



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DVOJČINNÝ KVAZIREZONANČNÍ DC/DC MĚNIČ S TRANSFORMÁTOREM

PUSH-PULL QUASI-RESONANT DC/DC CONVERTER WITH A TRANSFORMER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Dvořák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš, Ph.D.

BRNO 2020



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Petr Dvořák

ID: 186054

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Dvojčinný kvazirezonanční DC/DC měnič s transformátorem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se u vedoucího práce s topologií uvažovaného měniče. Provedte analýzu funkce včetně znázornění očekávaného průběhu veličin v různých bodech měniče.
2. Provedte dimenzování silového obvodu měniče (výběr hodnot a parametrů součástek, výpočet ztrátových výkonů a chlazení).
3. Dle doporučení vedoucího navrhnete řídicí část měniče a budiče tranzistorů. Pro tyto obvody navrhnete, vyrobte a osadíte desku plošných spojů.
4. Realizujte experimentální konstrukci měniče a oživte jej.
5. Provedte sérii ověřovacích měření, sledujte a popište chování měniče při různých provozních parametrech.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] W. C. Ho, M. H. Pong. "Design and analysis of discontinuous mode series resonant converter".
- [2] Ji-Woong Gong, S. Ahn, H. Ryoo, S. Jang. "Comparison of DCM and CCM operated resonant converters for high-voltage capacitor charger".
- [3] M. Daryaei, M. Ebrahimi, S. A. Khajehoddin. "Alternative Approach to Analysis and Design of Series Resonant Converter at Steady State".

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš, Ph.D.

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá analýzou funkce a následnou realizací kvazirezonančního DC/DC měniče 300 V / 50 V o výkonu cca 1,5 kW. Cílem práce je otestovat a popsat chování experimentálního měniče při různých provozních parametrech. V teoretické části jsou popsány rezonanční obvody, a dále přímo naše zapojení rezonančního měniče. Na základě použité topologie a simulovaného chování měniče, jsou v kapitolách 4 a 5 navrženy jednotlivé komponenty silového obvodu a jeho řídicí a budící obvod. Šestá kapitola pojednává o konstrukci a oživení měniče včetně popisu jeho chování. Poslední kapitola obsahuje technickou dokumentaci.

Klíčová slova

Spínaný zdroj, sériový rezonanční obvod, kvazirezonanční měnič, měkké spínání, spínání v nule proudu

Abstract

This diploma thesis deals with analysis of function and subsequent construction of a quasi-resonant DC / DC converter 300 V / 50 V for an output of about 1.5 kW. The aim of this work is to test and describe the behavior of an experimental converter at various operating parameters. In the theoretical part, resonant circuits are described, as well as our connection of the resonant converter. Based on the used topology and the simulated behavior of the converter, the individual components of the power circuit and its control and excitation circuit are designed in Chapters 4 and 5. The sixth chapter deals with the construction and testing of the converter, including a description of its behavior. The last chapter contains technical documentation.

Keywords

Switching power supply, serial resonant circuit, quasi-resonant converter, soft switching, zero current switching

Bibliografická citace:

DVOŘÁK, Petr. *Dvojčinný kvazirezonanční DC/DC měnič s transformátorem* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-06-01]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125802>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Jan Martiš.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Dvojčinný kvazirozonanční DC/DC měnič s transformátorem* jsem vypracoval samostatně pod vedením Ing. Jana Martiše, Ph.D. a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne:

.....
podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne:

.....

podpis autora

Obsah

1. Úvod	10
2. Rezonanční obvody	12
2.1 Sériový rezonanční obvod	13
2.2 Paralelní rezonanční obvod.....	15
2.3 Sériovo-paralelní rezonanční obvod.....	16
3. Popis experimentálního měniče.....	18
3.1 Popis topologie.....	18
3.2 Princip funkce	20
3.2.1 Pracovní interval 1 ($0 < t_1 < T_r/2$):.....	21
3.2.2 Pracovní interval 2 ($T_r/2 < t_2 < T_r$):.....	22
3.2.3 Pracovní interval 3 ($T_r < t_3 < T_s/2$):.....	22
3.2.4 Rozbor chování rezonančního obvodu.....	23
3.3 Odsimulované průběhy.....	25
4. Návrh silové části měniče	27
4.1 Návrh výkonového transformátoru	28
4.1.1 Výpočet závitů	29
4.1.2 Dimenzování vodičů vinutí	29
4.1.3 Kontrola zaplnění okénka jádra	30
4.2 Dimenzování polovodičových prvků	30
4.2.1 Tranzistory.....	30
4.2.2 Usměrňovací diody	31
4.3 Návrh chladičů pro polovodičové prvky	31
4.4 Návrh rezonančního obvodu.....	33
4.4.1 Rezonanční kondenzátor	33
4.4.2 Rezonanční cívka	33
4.5 Návrh kapacitního děliče.....	34
4.6 Návrh blokujícího kondenzátoru.....	35
4.7 Návrh filtračního kondenzátoru	35
5. Popis řídicích a budících obvodů	36
5.1 Řídicí část	36
5.2 Budící část	38
5.3 Podpěťová ochrana.....	39
6. Realizace měniče	40
6.1 Realizace jednotlivých částí	40
6.2 Oživení, konstrukční změny a měření.....	42
6.3 Rozbor naměřených průběhů.....	45
7. Technická dokumentace.....	49
7.1 Řídicí část s budičí a podpěťovou ochranou.....	49

7.2	Silový obvod.....	51
7.3	Seznam použitých součástí	52
8.	Závěr.....	53
9.	Bibliografie	54
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	56

Seznam obrázků

Obrázek 2-1: Ukázka kvazirezonančního měniče s rezonančním obvodem v meziobvodu [1]	12
Obrázek 2-2: Sériový rezonanční obvod a jeho reálné ztrátové odpory [4].....	13
Obrázek 2-3: a)Rezonanční křivka a b)fázová charakteristika SRO [5]	14
Obrázek 2-4: Paralelní rezonanční obvod a jeho reálné ztrátové odpory [4]	15
Obrázek 2-5: a)Rezonanční křivka a b)fázová charakteristika PRO [5]	16
Obrázek 2-6: LCC a LLC rezonanční obvod [6]	16
Obrázek 2-7: Přenosová charakteristika LCC a LLC rezonančního obvodu [6]	17
Obrázek 3-1: Topologie silové části měniče.....	18
Obrázek 3-2: Polomůstkový SRC a) Tradiční a b) S dvojitým rezonančním kondenzátorem [9].....	19
Obrázek 3-3: Ekvivalentní obvod SRC [10].....	20
Obrázek 3-4: Teoretický průběh napětí a proudu v rezonančním obvodu [7].....	20
Obrázek 3-5: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 1 [9].....	21
Obrázek 3-6: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 2 [9].....	22
Obrázek 3-7: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 3 [9].....	22
Obrázek 3-8: Porovnání rezonančních průběhů napětí (zeleně) a proudů (žlutě).....	23
Obrázek 3-9: Průběhy napětí (zeleně) a proudu (žlutě) při max. zatížení a zkratu.....	25
Obrázek 3-10: Simulované průběhy důležitých veličin	26
Obrázek 3-11: Simulovaný průběh napětí tranzistoru (převzato z [9]).....	26
Obrázek 4-1: Průběhy podstatných proudů měniče	28
Obrázek 4-2: Průběh mag. indukce, při změně prim. napětí	29
Obrázek 4-3: Tepelné schéma chladiče pro polovodičové prvky	31
Obrázek 4-4: Průběh proudu filtračním kondenzátorem	35
Obrázek 5-1: Schéma řídicího obvodu s budiči tranzistorů.....	36
Obrázek 5-2: Změna generovaného impulzu skrz D-článek a Schmittovy invertory	37
Obrázek 5-3: Napěťové impulzy vystupující z budičů a na prim. vinutí budícího trafo.....	38
Obrázek 6-1: Osazená DPS silového obvodu	40
Obrázek 6-2: Osazená DPS řídicí části s budiči a podpěťovou ochranou.....	41
Obrázek 6-3: Celkový experimentální zdroj.....	41
Obrázek 6-4: Průběh u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_l (zeleně) - bez RC článku	43
Obrázek 6-5: Detail zvlnění u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_l (zeleně) - bez RC článku.....	43
Obrázek 6-6: Průběh u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_l (zeleně) - s RC článkem	44
Obrázek 6-7: Detail zvlnění u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_l (zeleně) - s RC článkem.....	44
Obrázek 6-8: Fotografie oživovacího pracoviště	44
Obrázek 6-9: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – jmenovitá zátěž.....	45
Obrázek 6-10: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – poloviční zátěž.....	46
Obrázek 6-11: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – zkrat.....	46

Obrázek 6-12: Dokmitávání způsobené t_{rr} vnitřní diody – u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_1 (zeleně)	46
Obrázek 6-13: Detail dokmitávání způsobeného t_{rr} diody – u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_1 (zeleně)	47
Obrázek 6-14: Průběhy I_{μ} (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) – naprázdno, $f_{s,min}$	47
Obrázek 6-15: Průběhy I_{μ} (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) – naprázdno, $f_{s,min}$	48
Obrázek 6-16: Průběh I_1 (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) při $f_{s,min}$	48
Obrázek 7-1: Celkové schéma řídicí části s budiči	49
Obrázek 7-2: DPS řídicí části s budiči – horní vrstva (měřítko 2:1).....	49
Obrázek 7-3: DPS řídicí části s budiči – spodní vrstva (měřítko 2:1).....	50
Obrázek 7-4: Osazovací plán řídicí části s budiči.....	50
Obrázek 7-5: Celkové schéma silového obvodu.....	51
Obrázek 7-6: DPS silového obvodu – spodní vrstva (měřítko 1:2)	51
Obrázek 7-7: Osazovací plán silového obvodu	51

Seznam tabulek

Tabulka 1: Požadované parametry experimentálního měniče	27
Tabulka 2: Parametry jádra T5020C-CF139 [11]	28
Tabulka 3: Parametry tranzistoru IXFH60N65X2 [12]	31
Tabulka 4: Parametry Schottkyho diody STPS40M80CT [13]	31
Tabulka 5: Seznam součástek pro řídicí a budící obvody	52
Tabulka 6: Seznam součástek pro silový obvod	52
Tabulka 7: Seznam všech vinutých součástek	52

1. ÚVOD

V současné době je v oblasti výkonových pulsních měničů kladen důraz na spoustu aspektů. Snahou je získat co nejvyšší účinnosti měniče, mít dostatečný regulační rozsah, a přitom dosáhnout malých rozměrů a hmotnosti. Je také žádoucí co nejméně elektricky namáhat polovodiče v měniči. V neposlední řadě se řeší i elektromagnetická kompatibilita, aby navržený měnič vyhověl všem platným normám.

Spínací prvky v klasických měničích pracují s tzv. tvrdým spínáním (hard switching). Jelikož reálné prvky nejsou ideální, trvá sepnutí a rozepnutí konečnou dobu (t_{on} a t_{off}). Během těchto procesů není na spínacím prvku nulové napětí ani proud, a tak se v průběhu této doby v teplo přemění energie W_{on} a W_{off} . Tyto přepínací ztráty, pak samozřejmě přímo úměrné vzrůstají se spínacím kmitočtem. Pokud však chceme zmenšit hmotnost i rozměry magnetických prvků (tlumivky, transformátoru), jedinou možnou cestou je zvýšit spínací kmitočet (neuvažujeme-li zvýšit sycení feromagnetického jádra či použití supravodiče). Tím nám v návrhu vzniká rozpor, kdy zvýšením spínací frekvence snížíme rozměry, ale i účinnost. Vývojovým trendem je docílit minimální (v ideálním případě nulové) ztrátové energie W_{on} a W_{off} . [1]

Výrazného snížení přepínacích ztrát, při způsobu zachování přenosu energie, lze docílit přechodem na měkké spínání (soft switching). Při něm je obvodovými prvky zaručeno, že během procesu zapínání a vypínání bude buďto proud, anebo napětí na spínacím prvku nulové. Pokud by tomu pak bylo po celou dobu t_{on} a t_{off} , byla by ztrátová energie W_{on} a W_{off} nulová, a proto by i vypínací a zapínací ztráty byly nulové. Měkké spínání má též výhodu menšího elektromagnetického rušení.

U klasických topologií s tvrdým spínáním, lze měkkého spínání docílit přidáním odlehčujících obvodů, které snižují velikost proudu protékajícího spínacím prvkem během doby t_{on} a t_{off} . Obvod odlehčující zapínací děj, omezuje strmost nárůstu proudu prvkem a obvod odlehčující vypínací děj, naopak odebrává část proudu tekoucího prvkem, čímž usnadní jeho vypnutí. Odlehčovací obvody ještě taktéž snižují strmost hran výkonových impulzů, které produkují nezanedbatelné vyšší harmonické. Nevýhodou u nich je jejich velký objem, který zabírají v měniči.

Do popředí se tak dostávají spínané zdroje pracující na principu rezonance. Tyto zdroje vychází z obecných topologií měničů, avšak s modifikovaným výkonovým stupněm, ve kterém je využit sériový, paralelní nebo sériovo-paralelní LC obvod. Rezonanční měniče se chováním od klasických měničů značně liší, ale systém přenosu energie zůstává zachován. Podle toho, jaká je spínací frekvence v porovnání s rezonanční rozlišujeme 2 typy:

1. **Rezonanční měniče** – spínací kmitočet je shodný s rezonančním kmitočtem, popřípadě větší. Rezonanční kapacita a indukčnost se skládá z izolovaných prvků. Průběh napětí a proudů odpovídá harmonickým průběhům rezonančního obvodu.
2. **Kvazirezonanční měniče** – spínací kmitočet bývá většinou polovinou rezonančního kmitočtu nebo menší. Rezonanční kapacita a indukčnost se

skládá z několika prvků (jejichž hodnoty bývají i proměnné). Průběhy odpovídají jen po částech průběhům rezonančních obvodů.

Jejich výhodou je, že u nich dochází z principu k měkkému spínání. Omezení přepínacích ztrát je zaručeno buď tím, že spínací prvek spínáme i rozepínáme při nulovém proudu (ZCS = zero current switching) nebo při nulovém napětí (ZVS = zero voltage switching). U měničů se ZCS je stálá doba sepnutí, která je určena polovinou rezonanční frekvence. Doba periody spínače je několikrát delší než doba, po kterou je spínač sepnut (poměrně bývá 1:1 až 1:10). Perioda se zkracuje (spínací kmitočet se zvyšuje), pokud roste zátěž. U měničů se ZVS je stálá doba rozepnutí, která je opět daná polovinou rezonanční frekvence. Doba perioda se zvyšuje (kmitočet spínání se snižuje) s rostoucím zatížením. Poměr doby rozepnutí a doby periody spínače bývá 1:1 až 1:4. Regulace výstupního napětí nebo proudu (podle typu zapojení) je dána změnou budící periody (kmitočtem spínání). [2]

U spínaných zdrojů se potýkáme také s problematikou parazitních jevů, způsobených nechtěnou indukčností a kapacitou jednotlivých součástek a jejich vodivých propojení. V rezonančních měničích jich však můžeme využít a započítat je jako součást rezonančního obvodu. Z praktického hlediska se nevyužívá vždy všech parazitních prvků v obvodu. Často však může nastat případ, kdy parazitní prvek může zastoupit součást rezonančního obvodu (např. rezonanční indukčnost může být zastoupena rozptylovou nebo magnetickou indukčností transformátoru). Tím lze docílit snížení počtu použitých součástek.

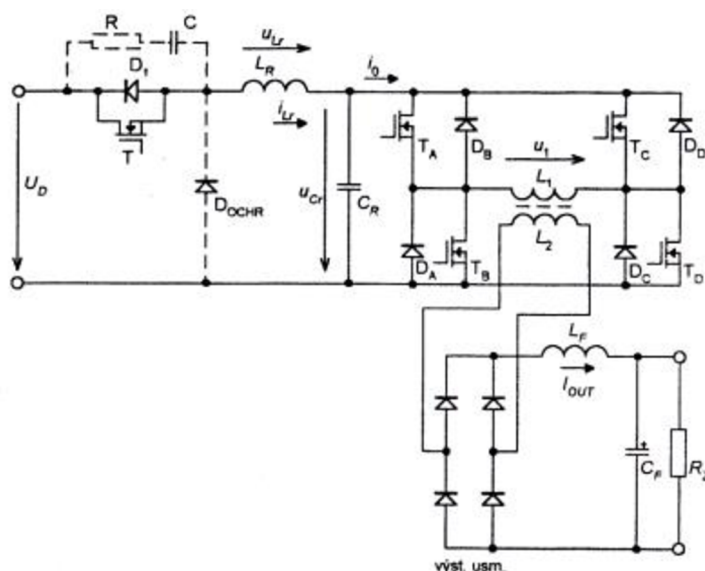
Nutno také podotknout, že realizování rezonančního měniče má i své nevýhody. Začneme samotným rezonančním obvodem, ve kterém jsou kladeny značné nároky na kvalitu použitých pasivních součástek. U tlumivek a transformátorů není takový problém, protože ty jsou vystaveny značnému namáhání i při tvrdém spínání. Jiné je to však u kondenzátorů, kterými teče celý pracovní proud. Ty teď musí snášet značné namáhání, a přitom být dostatečně stabilní při změnách teplot i po celou dobu životnosti měniče. Dále je tu složitost řízení, jelikož se nevyužívá prosté pulzně-šířková modulace. Řízení bývá realizováno například změnou kmitočtu spínání, změnou vzájemného fázového posunu více signálů, periodickým vynecháváním spínacích cyklů (modifikovaná pulzně-šířková modulace) a podobně. Návrhem vhodné topologie silového obvodu a algoritmu spínání se snažíme odstranit nedostatek, jímž je poměrně malý rozsah regulovatelnosti výstupních parametrů měniče. Nejhorší stav může nastat v chodu naprázdno nebo do zkratu, kdy může dojít až přechodu do stavu tvrdého spínání. Jako poslední nevýhodu lze zmínit, že řízení těchto zdrojů se provádí v širokém rozsahu kmitočtů a tím nastává problém s návrhem filtračních a odrušovacích obvodů. [3]

V této práci popíšu, pomocí simulací a dostupné literatury, chování zkoumaného experimentálního měniče. Hlavní částí však je návrh, konstrukce a oživení tohoto měniče, aby bylo možné zkoumat jeho chování a porovnat ho s teorií.

2. REZONANČNÍ OBVODY

Základním prvkem, který odlišuje rezonanční měniče od klasických měničů je rezonanční obvod (v anglické literatuře označován, jako resonant tank). Rezonanční obvod vytvoříme použitím minimálně dvou akumulacích prvků (kondenzátoru a cívky), z nichž alespoň dva musí být opačného typu. Při rezonanční frekvenci, dané Thompsonovým vztahem, dojde k vyrovnání kapacitní a induktivní reaktance a obvod je charakterizován pouze činným odporem. Aktivní prvky v rezonančním obvodu lze zapojit třemi způsoby. Buďto sériově, paralelně či jejich vzájemnou kombinací. Tím pádem také rozlišujeme tři základní topologie rezonančních měničů. Těmi jsou sériový (SRC), paralelní (PRC) a sériovo-paralelní (SPRC) rezonanční měnič.

Než přejdeme k popisu jednotlivých zapojení rezonančních obvodů, bylo by dobré zmínit, že rezonanční měniče můžeme ještě dále rozdělit podle umístění rezonančního obvodu. Pokud je obvod umístěn před aktivní prvky, které řídí výstupní napětí a proud, jedná se o měniče s rezonančním obvodem v meziobvodu. V případě napěťového meziobvodu chodí napětí meziobvodu periodicky od maximální hodnoty do nuly. Použití takového typu měniče není příliš časté, protože k vytvoření rezonančního meziobvodu je potřeba dalších součástek (minimálně jednoho tranzistoru a diody, popřípadě pasivního prvku). Příklad takového zapojení můžeme vidět na Obr. 2-1. Na uvedeném příkladu byl tento obvod použit jako svařovací zdroj. V jiných literaturách byl například použit pro napájení frekvenčních měničů, kdy pak střídač fungoval jako cyklokonvertor napájený VF obvodem.

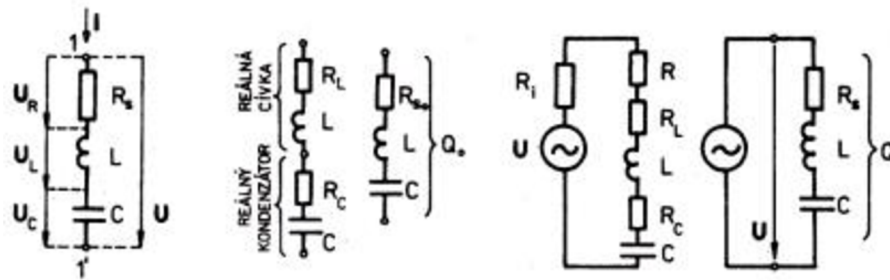


Obrázek 2-1: Ukázka kvazirezonančního měniče s rezonančním obvodem v meziobvodu [1]

Když jsou aktivní prvky zatěžovány rezonančním obvodem, namísto klasické pracovní tlumivky nebo transformátoru, jedná se o měniče pracující do rezonanční zátěže. Je-li tento měnič napájen z napěťového meziobvodu, tečou poté tranzistory a diodami úseky harmonických proudů. Tímto druhem zapojení je řešena naprostá většina používaných

typů rezonančních měničů. Velmi časté uplatnění tohoto zapojení je u měničů pro indukční ohřev, kde rezonanční cívka ohřívá vložený předmět (jádro cívky). Díky vysoké pracovní frekvenci, tím i vysokým vířivým a hysterezním ztrátám, je vložený předmět ohřát velice rychle.

