla vedením z okna pícky do okolního vzduchu:

$$\alpha_{v,o} = 5 + 0,04 \cdot \Delta T \cong 5 + 0,04 \cdot 570 \cong 28 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-2} \quad (4 - 11)$$

$$R_{v,o} = \frac{1}{\alpha_{v,o} \cdot S_o} = \frac{1}{28 \cdot 0,0056} \cong 6,4 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \equiv 6,4 \text{ } ^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 12)$$

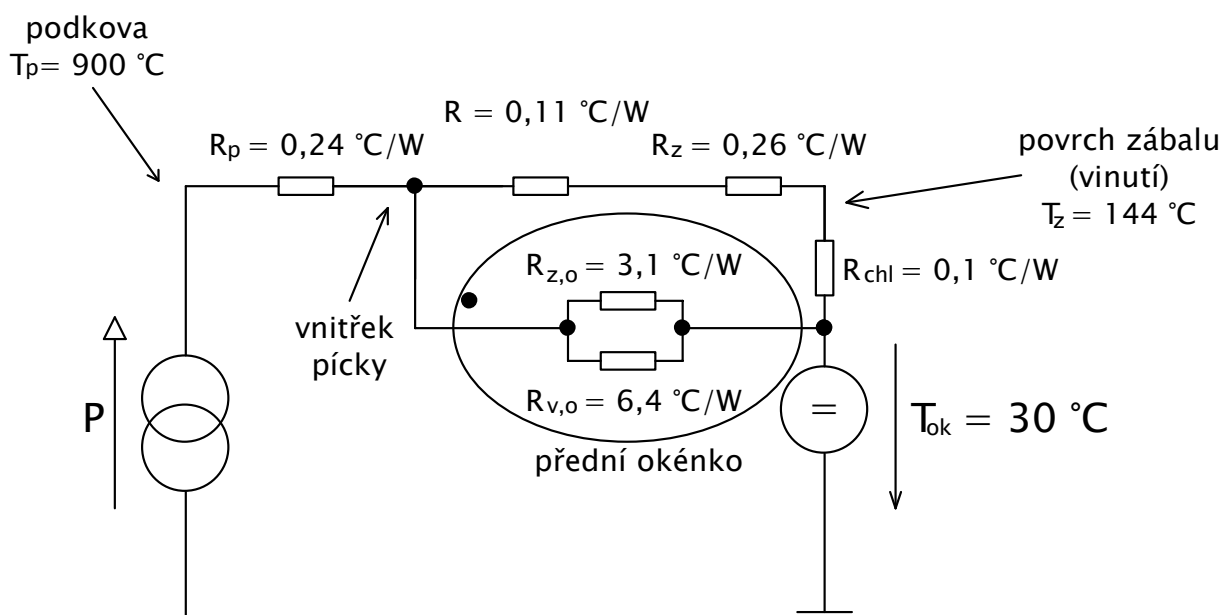
Korekce tepelného odporu podkovy uvnitř pícky oproti měření na otevřeném prostoru:

V kap. 2.1.1 jsme uvažovali teplotu podkovy 900 °C a teplotu okolí 10 °C. Jak již bylo řečeno výše, teplotu uvnitř pícky odhadujeme na $T_0 = 600$ °C. Potom:

$$\alpha_z = A\sigma \frac{T^4 - T_0^4}{T - T_0} = 0,8 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1173^4 - 873^4}{1173 - 873} = 198,4 \text{ WK}^{-1}\text{m}^{-2} \quad (4 - 13)$$

$$R_p = \frac{1}{S \cdot \alpha_z} = \frac{1}{2,075 \cdot 10^{-2} \cdot 198,4} \cong 0,24 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1} \equiv 0,24 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 14)$$

Nyní si můžeme nakreslit kompletní elektrotepelné schéma:



Obr. 4.9: Podrobné elektrotepelné schéma aplikace (rovnovážný stav)

Zbývá nám určit odpor přestupu tepla z povrchu zábalu do okolí. Jinou možnost než odhad však nemáme. Odhadneme ho tedy na přibližně $R_{chl} = 0,1$ °C/W, přičemž předpokládáme použití výkonného ventilátoru. Metodou postupného zjednodušování sérioparalelní kombinace odporů pak dostaneme celkový odpor soustavy:

$$R_{celk} = 0,62 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1} \quad (4 - 15)$$

Upravený potřebný výkon (teplotu okolí nyní uvažujeme $T_{ok} = 30$ °C):

$$P = \frac{T_p - T_{ok}}{R_{celk}} = \frac{1173 - 303}{0,62} \cong 1400 \text{ W} \quad (4 - 16)$$

Vychází nám menší potřebný výkon na rozehrátí podkovy na 900°C v pícce než na volném prostoru. Je to ovšem logické vzhledem k tomu, že pícka více drží teplo v okolí podkovy, tudíž se podkova neochlazuje tak intenzivně jako ve volném prostoru.

Nyní si ještě zpětně ověříme teplotu uvnitř pícky:

$$T = T_p - R_p \cdot P = 1173 - 0,24 \cdot 1400 = 837 \text{ K} \equiv 564 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (4 - 17)$$

A teplotu povrchu zábalu (izolace vinutí pracovní cívky):

$$T_z = \frac{R_{chl} \cdot (T - T_{ok})}{R + R_z + R_{chl}} + T_{ok} = \frac{0,1 \cdot (837 - 303)}{0,11 + 0,26 + 0,1} + 303 \cong 417 \text{ K} \equiv 144 \text{ }^{\circ}\text{C} \quad (4 - 18)$$

Ověřili jsme si, že výše v této kapitole odhadnuté hodnoty odporů a teploty cca odpovídají. Teplota vinutí pracovní cívky má tedy být 144 °C, což je přijatelné. Zároveň jsme si ověřili, že při počítaném výkonu zařízení by se mělo ohřívané těleso spolehlivě zahřát na požadovanou teplotu.

4.4 Pracovní cívka

K realizaci pracovní cívky potřebujeme vysokofrekvenční lanko, které sestává z mnoha paralelních drátů o malém průměru. Je to z důvodu skin efektu, který bude v naší aplikaci značně velký.

Pozn.: Kvůli rezonančnímu kondenzátoru (viz následující kapitola) jsme upravili pracovní frekvenci na cca 70 kHz.

Maximální průměr jednoho drátu svazku (při plném využití mědi) si určíme pomocí hloubky vniku. Vycházíme ze vzorce pro hloubku vniku pro vodiče:

$$\delta [\text{mm}] = \sqrt{\frac{75}{f [\text{Hz}]}} = \sqrt{\frac{75}{70000}} = 0,032 \text{ mm} \quad (4 - 19)$$

Aby byl drát plně využit, musel by mít tedy průřez

$$d_{max} = 2\delta = 0,064 \text{ mm} \quad (4 - 20)$$

K realizaci cívky jsme vybrali vf lano Rupalit Classic s 250 vodiči o průměru 0,2 mm. Nebude tedy plně využit, ale vzhledem k tomu, že tenčí není snadno dostupný, to považujeme za přijatelné.

Efektivní hodnotu proudu protékajícího rezonančním obvodem, tedy i cívkou, omezíme regulačně na 40 A (viz následující kapitola). Provedeme kontrolu dimenzování lana:

$$\sigma = \frac{4 \cdot I_{ef}}{N_p \cdot \pi \cdot d^2} = \frac{4 \cdot 40}{250 \cdot \pi \cdot 0,2^2} \cong 5,09 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (4 - 21)$$

Pro naše podmínky je tato proudová hustota vyhovující.

Při realizaci pracovní cívky jsme postupovali víceméně experimentálně. Dle návrhu rezonančního obvodu (kap. 2.4) vychází indukčnost 66,8 μH. Ze zkušenosti víme, že potřebný počet závitů pro dosažení požadované indukčnosti činí cca 30. Nevěděli jsme však, kolik se jich na rozměr délky pícky skutečně vejde. Tudíž jsme cívku navinuli po celé délce pícky a změřili její indukčnost.

