VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

AC/DC výkonový regulovatelný měnič 5 – 30 V / 30 A

AC/DC adjustable power converter 5 – 30 V / 30 A

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE Michal Matýsek
AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.
SUPERVISOR

BRNO 2013

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student:	Michal Matýsek	***ID:***	134555
Ročník:	3	***Akademický rok:***	2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

AC/DC výkonový regulovatelný měnič 5 - 30 V / 30 A

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se základními typy zapojení výkonových AC/DC měničů a udělejte co možná nejkompletnější rešerši existující literatury na toto téma. Navrhněte vhodné obvodové zapojení regulovatelného měniče zadaných parametrů.

Na základě předchozí etapy řešení projektu navržený měnič realizujte, a to včetně návrhu desek plošných spojů. Prověřte správnou funkci zařízení a dosažené parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] POSPÍŠIL, J., DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů: přehled teorie a úlohy. Skriptum. Brno: UREL, FEI, VUT v Brně, 2000.

[2] ZÁHLAVA, V. Návrh a konstrukce desek plošných spojů. Praha: BEN - technická literatura, 2011.

Termín zadání:	11.2.2013	***Termín odevzdání:***	31.5.2013

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.
Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální 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

Práce se zabývá spínanými zdroji, možnostmi jejich řešení a následně návrhem zdroje zadaných parametrů. V teoretické části se je rozebrána funkce spínaných zdrojů, přehledy zapojení AC/DC měničů a jejich vlastnosti. V rámci praktické části byl vyvinut výkonový AC/DC spínaný zdroj s nastavitelným výstupním napětím v rozmezí 5 až 30 V a proudem 30 A. Zdroj byl řešen jako polomůstkový snižující měnič s transformátorem.

KLÍČOVÁ SLOVA

Napájecí zdroj, Spínaný zdroj, AC/DC Měnič, Transformátor, Dolní spínač

ABSTRACT

This work deals with the switched mode power supplies, their possible solutions and consequently with design of a power source with given parameters. The theoretical part analyses behaviour of the switched mode power supplies. Further it contains a survey of wiring of AC/DC converters and their properties. In the framework of the practical part was developer the power AC/DC switching power supply with adjustable output voltage from 5 to 30 V and 30 A current. The source was designed as a half-bridge decreasing converter with a transformer.

KEYWORDS

Power source, Switched-mode power supply, AC/DC converter, Transformer, Lower switch

MATÝSEK, Michal. *AC/DC výkonový regulovatelný měnič 5 – 30 V / 30A*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 58 s., 6 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. ing. Jiří Petržela, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma AC/DC výkonového měniče jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, 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 bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Petrželovi, Ph.D. a Ing. Martinu Duškovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne ....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků **ix**

Seznam tabulek **xi**

Úvod **12**

TEORETICKÁ ČÁST **13**

1 Funkce spínaného zdroje **13**

2 Zaklaní typy zapojení DC/DC spínaných zdrojů **14**

2.1 Snižující neinvertující měnič (Step-down) 14

2.2 Zvyšující neinvertující měnič (Step-up) 17

2.3 Invertující měnič se společnou tlumivkou (Buck-boost) 19

2.4 Čukuv měnič 21

2.5 Výhody a nevýhody jednotlivých zapojení 24

3 Měniče s transformátorem **25**

3.1 Výhody měničů s transformátorem 25

3.2 Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím 25

3.3 Jednočinný propustný měnič se Zenerovou diodou 28

3.4 Jednočinný propustný můstkový měnič 31

3.5 Dvojčinný propustný můstkový měnič 33

3.6 Dvojčinný propustný push-pull měnič 35

3.7 Dvojčinný propustný polomůstkový měnič 37

3.8 Blokující měnič 37

4 Výstupní filtry měničů **40**

4.1 Kapacitní filtr 40

4.2 L-C výstupní filtr 40

4.3 Filtr s podkritickou kapacitou 40

5 Usměrňovače pro spínané zdroje **41**

5.1 Vstupní usměrňovač 41

5.2 Výstupní usměrňovač 41

6 Řídící obvody pro spínané zdroje **41**

6.1 Princip řízení spínaných zdrojů 41

6.2 Zpětné vazby spínaných zdrojů 41
6.2.1 Napěťová zpětná vazba 42
6.2.2 Proudová zpětná vazba 42

PRAKTICKÁ ČÁST **43**

7 Zvolený typ spínaného zdroje **43**

8 Návrh částí spínaného zdroje **43**
8.1 Vstupní usměrňovač 43
8.2 Vstupní filtr 44
8.3 Zpožďovací obvod 44
8.4 Řídící obvod 45
8.5 Budící obvod 46
8.6 Výkonová spínací část 47
8.7 Transformátor 49
8.8 Tlumivka 50
8.9 Výstupní usměrňovač 50
8.10 Výstupní filtr 51
8.11 Napěťová zpětná vazba 51
8.12 Proudová zpětná vazba 51

9 Návrh plošných spojů **52**
9.1 Řídící a napájecí část 52
9.2 Sekundární pomocná část 54
9.3 Plošný spoj pro proudový transformátor 55
9.4 Redukce pro výkonové diody 55
9.5 Výroba krabice pro zařízení 56

10 Měření na zařízení **57**
10.1 Měření na řídícím obvodu 57
10.2 Měření na sekundární části transformátoru 57
10.3 Dosažené parametry 58

11 Problémy při konstrukci **58**
11.1 Zpožďovací obvod 58
11.2 Vybíjecí obvod 58
11.3 Řídící část 59
11.4 Výkonová spínací část 59

11.5 Zpětné vazby 59

12 Závěr **59**

Literatura **60**

Seznam symbolů, veličin a zkratek **61**

Seznam příloh **63**

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Pracovní kvadranty DC/DC měničů (převzato z [1]). 13

Obr. 1.2: Možnosti umístění spínače pro DC/DC měniče (převzato z [1]). 13

Obr. 2.1: Schéma zapojení snižujícího měniče (převzato z [1]). 14

Obr. 2.2: Průběhy napětí a proud snižujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]). 15

Obr. 2.3: Průběhy napětí a proudu snižujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]). 15

Obr. 2.4: Schéma zapojení zvyšujícího měniče (převzato z [1]). 17

Obr. 2.5: Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]). 18

Obr. 2.6: Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]). 18

Obr. 2.7: Schéma zapojení invertujícího měniče (převzato z [1]). 19

Obr. 2.8: Průběhy napětí a proudu invertujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]). 20

Obr. 2.9: Průběhy napětí a proudu invertujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]). 20

Obr. 2.10: Schéma zapojení Čukova měniče (převzato z [1]). 22

Obr. 2.11: Průběhy napětí a proudu Čukova měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]). 23

Obr. 2.12: Průběhy napětí a proudu Čukova měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]). 24

Obr. 3.1: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím (převzato z [1]). 26

Obr. 3.2: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím (převzato z [1]). 27

Obr. 3.3: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče se Zenerovou diodou (převzato z [1]). 29

Obr. 3.4: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného měniče se Zenerovou diodou (převzato z [1]). 30

Obr. 3.5: Schéma zapojení jednočinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]). 31

Obr. 3.6: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]). 32

Obr. 3.7: Schéma zapojení dvojčinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]). 33

Obr. 3.8: Průběhy napětí a proudu dvojčinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]). 34
Obr. 3.9: Schéma zapojení měniče typu push-pull (převzato z [1]). 35
Obr. 3.10: Průběhy napětí a proudu push-pull měniče (převzato z [1]). 36
Obr. 3.11: Schéma zapojení dvojčinného propustného polomůstkového měniče. 37
Obr. 3.12: Schéma zapojení blokujícího měniče (převzato z [1]). 38
Obr. 3.13: Průběhy napětí a proudu blokujícího měniče (převzato z [1]). 39
Obr. 8.1: Schéma zapojení zpožďovacího obvodu. (Převzato z [3]). 45
Obr. 8.2: Schéma zapojení řídícího obvodu. 46
Obr. 8.3: Schéma zapojení budícího obvodu. 47
Obr. 8.4: Schéma zapojení výkonových spínacích prvků. 48
Obr. 8.5: Schéma zapojení výstupního usměrňovače a filtru. 50
Obr. 8.6: Závislost napětí na proudu transformátoru AC1010 (převzato z [5]). 52
Obr. 9.1: Osazovací plán a drátové propojky řídící desky. 53
Obr. 9.2: Vrstva Bottom řídící desky. 53
Obr. 9.3: Osazovací plán pomocného výstupního plošného spoje. 54
Obr. 9.4: Vrstva Bottom pomocného výstupního plošného spoje. 54
Obr. 9.5: Osazovací plán proudového transformátoru. 55
Obr. 9.6: Vrstva Bottom plošného spoje pro proudový transformátor. 55
Obr. 9.7: Redukce pro diody. 55
Obr. 9.8: Kompletní zařízení. 56
Obr. 10.1: Měření na řídících elektrodách IGBT. 57
Obr. 10.2: Měření na sekundární straně transformátoru (25 V/dílek, 5 μs/dílek) 57

SEZNAM TABULEK

Tab. 7.1: Požadované parametry navrhovaného měniče. 43
Tab. 10.2: Tabulka dosažených parametrů 58

ÚVOD

Spínané zdroje zaznamenaly velký rozvoj kolem 80tých let, kdy došlo k rychlému rozvoji v oblasti polovodičů a to především bipolárních tranzistorů. V poslední době bipolární tranzistory v měničích nahradili tranzistory FET a IGBT, které dosahují lepších parametrů a to konkrétně rychlosti spínání a ztrátovém výkonu na nich. Spínané zdroje dnes mají širokou škálu využití jako například: adaptéry, napájecí zdroje pro stolní počítače, řízení výkonu motorů atd.

Práce se zabývá výkonovým snižujícím AC/DC měnič s proměnným výstupním napětím. Výhoda spínaných zdrojů naproti zdrojům běžným je především v rozměrech. Běžný zdroj (transformátor) by při daných parametrech zabíral prostor přibližně jako stolní počítač, spínaný zdroj stejných parametrů by se pak dal vtěsnat do prostoru o přibližně čtyřikrát menší. Nevýhodou těchto zdrojů bývá ovšem účinnost, která nikdy nedosáhne účinnosti transformátoru, nicméně jelikož bude navrhované zařízení použito pro krátkodobé experimentální účely, účinnost zde není požadovaným parametrem.

Navrhovaný měnič v této práci bude sloužit primárně jako univerzální stabilizovaný napájecí zdroj a sekundárně pro žhavení výkonové elektronky (35 kW), která bude použita později v magisterské práci. Toto téma bylo zvoleno z důvodu nedostatku širšího sortimentu těchto zdrojů na trhu a jejich vysoké pořizovací ceny. Jelikož bylo zařízení navrhnuto a sestrojeno v domácím prostředí a byl kladen požadavek na minimální náklady, byly zde použity součástky z různých starých elektronických zařízení a součástky, které bylo možno obstarat s minimálními náklady. Náklady na takto navrženého měniče se pohybují kolem tisíce Kč, což je daleko méně, než by než za kterou by se dal v profesionálním provedení pořídit. Práce je rozdělena na dvě části.

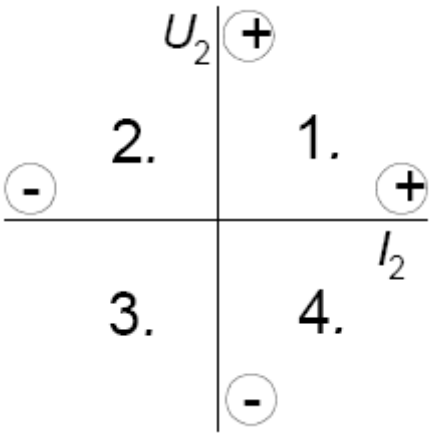
Teoretická část obsahuje funkci spínaných zdrojů, nejpoužívanější zapojení měničů a podpůrné obvody, které tyto zařízení vyžadují. Ke každému zapojení je zde uveden princip funkce, schéma zapojení, dimenzovaní jednotlivých součástek a vlastnosti.

Praktická část se zabývá vlastním návrhem zdroje daných parametrů (5 – 30 V / 30 A) a jeho součástí (tlumivky, transformátoru, výkonové spínací části, řídícího a budícího obvodu, vstupního a výstupního usměrňovače včetně vstupního a výstupního filtru). Pro tento měnič jsem zvolil topologii dvojčinného polomůstkového propustného měniče a to hlavně z důvodů nižší ceny. Tento návrh byl zkonstruován, proměřen a dané parametry byly porovnány s parametry teoretickými.

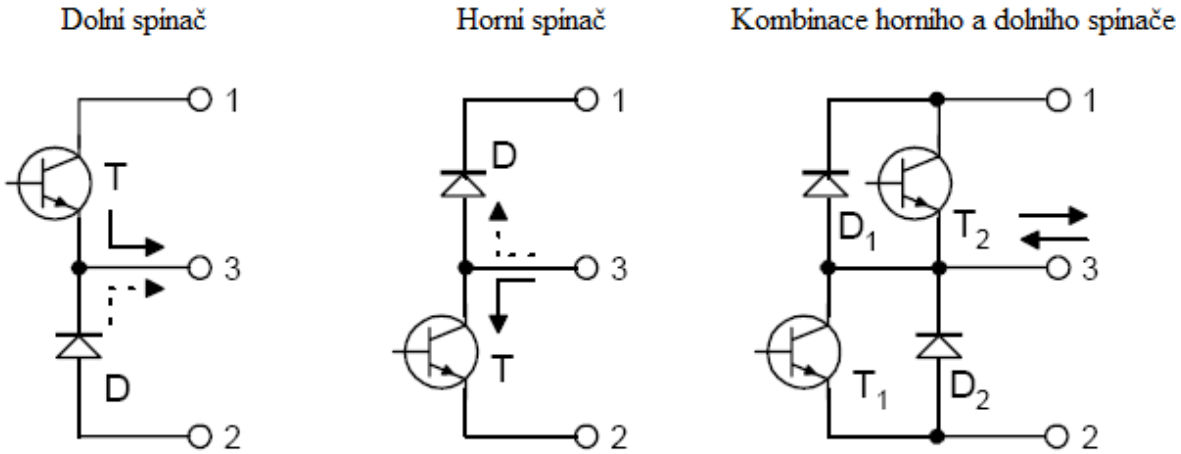
TEORETICKÁ ČÁST

1 FUNKCE SPÍNANÉHO ZDROJE

AC/DC (Alternating current / Direct current) napěťové měniče jsou obvody, které slouží k transformaci vstupního střídavého napětí na jiné stejnosměrné napětí výstupní. K přeměně napětí je využito vlastnosti transformátoru - při vyšší frekvenci dokáže přenést více energie pomocí stejného jádra. Vstupní střídavé napětí se usměrní a pomocí spínacího prvku změní na obdélníkové pulzy s proměnnou střídou a vysokou frekvencí (řádově desítky kHz). Z těchto pulzů je potom pomocí akumulačních prvků stabilizováno napětí se střední hodnotou PWM (Pulse Width Modulation). DC/DC (Direct current / Direct current) Měniče můžou pracovat ve všech čtyřech kvadrantech (závisí na zapojení). V kvadrantu 1 a 3 je energie dodávána do zátěže, v kvadrantu 2 a 4 je energie dodávána zpět do měniče (viz Obr. 1.1). U všech typů měničů lze použít bud horní spínání, dolní spínání nebo jejich kombinaci (viz Obr. 1.2), zapojení spínače určuje pracovní kvadrant, ve kterém daný měnič bude pracovat.