2.1 Sériový rezonanční obvod



Obrázek 2-2: Sériový rezonanční obvod a jeho reálné ztrátové odpory [4]

Jak je vidět na Obr. 2-2, vyvolá procházející proud $i(t)$ na jednotlivých prvcích různé úbytky napětí dané jejich reaktancí. Pokud je tedy obvod buzen ze zdroje harmonického napětí $u(t)$, závisí proud tekoucí obvodem na modulu impedance \bar{Z} .

$$\bar{Z}(\omega) = R_s + j \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \quad (2.1)$$

Reaktance cívky a kondenzátoru je kmitočtově závislá a k rezonanci tedy dochází, když se obě reaktance rovnají. Tím se navzájem vyruší a imaginární část impedance bude nulová. Z tohoto předpokladu si pak můžeme vyjádřit obecně známý Thompsonův vztah:

$$\omega_0 \cdot L - \frac{1}{\omega_0 \cdot C} = 0 \quad (2.2)$$

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (2.3)$$

V rezonanci má pak obvod minimální impedanci danou odporem R_s , který zahrnuje ztrátové odpory kondenzátoru a cívky, vnitřní odpor zdroje (viz Obr. 2-2). Popřípadě zahrnuje i přidaný činný odpor, který zvyšuje tlumení kmitů. Obvodem tak prochází největší možný proud oproti napájení o jiném kmitočtu (viz Obr. 2-3). Ztrátový odpor cívky R_L je vlastně odpor mědi vinutí (dopočitatelný přes (2.4)) a odpor R_C je sériový ztrátový odpor kondenzátoru, který sice není běžně udáván, ale můžeme jej snadno dopočítat pro pracovní kmitočet ze ztrátového činitele, podle (2.5).

$$R_L = \rho_{cu} \cdot \frac{l}{S} \quad (2.4)$$

,kde R_L [Ω] je sériový ztrátový odpor cívky, ρ [$\Omega \cdot \text{mm}^2 \cdot \text{m}^{-1}$] je měrný elektrický odpor materiálu, l [m] je délka vodiče a S [mm^2] je průřez vodiče.

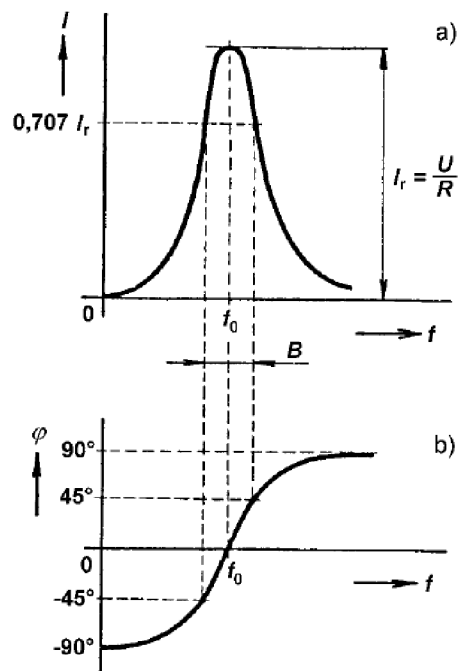
$$R_C = \frac{\tan \delta}{\omega \cdot C} \quad (2.5)$$

, kde R_C [Ω] je sériový ztrátový odpor kondenzátoru, $\tan \delta$ [-] je ztrátový činitel, C [F] je kapacita kondenzátoru a ω [$\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$] je úhlový kmitočet.

V rezonanci je procházející proud induktorem a kapacitorem totožný s proudem napájecího zdroje, avšak je na nich Q -krát větší napětí, než je napětí napájecí. Jelikož jsou však tyto napětí v protifázi, tak se vyrušují. Musíme však toto zvětšené napětí brát v potaz, především kvůli správnému návrhu rezonančního kondenzátoru (izolační pevnosti). Pokud by se napájecí napětí Q -krát zvětšilo, vzrostlo by napětí na kondenzátoru Q^2 -krát, čímž bychom mohli překročit maximální povolené napětí kondenzátoru.

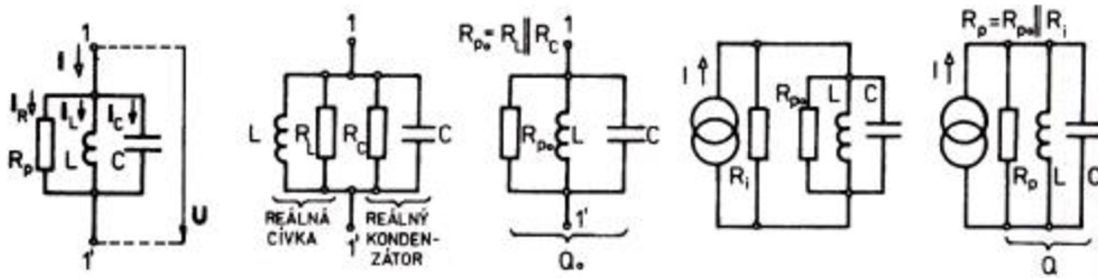
Činitel jakosti udává kvalitu rezonančního obvodu a lze ho určit jako podíl induktivní nebo kapacitní reaktance za rezonance a odporu R_s . Velkého činitele jakosti se v tomto zapojení dosáhne, je-li napájen ze zdroje s malým vnitřním odporem. To odpovídá zdroji střídavého napětí s minimálním vnitřním (sériovým) odporem.

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L}{R_s} = \frac{1}{\omega_0 \cdot C \cdot R_s} = \frac{1}{R_s} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{Z_0}{R_s} \quad (2.6)$$



Obrázek 2-3: a) Rezonanční křivka a b) fázová charakteristika SRO [5]

2.2 Paralelní rezonanční obvod



Obrázek 2-4: Paralelní rezonanční obvod a jeho reálné ztrátové odpory [4]

Jedná se o duální obvod k sériovému rezonančnímu obvodu. Z Obr. 2-4 je patrné, že přiložené napětí $u(t)$ vytváří harmonický proud $i(t)$, který se dělí na proudy jednotlivými větvemi. Velikosti proudů větvemi jsou pak dány jejich admitancemi. Pokud je tedy obvod buzen ze zdroje harmonického proudu $i(t)$, závisí napětí obvodu na modulu admitance \bar{Y} .

$$\bar{Y}(\omega) = \frac{1}{\bar{Z}(\omega)} = \frac{1}{R_p} + j\left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}\right) \quad (2.7)$$

V rezonanci se opět admitance kondenzátoru a cívky shodná a imaginární část je tak rovna nule. Pokud bychom si opět vyjádřili rezonanční frekvenci f_0 z nulové imaginární složky, došli bychom ke stejnému Thompsonovu vztahu, jako u sériového rezonančního obvodu.

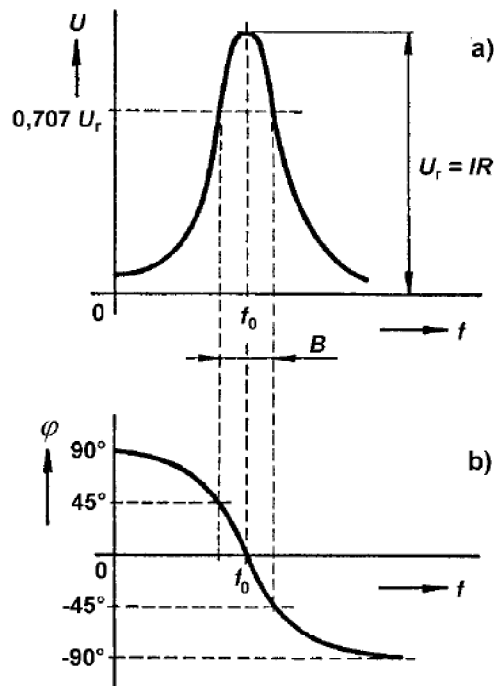
Na rezonančním kmitočtu má tedy obvod maximální možnou impedanci rovnou odporu R_p (viz Obr. 2-4). Ten, stejně jako v předešlém obvodu odpor R_s , reprezentuje reálné ztráty obvodu a tlumí rezonanční děj, aby nenarůstal do nekonečna. Jak můžeme vidět na Obr. 2-5, je na obvodu v rezonanci největší napětí oproti napájení na jiném kmitočtu. Toto napětí je stejné na všech prvcích obvodu a z napájecího zdroje teče minimální proud, úměrný ztrátovému odporu R_p . Avšak induktorem a kapacitorem protéká proud Q -krát větší. Opět jsou však tyto proudy v protifázi a tak se vyruší. Tento zvětšený proud musíme brát v potaz, při návrhu vinutí cívky, kdy na odporu vinutí vznikají ztráty. Z následující rovnice pak můžeme odvodit, že pokud se proud vinutím Q -krát zvětší, ztráty na vinutí narostou Q^2 -krát.

$$P_L = R_L \cdot I_L^2 \quad (2.8)$$

, kde P_L [W] je ztrátový výkon na odporu vinutí cívky, R_L [Ω] odpor vinutí cívky a I_L [A] je efektivní hodnota proudu induktorem.

Činitel jakosti lze určit jako podíl odporu R_p a induktivní nebo kapacitní reaktance za rezonance. Velkého činitele jakosti se v tomto zapojení dosáhne, jestliže bude napájen ze zdroje s velkým vnitřním odporem. Tomu odpovídá zdroj střídavého proudu s maximálním vnitřním (svodovým) odporem.

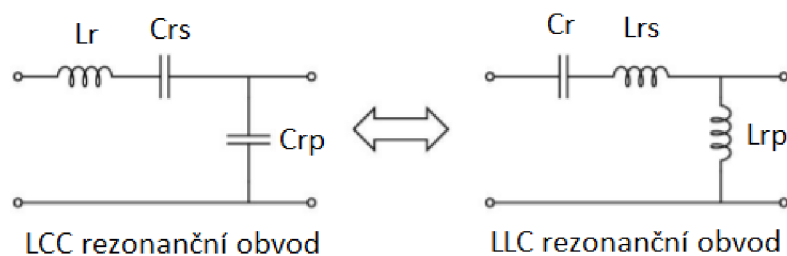
$$Q = \frac{R_p}{\omega_0 \cdot L} = \omega_0 \cdot C \cdot R_p = \frac{R_p}{\sqrt{\frac{L}{C}}} = \frac{R_p}{Z_0} \quad (2.9)$$



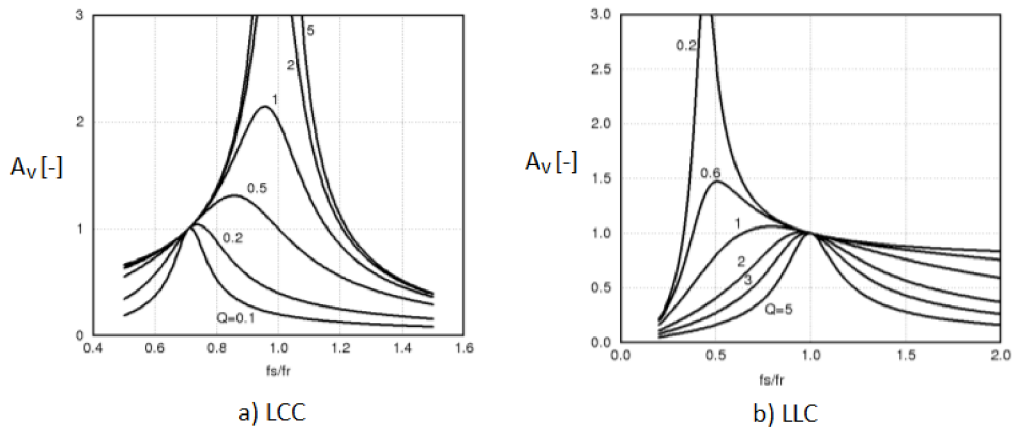
Obrázek 2-5: a) Rezonanční křivka a b) fázová charakteristika PRO [5]

2.3 Sériovo-paralelní rezonanční obvod

Tento obvod vznikne kombinací předchozích dvou zapojení a skládá se tak ze tří akumulčních prvků. Název sériovo-paralelní obvod není zcela přesný, jelikož vychází ze sériového zapojení. Pouze se v něm rozdělí buďto kapacita nebo indukčnost na dva prvky a k jednomu z nich se poté paralelně připojí zátěž. Tím tedy dostáváme dva duální rezonanční obvody (viz Obr. 2-6) s odlišnými vlastnostmi. Z přenosových charakteristik na Obr. 2-7 můžeme jasně vidět, že jsou kombinací přenosové charakteristiky sériového a paralelního rezonančního obvodu. Můžeme si také povšimnout, že průběh přenosové charakteristiky jednoho zapojení je stranově převráceným průběhem zapojení druhého.



Obrázek 2-6: LCC a LLC rezonanční obvod [6]



Obrázek 2-7: Přenosová charakteristika LCC a LLC rezonančního obvodu [6]

Výhodou zapojení LCC v rezonančních měničích je, že mohou pracovat o stavu naprázdno, až do stavu nakrátko a při velkých změnách vstupního napětí. Nevýhodou u zapojení LCC je zvýšení přepínacích ztrát s rostoucím vstupním napětím a nutnost použití induktoru na sekundární straně pro vykompenzování celkové kapacitní impedance obvodu. Proto se častěji v praxi setkáme se zapojením LLC, u kterého se jako paralelní induktor využívá magnetická indukčnost L_m primární vinutí transformátoru. Jeho výhodou je zejména malý rozsah spínací frekvence při nízké zátěži.

Nutno podotknout, že tyto zapojení mají díky danému počtu prvků dvě rezonanční frekvence. Což je u měničů řízených změnou spínacího kmitočtu výhodné, protože vzdalováním se od rezonančního kmitočtu se přenos snižuje, a tím klesá i výkon. U LCC je nižší rezonanční kmitočet dán sériovou kombinací L_r a C_{rs} . Vyšší rezonanční kmitočet je pak dán prvky L_r a sériovou kombinací prvků C_{rs} a C_{rp} . Tato kapacita se projeví při stavu naprázdno a měnič tak stále může dodávat konstantní napětí. V zapojení LLC se pak také rezonanční frekvence obvodu pohybuje podle zatížení mezi dvěma hodnotami. Při maximálním zatížení se neuplatňuje magnetická indukčnost transformátoru a rezonanční frekvence je pak dána sériovými prvky L_r a C_r . Při nulovém zatížení je výstup rezonančního obvodu rozpojen a magnetická indukčnost L_m je pak v sérii s indukčností L_r . Rezonance je pak dána všemi třemi rezonančními prvky.

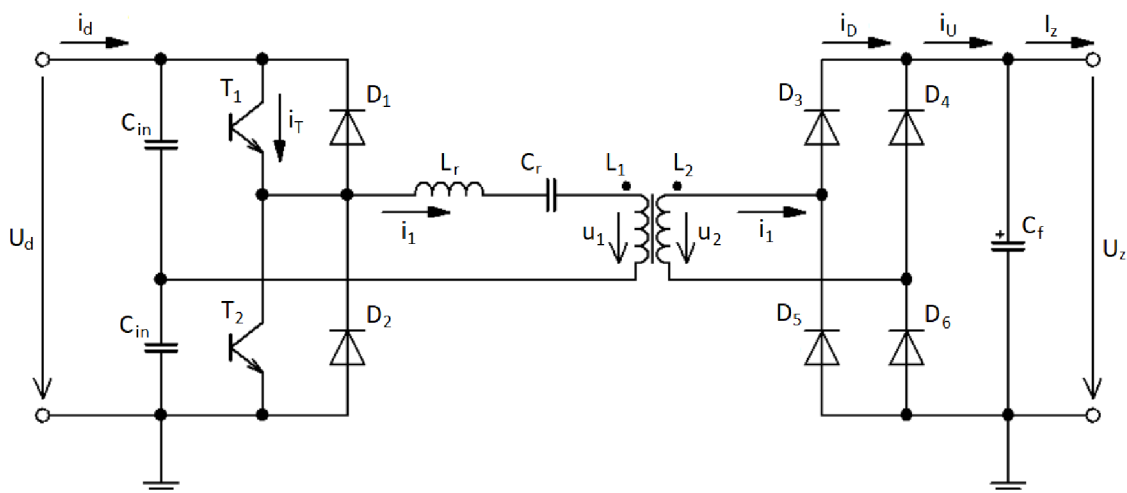
$$f_{r,max} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (2.10)$$

$$f_{r,min} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_m + L_r) \cdot C_r}} \quad (2.11)$$

3. POPIS EXPERIMENTÁLNÍHO MĚNIČE

V předchozí kapitole bylo popsáno, jak se chovají rezonanční obvody v rezonančním režimu. Jelikož námi zkoumaný měnič bude provozován v kvazirezonančním režimu, bude i chování rezonančního obvodu v některých směrech odlišné. Především v tomto provozním režimu nedochází k žádnému výskytu Q-násobku napájecího proudu či napětí. Výhodou je tedy v sériovém zapojení rezonančního obvodu, nezávislost velikosti napětí U_{Cr} na činiteli jakosti a úspora nevyužité energie protékající obvodem. Pokud by tento obvod byl provozován v rezonančním režimu měl by několik nevýhod, jako jsou větší vypínací ztráty a relativně vysoká cirkulující energie [7].

3.1 Popis topologie



Obrázek 3-1: Topologie silové části měniče

Jelikož se jedná o experimentální zapojení, tak bude měnič napájen z laboratorního zdroje. Výkonové spínače jsou uspořádány jako poloviční můstek. Toto uspořádání vychází z plného tranzistorového H-můstku, pouze jedna větev tranzistorů je nahrazena kapacitním děličem. Rezonanční obvod je pak jedním koncem připojen mezi tranzistory a druhým koncem na umělý střed kondenzátorového děliče. Vstupní napětí se poté rovnoměrně rozdělí na vstup rezonančního obvodu a jeden z kondenzátorů (v závislosti na sepnutém tranzistoru). Spínáním tranzistorů se tak střídavě přivádí kladné a záporné napětí na vstup rezonančního měniče.

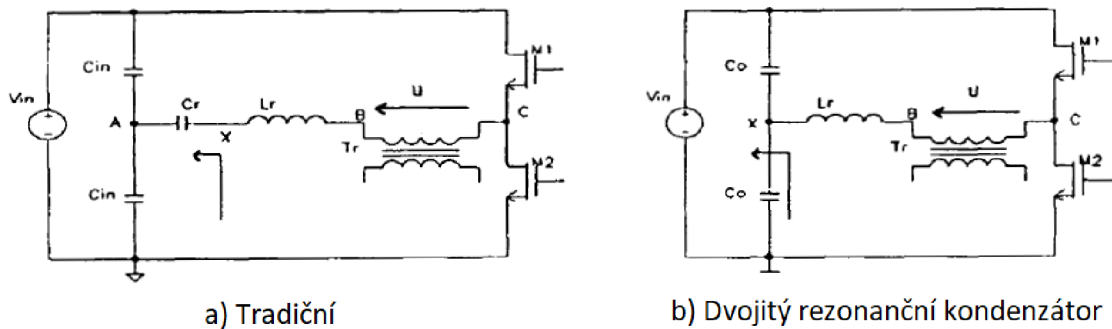
Oproti plnému můstku se zapojení funkčně nijak nezmění. Rozdíl je pouze v tom, že na úkor dvou ušetřených tranzistorů, bude na vstupu rezonančního obvodu napětí poloviční velikosti $\pm U_d/2$. Přičemž tranzistory budou namáhány celým napájecím napětím U_d . To je nevýhoda oproti plnému můstku, protože při stejném přenášeném výkonu se polovina napětí odrazí ve dvojnásobném špičkovém proudu tranzistorů. [8]

Tranzistory budou buzeny symetrickými signály. Což znamená, že řídicí signály jsou identické, ale vzájemně fázově posunuté o 180° . Jelikož se jedná o kvazirezonanční měnič, může být, při $f_s = f_r/2$, střída maximálně 0,5. K zapínání a vypínání bude docházet

při nulovém proudu (ZCS), takže doba sepnutí musí zůstat pevná. Z toho tedy lze odvodit, že s klesající spínací frekvencí, musí úměrně klesat i střída.

V rezonančním obvodu je použit sériový obvod LC. Jakožto rezonanční indukčnost bychom mohli použít rozptylovou indukčnost primárního vinutí L_{σ} , danou vztahem $L_{\sigma} = L_1 \cdot (1 - k^2)$. To však pro nás není vyhovující, jelikož je rezonanční frekvence v závislosti dána, až konečnou formou navinutého transformátoru a nemůžeme si ji tak dopředu zvolit. Proto je zde použit samostatný rezonanční induktor L_r .

Tradičně můžeme silovou část sériového rezonančního měniče nechat provedenou takto. V polomůstkovém zapojení plní kapacitní dělič funkci oddělovacího kondenzátoru, přes který nemůže dojít ke stejnosměrnému přesycení transformátoru. Tuto funkci však může plnit i C_r . V procesu snižování množství použitých prvků, lze zapojení ještě modifikovat tím, že rozdělíme rezonanční kondenzátor na dva velmi malé. Těmito dvěma rezonančními kondenzátory C_0 , lze nahradit oddělovací kondenzátory v kapacitním děliči C_{in} (viz Obr. 3-2). Théveninův náhradní obvod na pozici X je pro oba případy stejný, tedy pokud je C_{in} mnohonásobně větší než C_0 , a ekvivalentní rezonanční kondenzátor $C_{r,ekv}$ je poté rovný $2 \cdot C_0$ [9].

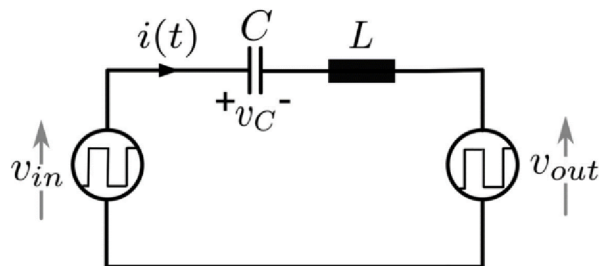


Obrázek 3-2: Polomůstkový SRC a) Tradiční a b) S dvojitým rezonančním kondenzátorem [9]

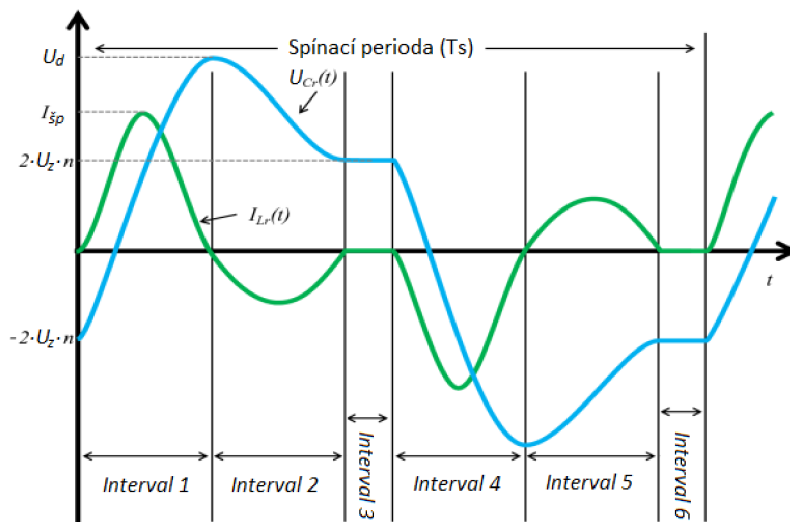
Na výstupu sekundárního vinutí je poté zapojen dvoucestný můstkový usměrňovač, který je nejjednodušší pro použití, když máme pouze jedno sekundární vinutí. Častěji se s tímto zapojením setkáme na primární straně, kde se využívá k usměrnění jednofázového vstupu. Jako sekundární usměrňovač má toto zapojení tu nevýhodu, že proud teče vždy přes dvě diody zapojené do série. Důsledkem toho vzniká výkonová ztráta, a tím klesá i účinnost. Dále si můžete povšimnout, že na výstupu není zařazena vyhlazovací tlumivka a je zde pouze filtrační kondenzátor C_f , který se nabíjí na napětí odpovídající výšce transformovaných pulzů, a nikoliv na střední hodnotu těchto pulzů, jak je tomu u zapojení s tlumivkou. C_f si drží konstantní výstupní napětí čili se chová, jako napěťový zdroj s malým vnitřním odporem. Z tohoto důvodu nemůže napětí na diodách narůst více než na U_z , a tak stačí diody dimenzovat pouze na hodnotu tohoto napětí. Tím pádem můžeme použít Schottkyho diody, které mají menší úbytek napětí v propustném směru a výkonová ztráta nebude tak velká, jak při použití obyčejných diod.