Počítali jsme s případnou úpravou kapacity kondenzátoru nebo rezonanční frekvence, kdyby realita byla odlišná od výpočtů. Dále jsme experimentálně určili jakost naprázdno a při vložené podkově.

Naměřené hodnoty:

$$L = 90 \mu\text{H}$$

$$Q_{of} = 234$$

$$f = 72 \text{ kHz}$$

$$Q_f = 17$$

Jak můžeme vidět z naměřených hodnot jakostí, tak cívka má velmi dobrou vazbu na podkovu, tedy navržená píčka nám nijak nekazí celou účinnost ohřevu. Odpor rezonančního obvodu naprázdno je:

$$R_{s0} = \frac{2\pi f L}{Q_{of}} = \frac{2\pi \cdot 72000 \cdot 90 \cdot 10^{-6}}{234} \cong 0,17 \Omega \quad (4 - 22)$$

Při vložené podkově:

$$R_s = \frac{2\pi f L}{Q_f} = \frac{2\pi \cdot 72000 \cdot 90 \cdot 10^{-6}}{17} \cong 2,4 \Omega \quad (4 - 23)$$

Odpor způsobený samotnou podkovou:

$$R_{pod} = R_s - R_{s0} = 2,4 - 0,17 = 2,23 \Omega \quad (4 - 24)$$

Výkon dodávaný do podkovy:

$$P_{pod} = \frac{U_{B,1h,ef}^2}{R_{pod}} = \frac{102^2}{2,23} \cong 4,7 \text{ kW} \quad (4 - 25)$$

Teoreticky tedy můžeme do podkovy dodávat výkon 4,7 kW, prakticky však nemůžeme zařízení provozovat v rezonanci (viz kap. 2.7) a dodávaný výkon bude menší. Avšak pracovní cívka včetně píčky vyhovují požadavkům naší aplikace.



Obr. 4.10: Píčka s navinutou pracovní cívkou – přední pohled



Obr. 4.11: Pícka s navinutou pracovní cívkou – boční pohled

4.5 Rezonanční kondenzátor

Rezonanční kondenzátor musí splňovat 3 kritéria. Jedná se o vhodnou kapacitu, proudové a napěťové dimenzování. Po dlouhém bádání a počítání jsme dospěli k závěru, že použijeme sérioparalelní kombinaci polypropylénových svitkových kondenzátorů 6n8/2000VDC/700VAC od firmy EPCOS [9].

Řekli jsme si, že maximální výkon v rezonanci (užitečný i neužitečný) zvolíme 4 kW, tzn. maximální proud, který může téci rezonančním obvodem (resp. jeho efektivní hodnota) bude cca 40 A (efektivní hodnota budicího napětí je cca 100 V). Špičková hodnota tohoto proudu pak bude $I_{peak} = 80$ A (kvůli dvojnásobné sinusové modulaci). Kondenzátor je však nutno dimenzovat na efektivní hodnotu čistě sinusového průběhu, tedy:

$$I_{eff} = \frac{I_{peak}}{\sqrt{2}} = \frac{80}{\sqrt{2}} \cong 56,6 \text{ A} \quad (4 - 26)$$

Katalogová maximální efektivní hodnota napětí, která se může na kondenzátoru vyskytnout, je $U_{eff} = 600$ V. Nyní s využitím admitance můžeme zjistit potřebnou kapacitu, aby byl kondenzátor správně proudově nadimenzován (v našem případě půjde ovšem o kapacitu paralelní kombinace těchto kondenzátorů).

$$C_{par} = \frac{I_{eff}}{2\pi f \cdot U_{eff}} = \frac{56,6}{2\pi \cdot 70000 \cdot 600} \cong 214,5 \text{ nF} \quad (4 - 27)$$

Počet kondenzátorů v paralelní větvi:

$$N_{par} = \frac{C_{par}}{6,8 \cdot 10^{-9}} = \frac{214,5 \cdot 10^{-9}}{6,8 \cdot 10^{-9}} \cong 32 \quad (4 - 28)$$

Nyní musíme dimenzovat napěťově, jelikož v sériovém rezonančním obvodu je napětí na kondenzátoru Q -násobně vyšší, než budicí. Uvažujeme vloženou podkovu do pracovní cívky a změřenou jakost dle předchozí kapitoly. Maximální napětí (špičková hodnota) na kondenzátoru je tedy:

$$U_{c,peak} = U_{B,1h,max} \cdot Q_f = 203 \cdot 17 = 3451 \text{ V} \quad (4 - 29)$$

Počet kondenzátorů v sériové větvi:

$$N_{ser} = \frac{U_{c,peak}}{U_{eff} \cdot \sqrt{2}} = \frac{3451}{600 \cdot \sqrt{2}} \cong 4 \quad (4 - 30)$$

Celková kapacita sérioparalelní kombinace kondenzátorů je:

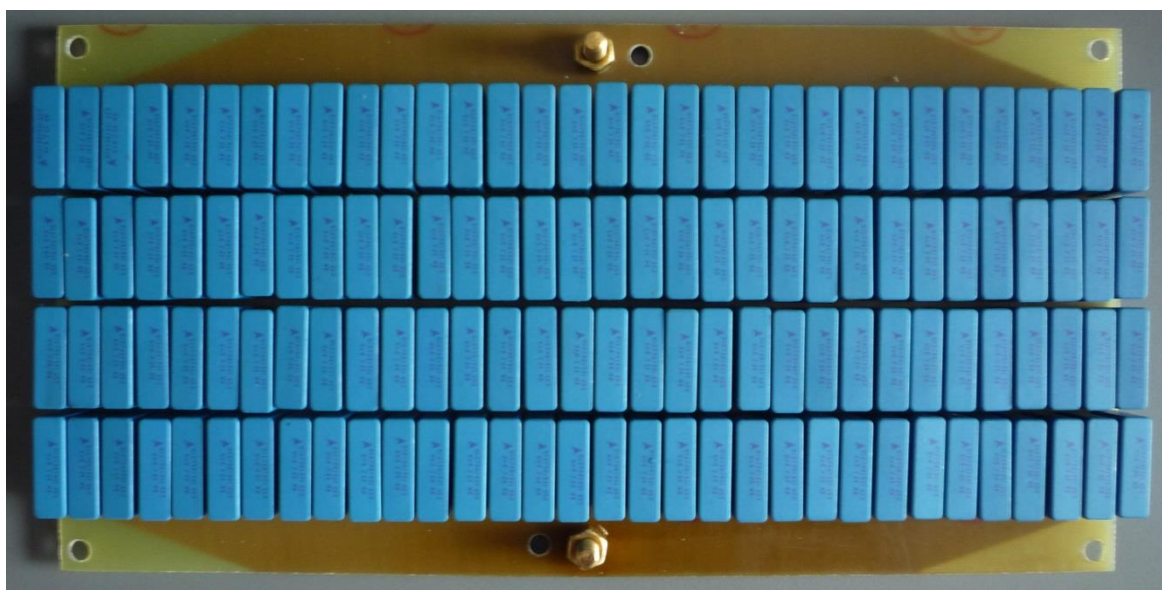
$$C_r = \frac{N_{par}}{N_{ser}} \cdot 6,8 \cdot 10^{-9} = 54,4 \text{ nF} \quad (4 - 31)$$

Můžeme si spočítat přesnou rezonanční frekvenci:

$$f_{rez} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC_r}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{90 \cdot 10^{-6} \cdot 54,4 \cdot 10^{-9}}} \cong 71,9 \text{ kHz} \quad (4 - 32)$$

Odtud plyne úprava frekvence zmíněná v poznámce v předešlé kapitole.