Obr. 1.1: Pracovní kvadranty DC/DC měničů (převzato z [1]).



Obr. 1.2: Možnosti umístění spínače pro DC/DC měniče (převzato z [1]).

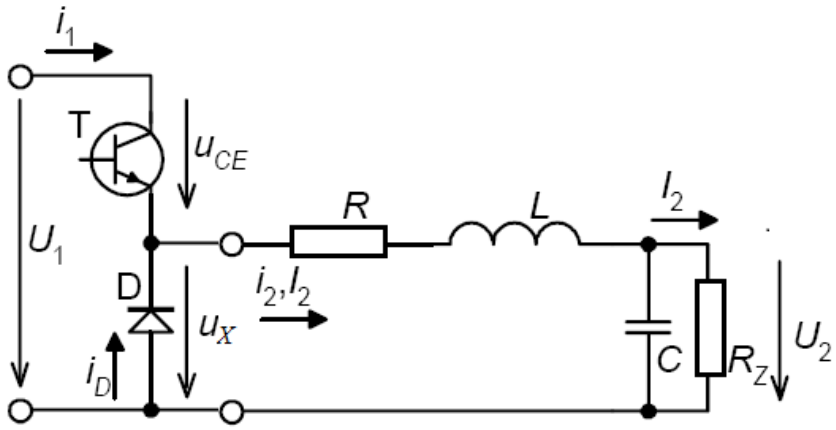
2 ZAKLANÍ TYPY ZAPOJENÍ DC/DC SPÍNANÝCH ZDROJŮ

2.1 Snižující neinvertující měnič (Step-down)

Snižující měnič využívá zapojení s horním spínačem a pracuje v prvním kvadrantu. Schéma zapojení je na Obr. 2.1.

V oblasti spojitých proudů je v jedné části cyklu tranzistor otevřen a indukčnost L se nabíjí po dobu, než je tranzistor vypnut. Po vypnutí tranzistoru indukčnost setrvává a snaží se držet konstantní proud zátěží, dokud se tranzistor opět nesepne. Dioda D slouží jako zábrana pro proud tekoucí tranzistorem a proto je přesměrován přes tlumivku. Ve vybíjecí fázi dioda v propustném směru vytvoří se zátěží a tlumivkou uzavřený obvod. Průběhy napětí a proudu na ideálním snižujícím měniči v režimu souvislých proudů lze vidět na Obr. 2.2.

V režimu nespojitých proudů je funkce téměř stejná s tím rozdílem že střední proud I_2 může být tak mály, že v době, když je tranzistor rozepnutý klesne proud na nulu a na svorkách u_x se objeví pouze napětí LC filtru. Tento stav trvá až do doby než se opět sepne tranzistor a na napětí u_x začne být rovno U_1 viz Obr. 2.3. Ze zapojení měniče plyne, že nesmí pracovat naprázdno, jelikož by se postupnou akumulací na výstupu objevilo plné vstupní napětí. Tento problém se obvykle řeší paralelním odporem k zátěži, kde $P_Z >> P_R$. Chceme li mít na výstupu přesné napětí s co nejmenším rozkmitem je nutno přidat paralelně k zátěži vyhlazovací kondenzátor.



Obr. 2.1: Schéma zapojení snižujícího měniče (převzato z [1]).

Výstupní napětí tohoto měniče je dáno rovnicí

$$U_2 = U_1 . s, \tag{2.1}$$

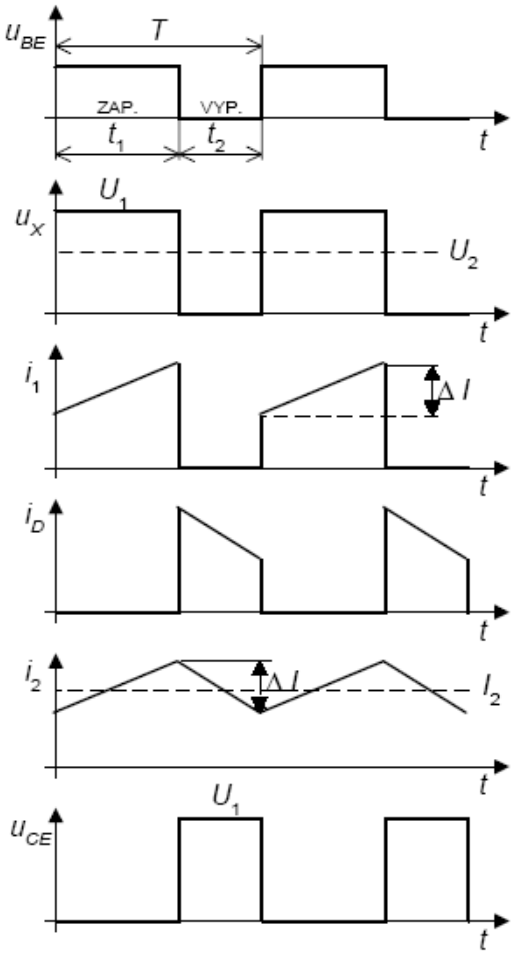
kde U_2 je napětí výstupní, U_1 napětí vstupní a s je střída. Pro výpočet zvlnění proudu bez použití vyhlazovacího kondenzátoru lze použít následující rovnici

$$\Delta I = \frac{U_1 \cdot (1 - s) \cdot s}{f \cdot L}, \tag{2.2}$$

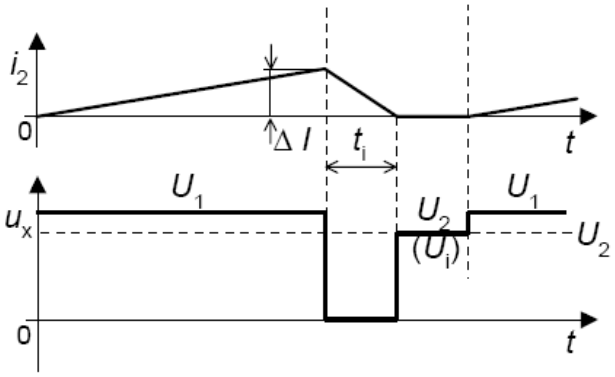
kde ΔI je rozkmit výstupního proudu, U_1 je vstupní napětí, s je střída, f je frekvence a L indukčnost.

Tranzistor T je namáhán ve stavu rozepnutí napětím U_1, dioda naopak ve stavu sepnutí

tranzistoru napětím U_1 - $U_s \approx U_1$. Při vypínaní tranzistoru díky parazitní indukčnosti smyčky zdroj - tranzistor - dioda vzniká napěťový impulz, jehož velikost závisí na rychlosti rozepínání a velikosti parazitní indukčnosti smyčky. Tuto indukčnost je možno omezit zmenšením plochy smyčky a připojením bezindukčního svitkového kondenzátoru paralelně k napětí U_1, tak aby byl co nejblíže ke kolektoru tranzistoru a anodě diody. Díky tomuto faktu je nutno jak diodu, tak tranzistor dimenzovat na napětí dvojnásobné napětí vstupnímu.



Obr. 2.2: Průběhy napětí a proud snižujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]).



Obr. 2.3: Průběhy napětí a proudu snižujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]).

Tranzistor je nutno proudově dimenzovat dle rovnice (2.3), tak aby maximální proud

nebyl větší než udávaná katalogová hodnota I_C.

$$I_{Cmax} = I_2, \tag{2.3}$$

kde I_{Cmax} je maximální proud kolektorem tranzistoru a I_2 je proud výstupní. Diodu je nutno dimenzovat na proud střední pomocí rovnice (2.4) s uvážením nejhorší možné varianty kdy s = 0,5

$$I_{Dstř} = I_2 \cdot (1 - s), \tag{2.4}$$

kde $I_{Dstř}$ je střední proud diodou, I_2 je výstupní proud a s je střída. Tranzistor je také nutno dimenzovat výkonově podle dané rovnice

$$P = P_T + P_P, \tag{2.5}$$

kde P je ztrátový výkon tranzistoru, P_P je ztrátový výkon tranzistoru při spínaní a P_T je ztrátový výkon tranzistoru způsobený úbytkem napětí. Pro bipolární a IGBT tranzistory jsou zjednodušeně dány rovnicemi

$$P_T = U_{CEsat} \cdot I_{Cstř}, \tag{2.6}$$

$$I_{Cstř} = I_2 \cdot s, \tag{2.7}$$

kde P_T je ztrátový výkon tranzistoru způsobený úbytkem napětí, U_{CEsat} je saturační napětí tranzistoru a $I_{Cstř}$ je střední proud kolektorem tranzistoru, I_2 je výstupní proud a s je střída.

Pro tranzistory unipolární pak platí rovnice

$$P_T = R_{DSon} \cdot I_{Cef}^2, \tag{2.8}$$

$$I_{Cef} = I_2 \cdot \sqrt{s}, \tag{2.9}$$

kde P_T je ztrátový výkon tranzistoru, R_{DSon} je dynamický odpor tranzistoru a I_{Cef} je efektivní proud kolektorem tranzistoru, I_2 je výstupní proud a s je střída. Přepínací ztráty lze spočítat z daných rovnic.

$$P_P = f \cdot (W_{on} + W_{off}), \tag{2.10}$$

$$W_{on} = \frac{1}{4} U_1 \cdot I_C \cdot t_{on}, \tag{2.11}$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_1 \cdot I_C \cdot t_{off}, \tag{2.12}$$

kde P_P je ztrátový výkon při rozepínání, W_{on} je energie přeměněná na teplo při sepnutí, W_{off} je energie přeměněná na teplo při rozepnutí, f je frekvence spínaní, t_{on} je čas za který tranzistor sepne, t_{off} čas za který tranzistor vypne a I_C je proud kolektorem tranzistoru.

Pokud není dioda dostatečně rychlá při sepnutí tranzistoru přes ni po dobu t_{rr} (dobu zotavení) teče téměř zkratový proud, což zatěžuje jak diodu, tak tranzistor a může vést k jejich zničení.

Je-li vyžadováno minimální zvlnění výstupního napětí je nutno paralelně k zátěži zapojit kondenzátor. Pro výpočet kondenzátoru lze využít tuto rovnici

$$C = \frac{U_1 \cdot (1 - s) \cdot s}{8 \cdot L \cdot f^2 \cdot \Delta U_2}, \tag{2.13}$$

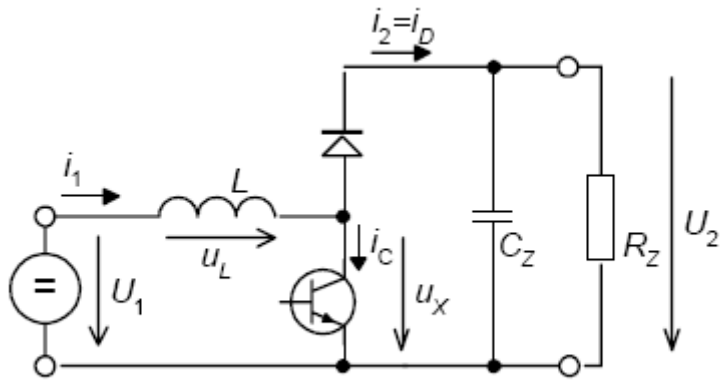
kde L je indukčnost cívky, C je kapacita kondenzátoru, s je střída, f je frekvence, U_1 je vstupní napětí a ΔU_2 je rozkmit výstupního napětí.

2.2 Zvyšující neinvertující měnič (Step-up)

Zvyšující měnič využívá zapojení s dolním spínačem a pracuje v prvním kvadrantu. Schéma zapojení je uvedeno na Obr. 2.4.

V režimu spojitých proudů je na začátku tranzistor T vypnutý. Po ustálení obvodu teče ze zdroje U_1 přes tlumivku L a diodu D proud do zátěže. Na tlumivce se objeví záporné napětí dané rozdílem $U_1 - U_2$. Z toho plyne, že proud tlumivkou bude lineárně klesat. Po sepnutí tranzistoru se na tlumivce objeví napětí U_1 a teče jí narůstající proud přes uzavřený obvod L, T, U_1. Dioda je v této fázi polarizovaná v závěrném směru. Při vypnutí tranzistoru se měnič vrací do původního stavu. Průběhy napětí a proudu jsou zobrazeny na Obr. 2.5.

V režimu nespojitých proudů může být proud I_1 tak malý, že někdy v průběhu části t_2 (Obr. 2.6), proud udržovaný tlumivkou klesne na nulu a nevede ani tranzistor T ani dioda D a zdroj je zcela odpojen. Tento stav trvá až do sepnutí tranzistoru. V idealizovaném případě pokud není tento měnič zatížen, roste výstupní napětí až do nekonečna. Z toho plyne, že měnič nemůže pracovat bez zátěže. Tento problém lze ošetřit zpětnou vazbou. Pokud chceme, aby výstupní napětí bylo konstantní je nutno využít kondenzátor C_z.



Obr. 2.4: Schéma zapojení zvyšujícího měniče (převzato z [1]).

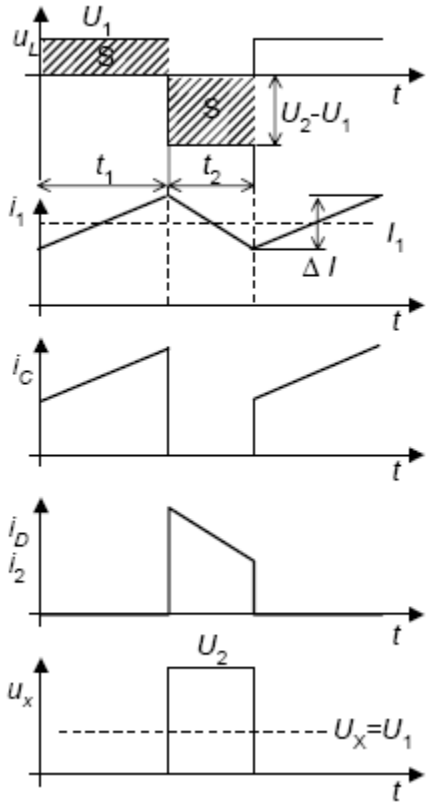
Výstupní napětí lze spočítat podle dané rovnice

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{1}{1-s}, \tag{2.14}$$

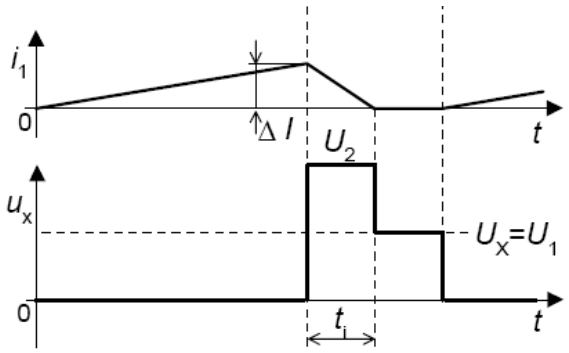
kde U_2 je výstupní napětí, U_1 je vstupní napětí a s je střída. Z rovnice (2.14) lze také vidět, že napětí U_2 musí být vyšší než U_1 jelikož napětí u_L musí být záporné, aby mohl proud na indukčnosti v jedné půlperiodě klesat a docházelo k demagnetizaci jádra. Zvlnění proudu závisí na střídě a lze vypočítat pomocí rovnice (2.15)

$$\Delta I = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot L}, \tag{2.15}$$

kde ΔI je rozkmit výstupního proudu, f je frekvence, U_1 je vstupní napětí a s je střída.