3.2 Princip funkce

K popisu fungování sériového rezonančního měniče, lze zapojení zjednodušit na funkčně odpovídající obvod (viz Obr. 3-3), kde máme pouze LC obvod a ekvivalentní zdroje, odpovídající průběhům napětí na výstupu polomůstkového spínače (u_{in}) a na primární straně transformátoru (u_{out}). V ekvivalentním obvodu uvažujeme ideální sériový LC obvod, tedy bez ztrátového odporu R_s . Na vstupním zdroji je po dobu sepnutí tranzistoru polovina napájecího napětí $\pm U_d/2$ (dále označeno písmenem e), pokud není sepnut ani jeden tranzistor je vstupní proud nulový. Na výstupním zdroji pak uvažujeme výstupní napětí přetransformované na primární stranu transformátoru $\pm U_z \cdot n_t$ (dále označeno písmenem u).



Obrázek 3-3: Ekvivalentní obvod SRC [10]

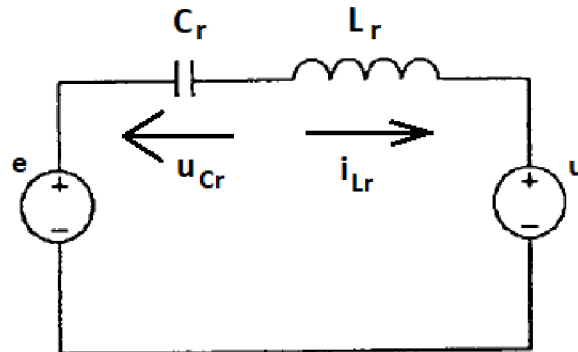


Obrázek 3-4: Teoretický průběh napětí a proudu v rezonančním obvodu [7]

Řešením ekvivalentního obvodu pomocí II. Kirchhoffova zákona a Laplaceovy transformace, je možné popsat teoretické chování LC obvodu, jak je to provedeno v [9]. Z Obr. 3-4 je patrné, že během jedné spínací periody, lze kvazirezonanční režim měniče popsat šesti pracovními intervaly. V pracovním intervalu 1 a 2 pracuje současně s transformátorem na primární straně obvod tvořený prvky T_1 , D_1 , L_r a C_r . Během intervalu 3 výstupní diody neslouží jako usměrňovací, ale jako nulové (magnetizační proud I_μ se uzavírá přes ně). Společně s kondenzátorem C_r vytváří na magnetické indukčnosti transformátoru L_2 (tedy i L_1) ze střídavého hlediska zkrat. Jelikož pak rezonančním obvodem neprotéká žádný proud, není nic, co by měnilo velikost napětí na rezonančním kondenzátoru C_r . Napětí na C_r je tak po celou dobu intervalu konstantní.

V pracovním intervalu 4 a 5 pracuje s transformátorem na primární straně obvod tvořený prvky T_2 , D_2 , L_r a C_r . Ten je topologicky shodný s obvodem pracujícím v předchozích intervalech, pouze pracuje s opačnou polaritou napětí a proudu. V časovém intervalu 6, kdy jsou tranzistory rozpojeny, si rezonanční kondenzátor opět drží konstantní velikost napětí s opačnou polaritou. Z tohoto důvodu stačí pro pochopení funkce podrobně popsat pouze 3 pracovní intervaly.

3.2.1 Pracovní interval 1 ($0 < t_1 < T_r/2$):



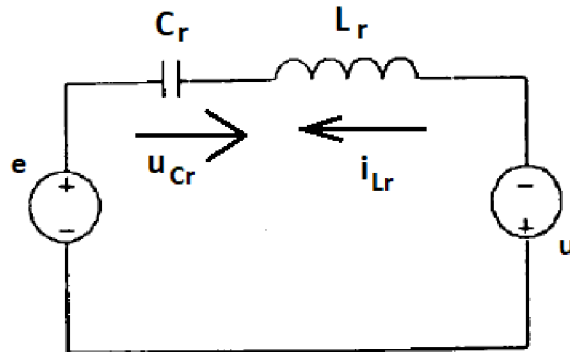
Obrázek 3-5: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 1 [9]

Dochází k sepnutí tranzistoru T_1 a začíná jím procházet proud, po dobu poloviny rezonanční periody ($T_r/2$). Tento proud vyvolává v prvcích L a C rezonanční děj, kdy se při nárůstu na špičkovou hodnotu proudu, předává energie z kondenzátoru do cívky a při poklesu proudu na nulu, pak stejně velká energie zpět.

Jelikož se náboj spotřebovává proudem, napětí na kondenzátoru nejdříve začne narůstat z napětí, které si držel z předchozího děje, $-2u$ na nulu. Do doby $T_r/4$ ještě napětí kondenzátoru naroste na hodnotu $e-u$ a proud dosáhne své špičkové hodnoty. V tomto bodě energie ukládaná od doby zapnutí v magnetickém poli cívky, začne indukovat záporné napětí. To způsobí, že klesající proud začne dále přebíjet kondenzátor na opačnou polaritu napětí, než kterou měl na začátku. Když magnetické pole úplně zanikne, proud klesne do nuly a na kondenzátoru bude odpovídající napětí o hodnotě $2e$, čili celé napájecí napětí U_d . Hodnotu tohoto napětí lze odvodit ze samotného principu LC obvodu, kdy energie (resp. napětí) kondenzátoru je stejná na začátku i konci rezonančního děje ($E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{Cr}^2$). Lze tak psát, že velikost napětí při nárůstu proudu na špičkovou hodnotu je rovno velikosti napětí při jeho poklesu zpět na nulu.

$$|-2u| + e - u = X - (e - u) \Rightarrow X = 2e \quad (3.1)$$

3.2.2 Pracovní interval 2 ($T_r/2 < t_2 < T_r$):



Obrázek 3-6: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 2 [9]

Tranzistor T_1 je stále sepnut a rezonanční děj pokračuje, pouze s proudem tekoucím opačným směrem. I když je tranzistor stále sepnut, proud prochází jeho vnitřní diodou D_1 , a tak kdykoliv během tohoto intervalu lze tranzistor bezeztrátově vypnout.

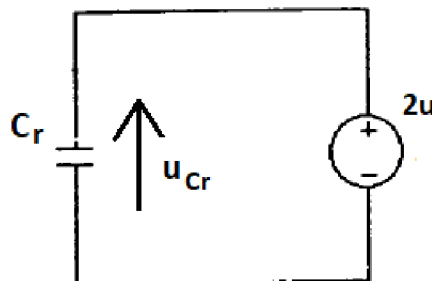
Ekvivalentní zdroj u reprezentuje napětí na primárním vinutí transformátoru, ale jelikož se vinutí chová jako spotřebič, musí se při změně polaroty proudu zákonitě změnit i polarita tohoto napětí. Nyní si můžeme pomocí II. Kirchhoffova zákona vyjádřit napětí na rezonanční indukčnosti.

$$e = U_{Cr} + U_{Lr} - u \Rightarrow U_{Lr} = e + u - 2e = u - e = -(e - u) \quad (3.2)$$

Jelikož hodnota u nesmí nabýt větší hodnoty než e (pro správnou funkci měniče), je na začátku intervalu na rezonanční indukčnosti tato hodnota vždy záporná. To odpovídá i teoreticky průběhům na LC článku. Z principu rezonance, bude na konci tohoto intervalu napětí U_{Lr} mít stejnou hodnotu a opačnou polaritu, tedy $e-u$. Kvůli rezonanci se musí napětí na C_r měnit o stejně velkou hodnotu, jako na L_r , pouze s opačnou polaritou. Tím pádem, napětí nejdříve musí do špičkové hodnoty proudu klesat o hodnotu $e-u$ a při poklesu proudu na nulu klesnout o hodnotu $u-e$. Z těchto zjištění můžeme určit napětí kapacitoru na konci intervalu, jako:

$$U_{Cr} = 2e - (e - u) + (u - e) = 2u \quad (3.3)$$

3.2.3 Pracovní interval 3 ($T_r < t_3 < T_s/2$):

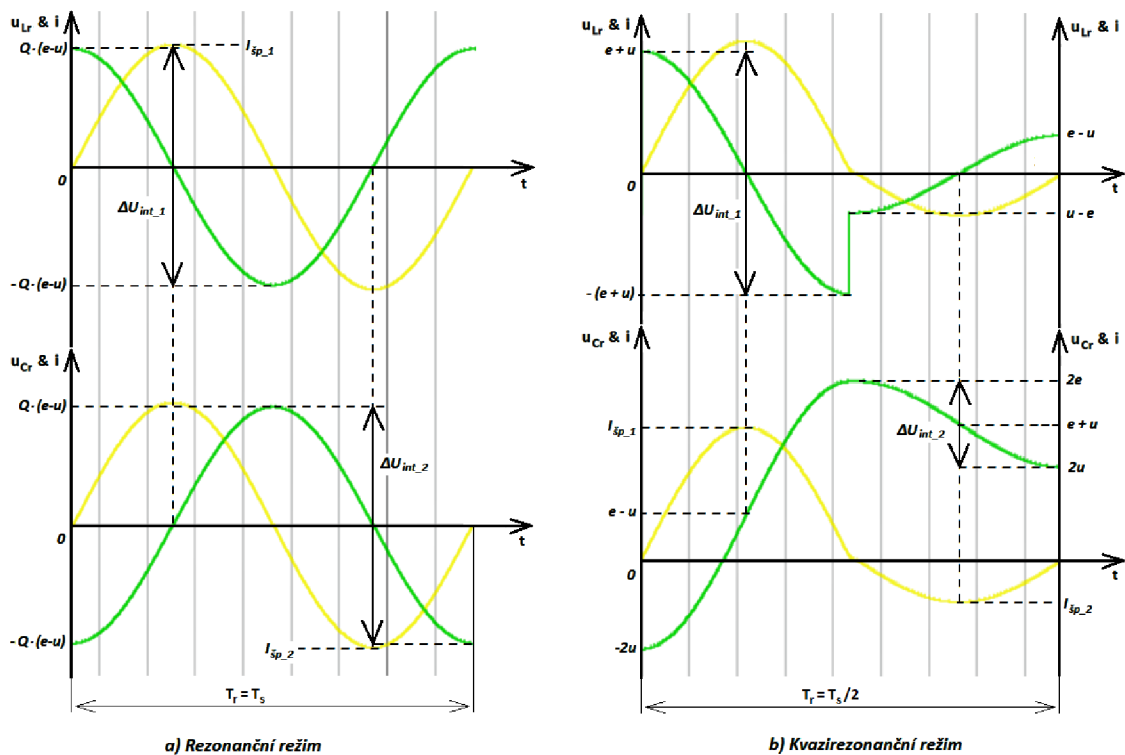


Obrázek 3-7: Chování ekvivalentního obvodu v pracovním intervalu 3 [9]

V tomto intervalu nevede proud tranzistor T_1 , ani dioda D_1 a proud I_{Lr} je tak nulový. Jak bylo popsáno dříve, na primárním vinutí je po čas tohoto intervalu střídavý zkrat ($u = 0$) a na vstupu také není žádné napětí ($e = 0$). Po celou dobu intervalu tak není nic, co by mohlo napětí kondenzátoru snižovat. Kondenzátor tedy pořád zůstává nabit na hodnotě napětí, kterou měl na konci předchozího intervalu ($2u$).

3.2.4 Rozbor chování rezonančního obvodu

Jelikož se toto zapojení SRC dá provozovat jak v rezonančním, tak kvazirezonančním režimu, je na Obr. 3-8 ukázána změna průběhů proudu a napětí rezonančním obvodem v obou případech. Do rezonančního režimu (v angl. literatuře označován jako CCM = continuous conduction mode) se obvod nastaví, pokud je $f_s = f_r$. Tento režim má pouze dva pracovní intervaly, během nichž proběhne jeden rezonanční cyklus. Kvazirezonanční režim (v angl. literatuře označován jako DCM = discontinuous conduction mode) nastává, pokud je naopak $f_s = f_r/2$ nebo menší. Tento režim využívá také navíc třetí interval, kdy nevede ani jeden tranzistor.



Obrázek 3-8: Porovnání rezonančních průběhů napětí (zeleně) a proudů (žlutě)

V rezonančním režimu vede vždy jeden tranzistor proud, po dobu půlky rezonanční periody, aby bylo zachováno vypínání v nule proudu. Ideální by bylo, kdyby docházelo k přepínání tranzistorů přesně v čase $T_r/2$ (resp. T_r), avšak reálně je zde určitá vypínací doba, která způsobí jisté přepínací ztráty. Jak si můžeme povšimnout v tomto režimu, jsou průběhy napětí a proudu shodné s průběhy klasického sériového LC rezonančního obvodu. Amplitudy napětí jsou dané Q -násobkem rozdílu vstupního a přetransformovaného výstupního napětí. Na každém rezonančním prvku se z principu

vytváří stejně velké, opačné napětí, než na tom druhém a v obou intervalech se napětí mění o stejně velkou hodnotu $\Delta U_{int_1} = \Delta U_{int_2}$. Předávaná energie v rezonanci z kondenzátoru do cívky (a nazpět) musí být stejná. Pokud se tedy napětí mění o stejně velkou hodnotu po celou rezonanční periodu, musí se i proud měnit po celou periodu na stejnou špičkovou hodnotu $I_{\dot{s}p_1} = I_{\dot{s}p_2}$. Špičková hodnota proudu je pak daná napětím na sériovém odporu rezonančního obvodu $I_{\dot{s}p} = \frac{e-u}{R_s}$. V obou pracovních intervalech se tak amplitudy napětí i proudů, obou rezonančních prvků mění stejně, a to v závislosti na zátěži. Měníč tak musí obsahovat ochranu proti zkratu, protože v tomto stavu by proud obvodem narostl nad meze, na které byly dimenzovány jednotlivé součástky.

V kvazirezonančním režimu nám nastává několik změn. Především zde není Q-násobné napětí na obou rezonančních prvcích a celý rezonanční děj proběhne během poloviny spínací periody. Půlku rezonanční periody prochází proud tranzistorem a druhou půlperiody se, podle zatížení, vrací jinak velký proud zpět, přes diodu příslušného tranzistoru. Špičkové hodnoty proudu v jednotlivých intervalech jsou dány vztahy [9]:

$$I_{\dot{s}p_1} = \frac{e}{Z_0} \cdot (1 + M) \quad (3.4)$$

$$I_{\dot{s}p_2} = -\frac{e}{Z_0} \cdot (1 - M) \quad (3.5)$$

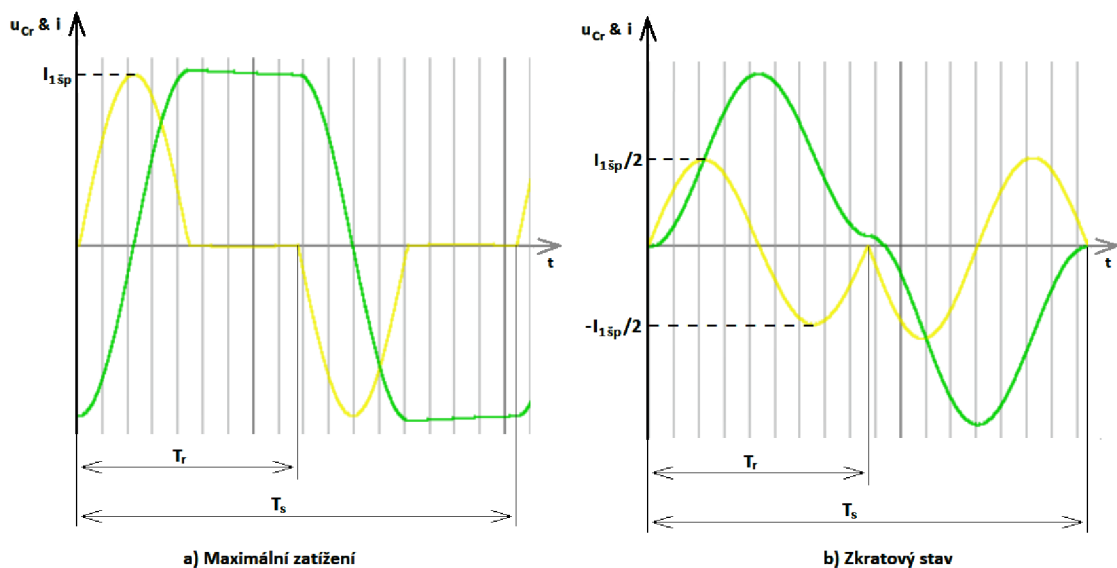
$$M = \frac{u}{e} = \frac{U_z \cdot n_t}{U_d/2} \quad (3.6)$$

, kde e je vstupní napětí dodávané polomůstkovým spínačem, u je přetransformované výstupní napětí na primární stranu, Z_0 je charakteristická impedance LC obvodu a M je napěťové zesílení LC obvodu.

Z těchto vzorců si můžeme povšimnout, že amplitudy proudu nepřímo závisí, nikoliv na odporu R_s , ale na charakteristické impedanci Z_0 . Jelikož je však procházející proud, v každém pracovním intervalu jinak velký, je i amplituda napětí v každém z intervalů jinak velká. Stále však dochází k rezonanci, a tedy v každém pracovním intervalu se vždy změní napětí na obou prvcích o stejnou hodnotu $\Delta U_{int_1} = \Delta U_{Cr_1} = \Delta U_{Lr_1}$ (resp. $\Delta U_{int_2} = \Delta U_{Cr_2} = \Delta U_{Lr_2}$). Průběh napětí na rezonanční indukčnosti se příliš neliší, od průběhu v rezonančním režimu. Střed má pro oba intervaly v nule. V prvním intervalu se napětí mění v rozmezí $\pm (e + u)$ a ve druhém intervalu v rozmezí $\pm (e - u)$. Zásadní změna je vidět na průběhu napětí na rezonančním kondenzátoru. V prvním intervalu má toto napětí posunutý střed do hodnoty $e - u$ a mění se z hodnoty $-2u$ na $2e$. V druhém intervalu má pak napětí posunutý střed do hodnoty $e + u$ a mění se z hodnoty $2e$ na $2u$.

Dále si můžeme povšimnout, že amplitudy proudu jsou přímo závislé na napěťovém zesílení M . Tedy přímo na změně výstupního napětí (zatížení), pokud uvažujeme konstantní vstupní napětí. Z toho nám vyplývá, že nejvyšší špičková hodnota proudu v intervalu 1 nastane, pokud bude výstupní napětí maximální možné. Pro správnou funkci měniče nesmí výstupní napětí narůst nad maximální hodnotu, na kterou byl navrhován (musí platit, $\frac{U_d}{2} - U_z \cdot n_t > 0$). Ve druhém intervalu však bude malá špičková hodnota

proudu (téměř nulová) a tak bude také malá změna napětí ($2e \approx 2u$). Se zmenšujícím se zatížením, narůstá proud ve druhém intervalu a zároveň klesá proud v prvním intervalu. Když se dostaneme do zkratového stavu, budou v obou intervalech špičkové proudy stejně velké, avšak poloviční oproti případu maximálního zatížení. V tomto stavu bude napětí na kondenzátoru v obou intervalech chodit od 0 do $2e$. Toto zjištění je velkou výhodou, jelikož se při zkratu stejně velký proud odebraný ze zdroje v intervalu 1, vrací zpět přes příslušnou diodu tranzistoru v intervalu 2 (viz Obr. 3-9). Z hlediska výstupu je toto zapojení výhodné, protože i při zkratu, bude měnič dodávat stejnou střední hodnotu proudu a nedojde přitom k přetížení rezonančního obvodu.