Na realizaci kondenzátorové baterie jsme navrhli DPS, aby řešení vypadalo obstojně při takovém množství (celkem 128) kondenzátorů.

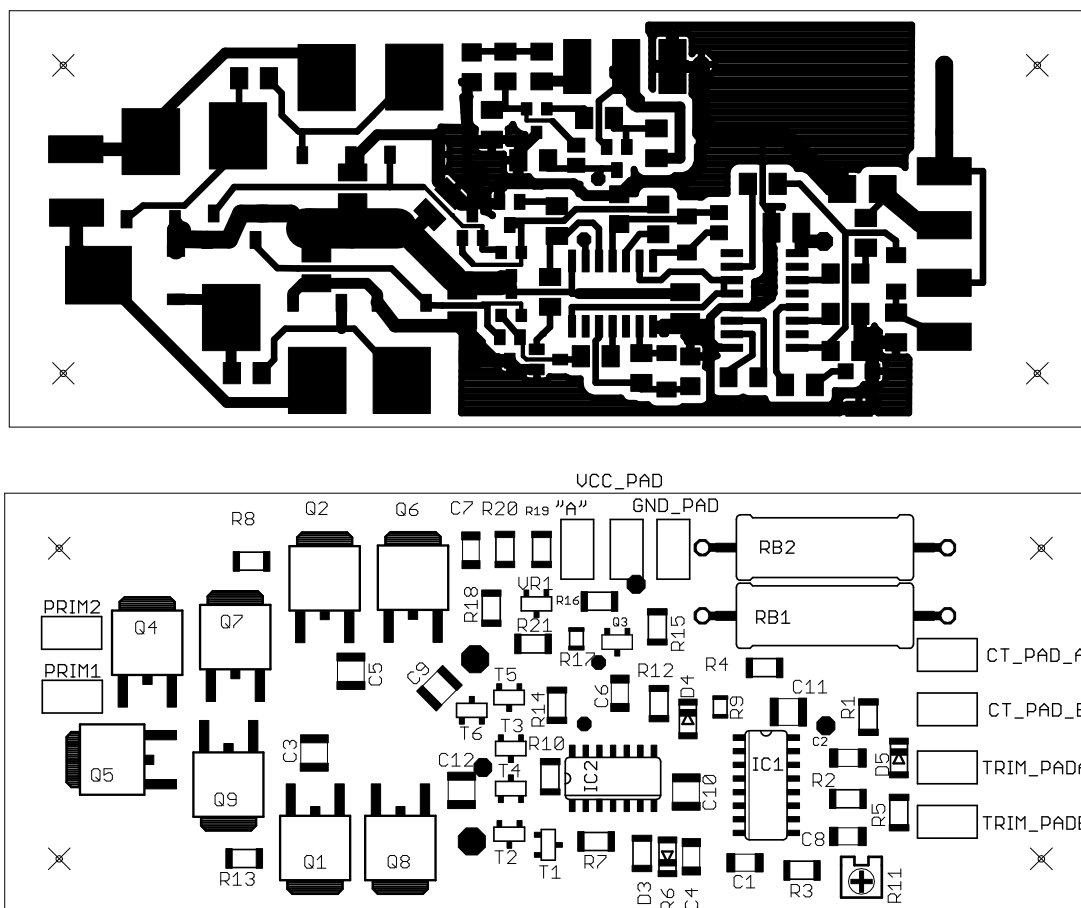


Obr. 4.12: Foto řešení rezonančního kondenzátoru

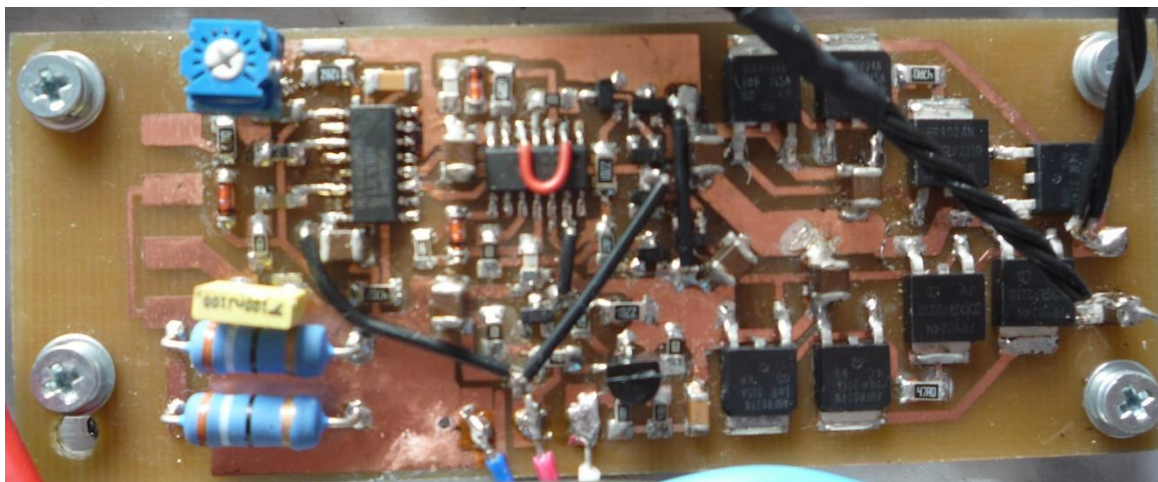
4.6 Řídicí část s budiči a podpět'ovou ochranou

Řídicí obvody s podpět'ovou ochranou a primární stranou budičů jsou implementovány na jedné desce plošných spojů (obr. 4.13), která bude přišroubována na chladič, jenž zde slouží pouze jako konstrukční prvek. Sekundární strana budičů je využita z DPS původně sloužící k jinému účelu. Odřezali jsme ji z původní desky, takže nyní je to jen pásek desky, který se přes distanční sloupky přišroubuje k desce silového obvodu. Distanční sloupky zároveň slouží jako vodiče pro přenos signálů do bází a emitorů obou výkonových tranzistorů.

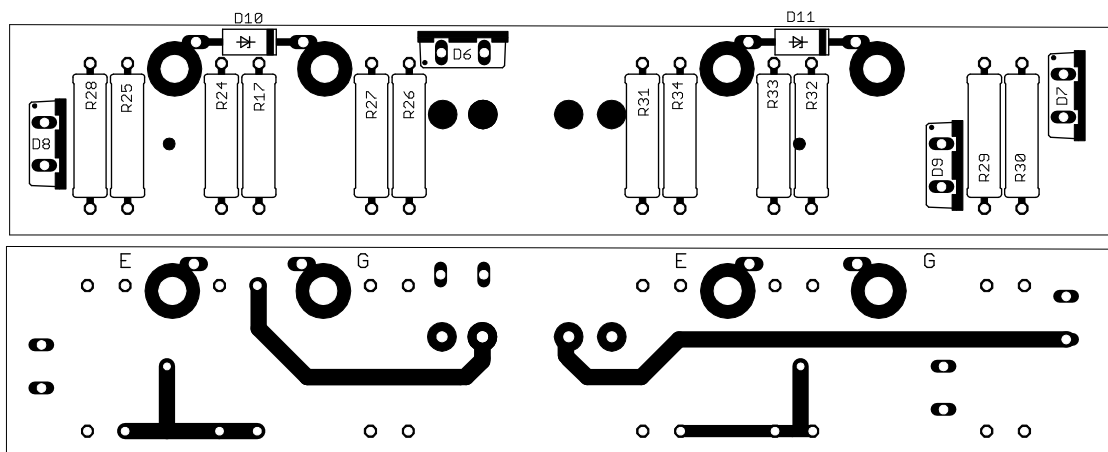
Pro zajištění napájení 10,5 V byla také navržena DPS, ze které povede trojice drátů do řídicí desky. Tato deska bude také přišroubována na chladič přes distanční sloupky vedle síťového transformátoru uchyceného šrouby taktéž na chladič. Lineární stabilizátor 7810 v pouzdře TO220 bude přišroubován na chladič přímo (zajistíme mu chlazení), ale jeho ztráty jsou oproti ztrátám výkonových prvků zanedbatelné.



