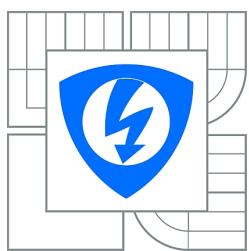


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

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

INVERTOR S ADAPTÉREM PRO INDUKČNÍ OHŘEV

INVERTER WITH AN ADAPTER FOR INDUCTION HEATING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

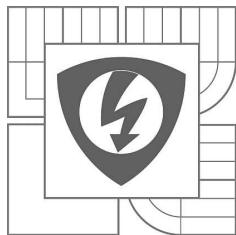
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

JÁN MIKLÁŠ

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

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

Student: Ján Mikláš

ID: 147651

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Invertor s adaptérem pro indukční ohřev

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Prostudujte zapojení přístroje pro indukční ohřev 2500W vyvýjené na UVEE.
2. Seznamte se detailně s činností navržených řídících obvodů, navrhněte pro ně desku plošných spojů, osadte ji a oživte. Sestavte technickou dokumentaci k řídícím obvodům.
3. Navrhněte a realizujte usporádání budicí cívky s tavicí pátkou. Sestavte technickou dokumentaci k mechanickým částem realizované konstrukce.
4. S pomocí týmu pracovníků UVEE pracujte na realizaci konstrukce celého přístroje a na jeho postupném uvedené do chodu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[2] Vorel P., Patočka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007

Termín zadání: 27.9.2013

Termín odevzdání: 2.6.2014

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

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Práca spočíva v realizácii zariadenia pre indukčný ohrev železných podkov s jednofázovým odberom prúdu.

V kapitole 1 sú stručne prezentované základy kmitavých a rezonančných obvodov a ich matematický rozbor. V kapitole 2 je uvedené ekvivalentné zapojenie záťaže a jej matematický model. Samotný návrh zariadenia a jeho praktická realizácia sú potom popísané v kapitole 3.

Výstupom práce je zrealizované zariadenie pripravené k ďalšiemu vývoju alebo po finálnych úpravach pre použitie v praxi.

Abstract

In this thesis, designing an inverter for induction heating of iron components (primary the iron horseshoes) is described.

A brief overview of resonant circuits theory is presented in chapter 1. In chapter 2, equivalent circuit of load and its mathematical model is introduced. Practical designing of device is introduced in chapter 3.

As an output of the work, the device ready for further development or - after some finishing - for use in practice is set up.

Kľúčové slová

Indukčný ohrev, rezonančné obvody, invertor, straty vírivými prúdmi, hysterézne straty

Keywords

Induction heating, resonant circuit, inverter, eddy current loss, hysteresis loss

Bibliografická citácia

MIKLÁŠ, J. *Invertor s adaptérem pro indukční ohřev*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 65 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju bakalársku prácu na tému *Invertor s adaptérem pro indukční ohřev* som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citovalé a uvedené v zozname literatúry na konci práce. Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto práce som neporušil autorské práva tretích osôb, predovšetkým som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a následujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., včítane možných trestnoprávnych dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia § 152 trestného zákona č. 140/1961 Sb.

V Brne dňa

Podpis

Pod'akovanie

Ďakujem v prvom rade vedúcemu práce doc. Ing. Pavlovi Vorelovi, Ph.D. za ochotu pri vysvetľovaní činnosti meniča a ďalších súvislostí.

Ďalej ďakujem Bc. Petrovi Kristovi za spoluprácu pri realizácii meniča a veľká vdaka patrí Bc. Janovi Martišovi za pomoc s realizáciou a veľké množstvo praktických rád.

Obsah

Úvod	10
1 Analytické pozadie	11
1.1 Princíp indukčného ohrevu	11
1.2 Voľné kmity v obvodoch RLC	11
1.3 Rezonančné obvody	15
1.3.1 Sériový rezonančný obvod (SRO)	15
1.3.2 Paralelný rezonančný obvod (PRO)	16
1.3.3 Sério-paralelný rezonančný obvod (LLC)	18
2 Model záťaže, ekvivalentné zapojenie	21
2.1 Model záťaže	22
3 Návrh a realizácia meniča	27
3.1 Overenie potrebného výkonu a návrh taviacej piecky	28
3.2 Invertor pre rezonančný obvod	33
3.2.1 Návrh rezonančného obvodu	39
3.2.2 Riadiace obvody	41
3.2.3 Budiče výkonových tranzistorov	46
3.2.4 Silový obvod	47
Záver	48
Prílohy	51

Zoznam obrázkov

1.1	Netlmený LC obvod.	12
1.2	K fázovým posunom priebehov veličín v kmitavom obvode.	13
1.3	Dva spôsoby tlmenia kmitavého obvodu.	13
1.4	Sériový rezonančný obvod.	16
1.5	Rezonančné krivky prúdu SRO pri rôznych hodnotách tlmiaceho odporu. Pre $R \rightarrow 0$ (odľahčenie) platí $Q \rightarrow \infty$.	17
1.6	Paralelný rezonančný obvod.	17
1.7	Rezonančné krivky napäťia PRO pri rôznych hodnotách tlmiaceho odporu. Pre $G \rightarrow 0$ (odľahčenie) platí $Q \rightarrow 0$.	18
1.8	Rezonančný obvod LLC.	18
1.9	Frekvenčné charakteristiky LLC obvodu pri rôznom tlmení.	20
2.1	Obvodový model strát v „jadre“ cievky	23
2.2	23
2.3	Sekundárne parametre prepočítané na primárnu stranu.	24
2.4	Model cievky s paralelným odporom závislým na frakvencii.	24
2.5	Nameraná krivka $Q(f)$ a preložená krovka s konštantami k_h, k_v, L_R .	26
3.1	Invertor ako polovičný mostík.	27
3.2	Tepelné pomery pri ohrievaní podkovy v prostredí o stálej teplote T_o .	28
3.3	Závislosť vyžarovaného výkonu na teplote okolia.	29
3.4	Prierez vrstvami taviacej piecky s navinutou cievkou.	30
3.5	Rozmery šamotovej komôrky	31
3.6	Tepelná schéma pre ustálený stav podkovy vyžarujúcej výkon do okolia.	32
3.7	Tepelná schéma ohrievanej podkovy izolovanej od voľného okolia.	32
3.8	Tepelná schéma podkovy ohrievanej v piecke podľa Obr. 3.4.	32
3.9	Priebehy budiaceho napäťia a rezonančného prúdu v prípade kapacitnej záťaže	34
3.10	Priebehy budiaceho napäťia a rezonančného prúdu v prípade induktívnej záťaže	35
3.11	Napäťové pomery v SRO.	36
3.12	Dôležité priebehy navrhovaného meniča.	37

3.13	Vznik rezonančného prúdu v SRO. Priebeh prúdu je až na veľkosť zhodný s napäťom uR. Napätie na kondenzátore kmitá so strednou hodnotou $U_{C,str} = U_{vyst,str}$	38
3.14	Kondenzátorová batéria	41
3.15	Bloková schéma regulácie frekvencie.	42
3.16	Logický člen XOR ako fázový komparátor (typické priebehy fázového závesu prebrané z [9])	43
3.17	Obvodová schéma riadiacich obvodov a podpäťovej ochrany	44
3.18	Bipolárny výstupný signál riadiacich obvodov (z merania pri oživovaní DPS riadiacich obvodov)	45
3.19	Napájanie riadiacich obvodov.	46
3.20	Budič výkonoých tranzistorov.	46
3.21	Priebeh napäťia na hradle výkonového tranzistoru (výstup z budiča) .	47
3.22	Funkčný menič a detail DPS riadiacich obvodov s dvojčinným koncovým stupňom	52
3.23	„Akumulačný šamot kvality HST“ [10]	55
3.24	DPS riadiacich obvodov a rozmiestnenie súčiastok	60
3.25	DPS silového obvodu a rozmiestnenie súčiastok: vrchná a spodná strana.	64

Úvod

Motiváciou ku konštrukcii elektrického meniča pre ohrev železných podkov bola potreba ľahkého prenosného zariadenia použiteľného kováčom u ľubovoľného bežného zákazníka (predpokladá sa jednofázový odber prúdu do 10 resp. 16 A).

Hlavne problematické upnutie ohrievanej podkove a menej pohodlná manipulácia v prípade ohrevu odporového vedú k z princípu jednoduchej koncepcii indukčného ohrevu. V súčasnej dobe dostupné polovodičové súčiastky zatraktívňujú túto konceptiu možnosťou spínania aj veľkých výkonov pri vysokých frekvenciách.

Kapitola 1

Analytické pozadie

1.1 Princíp indukčného ohrevu

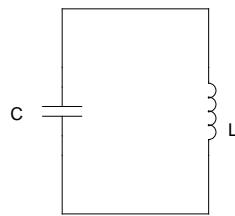
Princíp indukčného ohrevu je dávno známy; využíva sa („stratové“) Joulove teplo vúrievých prúdov indukovaných v ohrievanom vodivom telese premenným magnetickým poľom. V prípade magnetických materiálov sa navyše uplatňujú po každú periódu straty hysterézne (samozrejme len pod Curieho teplotou). Zadaním zariadenia pre indukčný ohrev je teda čo najefektívnejšie vytvorenie energetického premenného magnetického poľa. K tomuto účelu sa využíva indukčnosť cievky pretekanej premenným prúdom. K dosiahnutiu potrebne veľkého prúdu - alebo presnejšie - „ampérezávitov“ - sa s výhodou využívajú rezonančné obvody v troch tradičných topológiách, ktoré budú stručne analyzované v nasledujúcich odstavcoch.

1.2 Voľné kmity v obvodoch RLC

Rezonancia sa vyskytuje vo fyzikálnych sústavách s dvomi akumulátormi energie. Všeobecne sa hovorí o kinetickej a potenciálnej energii [1], ktoré sa vymieňajú medzi týmito akumulátormi, k čomu sú prinútené vonkajšou silou. V rezonancii ide o periodické vymieňanie energií s určitou pre systém charakteristickou frekvenciou ω_0 . Systém môže (resp. za istých podmienok „musí“) vykonávať energetické kmity aj nevynútene, t.j. bez účinku vonkajšej sily, a to práve s charakteristickou frekvenciou ω_0 . Tak je tomu napr. v prípade bezparazitného LC obvodu podľa Obr. 1.1 s počiatocne nabitým kondenzátorom (analogicky k počiatocnému vychýleniu kyvadla), ktorý poslúži ako východisko ďalšieho rozboru.

Vychádzajúc z Kirchhoffových zákonov možno písat:

$$\begin{aligned} u_C(t) + u_L(t) &= 0 \\ i_C(t) = i_L(t) &= i(t) \end{aligned} \tag{1.1}$$



Obr. 1.1: Netlmený LC obvod.

$$\frac{1}{C} \int i_C(t) dt + U_0 + L \frac{di(t)}{dt} = 0$$

Znamienko pred U_0 závisí od volby orientácie počiatočného napäťa na kondenzátore, a určuje tak tiež smer prúdu. Riešením rovnice je:

$$i(t) = I_0 \cdot \sin \left(\frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot t \right) \quad (1.2)$$

a teda netlmené prúdové kmity s kruhovou frekvenciou ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.3)$$

Prúdu $i(t)$ zodpovedajú v súlade s (1.1) napäťa:

$$\begin{aligned} u_L(t) &= U_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \\ u_C(t) &= -U_0 \cdot \cos(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

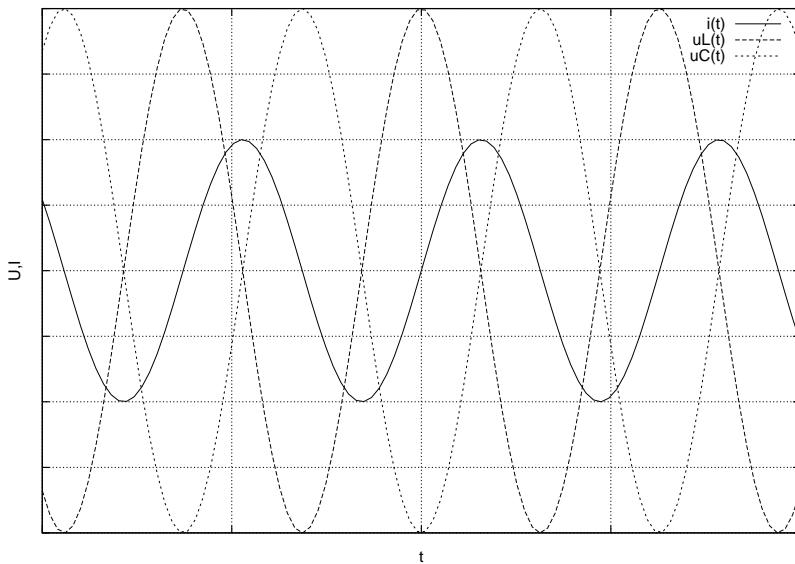
Amplituda U_0 predstavuje počiatočné nabitie kondenzátora, a $I_0 = \frac{U_0}{\omega_0 L} = \omega_0 C U_0$.

Rovnice (1.2), (1.4) vyjadrujú skutočnosť, že napätie na cievke prebieha prúd a prúd kondenzátorom prebieha napätie na ňom (Obr. 1.2).

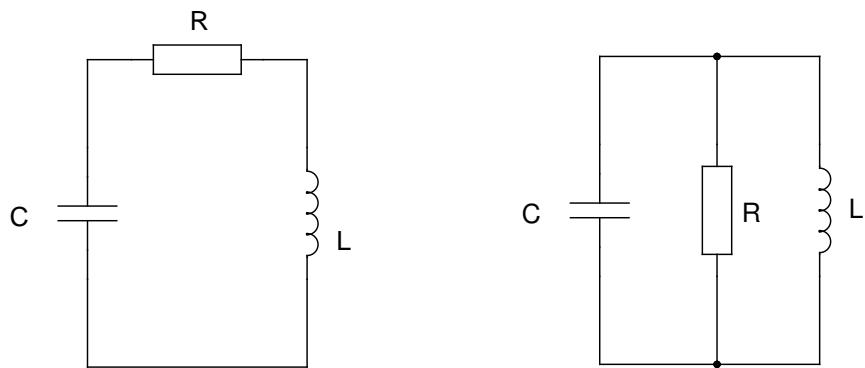
Po zaradení stratového prvku - tlmiaceho odporu - do obvodu tento pomery v obvode zmení. Existujú iba dve možnosti ako zaradiť odpor (dvojpól). Obe možnosti sú znázornené na Obr. 1.3.

Pre obvod vľavo prejdú Kirchhoffove zákony v tvar:

$$\begin{aligned} u_C + u_R + u_L &= 0 \\ i_C = i_R = i_L &= i \end{aligned} \quad (1.5)$$



Obr. 1.2: K fázovým posunom priebehov veličín v kmitavom obvode.



Obr. 1.3: Dva spôsoby tlmenia kmitavého obvodu.

Riešením¹ sú výrazy:

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}} t \right) = I_0 \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \sin \left(\sqrt{\omega_0^2 \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right)} t \right) \\ u(t) &= U_0 \cdot e^{-\frac{R}{2L}t} \cdot \cos \left(\sqrt{\omega_0^2 \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right)} t \right) \end{aligned} \quad (1.6)$$

Okrem útlmu amplitudy sa teda odpor prejaví aj na zmene frekvencie voľných kmitov, pre obvody s dostatočne veľkým Q však tento vplyv možno zanedbať² a

¹za prakticky dobre splniteľnej podmienky $\left(\frac{R}{2L}\right)^2 < \frac{1}{LC}$ - čiže pokial „časová konštant“ útlmu je väčšia, ako polovica kruhovej períody voľných kmitov

²pri $Q = 10$ sa druhá mocnina frekvencie zmení o jedno percento

hovoriť o tlmených kmitoch s kruhovou frekvenciou $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Poklesu napäťia (resp. prúdu) v obvode zodpovedá i pokles akumulovanej energie, pričom vzniknutý rozdiel oproti energii v netlmenom obvode pokrývajú straty na odpore. Na tomto princípe možno definovať činiteľ akosti Q rezonančného systému ako mieru útlmu akumulovanej energie, resp. mieru energetických strát v systéme, teda ako pomer akumulovanej a stratovej energie za jednu periódou:

$$Q = \frac{W}{W_{strat.}} = \omega_0 \frac{W}{P} \quad (1.7)$$

kde W je stredná energia akumulovaná v systéme za jednu periódou a P je stredný výkon strát energie za periódou; pričom $Q \in (0, 1)$. V prípade RLC obvodu z Obr. 1.3 vľavo možno teda pri zanedbaní členu $\frac{1}{Q^2}$ vyjadriť:

$$i = e^{-bt} \cdot \sqrt{2} I_{ef} \cdot \sin(\omega t)$$

$$u = e^{-bt} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\omega C} \cdot I_{ef} \cdot \cos(\omega t)$$

kde b sa nazýva útlmová konštantá. Potom:

$$W_L = \frac{1}{2} L i^2 = e^{-2bt} L \cdot I_{ef}^2 \sin^2(\omega t) \quad (1.8)$$

a v rezonancii tiež platia úpravy:

$$W_C = \frac{1}{2} C u^2 = e^{-2bt} \cdot \frac{I_{ef}^2}{\omega^2 C} \cos^2(\omega t) = e^{-2bt} L \cdot I_{ef}^2 \cos^2(\omega t) \quad (1.9)$$

Celková energia akumulovaná v obvode:

$$W = W_L + W_C = e^{-2bt} \cdot L \cdot I_{ef}^2 \cdot (\sin^2(\omega t) + \cos^2(\omega t)) = L \cdot I_{ef}^2 \quad (1.10)$$

Spotrebovaný výkon je:

$$P = e^{-2bt} \cdot R \cdot I_{ef}^2 \quad (1.11)$$

Hodnoty I_{ef} v týchto vzťahoch znamenajú efektívne hodnoty v prípade, keby obvod nebol tlmený. Pre Činiteľ akosti obvodu tak platí:

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P} = \omega_0 \frac{e^{-2bt} \cdot L \cdot I_{ef}^2}{e^{-2bt} \cdot R \cdot I_{ef}^2} = \omega_0 \frac{L}{R} \quad (1.12)$$

Pre obvod vpravo prejdú Kirchhoffove zákony v tvar:

$$\begin{aligned} u_C &= u_R = u_L = u \\ i_C + i_R + i_L &= 0 \end{aligned} \quad (1.13)$$

Riešením³ sú výrazy:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_0 \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} \cdot \sin \left(\sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}} t \right) = U_0 \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} \cdot \sin \left(\sqrt{\omega_0^2 \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right)} t \right) \\ i(t) &= I_0 \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} \cdot \cos \left(\sqrt{\omega_0^2 \left(1 - \frac{1}{Q^2} \right)} t \right) \end{aligned} \quad (1.14)$$

pričom ale kvalita Q je daná výrazom (1.15).

$$Q = \omega_0 \frac{W}{P} = \omega_0 \frac{e^{-2bt} \cdot C \cdot U_{ef}^2}{e^{-2bt} \cdot \frac{U_{ef}^2}{R}} = \omega_0 RC = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (1.15)$$

Takto definovaný činiteľ akosti Q sa stáva významným parametrom aj pri neskôrnej analýze rezonančných obvodov (odstavce 1.3.1 až 1.3.3, kapitola 2).