Obr. 2.5: Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]).



Obr. 2.6: Průběhy napětí a proudu zvyšujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]).

Dioda je zde namáhána napětím U_2 při sepnutém tranzistoru, tranzistor je namáhán pouze, pokud je v rozpojeném stavu a to taktéž napětím U_2. Jelikož napětí U_2 je nevyšší při střídě 1, musí být napěťové dimenzování diody a tranzistoru alespoň $1{,}5.U_{2max}$ z bezpečnostních důvodu. Stejně jako u snižujícího měniče zde vznikají napěťové překmity na parazitních indukčnostech a je nutno je ošetřit paralelním kondenzátorem a minimální plochou smyčky. Při proudovém dimenzování musíme vzít na vědomí, že dioda je nejvíce zatěžována při nízké střídě a tranzistor naopak při střídě vysoké. Dioda je opět dimenzována na proud střední a tranzistor na proud maximální. Rovnice (2.17) udává proudové dimenzování diody a rovnice (2.16) proudové dimenzování tranzistoru. Výkonové dimenzování je stejné jako u snižujícího měniče.

$$I_{Cmax} = I_1, \tag{2.16}$$

$$I_{Dstř} = I_1 \cdot (1 - s), \tag{2.17}$$

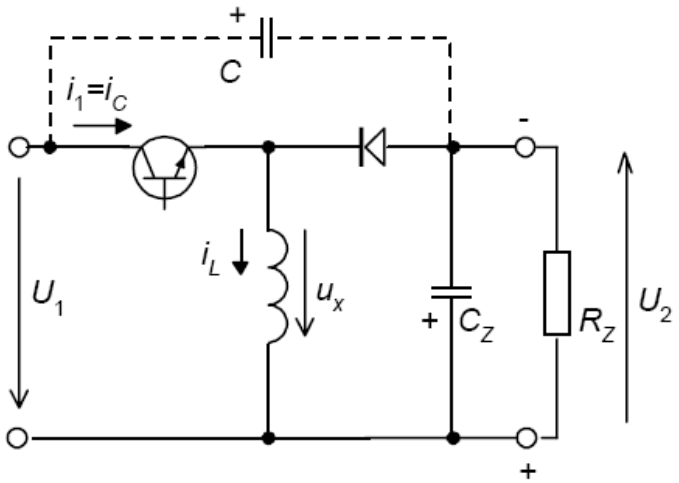
kde I_{Cmax} je kolektorový proud, $I_{Dstř}$ je střední proud diodou, I_1 je vstupní proud a s je střída.

2.3 Invertující měnič se společnou tlumivkou (Buck-boost)

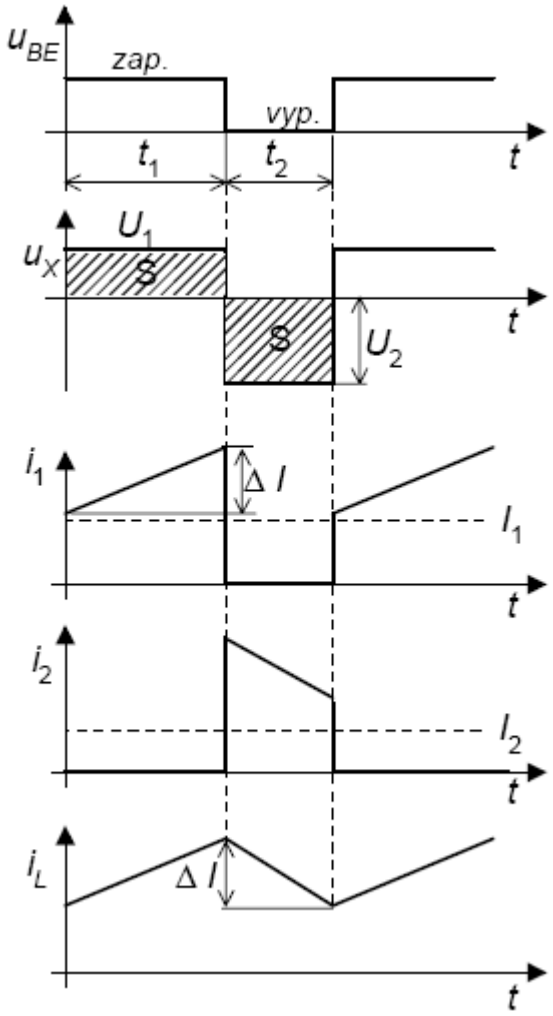
Toto zapojení využívá horního spínače a pracuje ve třetím kvadrantu. Schéma zapojení je možno vidět na Obr. 2.7, kondenzátor C je nutný pouze v případě že zátěž má induktivní charakter a není použit vyhlazovací kondenzátor C_Z.

V režimu spojitých proudů, viz Obr. 2.8, měnič funguje následovně. Předpokládáme ustálený stav, který zde nastane po pár spínacích periodách. Tranzistor T je zpočátku v rozepnutém stavu, v tomto stavu přes zátěž teče proud uzavírající se přes tlumivku a diodu. Tento proud vyvolá na tlumivce opačné napětí, a proto přibližně lineárně klesá. Sepne-li se tranzistor, na tlumivce vznikne kladné napětí vyvolané proudem uzavírajícím se přes tranzistor a proud opět téměř lineárně narůstá. Po vypnutí tranzistoru se měnič vrací do počátečního stavu.

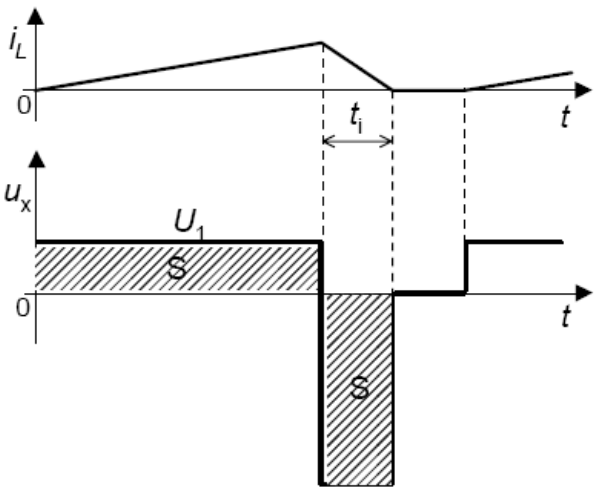
V režimu přerušovaných proudů může nastat případ, že střední hodnota proudu tlumivkou je velice malá a proud klesne na nulu dříve, než skončí doba t_2 viz Obr. 2.9. V této situaci je napětí na tlumivce rovno nule, z čehož plyne, že aby byla zachována energie (obsah ploch je stejný), musí napětí U_2 být vyšší než udává rovnice (2.18). Kdyby měnič pracoval bez zátěže, výstupní napětí by teoreticky rostlo do nekonečna a došlo by k zničení zařízení. Tento problém lze ošetřit opět zpětnou vazbou, popřípadě paralelním odporem k zátěži.



Obr. 2.7: Schéma zapojení invertujícího měniče (převzato z [1]).



Obr. 2.8: Průběhy napětí a proudu invertujícího měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]).



Obr. 2.9: Průběhy napětí a proudu invertujícího měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]).

Výstupní napětí měniče je závislé na střídě a lze teoreticky měnit od nuly až do nekonečna dle rovnice (2.18)

$$U_2 = \frac{s}{s-1} \cdot U_1, \tag{2.18}$$

kde U_2 je výstupní napětí, s je střída a U_1 je vstupní napětí. Nevyužijeme-li filtrační kondenzátor k vyhlazení výstupního napětí je zvlnění výstupního proudu dané rovnicí

$$\Delta I = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot L}, \tag{2.19}$$

kde ΔI je rozkmit proudu, U_1 je vstupní napětí, s je střída, L je indukčnost a f je frekvence.

Dioda je v tomto zapojení namáhána ve stavu, kdy je tranzistor v sepnutém stavu a to napětím $U_1 + U_2$. Tranzistor je naopak namáhán pouze ve stavu, kdy je vypnutý a to taktéž napětím $U_1 + U_2$.

Tranzistor se opět musí proudově dimenzovat na maximální hodnotu proudu

$$I_{Cmax} = \frac{I_{1st\check{r}}}{s} \tag{2.20}$$

a dioda na proud střední

$$I_{Dst\check{r}} = \frac{I_{1st\check{r}}}{s} \cdot (1-s), \tag{2.21}$$

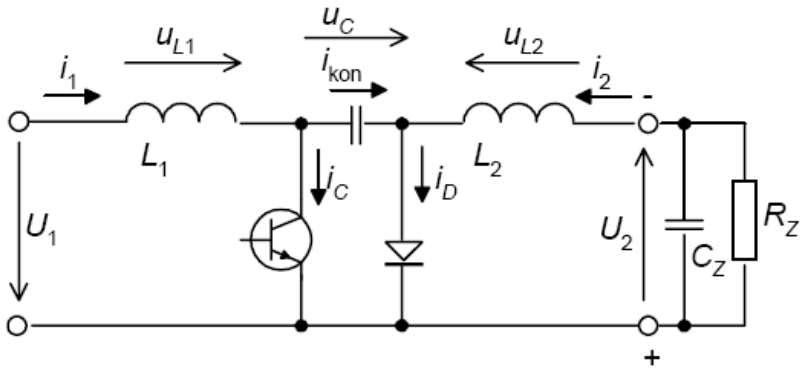
kde I_{cmax} je maximální proud kolektorem tranzistoru, $I_{dstř}$ je střední proud diodou, $I_{1stř}$ je střední hodnota vstupního proudu a s je střída.

2.4 Čukuv měnič

Čukuv měnič také nazývaný jako měnič se společným kondenzátorem zapojení, viz Obr. 2.10, pracuje ve třetím kvadrantu a využívá horního spínače. Na rozdíl od ostatních měničů zde kondenzátor nezajišťuje vyhlazení výstupního napětí, ale udržuje konstantní napětí pro horní spínač, a je zde naprosto nutný. Za předpokladu, že se již obvod ustálil, lze funkci měniče popsat následně.

V režimu spojitých proudů je na počátku tranzistor T vypnutý a přes obě tlumivky teče proud. Proud tlumivkou L_1 se uzavírá přes zdroj, kondenzátor a diodu, proud tlumivkou L_2 přes zátěž a diodu. Jelikož je dioda v propustném stavu záporná elektroda kondenzátoru je připojena na zem. Na indukčnostech L_1 a L_2 se tedy objeví napětí $-U_2$, které je opačné než proudy tekoucí přes tlumivky. Z toho plyne, že proud indukčnostmi lineárně klesá. Po sepnutí tranzistoru se přes něj kladná elektroda kondenzátoru připojí na zem, což uvede diodu do nevodivého stavu. Proud I_1 nyní protéká přes tranzistor a proud I_2 přes tranzistor a kondenzátor. Napětí na indukčnostech L_1 a L_2 je rovno U_1 a je orientováno stejně jako proud, proud indukčnostmi lineárně roste. Po rozepnutí tranzistoru se měnič vrací do původního stavu. Průběhy napětí a proudu jsou zobrazeny Obr. 2.11.

V režimu nespojitých proudů je podobný jako u ostatních měničů s rozdílem, že se týká jak proudu vstupního, tak proudu výstupního. Během času t_2 viz Obr. 2.12 mohou oba proudy klesnout až na nulu a tím pádem se zavře dioda. Pokud k tomu nastane, tlumivky L_1 a L_2 se spojí do série v jedné smyčce s U_1, C a U_2. Z Kirchhoffových rovnic pak plyne, že na tlumivkách bude nulové napětí. Jelikož obsah ploch s je stejný, musí se v rámci zachování energie zvýšit U_2. Pokud není obvod zatížen, stejně analogicky jako u zvyšujícího měniče, zde roste výstupní napětí až k nekonečnu. Tomuto jevu opět zabráníme zpětnou vazbou nebo paralelním odporem připojeným zátěži.



Obr. 2.10: Schéma zapojení Čukova měniče (převzato z [1]).

Výstupní napětí Čukova měniče má stejnou závislost jako u měniče invertujícího a lze vypočítat z rovnice (2.18). Jelikož se Čukuv měnič využívá hlavně v aplikacích, kde je požadavek na malé zvlnění proudu jak vstupního tak výstupního, počítá se zde i zvlnění proudu na vstupu. Tyto zvlnění je možno spočítat vypočítat podle následujících rovnic

$$\Delta I_1 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot L_1}, \tag{2.22}$$

$$\Delta I_2 = \frac{U_1 \cdot s}{f \cdot L_2}, \tag{2.23}$$

kde ΔI_1 je rozkmit proudu na tlumivce L_1, ΔI_2 je rozkmit proudu na tlumivce L_2, U_1 je vstupní napětí, s je střída, f je frekvence, L_1 je indukčnost první tlumivky a L_2 je indukčnost druhé tlumivky.

Při napěťovém dimenzování nesmíme zapomenout na kondenzátor, který je zatěžován napětím daným rovnicí (2.24)

$$U_C = U_1 \cdot \frac{1}{1-s}, \tag{2.24}$$

kde U_C je napětí na kondenzátoru, U_1 je vstupní napětí a s je střída. Dioda je napěťově namáhána, pouze pokud je tranzistor sepnut a to napětím U_C. Tranzistor je namáhán napětím U_C, pokud je ve vypnutém stavu.