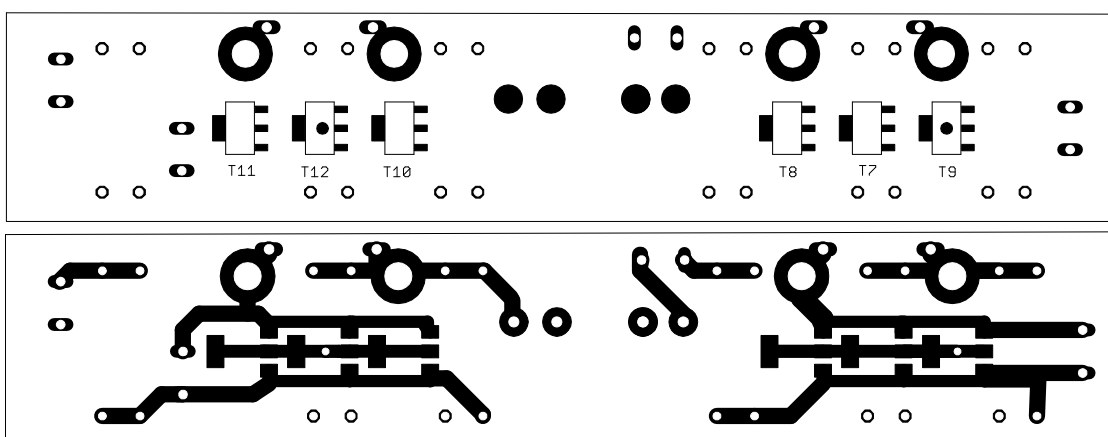
Obr. 4.13: DPS řídicí části s podpět'ovou ochranou a primární částí budičů



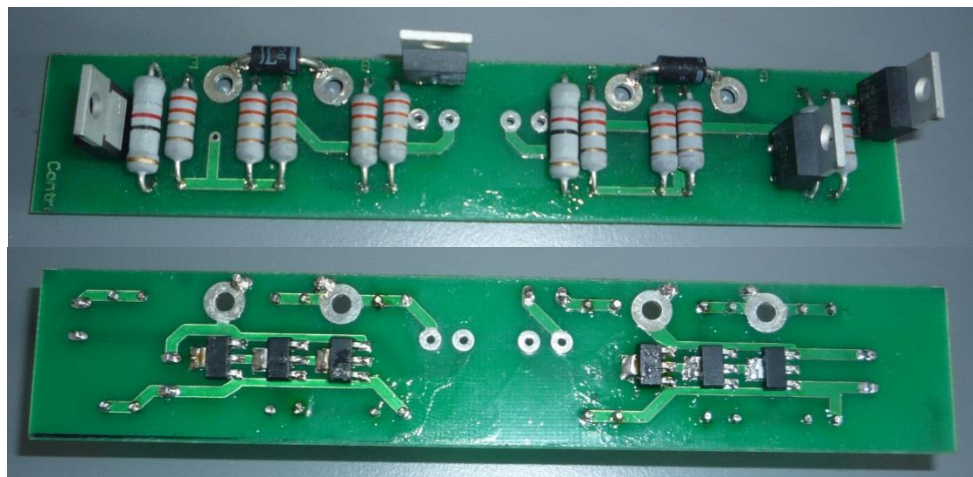
Obr. 4.14: Foto DPS řídící části, podpěťové ochrany a primární strany budičů



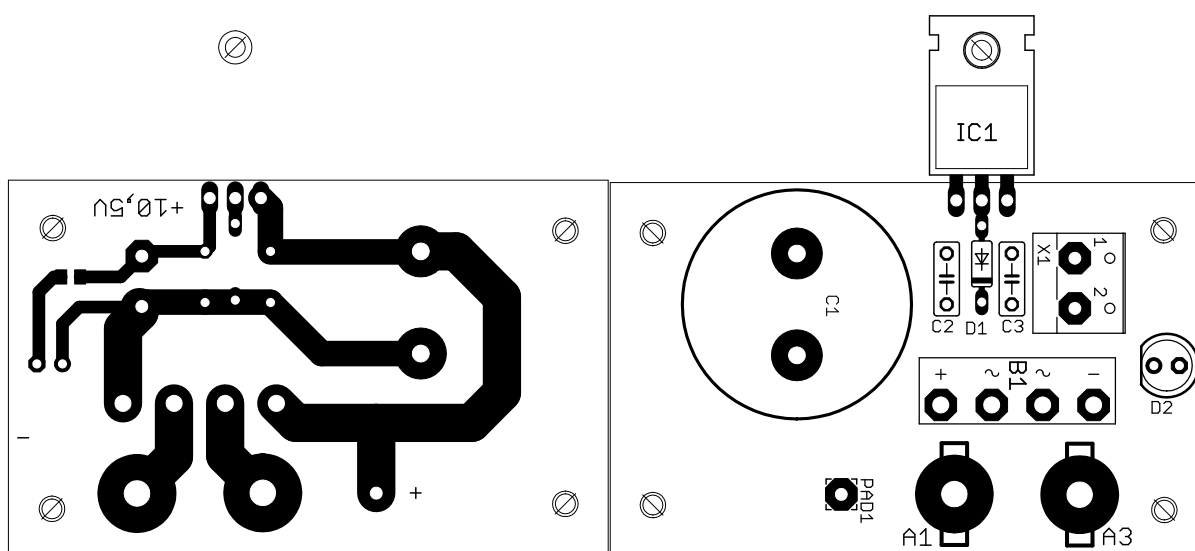
Obr. 4.15: DPS sekundární strany budičů - horní vrstva



Obr. 4.16: DPS sekundární strany budičů - spodní vrstva



Obr. 4.17: Foto sekundární strany budičů



Obr. 4.18: Napájení řídicích obvodů - vlevo DPS (zespodu), vpravo osazovací plán (shora)

5 Zkušební provoz zařízení, měření a optimalizace

Celé zařízení jsme seskládali z vytvořených částí a zkoušeli oživit v laboratoři, kde jsme nejprve oživil řídicí část měniče, a poté přes autotransformátor a usměrňovač napájeli meziobvod. Průběhy napětí a proudu jsme sledovali na osciloskopu. Nejprve jsme zkoušeli zařízení naprázdno, tj. bez vložené podkovy. Při malém napětí meziobvodu vše fungovalo správně, řízení naladilo frekvenci do rezonance. Ale při vyšším vybuzení, kdy začalo fungovat proudové omezení, došlo k rozkmitání regulační smyčky vlivem malé kapacity v meziobvodu. Zároveň taky bylo slyšet nepříjemný zvuk autotransformátoru.

Tyto 2 skutečnosti byly způsobeny dvěma problémy, které jsme při návrhu zařízení opomenuli. Problém nepříjemného zvuku byl způsoben kladnou zpětnou vazbou v regulační smyčce řízení-meziobvod-autotransformátor-sítě. Jakmile začne fungovat proudové omezení a řízení odladí fázi, dojde k poklesu proudového odběru z meziobvodu. Při poklesu proudového odběru z meziobvodu ovšem dojde k napětovému překmitu vlivem parazitní sériové indukčnosti sítě a autotransformátoru. Dojde tím ke zvýšení napětí v meziobvodu a tím i proudového odběru, což musí řízení ještě více odladit. Situace se opakuje pořád dokola. Vznikají tak značné napětové překmity. Řešení tohoto problému je celkem jednoznačné – zvýšení kapacity meziobvodu. Větší kapacita zmenší napětové překmity a zároveň také jejich strmost. Od začátku návrhu jsme požadovali kapacitu malou tak, aby napětí meziobvodu mělo tvar sinusových půlvln. Provedeme kompromis a navýšíme kapacitu tak, aby byla zaručena funkčnost a zároveň aby tvar napětí zůstal podobný. Kapacitu jsme navýšili z původních cca 7,5 μF na 20 μF . Tvar napětí již není přesně požadovaný, jelikož napětí nepadá až do nuly (viz obr. 5.4), ale je to dobrý výsledek kompromisu.