1.3 Rezonančné obvody

Po zaradení vhodného zdroja dostatočnej energie do obvodu dokáže tento vykryť straty na tlmiacom prvku, čím zabraňuje útlmu kmitania veličín. Vhodným sa myslí zdroj, ktorý by nijakou silou nebránil vymieňaniu energie medzi akumulačnými prvkami, tzn. ktorý by nebránil vlastným kmitom obvodových veličín, teda v najlepšom prípade zdroj priebehu obsahujúceho harmonickú zložku o frekvencii ω_0 . Potom je výhodné k ďalšej analýze využiť symbolickú metódu komplexného operátora.

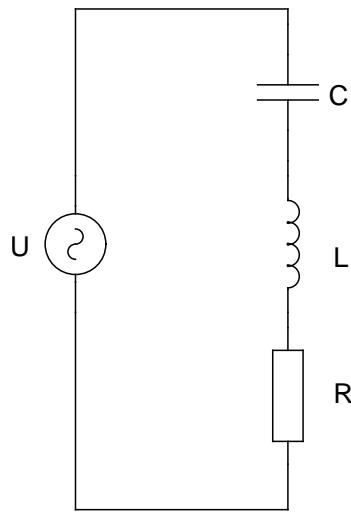
1.3.1 Sériový rezonančný obvod (SRO)

SRO vznikne zaradením zdroja elektrickej energie do série k obvodovým prvkom z Obr. 1.3 vľavo. Všetkými prvkami obvodu (Obr. 1.4) potom preteká prúd $i(t)$, symbolicky $\hat{I}(j\omega)$; napäťia sú rôzne a dané impedanciou prvku, pričom ich súčet je rovný napätiu na zdroji. Pre impedanciu sériového zapojenia prvkov RLC (Obr. 1.4) platí:

$$\hat{Z}(j\omega) = \frac{1}{j\omega C} + j\omega L + R = j \left(-\frac{1}{\omega C} + \omega L \right) + R \quad (1.16)$$

Pri rezonančnej frekvencii je $\frac{1}{\omega C} = \omega L$ a je teda impedancia obvodu minimálna, rovná odporu R . SRO je preto zmysluplné napájať zo zdroja napäťia, čím sa dosiahne

³za prakticky dobre splniteľnej podmienky $(\frac{1}{2RC})^2 < \frac{1}{LC}$



Obr. 1.4: Sériový rezonančný obvod.

veľký rezonančný prúd $\frac{U}{R}$. Prúd je navyše vo fáze s napäťím zdroja, ktoré spočíva na odpore R . Napäťia na indukčnosti a kapacite kmitajú v protitakte (tzn. s opačnou fázou) s amplitudou $Q \cdot U_R = Q \cdot U$:

$$\hat{U}_L = j\omega L \cdot \hat{I} = j\omega L \cdot \frac{U}{R} = j\frac{\omega_0 L}{R} \cdot U = jQU \quad (1.17)$$

$$\hat{U}_C = -\frac{j}{\omega C} \cdot \hat{I} = -\frac{j}{\omega_0 C} \cdot \frac{U}{R} = -\frac{j}{\omega_0 \cdot \frac{1}{\omega_0^2 L}} \cdot \frac{U}{R} = -jQU \quad (1.18)$$

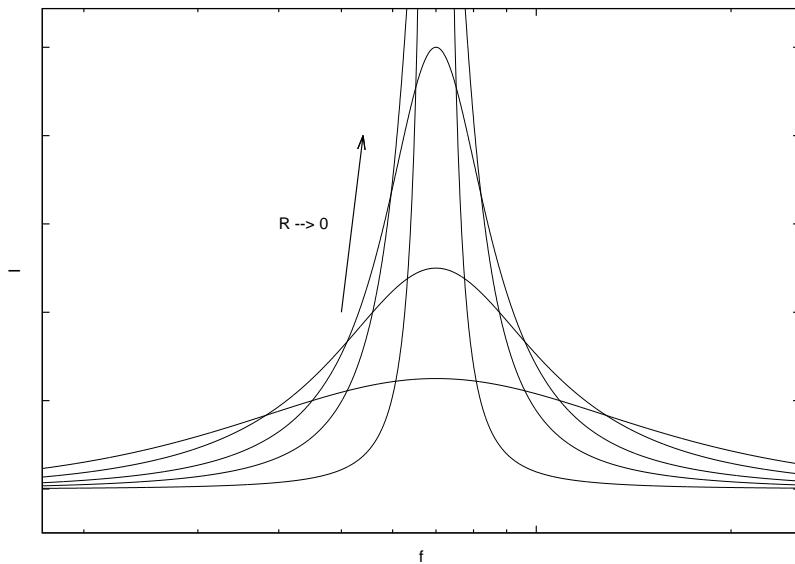
a súčet týchto napätií je nulový (nulová impedancia).

Problém nastáva pri odľahčení obvodu, na ktoré obvod v rezonancii reaguje nárastom prúdu na obrovské hodnoty $\frac{U}{R}$, ako to ilustruje frekvenčná charakteristika na Obr. 1.5⁴.

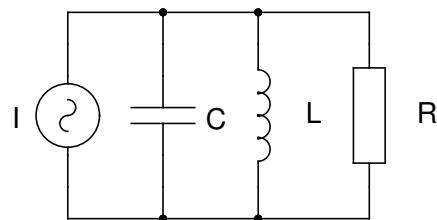
1.3.2 Paralelný rezonančný obvod (PRO)

PRO vznikne zaradením zdroja elektrickej energie paralelne k obvodovým prvkom z Obr. 1.3 vpravo. Na všetkých prvkoch obvodu je potom napätie $u(t)$, symbolicky $\hat{U}(j\omega)$; prúd zo zdroja sa medzi ne rozdelí rešpektujúc Ohmov a Kirchhoffove zákony.

⁴zdanlivú symetriu spôsobuje logaritmická mierka osi f



Obr. 1.5: Rezonančné krivky prúdu SRO pri rôznych hodnotách tlmiaceho odporu. Pre $R \rightarrow 0$ (odľahčenie) platí $Q \rightarrow \infty$.



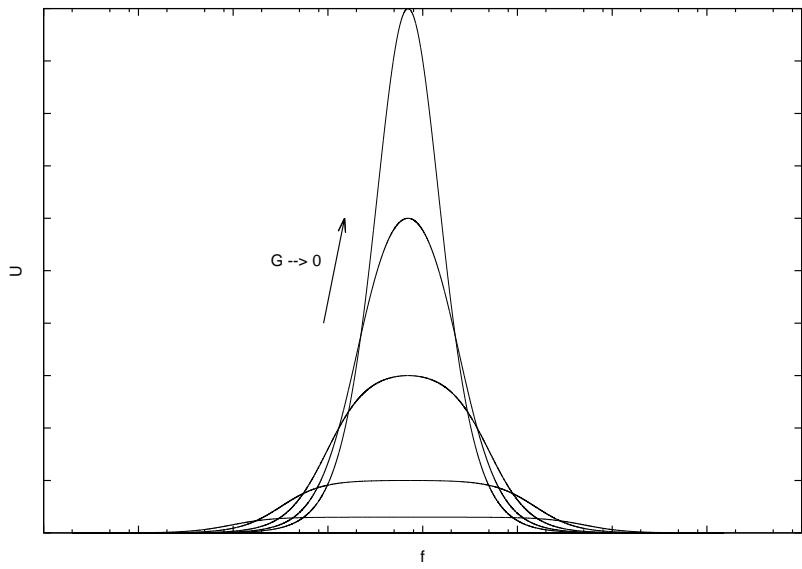
Obr. 1.6: Paralelný rezonančný obvod.

Pre admitanciu paralelného zapojenia prvkov RLC (Obr. 1.6) platí:

$$\hat{Y}(j\omega) = j \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) + \frac{1}{R} \quad (1.19)$$

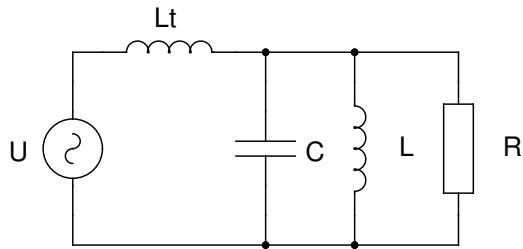
Pri rezonančnej frekvencii je teda admitancia obvodu minimálna - impedancia je maximálna. PRO je preto zmysluplné napájať zo zdroja prúdu, čím sa dosiahne veľkých rezonančných napäť. Akumulačnými prvkami (L, C) preteká v rezonancii prúd o veľkosti $Q \cdot I$.

Pri prúdovom napájaní reaguje obvod na odľahčenie (zmenšenie paralelnej vodičnosti, tzn. zväčšenie odporu) nárastom rezonančného napäťa na obrovské hodnoty $R \cdot I$. Prúdový zdroj s nenulovou vnútornou impedanciou možno nahradíť zdrojom napäťa v sérii s dostatočne veľkou impedanciou. Takému usporiadaniu sa zvykne hovoriť aj sério-paralelný „LLC“ rezonančný obvod a prináša ďalšie výhody ([2]).



Obr. 1.7: Rezonančné krivky napäťia PRO pri rôznych hodnotách tlmiaceho odporu. Pre $G \rightarrow 0$ (odľahčenie) platí $Q \rightarrow 0$.

1.3.3 Sério-paralelný rezonančný obvod (LLC)



Obr. 1.8: Rezonančný obvod LLC.

Obvod vznikol predradením tlmivky L_T pred PRO. Celý obvod je napájaný zo zdroja napäťia, čím sa stáva akýmsi hybridom SRO a PRO (ako ukážu aj frekvenčné charakteristiky). Impedanciu paralelnej kombinácie prvkov L, C, R podľa Obr. 1.8 popisuje vzťah:

$$\hat{Z}_{LCR} = \frac{\frac{j\omega LR}{j\omega L+R} \cdot \frac{1}{j\omega C}}{\frac{j\omega LR}{j\omega L+R} + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega LR}{(j\omega)^2 LRC + j\omega L + R} \quad (1.20)$$

Celková impedancia obvodu je potom:

$$\hat{Z} = j\omega L_T + \hat{Z}_{LCR} = \frac{(j\omega)^3 L_T LRC + (j\omega)^2 L_T L + j\omega R(L_t + L)}{(j\omega)^2 LRC + j\omega L + R} \quad (1.21)$$

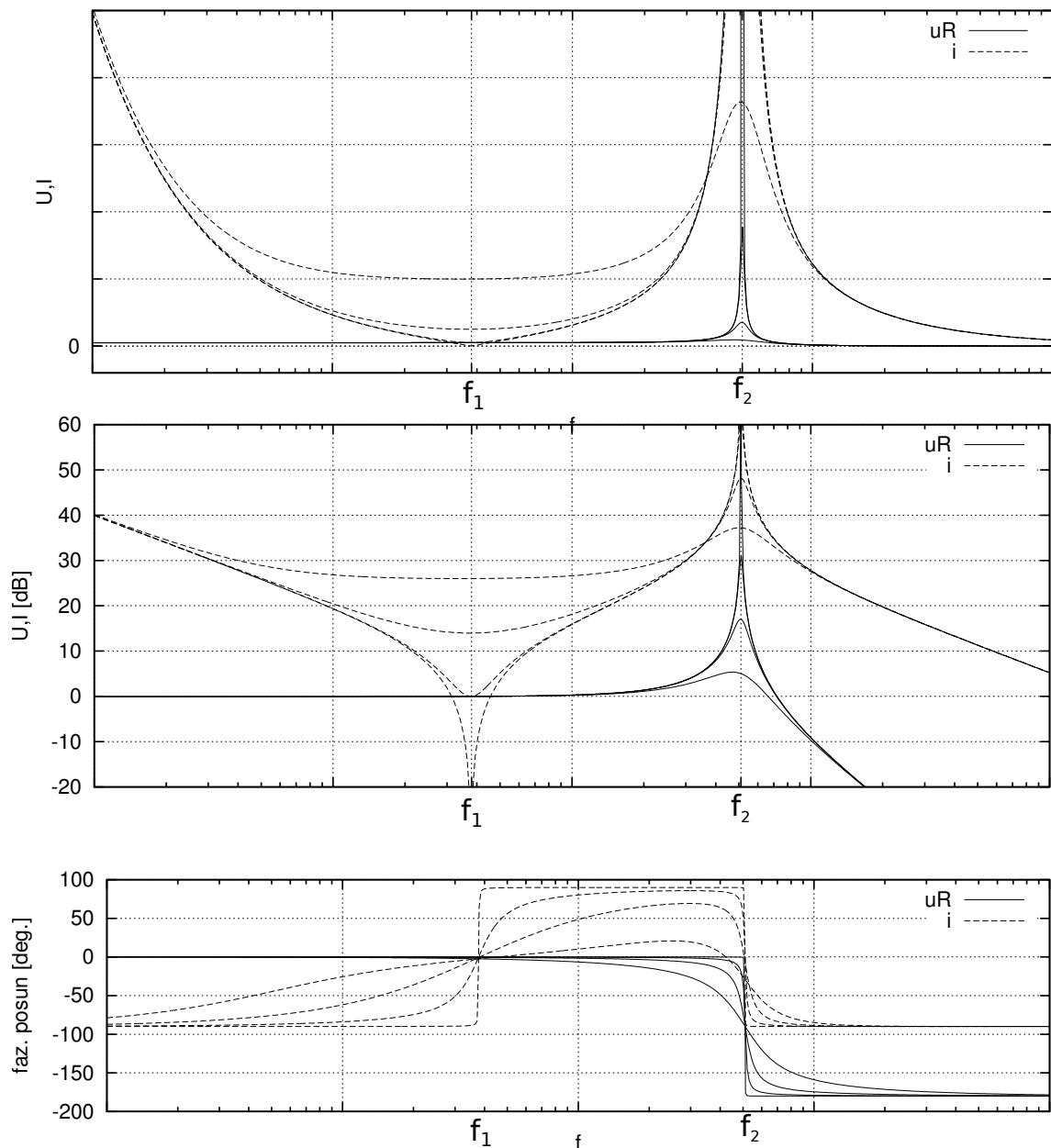
Prúd dodávaný zdrojom napäťia U možno vyjadriť ako $\hat{I} = \frac{\hat{U}}{\hat{Z}}$; tzn. výraz pre prúd bude v určitom pomere (U) rovný prevrátenej hodnote impedancie \hat{Z} (1.21).

Napätie na paralelnej kombinácii L, C, R bude dané vzťahom:

$$\hat{U}_{LCR} = \hat{Z}_{LCR} \cdot \hat{I} = \hat{U} \cdot \frac{j\omega LR}{(j\omega)^3 L_T L R C + (j\omega)^2 L_T L + j\omega R(L_T + L)} \quad (1.22)$$

Frekvenčné charakteristiky vypočítané z týchto výrazov sú zobrazené na Obr. 1.9.

Z obrázku vidno, že obvod vykazuje dve rezonančné frekvencie f_1, f_2 . Pri frekvencii f_1 prevláda charakter PRO, pri frekvencii f_2 charakter SRO. Činnosť s frekvenciou f_2 predstavuje pri odľahčení rovnaký problém, ako u SRO. Možno však využiť činnosť s frekvenciou f_1 , kde problém nenastáva, pretože pri odľahčení je napätie konštantné a prúd samovoľne klesá (Obr. 1.9). Výkon tak netreba regulovať.



Obr. 1.9: Frekvenčné charakteristiky LLC obvodu pri rôznom tlmení.

Kapitola 2

Model záťaže, ekvivalentné zapojenie

Pri využití rezonančných obvodov vo výkonových aplikáciách bude vždy snaha obmedziť neužitočný stratový výkon, a tak sa parametre rezonančného obvodu (Q) nebudú pri návrhu upravovať umelým zaradzovaním odporu. Kvalita Q bude daná predovšetkým užitočným (činným) výkonom spotrebiča energie (podľa potreby sa doň môžu alebo nemusia zahrnúť aj parazitné straty na odpore vinutia cievky, priečnom odpore kondenzátora a ostatné dodatočné straty (v prípade indukčného ohrevu napr. výkon vyžiarený z rozžhaveného telesa)). Činný výkon je vhodné využadriť „obvodovo“ prostredníctvom odporu. Touto myšlienkovou vznikli aj oba obvody na Obr. 1.3, ktoré možno považovať za ekvivalentné obvody ľubovoľným spôsobom tlmeného kmitavého obvodu. Ako naznačujú aj riešenia obvodových rovníc ((1.6) a (1.14)), vzťah stratového výkonu k ekvivalentnému odporu je u oboch obvodov rôzny: pre obvod vľavo priama úmera ($P = RI_{ef}^2 \implies$ väčší odpor znamená väčšie tlmenie); pre obvod vpravo nepriama úmera ($P = \frac{U_{ef}^2}{R} \implies$ väčší odpor znamená menšie tlmenie).

Vzájomný prepočet obvodu vpravo na obvod vľavo a naopak je možný¹, pre výpočty ale nie je veľmi praktický, pretože prepočítané parametre sú závislé na frekvencii.

Spotrebičom alebo záťažou v cielenom prípade indukčného ohrevu je z hľadiska elektrických obvodov neideála cievka - RL záťaž, kde sa činný výkon prenáša magnetickou cestou do „jadra“ cievky, tj. do ohrievaného telesa, kde je spotrebovaný. Kvalita cievky Q (pri možnom zanedbaní ostatných parazitných strát rovná kvalite rezonančného obvodu a potom vzťahom (1.12) alebo (1.15) priamo určujúca ekvivalentný odpor obvodu) je tak výrazným spôsobom ovplyvnená elektrickými i magnetickými vlastnosťami ohrievaného telesa, ako aj geometrickým usporiadaním

¹veľký paralelný odpor nahradí malý sériový a naopak

(vplyv na magnetickú väzbu). Pred ďalším návrhom je preto vhodné zastaviť sa pri aspoň principiálnom rozboore charakteru záťaže.