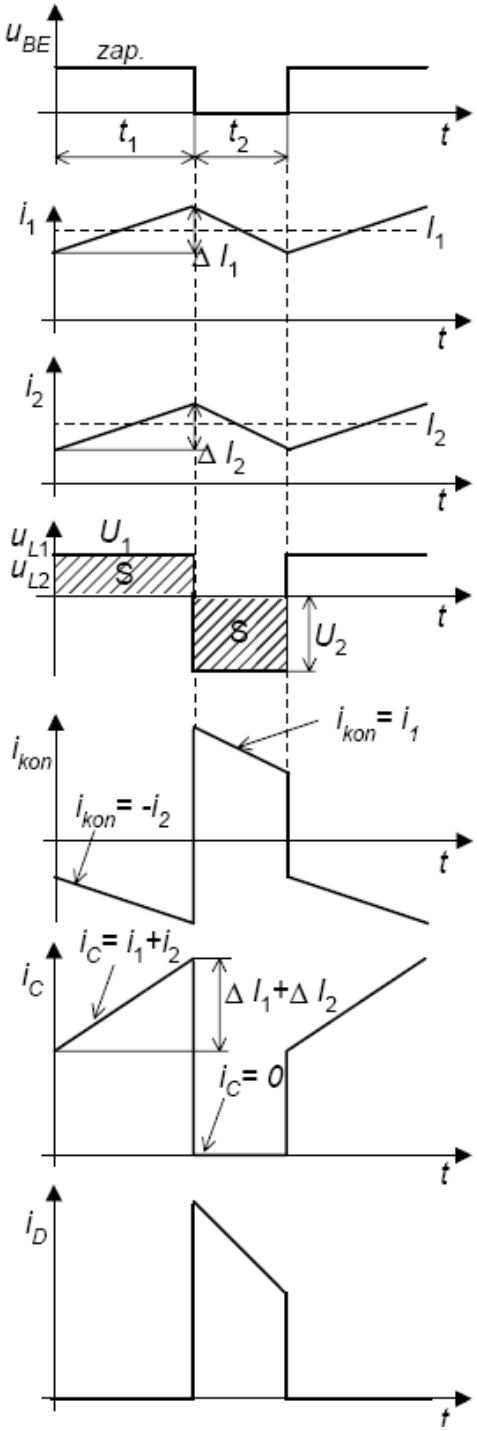
Dioda se dimenzuje na střední hodnotu proudu, která je rovna

$$I_{Dstř} = I_{2stř}, \tag{2.25}$$

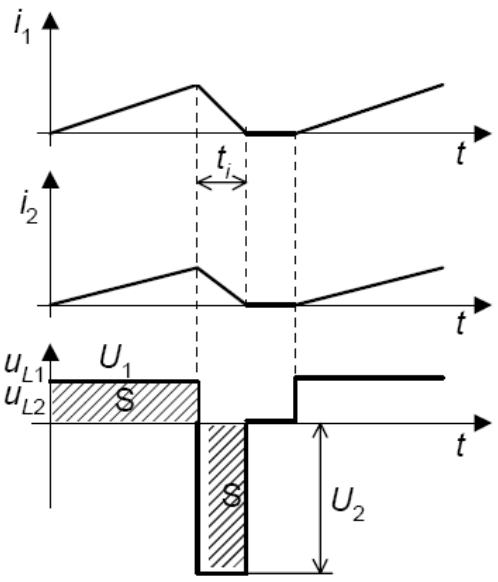
kde $I_{Dstř}$ je střední proud diodou a $I_{2stř}$ je výstupní hodnota středního proudu. Tranzistor je opět nutno dimenzovat na proud maximální. Hodnotu tohoto proudu lze vypočítat z dané rovnice

$$I_{Cmax} = I_{2stř} \cdot \frac{1}{1-s}, \tag{2.26}$$

kde I_{Cmax} je maximální kolektorový proud tranzistorem, $I_{2stř}$ je střední hodnota výstupního proudu a s je střída.



Obr. 2.11: Průběhy napětí a proudu Čukova měniče v režimu spojitých proudů (převzato z [1]).



Obr. 2.12: Průběhy napětí a proudu Čukova měniče v režimu přerušovaných proudů (převzato z [1]).

2.5 Výhody a nevýhody jednotlivých zapojení

Jednotlivé zapojení měničů bez transformátoru mají své výhody a nevýhody. Touto problematikou se zabývá literatura [1] (str. 93):

„Měnič snižující:

- *Vstupní proud měniče má impulsní charakter, způsobuje vf rušení, neexistuje tu však žádný kapacitní impulsní proud jako v Čukově měniči.*
- *Napěťové namáhání polovodičů je teoreticky rovno pouze vstupnímu napětí, což je výhoda oproti měniči se společnou tlumivkou a Čukovu měniči.*
- *Při konstantní střídě a úplném odlehčení měniče vzroste výstupní napětí U_2 jen na hodnotu vstupního napětí U_1.*
- *Měnič obsahuje jedinou tlumivku (nebo žádnou v případě motoru).*

Měnič zvyšující:

- *Výstupní proud měniče má impulsní charakter, způsobuje vf rušení, neexistuje však žádný kapacitní impulsní proud na rozdíl od měniče Čukova.*
- *Napěťové namáhání polovodičů je teoreticky rovno výstupnímu napětí, což je mírná výhoda oproti měniči se společnou tlumivkou a Čukovu měniči.*
- *Při konstantní střídě a úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí nekontrolovatelně do nekonečna.*
- *Měnič obsahuje jedinou tlumivku.*

Měnič se společnou tlumivkou (invertující měnič, blokující měnič):

- *Výstupní i vstupní proud mají impulsní charakter, navíc při použití kondenzátoru C (při použití zátěže motorem) je zde i impulsní proud tímto kondenzátorem jako u Čukova měniče.*
- *Napěťové namáhání měniče je teoreticky rovno součtu vstupního a výstupního*

napětí, je tedy vždy větší než vstupní a než výstupní. To je nevýhoda.

- *Při konstantní střídě a úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí nekontrolovatelně do nekonečna.*
- *Měnič obsahuje jedinou tlumivku.*

Čukův měnič:

- *Vstupní i výstupní proud mají jen malé zvlnění, způsobují tedy jen velmi malé vf rušení. Zato však proud kondenzátorem C má impulsní charakter a způsobuje vf rušení.*
- *Napěťové namáhání polovodičů je stejné jako u měniče se společnou tlumivkou a je tedy nevýhodné.*
- *Při konstantní střídě a úplném odlehčení měniče roste výstupní napětí nekontrolovatelně do nekonečna.*
- *Měnič obsahuje dvě tlumivky, což je nevýhoda ve srovnání s měničem se společnou tlumivkou.*"

3 MĚNIČE S TRANSFORMÁTOREM

3.1 Výhody měničů s transformátorem

U výkonových měničů je často vyžadováno galvanické oddělení od sítě. Toho lze dosáhnout pomocí vysokofrekvenčního impulzního transformátoru. Dále pak umožňují, aby výstupní napětí bylo daleko větší nebo menší než napětí vstupní. Transformátory bývají rozměrově přibližně stejné jako tlumivky použité v těchto zapojeních.

3.2 Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím

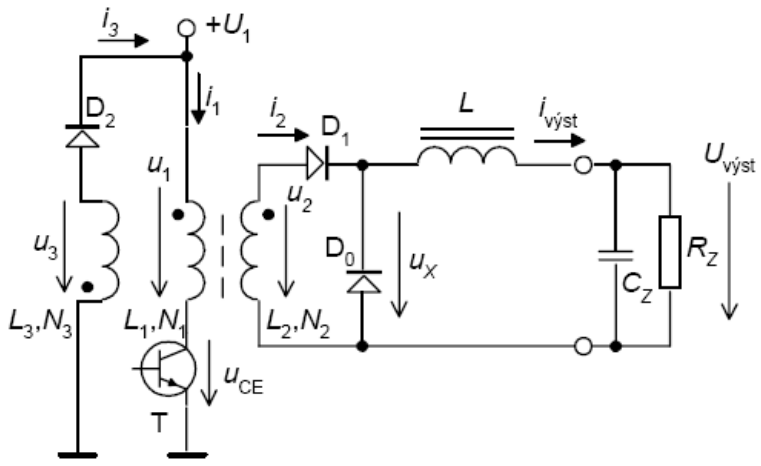
Jedná se o modifikované zapojení měniče snižujícího. Schéma zapojení viz Obr. 3.1. Tento měnič je vhodný pro přenos středních výkonů, jelikož se proud přenášející výkon nepodílí na sycení jádra (teče jak na primární, tak na sekundární straně a magnetické účinky se kompenzují).

V režimu režimu spojitých proudů, po ustálení stavu je na počátku je tranzistor vypnutý, proud protéká přes tlumivku, zátěž a diodu D_0. Po sepnutí tranzistoru se na primární straně transformátoru objeví napětí U_1 které se přetransformuje na stranu sekundární v poměru dle dané rovnice

$$U_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1, \tag{3.1}$$

kde U_2 je výstupní napětí, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí, N_1 je počet závitů primárního vinutí a U_1 je vstupní napětí. Proud transformátorem je stejnosměrný, proto magnetický tok narůstá a těsně před vypnutí tranzistoru dosáhne svého maxima. Napětí na sekundární straně vyvolá proud uzavírající se přes D_1 tlumivku a zátěž. Po sepnutí tranzistoru se obvod vrací do původního stavu. Jelikož by se postupem času jádro přesytilo a na

tranzistoru vznikaly napěťové špičky, je zde nutný demagnetizační obvod. Průběhy napětí a proudu lze vidět na Obr. 3.2.



Obr. 3.1: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím (převzato z [1]).

V režimu přerušovaných proudů zařízení pracuje obdobně jako snižující měnič. Naprázdno zde výstupní napětí dosáhne hodnoty dle dané rovnice

$$U_{výstmax} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1, \tag{3.2}$$

kde $U_{výstmax}$ je maximální hodnota výstupního napětí, U_1 je napětí vstupní, N_1 je počet závitů primárního vinutí a N_2 počet závitů sekundárního vinutí transformátoru.

Jelikož používá měnič transformátor, rovnici pro výpočet výstupního napětí v závislosti na střídě musíme doplnit o transformační poměr. Výstupní napětí pak lze vypočítat jako

$$U_{výst} = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s, \tag{3.3}$$

kde $U_{výst}$ je výstupní napětí, U_1 je napětí vstupní, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí transformátoru, N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru a s je střída.

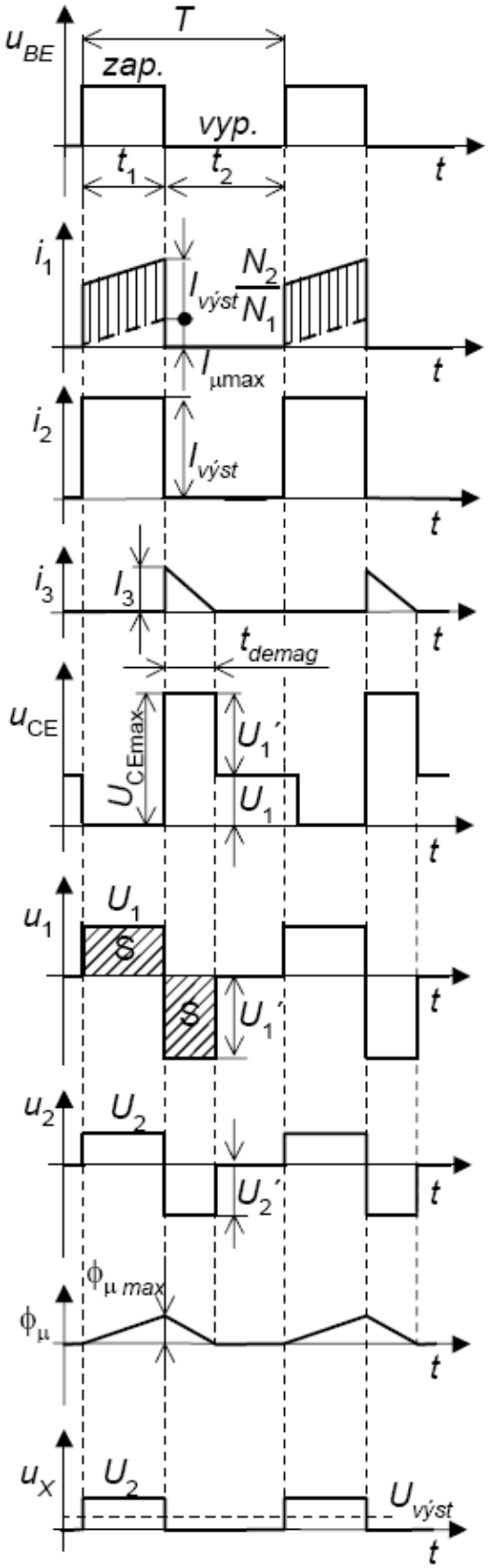
Tranzistor je nutno dimenzovat podle uvedené rovnice (U_1' je napětí na vinutí při demagnetizaci a liší se podle použité metody).

$$U_{CEmax} = U_1 + U_1', \tag{3.4}$$

kde U_{CEmax} je maximální dovolené napětí na kolektoru tranzistoru, U_1 je napětí vstupní a U_1' je demagnetizační napětí. Použijeme li demagnetizační vinutí je napětí U_1' dáno následující rovnicí

$$U_1' = \frac{N_3}{N_1} \cdot U_1, \tag{3.5}$$

kde U_1' je demagnetizační napětí, N_3 je počet závitů demagnetizačního vinutí, N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru a U_1 je napětí vstupní. Poměr N_3 ku N_1 se u tohoto zapojení volí podle napětí, které požadujeme na výstupu, na úkor namáhání tranzistoru.



Obr. 3.2: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného měniče s demagnetizačním vinutím (převzato z [1]).

Jelikož je nutno jádro před dalším cyklem plně demagnetizovat, jsme omezeni danou rovnicí

$$s_{max} = \frac{t_1}{t_1 + t_{demag}} = \frac{N_1}{N_1 + N_3}, \tag{3.6}$$

kde s_{max} je maximální možná střída, t_1 je čas ve kterém je tranzistor v sepnutém stavu, t_{demag} je čas, ve kterém probíhá demagnetizace, N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru a N_3 je počet závitů demagnetizačního vinutí. Z rovnice (3.6) plyne, že při $N_3 > N_1$ střída může být vyšší než 0,5 a dosáhneme vysokého výstupního napětí nicméně napětí U_1' bude vysoké a tranzistor bude více namáhán. Zvolíme li $N_3 < N_1$ střída bude limitována na maximální hodnotu 0,5 a napětí na výstupu bude menší než napětí vstupní. V praxi je tranzistor ještě zatěžován napěťovými překmity, které lze omezit pomocí stejných metod jako u měniče snižujícího, nicméně je nelze úplně odstranit. Diody propustného měniče je nutno dimenzovat na napětí podle následujících rovnic

$$U_{D0,1max} = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_1, \tag{3.7}$$

$$U_{D2max} = \frac{N_3}{N_1} \cdot U_1 + U_1, \tag{3.8}$$

kde $U_{D0,1max}$ je maximální napětí na diodě D_0 a D_1, U_{d2max} je maximální napětí na diodě D_2, N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru, N_3 je počet závitů demagnetizačního vinutí, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí a U_1 je napětí vstupní.

Tranzistor je nutno dimenzovat na proud maximální podle vztahu (3.9)

$$I_{Cmax} = I_{výst} \cdot \frac{N_2}{N_1} \tag{3.9}$$

a diody na proud střední

$$I_{D1stř} = I_{výst} \cdot s, \tag{3.10}$$

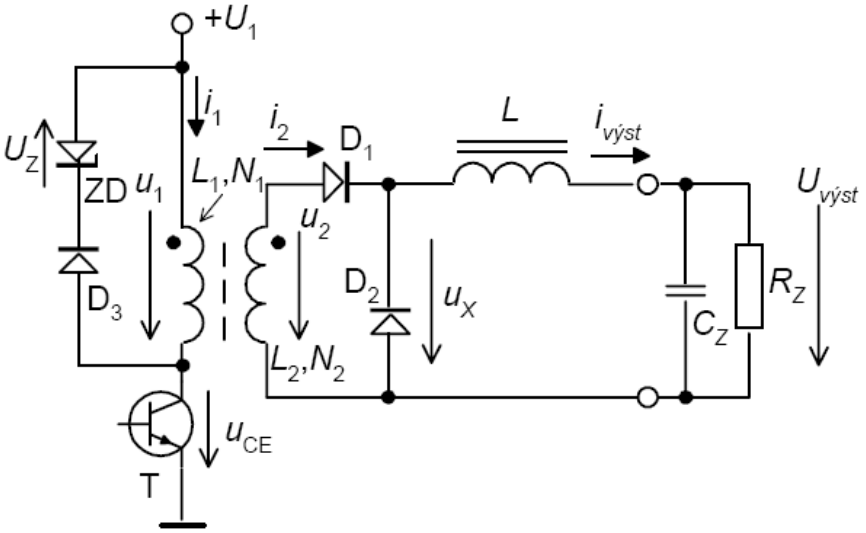
$$I_{D0stř} = I_{výst} \cdot (1 - s), \tag{3.11}$$

$$I_{D2stř} = \frac{I_3}{2} \cdot s, \tag{3.12}$$

kde I_{Cmax} je maximální proud kolektorem tranzistoru, $I_{D1stř}$ je střední proud diodou D_1, $I_{D0stř}$ je střední proud diodou D_0, $I_{D2stř}$ je střední proud diodou D_2, $I_{výst}$ je výstupní proud, N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí, I_3 je demagnetizační proud a s je střída.

