



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

NAPÁJECÍ ZDROJ PRO OSCILOSKOP S MALOU PARAZITNÍ KAPACITOU GALVANICKÉHO ODDĚLENÍ

OSCILLOSCOPE SUPPLY SOURCE WITH A LOW PARASITIC CAPACITY OF THE GALVANIC SEPARATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Michal Tauš

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2020

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Michal Tauš

ID: 172153

Ročník: 2

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Napájecí zdroj pro osciloskop s malou parazitní kapacitou galvanického oddělení

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vyrobté a osadíte desku plošných spojů zdroje navrženého v semestrálním projektu.
2. Realizujete vinuté prvky měniče a celou mechanickou konstrukci.
3. Oživíte celý měnič a provedte ověřovací měření.
4. Zpracujete teoretický návrh alternativního řešení zdroje s použitím rezonančního měniče.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Vorel, P., Patočka M.: Průmyslová elektronika. Skriptum FEKT VUT. 2007
- [2] Erickson, R.W., Maksimovic, D.: Fundamentals of Power Electronics. 2004
- [3] Bacha, S., Munteanu, I., Bratcu, A.I.: Power Electronic Converters Modeling and Control. 2014

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 1.6.2020

Vedoucí práce: doc. Ing. Pavel Vorel, 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem DC/DC měniče pro napájení osciloskopu. Hlavními parametry pro výběr vhodného měniče jsou: galvanické oddělení vstupní a výstupní části měniče a malá parazitní kapacita galvanického oddělení. Požadovaný výkon měniče je 100 W a výstupní napětí 325 V . V úvodu je stručně uvedeno proč bude použit právě DC/DC měnič s transformátorem. První část práce se zabývá výběrem vhodných typů DC/DC měniče s transformátorem pro napájení osciloskopu. Další část práce je věnována návrhu silové části rezonančního měniče a jednočinného blokujícího měniče. Poté následuje kompletní návrh jednočinného blokujícího měniče včetně realizace a naměření časových průběhů důležitých veličin.

Klíčová slova

Jednočinný blokující měnič, Rezonanční měnič, Návrh transformátoru, Galvanické oddělení, DC/DC měnič s transformátorem

Abstract

This thesis deals with design of a DC/DC converter for powering the oscilloscope. The main parameters for selecting a suitable inverter are: galvanic isolation of input and output parts of the inverter and low parasitic capacitance of galvanic isolation. The required power of the inverter is 100 W and the output voltage is 325 V . The introduction briefly explains why the DC/DC converter with transformer will be used. The first part of the work deals with the selection of a suitable types of DC/DC converter with transformer for powering the oscilloscope. The next part is devoted to designing of the power parts of resonant converter and single acting flyback converter. This is followed by a complete design of a single-acting flyback converter, including the realization and measurement of the time courses of important quantities.

Keywords

Single-acting flyback converter, Resonant converter, Design of a transformer, Galvanic isolation, DC/DC converter with transformer

Bibliografická citace:

TAUŠ, Michal. *Oddělovací zdroj pro osciloskop s malou parazitní kapacitou galvanického oddělení* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-05-07]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/125819>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Pavel Vorel.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma *Oddělovací zdroj pro osciloskop s malou parazitní kapacitou galvanického oddělení* jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této semestrální 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: **9. května 2020**

.....
podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne: **9. května 2020**

.....
podpis autora

Obsah

1.	Úvod.....	14
2.	Výběr vhodného dc/dc měniče s transformátorem.....	15
2.1	Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím.....	15
2.2	Jednočinný propustný měnič s demagnetizací pomocí Zenerovy diody.....	16
2.3	Jednočinný můstkový propustný měnič	17
2.4	Dvojitý můstkový propustný měnič	18
2.5	Dvojitý můstkový propustný měnič s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru.....	19
2.6	Jednočinný blokující měnič.....	22
3.	Návrh silové části rezonančního měniče.....	24
3.1	Výpočet parametrů transformátoru	24
3.2	Výpočet kapacity rezonančního kondenzátoru	27
3.3	Dimenzování tranzistorů	27
3.4	Dimenzování výstupního diodového můstku.....	28
4.	Návrh jednočinného blokujícího měniče	29
4.1	Výpočet střídavé a indukčnosti primárního vinutí.....	29
4.2	Výpočet parametrů transformátoru	30
4.2.1	Výpočet parametrů pro jádro ETD2910	31
4.2.2	Výpočet parametrů pro jádro ETD3913	33
4.3	Výběr vhodného tranzistoru.....	35
4.3.1	Dimenzování chlazení tranzistoru IPP80R600P7.....	35
4.4	Dimenzování výstupní diody a kondenzátoru.....	36
4.5	Schéma zapojení měniče	38
4.5.1	Řídicí obvod UC3844.....	39
4.6	Návrh DPS	41
4.7	Realizace měniče.....	44
4.7.1	Výroba DPS	44
4.7.2	Výroba transformátoru.....	44
4.7.3	Osazení DPS a oživení.....	46
4.8	Měření parametrů blokujícího měniče	48
4.8.1	Měření průběhu napětí U_{GS} naprázdno.....	48

4.8.2	Měření napětí U_{GS} a U_{DS} naprázdno	49
4.8.3	Měření napětí U_{GS} a U_{DS} při zatíženém měniči	50
4.8.4	Měření průběhu napětí na bočniku	52
4.8.5	Měření napětí na výstupních diodách	52
4.8.6	Měření kapacity galvanického oddělení	53
4.8.7	Měření účinnosti	54
4.8.8	Ověření funkčnosti měniče bez pomocného napájení	56
5.	Závěr	58

Seznam symbolů a zkratk

Zkratky:

ZD	...	Zenerova dioda
EMC	...	Elektromagnetická kompatibilita
DPS	...	Deska plošných spojů
IO	...	Integrovaný obvod
SMD	...	Suface mount technology
THT	...	Through hole technology

Symboly:

B	...	Magnetická indukce	[T]
u_1	...	Primární okamžité napětí	[V]
N_1	...	Počet primárních závitů	[z]
S_{fe}	...	Průřez jádra transformátoru	[mm ²]
U_1	...	Primární stejnosměrné napětí	[V]
$U_{výst}$...	Výstupní stejnosměrné napětí	[V]
P_z	...	Výstupní výkon	[W]
f	...	Frekvence	[kHz]
U_{DSmax}	...	Maximální napětí na tranzistoru	[V]
t_{zap}	...	Doba zapnutí tranzistoru	[s]
T	...	Perioda	[s]
s	...	Střída	[-]
W_{Ll}	...	Energie jádra transformátoru	[J]
$I_{I_{max}}$...	Maximum primárního proudu	[A]
U_L	...	Napětí na cívce	[V]
L	...	Indukčnost cívky	[H]

i_L	...	Okamžitý proud cívkou	[A]
t	...	Čas	[s]
L_1	...	Indukčnost primární cívky	[H]
B_{max}	...	Maximální indukce v jádře transformátoru	[T]
k_{pcu}	...	Činitel plnění mědi	[-]
σ	...	Maximální proudová hustota	[A/mm ²]
Ψ	...	Spřažený magnetický tok	[Wb]
Φ	...	Magnetický tok v jádře	[Wb]
l_{fe}	...	Střední délka jádra transformátoru	[mm]
μ_r	...	Relativní permeabilita	[-]
S_o	...	Plocha okna transformátoru	[mm ²]
N_2	...	Počet sekundárních závitů	[z]
I_{1ef}	...	Efektivní hodnota primárního proudu	[A]
I_{2ef}	...	Efektivní hodnota sekundárního proudu	[A]
$I_{2stř}$...	Střední hodnota sekundárního proudu	[A]
S_{cu1}	...	Průřez mědi primárního vinutí	[mm ²]
d_{cu1}	...	Průměr mědi primárního vinutí	[mm]
S_{cu2}	...	Průřez mědi sekundárního vinutí	[mm ²]
d_{cu2}	...	Průměr mědi sekundárního vinutí	[mm]
S_{cu_celk}	...	Celkový průřez obou vinutí	[mm ²]
δ	...	Hloubka vniku	[mm]
l_{vz}	...	Délka vzduchové mezery	[mm]
μ_0	...	Permeabilita vakua	[H/m]
μ_{rfe}	...	Relativní permeabilita jádra transformátoru	[-]
U_{DS}	...	Maximální napětí tranzistoru udávané výrobcem	[V]

I_D	...	Maximální proud tranzistoru	[A]
R_{DSon}	...	Maximální odpor při zapnutém tranzistoru	[Ω]
t_{on}	...	Zapínací čas tranzistoru	[ns]
t_{off}	...	Vypínací čas tranzistoru	[ns]
C_{in}	...	Vstupní kapacita tranzistoru	[T]
$R_{\theta JC}$...	Tepelný odpor součástka-pouzdro	[K/W]
P_{cond}	...	Ztráty vedením tranzistoru	[W]
P_{sw}	...	Přepínací ztráty tranzistoru	[W]
W_{off}	...	Zmařená energie při vypínání tranzistoru	[J]
P_{tot}	...	Celkové ztráty tranzistoru	[W]
T_H	...	Maximální teplota chladiče součástky	[$^{\circ}$ C]
T_O	...	Teplota okolí	[$^{\circ}$ C]
$R_{\theta H}$...	Tepelný odpor chladiče	[K/W]
U_{Dmax}	...	Maximální závěrné napětí diody	[V]
I_F	...	Jmenovitý proud diody	[A]
U_F	...	Úbytek napětí na diodě v propustném směru	[V]
P_{ztr}	...	Ztrátový výkon diody	[W]
C	...	Kapacita kondenzátoru	[nF]
Q	...	Činitel jakosti cívky	[-]
L_{r1}	...	Rozptylová indukčnost transformátoru	[mH]

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím.....	16
Obr. 2-2 Jednočinný propustný měnič s demagnetizací pomocí ZD.....	17
Obr. 2-3 Jednočinný můstkový propustný měnič	18
Obr. 2-4 Dvojitý můstkový propustný měnič	18
Obr. 2-5 Rezonanční měnič	19
Obr. 2-6 Zjednodušené schéma s kapacitním děličem	20
Obr. 2-7 Zjednodušené schéma s jediným kondenzátorem	20
Obr. 2-8 Náhradní schéma rezonančního měniče	21
Obr. 2-9 Průběhy napětí a proudů rezonančního měniče.....	22
Obr. 2-10 Jednočinný blokující měnič- schéma zapojení a důležité průběhy	23
Obr. 4-1 Průběh napětí na primární cívce transformátoru	29
Obr. 4-2 Celkové schéma zapojení	38
Obr. 4-3 Zjednodušené vnitřní zapojení IO UC3844, převzato z [8]	39
Obr. 4-4 Plošné spoje ze strany Bottom.....	41
Obr. 4-5 Osazovací plán desky - Top i Bottom	41
Obr. 4-6 Leptání DPS	44
Obr. 4-7 Průřez vinutími transformátoru	45
Obr. 4-8 Navinutý transformátor	46
Obr. 4-9 Hotová osazená deska	47
Obr. 4-10 Ožívování měniče.....	48
Obr. 4-11 Průběh napětí U_{GS} na tranzistoru.....	49
Obr. 4-12 Průběhy napětí U_{GS} a U_{DS} naprázdno.....	50
Obr. 4-13 Průběhy napětí U_{GS} a U_{DS} při zatížení.....	51
Obr. 4-14 Průběhy napětí U_{G-GND} a $U_{Isense-GND}$	52
Obr. 4-15 Průběh napětí na výstupní diodě D_2	53
Obr. 4-16 Měření kapacity galvanického oddělení.....	54
Obr. 4-17 Graf závislosti celkové účinnosti na výstupním výkonu.....	55
Obr. 4-18 Graf závislosti celkové účinnosti na vstupním napětí	56
Obr. 4-19 Průběh napětí na C_9 při sníženém vstupním napětí.....	57

Seznam tabulek

Tab. 3-1 Vstupní parametry rezonančního měniče	24
Tab. 3-2 Parametry jádra T3113C-CF297	25
Tab. 3-3 Parametry tranzistoru IPA50R500CE [11]	27
Tab. 3-4 Parametry diody 1N5406 [12].....	28
Tab. 4-1 Vstupní parametry blokujícího měniče	29
Tab. 4-2 Odhadované veličiny pro návrh transformátoru.....	31
Tab. 4-3 Základní parametry jádra ETD2910 a ETD3913	31
Tab. 4-4 Důležité vypočítané parametry transformátoru.....	34
Tab. 4-5 Parametry tranzistoru IPP80R600P7 [5]	35
Tab. 4-6 Parametry výstupní diody C4D02120A [7].....	37
Tab. 4-7 Seznam součástek.....	43
Tab. 4-8 Hodnoty napětí, proudu a výkonu měniče během měření	51
Tab. 4-9 Měření účinnosti při konstantním vstupním napětí pro různá zatížení	54
Tab. 4-10 Měření účinnosti při konstantním zatížení pro různá vstupní napětí	55

1. ÚVOD

Jelikož jsou v dnešní době čím dál, tím více kladeny nároky na účinnost, spolehlivost, finanční hospodárnost a velikost měničů elektrického napětí, používají se pro tuto aplikaci zejména spínané zdroje, které vytlačily dříve používané síťové transformátory s usměřňovačem na sekundární straně. Bohužel použití spínaných zdrojů s sebou nese nevýhodu ve formě horších vlastností z hlediska EMC, které je nutno dle norem kompenzovat. Jelikož se v této práci jedná o návrh měniče s malým výkonem, který dále nebude průmyslově vyráběn, není nutné brát vlastnosti tohoto měniče v oblasti EMC v potaz.

Cílem této práce je vybrat a navrhnout vhodný oddělovací zdroj pro osciloskop z kategorie DC/DC měničů s transformátorem s malou parazitní kapacitou mezi primárním a sekundárním vinutím. Velikost kapacitního nežádoucího proudu je přímo úměrná velikosti nežádoucí kapacity, tedy $i_c = C \cdot du/dt$. Jelikož při vysokých frekvencích měřených veličin může strmost napětí du/dt dosáhnout hodnoty až $100kV/\mu s$, mohl by tento kapacitní nežádoucí proud dosahovat vysokých hodnot. V případě, že by kapacita mezi vinutími dosahovala velikosti $10 pF$, velikost kapacitního proudu při výše zmíněné strmosti napětí $100kV/\mu s$ by dosahovala hodnoty $i_c = 1 A$. V praxi bude bohužel tato kapacita vyšší. Důvodem, proč použít zrovna měnič s transformátorem je to, že mezi vstupem a výstupem měniče díky transformátoru dojde ke galvanickému oddělení. Díky tomu nebude zemní svorka výstupu měniče spojena s nulovým vodičem napájecí soustavy. Kdyby nebyl zdroj pro osciloskop galvanicky oddělený, pak by například při měření průběhů síťového napětí mezi dvěma fázemi došlo ke zkratu, jelikož by se jedna fáze přes sondu osciloskopu připojila přímo na nulový vodič napájecí sítě.

Obyčejný síťový transformátor s převodem $1:1$ by sice zajistil galvanické oddělení, avšak vykazoval by právě velkou parazitní kapacitu.

Jelikož laboratorní osciloskopy hned za vstupem napájení obsahují síťový usměřňovač, lze pro jejich napájení zvolit i přímo stejnosměrné napětí požadované velikosti, protože kromě úbytků na diodách usměřňovače osciloskopu projde toto napětí v nezměněné podobě dále do osciloskopu.

Měnič navrhovaný v této práci bude mít výstupní výkon $P_z = 100 W$, vstupní napětí bude $325 V$ (amplituda síťového napětí, neboli hodnota stejnosměrného napětí na výstupu můstkového usměřňovače), a výstupní napětí bude taktéž $325 V$, ačkoliv rozmezí velikosti napájecího napětí bývá u osciloskopů širší.

Bude vybrán DC/DC měnič s transformátorem s ohledem na velikost parazitní kapacity, jednoduchost zapojení, cenu součástí a velikost celého zařízení. Jako možná řešení se jeví použití jednočinného blokujícího měniče (jednoduchost, cena, snadné řízení tranzistorů) nebo rezonančního měniče (vyšší frekvence, méně závitů, malá kapacita).

2. VÝBĚR VHODNÉHO DC/DC MĚNIČE S TRANSFORMÁTOREM

Obecně lze říci, že tento typ měničů využívá pro přenos energie přes jádro transformátoru vyšších frekvencí, než je frekvence sítě (řádově 10 kHz až 1 MHz), což dovoluje použití transformátoru daleko menších rozměrů, než by tomu bylo u síťové frekvence, viz rovnice (2.1) převzatá z [1].

$$\Delta B(t) = \frac{\int u_1(t) dt}{N_1 \cdot S_{fe}} \quad (2.1)$$

kde $\Delta B(t)$ je zdvih magnetické indukce v jádře transformátoru, $u_1(t)$ je průběh primárního napětí transformátoru v čase, N_1 je počet primárních závitů a S_{fe} je průřez jádra transformátoru.

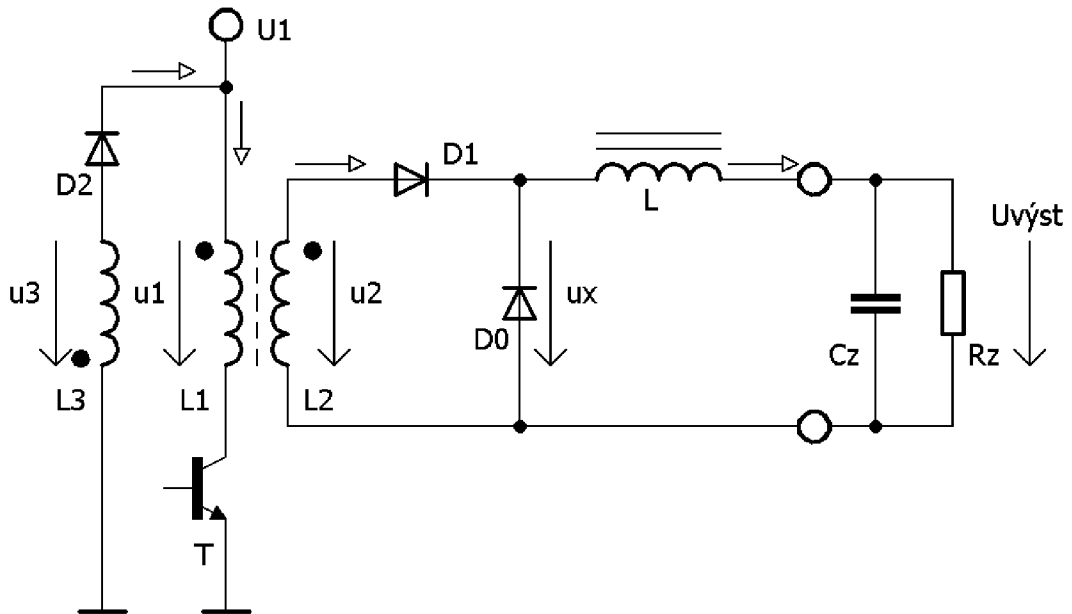
Na základě rovnice (2.1) lze říci, že čím vyšší frekvence periodického primárního napětí na transformátoru bude, tím nižší bude maximum jeho integrálu. Aby byla zachována stejná magnetická indukce v jádře, musí být menší jmenovatel zlomku, tedy počet závitů primárního vinutí a průřez jádra transformátoru, což jsou veličiny ovlivňující velikost transformátoru.