2.1 Model záťaže

Klasický spôsob analýzy vírivých strát v jadre transformátoru alebo cievky vychádza z myšlienky, že vírivé prúdy možno chápať ako (jeden) sekundárny závit transformátoru nakrátko. Stratový výkon vírivých prúdov je potom:

$$P_v = \frac{U^2}{R_v} \quad (2.1)$$

kde R_v je odpor pomýšľaného sekundárneho závitu a U je efektívne napätie $U_{bud,ef}$ N závitov budiacej (primárnej) cievky transformované na „vírivý“ (sekundárny) závit - teda $U = \frac{1}{N} U_{bud,ef}$; ako je znázornené na Obr. 2.1.

Kvôli zhrnutiu hysteréznych strát do jednej schémy so stratami vírivými je potrebné vyjadriť ich rovnakým spôsobom, t.j. vztiahnuté na napätie U :

$$P_h = \frac{U^2}{R_h} \quad (2.2)$$

Pri pracovných frekvenciach² zaručene dôjde k magnetickému skinefektu v ohrievanom telese, následkom ktorého sa prúdová hustota vírivých prúdov v priereze telesa mení. Zjednodušene vzaté - výkon sa spotrebúva iba v podpovrchovej vrstve s hĺbkou rovnou hĺbke vniku δ [3]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = \frac{k_1}{\sqrt{f}} \quad (2.3)$$

kde ρ je merný odpor materiálu, $\mu = \mu_r \mu_0$ je permeabilita materiálu; k_1 je potom konštanta a hĺbka vniku je závislá nepriamo úmerne na odmocnine z frekvencie. Na frekvencii je teda závislý pomýšľaný odpor sekundárneho závitu podľa vztahu:

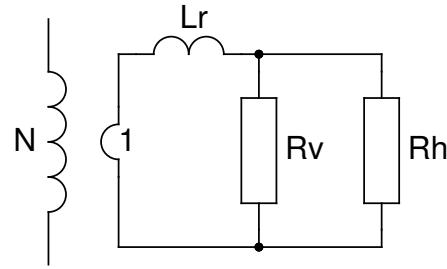
$$R_v = \frac{k_2}{S} = \frac{k_2}{k_3 \cdot \delta} = \frac{k_2}{\frac{k_3 k_1}{\sqrt{f}}} = k_v \cdot \sqrt{f} \quad (2.4)$$

Stratová energia hysteréznych strát po každú periódu je daná plochou hysteréznej slučky, možno teda písť:

$$P_h = k_4 \cdot B^2 \cdot f \quad (2.5)$$

a hysterézne straty možno modelovať pomocou vztahu (2.2) odporom závislým na frekvencii:

$$R_h = k_h \cdot f \quad (2.6)$$



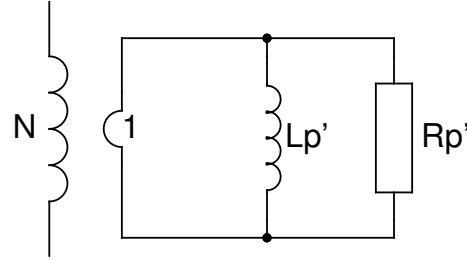
Obr. 2.1: Obvodový model strát v „jadre“ cievky

Pri vysokých frekvenciach nemožno zanedbať ani rozptylovú indukčnosť „závitu“ vŕivých prúdov. Vznikne tak obvodový model na Obr. 2.1.

Paralelnú kombináciu odporov $R_v \parallel R_h$ možno nahradiať jedným odporom R_{Fe} (uvažujúc železné jadro):

$$R_{Fe} = \frac{R_h R_v}{R_h + R_v} = \frac{k_h f \cdot k_v \sqrt{f}}{k_h f + k_v \sqrt{f}} = \frac{k_h k_v f}{kv + k_h \sqrt{f}} \quad (2.7)$$

Ďalej možno sériové zapojenie L_R a R_{Fe} prepočítať na paralelnú kombináciu $L'_p \parallel R'_p$ (Obr. 2.2):



Obr. 2.2:

$$R'_p = R_{Fe} + \frac{\omega^2 L_R^2}{R_{Fe}} \quad (2.8)$$

$$L'_p = L_R + \frac{R_{Fe}^2}{\omega^2 L_R} \quad (2.9)$$

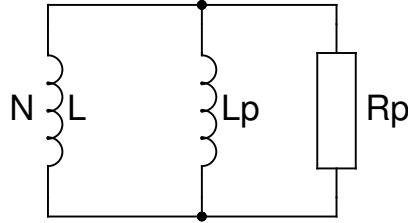
Dosadením (2.7):

$$Rp' = \frac{k_h k_v f}{kv + k_h \sqrt{f}} + \frac{4\pi^2 f^2 L_R^2 (kv + kh\sqrt{f})}{k_h k_v f} = \frac{k_h k_v f}{kv + k_h \sqrt{f}} + \frac{4\pi^2 f L_R^2 (kv + kh\sqrt{f})}{k_h k_v} \quad (2.10)$$

²pre straty treba uvažovať predovšetkým prvú resp. nižšie harmonické zložky [3]

$$L'_p = L_R + \frac{k_h^2 k_v^2 f^2}{(k_v + k_h \sqrt{f})^2 \cdot 4\pi^2 f^2 L_R} = L_R + \frac{k_h^2 k_v^2}{4\pi^2 L_R (k_v + k_h \sqrt{f})^2} \quad (2.11)$$

Ďalej sa dá prepočítať sekundárne parametre na stranu cievky L - primárnu stranu uvažovaného transformátora (Obr. 2.3).

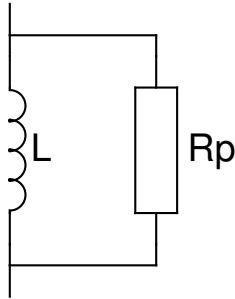


Obr. 2.3: Sekundárne parametre prepočítané na primárnu stranu.

$$R_p = R'_p \cdot N^2 \quad (2.12)$$

$$L_p = L'_p \cdot N^2 \quad (2.13)$$

Hodnota L_p bude určite omnoho vyššia, než hodnota L . Paralelnú kombinácu týchto dvoch ingukčnosti preto stačí nahradíť hodnotou L . Vznikne tak konečný model cievky podľa Obr. 2.4.



Obr. 2.4: Model cievky s paralelným odporom závislým na frekvencii.

Dosadením (2.10) do (2.12) a následným dosadením do výrazu pre kvalitu (1.15) možno pri uvažovaní $L = N^2 \cdot \Lambda$ pre závislosť kvality na frekvencii písť vzťah:

$$Q(f) = \frac{R_p}{2\pi f L} = \frac{N^2 \left(\frac{k_h k_v f}{k_v + k_h \sqrt{f}} + \frac{4\pi^2 f L_R^2 (k_v + k_h \sqrt{f})}{k_h k_v} \right)}{2\pi f N^2 \Lambda} \quad (2.14)$$

a po úprave:

$$Q(f) = \frac{k_h k_v}{(k_v + k_h \sqrt{f}) 2\pi \cdot \Lambda} + \frac{2\pi L_R^2 (k_v + k_h \sqrt{f})}{k_h k_v \Lambda} \quad (2.15)$$

Vo výraze (2.15) vystupujú tri neznáme konštanty: k_h , k_v a L_R (rozptylovú indukčnosť pomýšľaného závitu sa nedá zmerať).

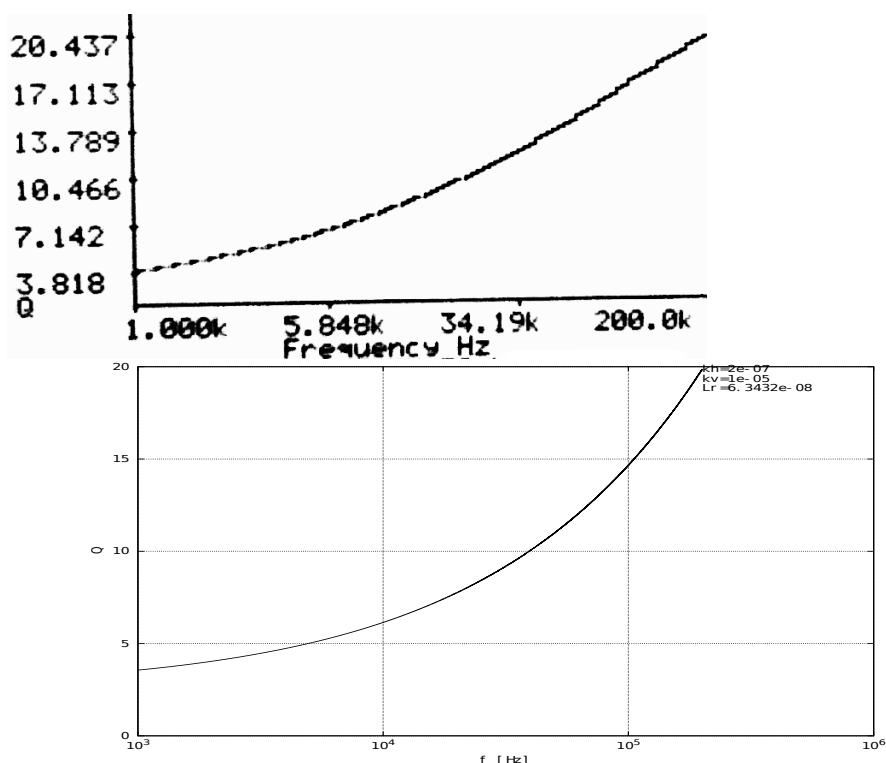
Vyčíslenie týchto konštant môže vychádzať z experimentu: zmerajú sa hodnoty kvality pre rôzne frekvencie, a zostaví sa sústava rovníc. Možné je tiež riešiť zadanie numericky. Zdrojový kód pre octave³/matlab takéhoto riešenia je priložený v prílohe. Je založený na preložení krivky $Q(f)$ podľa výrazu (2.15) definovanými bodmi (nameranými hodnotami).

Pre skúšobnú cievku s indukčnosťou $152.3 \mu\text{H}$ navinutú na podkove je „Q-metrom“ nameraná krivka uvedená na Obr. 2.5 hore. Z nameranej charakteristiky odčítané hodnoty boli dosadené do súboru v prílohe a výsledná preložená krivka s prislúchajúcimi hodnotami konštant je uvedená na Obr. 2.5 dole. V súbore je možné v časti vstupných parametrov definovať viac bodov a aj ich rozptyl (tolerovaný rozsah).

Výsledné hodnoty konštant skúšobnej cievky sú:

- $k_h = 2 \cdot 10^{-7}$
- $k_v = 1 \cdot 10^{-5}$
- $L_R = 63.4 \text{nH}$

³open-source ekvivalent matlabu

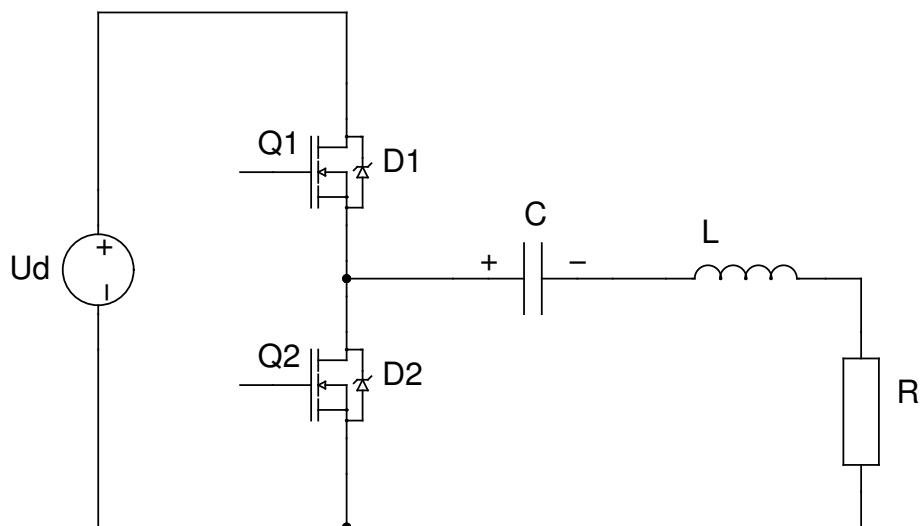


Obr. 2.5: Nameraná krivka $Q(f)$ a preložená krovka s konštantami k_h, k_v, L_R .

Kapitola 3

Návrh a realizácia meniča

Pre invertor pre rezonančný obvod bola zvolená jednoduchá topológia polovičného mostíku s tranzistormi MOSFET - Obr. 3.1. Rezonančný kondenzátor je nabitý v strednej hodnote na napätie $\frac{U_d}{2}$, čím je nahradený kapacitný delič polovičného mostíku, ktorý nahradzuje jednu tranzistorovú vetvu celého mostíku. Pre analýzu s uvažovaním nulovej strednej hodnoty napäťa na kondenzátore stačí prehlásiť za „zem“ napäťovú úroveň $\frac{U_d}{2}$.



Obr. 3.1: Invertor ako polovičný mostík.

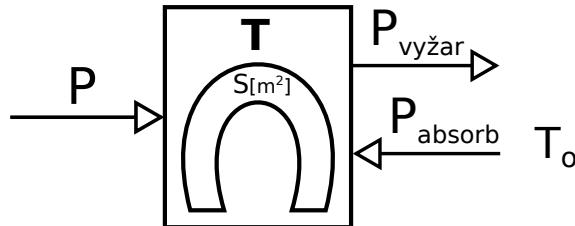
Doposiaľ sa predpokladal harmonický priebeh budiaceho napäťa, zatiaľ čo výstupom tranzistorového mostíka je priebeh obdĺžnikový. Rezonančný obvod však svojím selektívnym prenosovým charakterom zosilní najmä prvú harmonickú zložku budiaceho napäťa a predoslý výklad vo vzťahu k realizovateľným obvodom tak neutrpí na správnosti.

Pre dosiahnutie čo najvyššej účinnosti prenosu činného výkonu (práve obmedzenie výkonu parametrami domových rozvodov sa ukazuje v celej aplikácii kritickým) je výhodné využiť nevyhladené usmernené napätie jednej fázy siete, čím sa zamedzí zbytočnému zmenšovaniu účiníku $\cos \varphi$. Záťaž meniča v podobe rezonančného obvodu to umožňuje.

3.1 Overenie potrebného výkonu a návrh taviacej piecky

Požadovaná jednofázová sieť s ističom na 10 A dokáže dodáť výkon nanajvýš 2.3 kW, preto treba pred návrhom zariadenia aspoň približne vyčísiť výkon potrebný na rozžhavenie podkovy, tj. overiť, či má význam zariadenie realizovať. Odvod tepla vedením a prúdením možno pri vysokých teplotách rozžhavenej podkovy zanedbať oproti odvodu žiareniom, ktorý tak predstavuje celú výkonovú stratu.

Vzhľadom na to, že podkova sa bude nachádzať v okolí s určitou termodynamickou teplotou T_o , treba okrem vyžiareného výkonu $P_{vyžar}$ vziať v úvahu aj výkon absorbovaný z elektromagnetického žiarenia z okolia P_{absorb} . Tepelné pomery sústavy tvorenej podkovou s dodávaným výkonom P , ktorá sa nachádza v prostredí s teplotou T_o možno vyjadriť diagramom na Obr. 3.2. Výkon $P_{vyžar}$ vyžiarený z plochy S



Obr. 3.2: Tepelné pomery pri ohrievaní podkovy v prostredí o stálej teplote T_o .

telesa o termodynamickej teplote T možno spočítať pomocou Stefan-Boltzmannovho zákona [4] ako:

$$P_{vyžar} = S\varepsilon\sigma \cdot T^4 \quad (3.1)$$

kde $\varepsilon \in \langle 0, 1 \rangle$ je emisivita materiálu a $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ Js}^{-1} \text{ m}^{-2} \text{ K}^{-4}$ je Stefan-Boltzmannova konštanta. S dostatočnou presnosťou možno pokladať pohltivosť materiálu (tj. pomer absorbovaného výkonu k výkonu žiarenia dopadajúceho na povrch¹) za rovnú jeho emisivite ε a pre absorbovaný výkon P_{absorb} písat:

$$P_{absorb} = \varepsilon\sigma \cdot T_o^4 \quad (3.2)$$

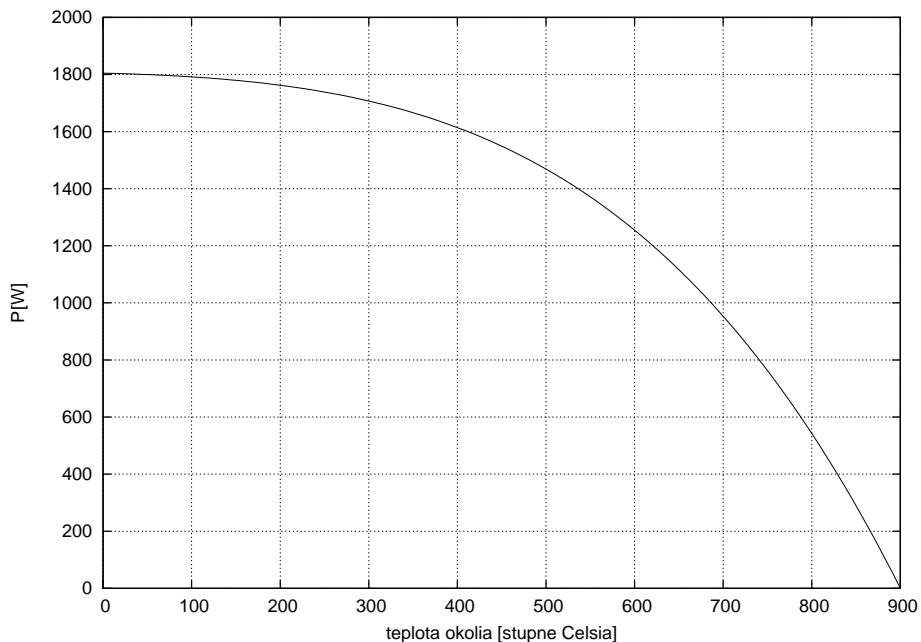
¹ rovnako je definovaná napríklad aj pohltivosť v prípade energie vlnenia akustického

Celková výkonová strata (predpoklad $T > T_o$) „zo žiarenia“ je potom:

$$\Delta P = P_{vyžar} - P_{absorb} = S\varepsilon\sigma \cdot (T^4 - T_o^4) \quad (3.3)$$

Pokiaľ má byť teplota telesa ustálená, musí byť výkon doň dodávaný rovný stratovému vyžiarenému výkonu. V inom prípade by sa teplota zvyšovala alebo znížovala, a nebolo by možné hovoriť o ustálenom stave. Preto výkon potrebný na rozžhavenie podkovy je rovný výkonovej strate v ustálenom stave:

$$P = \Delta P = S\varepsilon\sigma \cdot (T^4 - T_o^4) \quad (3.4)$$



Obr. 3.3: Závislosť vyžarovaného výkonu na teplote okolia.