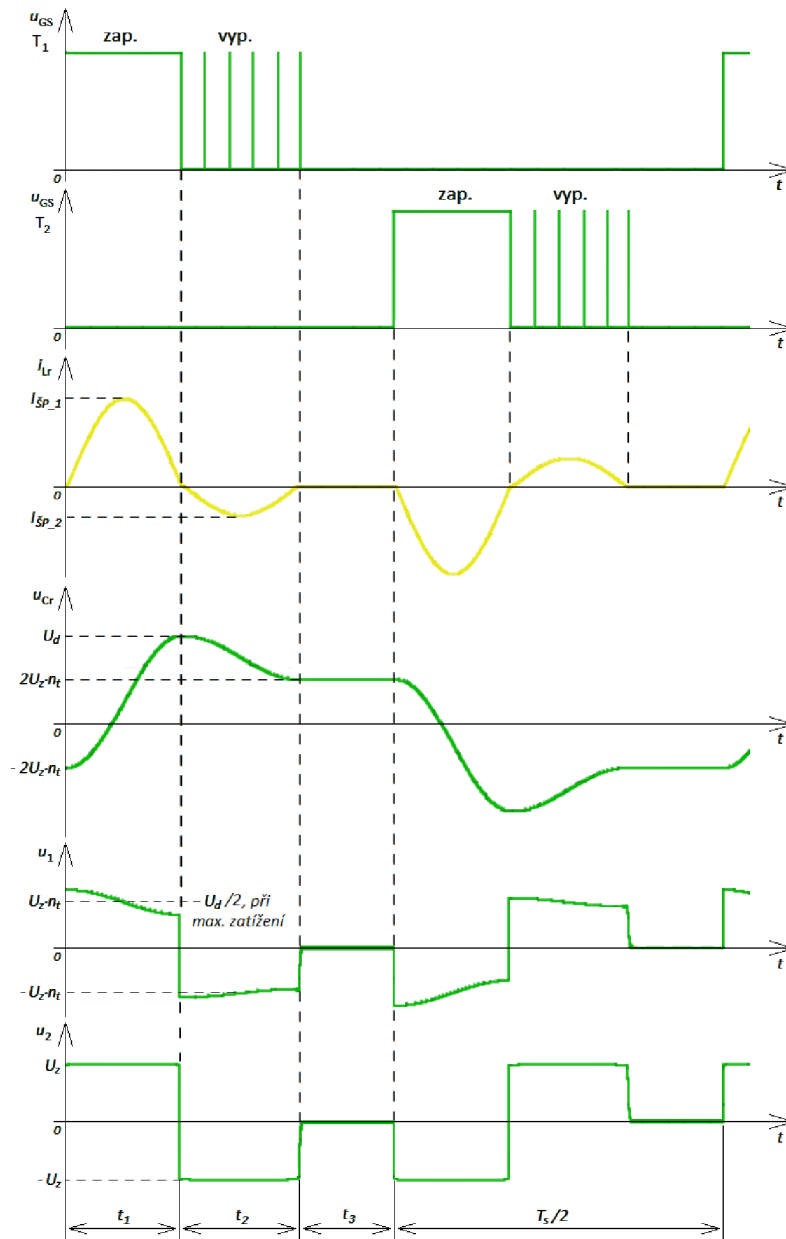
Obrázek 3-9: Průběhy napětí (zeleně) a proudu (žlutě) při max. zatížení a zkratu

Jak bylo uvedeno dříve, k rozepnutí tranzistoru musí dojít během druhého intervalu. Při spínací frekvenci $f_s = f_r/2$, ho tedy nejdříve můžeme rozepnout v čase $T_r/2$ a nejdéle v čase T_r . Poměrem minimálních (maximálních) časů rozepnutí a spínací periody dostáváme interval střídavy ve kterém může být tranzistor bezztrátově rozepnut $s = \langle 0,25; 0,5 \rangle$. Třetí interval je při $f_s = f_r/2$ nulový, avšak prodlužuje se, se snižující f_s . Délkou tohoto intervalu lze provádět regulaci, avšak za předpokladu, že doba sepnutí tranzistorů, při změně spínacího kmitočtu zůstane zachována, abychom se při vypínání trefili do druhé půlvalny rezonance, kdy vede dioda D_1 (resp. D_2).

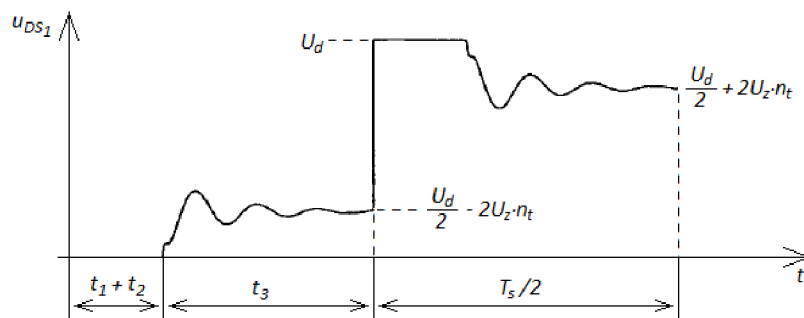
3.3 Odsimulované průběhy

Průběhy všech podstatných veličin v jednotlivých částech měniče jsou zobrazeny na Obr. 3-10 a Obr. 3-11. Simulace měniče byla provedena v online simulátoru elektrických obvodů, dostupných na stránkách <https://www.falstad.com/circuit/>. I když se jedná o online simulátor, výsledné průběhy jsou dostatečně přesné a s malou odchylkou odpovídají, v jednotlivých částech, teoretickým matematickým hodnotám, odvozených z náhradních schémat. Pouze průběh napětí na tranzistoru nebyl odsimulován, ale byl převzat z [9]. Můžeme si povšimnout, že při vypnutém stavu obou tranzistorů na nich není napětí $U_d/2$, jak tomu bývá u klasického polovičního můstku, ale zvětšené nebo

zmenšené o hodnotu, kterou si v tomto stavu drží rezonanční kondenzátor. V důsledku toho, že simulační program zohledňoval činitel vazby transformátoru menší než 1, není průběh napětí u_1 totožný s u_2 , jak by tomu mělo být, ale je na něm zvlnění.



Obrázek 3-10: Simulované průběhy důležitých veličin



Obrázek 3-11: Simulovaný průběh napětí tranzistoru (převzato z [9])

4. NÁVRH SILOVÉ ČÁSTI MĚNIČE

Tabulka 1: Požadované parametry experimentálního měniče

Parametr	Hodnota
Vstupní napětí	$U_d = 260 - 358 \text{ V}$
Max. zvlnění vstupního napětí	$\Delta U_d = 40 \text{ V}$
Výstupní napětí	$U_z = 50 \text{ V}$
Max. zvlnění výstupního napětí	$\Delta U_z = 400 \text{ mV}$
Výstupní proud	$I_z = 30 \text{ A}$
Pracovní frekvence spínače	$f_s = 30 - 120 \text{ kHz}$
Jmenovitá střída spínače	$s = 0,35$

I když bude naše experimentální zapojení napájeno z laboratorního zdroje hodnotou 300 V, dimenzování bude provedeno tak, jako by se jednalo o usměrněné napájení z jednofázové sítě. Pro ověření regulovatelnosti proudu, pomocí spínací frekvence, volíme její rozsah v rozmezí 30 – 120 kHz. Víme, že pro zachování ZCS musí být střída 0,25 – 0,5, a proto jsme ji zvolili zhruba uprostřed tohoto intervalu.

Dimenzování jednotlivých součástek provádíme zvlášť pro napětí a proudy, při jejich maximální hodnotě na daném prvku. Jednotlivá napětí potřebná pro dimenzování, lze snadno odvodit již z prvotního zadání. Z kapitoly 3.2.4 víme, že měničem bude procházet největší proud, při maximálním zatížení a maximální pracovní frekvenci. Výpočty proudů, tak budou vycházet z průběhů v tomto stavu. Všechny podstatné průběhy proudů, tak jak jsou vyobrazeny ve schématu (Obr. 3-1), lze vidět na Obr. 4-1.

Při výpočtech proudů, se vychází z výstupního proudu I_z , který je střední hodnotou usměrněného sekundárního proudu i_U . Ze zátěžného proudu, tak můžeme určit špičkovou hodnotu sinusového sekundárního proudu, ze známého vzorce:

$$I_{stř} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i(t) dt \quad (4.1)$$

$$I_z = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\int_0^{\frac{\pi}{2}} I_{2šp} \cdot \sin(\omega t) dt + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} 0 dt \right) = \frac{I_{2šp}}{\pi} \quad (4.2)$$

$$I_{2šp} = I_z \cdot \pi = 30 \cdot \pi = 94,25 \text{ A}$$

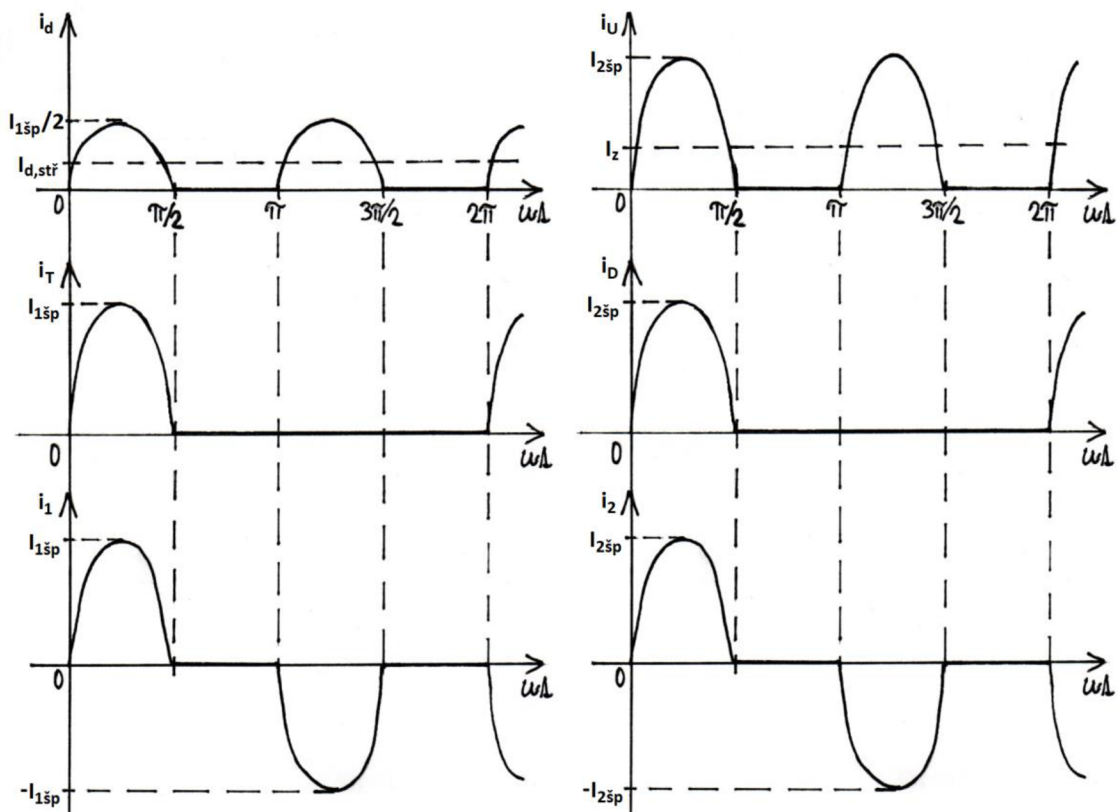
Abychom dále určili špičkovou hodnotu proudu na primární straně $I_{1šp}$, musíme nejdříve spočítat převod transformátoru. Na primárním vinutí bude, díky polomůstkovému zapojení, napětí $U_d/2$ a na sekundárním vinutí zátěžné napětí + úbytky na dvou diodách. Pro nejhorší případ uvažujeme $U_{d,min}/2$ a $U_{z,max} + 2U_F = 55 \text{ V}$.

$$n_t = \frac{U_{1,min}}{U_{2,max}} = \frac{130}{55} = 2,364 \quad (4.3)$$

$$I_{1šp} = \frac{I_{2šp}}{n_t} = \frac{94,25}{2,364} = 39,9 \text{ A} \quad (4.4)$$

Efektivní hodnotu proudu každým prvkem, pak lze spočítat ze vzorce pro sinusový průběh, který však ještě musíme vynásobit odmocninou z ekvivalentní střídy s_{ekv} . Tato střída nemá nic společného se střídou spínání, ale zohledňuje „zředění“ sinusového průběhu dobou, kdy danou částí obvodu neprochází proud (poměr signál – mezera).

$$I_{ef} = \frac{I_{šp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{s_{ekv}} \quad (4.5)$$



Obrázek 4-1: Průběhy podstatných proudů měniče

4.1 Návrh výkonového transformátoru

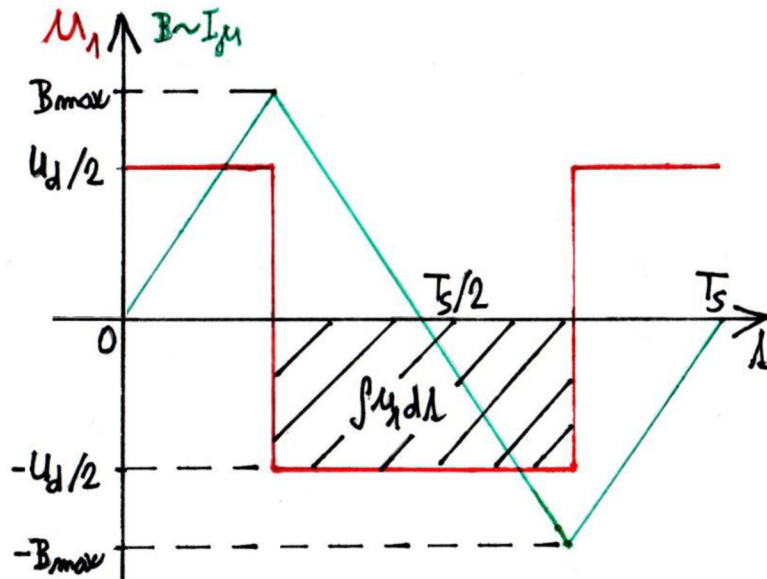
Pro výkonový transformátor bylo zvoleno toroidní jádro T5020C z materiálu CF139 od firmy Semic [11]. Vybrané parametry potřebné pro návrh jsou uvedeny v tabulce 2. Pro další výpočty si ještě potřebujeme zvolit maximální magnetickou indukci jádra $B_{max} = 0,16 \text{ T}$, proudovou hustotu vinutím $J = 3 \text{ A/mm}^2$ a činitel plnění $k_p = 0,25$.

Tabulka 2: Parametry jádra T5020C-CF139 [11]

Parametr	Hodnota
Vnější průměr jádra	$D = 50 \text{ mm}$
Vnitřní průměr jádra	$D_1 = 30 \text{ mm}$
Výška jádra	$H = 20 \text{ mm}$
Saturační hodnota magnetické indukce	$B_{SAT} = 390 \text{ mT}$
Součinitel magnetické indukčnosti	$A_L = 4300 \text{ nH/z}^2$
Efektivní průřez jádra	$S_e = 195,7 \text{ mm}^2$

4.1.1 Výpočet závitů

Vycházíme ze vztahu pro magnetickou indukci ve feromagnetickém jádře. Z něho si vyjádříme počet primárních závitů a pomocí transformačního poměru počet sekundárních závitů. Jelikož se jedná o dvojčinný měnič, musíme ve výpočtu uvažovat maximální změna magnetické indukce ($\Delta B_{\max} = 2 \cdot B_{\max}$), aby nedošlo k přesycení jádra. Pro lepší představu, jaké hodnoty byly do vzorce dosazeny, je průběh magnetické indukce při změně primárního napětí vyobrazena na následujícím obrázku.



Obrázek 4-2: Průběh mag. indukce, při změně prim. napětí

$$B(t) = \frac{\Phi_{\mu}(t)}{S} = \frac{\int u_1(t)}{N_1 \cdot S} \quad (4.6)$$

$$N_1 = \frac{(T_{s,\min}/2) \cdot (U_{d,\max}/2)}{\Delta B_{\max} \cdot S_e} = \frac{230 \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1}{4 \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 0,32 \cdot 195,7 \cdot 10^{-6}} \doteq 12 \text{ z.} \quad (4.7)$$

$$N_2 = \frac{N_1}{n_t} = \frac{12}{2,364} \doteq 5 \text{ z.} \quad (4.8)$$

Indukčnost primárního a sekundárního vinutí zjistíme z počtu závitů.

$$L_1 = N_1^2 \cdot A_L = 12^2 \cdot 4300 \cdot 10^{-9} = 619,2 \mu\text{H} \quad (4.9)$$

$$L_2 = N_2^2 \cdot A_L = 5^2 \cdot 4300 \cdot 10^{-9} = 107,5 \mu\text{H} \quad (4.10)$$

4.1.2 Dimenzování vodičů vinutí

Pro výpočet potřebných průřezů vodičů, potřebujeme znát kromě proudové hustoty ještě efektivní hodnoty proudů primárním a sekundárním vinutím. Ty lze snadno dopočítat z (4.5), kde uvažujeme $s_{ekv} = 0,5$.

$$I_{1ef} = \frac{I_{1šp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{s_{ekv}} = \frac{39,9}{2} = 19,95 \text{ A} \quad (4.11)$$

$$I_{2ef} = \frac{I_{2šp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{S_{ekv}} = \frac{94,25}{2} = 47,125 \text{ A} \quad (4.12)$$

Potřebný průřez primárního a sekundárního vinutí, pak lze vypočítat jako:

$$S_1 = \frac{I_{1ef}}{J} = \frac{19,95}{3} = 6,65 \text{ mm}^2 \quad (4.13)$$

$$S_2 = \frac{I_{2ef}}{J} = \frac{47,125}{3} = 15,71 \text{ mm}^2 \quad (4.14)$$

Kvůli vysoké pracovní frekvenci, ještě musíme přihlédnout k vlivu skinefektu. Obě vinutí budou realizovány měděnými vodiči, u kterých pro hloubku vniku přibližně platí:

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f_{s,max}}} = \frac{75}{\sqrt{120 \cdot 10^3}} = 0,22 \text{ mm} \quad (4.15)$$

Pro realizaci vodiče musí být splněna podmínka $d_{max} \leq 2\delta$, což v našem případě znamená, že vodiče budou muset být navinuty VF lankem, složeným z několika vodičů o průměru vyhovující podmínce ($d_{max} = 0,44 \text{ mm}$). Průřezy vodičů jsou však pouze teoretické a při samotné realizaci cívky, budou využity vodiče, které jsou dostupné a jejich průřez je nejbližší vypočítanému.

4.1.3 Kontrola zaplnění okénka jádra

Z předchozích výpočtů už známe skoro všechny veličiny, potřebné pro ověření zaplnění okénka jádra. Potřebujeme si už pouze z rozměrů toroidního jádra vypočítat plochu uvažovaného okénka.

$$S_0 = \frac{\pi \cdot D_1^2}{4} = \frac{\pi \cdot (30 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 706,9 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

Činitel plnění nyní určíme následovně:

$$k_p = \frac{N_1 \cdot S_1 + N_2 \cdot S_2}{S_0} = \frac{12 \cdot 6,65 + 5 \cdot 15,71}{706,9} = 0,22 \leq 0,25 \quad (4.17)$$

Jelikož zaplnění okénka vyhovělo našim požadavkům, transformátor bude zkonstruován s parametry vypočítanými v této kapitole.

4.2 Dimenzování polovodičových prvků

4.2.1 Tranzistory

Mezními parametry u dimenzování tranzistoru je špičková hodnota proudu procházejícího v sepnutém stavu ($I_{D,max} = I_{šp} = 39,9 \text{ A}$) a maximální hodnota napětí mezi drain a source ve vypnutém stavu ($U_{DS,max} = U_{d,max} = 358 \text{ V}$). Avšak tranzistory dimenzujeme většinou až na dvojnásobnou hodnotu tohoto napětí, abychom zajistili dostatečnou napěťovou rezervu, kdyby v síti došlo k překmitu. Z těchto mezních parametrů byl zvolen tranzistor IXFH60N65X2 s parametry uvedenými v tabulce 3.

Tabulka 3: Parametry tranzistoru IXFH60N65X2 [12]

Parametr	Hodnota
Max. napětí drain-source	$U_{DS,max} = 650 \text{ V}$
Max. proud drainem	$I_{D,max} = 60 \text{ A}$
Odpor v sepnutém stavu (při 125 °C)	$R_{DS(ON)} = 120 \text{ m}\Omega$
Maximální teplota čipu	$\vartheta_{J,D(max)} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$
Tepelný odpor čip-pouzdro	$R_{\vartheta_{JC,T}} = 0,16 \text{ K/W}$
Tepelný odpor pouzdro-chladič	$R_{\vartheta_{CH,T}} = 0,21 \text{ K/W}$

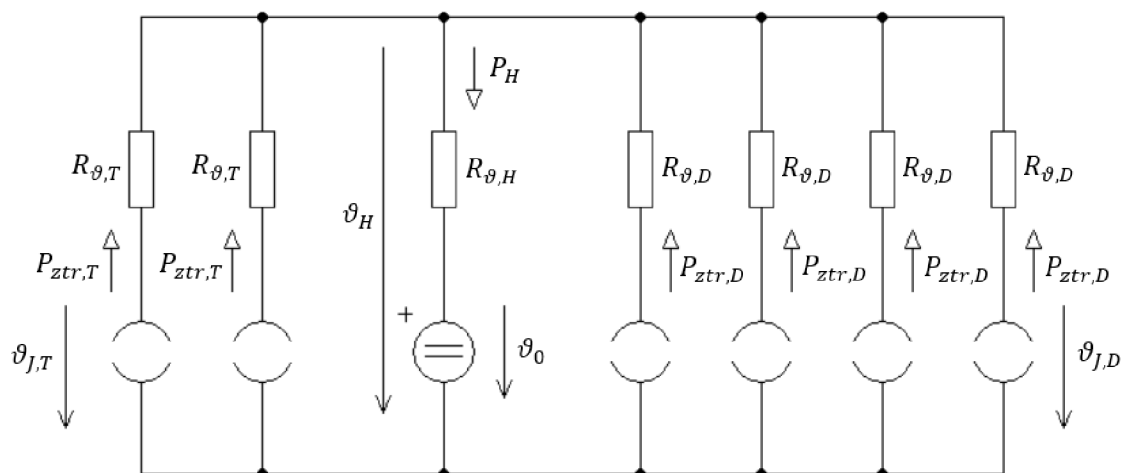
4.2.2 Usměrňovací diody

Mezními parametry u dimenzování diod jsou maximální stejnosměrný proud procházející v propustném směru ($I_{s,max} = I_z = 30 \text{ A}$) a maximální napětí v závěrném směru ($U_{RRM} = U_z = 50 \text{ V}$). Z těchto parametrů byla zvolena Schottkyho dioda STPS40M80CT, s parametry uvedenými v tab. 4. Jedná se o dvě diody v jednom pouzdře se společnou katodou. Propojením vývodů anod získáme dvě paralelní diody a každá tak bude zatěžována v propustném směru pouze $I_z/2$.