Dle toho, jakým způsobem se přenáší energie ve výkonové části měniče, se DC/DC měniče s transformátorem dělí na propustné a blokující. Propustné měniče se dále dělí na jednočinné a dvojčinné podle toho, kolik výkonových spínacích prvků obsahují. Dále se propustné měniče dělí dle toho, jakým způsobem dochází k demagnetizaci transformátoru, aby nedošlo k jeho přesycení. U propustných měničů obecně platí, že k přenosu energie na sekundární stranu transformátoru dochází v době sepnutí tranzistoru. V době vypnutí tranzistoru poté musí být zajištěna demagnetizace transformátoru. U blokujících měničů se transformátor chová jako tlumivka, tedy v době sepnutí tranzistoru dochází k nahromadění energie v jádře a v době vypnutí tranzistoru je energie přenášena sekundárním vinutím. Demagnetizace jádra je tedy zajištěna bez nutnosti použití jiných prvků pro demagnetizaci.

2.1 Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

Měnič v tomto zapojení má paralelně k primárnímu vinutí transformátoru připojeno demagnetizační vinutí v sérii s diodou. Nevýhodou tohoto zapojení je velké napěťové namáhání tranzistoru skládajícího se z dvojnásobku napájecího napětí U_1 a překmitu při vypínání tranzistoru vniklého na parazitní indukčnosti v obvodu tranzistoru. Ta je zde zastoupena především rozptylovou indukčností

transformátoru měřenou mezi vinutími N_1 - N_3 . Proto se vinutí N_1 a N_3 vine na společné jádro například bifilárně, aby byla zajištěna co nejlepší vazba. Z těchto důvodů se toto zapojení nehodí pro výkony nad 250 W. [1] [3]

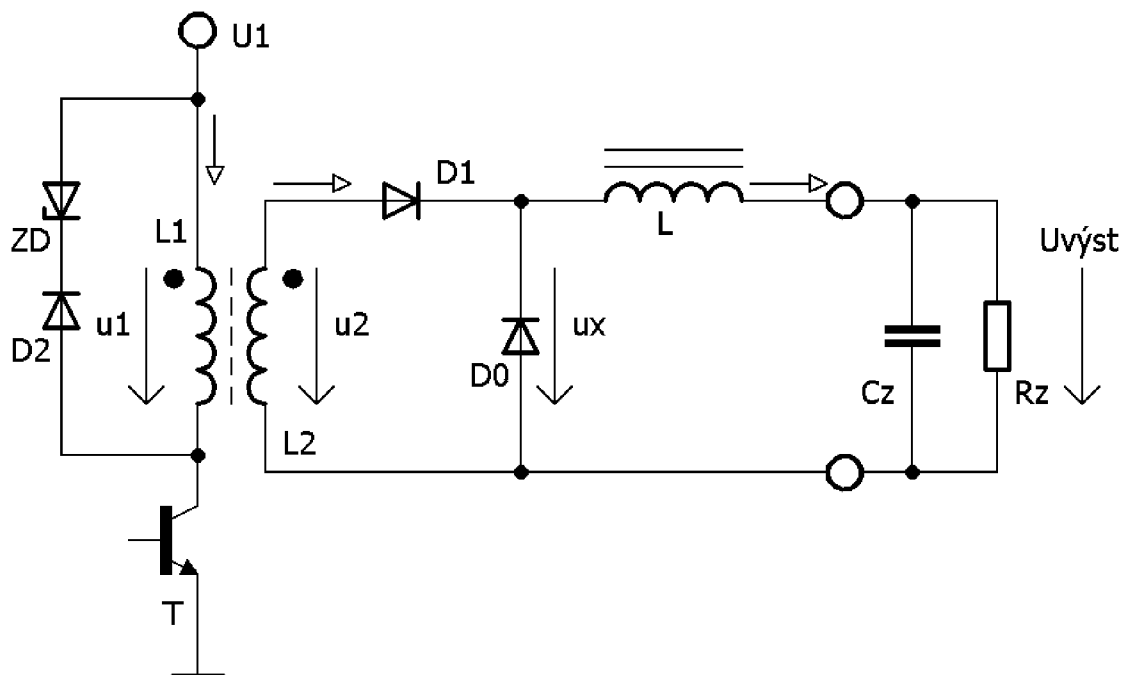


Obr. 2-1 Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

Demagnetizace transformátoru je u tohoto zapojení zajištěna vinutím cívky L_3 . Dojde-li k vypnutí tranzistoru T , na primárním vinutí transformátoru se vyskytne napětí U_1' , které bude mít opačnou polaritu, než mělo napětí U_1 , když byl tranzistor sepnutý. Velikost tohoto napětí je definována počtem závitů cívky L_3 , na kterém se taktéž objeví napětí U_3 s opačnou orientací, než napětí U_1' . Toto napětí by rostlo do nekonečna, ale dioda D_2 a zdroj napětí U_1 nedovolí, aby jeho velikost překročila velikost napětí U_1 . Veškerá energie z jádra transformátoru je tedy odevzdána vinutím cívky L_3 zpět do zdroje napětí U_1 . [1]

2.2 Jednočinný propustný měnič s demagnetizací pomocí Zenerovy diody

Princip činnosti tohoto měniče je obdobný jako u jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím s tím rozdílem, že k demagnetizaci slouží místo vinutí Zenerova dioda (dále jen ZD). Akumulovaná energie z jádra transformátoru se v době demagnetizace přemění na ZD v teplo. Výhodou tohoto zapojení oproti měničů s demagnetizačním vinutím je menší napěťové namáhání tranzistoru. Výkon je limitován velikostí ztrát, které je schopna ZD proměnit v teplo, aniž by došlo k jejímu poškození, případně velikostí napětí na ZD . Obvykle bývá tento měnič napájen napětím nepřesahujícím 48 V. [1] [3]

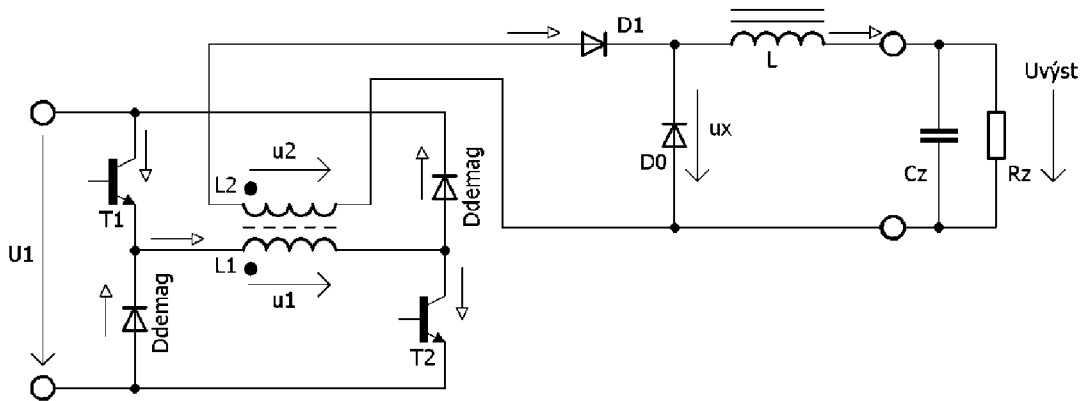


Obr. 2-2 Jednočinný propustný měnič s demagnetizací pomocí ZD

V době vypnutí tranzistoru T , obdobně jako u předchozího měniče, se změní polarita napětí na primární cívce transformátoru. Proud se uzavře přes diodu D_2 a ZD . Dioda D_2 slouží k tomu, aby při sepnutém tranzistoru T netekl zkratový proud přes ZD v propustném směru ze zdroje do země. Velikost napětí ZD se volí dle střídavé velikosti primárního napětí U_1 tak, aby se v době vypnutí tranzistoru stihlo jádro transformátoru demagnetizovat, ale zároveň, aby nebyl tranzistor T namáhán příliš velkým napětím. Velikost napětí na tranzistoru T je dána součtem napětí U_1 a napětím na ZD .

2.3 Jednočinný můstkový propustný měnič

Princip činnosti tohoto měniče je stejný jako u jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím. Jelikož se v době vypnutí tranzistorů T_1 a T_2 demagnetizační proud uzavírá přes diody D_{demag} , není zde zapotřebí demagnetizačního vinutí. Výhodou tohoto měniče je možnost použití i pro velké výkony (až desítky kW) i při vyšších vstupních napětích U_1 , jelikož zde díky absenci demagnetizačního vinutí nevzniká rozptyl mezi tímto a primárním vinutím. Díky tomu zde nevznikají velké napěťové špičky. Nevýhodou tohoto měniče je použití dvou tranzistorů, což zvyšuje finanční náklady a zdvojnásobuje ztráty vedením na tranzistoru. Dále je nevýhodou, že je nutné budit oba tranzistory sice stejnými signály, avšak galvanicky od sebe oddělenými, což zvyšuje složitost řídicích obvodů. [1]

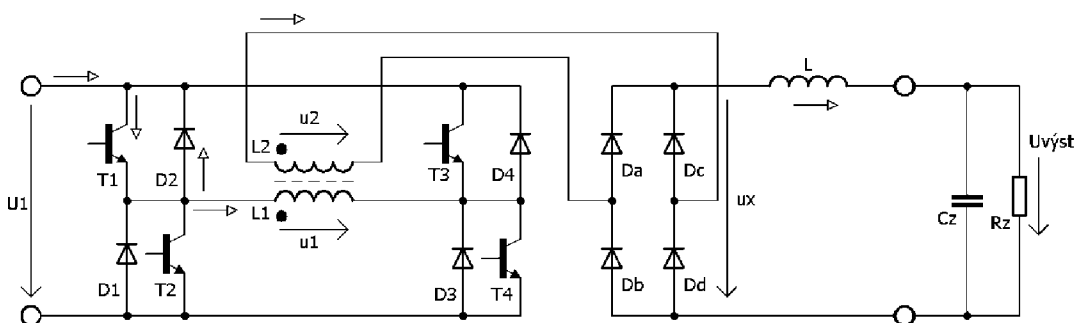


Obr. 2-3 Jednočinný můstkový propustný měnič

V době sepnutí tranzistorů T_1 a T_2 se v jádře transformátoru akumuluje energie. Proud se uzavírá přes oba tranzistory a primární cívku transformátoru. Poté dojde k současnému vypnutí obou tranzistorů. Polarita na primárním vinutí transformátoru se změní, diody D_{demag} se otevřou a začne jimi protékat proud zpět do zdroje napětí U_1 .

2.4 Dvojitý můstkový propustný měnič

Tento měnič má čtyři tranzistory, které jsou spínány do úhlopříčky, vždy dva protilehlé současně. Polarita napětí na primární cívce transformátoru (tedy i na sekundární) se tedy mění dle toho, které dva tranzistory jsou zrovna sepnuty. Z principu činnosti tedy vyplývá, že je nutné použít na výstupní straně měniče Grätzův usměrňovač. Výhodou tohoto měniče je to, že pro dané sycení jádra transformátoru B_{max} stačí poloviční počet primárních i sekundárních závitů. To umožňuje použití tlustších vodičů při stejné velikosti jádra, tedy i vyšší přenášený výkon. Nevýhodou je pak nutnost použití čtyř tranzistorů, a s tím i spojená vyšší složitost řízení těchto tranzistorů. Dále jsou zde přibližně čtyřnásobné hysterzeční ztráty v jádře transformátoru. [1] [3]



Obr. 2-4 Dvojitý můstkový propustný měnič

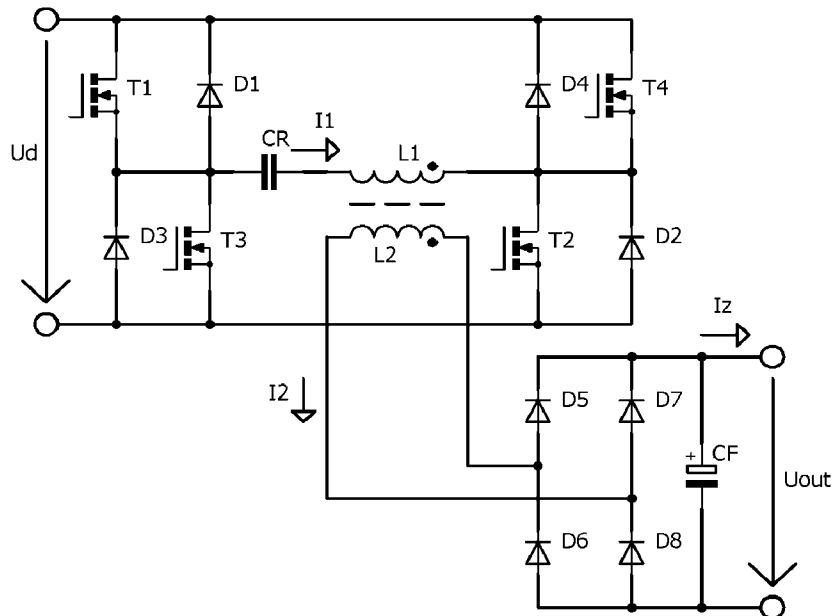
Demagnetizace jádra transformátoru u tohoto měniče probíhá obdobným způsobem jako u jednočinného můstkového propustného měniče s tím rozdílem, že v první polovině periody vedou demagnetizační proud diody D_2 a D_3 , v druhé

polovině periody se změní polarita napětí na primární cívce transformátoru a demagnetizační proud převezmou diody D_1 a D_4 .

2.5 Dvojčinný můstkový propustný měnič s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru

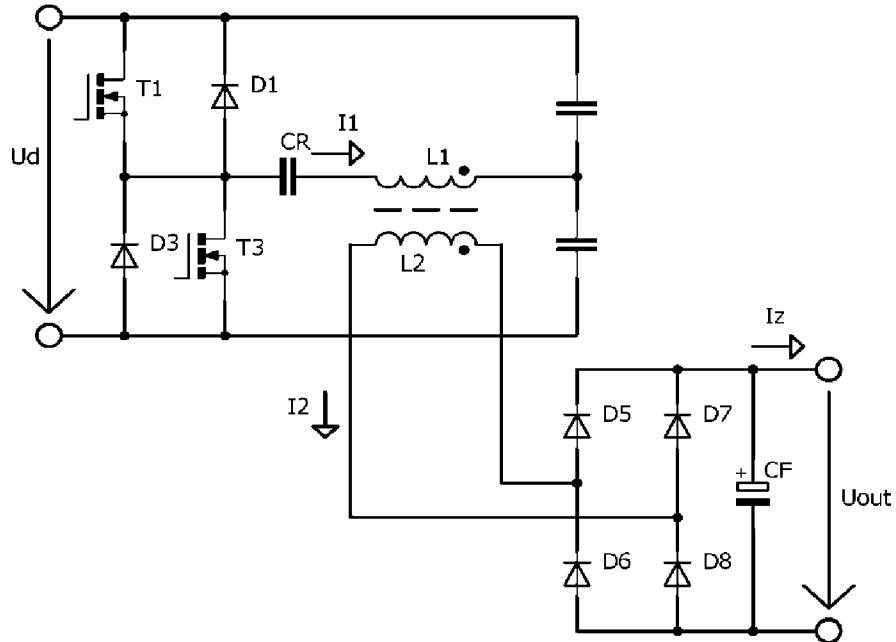
Jedním z vhodných galvanicky oddělených zdrojů s malou parazitní kapacitou pro napájení osciloskopu je i dvojčinný můstkový propustný měnič s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru (dále jen rezonanční měnič). V této kapitole bude rezonanční měnič popsán dle [9].

Princip funkce tohoto měniče je podobný jako u klasického dvojčinného můstkového propustného měniče s tím rozdílem, že ke spínání tranzistorů dochází v době, kdy proud prochází nulou (tzv. měkké spínání). S tím souvisí absence přepínacích ztrát, což umožňuje použití pro velké frekvence (stovky kHz), jelikož tyto ztráty jsou přímo úměrné frekvenci. Použití zdroje s tvrdým spínáním by tedy znamenalo menší účinnost a větší rušení. Velká frekvence je v tomto případě velice výhodná, protože čím vyšší frekvence, tím méně závitů bude navinuto na transformátoru, což znamená menší kapacitu mezi primárním a sekundárním vinutím. Další výhodou rezonančního měniče je velká napěťová tvrdost díky naladění rozptylové indukčnosti transformátoru spolu s kapacitou kondenzátoru C_R do rezonance. Při zatěžování měniče se tedy vliv rozptylu transformátoru neuplatňuje. Nevýhodou je pak to, že měnič pracuje pouze se střídou 0,5, což neumožňuje regulaci výstupního napětí.



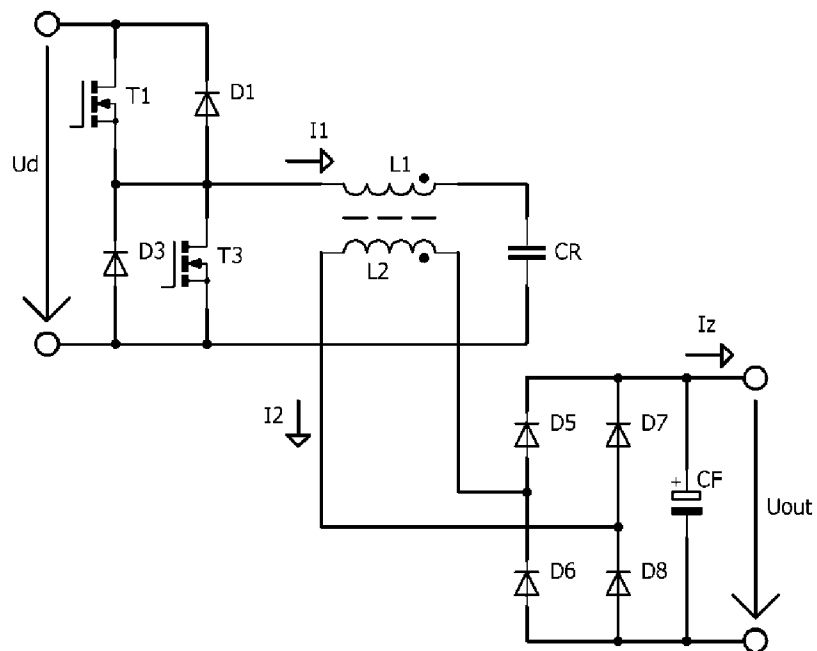
Obr. 2-5 Rezonanční měnič

Jednu tranzistorovou větev lze nahradit kapacitním děličem (viz. **Obr. 2-6**). V takto zjednodušeném schématu je na primárním vinutí pouze poloviční napětí oproti schématu na **Obr. 2-5**.



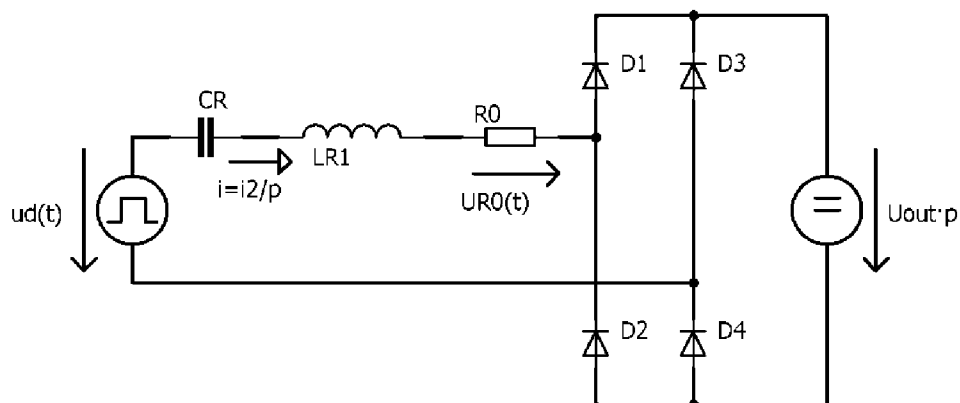
Obr. 2-6 Zjednodušené schéma s kapacitním děličem

Dále lze schéma zjednodušit tak, že je místo kapacitního děliče a rezonančního kondenzátoru C_R použit pouze jediný kondenzátor C_R . Střední hodnota napětí na něm při chodu měniče je $U_d/2$.