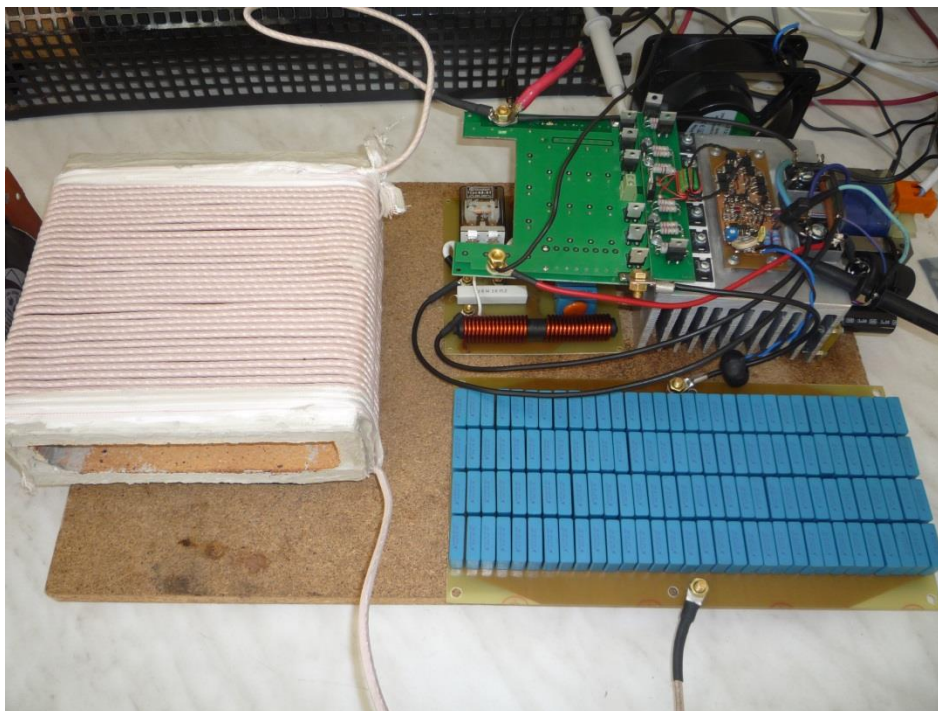
Problém náhodného nastavování frekvence byl způsoben rozpadnutím regulační smyčky PLL, kdy fázový komparátor v určitém okamžiku začne „spolupracovat“ s proudovým omezením. Aby zůstala smyčka PLL zavěšená, je nutné, aby svým vnitřním oporem působila proti vnitřnímu odporu regulační smyčky proudového omezení. Pokud je potřeba bez zátěže proud odladit téměř o 90° , tak smyčka PLL (výstup fázového komparátoru) v určitém okamžiku dojde na 0 V. Pak už by musel nastavovat záporné napětí, což ale neumí, a naopak napětí zvyšuje. Dojde tak ke „spolupráci“ proudového omezení a fázového komparátoru, čímž dojde k rozpadnutí regulační smyčky PLL.

Můžeme to shrnout tak, že dokud fázový komparátor působí proti vnitřnímu odporu usměrňovače napětí z bočníku, jedná se o regulaci FÁZE, se stále zavěšenou smyčkou PLL. Pokud přestane, smyčka se rozpadne. Problém jsme vyřešili odstraněním „opožďovacího“ kondenzátoru (CT jsme zatížili pouze bočníkem), čímž jsme nastavili rozsah regulace PLL od 0° do -180° (původně byl od $+90^\circ$ do -90°), a drobnou úpravou odporů v regulačních smyčkách. Zvětšením regulačního rozsahu jsme docílili toho, že při odlaďování o 90° se fázový komparátor nepřiblíží nule a smyčka PLL zůstává pořád zavěšená.

Bočník (resp. 2 rezistory 39R/2W) jsme kvůli velké výkonové ztrátě (cca 5 W) nahradili třemi 2W rezistory 56R v paralelní kombinaci.

Pozn.: Opravené schéma řídicí části je na obr. 5.8.

S vloženou podkovou již zařízení pracuje dobře. Při zkušebním provozu jsme docílili během cca 4 minut ohřevu světle červené barvy (viz obr. 5.7). Úplně ideální je docílení oranžové barvy. Ovšem velkým problémem je ohřev po překročení Curieho teploty, kdy se přestanou uplatňovat hysterezní ztráty. Ty tvoří velké procento a rychle podkovu ohřívají. Pak už se uplatňují pouze ztráty vířivými proudy, při kterých je intenzita ohřevu malá a dosažení požadované barvy by trvalo dlouho. Současně docházelo k podstatnému ohřevu samotné pícky a tím i pracovní cívky. Výpočty pravděpodobně nejsou zcela správné a pícka se zahřívá více, než je únosné. Při pokusu jsme pícku chladili ventilátorem, ale pořád je to málo. Z praktického hlediska tedy zatím nelze ohřívát více podkov hned za sebou na ideální teplotu, ale je třeba nechat pícku po cca 5 minutách ohřívání vychladnout. Tento problém by se vyřešil konstrukcí nové pícky z jiných materiálů.

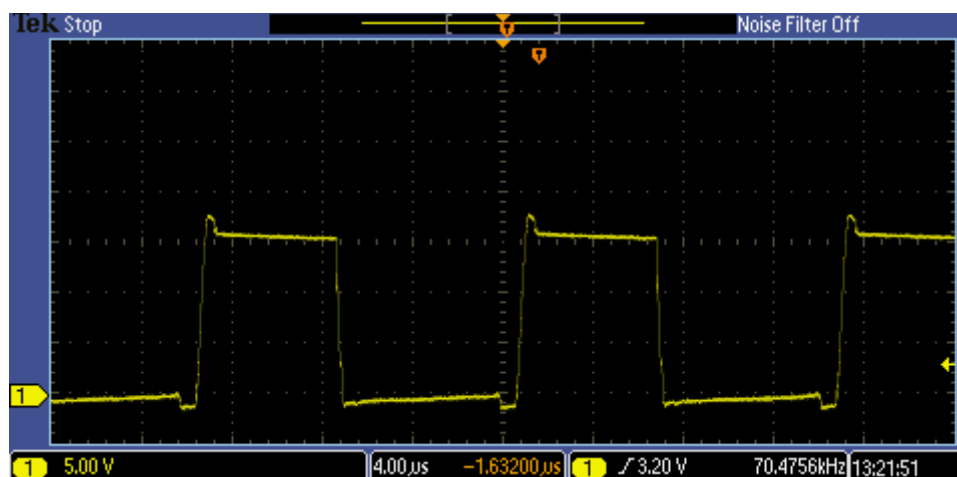


Obr. 5.1: Foto zkušebního pracoviště

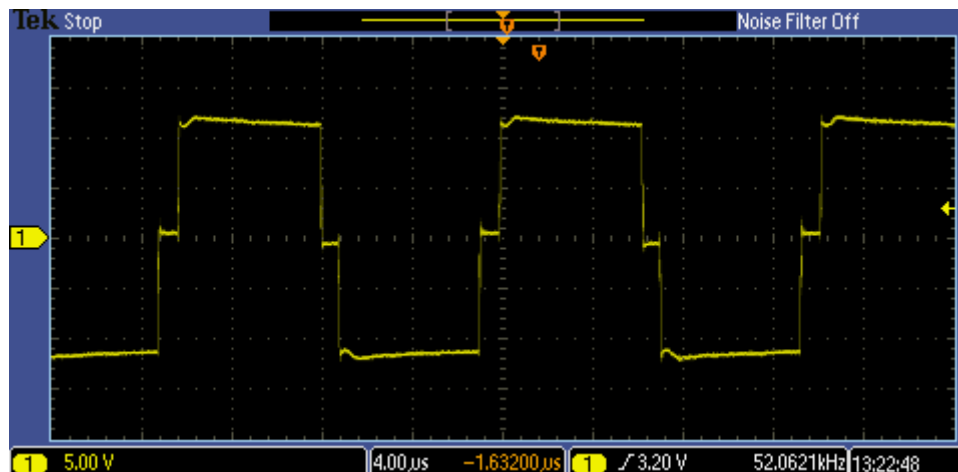
Naměřené průběhy důležitých veličin v důležitých místech obvodů:

Pozn.:

- 1) Žlutě je vyznačen průběh napětí a modře průběh proudu.
- 2) V obrázcích 5.4, 5.5 a 5.6 byla k měření napětí použita sonda 1:100, tzn. 1 dílek je 100 V, ne 10 V jak je uvedeno v obrázku!
- 3) Převodní konstanta u průběhů proudu je: 10V, tj. 1 dílek, odpovídá 50 A.



Obr. 5.2: Průběh napětí G-E výkonového tranzistoru při vypnutém napájení meziobvodu (napájeny pouze řídicí obvody)

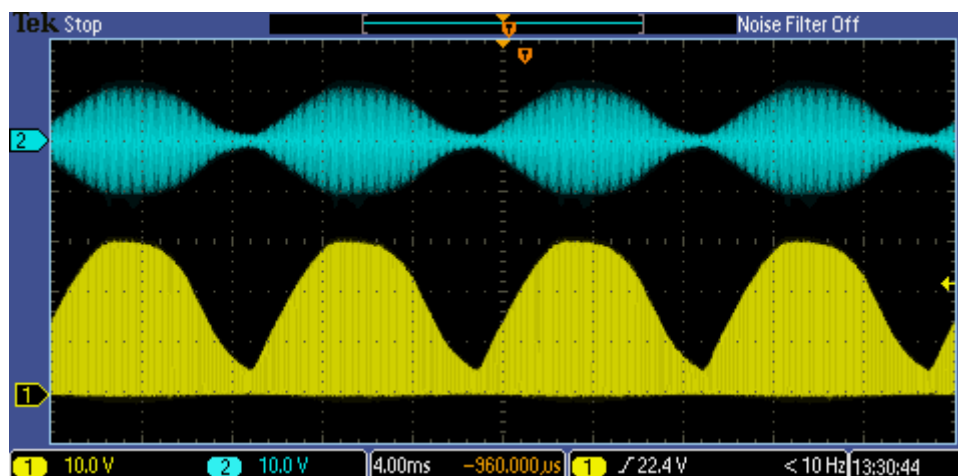


Obr. 5.3: Průběh napětí na primárním vinutí budícího transformátoru při vypnutém napájení meziobvodu (napájeny pouze řídicí obvody)

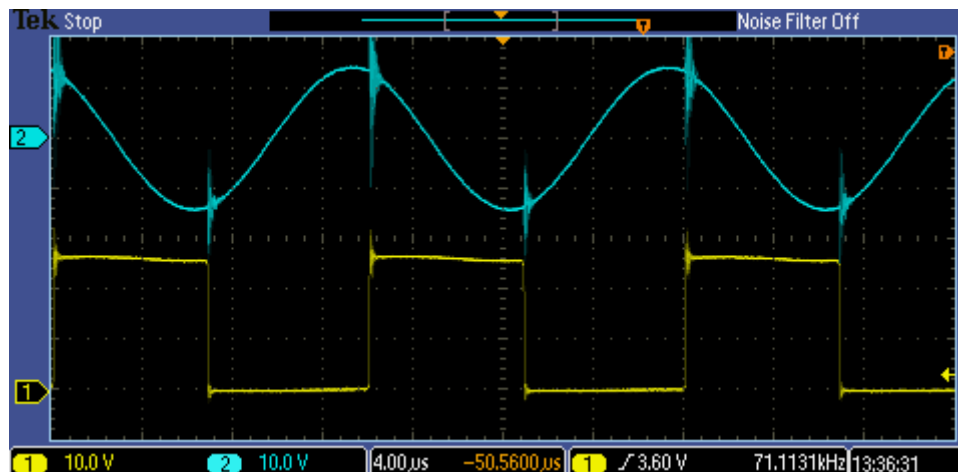
Na obrázku 5.5 názorně vidíme induktivní spínání a odladění frekvence při chodu naprázdno. Proud je opožděn za napětím téměř o 90° a jeho špičková hodnota je cca 1,2 dílku, což odpovídá 60 A. Proudové omezení tedy funguje správně. Na obrázku 5.6 je pak vidět funkce PLL a induktivní spínání při zátěži. Proud procházející obvodem je menší a tranzistory spínají kousek před průchodem proudu nulou.

Pozn.:

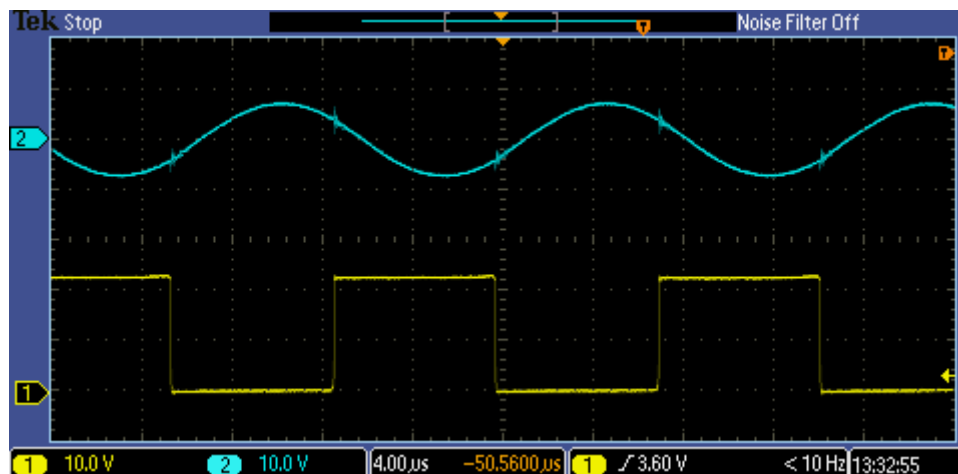
- 1) Proud byl měřen sondou na proudovém transformátoru a z obrázků je vidět, že proudový transformátor obrací fázi proudu, jelikož při nástupné hraně napětí následuje záporná půlperioda proudu.
- 2) Rezonanční zákmity, které jsou vidět na průběhu proudu (obr. 5.5 a 5.6), tam ve skutečnosti nejsou. Jsou způsobeny kapacitní vazbou osciloskopu a velkou strmostí hran spínaného napětí.