3.3 Jednočinný propustný měnič se Zenerovou diodou

Zařízení pracuje na stejném principu jako propustný měnič s demagnetizačním vinutím. Jediný rozdíl je zde způsob demagnetizace jádra, která je prováděna pomocí Zenerovy a Schottkyho diody viz Obr. 3.3. Průběhy napětí a proudu pak na Obr. 3.4.



Obr. 3.3: Schéma zapojení jednočinného propustného měniče se Zenerovou diodou (převzato z [1]).

Demagnetizační obvod pracuje tak, že v čase t_2 se přes primární vinutí transformátoru, Zenerovu diodu a Schottkyho diodu uzavírá demagnetizační proud. Velikost tohoto proudu je závislá na součtu závěrného napětí U_{ZD} Zenerovy a propustného napětí U_F Schottkyho diody. Jelikož energie jádra transformátoru při vybíjení klesá, musí klesat i demagnetizační proud a to podle uvedené rovnice

$$I_\mu(t) = I_{\mu max} - \frac{U_{ZD} + U_F}{L_1} \cdot t, \tag{3.13}$$

kde $I_\mu(t)$ je demagnetizační proud v čase t, $I_{\mu max}$ je maximální hodnota demagnetizačního proudu, U_{ZD} je napětí Zennerovy diody, U_F je úbytek napětí na Schottkyho diodě, L_1 je indukčnost transformátoru a t je čas. Z toho plyne, že čas potřebný k demagnetizaci je roven

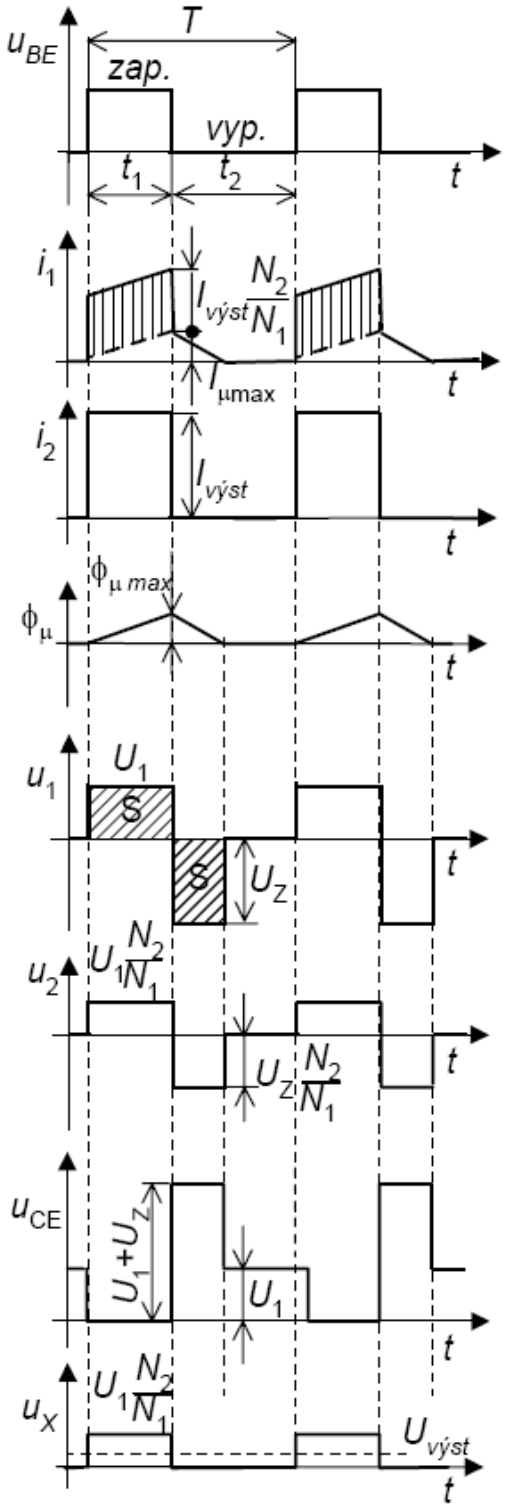
$$t_{demag} = \frac{U_1}{U_{ZD} + U_F} \cdot t_1, \tag{3.14}$$

kde t_{demag} je čas, za který se obvod demagnetizuje, U_1 je napětí vstupní, U_{ZD} je napětí Zennerovo, U_F je napětí na Schottkyho diodě a t_1 je čas, kdy je tranzistor sepnut. Opět je zde nutno zaručit, aby doba t_{demag} byla menší než doba t_1 podle rovnice (3.6).

Při použití Zenerovy a Schottkyho diody je demagnetizační napětí U_1' dáno součtem U_{ZD} a U_F. Proto je nutno tranzistor dimenzovat následně

$$U_{CEmax} = U_1 + U_1'. \tag{3.15}$$

kde U_{CEmax} je maximální napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru, U_1 je vstupní napětí a U_1' je demagnetizační napětí. Diody D_1 a D_2 se dimenzují stejně jako v předchozím případě.



Obr. 3.4: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného měniče se Zenerovou diodou (převzato z [1]).

Proudové dimezování součástek je taktéž stejné jako u propustného měniče s demagnetizačním vinutím jen s rozdílem, že zde přibude Schottkyho dioda D_3 a Zennerova dioda ZD. Jelikož jádro transformátoru obsahuje po vypnutí tranzistoru energii rovnu

$$W_1 = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_{max}^2 , \tag{3.16}$$

kde W_1 je energie jádra transformátoru, L_1 je indukčnost transformátoru a I_{max} je maximální proud primárním vinutím transformátoru. Je zde nutnost dimenzovat ZD na výkon dle dané rovnice

$$P_{ZD} = \frac{1}{2} \cdot U_1 \cdot I_{max} \cdot s, \tag{3.17}$$

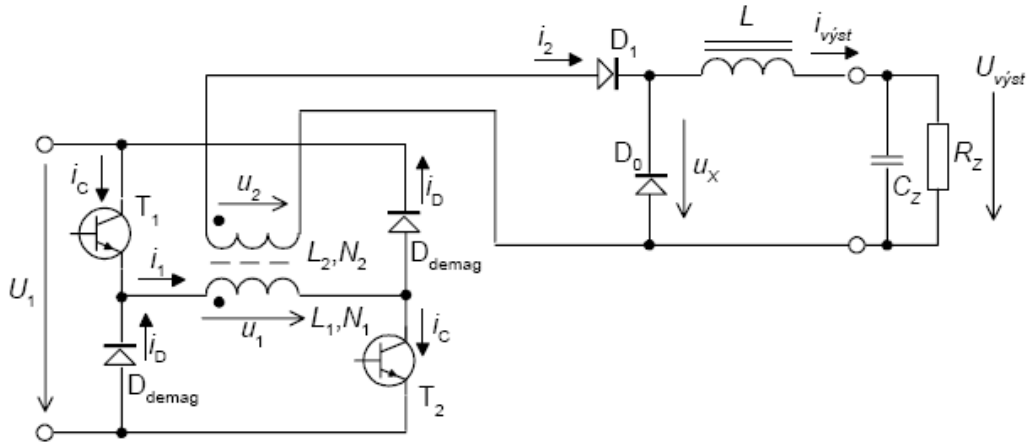
kde P_{ZD} je ztrátový výkon Zennerovy diody, U_1 je vstupní napětí, I_{max} je maximální proud primárním vinutím transformátoru a s je střída. Z rovnice (3.17) plyne, že proudové zatížení diod ZD a D_3, které je rovno

$$I_{ZD,D3} = \frac{P_{ZD}}{U_{ZD}}, \tag{3.18}$$

kde $I_{ZD,D3}$ je proud Zennerovou a Schottkyho diodou, P_{ZD} je ztrátový výkon Zennerovy diody a U_{ZD} je Zennerovo napětí.

3.4 Jednočinný propustný můstkový měnič

Měnič pracuje stejně jako měnič s demagnetizačním vinutím s poměrem $N_3 / N_1 = 1$. Toto zapojení je vhodné pro vysoké výkony, jelikož se zde neuplatní rozptylová indukčnost mezi primárním a demagnetizačním vinutím, nevznikají zde vysoké napěťové překmity. Tranzistor je tedy namáhán pouze napětím U_1. Nevýhodou je ovšem fakt, že jsou zde dva tranzistory v sérii a tak ztráty na nich budou dvojnásobné. Další nevýhodou je spínání tranzistorů, které musí být ve fázi, ale zároveň musí být galvanicky oddělené (lze řešit např. optočlenem nebo oddělovacím transformátorem). Demagnetizace vinutí je zde zabezpečena pomocí dvojice diod viz Obr. 3.5.



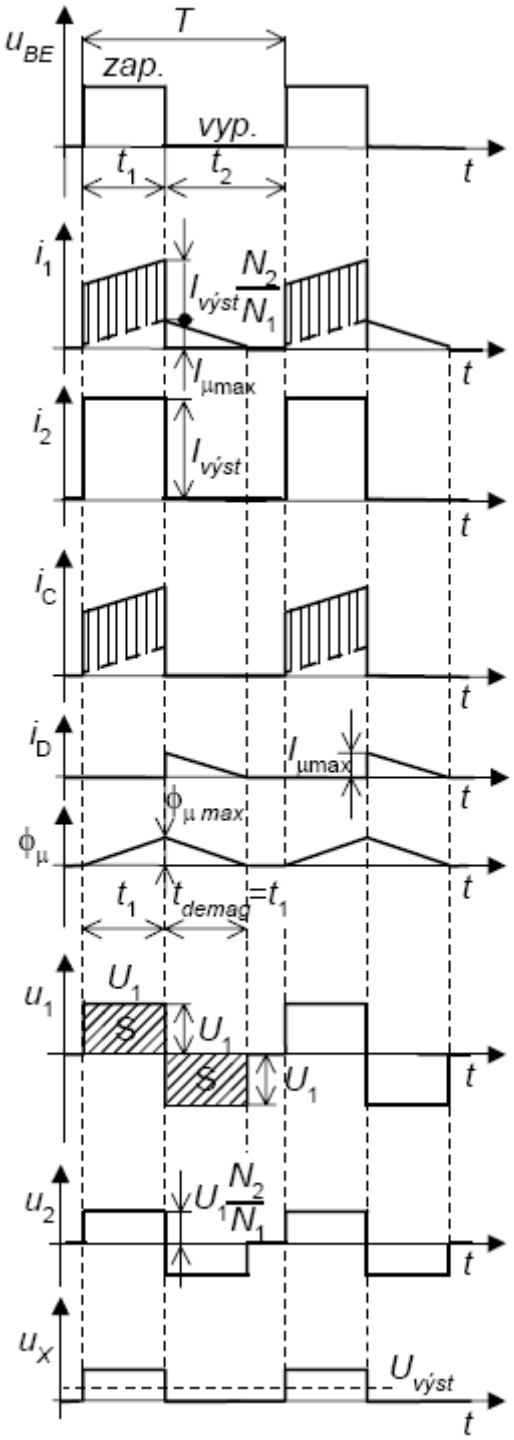
Obr. 3.5: Schéma zapojení jednočinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]).

Průběhy napětí a proudu na měniči viz Obr. 3.6. V čase t_1 pracuje jako klasický propustný měnič s tím rozdílem, že se spínají oba tranzistory najednou. V čase t_2 neteče na sekundární straně transformátoru proud a proto zaniká i proud primární. V této části se ovšem otevřou diody D_{demag}, tím se přes primární vinutí uzavře demagnetizační proud, který na vinutí vyvolá opačné napětí než v čase t_1. Jelikož napětí na primární straně má stejnou velikost pouze

opačnou polaritu jak v čase t_1, platí

$$t_{demag} \geq t_1, \tag{3.19}$$

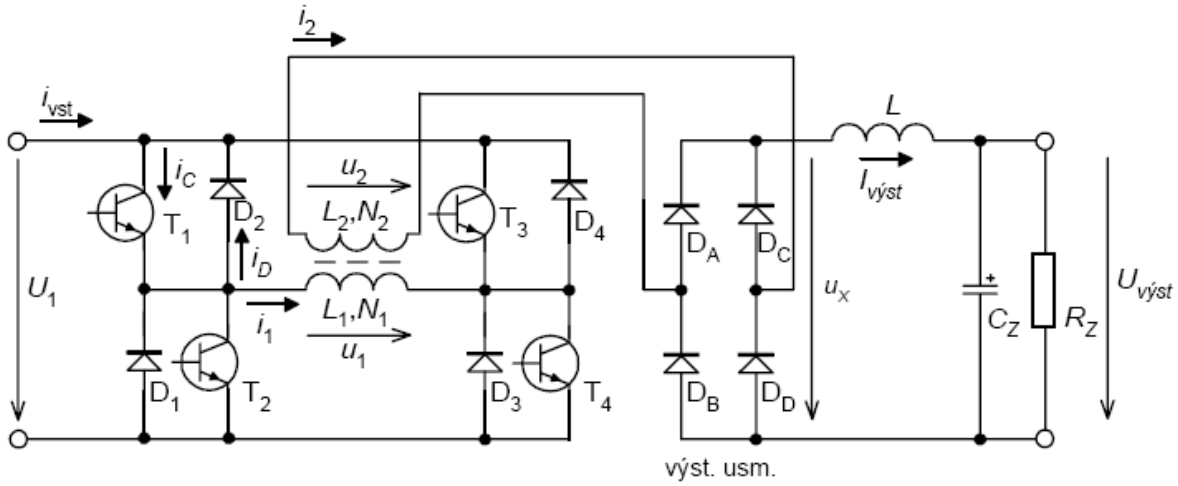
kde t_{demag} je čas nutný pro demagnetizaci jádra transformátoru a t_1 je čas, ve kterém je tranzistor sepnut. Z rovnice (3.19) lze tedy vidět, že maximální střída je 0,5.



Obr. 3.6: Průběhy napětí a proudu jednočinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]).