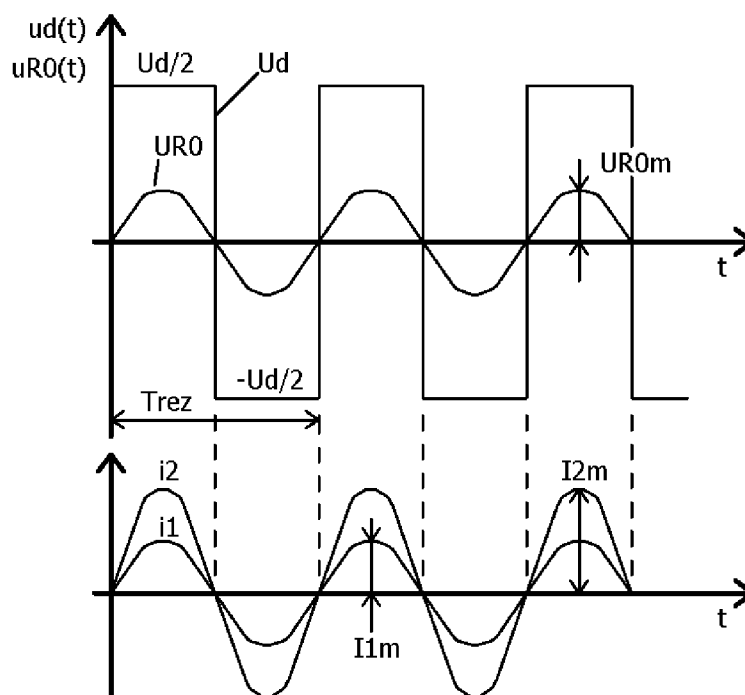
Obr. 2-7 Zjednodušené schéma s jediným kondenzátorem

Tranzistory T_1 a T_3 jsou střídavě spínány se střídou $s=0,5$ s využitím odkoku (deadtime), aby nedošlo ke stavu, kdy jsou oba tranzistory sepnuty současně (zkrat zdroje napětí U_d). Tento typ měniče nepotřebuje, na rozdíl od klasického dvojčinného můstkového propustného měniče, na sekundární straně transformátoru zařazenou tlumivku. Výstupní vyhlazovací kondenzátor C_f musí být umístěn co nejbližší ke svorkám výstupního usměrňovače, aby byla indukčnost cest mezi usměrňovačem a tímto kondenzátorem co nejmenší. Výstupní kondenzátor C_f se ze střídavého hlediska chová jako zkrat, který se přenáší na primární stranu transformátoru, což má za následek, že se na primární straně transformátoru projevuje pouze jeho rozptylová indukčnost. Díky tomu lze sestavit náhradní schéma měniče viz **Obr. 2-8**. Jelikož je před spuštěním měniče kondenzátor C_f vybit na nulovou hodnotu, a jeho prvotní nabití velkým proudovým rázem by mohlo zapříčinit zničení tranzistorů a výstupních usměrňovacích diod, měniče větších výkonů (10 W a více) je tedy nutné spouštět pomocí tzv. softstartu.



Obr. 2-8 Náhradní schéma rezonančního měniče

V náhradním schématu dle **Obr. 2-8** se kondenzátor C_R ve střední hodnotě nabíjí na nulovou hodnotu napětí. Toho je docíleno uvažováním zdroje napětí U_d s obdélníkovým průběhem napětí, které kmitá se střídou $s=0,5$ kolem nuly v rozmezí $\pm U_d/2$. Rezistor R_0 představuje ztrátový odpor rezonančního obvodu. Výstupní napětí je přepočítáno na sekundární stranu přes převod transformátoru p . Na **Obr. 2-9** níže jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů rezonančního měniče.



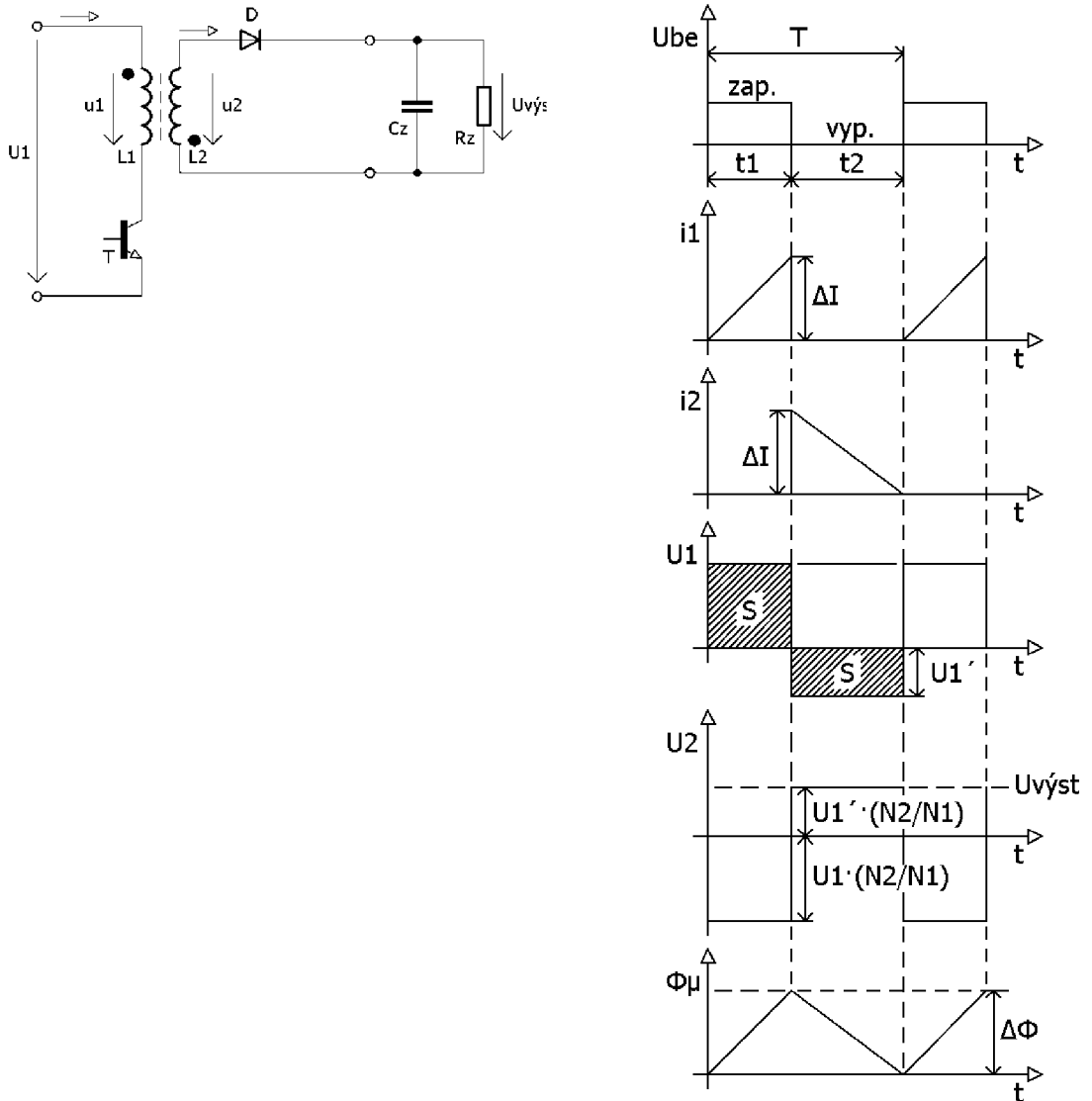
Obr. 2-9 Průběhy napětí a proudů rezonančního měniče

Průběhy na **Obr. 2-9** odpovídají stavu, kdy je spínací frekvence měniče naladěna na rezonanční frekvenci indukčnosti L_{Rl} a kapacity C_R . Jak již bylo zmíněno výše, k přepínání tranzistorů dochází v době, kdy proud i_1 prochází nulou. Napěťová tvrdost měniče je způsobená tím, že napětí na rozptylové indukčnosti měniče je díky rezonanci kompenzováno napětím na kondenzátoru C_R , které má stejnou velikost, ale opačnou fázi.

2.6 Jednočinný blokující měnič

Tento druh měniče pracuje na odlišném principu, než všechny předchozí propustné měniče. Základem tohoto měniče je opět transformátor, avšak ten zde pracuje v režimu tlumivky, tedy v době zapnutí tranzistoru se v jádře transformátoru akumuluje energie, a v době vypnutí tranzistoru se z jádra energie odebírá. Na rozdíl od tlumivky zde však figuruje i sekundární vinutí, což umožňuje galvanické oddělení vstupu a výstupu měniče a změnu velikosti primárního a sekundárního napětí v poměru počtu závitů N_2/N_1 . Výhodou tohoto měniče je absence výstupní tlumivky, což se kladně projevuje na výsledné ceně měniče. Dále je díky vlastnostem měniče velikost výstupního napětí ovlivněna nejen poměrem počtu závitů, ale i střídou. Měnič je tedy vhodný použít pro případy, kdy chceme vyrobit vyšší výstupní napětí při použití menšího počtu sekundárních závitů. Nevýhodou je pak skutečnost, že sycení jádra je přímo úměrné odebíranému proudu, a měnič se tedy nehodí pro přenášení příliš velkých výkonů. Na základě konzultace s vedoucím této práce byl jednočinný blokující měnič pro své vlastnosti vybrán jako

vhodný pro realizaci oddělovacího zdroje pro osciloskop. Přenášený výkon bude pouze $P_z=100\text{ W}$, což je dostatečně malý výkon pro použití tohoto druhu měniče. Princip činnosti jednočinného blokujícího měniče bude níže podrobně popsán.



Obr. 2-10 Jednočinný blokující měnič- schéma zapojení a důležité průběhy

Celý popis principu funkce jednočinného blokujícího měniče je popsán dle [1] a [3] s úpravami.

Měnič navrhovaný v této práci bude pracovat v režimu na hranici přerušovaného proudu. Výchozím stavem pro popis funkce měniče je stav, kdy je tranzistor T vypnutý, avšak předtím již proběhlo několik spínacích cyklů, a v jádru transformátoru je již akumulován tok Φ_μ .

Na začátku doby t_1 dojde k sepnutí tranzistoru T . Primárním vinutím začne téci proud i_1 , který vyvolá magnetický tok Φ_μ v jádře transformátoru a probíhá magnetizace transformátoru. Jelikož je, na rozdíl od transformátoru provozovaného v běžném režimu, veškerý proud tekoucí primární i sekundární cívkou proudem

magnetizačním, je magnetický tok svázán s těmito proudy a jeho průběh má stejný tvar. Tento proud je pak integrálem konstantního napětí U_1 , a roste tedy lineárně. Dioda D je v této době zavřena a veškerý proud do zátěže poskytuje kondenzátor C_z . V době t_2 je tranzistor T vypnutý. Probíhá proces demagnetizace transformátoru. Dioda D je otevřená a sekundárním vinutím přes ni teče demagnetizační proud i_2 , který lineárně klesá, jelikož je integrálem konstantního napětí $-U_{výst}$ na kondenzátoru C_z . Tento proud nabíjí kondenzátor C_z . Při opětovném sepnutí tranzistoru T se celý tento děj opakuje.

3. NÁVRH SILOVÉ ČÁSTI REZONANČNÍHO MĚNIČE

Rovnice popsané v této kapitoly vychází z literatury [9]. Vstupní parametry rezonančního měniče důležité pro samotný návrh jsou zobrazeny níže v **Tab. 3-1**.

Tab. 3-1 Vstupní parametry rezonančního měniče

Veličina	Označení	Hodnota
Vstupní napětí	U_d	325 V
Výstupní napětí	U_2	250 V
Výkon	P	100 W
frekvence	f	200 kHz
Max. sycení jádra	B_{max}	0,1 T
Max. proudová hustota ve vinutí	σ	3 A/mm ²
Koeficient plnění mědi	k_{pcu}	0,3

3.1 Výpočet parametrů transformátoru

Některé níže uvedené rovnice z této podkapitoly byly vloženy do programu MS Excell, a na základě jejich výsledků bylo vybráno vhodné toroidní jádro T3113C s materiálem jádra CF297 tak, aby se do něho vinutí vlezlo a zároveň, aby nebylo jádro zbytečně rozměrné. Jeho parametry jsou zobrazeny níže v **Tab. 3-2** [10].

Tab. 3-2 Parametry jádra T3113C-CF297

Veličina	Označení	Hodnota
Průřez jádra	S_{fe}	76,46 mm ²
Magnetická vodivost jádra	λ	2900 nH
Plocha okna	S_o	283,53 mm ²

Následující rovnice jsou vztažené k **Obr. 2-8**. Pro smyčku v obvodu platí 2. Kirchhoffův zákon, tedy:

$$\frac{U_d}{2} - U_{R0stř} = U_{out} \cdot p \quad (3.1)$$

Střední hodnota $U_{R0stř}$ je vlivem střídání napětí $\pm U_d/2$ a působení usměrňovacího můstku vyjádřena jako střední hodnota napětí u_{R0} , kdyby bylo dvojnásobně usměrňované, tedy:

$$U_{R0stř} = \frac{2 \cdot U_{R0m}}{\pi} = \frac{2 \cdot R_0 \cdot I_{1m}}{\pi} \quad (3.2)$$

Hodnota stejnosměrného proudu na výstupu měniče I_{out} se rovná střední hodnotě dvojnásobně usměrňovaného proudu tekoucího z usměrňovacího můstku, můžeme tedy napsat:

$$I_{out} = \frac{2 \cdot I_{2m}}{\pi} = \frac{2 \cdot I_{1m} \cdot p}{\pi} \quad (3.3)$$

Kombinací rovnic (3.1), (3.1) a (3.3) dostaneme:

$$\frac{U_d}{2} - \frac{I_{out}}{p} \cdot R_0 = U_{out} \cdot p \quad (3.4)$$

Odpor R_0 lze vyjádřit pomocí činitele jakosti Q , který obvykle nabývá hodnot desítek jednotek a pro návrh transformátoru je nutné jej odhadnout.

$$R_0 = \frac{\omega \cdot L_{R1}}{Q} \quad (3.5)$$

Kombinací rovnic (3.4) a (3.5) získáme vztah:

$$\frac{U_d}{2} - \frac{I_{out}}{p} \cdot \frac{\omega \cdot L_{R1}}{Q} = U_{out} \cdot p \quad (3.6)$$

Vyjádříme-li z kvadratické rovnice (3.6) převod transformátoru p , dostaneme dvě řešení:

$$p = \frac{\frac{U_d}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{U_d}{2}\right)^2 - 4 \cdot \frac{U_{out} \cdot I_{out} \cdot \omega \cdot L_{R1}}{Q}}}{2 \cdot U_{out}} \quad (3.7)$$

Budeme uvažovat pouze řešení se znaménkem plus, protože druhé řešení by znamenalo malý převod transformátoru, tedy velký primární proud, což by mělo za následek velký úbytek napětí na odporu R_0 . Počet primárních závitů se vyjadřuje obdobně jako u všech propustných měničů, tedy:

$$N_1 = \frac{1}{\Delta B \cdot S_{fe}} \cdot \int_0^T u_{1(t)} dt \quad (3.8)$$

Primární napětí $u_{1(t)}$ má tvar obdélníku, jeho integrál tedy můžeme snadno vypočítat jako součin maximální hodnoty tohoto napětí a doby jeho působení. Jelikož se jedná o měnič se střídou $s=0,5$, můžeme dobu zapnutí vyjádřit jako polovinu periody, tedy i jako zlomek $1/(2f)$. Dále transformátor pracuje jen s polovinou vstupního napětí U_d . Maximální indukce v jádře B_{max} dosahuje ve skutečnosti hodnoty pouze $B_{max}/2$ díky dvojčinnosti měniče, protože střední hodnota syčení jádra je v ustáleném stavu rovna nule. V rovnici (3.9) se tedy vyskytne ve jmenovateli číslo 8 a pro počet primárních závitů platí:

$$N_1 = \frac{\frac{U_d}{2} \cdot t_{zap}}{2 \cdot B_{max} \cdot S_{fe}} = \frac{\frac{U_d}{2} \cdot \frac{1}{2 \cdot f}}{2 \cdot B_{max} \cdot S_{fe}} = \frac{U_d}{8 \cdot B_{max} \cdot S_{fe} \cdot f} = \quad (3.9)$$

$$= \frac{325}{8 \cdot 0,1 \cdot 76,46 \cdot 10^{-6} \cdot 200000} = 26,56 \text{ z.} \Rightarrow 27 \text{ z.}$$

Nyní můžeme z počtu závitů a magnetické vodivosti vypočítat indukčnost primárního vinutí:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \lambda = 27^2 \cdot 2900 \cdot 10^{-9} = 2,1 \text{ mH} \quad (3.10)$$

Abychom mohli vypočítat převod transformátoru, je nejprve nutné znát jeho rozptylovou indukčnost. Její výpočet se provádí přes tzv. činitele vazby, který je závislý na typu jádra transformátoru a na způsobu uložení vinutí. V tomto případě byl činitel vazby odhadnut na $k=0,97$. Pro rozptylovou indukčnost transformátoru tedy platí:

$$L_{r1} = L_1 \cdot (1 - k^2) = 2,1 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 0,97^2) = 124 \mu\text{H} \quad (3.11)$$

Pro převod transformátoru rezonančního měniče dosadíme do vztahu (3.7):

$$p = \frac{\frac{325}{2} + \sqrt{\left(\frac{325}{2}\right)^2 - 4 \cdot \frac{250 \cdot \frac{100}{250} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 200000 \cdot 124 \cdot 10^{-6}}{30}}}{2 \cdot 250} = \quad (3.12)$$

$$= 0,64$$

Nyní můžeme vypočítat počet sekundárních závitů:

$$N_2 = \frac{N_1}{p} = \frac{27}{0,64} = 42,18 \text{ z.} \Rightarrow 43 \text{ z.} \quad (3.13)$$

Pro efektivní hodnotu sekundárního proudu platí:

$$I_{2ef} = \frac{I_2 \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{0,4 \cdot \pi}{2 \cdot \sqrt{2}} = 0,44 \text{ A} \quad (3.14)$$

Pro efektivní hodnotu primárního proudu platí:

$$I_{1ef} = \frac{I_{2ef}}{p} = \frac{0,44}{0,64} = 0,69 \text{ A} \quad (3.15)$$

Průřez vodiče primárního vinutí tedy bude:

$$S_{cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{0,69}{3} = 0,23 \text{ mm}^2 \quad (3.16)$$

Průměr vodiče primárního vinutí bude:

$$D_{cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{cu1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,23}{\pi}} = 0,54 \text{ mm} \quad (3.17)$$

Obdobně i pro sekundární vinutí platí:

$$S_{cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{0,44}{3} = 0,15 \text{ mm}^2 \quad (3.18)$$

$$D_{cu2} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{cu2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,15}{\pi}} = 0,44 \text{ mm} \quad (3.19)$$

Abychom ověřili, zda se vinutí vleze do jádra, je nutné znát jeho celkový průřez včetně vzduchové výplně mezi jednotlivými závity:

$$S_{cu_celk} = \frac{S_{cu1} \cdot N_1 + S_{cu2} \cdot N_2}{k_{pcu}} = \frac{0,23 \cdot 27 + 0,15 \cdot 43}{0,3} = 42,2 \text{ mm}^2 \quad (3.20)$$

Plocha okna jádra transformátoru je $S_o = 283,53 \text{ mm}^2$, vinutí se tedy do jádra s rezervou vleze. Pro co nejmenší kapacitu mezi vinutími budou na jádře navinuta zvlášť, nikoliv na sobě, tedy na jedné pomyslné půlkružnici jádra transformátoru bude navinuto primární vinutí, a na té druhé bude navinuto sekundární vinutí.