Tabulka 4: Parametry Schottkyho diody STPS40M80CT [13]

Parametry	Hodnota
Max. opakovatelné závěrné napětí	$U_{RRM} = 80 \text{ V}$
Střední hodnota proudu	$I_s = 2 \times 20 \text{ A}$
Prahové napětí	$U_p = 475 \text{ mV}$
Max. teplota čipu	$\vartheta_{J,D(max)} = 175 \text{ }^\circ\text{C}$
Tepelný odpor čip-pouzdro (obě diody)	$R_{\vartheta_{JC,D}} = 0,75 \text{ K/W}$
Tepelný odpor pouzdro-chladič	$R_{\vartheta_{CH,D}} = 0,2 \text{ K/W}$

4.3 Návrh chladičů pro polovodičové prvky



Obrázek 4-3: Tepelné schéma chladiče pro polovodičové prvky

Z principu činnosti našeho zapojení, by měli být přepínací ztráty tranzistorů nulové. Celkové ztráty, které bude potřeba uchladiť, tedy budou pouze ztráty vedením ($P_{ztr,T} = P_{ved}$). Pro jejich výpočet si ale nejdříve musíme určit efektivní hodnotu proudu tranzistorem, opět pomocí vzorce (4.5), kde dosadíme $s_{ekv} = 0,25$.

$$I_{T,ef} = \frac{I_{1šp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{s_{ekv}} = \frac{39,9}{2 \cdot \sqrt{2}} = 14,1 \text{ A} \quad (4.18)$$

$$P_{ztr,T} = R_{DS(ON)} \cdot I_{T,ef}^2 = 120 \cdot 10^{-3} \cdot 14,1^2 = 23,9 \text{ W} \quad (4.19)$$

Jelikož nejsou pouzdra tranzistorů bezpotenciálová (drain je spojen s výložkou pouzdra), bude mezi tranzistory a chladičem keramické plošky s teplovodivou pastou. Díky tomu by mezi tranzistory neměl vzniknout žádný potenciál a je možné je umístit na společný hliníkový chladič. Námí použitá teplovodivá pasta má tepelný odpor $R_{\vartheta TP} = 0,15 \text{ K/W}$. U keramické plošky známe její tloušťku $d_{KP} = 1 \text{ mm}$ a tepelnou vodivost $\lambda_{KP} = 25 \text{ W/mK}$. Z datasheetu tranzistoru [12] si ještě musíme určit plochu pouzdra, ze které se bude odvádět teplo.

$$S_{ch,T} = 13,84 \cdot 16,51 - \pi \cdot \frac{7,37^2}{4} = 185,84 \text{ mm}^2 \quad (4.20)$$

V první řadě potřebujeme zjistit požadovanou teplotu chladiče. Pro návrh volíme max. teplotu čipu tranzistoru $\vartheta_{J,T} = 110 \text{ }^\circ\text{C}$ a maximální teplotu okolí $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$. Pro výpočet si nejdříve určíme, jaký bude celkový tepelný odpor tranzistoru společně s keramickou ploškou a teplovodivou pastou z obou stran.

$$R_{\vartheta,T} = R_{\vartheta JC,T} + R_{\vartheta CH,T} + 2 \cdot R_{\vartheta TP} + \frac{d_{KP}}{\lambda_{KP} \cdot S_{ch,T}} \quad (4.21)$$

$$R_{\vartheta,T} = 0,16 + 0,21 + 2 \cdot 0,15 + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 185,84 \cdot 10^{-6}} = 0,885 \text{ K/W}$$

Teplota chladiče se nyní určí jako:

$$\vartheta_H = \vartheta_{J,T} - P_{ztr,T} \cdot R_{\vartheta,T} = 110 - 23,9 \cdot 0,885 = 88,8 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.22)$$

Vypočítaná teplota chladiče je provedena pouze na základě oteplení tranzistorů. Je potřeba ještě ověřit, zda chladič o této teplotě zvládne uchladiť i usměrňovací diody, aby nedošlo k jejich přehřátí. Ověření se provede obdobně, jako v předchozím případě. Potřebujeme si tedy nejdříve dopočítat ztrátový výkon diod a celkový tepelný odpor $R_{\vartheta,D}$.

Pro výpočet ztrátového výkonu diody potřebujeme znát střední hodnotu proudu $I_{D,stř} = I_z = 30 \text{ A}$ a efektivní hodnotu proudu, kterou si určíme stejně jako u tranzistoru.

$$I_{D,ef} = \frac{I_{2šp}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{s_{ekv}} = \frac{94,25}{2 \cdot \sqrt{2}} = 33,32 \text{ A} \quad (4.23)$$

Ztrátový výkon se pak vypočte pomocí vzorce z datasheetu [13]. Již počítáme ztrátový výkon pro celé pouzdro, a nikoliv pouze pro jednu diodu, a tak je R_D poloviční oproti hodnotě z datasheetu.

$$P_{ztr,D} = U_p \cdot I_{D,stř} + R_D \cdot I_{D,ef}^2 \quad (4.24)$$

$$P_{ztr,D} = 0,475 \cdot 30 + 0,004 \cdot 33,32^2 = 18,7 \text{ W}$$

Mezi diodami a chladičem budou opět keramické plošky s teplovodivou pastou. Celkový tepelný odpor dopočítáme stejně jak ve vzorci (4.21). Jelikož mají diody jiné pouzdro musíme, z rozměrů v datasheetu [13], přepočítat plochu ze které se odvádí teplo.

$$S_{ch,D} = 15,25 \cdot 10 - \pi \cdot \frac{3,85^2}{4} = 140,86 \text{ mm}^2 \quad (4.25)$$

$$R_{\vartheta,D} = R_{\vartheta JC,D} + R_{\vartheta CH,D} + 2 \cdot R_{\vartheta TP} + \frac{d_{KP}}{\lambda_{KP} \cdot S_{ch,D}} \quad (4.26)$$

$$R_{\vartheta,D} = 0,75 + 0,2 + 2 \cdot 0,15 + \frac{1 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 140,86 \cdot 10^{-6}} = 1,53 \text{ K/W}$$

Skutečnou teplotu čipu určíme následující rovnicí. Podmínka $\vartheta_{J,D} < \vartheta_{J,D(\max)}$ je splněna, i s dostatečnou rezervou.

$$\vartheta_{J,D} = \vartheta_H + P_{ztr,D} \cdot R_{\vartheta,D} = 88,8 + 18,7 \cdot 1,53 = 117,4 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.27)$$

Nyní už stačí určit maximální tepelný odpor chladiče:

$$R_{\vartheta,H} = \frac{\vartheta_H - \vartheta_0}{2 \cdot P_{ztr,T} + 4 \cdot P_{ztr,D}} = \frac{88,8 - 40}{2 \cdot 23,9 + 4 \cdot 18,7} = 398 \text{ mK/W} \quad (4.28)$$

4.4 Návrh rezonančního obvodu

4.4.1 Rezonanční kondenzátor

Hodnotu rezonančního kondenzátoru určíme ze vzorců pro výpočet reaktance:

$$X_{Cr} = \frac{1}{2\pi \cdot f_r \cdot C_r} = \frac{U_{Cr,\text{šp}}}{I_{Cr,\text{šp}}} \quad (4.29)$$

, kde $f_r = 2 \cdot f_{s,\max}$ je rezonanční frekvence, $U_{Cr,\text{šp}}$ a $I_{Cr,\text{šp}}$ jsou amplitudy průběhů na kondenzátoru. Nejjednodušší pro výpočet je počítat s amplitudami při max. zatížení nebo zkratu měniče (výsledek je pro oba případy stejný). Amplitudy lze odvodit z pouček uvedených v kap. 3.2.4, kdy je pro max. zatížení $I_{Cr,\text{šp}} = I_{1\text{šp}}$ a $U_{Cr,\text{šp}} = U_d$, pro zkrat pak $I_{Cr,\text{šp}} = I_{1\text{šp}}/2$ a $U_{Cr,\text{šp}} = U_d/2$. Kapacita rezonančního kondenzátoru tedy bude:

$$C_r = \frac{I_{1\text{šp}}}{2\pi \cdot f_r \cdot U_{d,\min}} = \frac{39,9}{2\pi \cdot 240 \cdot 10^3 \cdot 260} = 102 \text{ nF} \quad (4.30)$$

4.4.2 Rezonanční cívka

Ze známé hodnoty rezonančního kondenzátoru, si rezonanční indukčnost snadno určíme jejím vyjádřením z Thompsonova vztahu (2.3).

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 240 \cdot 10^3)^2 \cdot 102 \cdot 10^{-9}} = 4,3 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.31)$$

Nyní když známe indukčnost, potřebujeme si už pouze zvolit jádro a vypočítat vodiče. Jádro bylo zvoleno ETD3913-CF297, s parametry $S_e = 125 \text{ mm}^2$, $B_{\text{SAT}} = 410 \text{ mT}$

a $A_L = 3200 \text{ nH}$ [14]. Dále námi zvolené parametry pro rezonanční cívku jsou $B_{\max} = 0,2 \text{ T}$, $J = 3 \text{ A/mm}^2$ a $k_p = 0,3$. Počet závitů si určíme ze vzorce pro indukované napětí [8].

$$u_i = L \cdot \frac{di}{dt} = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (4.32)$$

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{1\text{šp}}}{S_e \cdot B_{\max}} = \frac{4,3 \cdot 10^{-6} \cdot 39,9}{125 \cdot 10^{-6} \cdot 0,2} \doteq 7 \text{ z.} \quad (4.33)$$

Jelikož proudová hustota a efektivní proud rezonanční cívku je stejný, jako primárním vinutím $I_{Lr,ef} = I_{1ef} = 19,95 \text{ A}$, vyjde optimální průřez vodiče stejný $S_{Lr} = S_1$, viz (4.13).

Pro ověření zaplnění okna jádra si ještě potřebujeme dopočítat velikost vzduchové mezery. Při jejím výpočtu zanedbáváme magnetický odpor jádra a bereme, že celkový magnetický odpor je dán pouze magnetickým odporem vzduchu.

$$L_r = N_{Lr}^2 \cdot \Lambda = N_{Lr}^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_e}{l_v} \quad (4.34)$$

$$l_v = N_{Lr}^2 \cdot \mu_0 \cdot \frac{S_e}{L_r} = 7^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{125 \cdot 10^{-6}}{4,3 \cdot 10^{-6}} = 1,8 \text{ mm} \quad (4.35)$$

Potřebné rozměry jádra z datasheetu jsou: $B = 29,3 \text{ mm}$; $D = 14,2 \text{ mm}$; $E = 12,8 \text{ mm}$ [14]

$$S_0 = \frac{B - E}{2} \cdot \left(2 \cdot D + \frac{l_v}{2} \right) = 241,725 \text{ mm}^2 \quad (4.36)$$

$$k_p = \frac{N_{Lr} \cdot S_{Lr}}{S_0} = \frac{7 \cdot 6,65}{241,725} = 0,2 \leq 0,3 \quad (4.37)$$

4.5 Návrh kapacitního děliče

Jelikož je v kapacitním děliči na obou kondenzátorech stejné napětí, můžeme je tak brát jakožto dva paralelní kondenzátory spojené jedním koncem k C_r a druhým k zemi. Tímto zjednodušením dostáváme kapacitní dělič, tvořený C_r a $2 \cdot C_{in}$, z něhož snadno určíme hodnotu C_{in} . Při max. zatížení bude na C_r napětí špička-špička $U_{Cr,p-p} = 2 \cdot U_{d,max}$ a na $2 \cdot C_{in}$ volíme napětí špička-špička zhruba setinovou oproti $U_{Cr,p-p}$. Vstupní napětí tedy bude $U_{in} = 716 \text{ V}$ a výstupní napětí bude $U_{out} = 7,2 \text{ V}$. Jelikož se jedná o čistě kapacitní dělič napětí, není potřeba počítat s reaktancemi kondenzátorů, poněvadž je kmitočtově nezávislí. Výstupní napětí je tak dáno tímto vztahem:

$$U_{out} = \frac{C_r}{2 \cdot C_{in} + C_r} \cdot U_{in} \quad (4.38)$$

Z něho si poté již snadno dopočítáme velikost kondenzátorů C_{in} .

$$C_{in} = \frac{(U_{in}/U_{out}) \cdot C_r - C_r}{2} = 5 \mu\text{F} \quad (4.39)$$

Jak je popsáno v kapitole 3.1, plní C_{in} funkci oddělovacího kondenzátoru, avšak tuto funkci může zastat i C_r . Dále v ní bylo zmíněno, že lze rezonanční kondenzátor rozdělit

na dva menší a jimi nahradit kondenzátory C_{in} (viz Obr. 3-2). Avšak musí být splněna podmínka, že $C_{in} \gg C_0$.

$$C_0 = \frac{C_r}{2} = \frac{102 \cdot 10^{-9}}{2} = 51 \text{ nF} \quad (4.40)$$

Podmínku splňujeme, a tak bude kapacitní dělič realizován těmito kondenzátory, která nám zároveň budou tvořit i rezonanční kondenzátor.

4.6 Návrh blokujícího kondenzátoru

Pro výpočet blokujícího kondenzátoru si nejdříve určíme střední hodnotu vstupního proudu obdobně, jako ve vzorci (4.2). Díky kapacitnímu děliči má odebíraný proud ze zdroje i_d pouze poloviční špičkovou hodnotu (viz Obr. 4-1), čímž pak blokující kondenzátor není tolik proudově namáhán. Hodnotu kondenzátoru poté dopočítáme podle vzorce (4.42).

$$I_{d, \text{stř}} = \frac{I_{1\text{šp}}}{2\pi} = \frac{39,9}{2\pi} = 6,35 \text{ A} \quad (4.41)$$

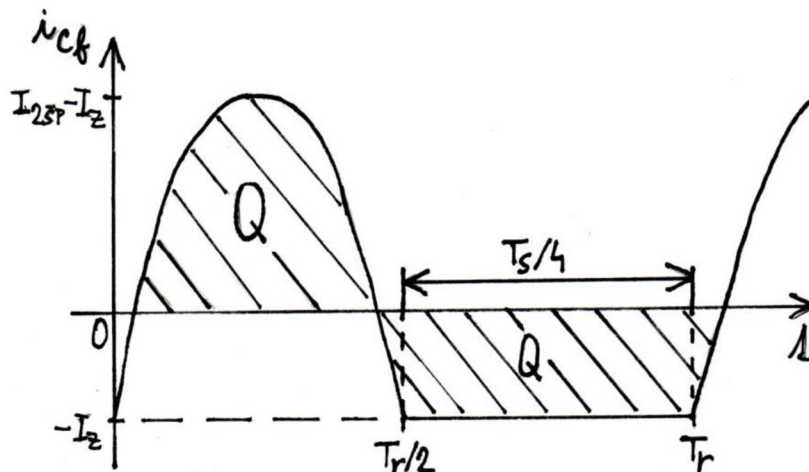
$$C_b = \frac{I_{d, \text{stř}} \cdot 0,8 \cdot \frac{T}{2}}{\Delta U_d} = \frac{6,35 \cdot 0,8}{\frac{2 \cdot 50}{40}} = 1,3 \text{ mF} \quad (4.42)$$

4.7 Návrh filtračního kondenzátoru

Při výpočtu filtračního kondenzátoru se vychází z velikosti jeho náboje a požadovaného zvlnění výstupního napětí. Jak můžeme vidět na Obr. 4-4, náboj lze přibližně spočítat, přes obsah obdélníku, u kterého ještě zohledníme 20% nárůst, kvůli části sinusovek po stranách.

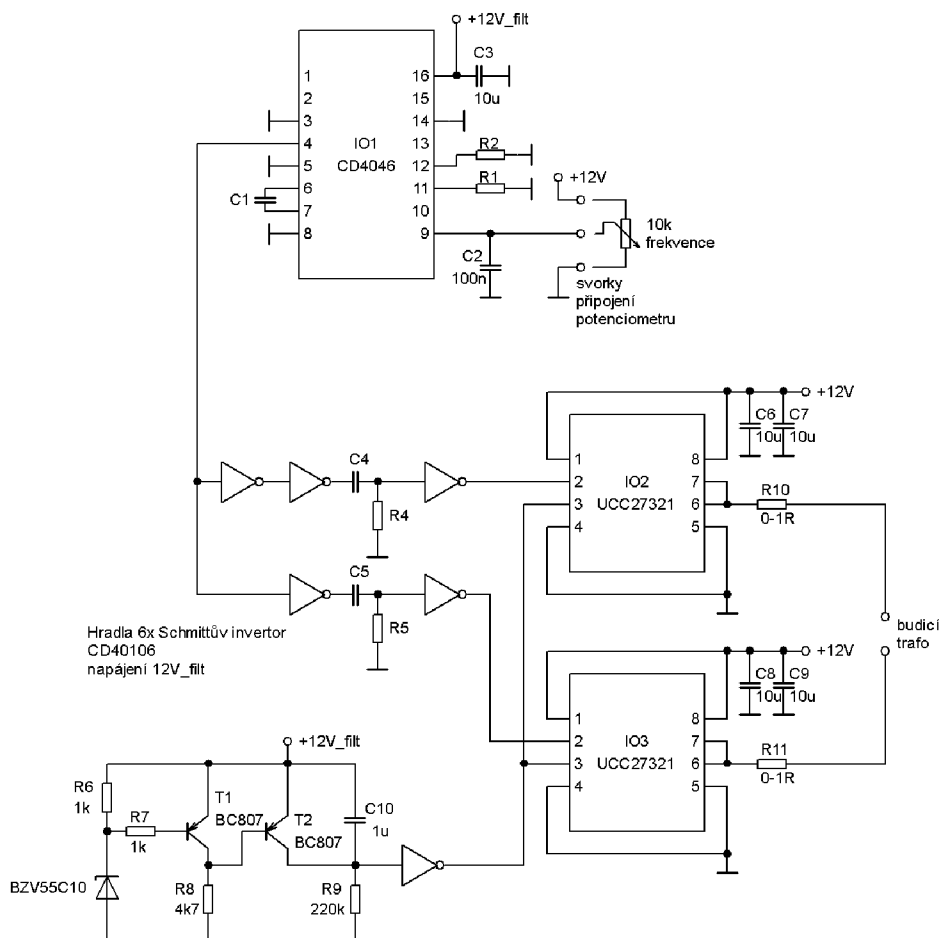
$$\Delta Q_{Cf} = \frac{I_z}{4f_s} \cdot 1,2 = \frac{30}{4 \cdot 120 \cdot 10^3} \cdot 1,2 = 75 \mu\text{C} \quad (4.43)$$

$$C_f = \frac{\Delta Q_{Cf}}{\Delta U_z} = \frac{75 \cdot 10^{-6}}{0,4} = 187,5 \mu\text{F} \quad (4.44)$$



Obrázek 4-4: Průběh proudu filtračním kondenzátorem

5. POPIS ŘÍDÍCÍCH A BUDÍCÍCH OBVODŮ



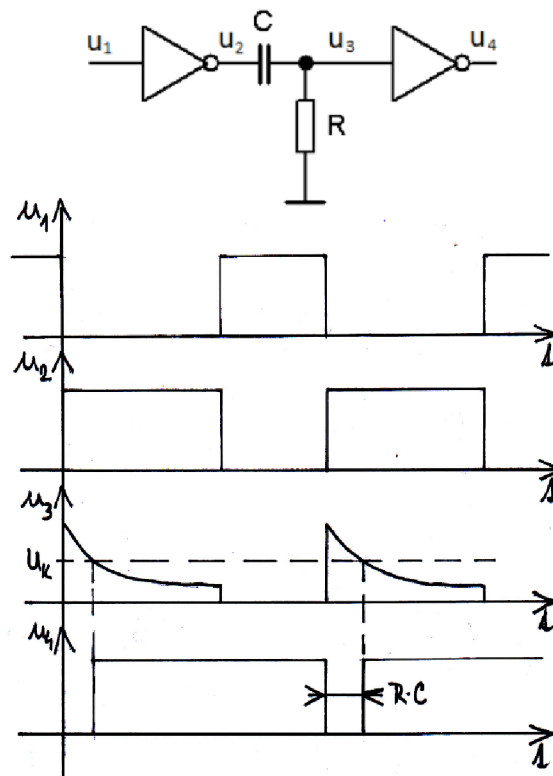
Obrázek 5-1: Schéma řídicího obvodu s budiči tranzistorů

Schéma na Obr. 5-1 lze rozdělit na řídicí část (generátor impulzů), budící část a podpěťovou ochranu. Generované impulzy jsou dány prvky IO CD4046 a derivačním článkem C_4 a R_4 (resp. C_5 a R_5). Správným nastavením těchto prvků, dostaneme požadované generované pulzy, pro spínání výkonových tranzistorů. K budičům je ještě připojena podpěťová ochrana, která v případě poklesu U_{cc} zablokuje budící signál.

5.1 Řídicí část

Generované impulzy vytváří IO CD4046, který obsahuje napětím řízený oscilátor. Prvky C_1 a R_1 určují frekvenční rozsah oscilátoru a odpor R_2 nastavuje offset. Hodnoty R_1 a R_2 jsme stanovili z datasheetu [15], při zvolené hodnotě kondenzátoru $C_1 = 2,2$ nF a $f_{s,\min} = 30$ kHz. Hodnoty odporů tak budou, $R_1 = 10$ k Ω a $R_2 = 100$ k Ω . Kondenzátory C_2 a C_3 jsou blokující a slouží k odrušení napájecího (pin 16) a řídicího (pin 9) napětí. Potenciometrem je na IO přiváděno řídicí napětí o hodnotě 0 až U_{cc} , čímž se reguluje frekvence generovaných impulzů. Z výstupu (pin 4), pak dostáváme obdélníkové průběhy napětí se střídou 50 % s proměnnou frekvencí.

Tyto napěťové impulzy jsou pak přiváděny na sérii hradel tvořenými Schmittovými invertory, mezi nimiž je derivační článek, tvořený prvky C_4 a R_4 (resp. C_5 a R_5). Průběhy napěťových impulzů v jednotlivých částech jsou zobrazeny na Obr. 5-2. Pokud bude na derivační článek přivedeno napětí (u_2), bude z principu muset napětí na výstupu článu (u_3) exponenciálně klesat. Až napětí u_3 poklesne na dolní komparační úroveň koncového Schmittova invertoru (U_K), dojde k jeho překlopení do logické 1. Jelikož jsou napěťové pulzy u_4 přiváděny do invertujícího budiče, je pracovní střída daná dobou, kdy je tento napěťový pulz nulový. Tato doba je daná rychlostí poklesu napětí u_3 na komparační úroveň, tedy přímo časovou konstantou derivačního článu $\tau \cong 0,9 \cdot R \cdot C$.