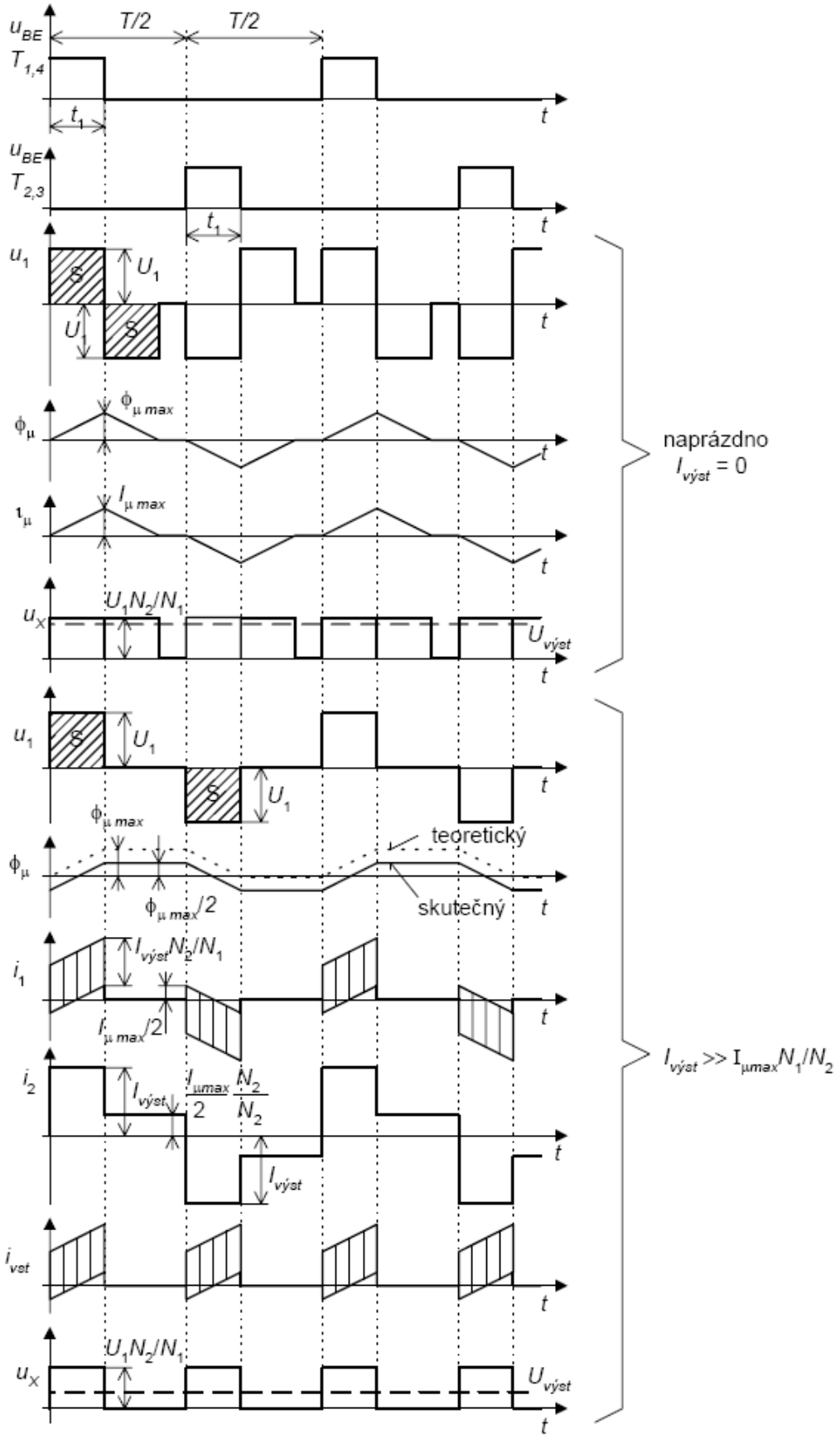
3.5 Dvojčinný propustný můstkový měnič

Jedná se o propustný měnič doplněný o můstkové spínání na primární straně transformátoru. Toto zapojení se používá na velmi vysoké výkony a nevyžaduje demagnetizační obvod. Nevýhodou je složité spínání tranzistorů (zajištění nulové střední hodnoty napětí a prodlevy mezi sepnutí jednotlivých větví). Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 3.7.



Obr. 3.7: Schéma zapojení dvojčinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]).

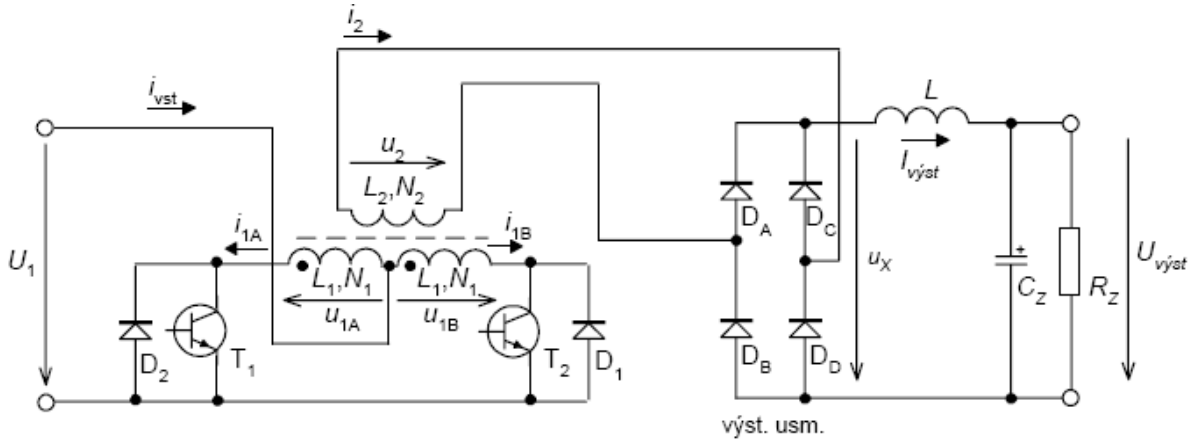
Funkce měniče spočívá ve protifázovém spínaní větve T_1, T_4 větve T_2, T_3. Není li měnič zatížen, je v první půl periodě na začátku sepnutá větev T_1, T_4. Na primárním vinutí se tedy objeví napětí u_1 a magnetický tok vzroste na hodnotu $+\Phi_{\mu max}$, po ukončení doby t_1 se otevřou diody D_1 a D_2, přes které poteče demagnetizační proud. V druhé půlperiodě se děj opakuje pro větev T_2, T_3. Je-li měnič zatížen, při sepnutí první větve narůstá magnetický tok na hodnotu $+\Phi_{\mu max/2}$, při sepnutí větve je napětí na primárním vinutí opačné a proto magnetický tok klesne na hodnotu $-\Phi_{\mu max/2}$. Průběhy napětí a proudu jsou znázorněny na Obr. 3.8, čárkovaný průběh zachycuje stav při prvním sepnutí tranzistorů.



Obr. 3.8: Průběhy napětí a proudu dvojčinného propustného můstkového měniče (převzato z [1]).

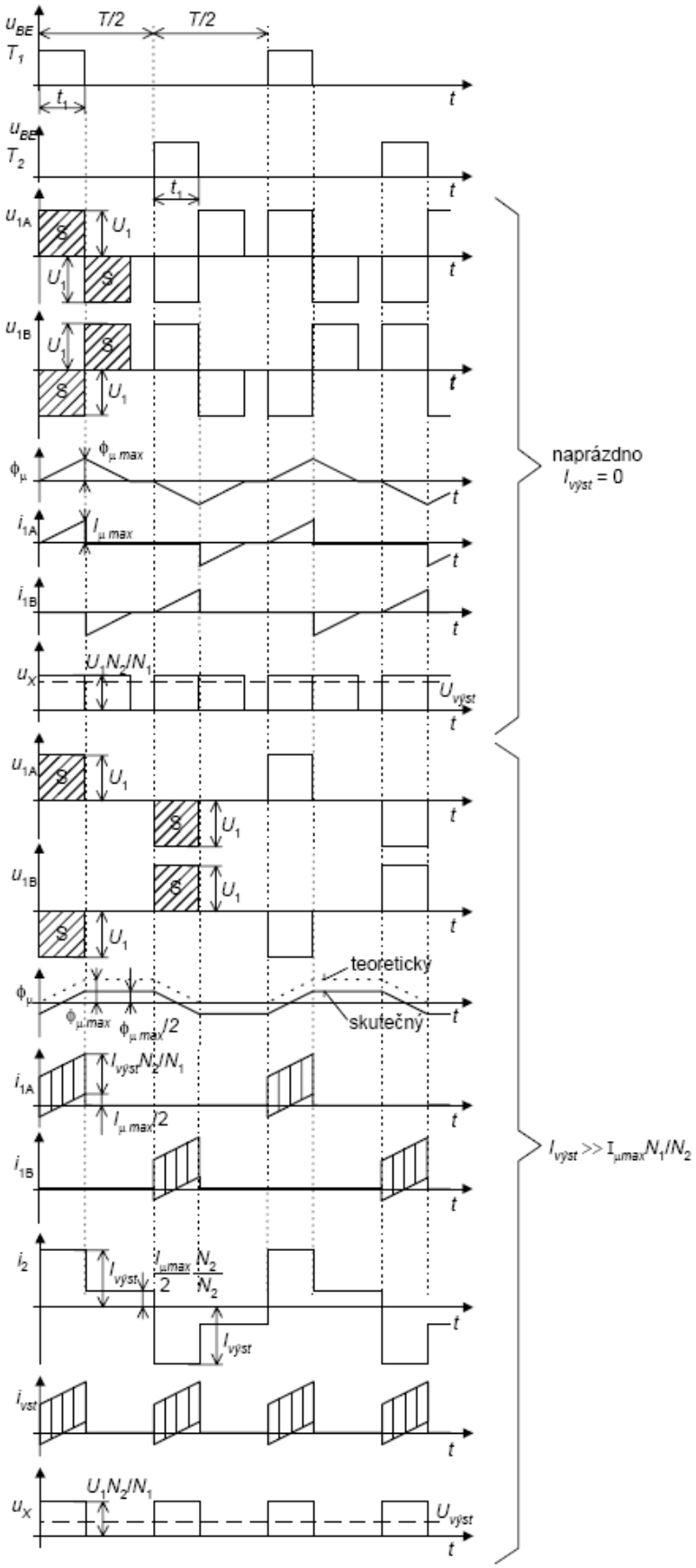
3.6 Dvojčinný propustný push-pull měnič

Není li vyžadován tak velký výkon jako u můstkového zapojení lze využít tzv. push-pull zapojení. Zapojení pracuje pouze se dvěma tranzistory, které jsou spínány v protifázi, viz Obr. 3.9. Nevýhodou měniče je nutnost dvou primárních vinutí. Další nevýhodou je zde fakt, že tranzistor je při sepnutí namáhán napětím $2U_1$ a jelikož v reálu není možno vyrobit dokonale těsnou vazbu vinutí L_{1A} a L_{1B}, vznikají zde napěťové špičky při vypínání tranzistorů. Proudové dimenzování obou vinutí může být menší √2 krát, než u měniče s jedním vinutím, což je výhodou tohoto zapojení.



Obr. 3.9: Schéma zapojení měniče typu push-pull (převzato z [1]).

V první půlperiodě je sepnutý tranzistor T_1 a proud protéká přes vinutí L_{1A}. V případě, že měnič není zatížen, demagnetizace probíhá přes diodu D_1, v druhé periodě se děj opakuje pro tranzistor T_2 a diodu D_2. Průběhy napětí a proudu viz Obr. 3.10.



Obr. 3.10: Průběhy napětí a proudu push-pull měniče (převzato z [1]).

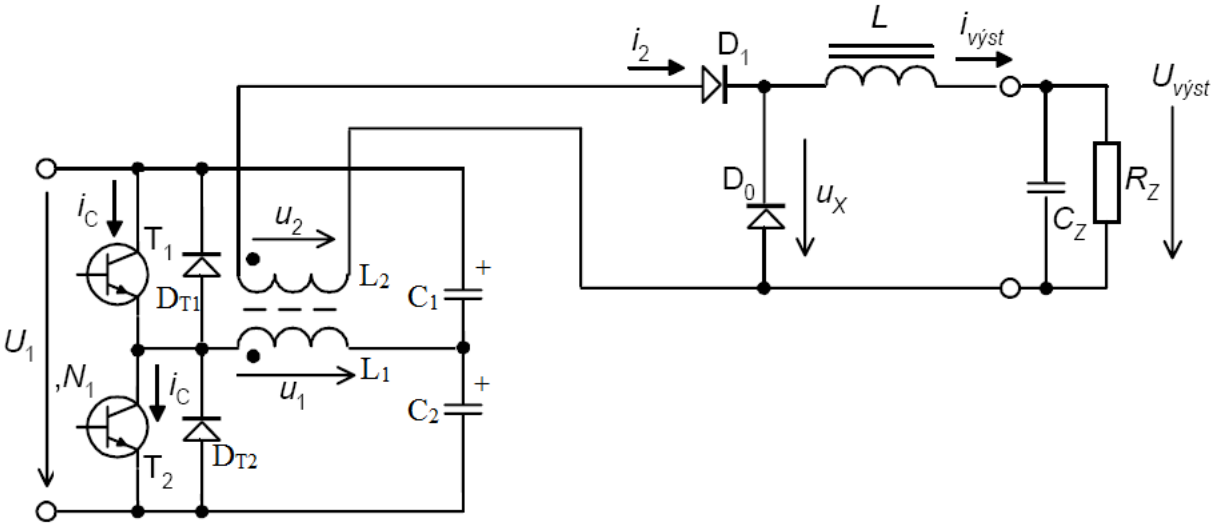
3.7 Dvojčinný propustný polomůstkový měnič

Zapojení pracuje na principu rozdělení vstupního napětí (např. pomocí kapacitního děliče $C_1 = C_2$). Schéma zapojení je uvedeno na Obr. 3.11. Výhodou tohoto zapojení je stejná funkce jako plně můstkového zapojení za použití pouze jednoho primárního vinutí a 2 tranzistorů. Nevýhodou je vyšší proud primárním vinutím, jelikož je napětí rovno

$$u_1 = \frac{U_1}{2}, \tag{3.20}$$

kde u_1 je napětí na primárním vinutí transformátoru a U_1 je vstupní napětí. Z rovnice (3.20) plyne, že proud je při stejném výkonu dvojnásobný.

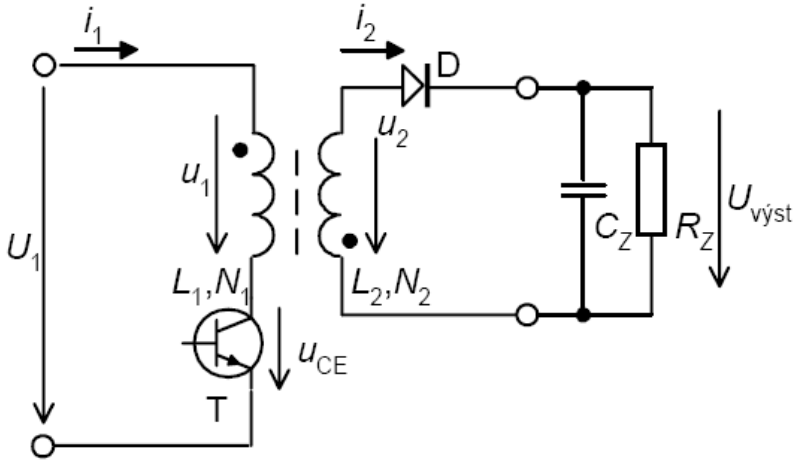
Funkci tohoto zapojení je možné popsat takto. V jedné periodě je otevřen tranzistor T_1, přes který se uzavírá proud obvodem C_1, T_1, L_1. V této periodě se magnetický tok zvyšuje, jelikož napětí u_1 je kladné. V druhé části periody se otevře tranzistor T_2 a proud se uzavře přes obvod C_2, T_2, L_1. Jelikož je nyní napětí u_1 záporné, magnetický tok klesá. Tento cyklus se opakuje. Průběhy napětí a proudu jsou obdobné, jako u push-pull měniče s tím rozdílem, že je zde pouze jedno primární vinutí. Diody D_{T1} a D_{T2} jsou ochranné diody tranzistorů. Tranzistory T_1 a T_2 se zde většinou používají jako funkční blok s vestavěnýma ochrannými diodami.