3.2 Výpočet kapacity rezonančního kondenzátoru

Na základě rezonanční frekvence a rozptylové indukčnosti nyní můžeme pomocí Thomsonova vztahu vypočítat velikost kapacity rezonančního kondenzátoru C_r :

$$C_r = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L_{r1}} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 200000^2 \cdot 124 \cdot 10^{-6}} = 5,1 \text{ nF} \quad (3.21)$$

3.3 Dimenzování tranzistorů

Jako výkonové tranzistory pro spínání rezonančního měniče byly vybrány MOSFET tranzistory IPA50R500CE s následujícími parametry:

Tab. 3-3 Parametry tranzistoru IPA50R500CE [11]

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální napětí	U_{DS}	500 V
Maximální proud	I_D	5,4 A
Maximální odpor při zapnutém tranzistoru	R_{DSon}	0,5 Ω
Maximální zapínací čas	t_{on}	6 ns

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální vypínací čas	t_{off}	30 ns
Vstupní kapacita	C_{in}	433 pF
Tepelný odpor součástka-pouzdro	$R_{\theta JC}$	4,46 K/W

Jelikož se jedná o měnič s měkkým spínáním, můžeme při výpočtu přepínací ztráty zanedbat a uvažovat pouze ztráty vedením, tedy:

$$P_{cond} = R_{DSon} \cdot I_{1ef}^2 = 0,5 \cdot 0,69^2 = 0,23 \text{ W} \quad (3.22)$$

Pro takto malé ztráty nebude zapotřebí použít dodatečný chladič.

3.4 Dimenzování výstupního diodového můstku

Pro účely usměrnění výstupního napětí rezonančního měniče budou použity diody 4x5406 s těmito parametry:

Tab. 3-4 Parametry diody 1N5406 [12]

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální reverzní napětí	U_R	600 V
Maximální proud	I_D	3 A
Maximální dynamický odpor	R_D	80 mΩ
Napětí v propustném směru	U_D	0,6 V

Při výpočtu ztrát na usměrňovacím můstku uvažujeme voltampérovou charakteristiku jako lomennou přímku. Pro výkonové ztráty na jedné diodě platí:

$$P_{ztr} = U_D \cdot I_{2stř} + R_D \cdot I_{2ef}^2 = U_D \cdot \frac{P}{U_2} + R_D \cdot I_{2ef}^2 \quad (3.23)$$

$$P_{ztr} = 0,6 \cdot \frac{100}{250} + 0,08 \cdot 0,44^2 = 0,25 \text{ W}$$

Na každé diodě bude výkonová ztráta $P_{ztr}=0,25 \text{ W}$. Dodatečný chladič tedy nebude potřeba.

4. NÁVRH JEDNOČINNÉHO BLOKUJÍCÍHO MĚNIČE

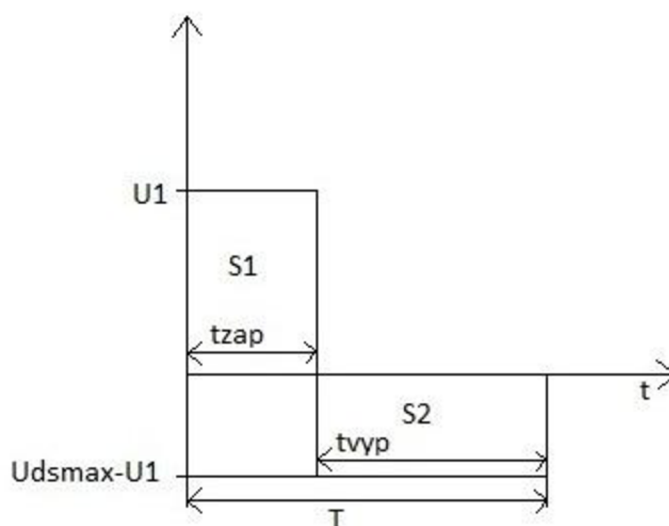
Pro samotný návrh jednotlivých komponent měniče je nejprve nutné stanovit základní parametry měniče. Na základě zadání práce a konzultace s vedoucím práce byly stanoveny parametry uvedené v **Tab. 4-1**. Rovnice popsané v této kapitole vycházejí z literatury [1] a [3].

Tab. 4-1 Vstupní parametry blokujícího měniče

Veličina	Označení	Hodnota
Vstupní napětí	U_1	325 V
Výstupní napětí	$U_{výst}$	325 V
Výkon	P_z	100 W
Frekvence	f	80 kHz
Max. napětí na tranzistoru	U_{DSmax}	500V

4.1 Výpočet střídy a indukčnosti primárního vinutí

Pro výpočet střídy měniče vyjdeme z maximálního napětí na tranzistoru $U_{DSmax}=500\text{ V}$.



Obr. 4-1 Průběh napětí na primární cívce transformátoru

Jelikož u **Obr. 4-1** platí, že $S_1=S_2$, pak můžeme napsat, že:

$$t_{zap} \cdot U_1 = (T - t_{zap}) \cdot (U_{DSmax} - U_1) \quad (4.1)$$

kde t_{zap} je doba zapnutí tranzistoru, U_1 je napětí na tranzistoru v době zapnutí, neboli napětí zdroje, T je perioda a U_{DSmax} je maximální napětí na tranzistoru. Rozdíl maximálního napětí na tranzistoru a napětí zdroje označíme jako ΔU . Potom platí:

$$t_{zap} \cdot U_1 = T \cdot \Delta U - t_{zap} \cdot \Delta U \quad (4.2)$$

Pro střihu s můžeme napsat, že:

$$s = \frac{t_{zap}}{T} = \frac{\Delta U}{U_1 + \Delta U} = \frac{U_{DSmax} - U_1}{U_1 + U_{DSmax} - U_1} = \frac{U_{DSmax} - U_1}{U_{DSmax}} \quad (4.3)$$

$$s = \frac{500 - 325}{500} = 0,35$$

Pro výpočet maximální hodnoty primárního proudu vyjdeme ze vztahu pro výpočet přenášeného výkonu přes transformátor do zátěže během jedné periody:

$$P_z = \frac{W_{L1}}{T} = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot I_{1max} \cdot s \quad (4.4)$$

kde W_{L1} je energie přenesená přes jádro transformátoru do zátěže během jedné periody a I_{1max} je maximum proudu tekoucího primárním vinutím. Jedná se o proud magnetizační, který má trojúhelníkový tvar (viz **Obr. 2-10**), rovnice (4.4) tedy vychází z rovnice pro výpočet obsahu trojúhelníku.

Pro velikost maxima primárního proudu tedy platí:

$$I_{1max} = \frac{2 \cdot P_z}{U_1 \cdot s} = \frac{2 \cdot 100}{325 \cdot 0,35} = 1,76 \text{ A} \quad (4.5)$$

Pro napětí na cívce obecně platí, že:

$$U_L = L \cdot \frac{di_{L(t)}}{dt} \quad (4.6)$$

kde L je indukčnost cívky a $i_{L(t)}$ je časový průběh proudu na cívce. Jelikož z **Obr. 2-10** víme, že časový průběh primárního proudu cívkou transformátoru je lineární, můžeme rovnici (4.6) zjednodušit na následující tvar:

$$U_1 = L_1 \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = L_1 \cdot \frac{I_{1max}}{s/f} \quad (4.7)$$

Pro indukčnost primární cívky tedy platí:

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot s}{I_{1max} \cdot f} = \frac{325 \cdot 0,35}{1,76 \cdot 80000} = 0,808 \text{ mH} \quad (4.8)$$

4.2 Výpočet parametrů transformátoru

Pro výpočet parametrů transformátoru je nejprve nutné stanovit některé veličiny, na kterých pak závisí další výpočty. Maximální indukce v jádře se volí s ohledem na

B-H charakteristiku daného materiálu tak, aby se pracovní bod pohyboval v lineární oblasti. Koeficient plnění mědi se volí dle předchozích zkušeností tak, aby se vinutí s rezervou vlezlo do okna transformátoru a maximální proudová hustota se volí s ohledem na maximální oteplení transformátoru.

Tab. 4-2 Odhadované veličiny pro návrh transformátoru

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální indukce v jádře	B_{max}	0,25 T
Činitel plnění mědi	k_{pcu}	0,3
Maximální proudová hustota	σ	3 A/mm ²

Pro výpočet počtu závitů transformátoru vycházíme z obecných znalostí chování magnetických obvodů:

$$\Psi = L \cdot I = N \cdot \Phi = N \cdot B \cdot S_{fe} \quad (4.9)$$

kde Ψ je spřažený magnetický tok, Φ je magnetický tok v jádře, N je počet závitů cívky, B je magnetická indukce v jádře a S_{fe} je průřez jádra.

Velikost jádra transformátoru se obvykle volí odhadem, a následně se ověřuje, zda se vinutí vleze do jádra transformátoru. Z momentálních dostupných skladových zásob ústavu jsou k dispozici jádra ETD2910 a ETD3913. Jejich základní parametry byly vyčteny z datasheetů dle [2] a [4] a uvedeny níže v **Tab. 4-3**.

Tab. 4-3 Základní parametry jádra ETD2910 a ETD3913

	ETD2910	ETD3913
Průřez jádra- S_{fe}	76 mm ²	125 mm ²
Střední délka jádra- l_{fe}	71 mm	92 mm
Relativní permeabilita- μ_r	1783	1650
Plocha okna- S_o	130,5 mm ²	268,6 mm ²

4.2.1 Výpočet parametrů pro jádro ETD2910

Po úpravě rovnice (4.9) můžeme vypočítat počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1max}}{B_{max} \cdot S_{fe}} = \frac{0,808 \cdot 10^{-3} \cdot 1,76}{0,25 \cdot 76 \cdot 10^{-6}} = 74,8 \text{ z.} \quad (4.10)$$

Počet závitů vždy zaokrouhlujeme na celé číslo, v tomto případě $N_1=75$ z. Nyní lze z poměru napětí a počtu primárních závitů vypočítat počet sekundárních závitů.

Z Obr. 4-1 víme, že při demagnetizaci transformátoru je na primární straně napětí $\Delta U = U_{DSmax} - U_1$. Na sekundární straně transformátoru bude tedy napětí ΔU přepočítané přes poměr závitů N_2/N_1 . Platí tedy, že:

$$U_{výst} = (U_{DSmax} - U_1) \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (4.11)$$

Nyní vyjádříme počet závitů N_2 :

$$N_2 = \frac{U_{výst} \cdot N_1}{\Delta U} = \frac{325 \cdot 75}{175} = 139,3 \text{ z.} \quad (4.12)$$

Opět uvažujeme po zaokrouhlení 140 závitů. Z efektivních hodnot primárního a sekundárního proudu a maximální dovolené proudové hustoty můžeme určit průřez měděného vodiče primárního i sekundárního vinutí. Nejprve je však potřeba určit efektivní hodnoty těchto proudů. Ty mají (viz Obr. 2-10) trojúhelníkový tvar, avšak oproti primárnímu proudu teče proud sekundárním vinutím pouze v době vypnutí tranzistoru, tedy v době trvající $t_{off} = (1-s) \cdot T$. Pro efektivní hodnotu primárního proudu platí:

$$I_{1ef} = \frac{I_{1max}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{s} = \frac{1,76}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{0,35} = 0,601 \text{ A} \quad (4.13)$$

A pro efektivní hodnotu proudu sekundárního platí:

$$I_{2ef} = \frac{2 \cdot I_{2stř}}{\sqrt{3} \cdot (1-s)} \cdot \sqrt{1-s} = \frac{2 \cdot \frac{P_z}{U_{výst}}}{\sqrt{3} \cdot (1-s)} \cdot \sqrt{1-s} \quad (4.14)$$

$$I_{2ef} = \frac{2 \cdot \frac{100}{325}}{\sqrt{3} \cdot (1-0,35)} \cdot \sqrt{1-0,35} = 0,44 \text{ A}$$

Pro průřez vodiče primárního vinutí tedy platí:

$$S_{cu1} = \frac{I_{1ef}}{\sigma} = \frac{0,601}{3} = 0,2 \text{ mm}^2 \quad (4.15)$$

Pro průměr vodiče primárního vinutí platí:

$$d_{cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{cu1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,2}{\pi}} = 0,5 \text{ mm} \quad (4.16)$$

Obdobným způsobem postupujeme u sekundárního vodiče.

$$S_{cu2} = \frac{I_{2ef}}{\sigma} = \frac{0,44}{3} = 0,15 \text{ mm}^2 \quad (4.17)$$

$$d_{cu2} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{cu2}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,15}{\pi}} = 0,44 \text{ mm} \quad (4.18)$$

Z normalizovaných průměrů měděných vodičů je nejbližší vyšší průměr $d_{cu}=0,5 \text{ mm}$. Pro celkový průřez obou na sobě navinutých vinutí při uvažování koeficientu plnění mědi platí:

$$S_{cu_celk} = \frac{N_1 \cdot S_{cu1} + N_2 \cdot S_{cu2}}{k_{pcu}} \quad (4.19)$$

$$S_{cu_celk} = \frac{75 \cdot 0,2 + 140 \cdot 0,15}{0,3} = 120 \text{ mm}^2$$

Dle parametrů uvedených v **Tab. 3-3** je plocha okna jádra ETD2910 $S_o=130,5 \text{ mm}^2$. Z předchozí rovnice vyplývá, že by se vinutí do jádra vešlo. Ve skutečnosti je však nutné uvažovat i tloušťku izolační pásky, zmenšení prostoru okna transformátoru vlivem nasunutí plastové kostry na jádro, atd. Bude tedy vhodnější použít větší jádro ETD3913.

4.2.2 Výpočet parametrů pro jádro ETD3913

Pro počet primárních závitů platí:

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{1max}}{B_{max} \cdot S_{fe}} = \frac{0,808 \cdot 10^{-3} \cdot 1,76}{0,25 \cdot 125 \cdot 10^{-6}} = 45,5 \text{ z.} \Rightarrow 46 \text{ z.} \quad (4.20)$$

Pro počet sekundárních závitů platí:

$$N_2 = \frac{U_{výst} \cdot N_1}{\Delta U} = \frac{325 \cdot 46}{175} = 85,4 \text{ z.} \Rightarrow 86 \text{ z.} \quad (4.21)$$

Je patrné, že pro jádro ETD3913, které je větší než původní jádro ETD2910, jsou počty závitů primárního i sekundárního vinutí menší. Je to způsobeno tím, že nové jádro má větší průřez, což znamená, že snese méně závitů, než dojde k jeho přesycení, jelikož velikost sycení jádra transformátoru je nepřímo úměrná počtu závitů. Protože se pro výpočet průřezů a průměrů vodičů oproti kapitole **4.2.1** žádné parametry nezměnily, můžeme použít již dříve vypočítané hodnoty. Nyní opět ověříme, jakou plochu v okně transformátoru bude zabírat vinutí:

$$S_{cu_celk} = \frac{N_1 \cdot S_{cu1} + N_2 \cdot S_{cu2}}{k_{pcu}} \quad (4.22)$$

$$S_{cu_celk} = \frac{46 \cdot 0,2 + 86 \cdot 0,15}{0,3} = 73 \text{ mm}^2$$

Z **Tab. 3-3** víme, že plocha okna pro jádro ETD3913 je $268,6 \text{ mm}^2$, vinutí se tedy do tohoto jádra s přehledem vleze i při uvažování dodatečných izolací.

Jedná o vysokofrekvenční transformátor, je tedy nutné uvažovat i vliv skin efektu. Pro určení jeho vlivu se zavádí tzv. hloubka vniku, která udává, do jaké hloubky od povrchu vodiče se bude většina signálu o dané frekvenci přenášet.

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{80000}} = 0,265 \text{ mm} \quad (4.23)$$

Porovnáme-li hloubku vniku s průměrem vodiče primárního vinutí (větší průměr než sekundární), dostaneme rovnici:

$$d_{cu1} < 2 \cdot \delta \quad (4.24)$$

$$0,5 < 2 \cdot 0,265$$

Pro námi uvažovanou frekvenci $f=80 \text{ kHz}$ by tedy z hlediska vlivu skin efektu bylo možné použít samostatný měděný lakovaný vodič. Jelikož se zde však kromě vlivu skin efektu uplatňuje i vliv tzv. proximity efektu, bude pro obě vinutí použit vodič složený z více měděných drátů.

Jelikož se jedná o transformátor provozovaný v režimu tlumivky, je vhodné u jednočinného blokujícího měniče použít transformátor se vzduchovou mezerou. Díky tomu je možné pojmout při daných rozměrech transformátoru do jádra více energie. Ta se pak soustředí převážně ve vzduchové mezeře. Jádro transformátoru zde tedy slouží pouze pro nasměrování magnetického toku právě přes tuto vzduchovou mezeru. Pro velikost vzduchové mezery platí:

$$l_{vz} = \frac{N_1 \cdot I_{1max} \cdot \mu_0}{B_{max}} - \frac{l_{fe}}{\mu_{rfe}} \quad (4.25)$$

$$l_{vz} = \frac{46 \cdot 1,76 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}}{0,25} - \frac{0,092}{1650} = 0,35 \text{ mm}$$

kde μ_0 je permeabilita vakua, l_{fe} je střední délka jádra transformátoru a μ_{rfe} je relativní permeabilita materiálu CF138, ze kterého je jádro vyrobeno.

Pro lepší přehled jsou v **Tab. 4-3** uvedeny všechny důležité parametry vypočítané v této kapitole.

Tab. 4-4 Důležité vypočítané parametry transformátoru

Veličina	Označení	Hodnota
Indukčnost primární cívky	L_1	0,808 mH
Efektivní hodnota primárního proudu	I_{1ef}	0,601 A
Efektivní hodnota sekundárního proudu	I_{2ef}	0,440 A
Počet primárních závitů	N_1	46
Počet sekundárních závitů	N_2	86
Průřez vodiče primární cívky	S_{cu1}	0,2 mm ²
Průměr vodiče primární cívky	d_{cu1}	0,5 mm
Průřez vodiče sekundární cívky	S_{cu2}	0,15 mm ²

Veličina	Označení	Hodnota
Průměr vodiče sekundární cívky	d_{cu2}	0,44 mm
Velikost vzduchové mezery	l_{vz}	0,35 mm

4.3 Výběr vhodného tranzistoru

Jako výkonový tranzistor pro spínání měniče navrhovaného v této práci bude použit tranzistor MOS-FET. Pro výběr vhodného typu tranzistoru vyjdeme v maximálního napětí na tranzistoru $U_{DSmax}=500\text{ V}$ (viz. **Tab. 4-1**), maximálního proudu tranzistorem $I_{1max}=1,76\text{ A}$, popř. frekvence $f=80\text{ kHz}$. Jelikož se v silové části obvodu měniče budou pravděpodobně vyskytovat napěťové špičky způsobené parazitní indukčností, popř. proudové rázy atd., doporučuje se zvolit tranzistor s vyššími jmenovitými parametry, než s těmi předpokládanými. Pro tento měnič byl zvolen tranzistor IPP80R600P7 s následujícími parametry:

Tab. 4-5 Parametry tranzistoru IPP80R600P7 [5]

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální napětí	U_{DS}	800 V
Maximální proud	I_D	8 A
Maximální odpor při zapnutém tranzistoru	R_{DSon}	0,6 Ω
Maximální zapínací čas	t_{on}	8 ns
Maximální vypínací čas	t_{off}	40 ns
Vstupní kapacita	C_{in}	570 pF
Tepelný odpor součástka-pouzdro	$R_{\theta JC}$	2,1 K/W

4.3.1 Dimenzování chlazení tranzistoru IPP80R600P7

Pro výpočet velikosti chladiče tranzistoru je nejprve nutné stanovit ztráty vedením a přepínací ztráty tranzistoru. Pro jejich výpočet byly použity parametry uvedené v **Tab. 4-5** popř. v předchozích kapitolách. Výpočty byly provedeny dle [6] s úpravami.