Obrázek 5-2: Změna generovaného impulzu skrz D-článek a Schmittovy invertory

Při návrhu derivačního článu vycházíme z požadavku rozepnutí spínače, během druhého pracovního intervalu měniče (zdůvodnění viz kapitola 3.2.2). Nejvýhodnější je zvolit časovou konstantu v půli toho intervalu. Časová konstanta se pak určí, jako:

$$\tau = \frac{3}{4} \cdot T_r \quad (5.1)$$

Pro zvolenou kapacitu $C = 470 \text{ pF}$, lze snadno dopočítat potřebný odpor, pro který byla zvolena nejbližší řadová hodnota $R = 7,5 \text{ k}\Omega$.

$$R = \frac{\frac{3}{4} \cdot \frac{1}{f_r}}{0,9 \cdot C} = \frac{\frac{3}{4} \cdot \frac{1}{240 \cdot 10^3}}{0,9 \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = 7,39 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

5.2 Budící část

Budiče pro tranzistory jsou realizovány dvojicí IO UCC27321, které invertují vstupní signál (pin 2). Jelikož jde na vstup napěťový signál u_4 , budeme z výstupu (pin 6 a 7) dostávat impulzy, široké podle nastavené časové konstanty τ a ta odpovídá naší pracovní střídě. Napěťové impulzy z výstupů budičů (u_{b1} a u_{b2}), jsou pak přivedeny přes odpory R_{10} a R_{11} na primární vinutí budícího transformátoru (viz Obr. 5-3).

Pro určení ztrátového výkonu na rezistorech je zapotřebí dopočítat si budící proud tranzistoru I_G . Pro jeho určení potřebujeme znát ještě náboj na řídicí elektrodě Q_G . Ten je v datasheetu použitého tranzistoru uveden pro budící napětí $U_{GS} = 10$ V. Pro naše budící napětí 12V náboj přepočítáme podle lineární závislosti.

$$Q_{G12} = Q_{G10} \cdot \frac{U_{GS12}}{U_{GS10}} = 108 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{12}{10} = 130 \text{ nC} \quad (5.3)$$

$$I_G = Q_{G12} \cdot \frac{3}{4} \cdot f_r = 130 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{3}{4} \cdot 240 \cdot 10^{-3} = 23,4 \text{ mA} \quad (5.4)$$

Budící výkon pro jeden tranzistor bude:

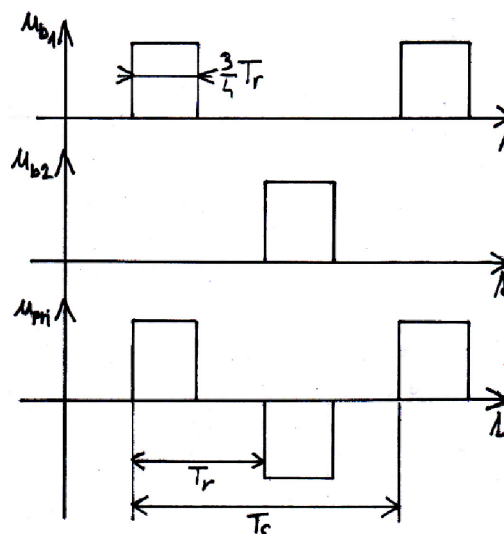
$$P_G = I_G \cdot U_{GS} = 23,4 \cdot 10^{-3} \cdot 12 = 281 \text{ mW} \quad (5.5)$$

Celkový ztrátový výkon pro dva tranzistory je dvojnásobkem P_G , avšak tento výkon se dělí mezi rezistory R_{10} a R_{11} . Rezistory tak musíme volit s ohledem na výkon P_G .

Budící transformátor má dvě sekundární vinutí, která jsou k tranzistorům připojená v protifázi. Všechny vinutí mají stejný počet závitů, které lze určit ze vzorce (4.6). Jádro bylo zvoleno toroidní T2510C-CF139 s efektivním průřezem $S_e = 48,7 \text{ mm}^2$. Max. změnu magnetické indukce volíme $\Delta B_{\max} = 0,25 \text{ T}$.

$$N_{1,b} = N_{2,b} = \frac{U_{GS} \cdot T_{s,\min} \cdot s_b}{\Delta B_{\max} \cdot S_e} = \frac{12 \cdot 0,75}{120 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 48,7 \cdot 10^{-6}} \doteq 6 \text{ z.} \quad (5.6)$$

Na Enable vstup budičů (pin 3) je vyvedena podpěťová ochrana. Pokud není na tento pin přiveden signál, výstupní signál z budičů bude blokován, nezávisle na hodnotě vstupního signálu [16].



Obrázek 5-3: Napěťové impulzy vystupující z budičů a na prim. vinutí budícího trafo

5.3 Podpěťová ochrana

Aby nedocházelo k nežádoucímu spínání tranzistorů sníženým napětím (nárůst ztrát vedením), je potřeba sledovat napájení a v případě jeho poklesu, musí podpěťová ochrana zablokovat budiče. V našem případě je ochrana tvořena Zenerovou diodou, dvěma bipolárními PNP tranzistory, Schmittovým invertorem, odpory R_{6-9} a kondenzátorem C_{10} .

Napájecí napětí se rozděluje mezi 10 V Zenerovu diodu a odpor R_6 . Při správné napájecí úrovni, je na R_6 vyšší napětí než 0,6 V. Dochází tak k otevření tranzistoru T_1 , kterým začne procházet proud, a tím se zavře tranzistor T_2 . Kondenzátoru C_{10} se začíná přes odpor R_9 exponenciálně nabíjet na U_{cc} . Na vstupu Schmittova invertoru pak vznikne nulové napětí, což má za následek, že do Enable vstupu budičů je vysílána logická 1.

Pokud napájecí napětí poklesne pod úroveň 10,6 V, dojde k zavření T_1 a následnému otevření T_2 . V podstatě tak T_2 zkratuje C_{10} , což způsobí jeho okamžité vybití. Napětí na vstupu Schmittova invertoru skokově naroste nad jeho horní komparační úroveň a výstup se překlápí do logické 0, což v budičích vyvolá jejich zablokování.

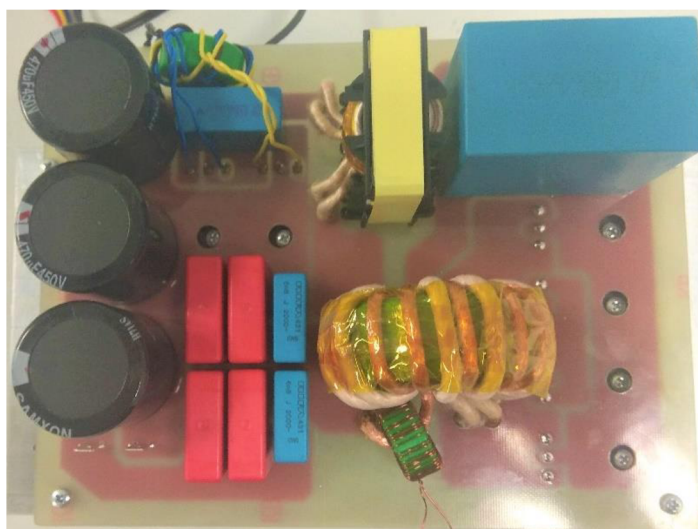
Prvky R_9 a C_{10} zpožďují signál po zapnutí, nebo po opětovné deaktivaci podpěťové ochrany, časem přibližně 220 ms. Aby nedocházelo k aktivaci ochrany rušivými poklesy napětí, musí být napájení filtrováno.

6. REALIZACE MĚNIČE

Měnič je realizován formou dvou desek plošných spojů (DPS) propojených buďcím transformátorem. Hlavní deska obsahuje výkonovou část zdroje a pomocná deska obsahuje funkční celky regulace, kterými jsou řídicí část s budiči a podpěťová ochrana. Měnič není vybaven žádnými prvky zajišťujícími nadproudovou nebo přepětovou ochranu, jelikož se předpokládá pouze jeho laboratorní využití pro ověření jeho vlastností. Všechny DPS byly navrženy v programu EAGLE 7.6.0. Výrobní podklady pro zhotovení desek, soupis použitých součástek a osazovací plány jsou k vidění v technické dokumentaci (kap. 7).

6.1 Realizace jednotlivých částí

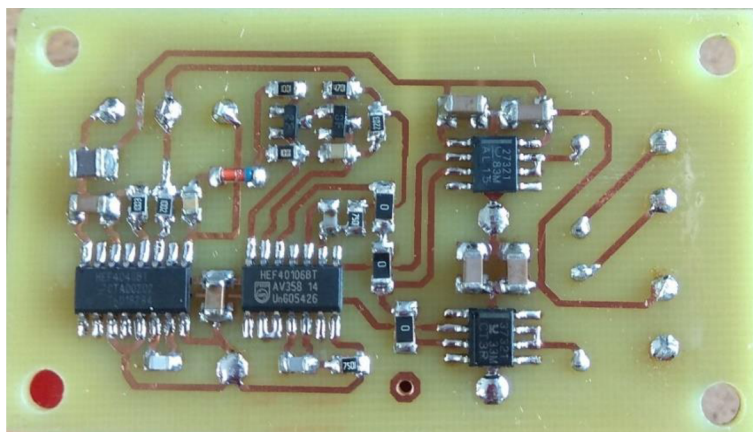
DPS silového obvodu je navržena jako jednostranná o rozměrech 198 x 151 mm (š x d). Všechny součástky jsou tak umístěny na horní straně desky, kromě tranzistorů a usměrňovacích diod. Jelikož ty budou umístěny na chladiči, který bude pod deskou, jsou jejich vývody připájeny přes prokovy ze strany součástek. Aby se tyto součástky daly připevnit k chladiči, obsahuje deska otvory pro uchycovací šrouby. Kvůli vysokým proudům protékajícím silovým obvodem, byly šířky cest spojů voleny s ohledem na běžně používanou proudovou hustotu, která bývá až 100 A/mm². V některých částech však byla šířka cest rizikově malá, a tak pro jejich posílení na ně byl napájen měděný drát. Izolační mezera mezi spoji byla nastavena na 1,3 mm.



Obrázek 6-1: Osazená DPS silového obvodu

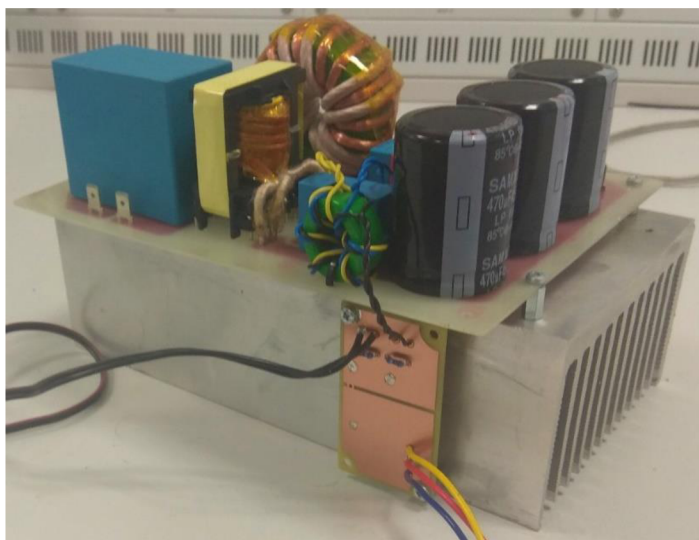
DPS řídicí části s budiči a podpěťovou ochranou je navržena jako oboustranná o rozměrech 66,5 x 38,2 mm. Deska je navrhnutá pro SMD montáž. Všechny součástky, kromě regulačního potenciometru a výstupních odporů budičů, jsou tak montovány povrchově ze strany spojů. Tím se docílilo zmenšit rozměry desky a délky spojů. Vlivem kratších spojů se zlepšila odolnost na elektromagnetické rušení. Zadní stranu desky tvoří

dvě souvislé, v jedné části propojené, měděné vrstvy, které slouží jako zem a stínění obvodu. Jedná se o dvě, co nejvíce od sebe izolované země. Použít jednu souvislou zem by nebylo rozumné, jelikož mezi zemí napájecího zdroje a zemí budičů mohou téct rušivé proudy, a toto rušení by se pak mohlo přenést na řídicí část (IO1 a IC1), která by pak nemusela pracovat správně. Samotný zdroj sám o sobě může také rušit, a proto je přívod napájení připojen blíže budičům. Z tohoto zarušeného napájení se přes tlumivku rozvede filtrované napájení pro zbytek obvodu. Zarušená zem je pak ještě přes jeden úchytný šroub uzemněna na chladič, čímž se ještě více omezí napájecí rušení.



Obrázek 6-2: Osazená DPS řídicí části s budiči a podpět'ovou ochranou

Obě desky jsou, přes distanční rozpěrky, připevněny na hliníkový chladič, jak je vidět na následujícím obrázku. Tranzistory a usměrňovací diody jsou k chladiči připevněny přes keramické tepelně vodivé podložky. Pro lepší tepelný kontakt jsou podložky z obou stran namazány tepelně vodivou pastou.



Obrázek 6-3: Celkový experimentální zdroj

6.2 Oživení, konstrukční změny a měření

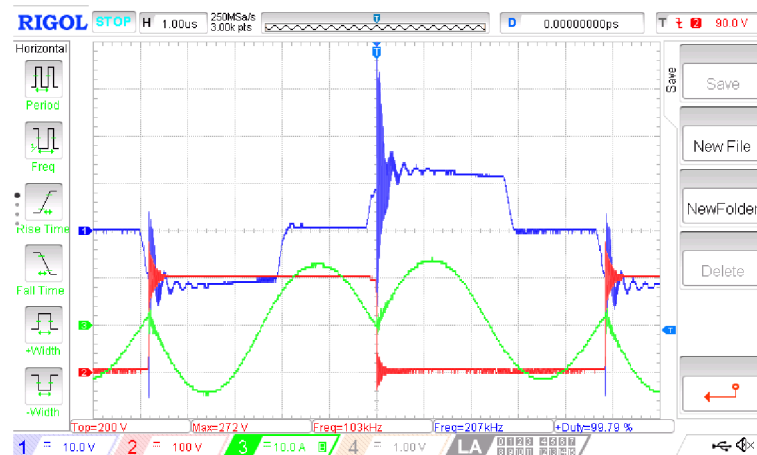
Nejdříve byla oživena samotná řídicí deska s budičí, jelikož byla vyrobena jako první. Funkce podpěťové ochrany, průběhy budících signálů i regulace byly v pořádku. Problém byl v tom, že maximální nastavitelná frekvence byla pouze 85 kHz. Tato nižší hodnota byla způsobena špatnou volbou C_2 a R_1 u generátoru impulzů CD4046. Tento IO se spíše využívá jako fázový závěs, který si frekvenci upravuje podle fáze. Katalogové závislosti, ze kterým jsme získávali potřebné hodnoty tak nemusí být tolik přesné. Pro nastavení správné maximální frekvence byl C_2 nahrazen menší hodnotou (1 nF) a na pozici R_1 byl připájen dočasně potenciometr. Po správném nastavení byl potenciometr opatrně odpájen, změřila se jeho hodnota a na pozici R_1 byl použit rezistor 18 k Ω . Rezistor R_2 byl ponechán 100 k Ω a s nižším C_2 se tak doba offsetu nepatrně snížila. Tato doba však pořád byla nastavená v požadovaném časovém rozsahu, a proto R_2 nebyl nahrazen.

Před celkovým sestavením a oživením měniče byl na silovou desku přidán ještě budící a měřící transformátor. Budící transformátor byl připevněn, přes dodělané díry, stahovací páskou. Měřící transformátor je použit k měření primárního proudu měniče. Realizován je jedním průvlekem primárního vinutí a 47 závitů sekundárního vinutí, které je pak připojeno k bočníku. Silová deska byla osazena téměř všemi součástkami určenými návrhem. Z časových důvodů už však bohužel nebylo možné objednat všechny součástky. Jedná se však pouze o výstupní filtrační kondenzátor a usměrňovací diody. Použitý filtrační kondenzátor má třetinovou hodnotu oproti návrhu. Ta však ověřované vlastnosti měniče nijak neovlivní, pouze se zvedne zvlnění výstupního napětí. Usměrňovací diody nejsou použity Schottkyho, ale obyčejné s větším prahovým napětím. Výkonová ztráta na nich tak bude větší, než s kterou se počítalo. Ovšem při oživení a měření byl k chladiči opatřen ventilátor, který tento nárůst ztrát zvládal uchládit.

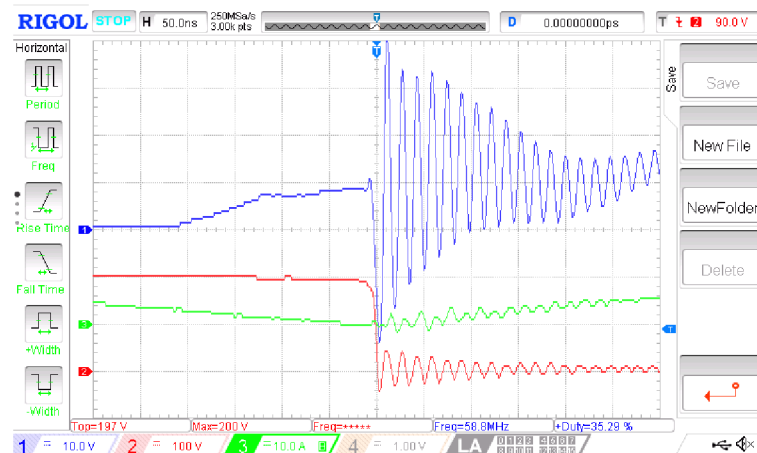
Po připevnění obvodů na chladič a jejich propojení přes budící transformátor, následovalo celkové oživení zdroje (viz Obr. 6-8). Silový obvod byl napájen přes regulační autotransformátor, třífázový usměrňovací můstek (malé zvlnění napětí) a několika Ohmový ochranný rezistor. Řídicí část s budičí byla napájena samostatně izolovaným laboratorním zdrojem s omezením proudu. Vstupní a výstupní napětí bylo měřeno analogovými voltmetry, výstupní proud pak klešťovým ampérmetrem. Sondy osciloskopu, u kterých bylo potřeba zamezit rušení snímaných průběhů, byly provlečeny toroidním jádrem. Nejdříve byla znovu ozkoušena správná funkce budičů a regulace. Poté jsme s výstupem nakrátko zvýšili napětí a sledovali průběhy napětí u_{DS} s primárním proudem i_1 . Průběhy odpovídali tomu, co jsme očekávali, avšak objevili se komplikace.

Maximální spínací frekvence klesla na 104 kHz, při nastavení vyšší frekvence bychom už přecházeli do režimu tvrdého spínání. Tento stav nastal v důsledku rozptylové indukčnosti výkonového transformátoru, kterou jsme zapomněli brát v potaz. Tato indukčnost o hodnotě 1 až 2 μH navýšila rezonanční indukčnost a snížila tak rezonanční frekvenci obvodu. Funkčně to ale měnič nijak neovlivnilo, jelikož budiče stále rozepínají tranzistory v požadovaném časovém rozsahu ($0,5T_r - T_r$). Dalším problémem byly velké překmitý na budícím signálu, při sepnutí tranzistoru (viz Obr. 6-4 a Obr. 6-5). Ty byly

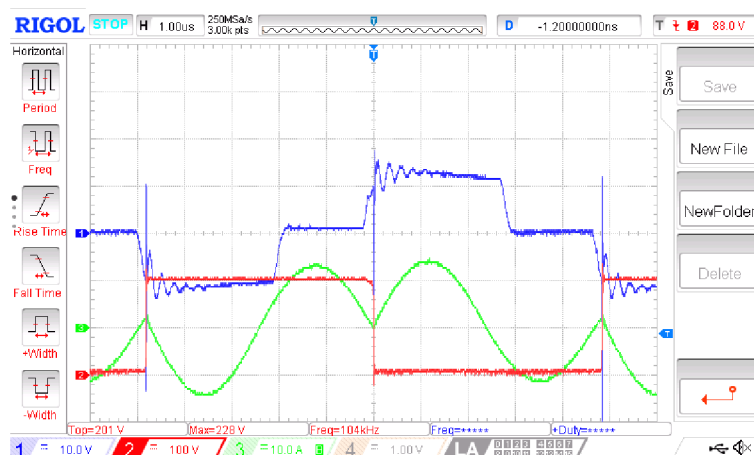
způsobeny parazitní Millerovou kapacitou mezi drainem a gate. Tato kapacita je sice malá, ale ve spojení s velkou strmostí napětí U_{DS} při zapínání vyvolá nezanedbatelné rušivé impulzní proudy ($I = C_p \cdot \frac{\Delta u}{\Delta t}$). Tyto proudy pak způsobí indukování rušivých napětí na indukčnostech v blízkosti tranzistorů podle vzorce ($U = L \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}$). Indukčností spojů tento stav být vyvolán nemohl, jelikož ty jsme se snažili omezit již při návrhu, kdy byly tranzistory a blokující kondenzátory umístěny co nejbližší k sobě (krátké spoje). Zákmity způsobují vnitřní diody tranzistorů, které jsou pomalé. V době sepnutí horního tranzistoru ještě vede vnitřní dioda spodního tranzistoru a my jí nuceně vypneme. Tím se na krátkou dobu zkratuje tranzistorová větev a projde jí velký impulzní proud, který přes L_r naindukuje strmé rušivé napětí, které se přes Millerovu kapacitu přenesení na gate. Je tedy žádoucí nějakým způsobem omezit strmost tohoto napětí. Využili jsme tlumícího RC článku, který se připojil paralelně k přechodu drain-source. Během vypínání se nabíjí kondenzátor a tím omezuje strmost napětí. Při sepnutí se kondenzátor vybije přes rezistor, který mezí velikost špičkového vybíjecího proudu. Podle doporučení vedoucího byly na RC článek použity $R = 8,2\Omega$ a $C = 220 \text{ pF}$. Průběh tlumeného zvlnění budícího signálu lze vidět na Obr. 6-6 a Obr. 6-7.