Obr. 5.4: Makroskopické průběhy napětí meziobvodu a proudu rez. obvodem



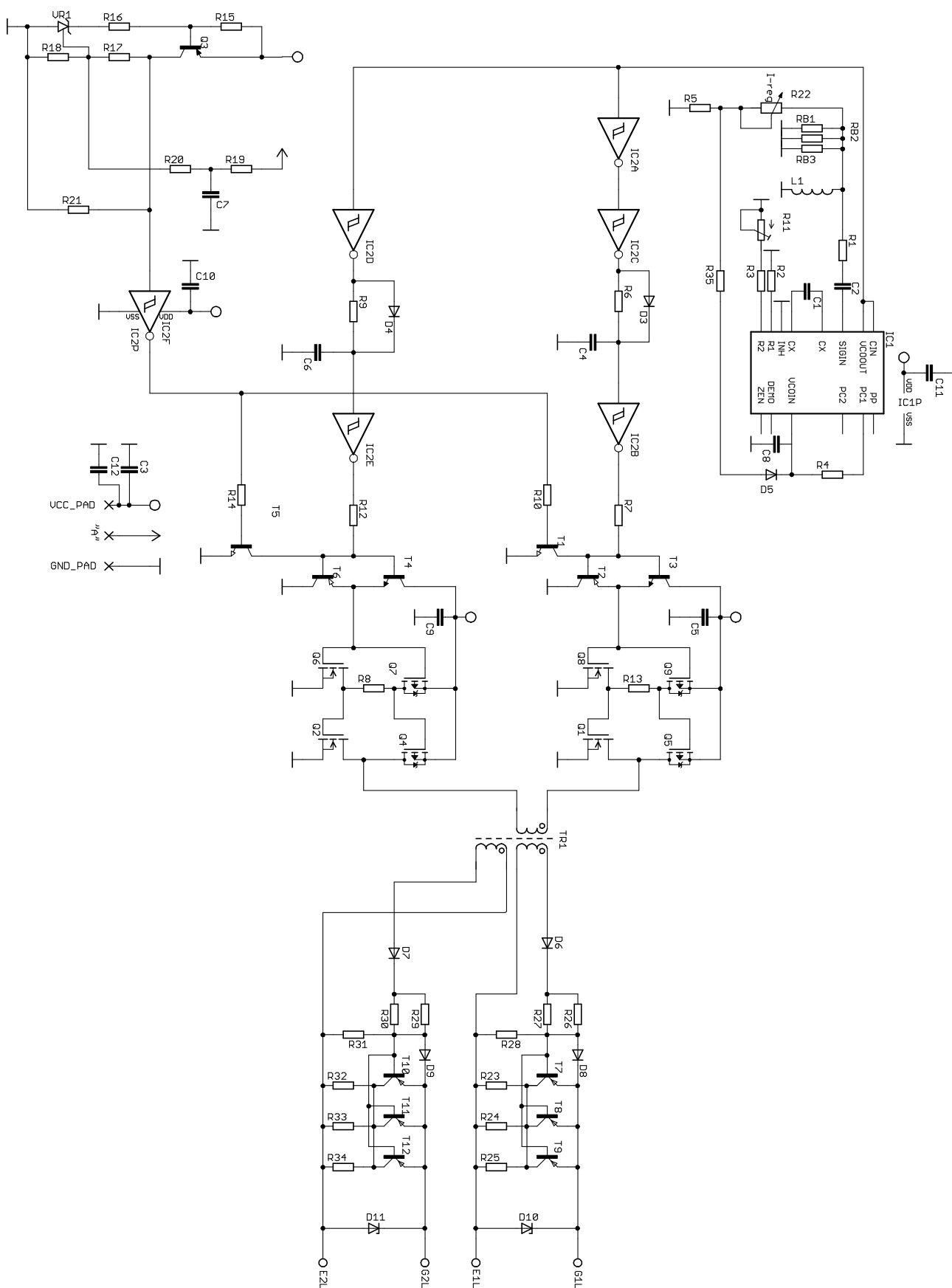
Obr. 5.5: Průběhy napětí D-S na tranzistoru a proudu rez. obvodem naprázdno (bez vložené podkovy) při sníženém napětí meziobvodu



Obr. 5.6: Průběh napětí D-S na tranzistoru a proudu rez. obvodem při zátěži a při sníženém napětí meziobvodu



Obr. 5.7: Foto rozežhavené podkovy



Obr. 5.8: Opravené funkční schéma řídicí části

6 Závěr

Obsahem této práce je návrh, vývoj a realizace zařízení pro indukční ohřev železných součástí s primárním využitím v podkovářské praxi (ohřev podkov). V začátku jsme se zabývali zjišťováním potřebného výkonu pro ohřev podkovy na požadovanou teplotu (cca 900 °C). Výpočtem i měřením jsme potřebný výkon stanovili 2,5 kW na jednu podkovu. Jelikož jedním z požadavků bylo napájení zařízení z jednofázové sítě běžného domovního rozvodu, museli jsme zvolit jako vstupní usměrňovač diodový můstek s podkritickou kapacitou v meziobvodu. Tím se nám podařilo dosáhnout účinníku blízkého 1, tedy možný výkonový odběr ze sítě je omezen pouze vybavovacím proudem použitého jističe (10 nebo 16 A).

K samotnému ohřevu jsme s výhodou použili pracovní cívky, jež je součástí rezonančního obvodu. Volba koncepce rezonančního obvodu byla obtížnější z důvodu existence různých nežádoucích fyzikálních jevů v obou typech rezonančních obvodů. Oba typy vyžadují specifické požadavky na řízení, takže byla vybrána koncepce sériového rezonančního obvodu z důvodu snadnější realizovatelnosti.

K napájení pracovního LC obvodu byl vybrán dvojčinný propustný měnič s jednou větví.

K ohřevu podkovy jsme rovněž museli navrhnout a vyvinout úložné místo uvnitř cívky (tzv. píčku). Indukční ohřev na požadovanou teplotu klade speciální požadavky na použitý materiál pícky. Jedná se o magnetickou a elektrickou nevodivost a odolnost vůči vysokým teplotám. Zároveň musí být tenký z důvodu dobré vazby cívky na podkovu. Takový materiál bylo nesnadné najít, ale nakonec po dlouhém bádání byl zvolen nejtenčí kamnářský šamot. Kolem této pícky je pracovní cívka navinuta.

Řízení měniče se odvíjelo od použitého sériového rezonančního obvodu, který v případě velké zátěže s výhodou může pracovat téměř v rezonanci (slovíčko téměř má svůj fyzikální důvod – viz kapitola 2.7). Avšak je nutno SRO odladit v případě chodu naprázdno nebo malé vložené zátěži (malá podkova). Použili jsme tedy fázový závěs s integrovaným VCO, který v případě velké zátěže naladí obvod k rezonanci. V případě malé zátěže funguje smyčka proudového omezení, která obvod odladí.

Budiče výkonových tranzistorů jsou z důvodu galvanického oddělení řídicích signálů realizovány jako dvojčinný měnič s transformátorem o 2 sekundárních vinutích a každé vinutí vytváří budičí signál pro jeden výkonový tranzistor.

Po návrhu a realizaci bylo dalším úkolem oživení celého přístroje. Oživení se podařilo a s drobnými úpravami řídicí části pak zařízení fungovalo správně. Během cca 4 minut se nám podařilo dosáhnout teploty podkovy cca 800 °C (odhadujeme z barvy). Píčka se ovšem nechladila ideálně ani při použití ventilátoru, a tak odhadujeme činitel využití na cca 50 %.

Další vývoj by se mohl ubírat směrem změny materiálu, případně tvaru pícky tak, abychom dosáhli činitele využití 100%. Další možností by bylo přidání či úprava ventilátorů (větší objemový tok). Následně pro ohřev na ideální teplotu je možné optimální zvýšení výkonu zařízení (jsme omezení požadavkem napájení 1f sítě).