Pro ztráty vedením tranzistoru platí:

$$P_{cond} = R_{DSon} \cdot I_{1ef}^2 = 0,6 \cdot 0,601^2 = 0,22 \text{ W} \quad (4.26)$$

Jelikož bude tranzistor spínat obvod bez proudu, a ke ztrátám bude docházet jen v době vypínání tranzistoru, lze pro přepínací ztráty napsat:

$$P_{sw} = f \cdot W_{off} = \frac{f \cdot U_1 \cdot I_{1max} \cdot t_{off}}{4} \quad (4.27)$$

$$P_{sw} = \frac{80000 \cdot 325 \cdot 1,76 \cdot 40 \cdot 10^{-9}}{4} = 0,46 \text{ W}$$

Po sečtení ztrát vedením a přepínáním dostaneme celkové ztráty, na které je třeba dimenzovat chladič.

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} = 0,68 \text{ W} \quad (4.28)$$

Pro výpočet tepelného odporu chladiče $R_{\theta H}$ vycházíme z analogie mezi tepelnými a elektrickými obvody. V tomto případě představuje celkový ztrátový výkon P_{tot} zdroj konstantního elektrického proudu, tepelné odpory $R_{\theta JC}$ a $R_{\theta H}$ představují elektrické odpory zapojené v sérii, teplota okolí T_o a maximální teplota chladiče T_H představují elektrické napětí v jednotlivých částech obvodu. Jako teplotu okolí uvažujeme $T_o=40 \text{ }^\circ\text{C}$ a maximální teplotu chladiče uvažujeme $T_H=65 \text{ }^\circ\text{C}$. Pro tepelný odpor chladiče platí:

$$R_{\theta H} = \frac{T_H - T_o}{P_{tot}} - R_{\theta JC} = \frac{65 - 40}{0,68} - 2,1 = 34,66 \text{ K/W} \quad (4.29)$$

Tomuto tepelnému odporu odpovídá např. chladič HS-112-25 od výrobce STONECOLD z taženého hliníku s rozměry $25,4 \times 10,4 \times 6,5 \text{ mm}$ a s tepelným odporem $R_{\theta H}=40 \text{ K/W}$.

4.4 Dimenzování výstupní diody a kondenzátoru

Pro dimenzování výstupní diody je důležité znát zejména frekvenci, střední a efektivní hodnotu výstupního proudu a maximální závěrné napětí. V době zapnutí tranzistoru bude výstupní dioda D namáhána součtem napětí na zátěži a napětí na sekundárním vinutí transformátoru.

Platí tedy, že:

$$U_{Dmax} = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} + U_{výst} = 325 \cdot \frac{86}{46} + 325 = 932,6 \text{ V} \quad (4.30)$$

S ohledem na skladové zásoby ústavu bude jako výstupní dioda zvolena SiC Schottkyho dioda C4D02120A s následujícími parametry:

Tab. 4-6 Parametry výstupní diody C4D02120A [7]

Veličina	Označení	Hodnota
Maximální závěrné napětí	U_{Dmax}	1200 V
Jmenovitý proud	I_F	5 A
Úbytek napětí v propustném směru	U_F	1,4 V
Tepelný odpor součástka-pouzdro	$R_{\theta JC}$	2,5 K/W

Jelikož může na výstupní straně měniče dojít k nežádoucím napěťovým špičkám o velikosti až několik stovek voltů, které by mohly způsobit trvalý průraz výstupní diody, bude výstupní strana měniče rozdělena na dvě symetrické části. Sekundární vinutí transformátoru bude tedy taky rozděleno na dvě cívky, z nichž každá bude mít poloviční počet závitů N_2 vypočítaných v předchozí kapitole, tedy cívka s 86 závitů se rozdělí na dvě cívky, z nichž každá bude mít 43 závitů. Z tohoto důvodu se rovnice (4.30) upraví na následující vztah:

$$U_{Dmax} = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} + \frac{U_{výst}}{2} = 325 \cdot \frac{86}{46} + \frac{325}{2} = 770,1 \text{ V} \quad (4.31)$$

Nyní je napěťová rezerva použitých výstupních diod větší, tedy diody snesou větší případný napěťový překmit. Pro stanovení ztrát na diodě vyjdeme ze střední hodnoty výstupního proudu a z napěťového úbytku na diodě v propustném směru:

$$P_{ztr} = U_F \cdot I_{2stř} = U_F \cdot \frac{P_z}{U_{výst}} = 1,4 \cdot \frac{100}{325} = 0,43 \text{ W} \quad (4.32)$$

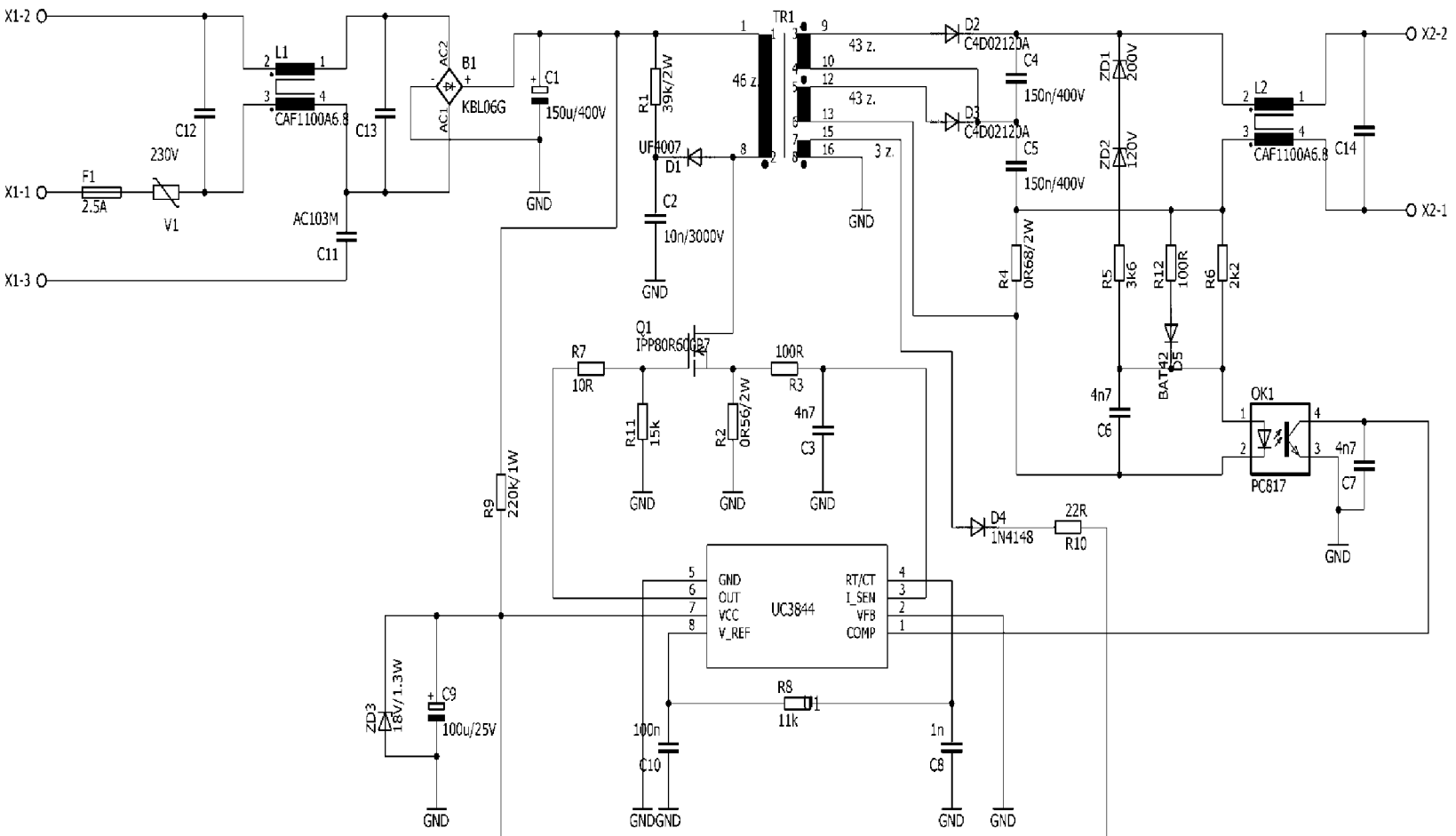
Jelikož budou obě výstupní diody zapojeny do série, bude na každé z nich ztrátový výkon $P_{ztr}=0,43 \text{ W}$. Takový ztrátový výkon je teoreticky dostatečně malý na to, aby se výstupní diody stíhaly uchládit i bez použití dodatečného chladiče.

Výstupní kondenzátory budou, vzhledem k rozdělení výstupní části měniče na dvě části, použity také dva. Pro výpočet jejich kapacity vyjdeme z maximálního zvlnění výstupního napětí, které si zvolíme. V tomto případě bude zvlnění $\Delta U=10 \text{ V}$.

$$C = \frac{I_{2stř} \cdot s}{\Delta U \cdot f} = \frac{\frac{P_z}{U_{výst}} \cdot s}{\Delta U \cdot f} = \frac{100}{325} \cdot \frac{0,35}{10 \cdot 80000} = 134 \text{ nF} \quad (4.33)$$

Použijeme kondenzátory $2 \times 150 \text{ nF}$ dimenzované na napětí $U=400 \text{ V}$.

4.5 Schéma zapojení měniče



Obr. 4-2 Celkové schéma zapojení

Nejdříve bude popsána silová část obvodu. Primární stranu tvoří pojistka F_1 sloužící pro celkovou ochranu obvodu proti nadproudu. Sériově k pojistce je připojen NTC termistor, který slouží k omezení nabíjecího proudu vyhlazovacího kondenzátoru C_1 . Kombinace součástek L_1 , C_{11} , C_{12} a C_{13} slouží jako vstupní filtr. Můstkový usměrňovač B_1 v kombinaci s elektrolytickým kondenzátorem C_1 slouží k usměrnění střídavého napětí. Usměrněné napětí je dále přivedeno na primární stranu transformátoru přes tranzistor Q_1 , který při sepnutí spojuje primární vinutí transformátoru se zemí přes rezistor R_2 . Ten zde slouží jako bočník pro převedení informace o velikosti proudu na napětí, kdy napětí bočníku $U_{rb}=I$ V odpovídá maximálnímu primárnímu proudu. Jeho velikost je dána vztahem:

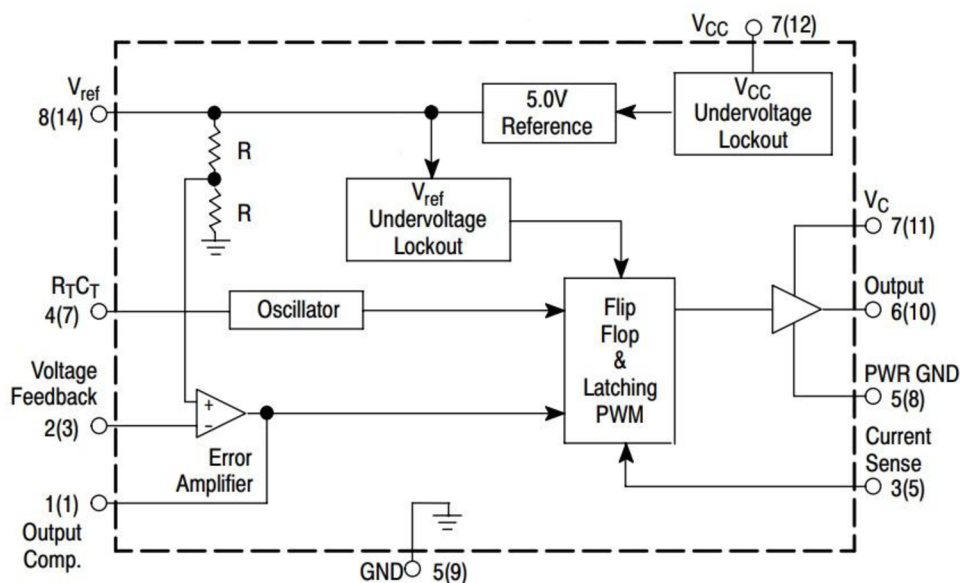
$$R_2 = \frac{U_{rb}}{I_{1max}} = \frac{1}{1,76} = 0,57 \Omega \Rightarrow 0,56 \Omega \quad (4.34)$$

Kombinace diody D_1 , rezistoru R_1 a kondenzátoru C_2 tvoří RCD článek pro omezení překmitu na tranzistoru Q_1 . Velikost těchto tří součástek byla zvolena s ohledem na jiná zapojení měničů podobných vlastností, jako u tohoto měniče.

Na sekundární straně měniče se nachází dvě diody D_2 a D_3 popsané v kapitole 4.4, které zde slouží k tomu, aby v době, kdy je na sekundárním vinutí transformátoru menší napětí, než na výstupních kondenzátorech C_4 a C_5 netekl proud zpět do vinutí transformátoru. Na výstupu měniče se opět nachází filtr, tvořený součástkami L_2 a C_{14} .

4.5.1 Řídicí obvod UC3844

Pro popsání ostatních částí obvodu měniče bude použit **Obr. 4-3** zobrazený níže v kombinaci s **Obr. 4-2**.



Obr. 4-3 Zjednodušené vnitřní zapojení IO UC3844, převzato z [8]

Napájení IO UC3844 je zajištěno rezistorem R_9 v kombinaci pomocným vinutím transformátoru a dalšími součástkami. Při prvotním zapnutí měniče se usměrněné napětí poníženo o úbytek na rezistoru R_9 objeví na pinu č. 7 označeným jako V_{cc} , a IO (tedy i celý měnič) se uvede v chod. Dále je pak napájení zajištěno pomocným vinutím transformátoru. Dioda D_4 slouží k tomu, aby proud z kondenzátoru C_9 netekl zpět do pomocného vinutí. Rezistor R_{10} omezuje velikost proudu tekoucího z pomocného vinutí do kondenzátoru C_9 . Ten zde plní funkci stabilizátoru napětí vzhledem k pulznímu průběhu napětí na pomocném vinutí. Zenerova dioda ZD_3 udržuje napájecí napětí na hodnotě 18 V , což se nachází v rozmezí napájecích napětí uvedených v [9]. Přivedené napájecí napětí je v IO porovnáváno s vnitřním referenčním napětím $U_{ref}=5\text{ V}$ z důvodu ochrany před podpětím.

Informace o primárním proudu je z bočnicku přivedena přes RC článek (R_3 a C_3) do pinu č. 3 (*Current sense*). Tento RC článek zde slouží k odfiltrování vyšších frekvencí. Přivedený napěťový signál nesoucí informaci o primárním proudu vede do komparátoru, a při překročení hodnoty 1 V dojde k okamžitému zkrácení střídavy, a tím i k okamžitému vypnutí tranzistoru. Jelikož má primární proud trojúhelníkový tvar (viz **Obr. 2-10**), dochází k tomuto jevu vždy jednou za periodu, a tím je střída regulována.

Pin č. 8 (V_{ref}) je připojen na zdroj výše zmíněného referenčního napětí $U_{ref}=5\text{ V}$. Mezi tímto pinem a pinem č. 4 (R_T/C_T) je připojen rezistor R_8 v kombinaci s kondenzátorem C_8 . Kombinací velikostí hodnot těchto součástek je dle rovnice (4.35) převzaté z [9] možné nastavit pracovní frekvenci měniče (v tomto případě $f=80\text{ kHz}$).

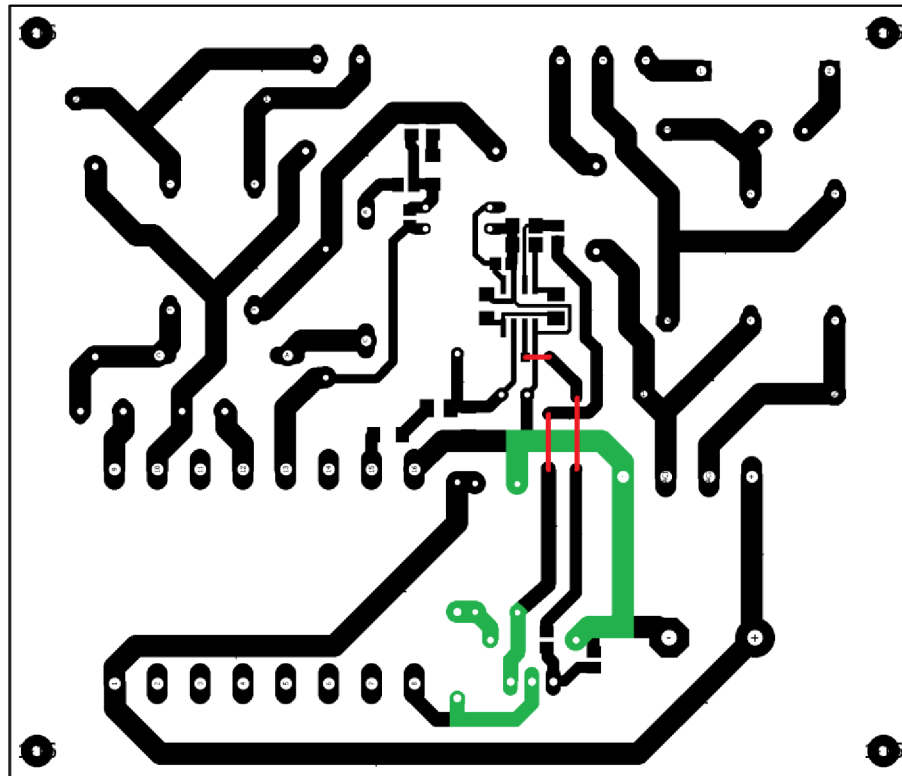
$$f = \frac{1,72}{2 \cdot R_8 \cdot C_8} = \frac{1,72}{2 \cdot 11000 \cdot 1 \cdot 10^{-9}} = 78,18\text{ kHz} \quad (4.35)$$

Ochrana proti přepětí a nadproudu je zajištěna pomocí optočlenu připojeného na pin č. 1 (*Output comp.*). Bude-li na výstupu měniče napětí vyšší než 320 V (díky sériové kombinaci ZD_1 a ZD_2), začne se objevovat napětí na optočlenu OK_1 , a tranzistor nacházející se v tomto optočlenu se začne otvírat. Pin č. 1 se začne přizemňovat a začne docházet k omezení střídavy, tedy k omezení výstupního napětí. Výstupní proud teče přes rezistor R_4 . Čím vyšší hodnota výstupního proudu bude, tím vyšší bude i úbytek napětí na tomto rezistoru, tedy i napětí na sériové kombinaci R_{12} , D_5 a OK_1 . Tím opět dojde k omezení střídavy obdobně jako u ochrany proti přepětí.