Pri uvažovaní $\varepsilon_{Fe} = 0,8$ (napr. [5]), známej približnej ploche podkovy (súčet hornej i spodnej plochy) $S = 2 \cdot 10^{-2} \text{ m}^2$, známej požadovanej teplote podkovy okolo 900°C (1173 K) a teplote okolia ϑ_o [$^\circ\text{C}$] je tak potrebné dodať výkon:

$$P = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 0,8 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot (1173^4 - (\vartheta_o + 273)^4) [\text{W}] \quad (3.5)$$

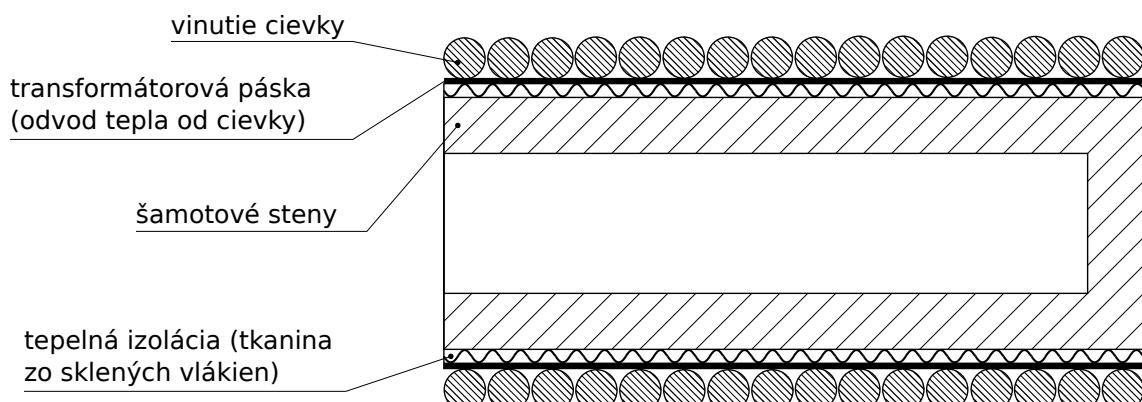
Grafické vyjadrenie vzťahu (3.5) je uvedené na Obr. 3.3. (Pri vyšších teplotách okolia, než sú zobrazené v grafe, by dodávaný výkon pre udržanie požadovanej teplote podkovy bol záporný, tzn. musela by byť chladená.)

Z obrázku sa dá vyčítať, že predpokladaný výkon sa pohybuje pod hodnotou 2 kW, čo črtá reálne kontúry pre cielenú aplikáciu. Vypočítaná hodnota však zároveň zavrhuje možnosť ohrevania dvoch podkov naraz.

Určite je výhodné udržiavať teplotu okolia podkovy čo najvyššiu. To je možné dosiahnuť uzavrením priestoru pre ohrev a čo najlepšou tepelnou izoláciou takto vytvorennej komôrky.

V prípade, že sa zabezpečí celkový odvod tepelného výkonu menší, než je dodávaný výkon, bude teoreticky možné po určitom čase dosiahnuť ľubovoľne vysokú teplotu. Čas ohrevania je však pri práci tiež obmedzujúcim faktorom. Tu navyše treba vziať v úvahu tepelnú kapacitu ohrievanej podkovy, ktorá tiež významne zväčšuje časovú konštantu nahriatia sústavy na ustálenú teplotu. Dostatočne veľký dodávaný výkon preto ostáva prioritou.

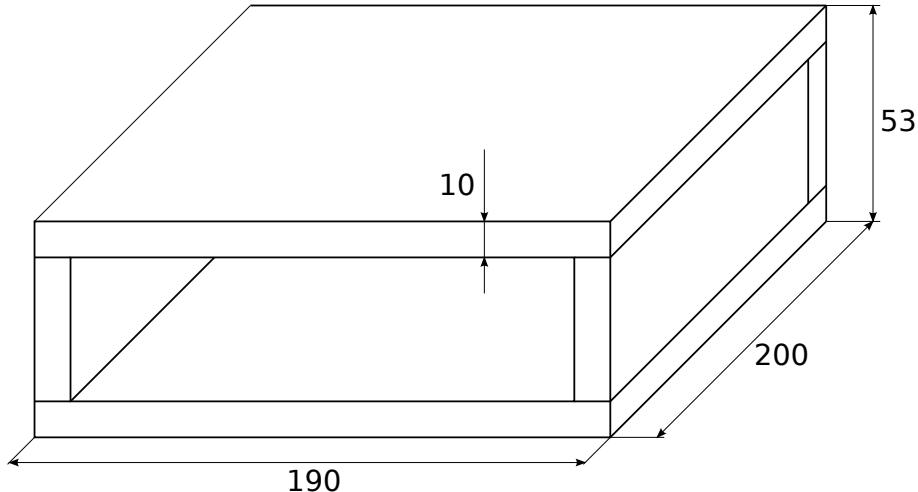
Cievka indukujúca magnetické pole, ktoré prenáša výkon do podkovy musí byť na rozdiel od piecky udržiavaná pri pomerne nízkej teplote, a tak musí byť tepelná izolácia uložená medzi podkovou a cievkou (Obr. 3.4). Vzdialenosť medzi podkovou a cievkou však musí byť kvôli magnetickej väzbe čo najmenšia, čo je v rozpore s požiadavkou silno izolačnej vrstvy. Výsledkom preto musí byť kompromisné technologicke usporiadanie. Do tohto kompromisu treba zahrnúť tiež nutnosť dostatočnej mechanickej odolnosti pri práci kováča a žiaruvzdornosti stien obklopujúcich podkovu.



Obr. 3.4: Prierez vrstvami taviacej piecky s navinutou cievkou.

S ohľadom na tieto súvislosti bola navrhnutá piecka, ktorej základ tvoria šamotové steny, splňujúce požiadavku žiaruvzdornosti a zároveň poskytujúce postačujúcu mechanickú pevnosť, i keď tepelne izolačné vlastnosti šamotu žiaľ nie sú priaznivé. Kvôli pevnosti nebola zvolená najmenšia dostupná hrúbka stien, kvôli väzbe cievky na podkovu zas nemohla byť použitá príliš veľká hrúbka. Šamotová komôrka je zabalená v asi 2 mm vrstve tepelne izolačnej tkaniny zo sklených vláken. Vrchnú vrstvu tvorí vinutie cievky. Medzi vinutím a tepelnou izoláciou je uložená vrstva tepelne dobre vodivej transformátorovej pásky, ktorá má zabezpečiť odvod tepla spod vinutia,

ktoré by inak bolo uložené v tepelnej izolácii. Predná strana je s ohľadom na manipuláciu s podkovou otvorená, zadná je trvalo uzatvorená. Rozmery, vychádzajúce z rozmerov podkovy, sú znázornené na Obr. 3.5.



Obr. 3.5: Rozmery šamotovej komôrky

Popísané tepelné pomery pre prípad pevne danej teploty okolia - tj. pre diagram na Obr. 3.2 možno prehľadne vyjadriť tepelnou schémou na Obr. 3.6. Vyžiarený výkon P (vzťah (3.4)) je znázornený tepelným odporom R_p . Jeho veľkosť je daná vzťahom:

$$R_p = \frac{\Delta T}{\Delta P} = \frac{T - T_o}{S\varepsilon\sigma(T^4 - T_o^4)} \quad (3.6)$$

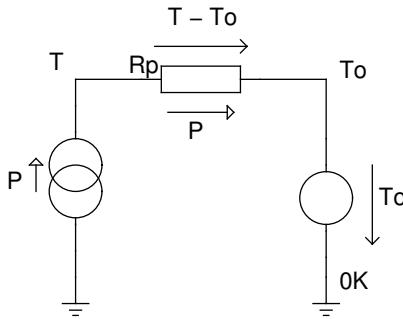
Pre $T = 1137 \text{ K}$ a $T_o = 720 \text{ K}$ (450°C)

$$R_p = \frac{1137 - 720}{2 \cdot 10^{-2} \cdot 0.8 \cdot 5.67 \cdot 10^{-8} (1137^4 - 720^2)} = 0.31 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.7)$$

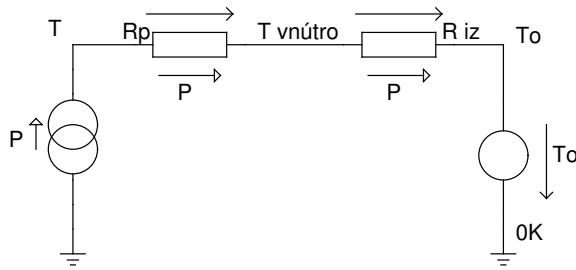
Na popis situácie s podkovou v izolovanej komôrke nestačí zvýšiť teplotu okolia v tejto schéme. Šamotové steny, ani iné časti „okolia“ podkovy totiž nie sú zdrojom energie, ktorý by aktívne zvyšoval teplotu; svojím tepelným odporom len pasívne dokážu udržať teplotný spád.

Pomery v tepelnom „obvode“ sa preto zmenia, a schéma prejde v Obr. 3.7. Izoláciu pre konštruovanú piecku možno podrobnejšie schématicky vyjadriť tak, ako na Obr. 3.8. Uvedené hodnoty jednotlivých tepelných odporov sú dopočítané v prílohe.

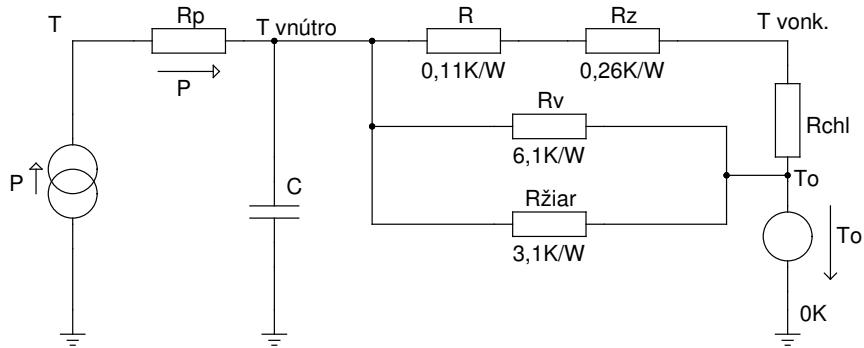
Kapacita zakreslená v schéme sa vo výpočte pre ustálený stav nijako neprejaví. Zahrnutý je aj odpor R_{chl} zodpovedajúci chladeniu vinutia ventilátorom. Vychádza sa totiž z predpokladu, že tepelná izolácia pasívne neudrží dostatočný teplotný spád,



Obr. 3.6: Tepelná schéma pre ustálený stav podkovy vyžarujúcej výkon do okolia.



Obr. 3.7: Tepelná schéma ohrievanej podkovy izolovanej od voľného okolia.



Obr. 3.8: Tepelná schéma podkovy ohrievanej v piecke podľa Obr. 3.4.

aby sa vinutie neprehrievalo. Ked'že hodnotu R_{ch} nemožno jednoducho spočítať, je nutné zvolať odhad, napríklad:

$$R_{ch} = 0.1 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Potom celkový odpor:

$$R_{celk} = R_p + (R + R_z + R_{ch}) || R_v || R_{žiar} = 0,31 + (0,11 + 0,26 + 0,1) || 2 = 0.68 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Na dosiahnutie teploty podkovy $950 \text{ } ^\circ\text{C}$ pri teplote okolia $30 \text{ } ^\circ\text{C}$ bude treba dodat'

do podkovy výkon:

$$P = \frac{T - T_o}{R_{celk}} = \frac{950 - 30}{0,68} = 1350 \text{ W}$$

Pomocou schémy na Obr. 3.8 sa ľahko dopočíta teplota vnútornej strany šamotových stien:

$$T_{vnutro} = T - R_p \cdot P = 950 - 0,3 \cdot 1350 = 540^\circ\text{C}$$

Odhad chladenia bol teda pomerne správny.

Tepota vonkajšieho povrchu (vrstva pod vinutím cievky):

$$T_{vonk} = \frac{(T_{vnutro} - T_o) \cdot R_{chl}}{R + R_z + R_{chl}} + T_o = \frac{(540 - 30) \cdot 0,1}{0,11 + 0,26 + 0,1} + T_o = 138.5^\circ\text{C}$$

Takáto teplota je pre vinutie v poriadku.

3.2 Invertor pre rezonančný obvod

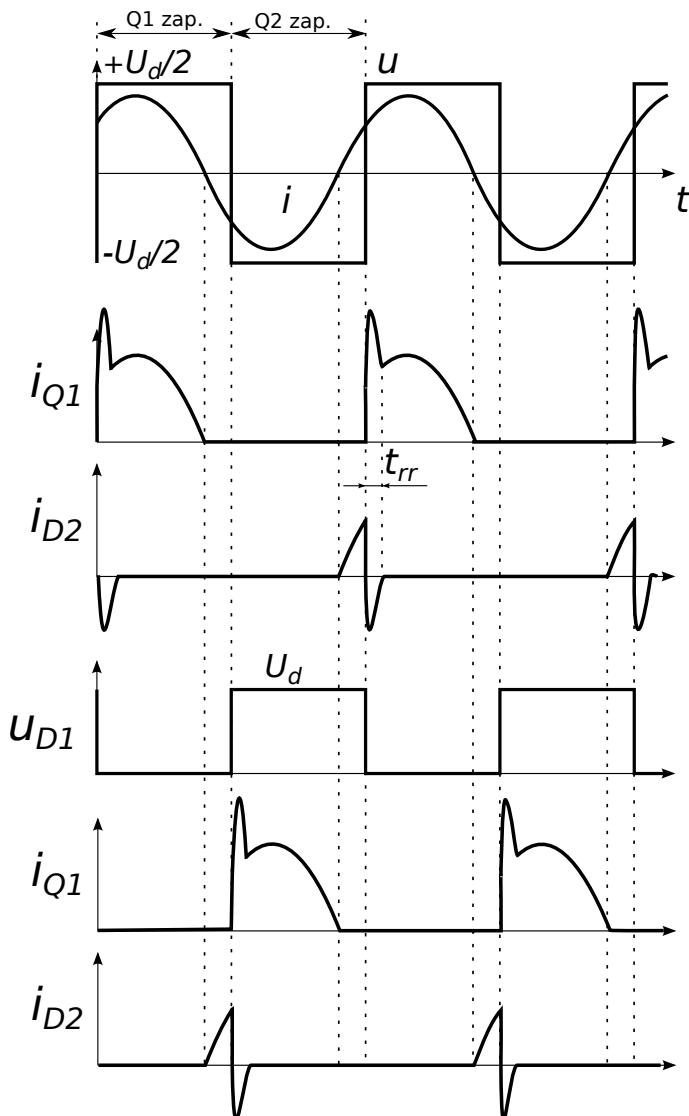
Volba topológie rezonančného obvodu vychádza z priebehov na Obr. 3.9 a Obr. 3.10, ktoré znázorňujú priebehy rezonančného prúdu a budiaceho napäťa pri rozdielnom charaktere záťaže.

Pri kapacitnej záťaži prúd predbieha napätie: Obr. 3.9. Na obrázku sú znázornené principiálne priebehy vedenia prúdu v meniči. V priebehoch sa zatiaľ neuvažuje odskok (deadtime) pri prepínaní tranzistorov. Prúd tranzistorom (Q1) nemôže tieť v smere emitor - kolektor (source - drain)², a tak pri zmene polarity prúdu na zápornú preberá vedenie antiparalelná dioda (D1). V okamihu zapnutia dolného tranzistoru Q2 je dioda D1 vypnutá prebratím prúdu tranzistorom Q2 („nútená komutácia“, [7]), keďže táto prúdová dráha predstavuje menší odpor (menší úbytok napäťa) pre prúd rezonančného obvodu. V skutočnosti sa ale dioda pri takomto nútenom vypnutí musí späť zotaviť, kým prejde do blokujúceho stavu, umožňujúceho udržať záverné napätie. Po dobu spätného zotavenia t_{rr} dochádza k závernému vedeniu prúdu diodou, znázornenému na Obr. 3.9 - nastáva tzv. komutačný skrat. Tento prúd sa pripočítá k prúdu tranzistoru Q2, a výrazne sa zvyšujú spínacie straty. Navyše vznikajú problémy s napäťom naindukovaným na parazitných indukčnostach prudkou zmenou prúdu (Obr. 3.9). U tranzistorov MOSFET je substrátová dioda pomalá (veľký čas t_{rr} , [8]) a tieto straty sú preto významné.

Pri induktívnej záťaži napätie predbieha prúd a ku komutácii diody dochádza prirodzeným poklesom prúdu pri nulovom napäti (Obr. 3.10), a problém so spätným zotavením nenastáva.

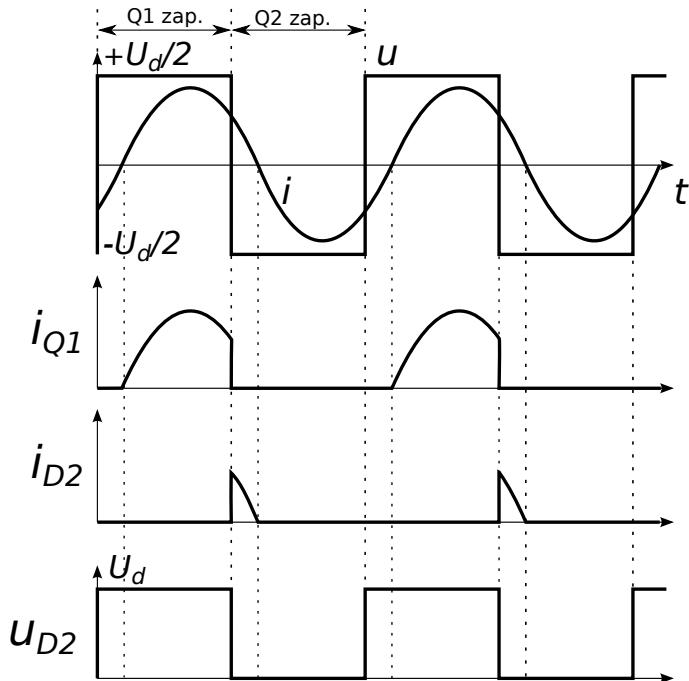
V rezonancii sa záťaž javí ako čiste odporová, prúd je preto vo fáze s napäťom a spínanie tranzistorov prebieha prirodzene pri prechode prúdu nulou.