7 Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek I tepelné jevy, činný výkon* [online]. Brno, 2005 [cit. 2013-12-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=34772. Elektronické skriptum. Vysoké učení technické v Brně.
- [2] Tabulky teplot. KRÁL, Roman. *Amatérský kovář* [online]. c 2003-2007 [cit. 2013-12-14]. Dostupné z: http://kovarna.webzdarma.cz/stranky/zakladni_postupy/tabulky_teplo.htm
- [3] SPW47N60CFD Datasheet (PDF) - Infineon Technologies AG. BENJAMIN. *Alldatasheet.com* [online]. c 2003-2013 [cit. 2013-12-16]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/153253/INFINEON/SPW47N60CFD.html>
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] KBPC5016 Datasheet (PDF) - Won-Top Electronics. BENJAMIN. *Alldatasheet.com* [online]. c 2003-2013 [cit. 2013-12-16]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/190946/WTE/KBPC5016.html>
- [6] IDH15S120 Datasheet (PDF) - Infineon Technologies AG. BENJAMIN. *Alldatasheet.com* [online]. c 2003-2013 [cit. 2013-12-16]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/399334/INFINEON/IDH15S120.html>
- [7] High Frequency Induction Heating. *Richie's Tesla Coil Web Page* [online]. [cit. 2014-05-15]. Dostupné z: <http://www.richieburnett.co.uk/indheat.html>
- [8] Unifrax.com. [online]. [cit. 2014-05-15]. Dostupné z: [http://www.unifrax.com/web/unifraxwebeu.nsf/By+Trade+Name/2E4468335A959460802576C0004F702C/\\$File/Fiberfrax%20Papers%20CZ.pdf](http://www.unifrax.com/web/unifraxwebeu.nsf/By+Trade+Name/2E4468335A959460802576C0004F702C/$File/Fiberfrax%20Papers%20CZ.pdf)
- [9] B32653A2682 Datasheet (PDF) – EPCOS. BENJAMIN. *Alldatasheet.com* [online]. c 2003-2013 [cit. 2014-05-15]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheetpdf/view/470190/EPCOS/B32653A2682.html>
- [10] VOREL P., PATOČKA M., *Průmyslová elektronika*, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007



Příloha 1

Seznam součástek pro řídicí desku s budiči a ochranou:

C1	2n2	kondenzátor SMD
C2	10n	kondenzátor SMD
C3	10u	kondenzátor SMD
C4	100p	kondenzátor SMD
C5	10u	kondenzátor SMD
C6	100p	kondenzátor SMD
C7	10u	kondenzátor SMD
C8	22n (nově 2n2)	kondenzátor SMD
C9	10u	kondenzátor SMD
C10	10u	kondenzátor SMD
C11	100n	kondenzátor SMD
C12	10u	kondenzátor SMD
C13	100n (zrušen)	Kondenzátor
D3	1N4148	dioda
D4	1N4148	dioda
D5	1N4148	dioda
D6	BYW29-200	dioda TO220
D7	BYW29-200	dioda TO220
D8	BYW29-200	dioda TO220
D9	BYW29-200	dioda TO220
D10	16V/5W	Zenerova dioda
D11	16V/5W	Zenerova dioda
IC1	4046D	IO - fázový závěs
IC2	40106D	IO - Hexa Schmittův invertor
L1	1:100	Proudový transformátor
Q1	14N05	tranzistor TO252
Q2	14N05	tranzistor TO252
Q3	BC857	tranzistor SOT23
Q4	FDD4141	tranzistor TO252
Q5	FDD4141	tranzistor TO252
Q6	14N05	tranzistor TO252
Q7	FDD4141	tranzistor TO252
Q8	14N05	tranzistor TO252
Q9	FDD4141	tranzistor TO252
R1	4K7	rezistor SMD
R2	15K	rezistor SMD
R3	12K (nově 18k)	rezistor SMD
R4	47K	rezistor SMD
R5	100R	rezistor SMD
R6	6K8	rezistor SMD



R7	1K	rezistor SMD
R8	47R	rezistor SMD
R9	6K8	rezistor SMD
R10	2K2	rezistor SMD
R11	22K	rezistor - trimr
R12	1K	rezistor SMD
R13	47R	rezistor SMD
R14	2K2	rezistor SMD
R15	1K	rezistor SMD
R16	4K7	rezistor SMD
R17	22K	rezistor SMD
R18	1K	rezistor SMD
R19	100R	rezistor SMD
R20	4k7	rezistor SMD
R21	2K2	rezistor SMD
R22	100R	potenciometr
R23	3R3	rezistor drátový 2W
R24	3R3	rezistor drátový 2W
R25	3R3	rezistor drátový 2W
R26	3R3	rezistor drátový 2W
R27	3R3	rezistor drátový 2W
R28	82R	rezistor drátový 2W
R29	3R3	rezistor drátový 2W
R30	3R3	rezistor drátový 2W
R31	82R	rezistor drátový 2W
R32	3R3	rezistor drátový 2W
R33	3R3	rezistor drátový 2W
R34	3R3	rezistor drátový 2W
R35	Nový – 4k7	rezistor SMD
RB1	39R (nově 56R)	rezistor drátový 2W
RB2	39R (nově 56R)	rezistor drátový 2W
RB3	Nový - 56R	rezistor drátový 2W
T1	BC817	tranzistor SOT23
T2	BC807	tranzistor SOT23
T3	BC817	tranzistor SOT23
T4	BC817	tranzistor SOT23
T5	BC817	tranzistor SOT23
T6	BC807	tranzistor SOT23
T7	BDP950	tranzistor SOT223
T8	BDP950	tranzistor SOT223
T9	BDP950	tranzistor SOT223
T10	BDP950	tranzistor SOT223
T11	BDP950	tranzistor SOT223
T12	BDP950	tranzistor SOT223
VR1	TL431	IO - napěťový regulátor



Seznam součástek pro silový obvod:

Označení	Hodnota	Součástka
C9	470n	kondenzátor
C10	470n	kondenzátor
C11	470n	kondenzátor
C15	470n	kondenzátor
C16	470n	kondenzátor
C17	470n	kondenzátor
C18	470n	kondenzátor
C22	470n	kondenzátor
C23	470n	kondenzátor
C24	470n	kondenzátor
C25	470n	kondenzátor
C28	470n	kondenzátor
C29	470n	kondenzátor
C30	470n	kondenzátor
C31	470n	kondenzátor
C32	470n	kondenzátor
D1	BYT08P	dioda
D2	BYT08P	dioda
D3	BYT08P	dioda
D7	BYT08P	dioda
D8	BYT08P	dioda
D9	BYT08P	dioda
D13	400V	transil
LED1	L-HSMG-C150	LED
Q1	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
Q2	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
Q3	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
Q4	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
Q5	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
Q6	SPW47N60CFD	výkonový tranzistor
R1	47k	rezistor drátový
R2	47k	rezistor drátový
R3	150K	rezistor drátový
X1	-	svorkovnice

Seznam součástek pro vstupní filtr:

Označení	Hodnota	Součástka
C1	10n/3kV	kondenzátor
C2	10n/3kV	kondenzátor



C3	10n/3kV	kondenzátor
C4	10n/3kV	kondenzátor
C5	10n/3kV	kondenzátor
C6	10n/3kV	kondenzátor
C7	10n/3kV	kondenzátor
C8	10n/3kV	kondenzátor
C9	10n/3kV	kondenzátor
C10	10n/3kV	kondenzátor
C11	10n/3kV	kondenzátor
C12	10n/3kV	kondenzátor
C13	470n/630V	kondenzátor
C14	470n/630V	kondenzátor
C15	470n/630V	kondenzátor
C16	220u/450V	kondenzátor
D1	1N5408	dioda
L1	580u	soufázová tlumivka
L2	10u	nesoufázová tlumivka
R1	10Ω/10W	rezistor
R2	82k/2W	rezistor
RE	230V	relé
USM1	KBPC5016	usměňovací můstek
USM2	KBPC5016	usměňovací můstek

Seznam součástek pro pomocné napájení řídicích obvodů:

Označení	Hodnota	Součástka
B1	KBL406	usměňovací můstek
C1	4700u/50V	elektrolytický kondenzátor
C2	1u	kondenzátor
C3	1u	kondenzátor
D1	1N4148	dioda
D2	LED	LED dioda
IC1	7810	lineární stabilizátor
R1	1k	rezistor SMD
X1	-	svorkovnice