Obr. 3.11: Schéma zapojení dvojčinného propustného polomůstkového měniče.

3.8 Blokující měnič

Zapojení vychází z invertujícího měniče doplněného o transformátor. U tohoto měniče závisí sycení jádra přímo na odebíraném proudu, a proto není vhodný pro vysoké výkony. Měnič se dá nicméně s výhodou použít, pokud je vyžadováno vysoké výstupní napětí při nízkém vstupním napětí. Toto zapojení funguje na rozdíl od propustného měniče tak, že v čase t_1 teče proud pouze primární stranou transformátoru a v čase t_2 pouze stranou sekundární. Z toho plyne, že zařízení nevyžaduje demagnetizační obvod. V zapojení není tlumivka, což značně redukuje jeho cenu. Schéma zapojení viz Obr. 3.12.



Obr. 3.12: Schéma zapojení blokujícího měniče (převzato z [1]).

V oblasti spojitých proudů a v ustáleném stavu tento měnič funguje následně. Na počátku je tranzistor vypnutý. V magnetickém jádře je akumulován magnetický tok, který vyvolá proud sekundárním obvodem. Vyvolané napětí na primární i sekundární straně má tedy opačnou polaritu než při sepnutém tranzistoru a sekundární proud i_2 lineárně klesá. Po sepnutí tranzistoru se na primární straně objeví opačné napětí než v předešlém případě, toto napětí se transformuje na stranu sekundární, nicméně je zablokováno diodou v závěrném směru. Jelikož magnetický tok v jádře nemůže zaniknout okamžitě, je ze zdroje odebírán proud i_1 který lineárně roste. Po vypnutí tranzistoru se dostáváme do původního stavu. Průběhy napětí a proudu jsou uvedeny na Obr. 3.13.

V oblasti přerušovaných proudů se měnič chová stejně jako bez transformátoru.

Jelikož zařízení vyžaduje nulovou střední hodnotu napětí u_1 je nutno upravit rovnici pro výstupní napětí následovně

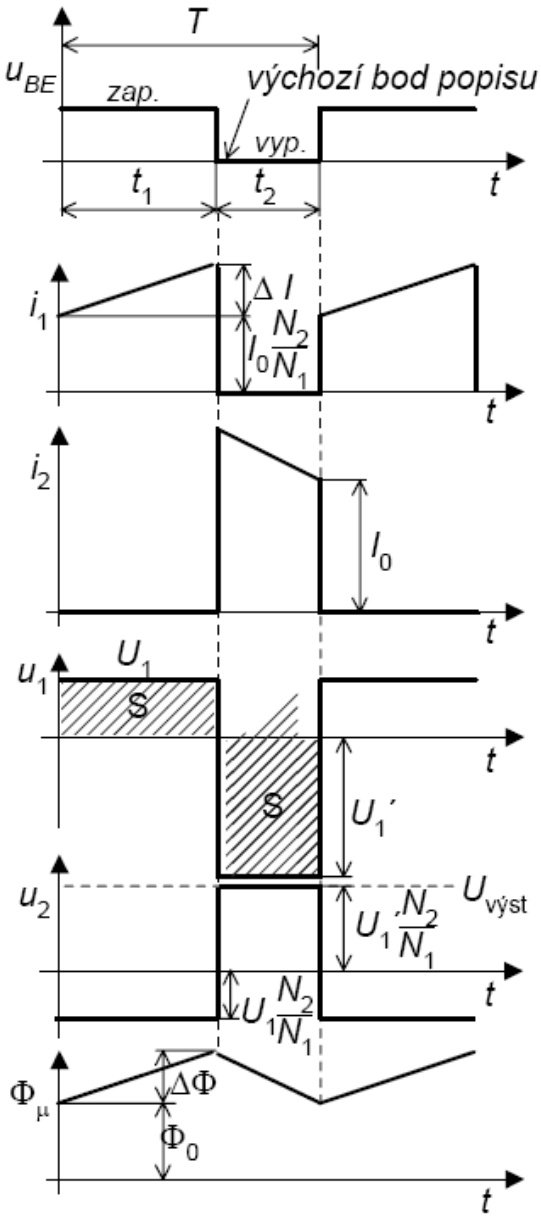
$$U_{výst} = U_1 \cdot \frac{s}{1-s} \cdot \frac{N_2}{N_1}, \tag{3.21}$$

kde $U_{výst}$ je výstupní napětí, U_1 je napětí vstupní, s je střída, N_2 je počet závitu sekundárního vinutí transformátoru a N_1 je počet závitu primárního vinutí transformátoru.

Tranzistor je zde nutno napěťově dimenzovat na součet vstupního napětí a napětí demagnetizačního, které je dáno rovnicí

$$U_1' = \frac{s}{1-s} \cdot U_1, \tag{3.22}$$

kde U_1' je demagnetizační napětí, s je střída a U_1 je vstupní napětí. Dioda je zde namáhána v závěrném směru napětím výstupním. U reálného zapojení je nutno součástky dimenzovat na větší napětí, kvůli rozptylové indukčnosti transformátoru skrze napěťové překmity.



Obr. 3.13: Průběhy napětí a proudu blokujícího měniče (převzato z [1]).

Diodu je také nutno dimenzovat na střední hodnotu proudu, která je zde rovna

$$I_{Dstř} = I_{2stř} \tag{3.23}$$

a tranzistor na hodnotu maximální

$$I_{Cmax} = \frac{I_{2stř}}{1-s} \cdot \frac{N_2}{N_1}, \tag{3.24}$$

kde I_{Cmax} je maximální proud kolektorem tranzistoru, $I_{2stř}$ je střední hodnota výstupního proudu, s je střída, N_2 je počet závitů sekundárního vinutí transformátoru a N_1 je počet závitů primárního vinutí transformátoru.

4 VÝSTUPNÍ FILTRY MĚNIČŮ

4.1 Kapacitní filtr

Některé měniče neobsahují na výstupu tlumivku, a proto je zde nutno zavést sběrný kondenzátor. Samotné kapacitní filtry nedosahují takových kvalit jako filtry LC a navíc svůj vstup zatěžují impulzními proudy. Výstupní kapacitu lze vypočítat dle uvedené rovnice

$$C_Z = I_d \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U}, \tag{4.1}$$

kde C_z je kapacita kondenzátoru, I_d je proud do zátěže, ΔU je rozkmit výstupního napětí a Δt je čas vybíjení kondenzátoru.

4.2 L-C výstupní filtr

U většiny měničů je na výstupu přítomná tlumivka. Samotná tlumivka ovšem neumí dostatečně vyhladit výstupní napětí a proto se za ni paralelně k zátěži přidává kapacita. LC filtry mívají na výstupu velmi nízké zvlnění a nezatěžují svůj vstup pulzními proudy. Nevýhodou je velký rozdíl mezi špičkovou a střední hodnotou napětí. Indukčnost lze spočítat pomocí uvedené rovnice

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s, \tag{4.2}$$

kde L je indukčnost tlumivky, U_d je napětí na zátěže, Δt je čas vybíjení (u sítě volíme 8 ms), f je frekvence, s je střída a ΔI je rozkmit výstupního proudu. Při použití tlumivky již není zapotřebí tak velký kondenzátor. Kapacitu kondenzátoru lze vypočíst pomocí dané rovnice

$$C = \frac{U_d}{16 \cdot f^2 \cdot L \cdot \Delta U} \cdot (1 - s) \cdot s, \tag{4.3}$$

kde C je kapacita kondenzátoru, U_d je napětí na kondenzátoru, f je frekvence, L je indukčnost tlumivky, ΔU je rozkmit výstupního napětí a s je střída.

4.3 Filtr s podkritickou kapacitou

Tento filtr se používá pro impulzní proudy malého odběru. Výhodou tohoto zapojení je nízká cena a dobrý tvar fázového vstupního proudu ($\lambda = 0{,}95$)[2]. Nevýhodou je vysokofrekvenční rušení a velké proudové namáhání kondenzátoru. Kritickou hodnotu kapacity lze spočítat dle rovnice

$$C_{krit} = \frac{I_d}{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot f \cdot U_{s,ef}}, \tag{4.4}$$

kde C_{krit} je kritická kapacita kondenzátoru, I_d je proud do zátěže, f je frekvence a $U_{s,ef}$ je efektivní napětí zátěže.

5 USMĚRŇOVAČE PRO SPÍNANÉ ZDROJE

5.1 Vstupní usměrňovač

Na vstupní usměrňovače měničů nejsou kladeny obzvláště vysoké nároky. Pro měniče vysokého výkonu (nad 2 kW) volíme šestipulzní usměrňovače s třífázovým napájením. Je-li vyžadován výkon pod 2 kW, většinou volíme Grecův můstek. Jelikož se ve většině případů měniče napájí sítovým napětím, není nutno volit rychlé diody. Usměrňovač pro výkonové měniče se dimenzují pro proud, který odpovídá 2x proudu výstupního vynásobeného transformačním poměrem transformátoru (výkonové měniče mívají účinnost větší než 75 %, zbylých 25 % je rezerva). Často se zde využívají usměrňovací moduly, které nevyžadují přídavné chlazení.

5.2 Výstupní usměrňovač

Na usměrňovače výstupní je na rozdíl od usměrňovačů vstupních kladen požadavek na rychlost. Jelikož bývá na výstupu měniče poměrně vysoká frekvence (většinou desítky kHz), je zde výhodné použít rychle Schottkyho diody. Koncept výstupního zesilovače volíme podle napětí na výstupu. Je-li vyžadováno na výstupu vysoké napětí, je výhodnější použít jedno sekundární vinutí a Grecův můstek (úbytky na diodách jsou zanedbatelné). Naopak je-li na výstupu nízké napětí, je výhodné využít dvoucestného usměrňovače s odbočkou na vinutí, popřípadě dvěma vinutími z důvodu polovičního úbytku.

6 ŘÍDÍCÍ OBVODY PRO SPÍNANÉ ZDROJE

6.1 Princip řízení spínaných zdrojů

Spínané zdroje vyžadují řídící obvod, který vytváří obdélníkový signál o určité střídě. Tento signál se nejčastěji vytváří pomocí modulací. Nejčastěji používaná je zde PWM modulace, lze zde však využít i delta-sigma a delta modulace. Pro tento účel byla vyvinuta veliká škála integrovaných obvodů.

6.2 Zpětné vazby spínaných zdrojů

Integrované obvody vytvářející PWM modulaci obsahují často také vstupy pro zpětnou vazbu. Zpětná vazba je zde realizována pomocí komparátoru, který porovnává referenční (námi utčenou hodnotu napětí) na kladné svorce komparátoru s hodnotou napětí přivedenou z výstupu obvodu na záporné svorce komparátoru. Pokud je napětí na záporné svorce větší než na svorce kladné obvod zareaguje zmenšením střídy výstupních PWM pulzů do doby než napětí na výstupu neklesne na požadovanou hodnotu. Komparátor musí být vybaven hysterezí. Kdyby tomu tak nebylo, výstup PWM pulzů by nebyl stálý a spínací ztráty tranzistorů značně vzrostly. Je-li vyžadováno napěťové oddělení řídícího obvodu, je nutno do zpětné vazby zařadit optočlen. Pokud je výstupní napětí malé, není tento člen nutný.

6.2.1 Napěťová zpětná vazba

Pro napěťovou zpětnou vazbu se využívá napěťový dělič, který sníží amplitudu výstupního signálu na hodnotu vhodnou pro řídící člen (obvykle 0 – 5 V).

6.2.2 Proudová zpětná vazba

Pro proudovou zpětnou vazbu je nutno využít buď odporovou proudovou sondu, nebo vhodnější variantu transformátorovou proudovou sondu. Primární vinutí této sondy je jeden závit výstupního vedení měniče a sekundární vinutí je proudový snímač obsahující několik závitů. Toto napětí je poté nutno upravit odporovým děličem.

PRAKTICKÁ ČÁST

7 ZVOLENÝ TYP SPÍNANÉHO ZDROJE

Pro výrobu zdroje daných parametrů, byl zvolen dvojčinný propustný polomůstkový měnič. Dané zapojení je výhodné především z hlediska ceny. Parametry spínaného zdroje jsou uvedeny v tabulce 7.1.

Tab. 7.1: Požadované parametry navrhovaného měniče.

U_{in}	230 V
U_{out}	5 – 30 V
I_{out}	30 A
f	45 kHz
P_{out}	1 kW
ΔU	0,1 V

8 NÁVRH ČÁSTÍ SPÍNANÉHO ZDROJE

Zařízení se skládá z více bloků, které budou dále jednotlivě popsány. Schémata jednotlivých částí jsou orientační a značení součástek v nich neodpovídá skutečnému zapojení. Kompletní zapojení s odpovídajícíma součástkami je uvedeno jako příloha A.1.

8.1 Vstupní usměrňovač

Při nejvyšším napětí a nejvyšším proudu možné zátěži (30 V / 30 A) je výstupní výkon

$$P_{out} = U \cdot I = 30 \cdot 30 = 900\ W. \tag{8.1}$$

Jelikož měnič nebude mít stoprocentní účinnost, bylo počítáno s účinností 50%

$$P_{in}^{'} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{900}{0{,}5} = 1800\ W, \tag{8.2}$$

reálná účinnost by měla přesahovat 80%. Nicméně je nutno součástky předimenzovat, protože většina integrovaných můstkových usměrňovačů nelze přídavně chladit a při trvalých proudech udávaných výrobci dlouhodobě nevydrží. Usměrňovače se dimenzují na proud, který lze vypočítat z výkonu, vypočítaného ve vztahu (8.2)

$$I_{in} = \frac{P_{in}^{'}}{U_{in}} = \frac{1800}{230} = 7{,}82\ A. \tag{8.3}$$

Nejbližší vyšší vyráběná hodnota usměrňovacího můstku je 10 A. V případě nouze by bylo možno zvolit i usměrňovač s maximálním proudem 6 A.