²toto u tranzistorov MOSFET nie je pravda, s uvážením odskoku, kedy sú oba tranzistory vypnuté, však prúd skutočne preberá dioda, tak ako je popísané



Obr. 3.9: Priebehy budiaceho napäťa a rezonančného prúdu v prípade kapacitnej záťaže

Z kapitoly 1 vychádza sério-paralelný LLC obvod ako najvhodnejšia voľba rezonančného obvodu, kvôli ťažkostiam s prudkým nárastom výkonu pri odľahčení SRO v rezonancii. Výkon je u SRO potom nutné regulaovať „odladením“ obvodu z rezonancie, teda zmenou frekvencie s následkom zvýšenia impedancie obvodu - budiacie napätie spočinie vo väčšej miere na cievke alebo kondenzátore (Obr. 3.11), čomu zodpovedá tiež zväčšenie fázového posunu prúdu voči napätiu. U LLC obvodu bolo možné vyhnúť sa ťažkostiam s reguláciou správnym nadimenzovaním jednotlivých prvkov.



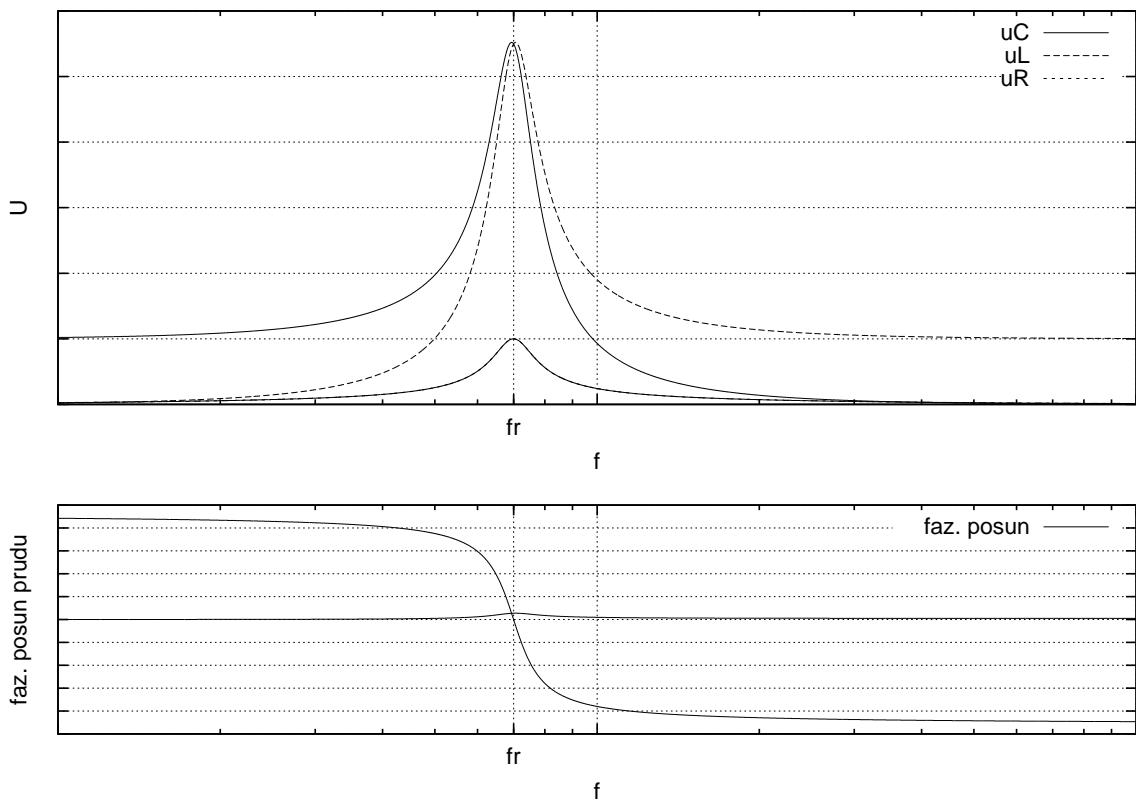
Obr. 3.10: Priebehy budiaceho napäťa a rezonančného prúdu v prípade induktívnej záťaže

Avšak pohľad na fázovú frekvenčnú charakteristiku LLC obvodu (Obr. 1.9) vnáša s uvážením problému so spätným zotavením diody isté obmedzenia.

Obvod nemôže pracovať v oblasti s charakterom PRO (f_1), pretože tu je hrozba kapacitného charakteru rezonančného obvodu. Využiť možno oblasť s frekvenciou f_2 , kde však nastáva pri odľahčení problém v nárastom výkonu na obrovské hodnoty. Preto pri odľahčení treba zaručiť odladenie „doprava“, teda zvýždenie frekvenčie. Práve tomuto sa však malo usporiadáním LLC predísť, a jeho významnosť sa preto stráca (rovnakým spôsobom sa reguluje aj výkon SRO), a preto nie je dôvod nevyužiť jednoduché usporiadanie SRO s reguláciou výkonu pri odľahčení odladením z rezonancie zvýšením frekvenčie.

Ako bolo povedané v úvode kapitoly, za napätie medziobvodu bolo zvolené usmernené nevyhladené napätie jednej fázy siete. Tomu zodpovedá výstupné napätie tranzistorového meniča u_{vyst} na Obr. 3.12. Tento priebeh je na výstupe pri činnosti v rezonancii, ale aj mimo rezonanciu.

Rozbor priebehov na obrázku nútí k „fyzikálnejšiemu“ pohľadu na deje v rezonančnom obvode, než bola symbolická metóda v odstavci 1.3.1 pracujúca s impedančiami prvkov.



Obr. 3.11: Napäťové pomery v SRO.

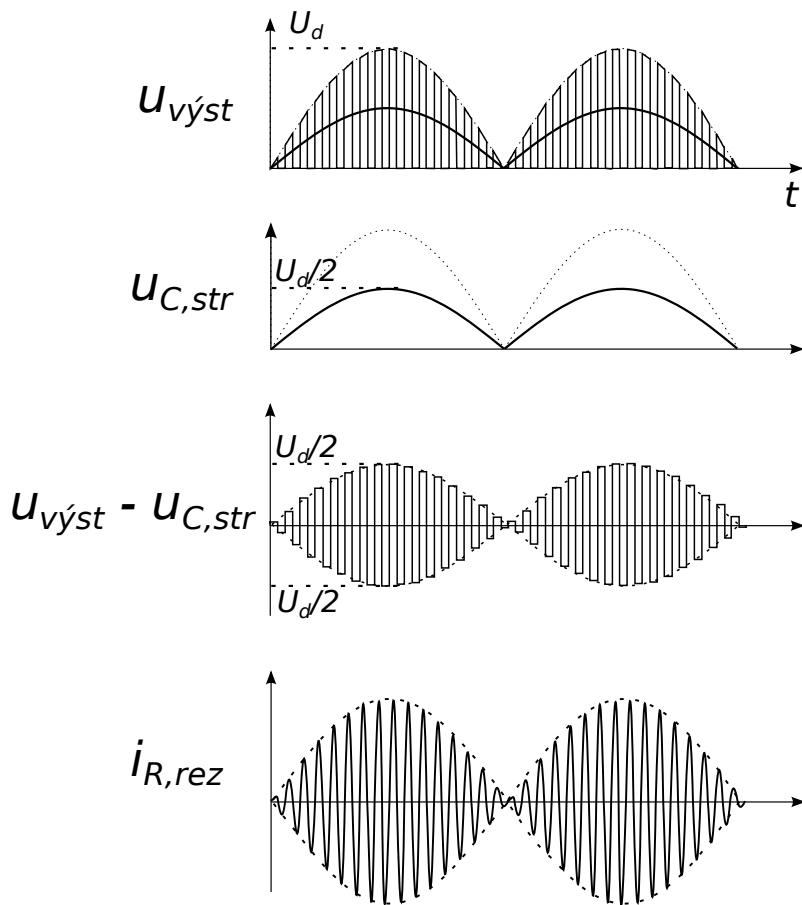
V prípade nízkych frekvencií sa kondenzátor stíha vybíjať podľa priebehu budiaceho napäťia a prúd (s fázovým posunom 90° voči napätiu) obvodom tečie iba nepatrny, pretože pre nízke frekvencie je hodnota $\frac{d}{dt}f(\omega t) = \omega \cdot f'(\omega t)$ malá. Preto jednosmerná zložka budiaceho napäťia ($\omega = 0$) nemá vplyv na prúd v obvode a zároveň preto na odpore pri malých budiaciach frekvenciách nevzniká úbytok napäťia. Tomu zodpovedajú krivky u_C , u_R frekvenčných charakteristik na Obr. 3.11.

Pri vysokých frekvenciách sa kondenzátor nabije na napätie $u_C = U_{C,str} = U_{vyst,str}$ a na zvyšku SRO (tj. na sériovom zapojení R,L) je napätie dané 2. Kirchhoffovým zákonom ako $u_{LR} = u_{vyst} - u_C$ (na Obr. 3.12 tretí priebeh zhora).

Ku rezonancii dochádza pri takej frekvencii, pri ktorej je v obvode určitá „rovnováha“ daná veľkosťou indukčnosti a kapacity, delikátna tým, že sa bezstratovo vymieňa energia medzi cievkou a kondenzátorom.

Stručne možno situáciu popísat nasledovne (Obr. 3.13):

Kondenzátor sa začne nabíjať priložením budiaceho napäťia na svorky obvodu, tak, ako je tomu aj v prípade nízkych frekvencií. Na dobitie je cievkou pretlačený potrebný prúd. Jej samoindukčnosť sa potom snaží udržať stav prúdu, a preto „zotrvačnosťou“ nabije kondenzátor na hodnotu napäťia väčšiu od budiaceho napäťia.

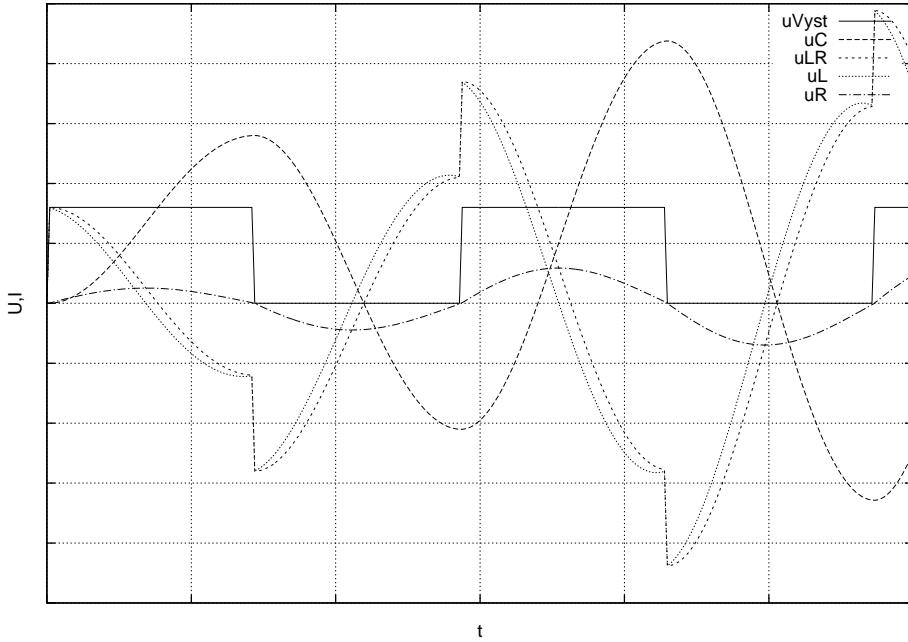


Obr. 3.12: Dôležité priebehy navrhovaného meniča.

Tým je zároveň tlmený prúd cievkou (vnúti sa jej podľa 2. Kirchhoffoveho zákona menšie napätie, až záporné). Zotrvačnosťou nabitého kondenzátora potom zas núti prúd klesať až do záporných hodnôt. Správne budenie (Obr. 3.13) ešte väčšmi podporí nárast prúdu (do záporných hodnôt) tým, že ešte viac zníži napätie na cievke. Táto postupnosť sa potom cyklicky opakuje v kladnom i zápornom zmysle, a amplituda prúdu v rezonancii rastie po hodnotu obmádznenú len sériovým odporom (bez neho by rastla neobmádzene). Nasimulované priebehy takejto situácie sú uvedené na Obr. 3.13³.

Napätie na kondenzátore kmitá so strednou hodnotou $U_{C,str} = U_{vyst,str}$. Túto stačí prehlásiť za zem rezonančného obvodu a kondenzátor chápať ako oddelovací, ktorý odfiltruje z budiaceho napäťa jednosmernú zložku $U_{vyst,str}$. Na zvyšnej časti záťaže je napätie s nulovou strednou hodnotou. Pri rezonančnej frekvencii bude prvá

³skok napäťa na cievke vynútený budiacim napäťom je pri vysokých kvalitách obvodu zanedbateľný oproti rozkmitu napäťa na cievke



Obr. 3.13: Vznik rezonančného prúdu v SRO. Priebeh prúdu je až na veľkosť zhodný s napätiom u_R . Napätie na kondenzátore kmitá so strednou hodnotou $U_{C,str} = U_{vyst,str}$.

harmonická zložka tretieho priebehu na Obr. 3.12 kmitať celá na odpore. (Priebeh napäťia na odpore bude až na veľkosť zhodný s rezonančným prúdom.)

Ked'že toto napätie priamo určuje spotrebovaný výkon, je potrebné vypočítať jeho efektívnu hodnotu. Amplituda prvej harmonickej zložky pri maxime napäťia medziobvodu U_d s uvažovaním pracovného intervalu (duty cycle, „střída“) 0,5 je podľa Fourierovho rozvoja:

$$\begin{aligned}
 U_{rez1h,max} &= \frac{2}{T} \int_0^T u_{vyst}(t) \cdot \sin(\omega t) dt = \\
 &= \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{U_d}{2} \sin(\omega t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T -\frac{U_d}{2} \sin(\omega t) dt = \frac{U_d}{2\pi} \cdot 4 = \frac{2U_d}{\pi} \\
 &= \frac{640}{\pi} = 204V
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

Z toho pri uvážení modulácie priebehu na Obr. 3.12 dole efektívna hodnota spôsobujúca výkonovú stratu na odpore je:

$$U_{ef} = \frac{U_{rez1h,max}/\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = \frac{204}{2} = 102V \tag{3.9}$$

3.2.1 Návrh rezonančného obvodu

Ekvivalentný zaťažovací odpor spolu s indukčnosťou L určujú podľa (1.12) kvalitu obvodu:

$$Q = 2\pi f_r \frac{L}{R} \quad (3.10)$$

Pri určitom požadovanom výkone možno vyjadriť ekvivalentný odpor cievky ako $R = \frac{U_{ef}^2}{P}$ a ďalej vyjadriť pre frekvenciu f_r :

$$f_r = \frac{QR}{2\pi L} \quad (3.11)$$

Kvôli skinefektu pri vysokých frekvenciach musí byť cievka navinutá z vf. lanka („rupalit“). Pre predpokladaný pomerne veľký prúd bolo na navinutie cievky zvolené lanko s 250 vodičmi o hrúbke 0.2 mm. Počet závitov cievky čo najtesnejšie navinutej na piecku (pre čo najlepšiu väzbu) je 39, zmeraná indukčnosť:

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

Pri snahe odvodiť zo vzťahu (3.11) analytický výraz určujúci optimálnu frekvenciu treba vziať v úvahu skutočnosť, že kvalita Q je funkciou frekvencie (vzťah (2.15)). Pre návrh je postačujúce zvoliť predpokladanú frekvenciu, podľa Thomsonovho vzťahu $f_r = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ dopočítať pri určitej indukčnosti cievky kapacitu kondenzátora, následne pokusne odmierať kvalitu cievky a späťne overiť, či obvod dosahuje potrebný výkon vyjadrený ekvivalentným odporom podľa (3.10) ako:

$$R = \frac{L}{2\pi f_r Q}$$

Významnými sú pri návrhu najmä tieto súvisloti:

- vysoká frekvencia vedie k vysokej kvalite obvodu a následnému namáhaniu kondenzátora veľkým napätím $Q \cdot U$ podľa (1.18),
- nízka frekvencia obíde predchádzajúcu ťažkosť, ale vedie pri danej indukčnosti k veľkým hodnotám C , ktoré pri namáhaní rezonančným prúdom znamenajú technologický resp. ekonomický problém. Prípadné zväčšenie indukčnosti cievky (s cieľom znížiť kapacitu rezonančného obvodu) by bolo dosiahnutelné geometrickým preusporiadaním, čo pri zachovaní hrúbky lanka a geometrie piecky znamená zhoršenie magnetickej väzby medzi cievkou a podkovou, a stráca preto zmysel.

Optimálna sa pri dostupných súčiastkach ukázala frekvencia 70 kHz. Pri tejto frekvencii bola zmeraná sledovaním útlmu vlastných kmitov kvalita cievky⁴ za stavu naprázdno (bez podkovy) - Q_0 , a za stavu s podkovou vloženou v nej - Q_1 . Namerané hodnoty:

$$Q_0 = 234$$

$$Q_1 = 17$$

Stavu s vloženou podkovou by bez regulácie zodpovedalo efektívne napätie na kondenzátore cca 1.7 kV a výkon dodávaný predovšetkým na ohrev podkovy:

$$P = \frac{U_{ef}^2}{R} = \frac{U_{ef}^2 Q}{\omega L} = \frac{102^2 \cdot 17}{2\pi \cdot 72 \cdot 10^3 \cdot 90 \cdot 10^{-6}} = 4.344 \text{ kW}$$

Požadovaný prúd SRO by tak bol

$$I_{ef} = \frac{P}{U_{ef}} = \frac{4344}{102} = 42 \text{ A}$$

Tomu zodpovedá maximálna hodnota $I_{max} = I_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{2} = 42 \cdot 2 = 84 \text{ A}$ (na spodnom priebehu na Obr. 3.12 ide o najväčší možný rozsah špička - špička)

Pri neuvažovaní zmien amplitúdy (tj. pri uvažovaní malého počtu rezonančných period) to znamená efektívnu hodnotu prúdu (na ktorú má byť dimenzovaný kondenzátor)

$$I_{C,ef} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{84}{\sqrt{2}} = 60 \text{ A}$$

Potrebnú kapacitu obvodu možno ľahko spočítať pomocou z Thomsonovho vzťahu:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_r^2 \cdot L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot 70^2 \cdot 10^6 \cdot 90 \cdot 10^6} = 57.4 \text{ nF}$$

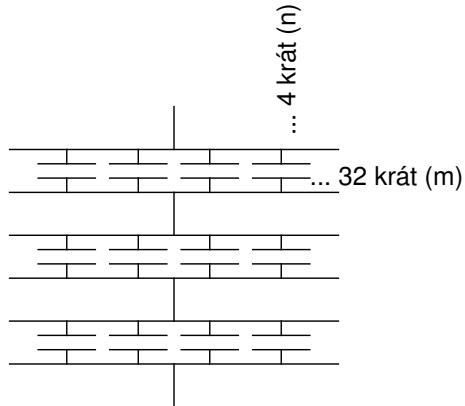
Kondenzátorová batéria zložená z kondenzátorov 6n8/2000Vdc/700Vac [14] podľa Obr. 3.14 poskytuje nasledovné parametre:

- kapacita $\frac{m}{n} \cdot 6.8 \cdot 10^{-9} = 54.4 \text{ nF}$,
- napäťová odolnosť $4 \cdot 600 = 2400 \text{ V}_{AC}$,
- povolený prúd $\frac{U/\sqrt{2}}{Z} = U \cdot \omega C = 2400/\sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot 70 \cdot 10^3 \cdot 54.4 \cdot 10^{-9} = 40 \text{ A}$.