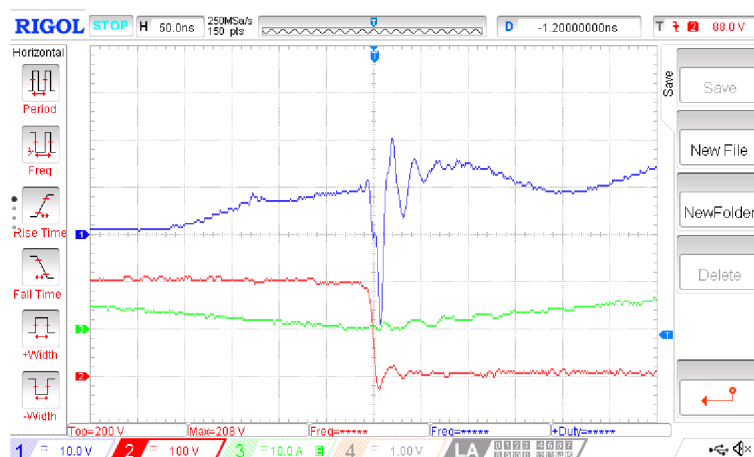
Obrázek 6-4: Průběh u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_d (zeleně) - bez RC článku



Obrázek 6-5: Detail zvlnění u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_d (zeleně) - bez RC článku

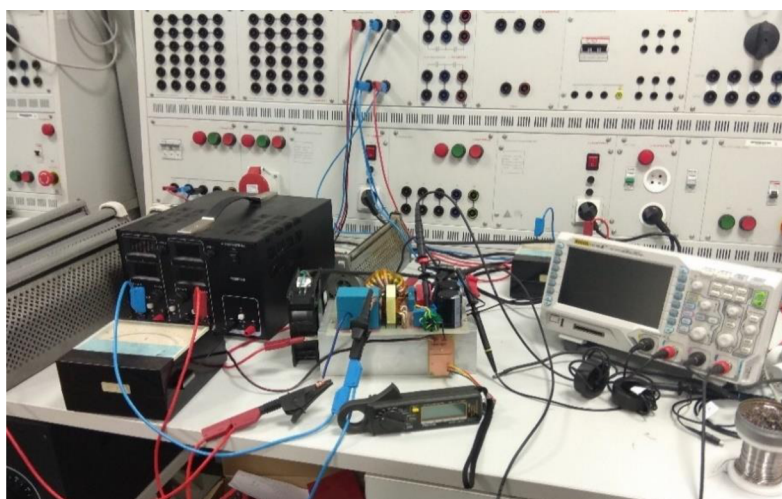


Obrázek 6-6: Průběh u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_1 (zeleně) - s RC článkem



Obrázek 6-7: Detail zvlnění u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_1 (zeleně) - s RC článkem

Po zbavení se těchto zákmitů, byl měnič odzkoušen při chodu nakrátko, naprázdno a při jmenovité zátěži. Zkoušen také byl regulační rozsah a tvrdost zdroje. Během všech těchto úkonů, hlavně při vyšším výkonu, bylo nutno kontrolovat teplotu kritických částí zdroje (chladiče, transformátoru atd.). Naměřené průběhy jsou zaznamenány a popsány v následující kapitole.

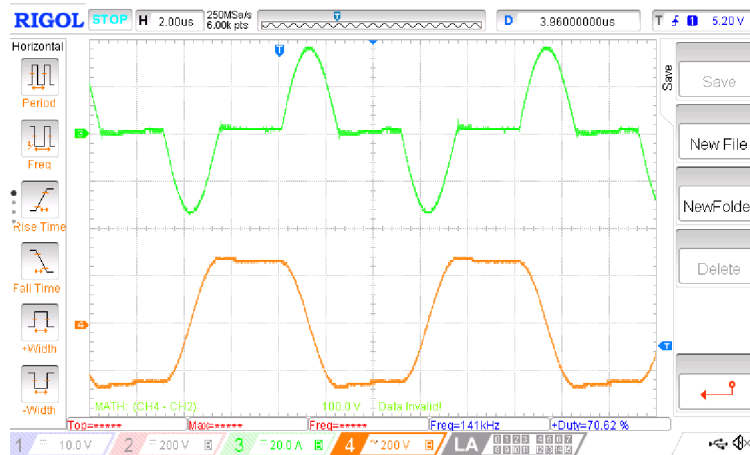


Obrázek 6-8: Fotografie oživovacího pracoviště

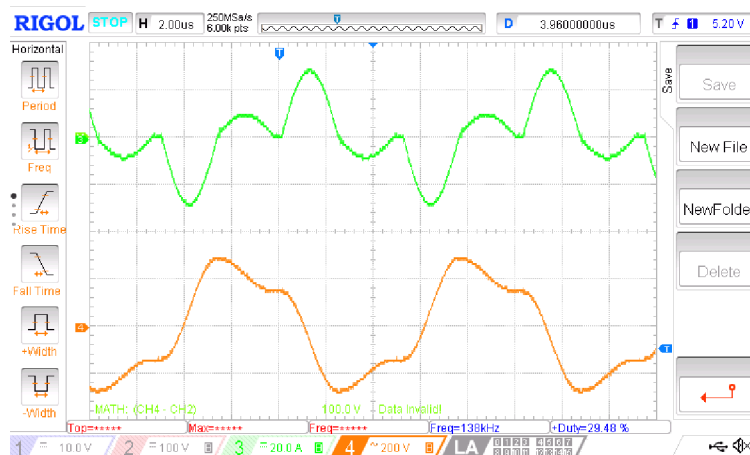
6.3 Rozbor naměřených průběhů

Na Obr. 6-9, Obr. 6-10 a Obr. 6-11 můžeme vidět, že průběhy rezonančním obvodem jsou shodné s teorií. Všechny průběhy jsou měřeny při napájení 300 V a spínací frekvenci 100 kHz. Jelikož je tato frekvence blízká nové $f_{s,max}$ (vysvětleno v předchozí kapitole), můžeme na průbězích vidět pouze první dva pracovní intervaly, kdy proud prochází tranzistorem a jeho vnitřní diodou. Třetí interval, kdy neprochází proud a napětí na C_r je konstantní, není na průbězích zcela zřetelný.

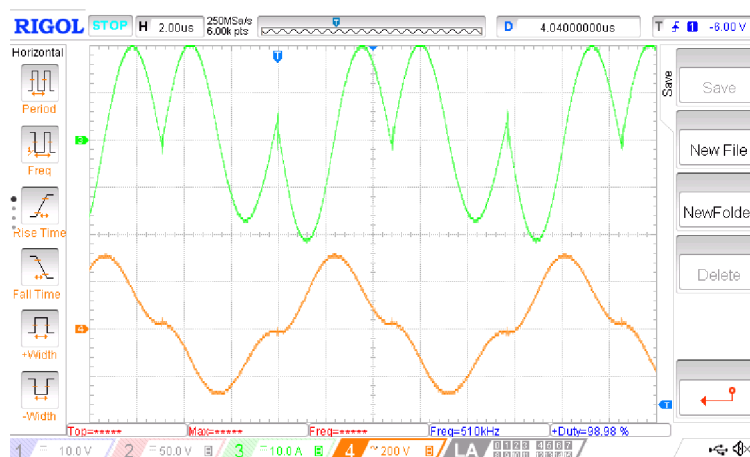
Při jmenovitém zatížení (50 V, 30 A) si můžeme povšimnout, že proud prochází pouze tranzistorem a dosahuje maximální špičkové hodnoty (cca 38 A). Pro poloviční zátěž (25 V, 30 A) můžeme vidět, jak zdroj udržuje konstantní výstupní proud. S nižším zatížením se začne část proudu vracet přes vnitřní diodu tranzistoru zpět do zdroje. Špičková hodnota proudu tranzistorem a diodou bude tedy taková, aby střední hodnota z tohoto přetransformovaného, usměrněného proudu byla konstantní. Špičkový proud tranzistorem tedy klesne a úměrně tomu musí narůst špičkový proud diodou. Stejně tak měnič funguje i s výstupem nakrátko, kdy se stejně velký proud odebraný měničem, vrátí zpět do zdroje. Špičkové proudy oběma prvky by tak měli dosáhnout stejné velikosti, rovné polovině špičkového proudu při jmenovitém zatížení (cca 19 A). Není tomu tak úplně, jelikož usměrňovací diody mají v propustném směru úbytek napětí, který i při zkratu zátěže vytváří určité výstupní napětí o několika voltech.



Obrázek 6-9: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – jmenovitá zátěž

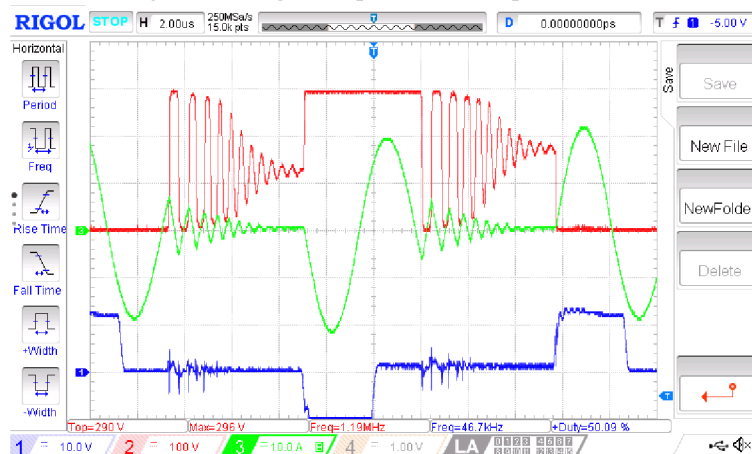


Obrázek 6-10: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – poloviční zátěž



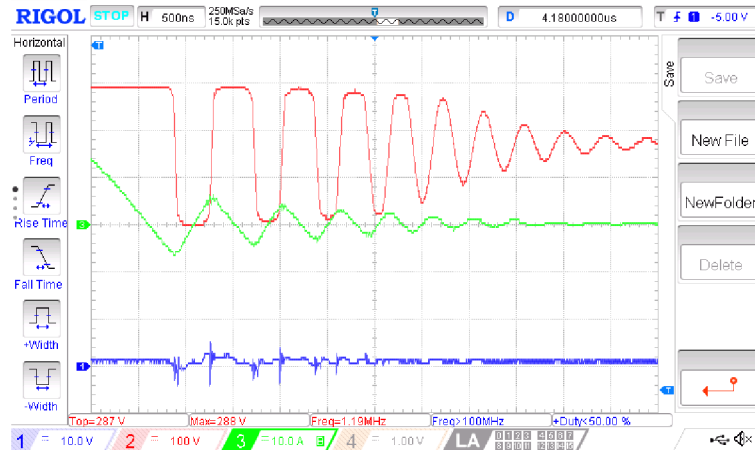
Obrázek 6-11: Průběhy proudu (zeleně) a napětí (oranžově) na C_r – zkrat

Na Obr. 6-12 je zobrazeno dokmitávání v obvodu, při nižší spínací frekvenci, způsobené vnitřní diodou tranzistoru. Když dioda přechází z průchozího do blokujícího stavu, zbavuje se nejdříve nahromaděného náboje, během doby zotavení (t_{rr}). Po tuto dobu prochází proud opačným směrem. Přes Millerovu kapacitu se nám tyto zákmity opět dostávají na řídicí elektrodu. Pokud by nebyla řídicí elektroda přes sekundární vinutí spojena s emitorem, tak by to zcela jistě způsobovalo pootevírání tranzistorů.



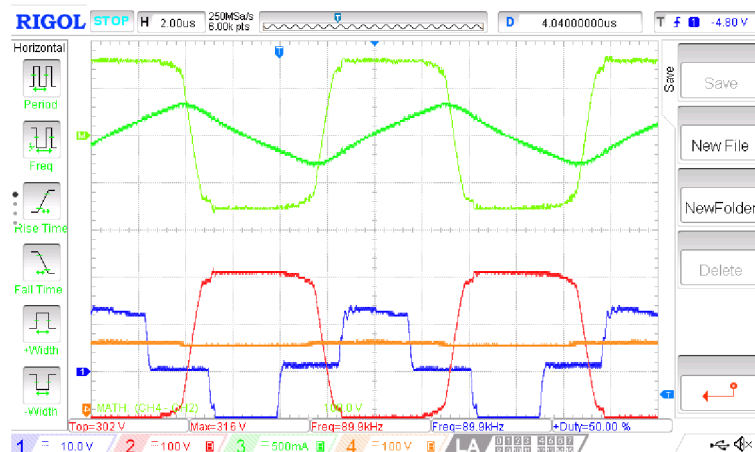
Obrázek 6-12: Dokmitávání způsobené t_{rr} vnitřní diody – u_{ds} (modře), u_{ds} (červeně) a i_l (zeleně)

Proud dokmitává s frekvencí danou rezonančním obvodem a Millerovou kapacitou. Na detailu (Obr. 6-13) lze vidět, jak proud vybíjí se z diody otevře příslušný tranzistor. Po půli rezonance prochází proud zpět diodou, tranzistor se zavře a dioda opět začne vybíjet svůj vnitřní náboj. Tento náboj už je však menší, jelikož část proudu se přemění na odpor R_s na teplo. Tento děj pokračuje, dokud proud zcela nezanikne. Napětí u_{ds} se pak ustálí na hodnotě polovičního napájecího napětí.

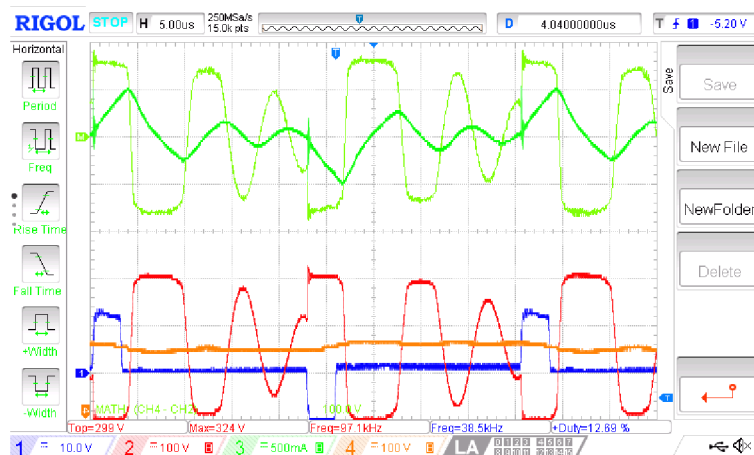


Obrázek 6-13: Detail dokmitávání způsobeného t_{rr} diody – u_{gs} (modře), u_{ds} (červeně) a i_d (zeleně)

Na Obr. 6-14 a Obr. 6-15 jsou zobrazeny průběhy magnetizačního proudu a primárního napětí při stavu naprázdno, pro max. a min. spínací frekvenci (modrý průběh). Jak můžeme vidět, nedochází k tvrdé saturaci jádra ani v jednom případě. Při nižších spínacích frekvencích můžeme vidět dokmitávání magnetizačního proudu a prim. napětí. Za to může opět zotavovací čas diody, ovšem frekvence dokmitávání je nyní více nízkofrekvenční. To je způsobeno tím, že k prvkům určující zákmitu se ještě přidala magnetická indukčnost L_1 .

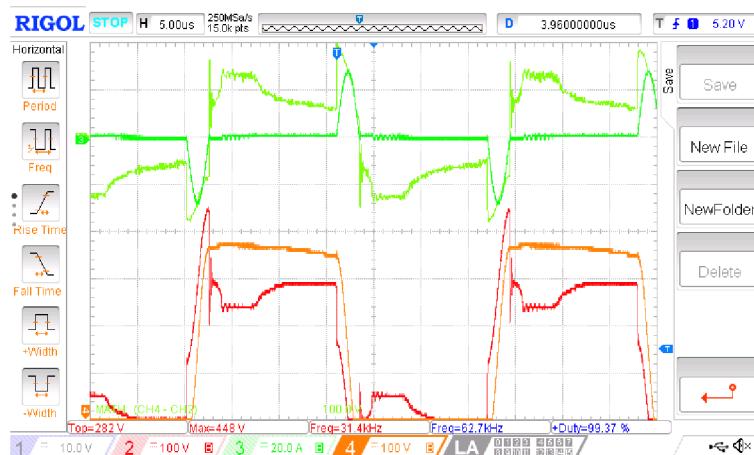


Obrázek 6-14: Průběhy I_m (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) – naprázdno, $f_{s,min}$



Obrázek 6-15: Průběhy I_{μ} (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) – naprázdno, $f_{s,min}$

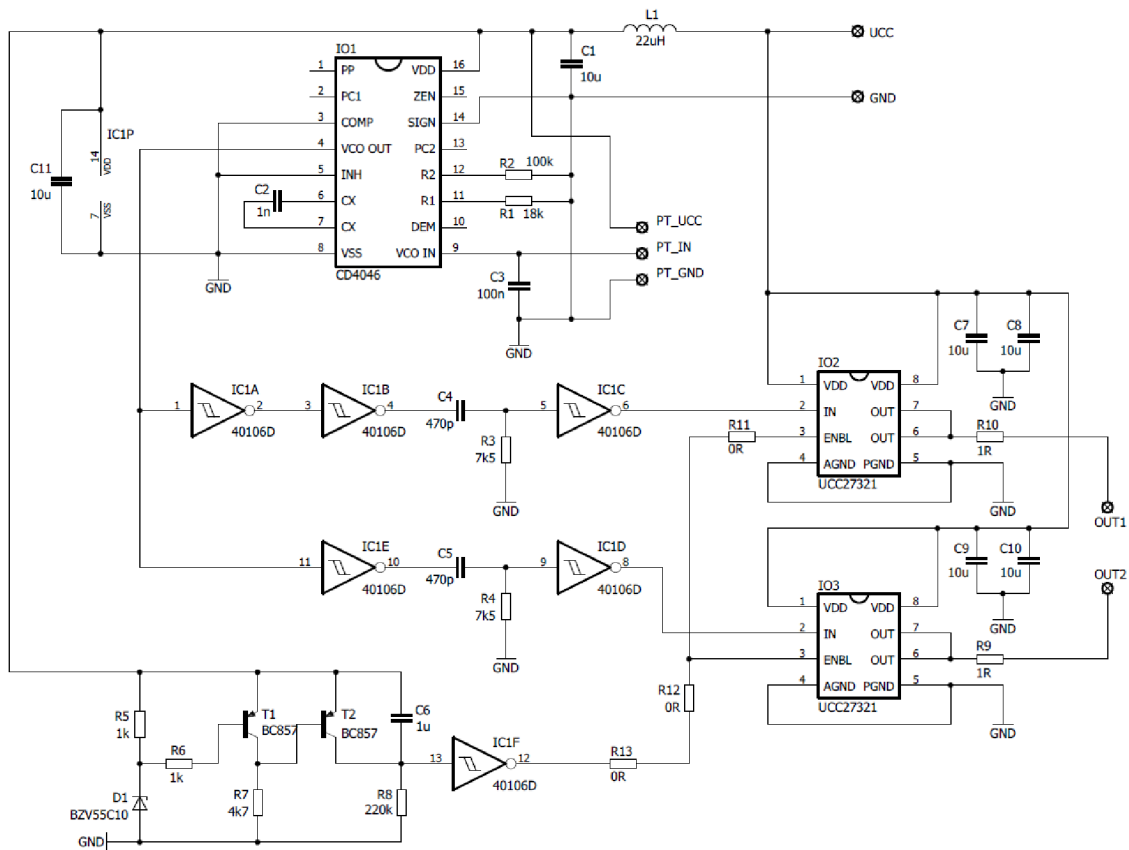
Na Obr. 6-16 vidíme průběh na primárním napětí při minimální spínací frekvenci a výstupním napětí 50 V. Na nižší spínací frekvence už jsme jít nemohli, jelikož v obvodu začala vznikat nějaká nestabilita a nechtěli jsme tím zničit vyrobený vzorek. Bylo usouzeno, že při nižších frekvencích dochází k saturaci jádra (není mu umožněna demagnetizace). Z časových důvodů již nebylo možné tento stav prozkoumat blíže.



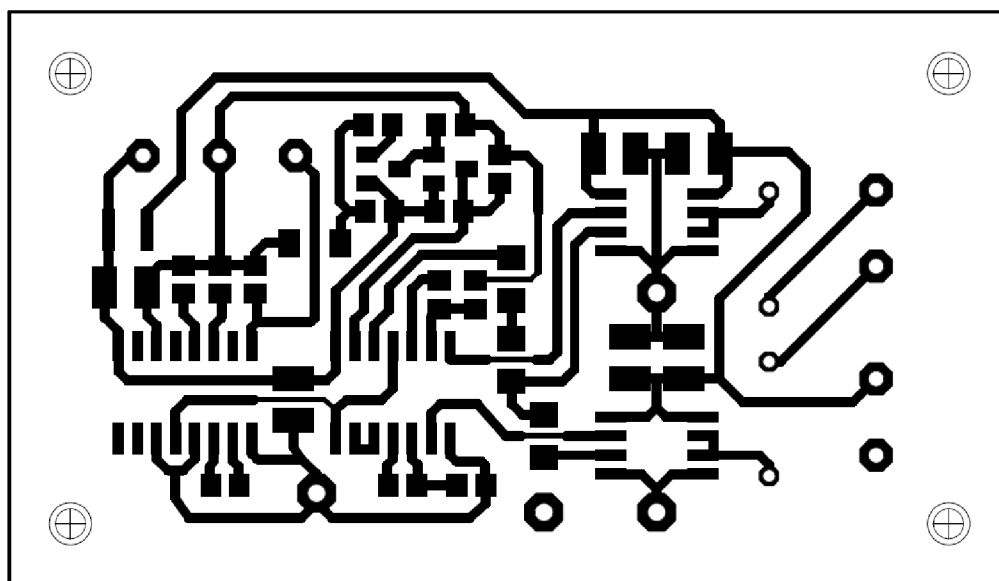
Obrázek 6-16: Průběh I_1 (tmavě zelená) a u_1 (světle zelená) při $f_{s,min}$

7. TECHNICKÁ DOKUMENTACE

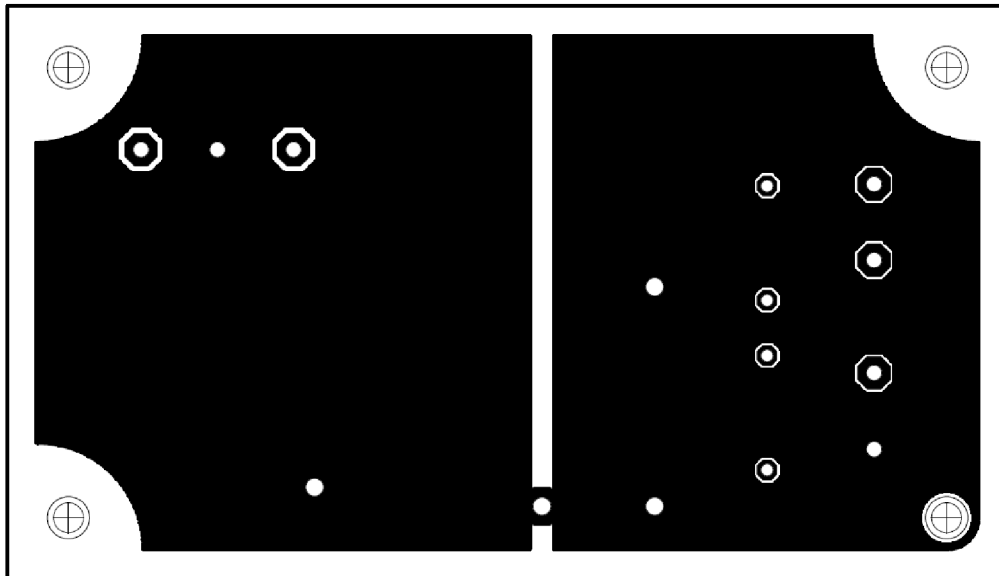
7.1 Řídicí část s budiči a podpět'ovou ochranou