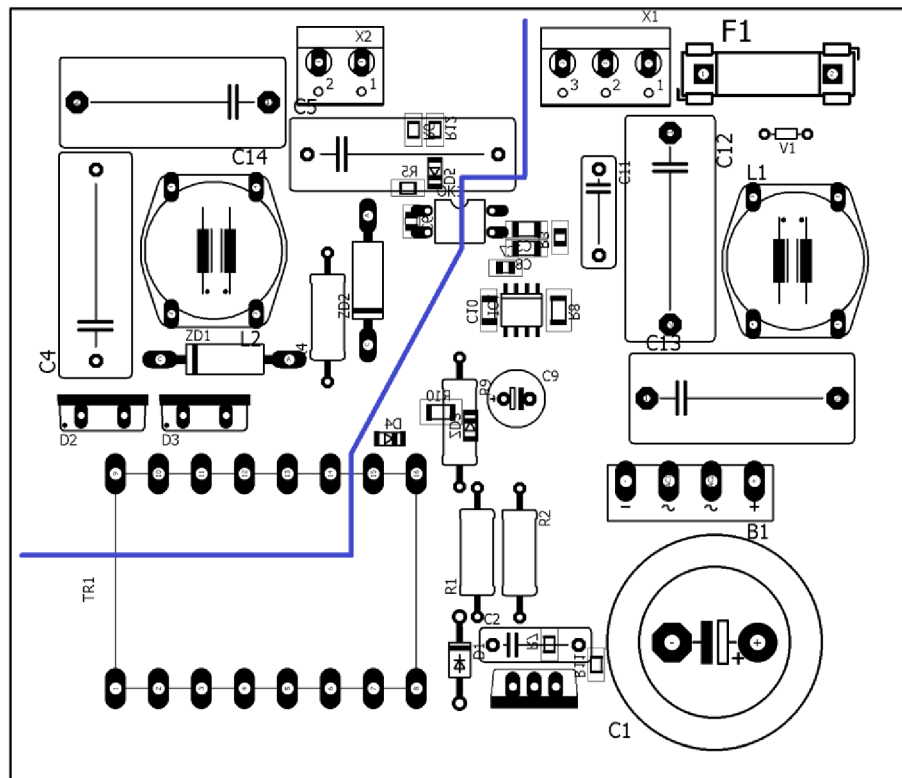
Tranzistor Q_1 je spínán signálem z pinu č. 6 (*Output*). Hodnota rezistoru R_7 byla zvolena dle doporučení výrobce tranzistoru IPP80R600P7 dle [6]. Rezistor R_{11} slouží k vybití zbytkového náboje tranzistoru na zem.

4.6 Návrh DPS

Samotný návrh DPS proběhl v bezplatné verzi programu EAGLE.



Obr. 4-4 Plošné spoje ze strany Bottom



Obr. 4-5 Osazovací plán desky - Top i Bottom

Při návrhu DPS je nutné dodržet základní zásady pro návrh plošných spojů u spínaných zdrojů. Jelikož se v obvodu vyskytují velké strmosti di/dt , bylo nezbytné některé cesty navrhnout co nejkratší, aby geometrická plocha kritických smyček, a tím i jejich parazitní indukčnost, byla co nejmenší. Kdyby tak nebylo učiněno, mohla by dodatečná parazitní indukčnost příliš dlouhých cest způsobit vysoké napěťové překmity, kvůli kterým by byly zejména polovodičové součástky nadměrně napěťově namáhány. V nejhorším případě by mohlo dojít i k jejich nevratnému poškození. Jedná se zejména o uzavřenou smyčku mezi bočником R_2 , výkonovým tranzistorem Q_1 , diodou D_1 , kondenzátorem C_2 a zemí. Na **Obr. 4-4** je tato smyčka naznačena zelenou barvou.

Dalším krokem bylo oddělení primární a sekundární strany měniče co nejdál od sebe. Hranici mezi těmito částmi značí modrá čára na **Obr. 4-5**. Díky tomu nebude ohroženo galvanické oddělení těchto dvou částí ani při případném drobném znečištění DPS. Minimální vzdálenost mezi cestami primární a sekundární části měniče na DPS je 5 mm. Mezi jednotlivými vinutími na transformátoru pak bude tato vzdálenost menší, ale dostatečnou izolaci zajistí transformátorová izolační páska.

Napětí je na primární stranu měniče přivedeno svorkovnicí X_1 . Vyhlažovací elektrolytický kondenzátor C_1 je umístěn v rohu desky, aby nebyl příliš ovlivňován odpadním teplem ostatních součástek, jelikož by se mohla výrazně zkrátit jeho životnost. Usměrňovací můstek B_1 se nachází v blízkosti tohoto kondenzátoru, ale mezi těmito součástkami byla vynechána vzduchová mezera právě z výše zmíněných důvodů. Výkonový MOS-FET Q_1 byl umístěn na kraj desky, z důvodu snadné montáže chladiče na tento tranzistor (ztráty činí 0,46 W, viz kapitola 4.3.1). V blízkosti tranzistoru se také nachází bočník R_2 pro měření proudu primárním vinutím. Aby byla dodržena izolační bariéra mezi primární a sekundární stranou měniče, bylo při návrhu DPS výhodné umístit transformátor TR_1 do rohu desky. Výstupní diody D_2 a D_3 se nacházejí hned u transformátoru, a bylo před nimi vynecháno místo, kdyby v rozporu s výpočtem z kapitoly 4.4 bylo přeci jen potřeba použít alespoň malý chladič plíšek. Součástky, které přímo souvisí s napájením a nastavením vlastností řídicího obvodu UC3844 (zejména ty, které jsou v SMD provedení) byly umístěny co nejbližší tohoto obvodu, aby se zamezilo případnému zarušení důležitých signálů. Červené čáry na **Obr. 4-4** znázorňují vodivá propojení ze strany Top.

V **Tab. 4-7** níže je zobrazen seznam všech použitých součástek tohoto měniče.

Tab. 4-7 Seznam součástek

Název	Hodnota (typ)	Pouzdro
R ₁	39k/2W	0411
R ₂	0R56/2W	0411
R ₃	100R	0805
R ₄	0R68/2W	0411
R ₅	3k6	0805
R ₆	2k2	0805
R ₇	10R	0805
R ₈	11k	0805
R ₉	220k/1W	0411
R ₁₀	22R	0805
R ₁₁	15k	0805
R ₁₂	100R	0805
C ₁	150u/400V	25x30mm
C ₂	10n/3000V	16mm
C ₃	4n7	0805
C ₄	150n/400V	31,5x9x19mm
C ₅	150n/400V	31,5x9x19mm
C ₆	4n7	0805
C ₇	4n7	0805
C ₈	1n	0805
C ₉	100u/25V	6,3x11mm
C ₁₀	100n	0805
C ₁₁	10n/1000V	10mm
C ₁₂	150n/400V	30x10mm
C ₁₃	150n/400V	30x10mm
C ₁₄	150n/400V	30x10mm
L ₁	CAF1100A6.8	14x8mm
L ₂	CAF1100A6.8	14x8mm
D ₁	UF4007	D041
D ₂	C4D02120A	TO220-2
D ₃	C4D02120A	TO220-2
D ₄	1N4148	SOD80
D ₅	BAT42	SOD80
ZD ₁	200V	DO-201
ZD ₂	120V	DO-201
ZD ₃	18V	0805
B ₁	B250C3000	15,7x15,7mm
V ₁	VCR07D391KAR	9mm
F ₁	2,5A	5x20mm
U ₁	UC3844	SOIC-8
OK ₁	PC817	DIP4
TR ₁	46z, 2x43z, 3z	ETD3913
Q ₁	IPP80R600P7	TO220

4.7 Realizace měniče

4.7.1 Výroba DPS

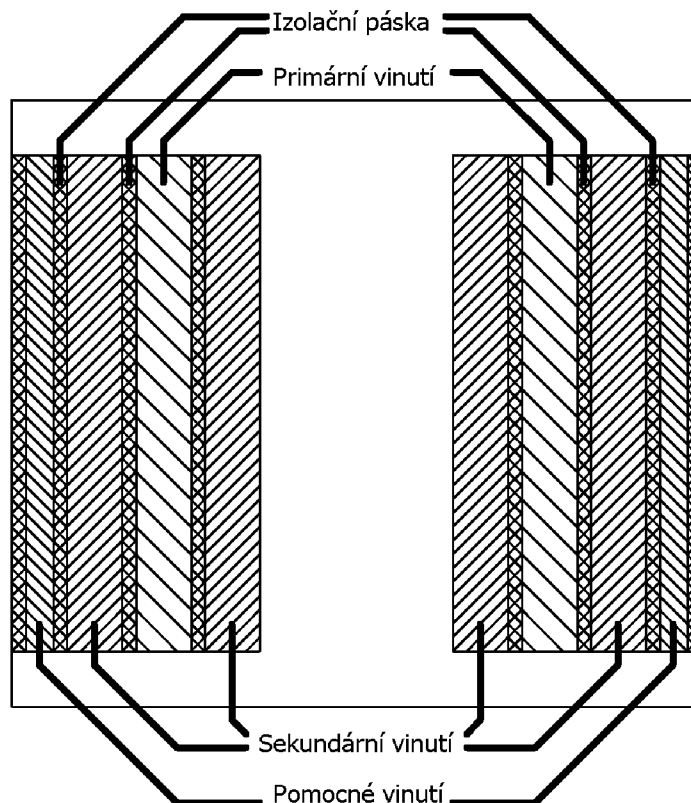
Celý návrh DPS z kapitoly 4.6 byl přenesen pomocí tiskárny na průhlednou folii velikosti A4 v měřítku 1:1. Folie byla umístěna na fotosenzitivní cuprexit tak, aby při osvětlení UV zářením byly osvětleny jen ty části desky, které nejsou zakryty plošnými spoji vytištěnými na folii. Takto osvětlená deska byla ponořena do vývojky, aby byly cesty na ní viditelné. Dále následovalo leptání v roztoku chloridu železitého, který rozpustil měděnou vrstvu na desce v místech nezakrytých cestami.



Obr. 4-6 Leptání DPS

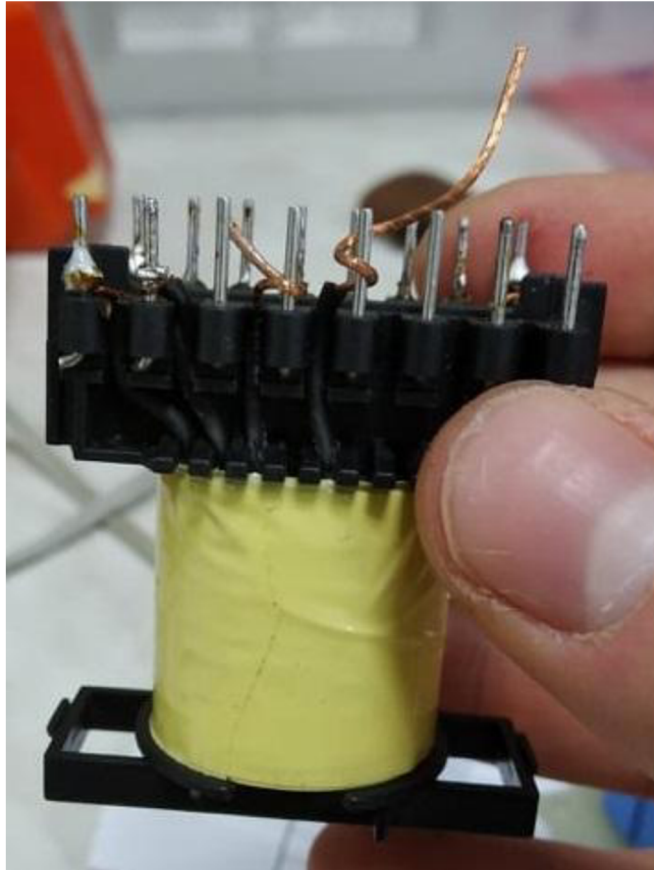
4.7.2 Výroba transformátoru

Realizace vinutí transformátoru byla provedena tak, že se nejprve navinula na kostru jedna část sekundárního vinutí, poté primární vinutí, další část sekundárního vinutí a nakonec pomocné vinutí. Bylo tak učiněno z důvodu lepší vazby mezi primárním vinutím a těmi sekundárními. Všechna vinutí byla od sebe izolována izolační páskou na transformátory, aby byla zajištěna dobrá izolační pevnost. Průřez jednotlivými vinutími je znázorněn níže na Obr. 4.7.



Obr. 4-7 Průřez vinutími transformátoru

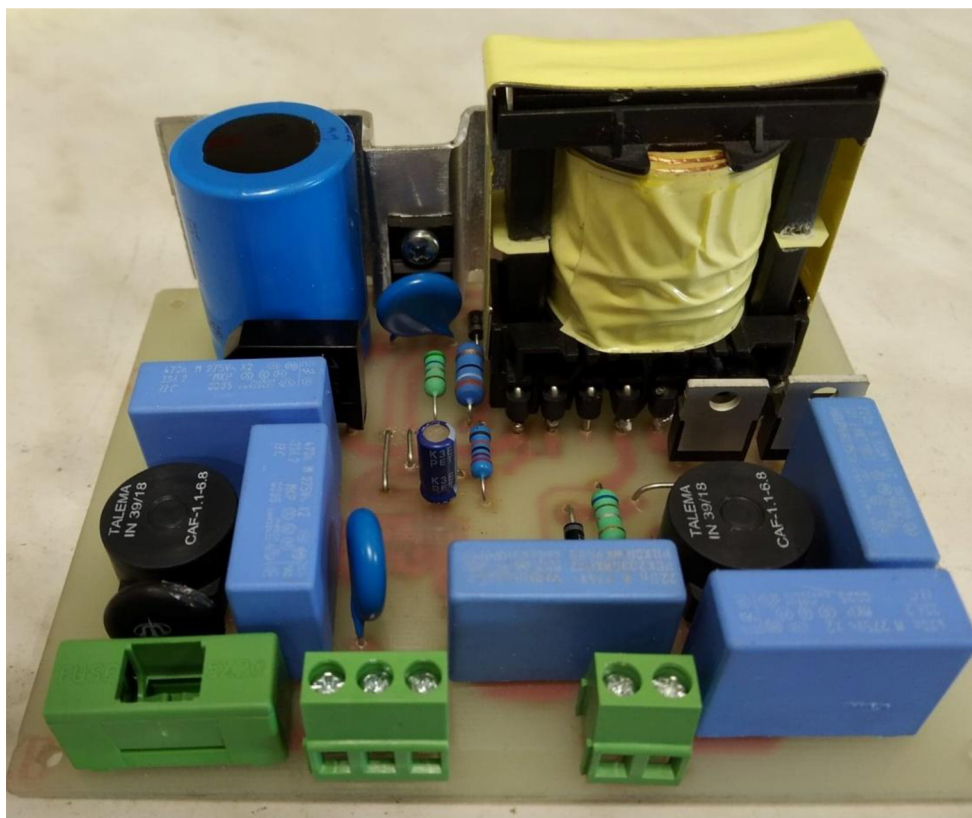
Poté, co bylo vinutí umístěno na kostru transformátoru, bylo nutné přesně doladit velikost vzduchové mezery. Její tloušťka je dle kapitoly **4.2.2** $l_{vz}=0,35 \text{ mm}$. Při realizaci však bylo přesnější měřit přímo indukčnost primárního vinutí transformátoru a vkládat různě tlusté izolační materiály mezi obě poloviny jádra až do doby, než dosáhla indukčnost požadovaných $0,808 \text{ mH}$ (viz kapitola **4.1**). Po dosažení této indukčnosti byly obě poloviny jádra zaaretovány vteřinovým lepidlem a jádro bylo umístěno na DPS. Na **Obr. 4-8** níže je zobrazen navinutý transformátor.



Obr. 4-8 Navinutý transformátor

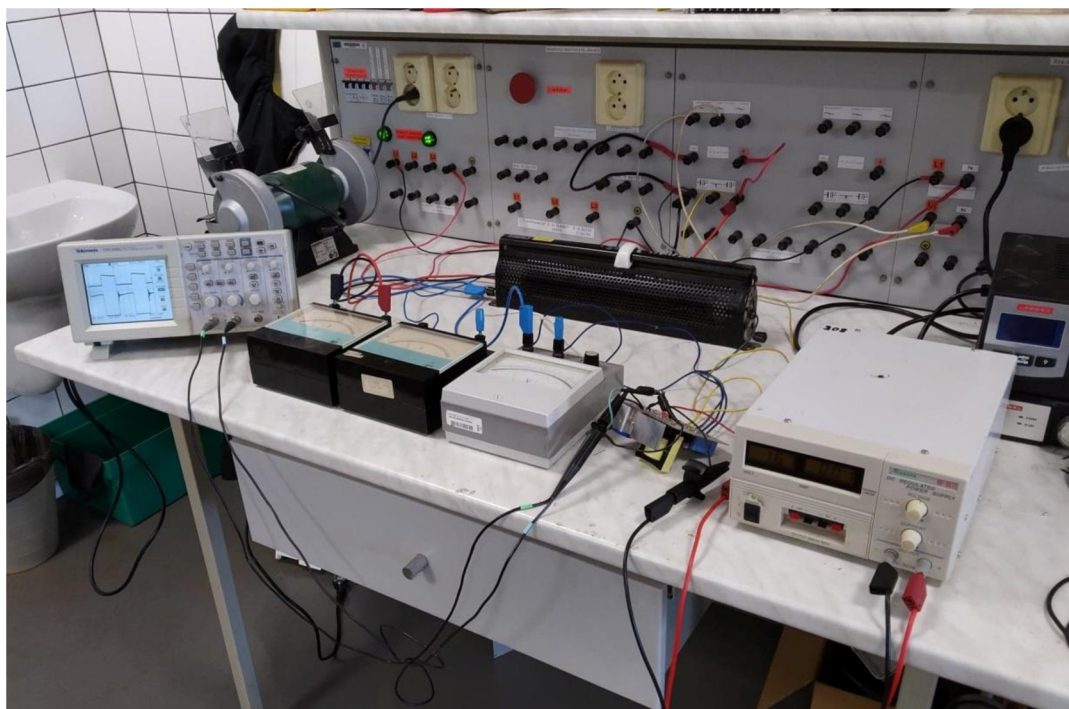
4.7.3 Osazení DPS a oživení

Při osazování DPS byly nejprve napájeny součástky SMD na stranu plošných spojů. Poté byly osazeny ostatní součástky. Hodnoty některých součástek byly během ožívání pozměněny za jiné, například pro doladění frekvence byl vyměněn rezistor R_8 ($11\text{ k}\Omega$) a byl nahrazen rezistorem o velikosti $8,8\text{ k}\Omega$. Odchylka mohla být způsobena nepřesným vzorcem pro výpočet frekvence v datasheetu řídicího obvodu UC3844 ([9]) nebo nepřesnou hodnotou odporu této součástky, popř. kapacity kondenzátoru C_8 . Dále byly vyměněny kondenzátory C_4 a C_5 za rozměrově menší, jelikož došlo k chybnému zvolení těchto součástek z knihovny programu Eagle při návrhu DPS. Z hliníkového plechu byl vyroben chladič tranzistoru a dále byl namontován na tranzistor přes tenkou vrstvu tepelně vodivé pasty.