Rezonančný prúd bude preto treba regulať.

Ešte je nutné overiť prúdovú hustotu v cievke. Hĺbka vniku v dôsledku skinefektu pri frekvencii 70 kHz činí [13]:

⁴kvalita je, ako bolo ukázané v kapitole 2, pomerne zložitou funkciou frekvencie



Obr. 3.14: Kondenzátorová batéria

$$\delta = \frac{65}{\sqrt{f}} = \frac{65}{\sqrt{70 \cdot 10^3}} = 0,246 \text{ mm}$$

Vodiče vf. lanka hrubé 0.2 mm sú preto plne využité. Prúdová hustota je potom pri predpokladanom efektívnom prúde 40 A:

$$J = \frac{I}{S} = \frac{40 \cdot 4}{250 \cdot \pi \cdot 0.2^2} = 5 \text{ A/mm}^2$$

čo je postačujúce.

Konečné navrhnuté hodnoty:

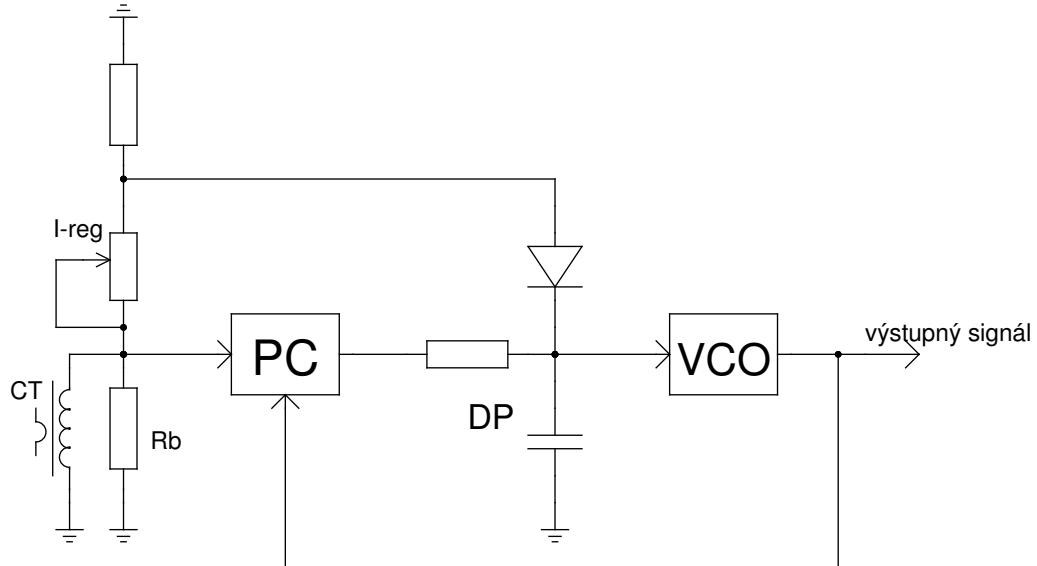
- $f_r = 70 \text{ kHz}$
- $L = 90 \mu\text{H}$
- $C = 54.4 \text{ nF}$
- obmedzenie rezonančného prúdu na $I_{ef} = 40 \text{ A}$

3.2.2 riadiace obvody

Na reguláciu frekvencie sa ponúka využiť známe princípy fázového závesu. Navyše možno vziať v úhavu známu tendenciu (rastúcu) fázového posunu napäťia voči prúdu odladeného nad rezonančnú frekvenciu. Nárast fázového posunu teda nepriamo indikuje zníženie výstupného pracovného prúdu. Regulačné obvody musia brániť takýmto zmenám (zmenou frekvencie), nakoľko ich úlohou je v prvom rade urdžať obvod v rezonancii. Pri odľahčení je však nutné naopak znížiť nadprúd - a teda odladiť obvod z rezonancie. Na indikáciu nadprúdu sa využije priame „odčítanie“ jeho amplitudy

na bočníku z prúdového transformátoru. Amplitudou priamo indikovaný nadprúd tak treba regulovať nepriamo prostredníctvom frekvencie.

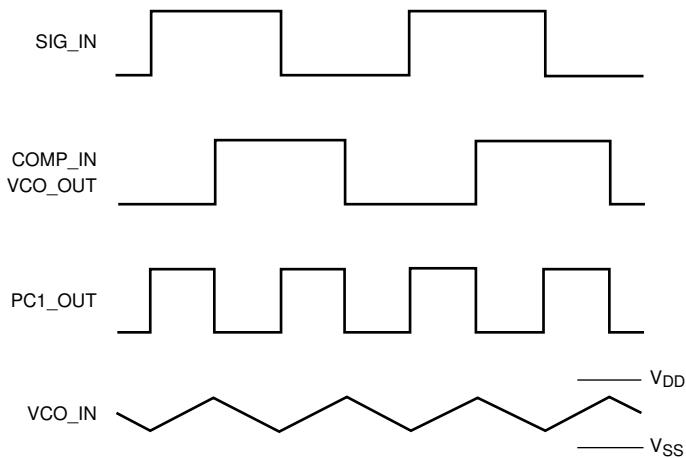
Bloková schéma takejto regulácie je uvedená na Obr. 3.15.



Obr. 3.15: Bloková schéma regulácie frekvencie.

Popis blokovej schémy: Signál z bočníku (Rb) prúdového transformátoru (CT) reprezentuje skutočnú frekvenciu prúdu v pracovnom obvode a je privedený na fázový komparátor (PC), kde je porovnávaný s výstupnou frekvenciou riadiacich obvodov. Výstupný signál generuje napäťom riadený oscilátor (VCO). Riadiace napätie pre VCO je dolnopripustne filtrovaný výstupný signál fázového komparátora, ktorý závisí na výstupnej frekvencii VCO, čím sa uzatvára spätná väzba. Za normálneho chodu sú si vstupná a výstupná frekvencia riadiacich obvodov samozrejme rovné. Ako fázový komparátor je použitý logický člen XOR (Obr.3.16) s tvarovačom (nie je zakreslený) vstupného sinusového signálu z bočníku. Z Obr. 3.16 vidno, že na výstupe filtra fázového komparátora sa napätie pohybuje v rozsahu $0 \div V_{cc}$. Bežná prevádzková úroveň riadiaceho napäťia VCO musí ležať medzi hranicami rozsahu, aby bola možná regulácia výstupu oboma smermi.

Pracovný rezonančný prúd je však vo fáze s výstupným napäťom invertoru, a podľa orientácie prúdového transformátoru by tak fázový komparátor (EXOR) produkoval buď hornú úroveň V_{cc} , alebo dolnú úroveň 0 V napäťia na vstupe VCO. Preto je potrebné pred fázovým komparátorm posunúť fázu jedného vstupného signálu (obvod podľa Obr. 3.15 by teda nepracoval správne). V skutočnosti dochádza k



Obr. 3.16: Logický člen XOR ako fázový komparátor (typické priebehy fázového závesu prebrané z [9])

poznateľnému (a dostatočnému⁵) fázovému posunu prúdového signálu v dôsledku parazitných prvkov v obvode meniča. Keby tomu tak nebolo, je možné docieľiť fázový posun (90°) signálu oproti prúdu bočníku zaradením kapacitného bočníku.

V prípade nadprúdu (jeho veľkosť je definovaná odporovým deličom na Obr. 3.15 označeným „I-reg“) dôjde k otvoreniu diody a na výstupe VCO sa žiada zvýšenie frekvencie bez ohľadu na výstup fázového komparátora. Kondenzátor v blokovej schéme zakreslený v bloku „DP“ sa nabije na amplitudu signálu z bloku „I-reg“ a pracuje ako špičkový detektor. Pokým trvá nadprúd (t.j. pokým sa nabíja špičkový detektor na hodnotu vyššiu, než výstup komparátora), regulácia frekvencie fázovým závesom sa nauplatňuje.

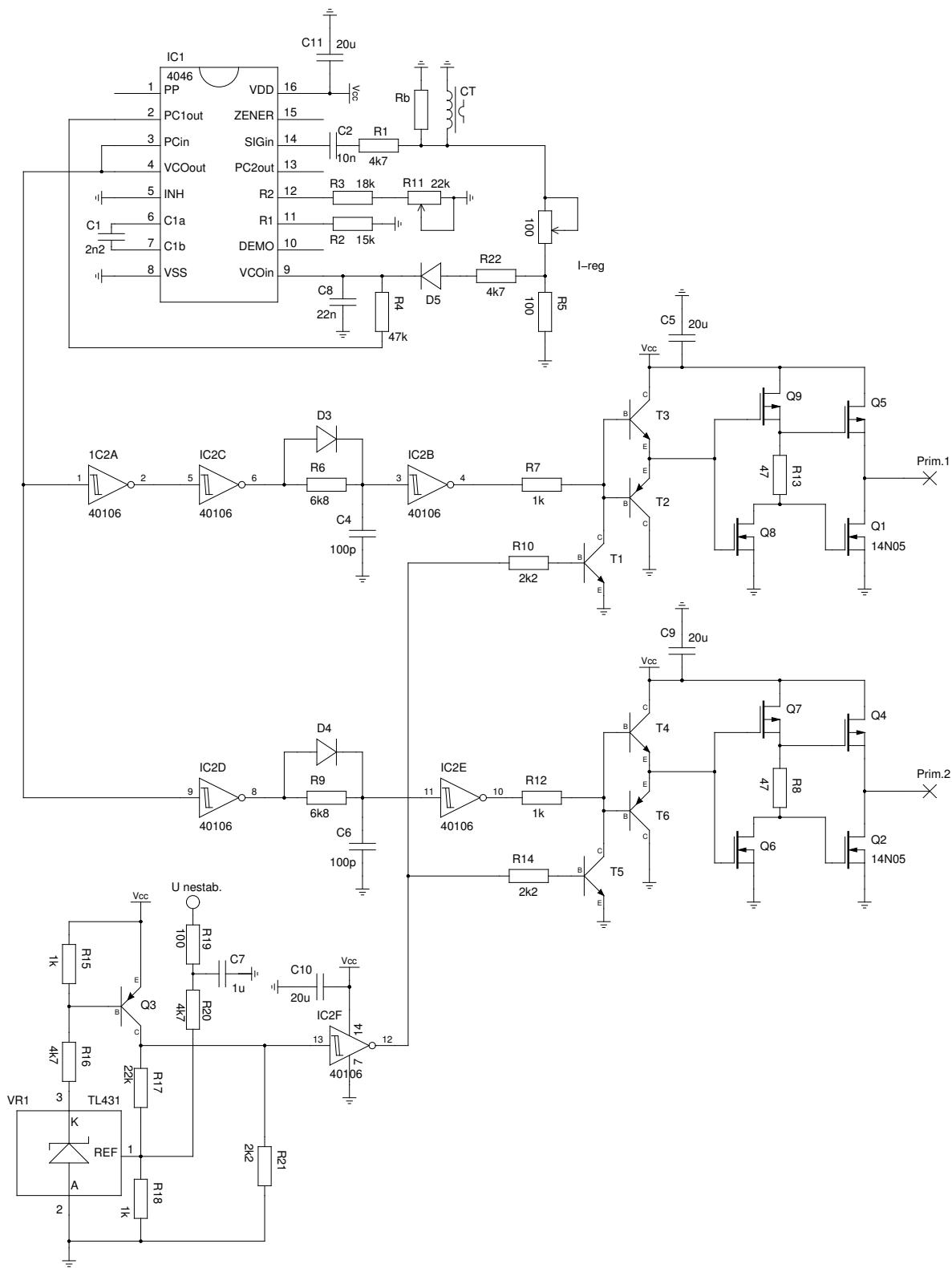
Obvodová schéma konkrétneho riešenia riadenia je zobrazená na Obr. 3.17.

Na realizáciu fázového závesu je využitý obvod 4046. Rezistormi R2, R3 a kondenzátorom C1 je nastavený kmitočet RC-oscilátoru, zvyšné prvky pripojené k obvodu 4046 zodpovedajú blokovej schéme.

Bočníkom z prúdového transformátora (1:100) preteká pomerne veľký prúd, preto sú použité dva paralelné odpory $39\Omega/2\text{W}$. Rozkmit napäťa na bočníku je priveľký na to, aby bol privedený priamo na vstup obvodov CMOS. Na úpravu veľkosti vstupného signálu však stačí predradíť zrážací odpor (R1), pretože obvody CMOS majú vstupy opatrené ochrannými diodami.

Signál z výstupu VCO je potom rozdelený do dvoch vetví. Vznikajú tak signály pre oba výkonové tranzistory vo vete výkonového meniča. V jednej vete je za-

⁵vychádzajúc z „experimentu“

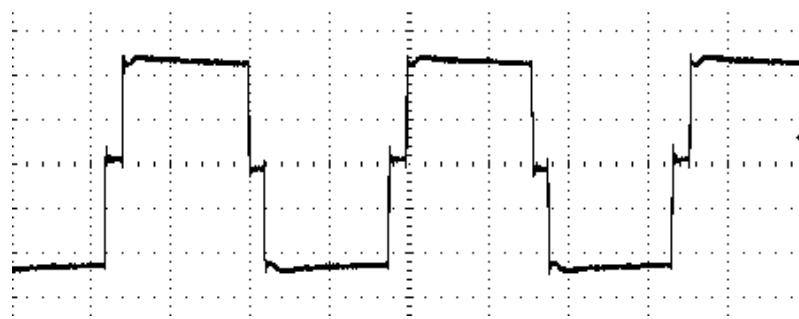


Obr. 3.17: Obvodová schéma riadiacich obvodov a podpäťovej ochrany

radený jeden schmittov invertor 40106 iba pre prúdové posilenie signálu (napäťový sledovač) a v druhej vetve sú dva, aby bol signál invertovaný oproti prvej vetve. Nasleduje realizácia odskoku RCD členom a ďalší invertor (v púzdre 40106 ich je 6) využitý ako tvarovač signálu.

Ďalší blok predstavuje napäťový sledovač tvorený tranzistormi T2, T3, resp. T6, T4 a následne dvojčinný koncový stupeň z tranzistorov MOSFET. Tým je obolený problém namáhania demagnetizačnej zenerovej diody v prípade jednočinného koncového stupňa pomerne veľkým prúdom.

Výstupný signál z každej vetvy je privedený na jeden koniec primárneho vinutia jediného budiaceho transformátoru. Výstup je preto vo výsledku bipolárny, tak, ako je zobrazené na Obr. 3.18.



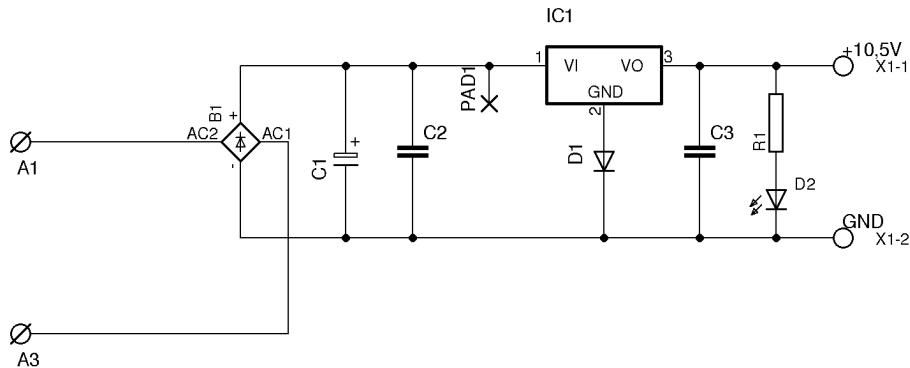
Obr. 3.18: Bipolárny výstupný signál riadiacich obvodov (z merania pri oživovaní DPS riadiacich obvodov)

Napájanie riadiacich obvodov a podpäťová ochrana

Riadiace obvody pracujú pri hodnote $V_{CC} = 10.5 \text{ V}_{\text{DC}}$. Takéto možno dosiahnuť lineárnym stabilizátorom 7810, na ktorého výstupe je jednosmerných 10 V proti anode priepustne pôlovanej diode D1 (Obr. 3.19). Napätie výstupu stabilizátora proti zemi je tak zvýšené o úbytok na diode, teda približne na 10.5 V.

Jednosmerné napätie privedené na vstup stabilizátora sa získa usmernením sieťovým transformátorom 230/24V transformovaného napäťa a vyhladením filtračným elektrolytickým kondenzátorom (C1). Pre záruku správnej činnosti stabilizátora nesmie toto napätie klesnúť pod úroveň približne 12.5 V. Pokles stabilizovaného napäťa (tj. napájacieho) napäťa V_{CC} by mohol znamenať nebezpečné nedostatočné budenie spínacích tranzistorov. Preto je k riadiacim obvodom zaradená podpäťová ochrana, ktorá vypne tranzistory bez ohľadu na signál z VCO. Úroveň napäťa je vhodné snímať pred stabilizátorom, čím sa zaručí bezpečné vypnutie ešte pred poklesom V_{CC} .

Ochrana je založená naporovnávaní snímanej hodnote so stálou referenčnou hodnotou s hysteréziou prepínania.

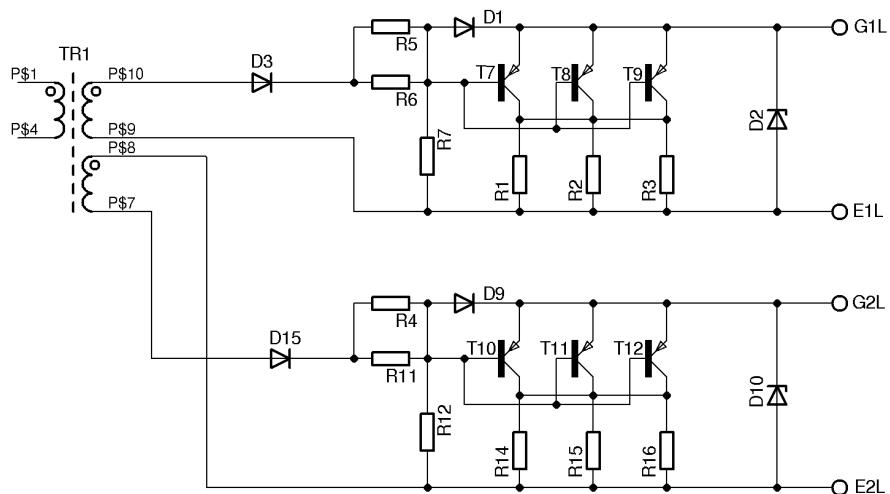


Obr. 3.19: Napájanie riadiacich obvodov.