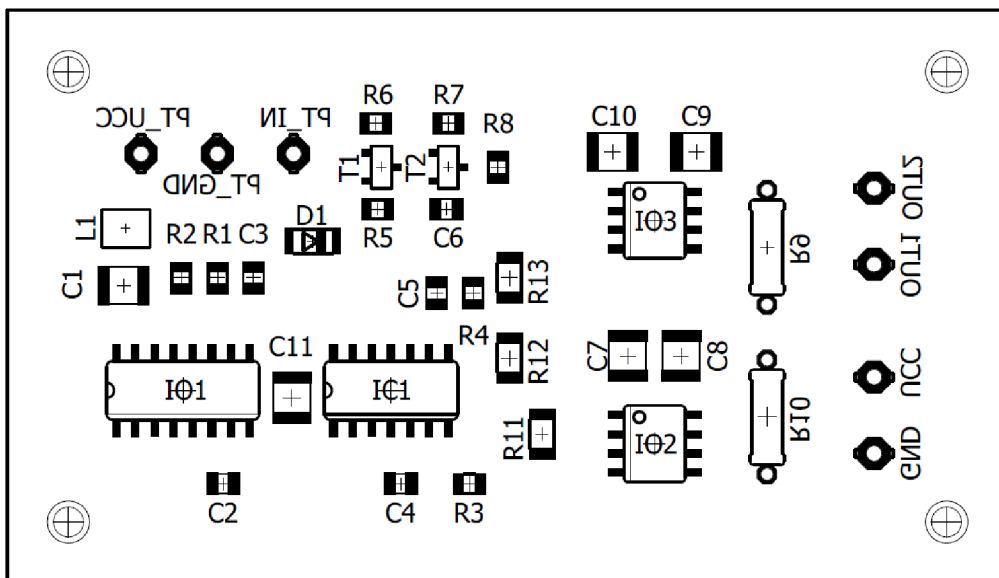
Obrázek 7-1: Celkové schéma řídicí části s budiči



Obrázek 7-2: DPS řídicí části s budiči – horní vrstva (měřítko 2:1)

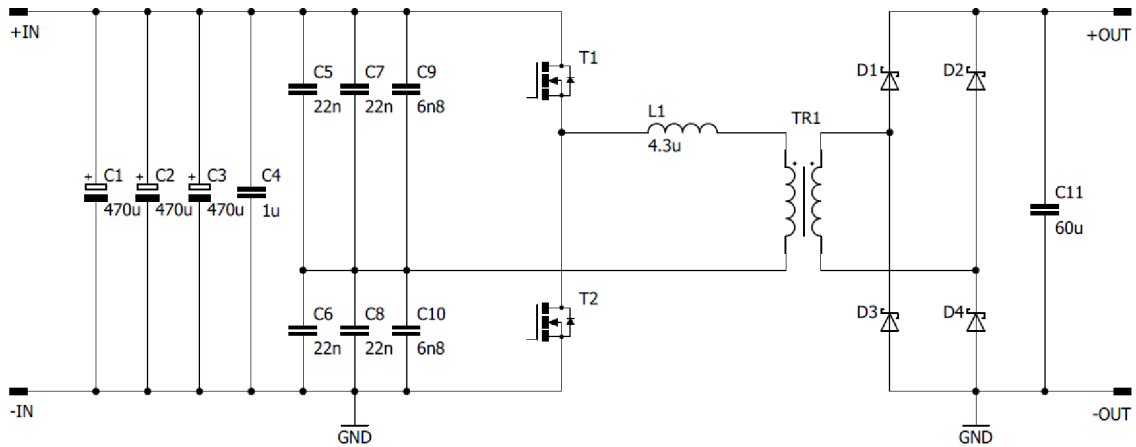


Obrázek 7-3: DPS řídicí části s budiči – spodní vrstva (měřítko 2:1)

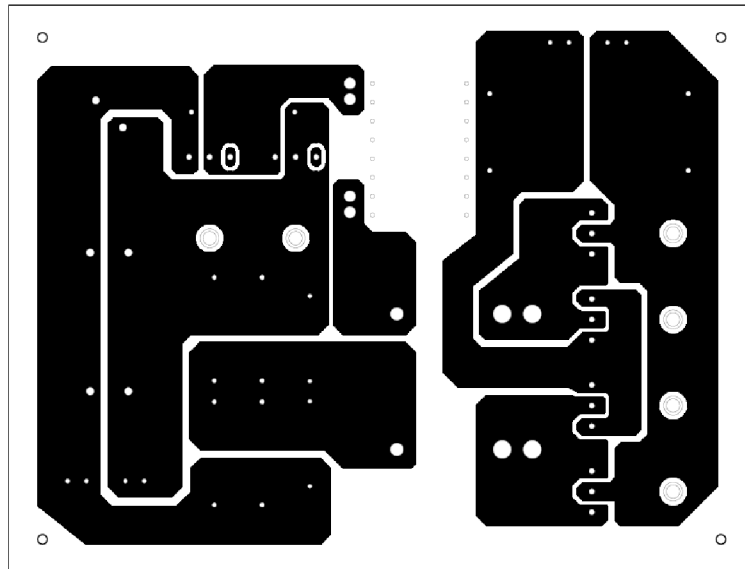


Obrázek 7-4: Osazovací plán řídicí části s budiči

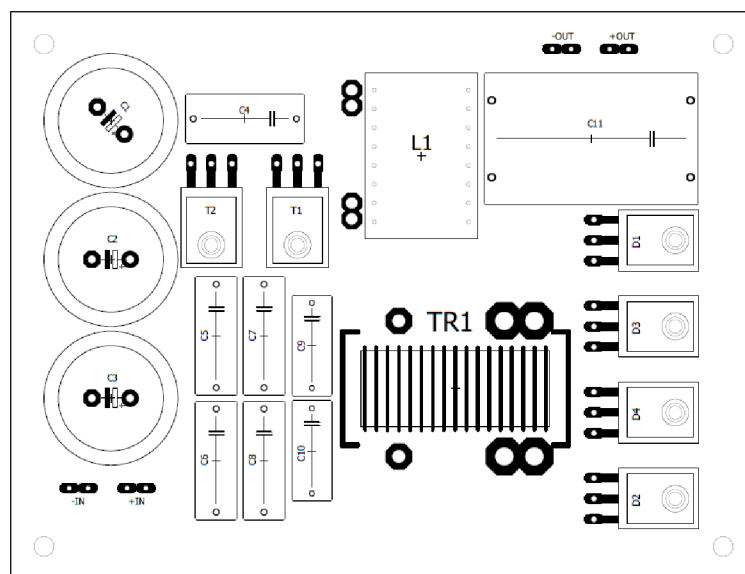
7.2 Silový obvod



Obrázek 7-5: Celkové schéma silového obvodu



Obrázek 7-6: DPS silového obvodu – spodní vrstva (měřítko 1:2)



Obrázek 7-7: Osazovací plán silového obvodu

7.3 Seznam použitých součástek

Tabulka 5: Seznam součástek pro řídicí a budící obvody

Označení	Hodnota	Pouzdro
IO1	CD4046B	SO-16
IO2, IO3	UCC27321	SOIC-8
IC1	CD40106B	SO-14
L1	22u	1210
C1, C7 - 11	10u	1210
C2	1n	0805
C3	100n	0805
C4, C5	470p	0805
C6	1u	0805
R1	18k	0805
R2	100k	0805
R3, R4	7k5	0805
R5, R6	1k	0805
R7	4k7	0805
R8	220k	0805
R9, R10	1R	0207
R11 - 13	0R	1206
T1, T2	BC857	SOT-23
D1	BZV55C10	SOD-80C

Tabulka 6: Seznam součástek pro silový obvod

Označení	Hodnota	Pouzdro
C1 - 3	470u	CPOL10-35
C4	1u	C275-134X316
C5 - 8	22n	C275-113X316
C9, C10	6n8	C225-108X268
C11	60u	C528-350X570
T1, T2	IXFH60N65X2	TO-247
D1 - 4	STTH6003CW	TO-247
L1	4u3	ETD3913-CF297

Tabulka 7: Seznam všech vinutých součástek

Název	Počet závitů	Průřez vinutí	Jádro
Výkonové trafo	12z: 5z	5 mm ² : 2x4,4 mm ²	T5020C-CF139
Rez. cívka	7z	2x3,1 mm ²	ETD3913-CF297
Budící trafo	6z: 2x6z	0,45 mm ² : 2x0,45 mm ²	T2510C-CF139
Měřicí trafo	1z: 47z	5 mm ² : 0,3 mm ²	T1807C-CF139

8. ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo realizovat a oživit experimentální kvazirezonanční DC/DC měnič 300 V/ 50 V o výkonu cca 1,5 kW. V úvodu jsou zde krátce nastíněny vlastnosti rezonančních/kvazirezonančních měničů a popsány možné zapojení rezonančních obvodů. Dále práce obsahuje popis topologie a analýzu funkce včetně očekávaných průběhů veličin v různých bodech námi navrhovaného měniče. Na základě těchto teoretických poznatků byl dimenzován silový obvod a navržen řídicí obvod s budiči. Pro tyto obvody jsme navrhli, vyrobili a osadili desky plošných spojů. Poté byl měnič úspěšně oživen a provedla se na něm série ověřovacích měření. Podstatné průběhy jsou v práci zaznamenány a okomentovány.

Topologicky navržený měnič odpovídá dvojčinnému propustnému zapojení s uspořádáním spínačů v polovičním H-můstku. Rezonanci zajišťuje SRO umístěným za spínači. Rezonanční cívka je navinuta samostatně, i když by teoreticky bylo možné ji realizovat primárním vinutím. Jako rezonanční kondenzátor byl využit kapacitní dělič, který k tomuto účelu, podle dostupné literatury, lze využít. Měnič funguje na principu spínání v nule proudu (ZCS). K rozepínání tranzistoru tak dochází v době, kdy díky rezonanci prochází proud jeho vnitřní diodou. Tím se značně omezili přepínací ztráty a mohl být použit menší chladič. Výhodou tohoto měniče je, že dokáže dodávat konstantní proud od jmenovitého zatížení až po zkrat, aniž by došlo k jeho zničení.

Velikost výstupního proudu pak regulujeme pomocí frekvence budících signálů. Ta se odvíjí od vstupního napětí na IO CD4046, který obsahuje napětím řízený oscilátor. Pro správné spínání v nule proudu ještě musí být zajištěna stálá doba sepnutí, která je určena polovinou rezonanční frekvence. Tu nastavíme vhodnou volbou prvků IO CD4046 a derivačních článků v řídicím obvodu. Z budičů nám tak vychází konstantní budící impulzy s proměnnou spínací frekvencí 30 – 120 kHz.

Po návrhu a realizaci byl experimentální měnič oživen. Oživení se podařilo a po drobných úpravách řídicích a silových obvodů, byl měnič ozkoušen. Kromě toho, že se nám nepatrně snížila rezonanční frekvence, zařízení fungovalo správně. Rezonanční frekvence se snížila v důsledku opomenutí započítat rozptylovou indukčnost výkonového transformátoru k rezonanční indukčnosti. Obě tyto indukčnosti jsou v jednotkách μH a vliv rozptylové indukčnosti byl tak znát. Funkčnost měniče byla otestována pro celý rozsah zátěže (naprázdno – jmenovitá zátěž – zkrat) i celý rozsah spínací frekvence (regulace proudu).

Naměřené průběhy v měniče odpovídají teorii i simulacím. Avšak během měření byly zjištěny i problémy měniče, na jejichž prozkoumání, už z časových důvodů nedošlo. Prvním problémem byla měkkost měniče, kdy při maximální spínací frekvenci a jmenovitém zatížení byl výstupní proud 30 A, avšak sjetím zátěže až do zkratu došlo k poklesu proudu na 24 A. Při nižších spínacích frekvencích se už choval měnič více tvrdě a výstupní proud už neklesal tak značně. Dalším problémem bylo, že při nižších frekvencích, než je 30 kHz, začínalo docházet k nestabilitě obvodu. Tento stav byl nejspíš zapříčiněn saturací jádra výkonového transformátoru.

9. BIBLIOGRAFIE

- [1] VOREL, Pavel. *Nové koncepce rezonančních měničů pro velké výkony: teze disertační práce*. 1. vyd. Brno: Vysoké učení technické, 2000. Vědecké spisy Vysokého učení technického v Brně. ISBN 80-214-1563-0.
- [2] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0.
- [3] VAŠÍČEK, Adam. *Omezení spínacích ztrát ve spínaných zdrojích* [online]. Brno, 2012 [cit. 2019-12-28]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/48759>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky.
- [4] MAŤÁTKO, Jan. *Elektronika: [učební text pro střední průmyslové školy s výukou předmětů Elektronika a Elektronika a elektronická zařízení ve studijních oborech skupiny 26-Elektrotechnika a 37-Doprava, Pošty ...]*. 4. vyd., v Idea servis 2. vyd. Praha: Idea servis, 1997. ISBN 80-85970-20-1.
- [5] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-X.
- [6] YANG, Bo. *Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system* [online]. Blacksburg, 2003 [cit. 2019-12-28]. Dostupné z: <https://vtechworks.lib.vt.edu/handle/10919/28982>. Disertační práce. Virginia Tech.
- [7] GONG, Ji-Woong, Suk-Ho AHN, Hong-Je RYOO a Sung-Roc JANG. Comparison of DCM and CCM operated resonant converters for high-voltage capacitor charger. *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2013, , 532-537.
- [8] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [9] HO, Wing a M. PONG. Design and analysis of discontinuous mode series resonant converter. *Proceedings of 1994 IEEE International Conference on Industrial Technology-ICIT'94*. IEEE, 1994, , 486-489.
- [10] DARYAEI, Mohammad, Mohammad EBRAHIMI a Sayed KHAJEHODDIN. Alternative Approach to Analysis and Design of Series Resonant Converter at Steady State. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018, **66**(6), 4424-4435.
- [11] *Toroidní jádro T5020C-CF139* [online]. [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: <https://www.semic.cz/lj-t-5020c-cf139-1/>

- [12] *MOSFET IXFH60N65X2 datasheet* [online]. [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: <https://www.infinite-electronic.hk/datasheet/84-IXFH60N65X2.pdf>
- [13] *Schottkyho dioda STPS40M80CT datasheet* [online]. [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/datasheet/2/389/stps40m80c-956650.pdf>
- [14] *Jádro ETD3913-CF297 datasheet* [online]. [cit. 2020-01-02]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7265/lj-eta3913-cf297-b13e37.pdf
- [15] *Datasheet IO CD4046* [online]. [cit. 2020-01-06]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4046b.pdf>
- [16] *Budič MOS-FET tranzistorů UCC27321* [online]. [cit. 2020-01-07]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc27321.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

A_L	[H/z ²]	součinitel magnetické indukce jádra
B_{SAT}	[T]	saturační hodnota magnetické indukce
ΔB_{max}	[T]	maximální změna magnetické indukce v jádře
C	[F]	kapacita kondenzátoru
C_f	[F]	kapacita filtračního kondenzátoru
C_{in}	[F]	kapacita vstupního kondenzátoru
C_r	[F]	kapacita rezonančního kondenzátoru
d_{KP}	[mm]	tloušťka keramické plošky
d_{max}	[mm]	maximální průměr vinutí
e	[V]	vstupní napětí ekvivalentního obvodu SRC
f_0, f_r	[Hz]	rezonanční kmitočet
f_s	[Hz]	spínací kmitočet
$I_{Cr,šp}$	[V]	amplituda proudu rezonančního kondenzátoru
$I_{d,stř}$	[A]	střední hodnota vstupního proudu
$I_{D,max}$	[A]	maximální proud tranzistorem v sepnutém stavu
$I_{D,ef}$	[A]	efektivní hodnota proudu diodou
$I_{D,stř}$	[A]	střední hodnota proudu diodou
I_G	[A]	budící proud tranzistoru
I_L	[A]	efektivní hodnota proudu cívkou
$I_{s,max}$	[A]	maximální stejnosměrný proud diodou v propustném směru
$I_{šp_1}$	[A]	špičková hodnota proudu v pracovním intervalu 1
$I_{šp_2}$	[A]	špičková hodnota proudu v pracovním intervalu 2
$I_{T,ef}$	[A]	efektivní hodnota proudu tranzistorem
I_z	[A]	výstupní proud měniče
I_{1ef}	[A]	efektivní hodnota proudu primárním vinutím
$I_{1šp}$	[A]	špičková hodnota proudu na primární straně měniče
I_{2ef}	[A]	efektivní hodnota proudu sekundárním vinutím
$I_{2šp}$	[A]	špičková hodnota proudu na sekundární straně měniče
J	[A/mm ²]	proudová hustota vinutím
k	[-]	činitel vazby transformátoru
k_p	[-]	činitel plnění
l	[m]	délka vodiče
l_v	[m]	délka vzduchové mezery
L	[H]	indukčnost cívky
L_r	[H]	indukčnost rezonanční cívky
L_σ	[H]	rozptylová indukčnost primárního vinutí
L_1, L_m	[H]	magnetická indukčnost primárního vinutí
L_2	[H]	magnetická indukčnost sekundárního vinutí
M	[-]	napeťové zesílení LC obvodu
n_t	[-]	převod transformátoru

N_{Lr}	[z.]	počet závitů rezonanční cívky
N_1	[z.]	počet primárních závitů výkonového transformátoru
$N_{1,b}$	[z.]	počet primárních závitů budícího transformátoru
N_2	[z.]	počet sekundárních závitů výkonového transformátoru
$N_{2,b}$	[z.]	počet sekundárních závitů budícího transformátoru
P_G	[W]	budící výkon jednoho tranzistoru
P_L	[W]	ztrátový výkon odporu vinutí
P_{ved}	[W]	ztrátový výkon tranzistoru, způsobený vedením proudu
$P_{ztr,D}$	[W]	ztrátový výkon diody
Q	[-]	činitel jakosti rezonančního obvodu
Q_G	[C]	náboj na řídicí elektrodě
ΔQ_{Cf}	[-]	velikost náboje filtračního kondenzátoru
R_C	[Ω]	sériový ztrátový odpor kondenzátoru
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	dynamický odpor tranzistoru v sepnutém stavu
$R_{\theta CH,D}$	[K/W]	tepelný odpor diody (pouzdro – chladič)
$R_{\theta CH,T}$	[K/W]	tepelný odpor tranzistoru (pouzdro – chladič)
$R_{\theta H}$	[K/W]	maximální tepelný odpor chladiče
$R_{\theta JC,D}$	[K/W]	tepelný odpor diody (čip - pouzdro)
$R_{\theta JC,T}$	[K/W]	tepelný odpor tranzistoru (čip - pouzdro)
$R_{\theta TP}$	[K/W]	tepelný odpor teplovodivé pasty
R_L	[Ω]	odpor vinutí cívky
R_p	[Ω]	odpor paralelního rezonančního obvodu
R_s	[Ω]	odpor sériového rezonančního obvodu
s	[-]	střída spínání
s_b	[-]	střída budícího signálu
s_{ekv}	[-]	ekvivalentní střída
S	[mm ²]	průřez vodiče
$S_{ch,T/D}$	[mm ²]	plocha pouzdra tranzistoru/diody, odvádějící teplo
S_e	[mm ²]	efektivní průřez jádra
S_{Lr}	[mm ²]	průřez vodiče rezonanční cívky
S_0	[mm ²]	plocha okénka jádra transformátoru
$S_{1/2}$	[mm ²]	průřez vodiče primárního/sekundárního vinutí
t_{on}	[s]	doba zapnutí
t_{off}	[s]	doba vypnutí
$T_{j,D}$	[s]	teplota čipu usměrňovací diody
$T_{j,T}$	[s]	teplota čipu tranzistoru
T_s	[s]	spínací perioda
T_r	[s]	rezonanční perioda
T_0	[s]	teplota okolí
u	[V]	výstupní napětí ekvivalentního obvodu SRC
U_{Cr}	[V]	napětí rezonančního kondenzátoru

$U_{Cr,sp}$	[V]	amplituda napětí rezonančního kondenzátoru
U_d	[V]	vstupní napětí měniče
$U_{DS,max}$	[V]	maximální napětí na tranzistoru v rozepnutém stavu
U_{GS}	[V]	budící napětí tranzistoru
U_K	[V]	dolní komparační úroveň Schmittova invertoru
U_{Lr}	[V]	napětí rezonanční cívky
U_p	[V]	prahové napětí diody
U_{RRM}	[V]	maximální opakovatelné závěrné napětí diody
U_z	[V]	výstupní napětí měniče
ΔU_d	[V]	zvlnění vstupního napětí měniče
$\Delta U_{int,1}$	[V]	změna napětí (peak-peak) v pracovním intervalu 1
$\Delta U_{int,2}$	[V]	změna napětí (peak-peak) v pracovním intervalu 2
ΔU_z	[V]	zvlnění výstupního napětí měniče
$U_{1,min}$	[V]	min. hodnota primárního napětí transformátoru
$U_{2,max}$	[V]	max. hodnota sekundárního napětí transformátoru
W_{on}	[J]	zapínací energie
W_{off}	[J]	vypínací energie
X_{Cr}	[Ω]	reaktance rezonančního kondenzátoru
\bar{Y}	[S]	modul admitance
\bar{Z}	[Ω]	modul impedance
Z_0	[Ω]	charakteristická impedance rezonančního obvodu
δ	[mm]	hloubka vniku
$\tan \delta$	[-]	ztrátový činitel kondenzátoru
λ_{KP}	[W/mK]	tepelná vodivost keramické plošky
μ_0	[H/m]	permeabilita vákua
ρ_{Cu}	[Ω /m]	rezistivita mědi
τ	[s]	časová konstanta RC obvodu
ω_0	[rad/s]	rezonanční úhlový kmitočet
\mathcal{A}	[H]	magnetická vodivost

IO	integrovaný obvod
PRC	parallel resonant converter
SRC	series resonant converter
SPRC	series-parallel resonant converter
VF	vysokofrekvenční
ZCS	zero current switching
ZVS	zero voltage switching