Obr. 4-9 Hotová osazená deska

Při oživování měniče bylo nejprve přivedeno stejnosměrné napětí na kondenzátor C_9 z externího zdroje napětí tak, aby se řídicí obvod UC3844 uvedl v chod. Následně byl na GATE tranzistoru snímán průběh napětí a byla doladěna frekvence kmitů. Poté byly vstupní svorky měniče připojeny na autotransformátor pracovního stolu přes usměrňovač a voltmetrem bylo měřeno napětí v meziobvodu. Na výstupní svorky měniče byl připojen reostat pro simulaci zátěže měniče. Výstupní napětí a proud byly taktéž měřeny. Napětí GATE-SOURCE a DRAIN-SOURCE tranzistoru byla snímána osciloskopem. Nejprve byl měnič spuštěn naprázdno, kdy se na autotransformátoru zvyšovalo napětí od nuly až do maximální hodnoty a testovala se funkčnost napěťové zpětné vazby. Ta začala omezovat střihu při dosažení výstupního napětí $U_{výst}=320\text{ V}$. Po konzultaci s vedoucím práce byla Zenerova dioda ZD_2 nahrazena z původní velikosti 120 V velikostí 50 V tak, aby k omezení střidy docházelo již při $U_{výst}=250\text{ V}$. Poté byl měnič postupně zatěžován a kontrolovala se teplota některých součástek. Chladič tranzistoru se jevil jako dostatečně nadimenzovaný, zatímco výstupní diody D_2 a D_3 se v rozporu s předchozím výpočtem hrály až příliš a bude nutné je opatřit dodatečným chladicím plíškem.



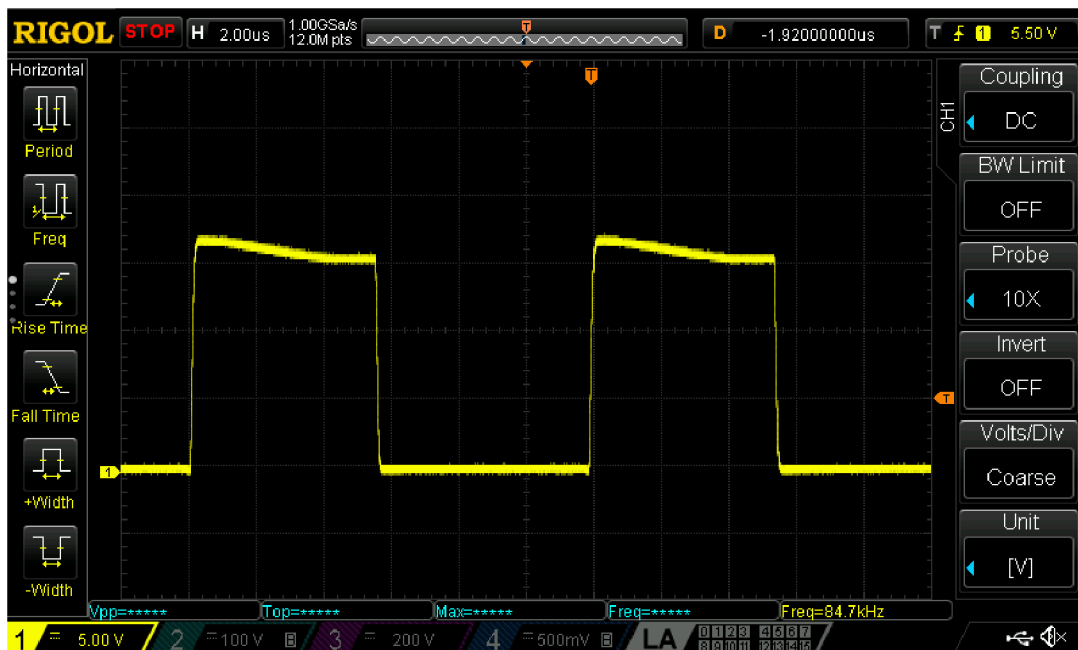
Obr. 4-10 Oživování měniče

4.8 Měření parametrů blokujícího měniče

Tato podkapitola se zabývá ověřením skutečných vlastností měniče. Důležitá je zejména skutečná frekvence spínání, střída, výstupní napětí a výstupní výkon. Dále je nezbytné ověřit funkčnost zpětné vazby pro omezení výstupního napětí a výstupního proudu. Důležité jsou také průběhy napětí na výkonových polovodičových prvcích pro odhalení případných nečekaných napěťových překmitů, které by mohly způsobit jejich zničení. Dále bude v této kapitole ověřena skutečná kapacita mezi primární a sekundární částí měniče a změřena jeho účinnost pro různá zatížení a různá vstupní napětí. Poté bude ověřeno, zda je schopen měnič pracovat bez pomocného napájení integrovaného obvodu UC3844. Vlastnosti v oblasti EMC měřeny nebudou.

4.8.1 Měření průběhu napětí U_{GS} naprázdno

Měření probíhalo na nezatíženém měniči po připojení stejnosměrného napětí pomocného zdroje $U_c=16,5\text{ V}$ mezi piny V_{cc} a GND integrovaného obvodu UC3844. Na vstupní část měniče nebylo připojeno žádné napětí. Bylo tak učiněno pouze pro ověření správné frekvence a velikosti napětí na řídicím pinu tranzistoru. Na **Obr. 5-1** níže je zobrazen průběh napětí U_{GS} na tranzistoru.

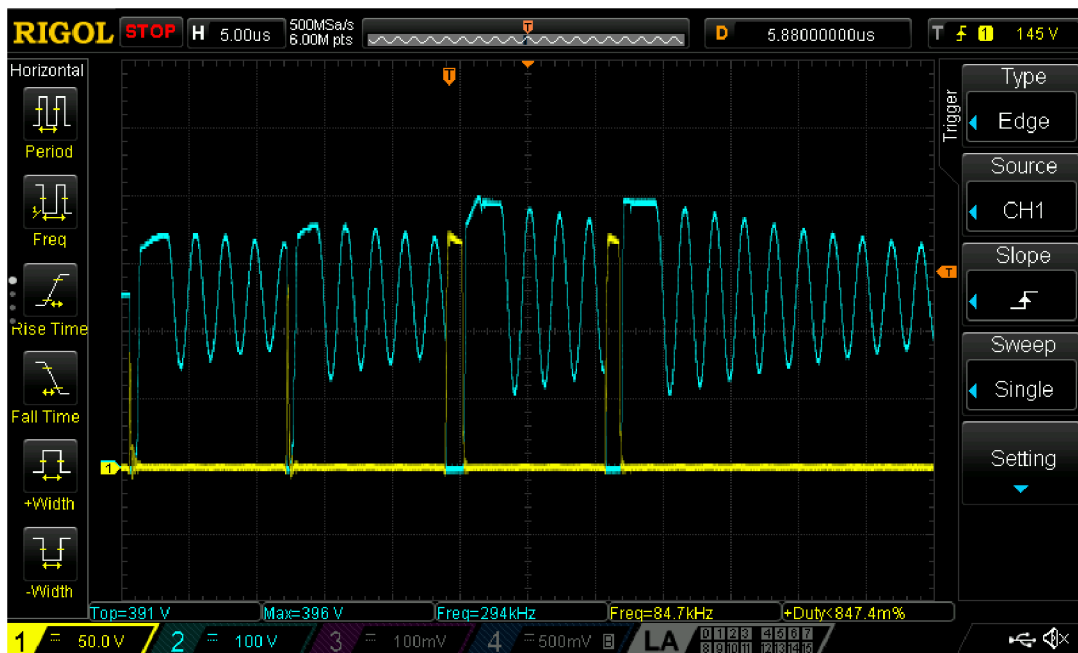


Obr. 4-11 Průběh napětí U_{GS} na tranzistoru

Měnič pracuje na frekvenci $f=84,7 \text{ kHz}$ což je nepatrně vyšší frekvence než původní zamýšlená frekvence (80 kHz). Rovnice (2.1) uvedená výše říká, že čím vyšší frekvence napětí na transformátoru bude, tím bude sycení jádra transformátoru menší. K přesycení jádra v tomto případě nedojde a vyšší frekvence není tedy na škodu. Amplituda napětí U_{GS} dosahuje hodnoty okolo 17 V (5 V na dílek). Výrobce tranzistoru dle [5] udává maximální hodnotu napětí $U_{GS}=30 \text{ V}$, což skutečná změřená hodnota nepřekračuje.

4.8.2 Měření napětí U_{GS} a U_{DS} naprázdno

Na vstupní stranu měniče bylo přivedeno stejnosměrné napětí $U_I=250 \text{ V}$ a na výstupní část měniče nebyla připojena žádná zátěž. Mezi piny V_{CC} a GND integrovaného obvodu UC3844 bylo opět přivedeno pomocné stejnosměrné napětí $U_c=16,5 \text{ V}$. Byla ověřena správná funkčnost zpětné vazby pro omezení výstupního napětí na požadovanou hodnotu.



Obr. 4-12 Průběhy napětí U_{GS} a U_{DS} naprázdno

Při stavu naprázdno má měnič tendenci pustit na výstup vyšší než jmenovité napětí. Tento stav vychází z rovnice (4.5) pro výpočet proudu primárním vinutím, kdy se v čitateli vyskytuje výstupní výkon, který je ve stavu naprázdno roven nule. Primární proud se sice nemůže rovnat nule, ale je v tomto případě dost malý na to, aby se na bočniku neobjevilo napětí přesahující 1 V , což znamená, že IO UC3844 neomezí střidu tímto způsobem. K omezení střidy tedy dochází až na základě zpětné vazby přes optočlen *OK1*. Z **Obr. 4-12** je patrné, že k omezení střidy dochází nepravidelně a občas dojde i k vynechání jednoho celého cyklu spínání. Zpětná vazba nicméně funguje jak má, jelikož na výstupu měniče bylo při stavu naprázdno naměřeno jmenovité výstupní napětí.

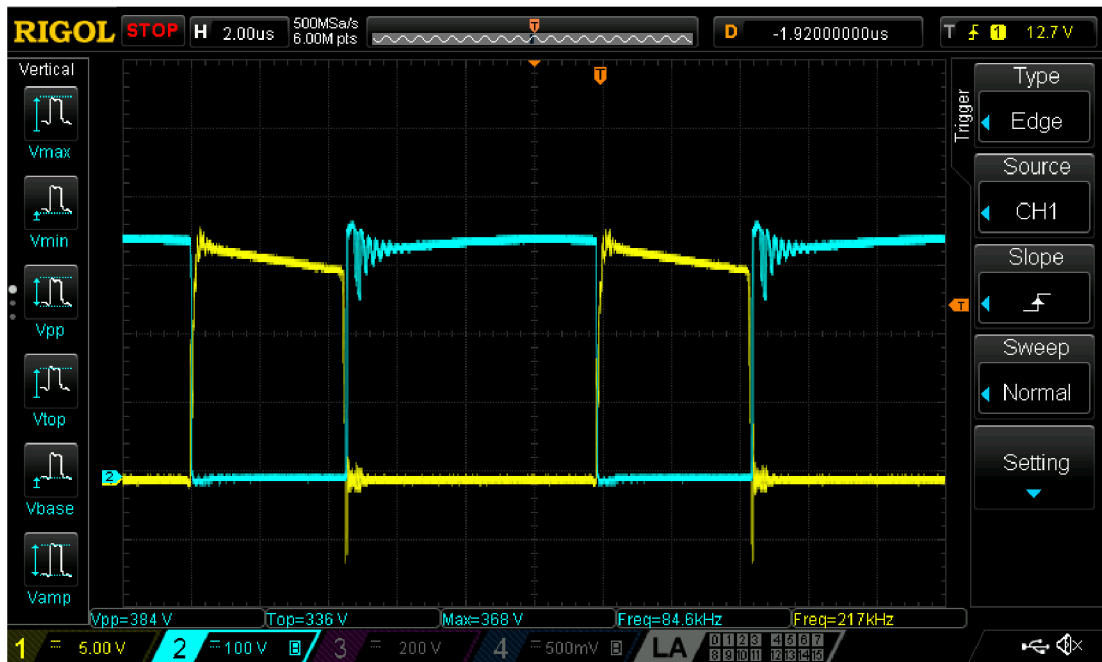
4.8.3 Měření napětí U_{GS} a U_{DS} při zatíženém měniči

Při tomto měření byl vstup měniče zapojen přes autotransformátor a usměrňovač. Na výstup měniče byl připojen odporový reostat jako zátěž a na integrovaný obvod UC3844 bylo opět přivedeno pomocné stejnosměrné napětí. Bylo měřeno vstupní a výstupní napětí a výstupní proud. Na takto připojeném měniči byly snímány průběhy napětí U_{GS} a U_{DS} na tranzistoru (**Obr. 4-13**). V **Tab. 4-8** níže jsou zobrazeny hodnoty napětí na vstupu a výstupu měniče, výstupní proud a výstupní výkon.

Tab. 4-8 Hodnoty napětí, proudu a výkonu měniče během měření

Veličina	Označení	Hodnota
Vstupní stejnosměrné napětí	U_1	250 V
Výstupní stejnosměrné napětí	U_2	242,5 V
Výstupní proud	I_2	0,45 A
Výstupní výkon ($U_2 \cdot I_2$)	P	109,1 W

Měnič byl tedy během měření zatížen na 100 %. Výstupní výkon je o něco vyšší než původně plánovaný (100 W). Jeho hodnota by se dala omezit zvětšením odporu R_4 , ale není to nutné.

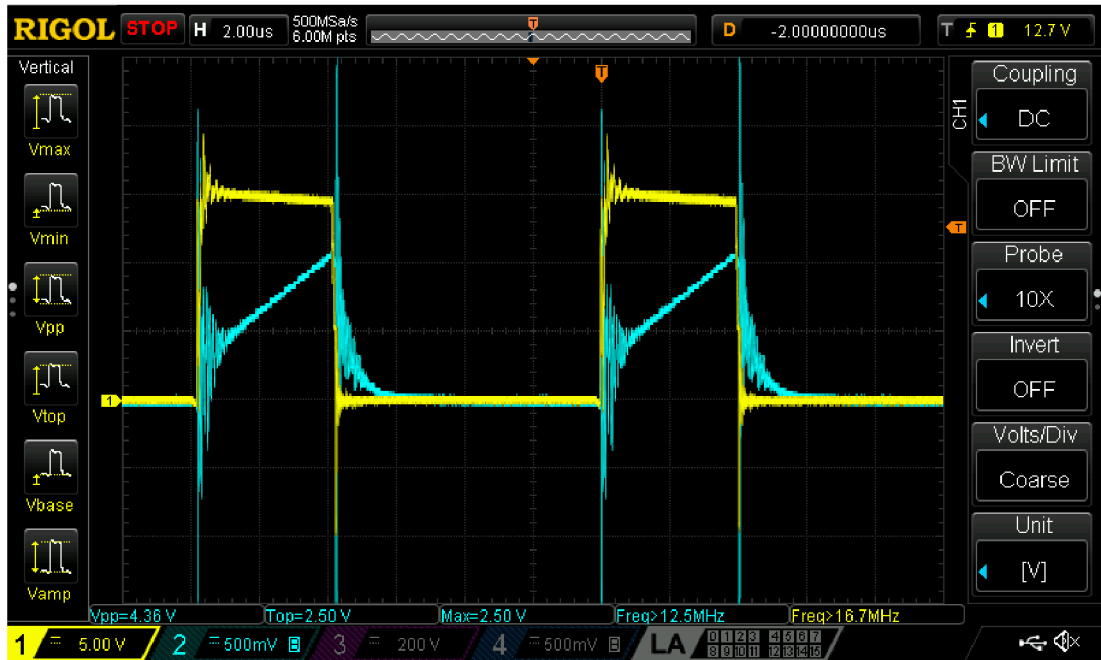


Obr. 4-13 Průběhy napětí U_{GS} a U_{DS} při zatížení

Měřítka napětí U_{GS} (žlutý průběh) a napětí U_{DS} (modrý průběh) jsou různá. Překmit na tranzistoru těsně po jeho vypnutí je omezen RCD článkem na hodnotu $U_{DSmax}=384$ V. Výrobce udává dle [5] maximální hodnotu $U_{DSmax}=800$ V, což je v našem případě s velkou rezervou dodrženo. Z **Obr. 4-13** je dále vidět střída měniče ($s=0,37$) která přibližně odpovídá teoretické třídě vypočítané v kapitole 4.1 ($s=0,35$). Její hodnota by se dala případně upravit změnou velikosti odporu bočnicku pro měření proudu (R_2).

4.8.4 Měření průběhu napětí na bočníku

Způsob zapojení odpovídá kapitole 4.8.3. Hodnoty napětí na vstupu a výstupu měniče, výstupní proud a výstupní výkon odpovídají hodnotám viz. Tab. 4-8. Byly snímány průběhy napětí na U_{G-GND} a $U_{Isense-GND}$, tedy napětí na řídicí elektrodě tranzistoru (tentokrát přímo proti zemi) a napětí na vstupním pinu integrovaného obvodu UC3844 pro měření proudu proti zemi.

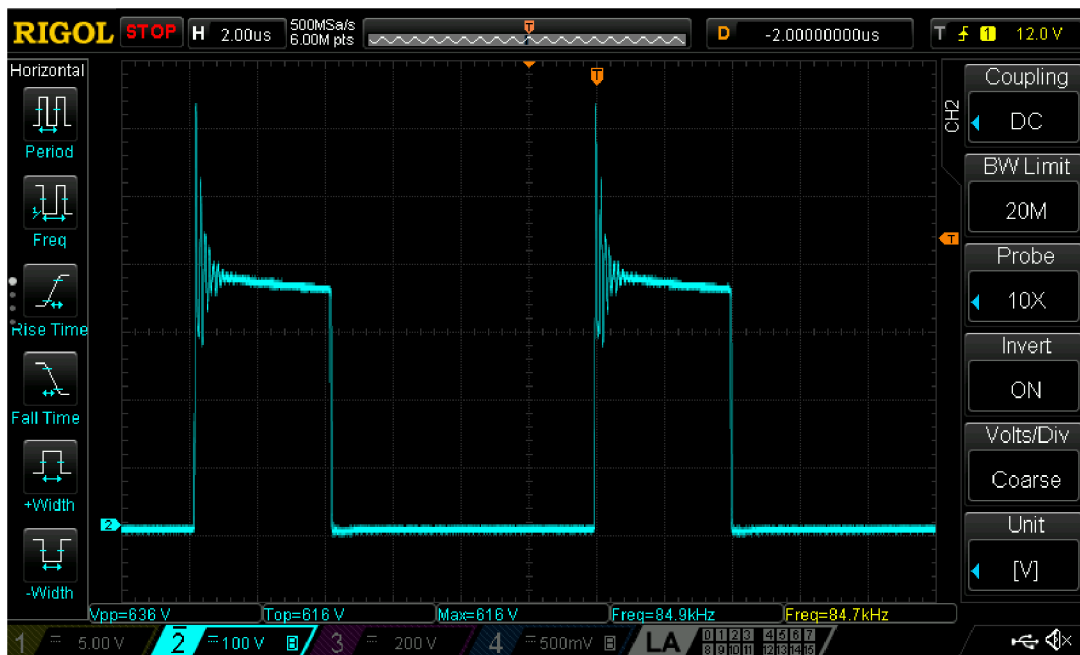


Obr. 4-14 Průběhy napětí U_{G-GND} a $U_{Isense-GND}$

Z Obr. 4-13 je patrné, že při hodnotě napětí na $U_{Isense-GND}=1$ V (modrý průběh) dojde k okamžitému vypnutí tranzistoru. Tímto způsobem tedy dochází k regulaci střída měniče. Dále je zde vidět zakmitání tohoto napětí ihned po sepnutí tranzistoru. Z toho důvodu bylo nutné za bočník R_2 zařadit RC filtr. Kdyby tento zákmit přesáhl na delší čas hodnotu 1 V, pak by k vypnutí tranzistoru došlo ihned po jeho sepnutí a střída měniče by byla téměř nulová, což by absolutně znemožnilo jeho správnou funkci.