Podpäťová ochrana je fyzicky umiestnená na DPS riadiacich obvodov, napájacie obvody sú umiestnené zvlášť na druhej DPS. Stabilizátor 7810 je priskrutkovaný na chladič. Rozmiestnenia na DPS sú priložené v prílohe.

3.2.3 Budiče výkonových tranzistorov

Galvanické oddelenie riadiacich obvodov od silových je vyriešené transforom (4:6) s toroidným feritovým jadrom, so súčasným prenosom informácie i budiacej energie.

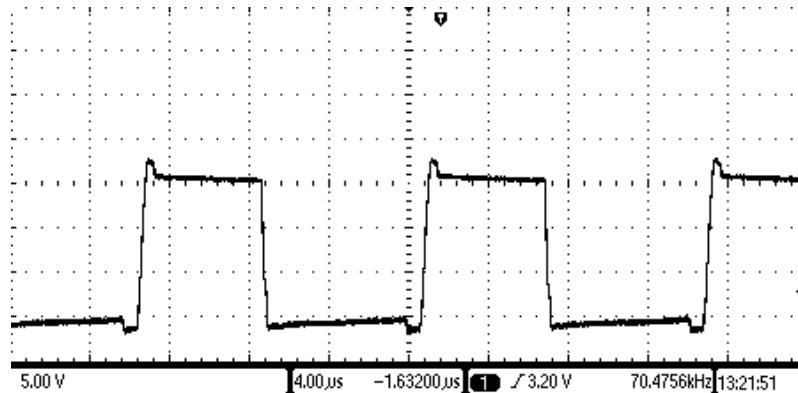


Obr. 3.20: Budič výkonových tranzistorov.

Na sekundárnej strane transformátoru je zaradený obvod na Obr. 3.20. Kapacita

hradla výkonového tranzistoru sa nabíja pri kladnom spínacom signále prúdom cez diodu D3, D1 a jeho veľkosť je daná odporom $R5 \parallel R6$. Pri zápornom (a nulovom - tranzistory MOSFET možno vypínať aj nulovým napäťím) signále sa diody uzavrú, ale otvoria sa tranzistory T7, T8, T9 a uzatvára sa cez ne vybíjací prúd, ktorého veľkosť je zas riadená odporom $R1 \parallel R2 \parallel R3$.

Výstupnému signálu z riadiacich obvodov na Obr. 3.18 potom zodpovedá napätie na hradle budeného výkonového tranzistoru podľa Obr. 3.21.



Obr. 3.21: Priebeh napäcia na hradle výkonového tranzistoru (výstup z budiča)

3.2.4 Silový obvod

Silový obvod je navrhnutý podľa Obr. 3.1 ako polovičný mostík s tranzistormi MOSFET. Tranzistor musí vo vypnutom stave udržať napäcia medziobvodu. Maximálne napätie na medziobvode bude 320 V. Pri dimenzovaní výkonových tranzistorov treba voliť aspoň dvojnásobok maximálneho napäcia, teda okolo 640 V.

Použité sú tranzistory „SPW47N60CFD“ s parametrami $U_{DS} = 600V$, $I_F = 46A$. Pri zapojení troch tranzistorov paralelne sa zabezpečí dostatočná odolnosť efektívneho prúdu dodávanému do rezonančného obvodu (ten bude obmedzovaný regulačne kvôli kondenzátoru v medziobvode, prípadne kvôli ističu 10A). Schéma silového obvodu, ako aj sieťového filtra, je priložená v prílohe.

Záver

Požiadavka malých rozmerov a dobrej prenosnosti zariadenia bola bezo zbytku splnená. Skúšobné nahrievanie však ukázalo nezrovnalosť vypočítaného výkonu s reálnym stavom podkovy. Pri odbere maximálneho výkonu jednofázovej siete (2.3 kW) podkova viditeľne žiari načerveno; k pohodlnej činnosti kováči však rozžihavujú podkovy na teploty, kde je žiarenie až oranžové. Zariadenie bude preto treba ešte ďalej vyvíjať a optimalizovať. V najbližšom kroku treba podrobnejšie rozanalizovať výkonové pomery odoberaného, spotrebovaného a stratového výkonu, a to najmä meraním na zariadení.

Istý pokrok bude možné dosiahnúť aj mechanickými úpravami taviacej piecky. Jej tepelný odpor je totiž malý, čím sa jednak stráca energia z podkovy, jednak sa nadmerne zahrieva rezonančná cievka (napriek aktívnomu chladeniu ventilátorom). „Nová“ piecka bude musieť teda pri zachovanej pevnosti vykazovať väčší odpor odvodu tepla vedením, a v neposlednom rade aj „odpor“ vyžarovaniu.

Z fyzikálneho hľadiska je zaujímavá analýza odberaného výkonu v priebehu ohrevu. Na počiatku ohrevu je odoberaný pomerne veľký výkon. Po ďalšom ohrievaní začne prúd poznaťne klesať. Dochádza k tomu v dôsledku straty feromagnetických vlastností železa pri dosiahnutí Curieho teploty. Tým zaniknú hysterézne straty, čo sa prejaví na celkovom odoberanom výkone. Pri ďalšom ohrievaní potom narastá elektrická rezistivita materiálu, čo vedie k opäťovnému významnému nárastu prúdu (musí byť regulovaný).

Literatúra

- [1] TIRPÁK, A. *Elektromagnetizmus* (1.vyd.). Bratislava: Univerzita Komenského, FMFI, 1999. 711 s. ISBN 80-88780-26-8.
- [2] HUANG, H. „Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter,“ *2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar*. TI Literature No. SLUP263, 2010. 30 s.
- [3] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [4] JAVORSKIJ, B. M., DETLAF, A. A. *Príručka fyziky pre inžinierov a študujúcich na vysokých školách technických* (1. vyd.). Bratislava: Slovenské vydavateľstvo technickej literatúry, 1965. 879 s.
- [5] Tabulka emisivity kovů. [Online.] [cit. 2014-5-28] dostupné z: <http://ottp.fme.vutbr.cz/skripta/vlab/tabulky/taemisk.htm>
- [6] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. *Řídící členy v elektrických pohonech*. [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2009. 101 s.
- [7] HAAF, P., HARPER, J. „Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses,“ *Fairchild Power Seminar 2007*.
- [8] PATOČKA, M., VOREL, P. *Řídící elektronika - aktivní obvody, 2. díl*. [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2004. 154 s.
- [9] HEF4046B Phase-locked loop Datasheet. [cit. 2014-5-28] dostupné z: http://www.nxp.com/documents/data_sheet/HEF4046B.pdf
- [10] Profi kachliarsky šamot. [Online.] [cit. 2014-5-28] dostupné z: <http://www.zopkrby.sk/data/download/44e36b070f5ba368ae42d5ffa96de0f1.pdf>
- [11] Fiberfrax Papír. [Online.] [cit. 2014-5-28] dostupné z: <http://www.remesplus.sk/sites/default/files/pdf/fiberfrax-papers-cz.pdf>

- [12] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek I, Tepelné jevy, činný výkon.* [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2005. 61s.
- [13] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek II, Pulsní měniče bez transformátoru.* [Skriptum.] Brno: VUT, FEKT, 2005. 109s.
- [14] B32653A2682 Datasheet. [cit.2014-5-28] dostupné z: <http://www.datasheetarchive.com/B32653A2682J000-datasheet.html>

Prílohy

Príloha A Obrázky zrealizovaného meniča pre indukčný ohrev

Príloha B Zdrojový kód (octave/matlab) k vyčísleniu koeficientov k_v , k_h a L_R z kapitoly 2

Príloha C Výpočty tepelných odporov pre schému na Obr. 3.7

Príloha D Zoznam súčiastok, obvodová schéma a DPS riadiacich obvodov

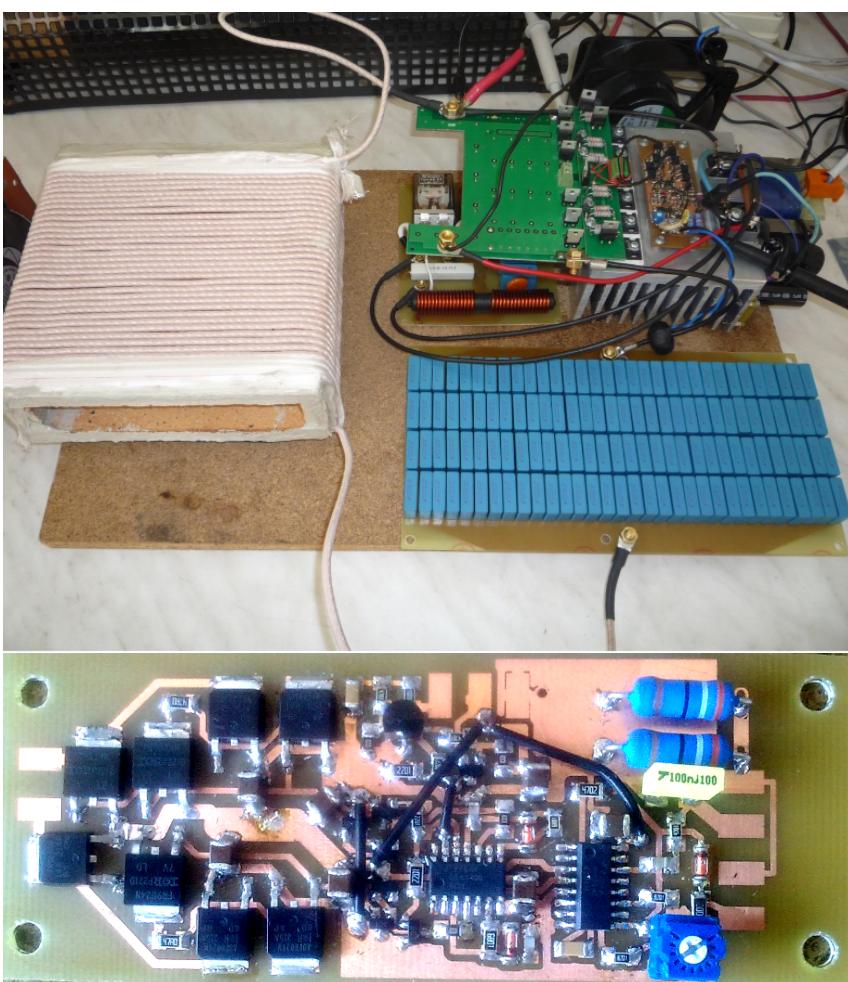
Príloha E Obvodová schéma a DPS napájacich obvodov pre riadenie

Príloha F Obvodová schéma a DPS sieťového filtru

Príloha G Obvodová schéma silového obvodu

Príloha A

Obrázky zrealizovaného meniča pre indukčný ohrev



Obr. 3.22: Funkčný menič a detail DPS riadiacich obvodov s dvojčinným koncovým stupňom

Príloha B

Zdrojový kód (octave/matlab) k vyčísleniu koeficientov k_h , k_v a L_R z kapitoly 2

```
%%% - - - vstupne hodnoty - - - %%%
L = 152.3e-6           %indukcnost cievky
N = 49                  %pocet zavitov

f = 1e3:10:200e3        % rozsah frekvencie

%%% ziadane podmienky: urcuju body, ktorymi sa ma prelozit vysledna
krivka zavislosti Q(f), znama z merania

%ziadany rozptyl bodu Q(fa), napr. Q(200KHz) = v rozmedzi (19,21)
fa = 200e3               %kvoli vypisu cisel v grafe na spravnom mieste je
                         vhodne zacat najvyssou frekvenciou
spodn_a = 19
horn_a = 21

%bod Q(fb), napr. Q(1Khz) v rozmedzi (3,4)
spodn_b = 3
horn_b = 4

%%% obdobne mozno definovat aj viac (nameranych) bodov

lamb = L/(N^2)

function Q = q(kh,kv,f,Lr,lamb)
    Q = kh*kv ./((kv+kh*sqrt(f))*2*pi*lamb) + 2*pi*Lr^2*(kv+sqrt
(f)*kh)/(kh*kv*lamb);
endfunction
```

```

grid on;

for Lr=lamb:.5*lamb:15*lamb
for kh=0:1e-7:2e-6
for kv = 0:1e-6:2e-5
    ya = q(kh,kv,fa,Lr,lamb);           %% y ako y-suradnica ( => Q
    (fa) )
    yb = q(kh,kv,fb,Lr,lamb);           %% Q(fb)
    if(ya > spodn_a && ya < horn_a)
    if(yb>spodn_b && yb<horn_b)
        semilogx(f, q(kh,kv,f,Lr,lamb));
        string = strcat("kh=", num2str(kh), " kv=", num2str
        (kv), " Lr=", num2str(Lr));
        text(fa, ya, string);
    endif
    endif
    hold on;
endfor
endfor
endfor

title("");
xlabel("f [Hz]");
ylabel("Q");

hold off;

```

Príloha C

Výpočty tepelných odporov pre schému na Obr. 3.7

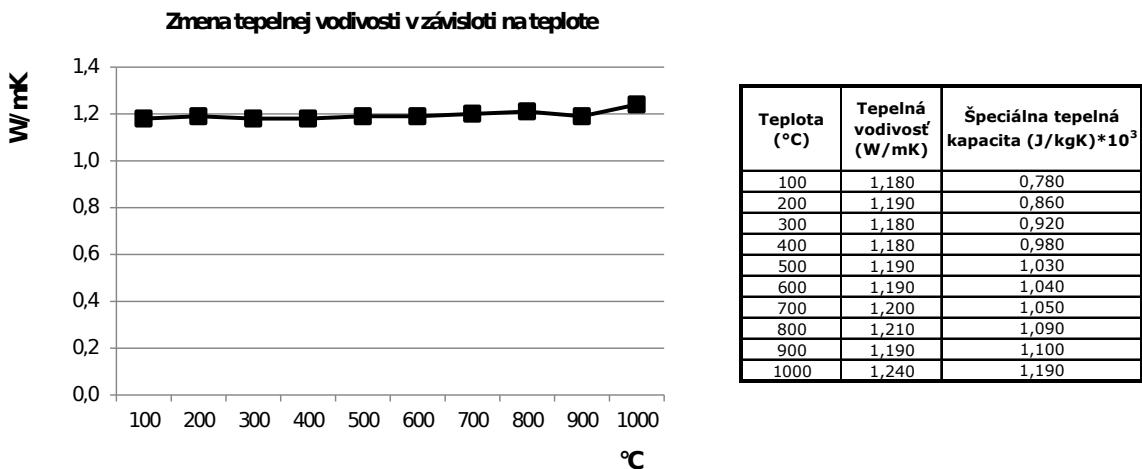
Tepelný odpor šamotových stien

$$R = \frac{1}{\lambda} \frac{l}{S} \quad (3.12)$$

$l = 10 \text{ mm}$

$$S = 2 \times 170 \times 190 + 2 \times 33 \times 190 + 33 \times 170 = 82\,750 \text{ mm}^2 = 0.083 \text{ m}^2$$

Tepelná vodivosť λ sa dá odčítať napr. z tabuľky na Obr. 3.23 prebratej z [10]:



Obr. 3.23: „Akumulačný šamot kvality HST“ [10]

$$\lambda = 1,19 \text{ W/mK}$$

$$R = \frac{1}{1,19} \cdot \frac{0,01}{0,083} = 0,1 \text{ °C/W} \quad (3.13)$$

Tepelný odpor zábalu

Tepelná vodivosť izolačných rôznych materiálov vhodných na zábal býva navzájom podobná, odčítať jej hodnotu sa dá napr. z [11]:

$$\lambda = 0,08 \text{ W/mK}$$

$$l = 2 \text{ mm}$$

$$2 \times 190 \times 200 + 2 \times 200 \times 33 + 33 \times 170 = 94\,810 \text{ mm}^2 = 0.095 \text{ m}^2$$

$$R_z = \frac{1}{0,08} \cdot \frac{0,002}{0,095} = 0.26 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.14)$$

Tepelný odpor strát z vyžarovania predného okna piecky

Túto stratu možno obmedziť uzavrením predného otvoru (okna) piecky počas nahrievania. K vyjadreniu strát pri manipulácii s otvoreným oknom sa dá pristúpiť k nasledujúcemu odhadu:

Odhad priemernej teploty vo vnútri piecky $\vartheta = \text{cca } 600 \text{ }^\circ\text{C}$; $T = 873 \text{ K}$. Teplota okolia $\vartheta_o = \text{cca } 30 \text{ }^\circ\text{C}$; $T_o = 303 \text{ K}$. Všetok vyžarený výkon sa rozptýli vo vonkajšom priestore, preto sa otvor javí ako čierne telo, teda $\varepsilon = 1$. Stefan-Boltzmannova konštantá $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W/(m}^2 \text{ K}^4)$. Plocha otvoru $S_z = 170 \times 33 = 5610 \text{ mm}^2$.

$$R_{\tilde{z}iar} [\text{ }^\circ\text{C/W}] = \frac{\Delta T}{P_{\tilde{z}iar}} = \frac{T - T_o}{S_z \varepsilon \sigma (T^4 - T_o^4)} \quad (3.15)$$

$$R_{\tilde{z}iar} = \frac{873 - 303}{5610 \cdot 10^{-6} \cdot 1 \cdot 5.67 \cdot 10^{-8} (873^4 - 303^4)} = 3.1 \text{ }^\circ\text{C}$$

Tepelný odpor strát vedením tepla cez okno

Pre prestup tepla vedením zo „stredne veľkých telies“ do okolitého vzduchu možno využiť empirický vzťah pre činitel prestupu tepla $\alpha_v [\text{W/Km}^2]$ [12]:

$$\alpha_v \cong 5 + 0,04 \Delta T = 5 + 0,04 \cdot 600 = 29 \text{ W/Km}^2 \quad (3.16)$$

a tepelný odpor je potom:

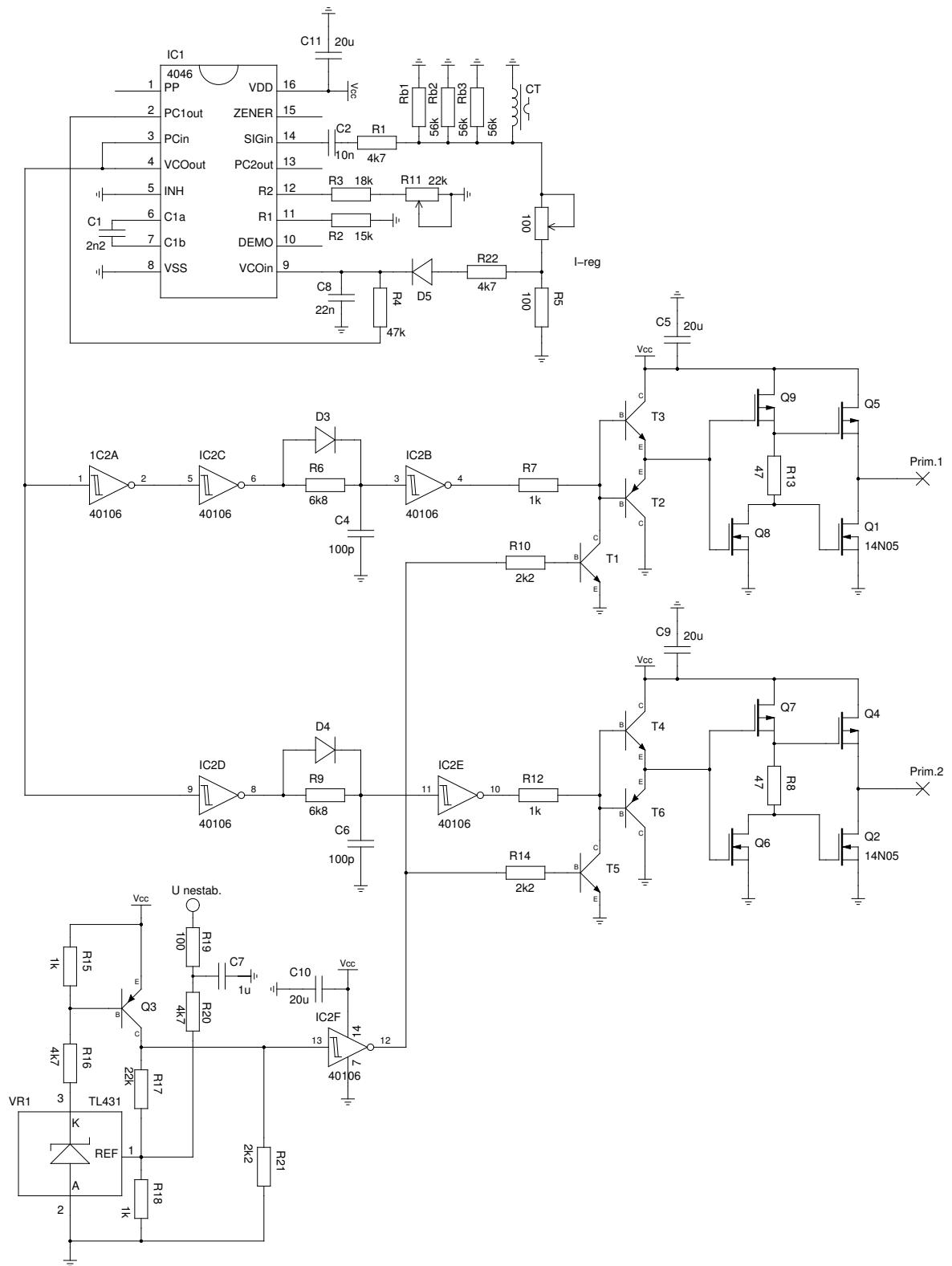
$$R_v \cong \frac{1}{\alpha_v S_z} = \frac{1}{29 \cdot 5610 \cdot 10^{-6}} = 6.1 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (3.17)$$

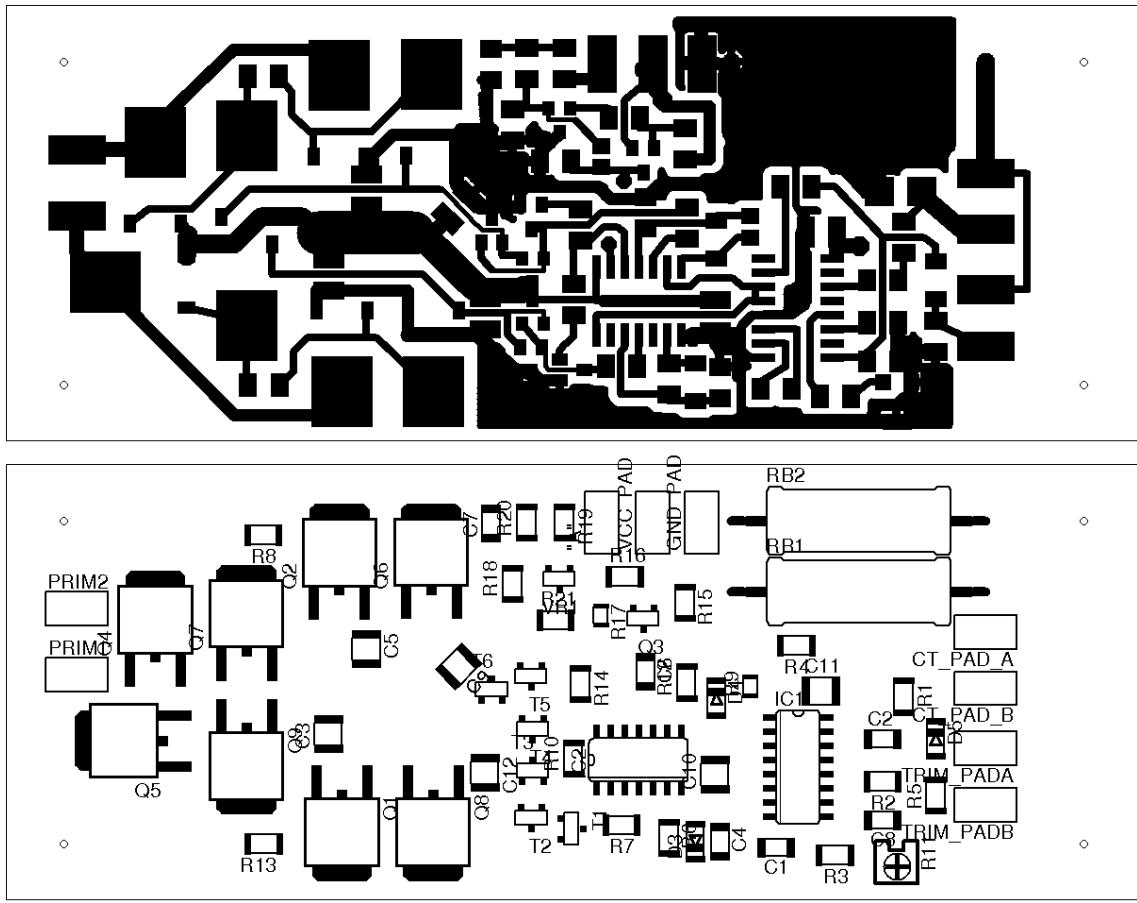
Príloha D

Zoznam súčiastok, obvodová schéma a DPS riaďiacich obvodov

Súčiastka	hodnota	puzdro
C1	2n2	C1206
C2	10n	C1206
C3	10u	C1210
C4	100p	C1206
C5	10u	C1210
C6	100p	C1206
C7	1u	C1206
C8	22n	C1206
C9	10u	C1210
C10	10u	C1210
C11	10u	C1210
C12	10u	C1210
D3	1N4148	minimelf
D4	1N4148	minimelf
D5	1N4148	minimelf
IC1	4046D	S016
IC2	40106D	S014
Q1	MOSFET -N	T0252 (DPAK)
Q2	MOSFET -N	T0252
Q3	BC557	SOT23 -BEC
Q4	MOSFET -P	T0252
Q5	MOSFET -P	T0252
Q6	MOSFET -N	T0252
Q7	MOSFET -P	T0252
Q8	MOSFET -N	T0252
Q9	MOSFET -P	T0252
R1	4K7	M1206
R2	15K	M1206
R3	12K	M1206
R4	47K	M1206
R5	100	M1206

R6	6K8	M1206
R7	1K	M1206
R8	47	M1206
R9	6K8	M0805
R10	2K2	M1206
R11	22K	RTRIM3304W
R12	1k	M1206
R13	47	M1206
R14	2k2	M1206
R15	1K	M1206
R16	4k7	M1206
R17	22k	M0805
R18	1k	M1206
R19	100	M1206
R20	4k7	M1206
R21	2k2	M1206
R22	4k7	-
RB1	39/2W	vyvodovy
RB2	39/2W	vyvodovy
T1	BC547	SOT23
T2	BC640	SOT23
T3	BC639	SOT23
T4	BC639	SOT23
T5	BC547	SOT23
T6	BC640	SOT23
VR1	TL431	SOT23

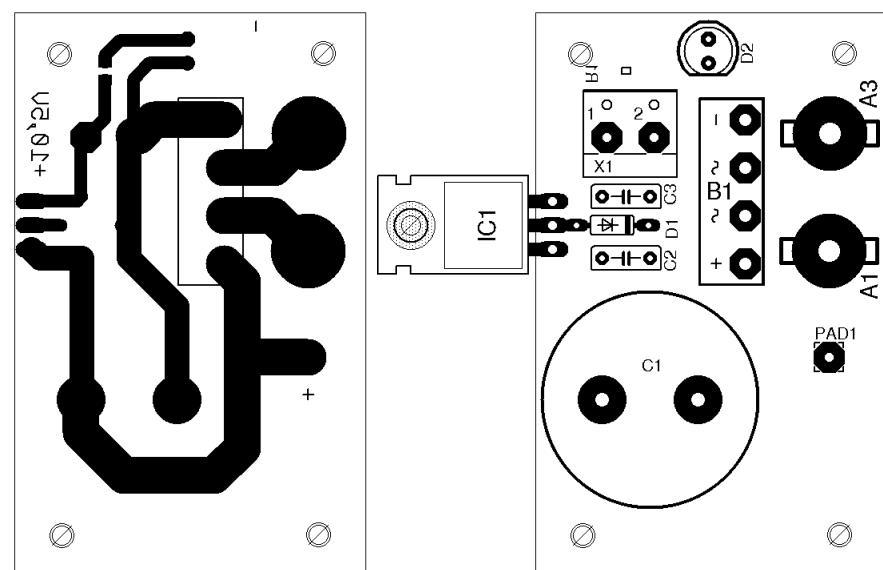
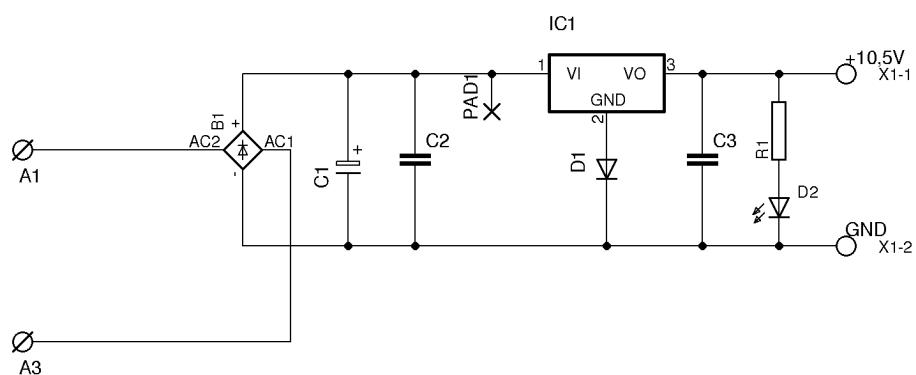




Obr. 3.24: DPS riadiacich obvodov a rozmiestnenie súčiastok

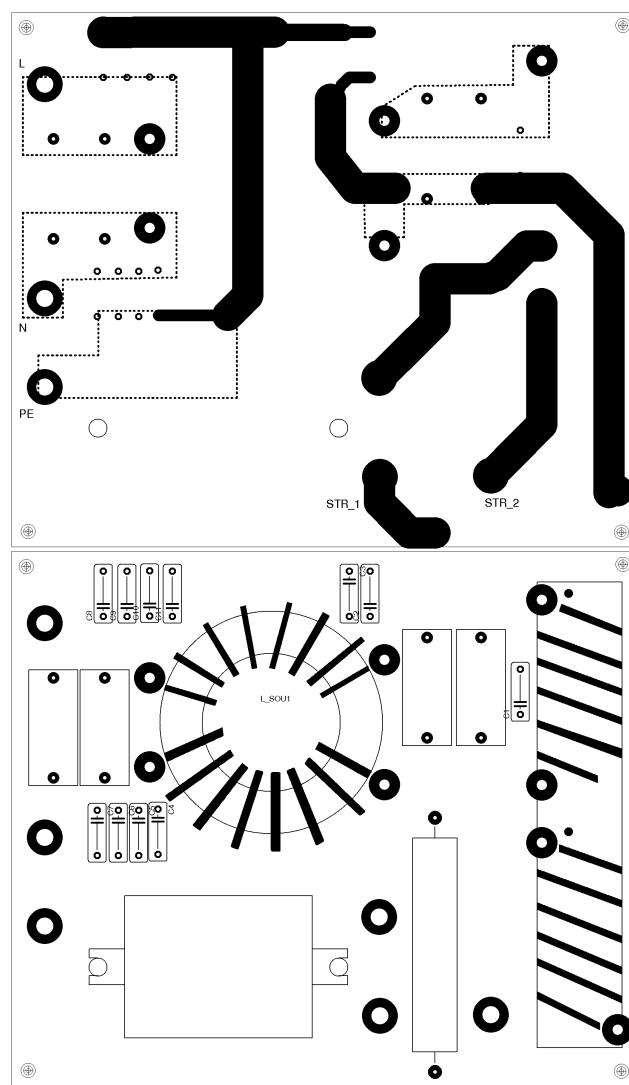
Príloha E

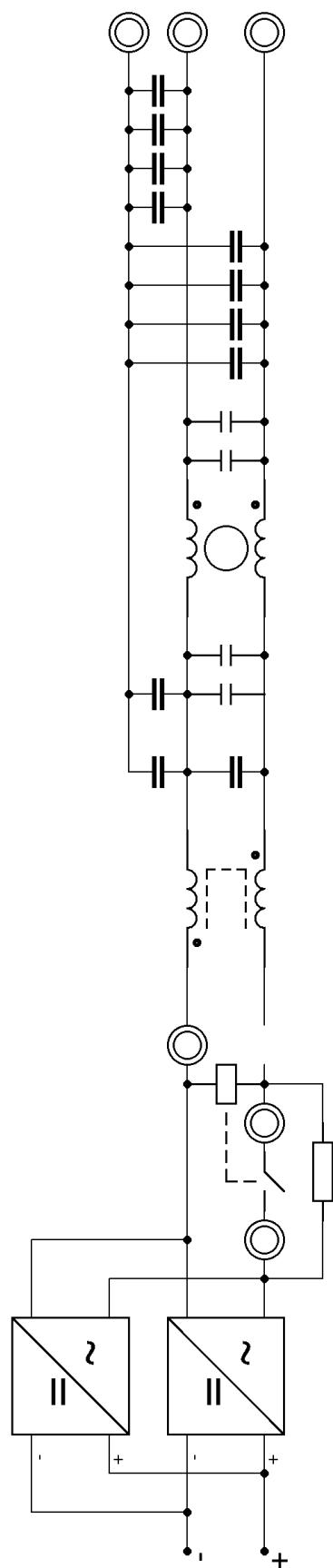
Obvodová schéma a DPS napájacích obvodov pre riadenie



Príloha F

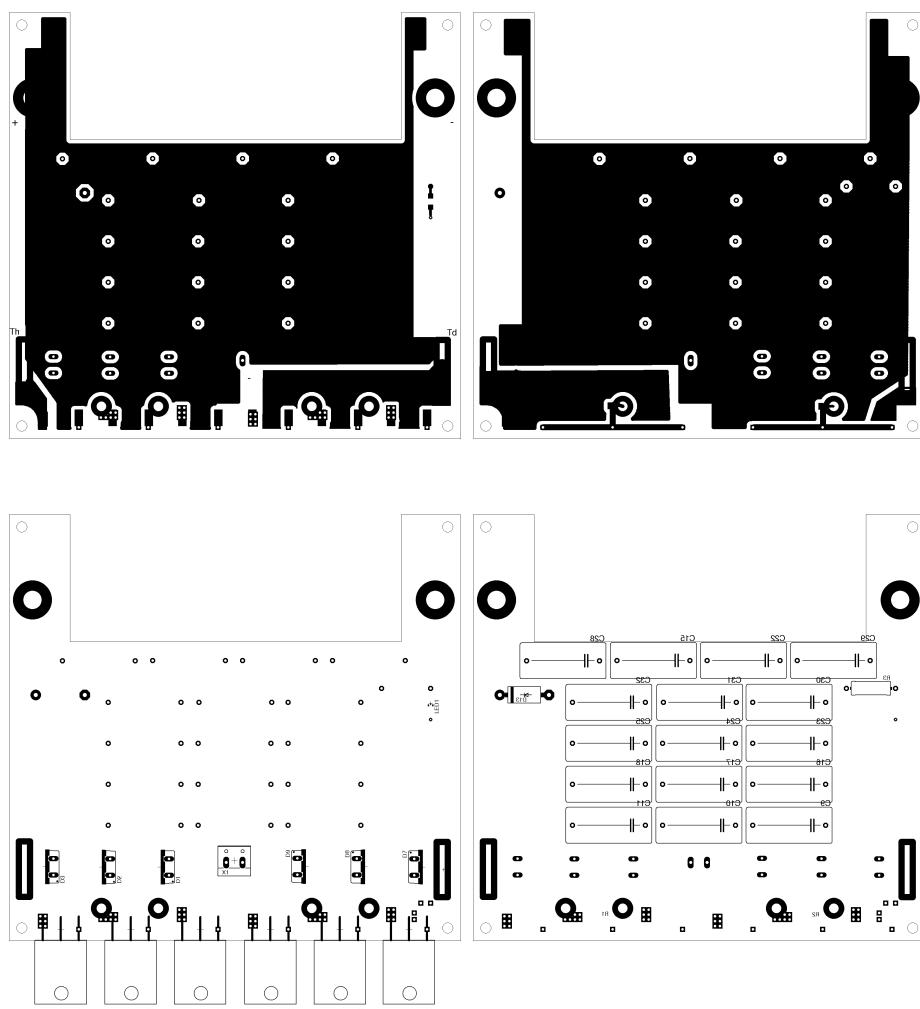
DPS a obvodová schéma sietového filtrov





Príloha G

DPS a obvodová schéma silového obvodu



Obr. 3.25: DPS silového obvodu a rozmiestnenie súčiastok: vrchná a spodná strana.