4.8.5 Měření napětí na výstupních diodách

Při měření průběhu napětí na výstupních diodách (D_2 a D_3) bylo zapojení shodné se zapojením v kapitole 4.8.3 a měnič byl zatížen dle Tab. 4-8. Pro zjednodušení měření byl průběh napětí snímán pouze na jedné ze dvou výstupních diod, jelikož se předpokládá stejný průběh napětí i u druhé diody.



Obr. 4-15 Průběh napětí na výstupní diodě D_2

Na Obr. 4-15 je názorně vidět velký napěťový překmit v době sepnutí tranzistoru dosahující velikosti $U_{D2}=636$ V. Maximální napětí na výstupních diodách udávané výrobcem dle [7] je 1200 V. Tento překmit by se dal v případě nutnosti omezit zapojením sériového RC článku paralelně k výstupním diodám.

4.8.6 Měření kapacity galvanického oddělení

Kapacita mezi primární a sekundární částí měniče byla změřena pomocí přenosného RLC metru a dosahuje hodnoty $C_p=132$ pF (viz Obr. 4-15 níže). Pokud by se například měřil osciloskopem napájeným tímto měničem průběh napětí, které by dosahovalo strmosti $du/dt=1$ kV/ μ s, pak by nežádoucí kapacitní proud tekoucí mezi primární a sekundární částí měniče dosahoval dle rovnice (4.36) hodnoty $I_c=132$ mA.

$$I_c = C \cdot \frac{du}{dt} = 132 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{1000}{10^{-6}} = 132 \text{ mA} \quad (4.36)$$



Obr. 4-16 Měření kapacity galvanického oddělení

4.8.7 Měření účinnosti

Při měření účinnosti bylo zapojení opět shodné se zapojením v kapitole 4.8.3 s tím rozdílem, že se v první části při konstantním vstupním napětí postupně měnila hodnota odporu zátěže pro měření účinnosti v různých stavech měniče. Ve druhé části pak byla měřena účinnost pro různá vstupní napětí při jmenovité zátěži měniče. Měnič byl sice napájen ze zdroje stejnosměrného napětí, avšak proud během měření tek l přes usměrňovací můstek samotného měniče. Ztráty na tomto můstku jsou tedy již započítány v měření. V Tab. 4-9 a Tab. 4-10 jsou zaznamenány výsledky měření, ze kterých byly sestrojeny grafické průběhy na Obr. 4-17 a Obr. 4-18.

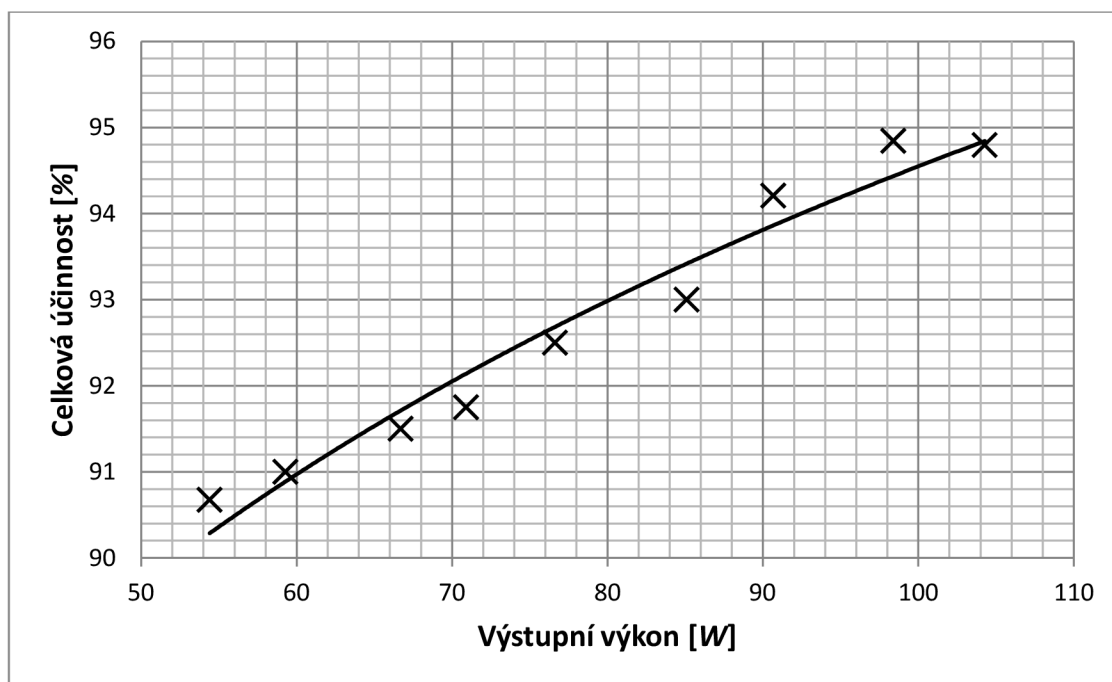
Tab. 4-9 Měření účinnosti při konstantním vstupním napětí pro různá zatížení

Vstupní napětí	Vstupní proud	Příkon	Výstupní napětí	Výstupní proud	Výkon	Účinnost
U_1 [V]	I_1 [mA]	P_1 [W]	U_2 [V]	I_2 [mA]	P_2 [W]	η [%]
250	240	60,0	232,5	234	54,4	90,7
250	255	63,8	232,5	255	59,3	91,0
250	285	71,3	230,0	290	66,7	91,5
250	310	77,5	228,8	310	70,9	91,8
250	330	82,5	228,8	335	76,6	92,5
250	370	92,5	230,0	370	85,1	93,0
250	385	96,3	232,5	390	90,7	94,2

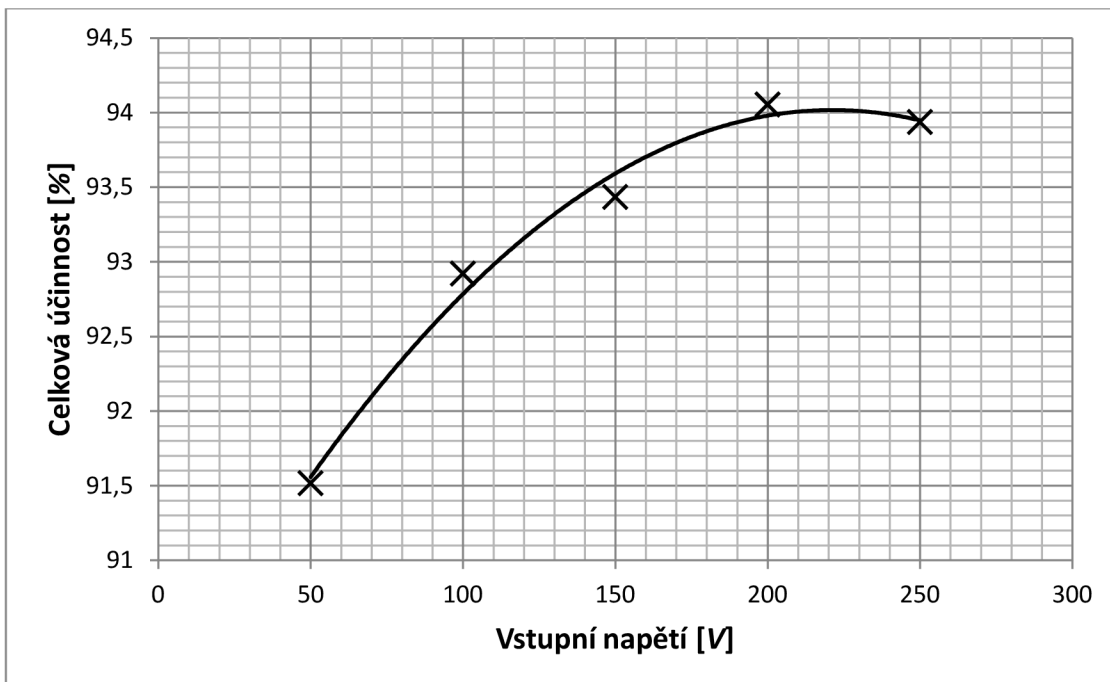
Vstupní napětí	Vstupní proud	Příkon	Výstupní napětí	Výstupní proud	Výkon	Účinnost
$U_1 [V]$	$I_1 [mA]$	$P_1 [W]$	$U_2 [V]$	$I_2 [mA]$	$P_2 [W]$	$\eta [\%]$
250	415	103,8	240,0	410	98,4	94,8
250	440	110,0	242,5	430	104,3	94,8

Tab. 4-10 Měření účinnosti při konstantním zatížení pro různá vstupní napětí

Vstupní napětí	Vstupní proud	Příkon	Výstupní napětí	Výstupní proud	Výkon	Účinnost
$U_1 [V]$	$I_1 [mA]$	$P_1 [W]$	$U_2 [V]$	$I_2 [mA]$	$P_2 [W]$	$\eta [\%]$
50	240	12,0	80,8	136	11,0	91,5
100	475	47,5	160,5	275	44,1	92,9
150	660	99,0	231,3	400	92,5	93,4
200	535	107,0	242,5	415	100,6	94,1
250	425	106,3	240,5	415	99,8	93,9



Obr. 4-17 Graf závislosti celkové účinnosti na výstupním výkonu



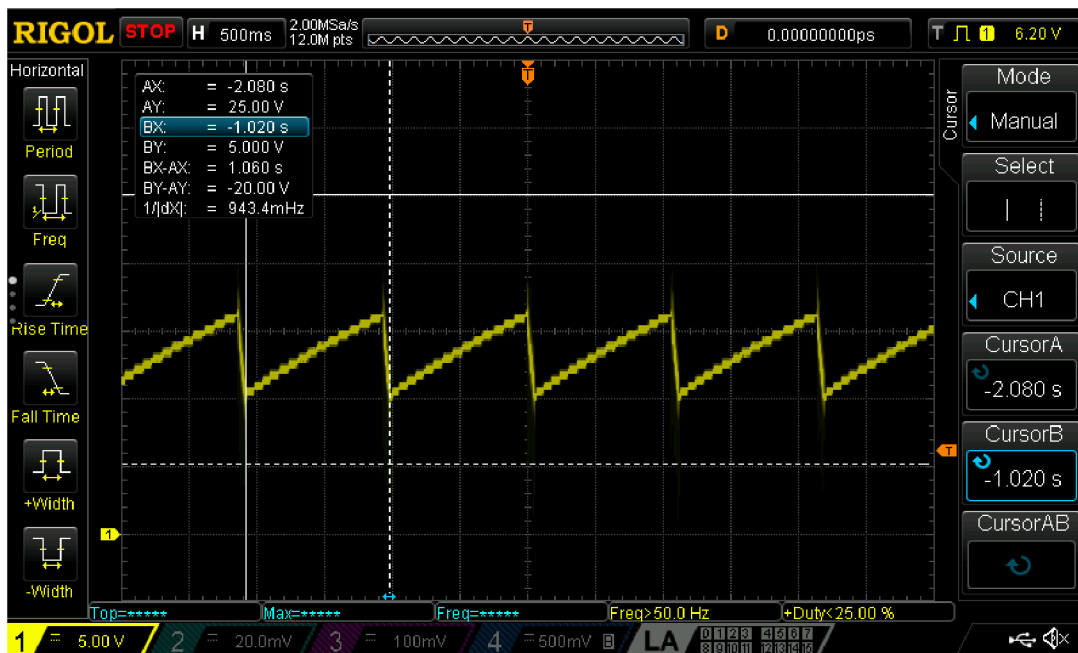
Obr. 4-18 Graf závislosti celkové účinnosti na vstupním napětí

Na **Obr. 4-17** je vidět, že s rostoucím zatížením roste i účinnost měniče. Nejvyšší účinnosti měnič dosahuje při jmenovitém zatížení $P_Z=100\text{ W}$, a to $\eta=94,8\%$. Výkonová část měniče byla tedy navržena správně.

V **Tab. 4-10** můžeme zpozorovat, že při vstupním napětí větším než $U_I=150\text{ V}$ má již měnič na svém výstupu jmenovité napětí a dosahuje jmenovitého výkonu. V praxi to znamená, že by se dal měnič provozovat i při nižším vstupním napětí v rozmezí od 150 V do jmenovitého napětí, avšak za cenu o něco nižší účinnosti, což je také vidět na **Obr. 4-18**.

4.8.8 Ověření funkčnosti měniče bez pomocného napájení

V poslední části měření bylo ověřeno, zda je měnič schopný fungovat bez pomocného stejnosměrného zdroje napájení přivedeného mezi piny V_{cc} a GND integrovaného obvodu UC3844. Při této příležitosti byl změřen příkon měniče naprázdno. Měnič byl tedy odpojen od pomocného zdroje napájení a jeho vstupní část zůstala připojena na zdroj stejnosměrného napětí ovládaného autotransfornátorem. Toto napětí bylo postupně zvyšováno až do doby, kdy začal měnič stabilně pracovat. Toho bylo docíleno při napětí $U_I=183\text{ V}$. Při vstupním napětí nižším než 183 V docházelo pulzování výstupního napětí s frekvencí zhruba $f=1\text{ Hz}$. Na elektrolytický kondenzátor C_9 sloužící k napájení IO UC3844 byla připojena sonda osciloskopu pro zobrazení průběhu napětí na tomto kondenzátoru (viz **Obr. 4-19**).



Obr. 4-19 Průběh napětí na C_9 při sníženém vstupním napětí

Takto nestabilní chod měniče je způsobený tím, že při nižším vstupním napětí se přes rezistor R_9 začne nabíjet kondenzátor C_9 . Nabíjení probíhá až do doby, dokud na tomto kondenzátoru není minimální napětí pro sepnutí IO UC3844. Po jeho sepnutí se sepne i tranzistor Q_1 a na pomocném vinutí transformátoru se na krátkou chvíli objeví napětí. Je však příliš malé na to, aby udrželo kondenzátor C_9 nabitý, a tak dojde k jeho rychlému vybití vlastní spotřebou IO UC3844. Celý proces se opakuje stále dokola. Po zvýšení vstupního napětí nad 183 V se již na pomocném vinutí objeví napětí dost velké na to, aby se C_9 stíhal nabíjet a udržel řídicí obvod ve stabilním chodu.

Při nastavení vstupního napětí na hodnotu $U_I = 250\text{ V}$ byl změřen odebíraný vstupní proud $I_I = 6,6\text{ mA}$. Odebíraný výkon měniče v nezátíženém stavu je tedy $P = 1,65\text{ W}$.

5. ZÁVĚR

Cílem této diplomové práce bylo vyrobit a osadit desku plošných spojů jednočinného blokujícího měniče navrženého v semestrálním projektu. Oproti semestrálnímu projektu bylo schéma navíc opatřeno vstupním a výstupním filtrem, byla změněna hodnota rezistoru R_8 pro doladění frekvence měniče a bylo sníženo maximální výstupní napětí z 325 V na 250 V.

Dalším cílem bylo zrealizovat vinuté prvky měniče a celou mechanickou konstrukci. Pro transformátor bylo použito jádro ETD3913 a na něho bylo navinuto primární vinutí, dvě sekundární vinutí a pomocné vinutí pro napájení integrovaného obvodu UC3844. Všechna vinutí byla od sebe důkladně odizolována z důvodu bezpečnosti. Tranzistor Q_1 byl opatřen chladičem vyrobeným z hliníkového plechu. Vinuté prvky obsažené ve vstupním a výstupním filtru byly zakoupeny již hotové.

Celý měnič byl oživen a byly ověřeny jeho teoretické vlastnosti vypočítané v návrhu. Frekvence spínání byla změřena osciloskopem a její hodnota je $f=84,7$ kHz, což je oproti návrhu vyšší hodnota, ale na výsledné sycení transformátoru má kladný vliv. Střída má pro jmenovité zatížení hodnotu $s=0,37$, což téměř shoduje s navrhovanou střídou. Maximální výstupní výkon měniče je 109,1 W oproti plánovanému výkonu $P_z=100$ W. Výstupní napětí se pro různá zatížení pohybuje v rozmezí od 228 V do 243 V. Po zvyšování zátěže měniče nad jmenovitou hodnotu začne výstupní napětí klesat a výkon nepřesáhne výše zmíněných 109,1 W. Napětí na všech výkonových polovodičových prvcích nepřesahují meze udávané výrobcem. Dále byla změřena účinnost měniče, která pro jmenovité zatížení dosahuje hodnoty $\eta=94,8$ %, což se dá označit za velmi dobrou účinnost. Parazitní kapacita mezi primární a sekundární částí měniče dosahuje hodnoty $C_p=132$ pF. Tento měnič se dá tedy na základě naměřených vlastností označit jako vhodný pro napájení osciloskopu.

Dále byla navržena silová část alternativního měniče pro napájení osciloskopu. Pro svoji jednoduchost, nízkou cenu a absenci přepínacích ztrát byl vybrán dvojčinný můstkový propustný měnič s rezonanční kompenzací rozptylu transformátoru. Pro frekvenci 200 kHz byl navržen transformátor s toroidním jádrem. Pomocí Thomsonova vztahu byla vypočítána kapacita rezonančního kondenzátoru. Dále byly navrženy polovodičové prvky silové části rezonančního měniče. K jeho realizaci bohužel s časových důvodů nedošlo a nemohly být tedy porovnány jeho skutečné vlastnosti s vlastnostmi zhotoveného jednočinného blokujícího měniče.

Všechny body zadání diplomové práce byly splněny.

Literatura

- [1] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení*. Brno: Vysoké učení technické, 1999. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-1090-6
- [2] Datasheet jádra ETD2910 [online]. Semic Trade [cit. 2019-11-24]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7183/lj-etd2910-cf139-13afd6.pdf
- [3] Patočka, M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, svazek IV. Brno, 2010. Elektronický učební text FEKT VUT v Brně.
- [4] Datasheet jádra ETD3913 [online]. Semic Trade [cit. 2019-12-2]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7175/lj-etd3913-cf138-g-0.20-ca007c.pdf
- [5] Datasheet IPP80R600P7 [online]. Infineon [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPP80R600P7-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=5546d4625bd71aa0015c108f62163d06.pdf
- [6] Výpočty chlazení elektronických součástí s řešenými příklady. SOU technické Chotěboř [online]. [cit. 2019-12-18]. Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [7] Datasheet C4D02120A [online]. Wolfspeed [cit. 2019-12-10]. Dostupné z: <https://www.wolfspeed.com/media/downloads/75/C4D02120A.pdf>
- [8] Datasheet UC3844 [online]. ON Semiconductor [cit. 2019-12-16]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/UC3844-D.pdf>
- [9] Vorel P., Procházka P.: Řídicí členy v elektrických pohonech. El . skriptum FEKT VUT Brno. 2010
- [10] Datasheet jádra T 3113C-CF297 [online]. Semic Trade [cit. 2020-4-2]. Dostupné z: https://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/7692/lj-t-3113c-cf297-085b15.pdf
- [11] Datasheet IPA50R500CE [online]. Infineon [cit. 2020-4-4]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPA50R500CE-DS-v02_02-EN.pdf?fileId=5546d46249cd10140149e640abc53919
- [12] Datasheet 1N5406 [online]. ON Semiconductor [cit. 2020-4-4]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/1N5400-D.PDF>