8.2 Vstupní filtr

Jako vstupní filtr zde byl použit samotný kondenzátor. Jelikož je požadován na vstupu malý rozkmit napětí (10%), bude kapacita kondenzátoru poměrně velká.

$$C_Z = I_{in} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} = 7{,}82 \cdot \frac{8.10^{-3}}{20} = 3{,}128\, mF. \tag{8.4}$$

Zvolena byla hodnota 2,2mF, z důvodu dostupnosti. Kondenzátor musí být dimenzován na napětí dané rovnicí (8.5)

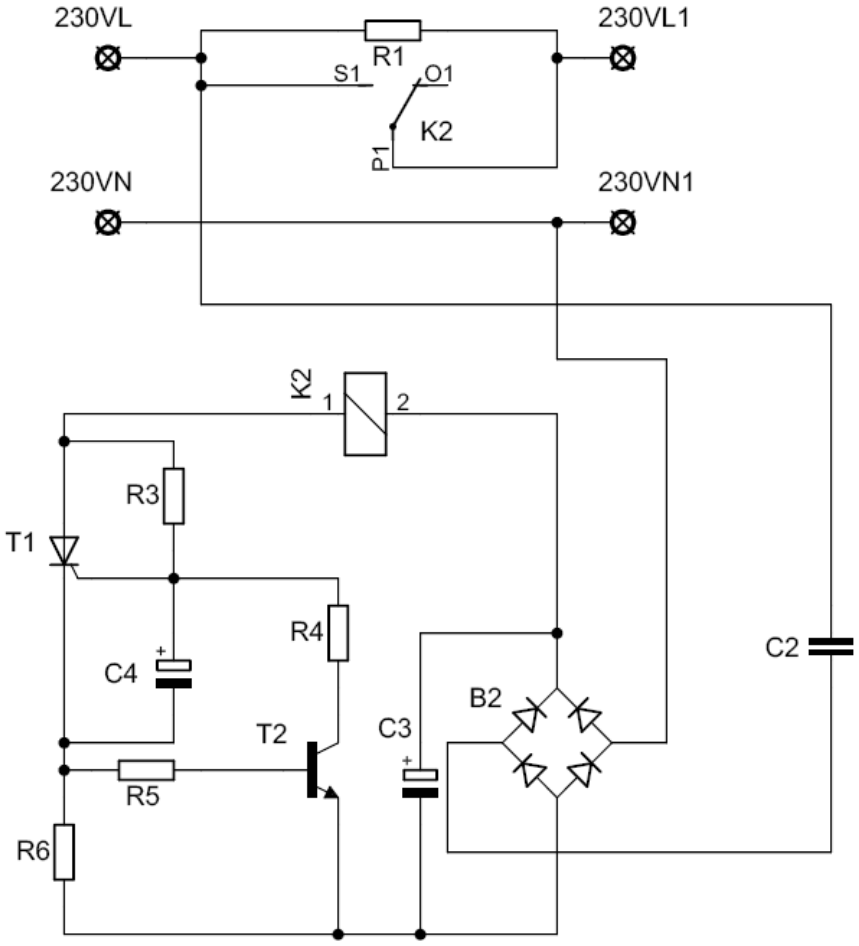
$$U_{Cmax} = U_{IN} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325{,}26\, V. \tag{8.5}$$

Nejbližší vyšší vyráběná hodnota je 350V. Dále je nutno, aby měl kondenzátor malý sériový odpor ESR (Equivalent Series Resistance).

8.3 Zpožďovací obvod

Vysoká filtrační kapacita na vstupu při prvotním sepnutí způsobovala velké proudové rázy. Proto bylo zde nutno použít zpožďovací obvod. Zpožďovací obvod při zapnutí zařízení zapojí k usměrňovači do série odpor, který omezí vstupní proud do doby, než se kondenzátor nabije. Po určitém časovém intervalu musí obvod samovolně odpor nahradit zkratem. Jako zpožďovací obvod bylo využito relé řízené tyristorovým obvodem s RC článkem. Schéma zapojení obvodu je zobrazeno na Obr. 8.1.

Funkce obvodu je následovná. Kondenzátor C_1 snižuje sítové napětí. Přes usměrňovač se postupně nabíjí kondenzátor C_4 proudem, jenž je omezený odporem R_3 (R_3 a C_4 určují časovou konstantu obvodu). Poté co napětí na kondenzátoru C_4 dosáhne 0,7 V, tyristor T_1 se sepne, začne protékat proud vinutím relé K_2 a odpor R_1 se zkratuje. Po sepnutí tyristoru se přes odpor R_4 uzavře proud, který sepne tranzistor odvádějící nepotřebný proud z hradla tyristoru.



Obr. 8.1: Schéma zapojení zpožďovacího obvodu. (Převzato z [3]).

8.4 Řídící obvod

Jako řídící člen obstarávající PWM modulaci a funkci zpětných vazeb byl zvolen integrovaný obvod TL494IN, který není cenově náročný a je běžně dostupný. Obvod TL494IN obsahuje tyto možnosti: PWM modulace pro můstkové zapojení měniče, nastavení frekvence pomocí externího RC článku a trimeru, dvou zpětných vazeb pomocí komparátorů a nastavení zpoždění mezi spínáním obou větví (z důvodu ne nulové doby zotavení spínacích prvků). Zapojení obvodu je dané výrobcem [4] viz Obr. 8.2. Řídící obvod je napájen stejnosměrným napětím 18 V z pomocného transformátoru o maximálním výkonu 10W. Pro zvolenou frekvenci jsou hodnoty C_{14} a R_{23} rovny:

$$C_T = \frac{1}{f \cdot R_T} = \frac{1}{45 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} = 1{,}11\ nF. \tag{8.6}$$

Zvolen byl kapacitor z nejbližší vyšší kapacitou 1,2 nF. Pro dolaďění obvodu zde byl použit trimr U_4 = 10 kΩ a odpor R_{23} = 10 kΩ.

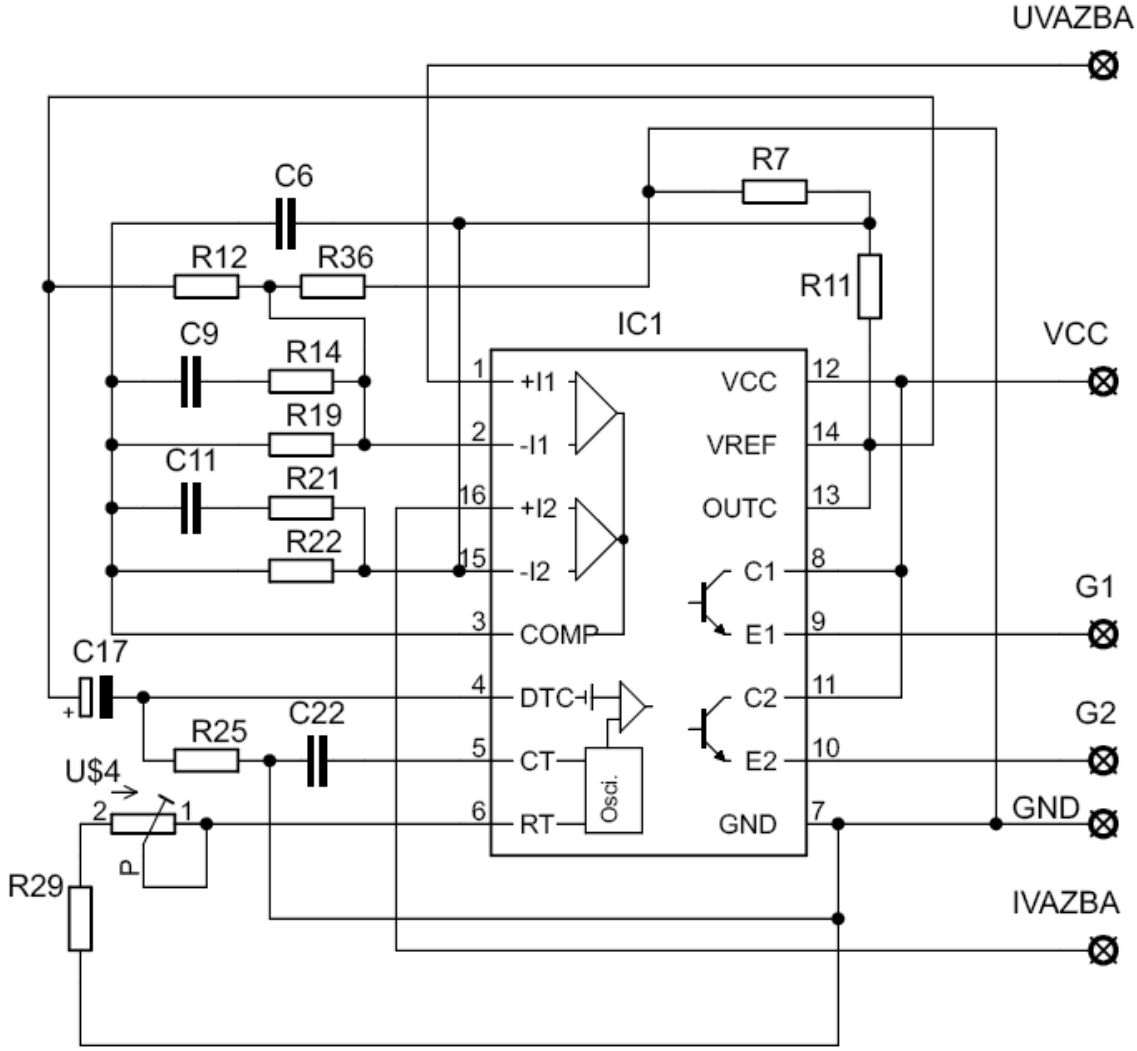
Dále bylo nutno určit referenční hladinu pro napěťovou a proudovou zpětnou vazbu. Pro proudovou vazbu byla zvolena hodnota 0,5 V z důvodu většího rozsahu regulace omezeného napětím proudového transformátoru. Jelikož je referenční hodnota napětí TL494 rovna 5 V, je zde nutno použít napěťový dělič 1:10, při čemž hodnota R_{11} je dána výrobcem kvůli hysterezi

komparátorů (+-25 mV). Hodnota R_7 bude potom rovna:

$$R_7 = \frac{U_2 \cdot R_8}{U_{ref} - U_2} = \frac{0{,}5 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3}{5 - 0{,}5} = 522{,}2\ \Omega, \tag{8.7}$$

zvolena byla nejbližší vyšší hodnota 560 Ω.

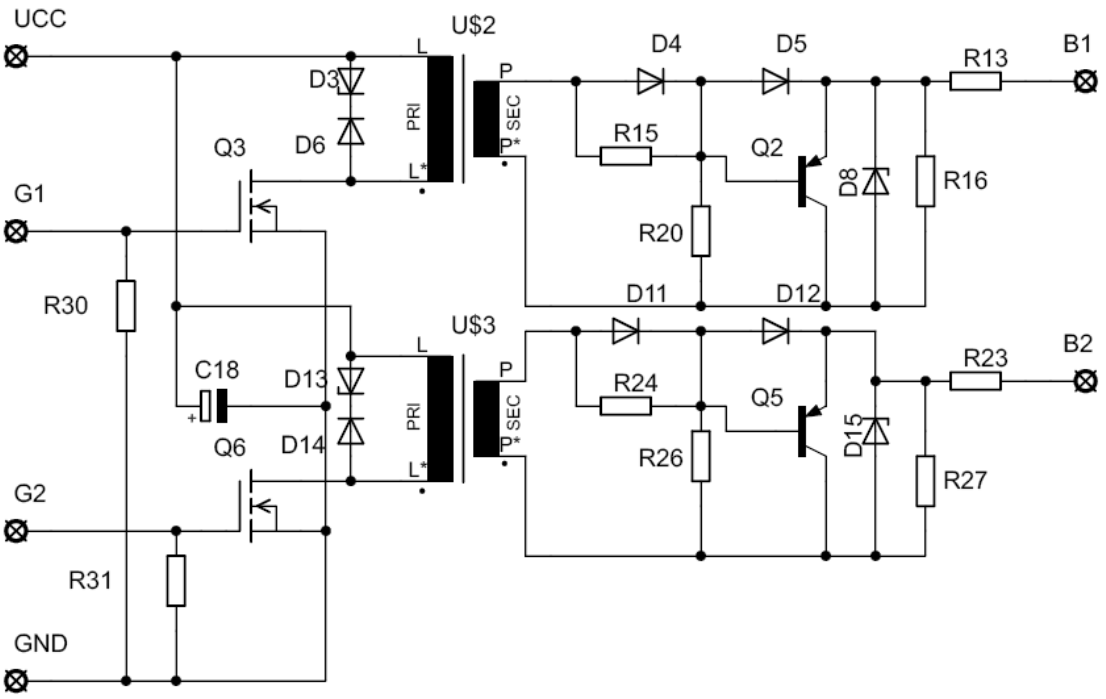
Pro napěťovou vazbu bylo nutno referenci zvolit menší než 4 V z důvodu minimálního výstupního napětí a velikosti odporového děliče vazby, který musí také v poruchovém stavu dostatečně omezit proud ochranou zenerovou diodou. Proto bylo s rezervou zvoleno komparační napětí 2,5 V, což odpovídá dělícímu poměru odporového děliče 1:1. Ze zvoleného komparačního napětí vyplývá hodnota R_{36} = 4,7 kΩ.



Obr. 8.2: Schéma zapojení řídícího obvodu.

8.5 Budící obvod

Budící obvod má za úkol zesílit výstup řídícího obvodu TL494IN a zároveň jej oddělit od výkonové části. Tento obvod je napájen ze stejného transformátoru jako řídící obvod. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 8.3.



Obr. 8.3: Schéma zapojení budícího obvodu.

Pro zesílení signálu bezprostředně za řídícím obvodem byly využity tranzistory IRF510 (Q_3 a Q_6) typu MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) s parametry: U_G = 10-20 V (pro saturaci), I_C = 22 A, U_R = 100 V. Výstupy tranzistorů Q_3 a Q_6 jsou připojeny na feritové impulzní transformátory s transformačním poměrem n = 1. Páry diod D_1, D_4 a D_8, D_9 slouží jako demagnetizační obvod pro impulzní transformátory (demagnetizační napětí bylo zvoleno 30 V). Sekundární obvod slouží k odstranění napěťových špiček a stabilizaci napětí pro bázi výkonového členu.

8.6 Výkonová spínací část

Jako výkonový spínací prvek byl zvolen polomůstkový IGBT blok KF2 20EI pro 1200 V a 100 A, z důvodu výprodeje těchto součástek za zlomkovou cenu. Tato součástka je zde velmi naddimenzována a bylo by možné použít tranzistory s podstatně menším výkonem dle následujících výpočtů. Maximální teoretická hodnota proudu tekoucím jedním spínacím prvkem je přibližně

$$I_{Cmax} = \frac{P}{U_1} = \frac{1200}{165} = 7{,}27\ A. \tag{8.8}$$

Protože tranzistory jsou dimenzovány na proud maximální (vzhledem ke vznikajícím proudovým špičkám) je vhodné zvolit tranzistory na vyšší proud, než je vypočten z rovnice (8.6). V tomto případě by byl např. vyhovující tranzistor pro 400V a 15A.

Zvolený IGBT blok vyžaduje přídavné chlazení, které lze vypočítat jako součet ztrát na vedení a ztrát na spínání. Parametry této součástky jsou: U_f (100A) = 2,4 V, $R_{\theta jc}$ = 0,18 K/W, $R_{\theta cf}$ = 0,025 K/W (při použití teplovodivé pasty), t_{on}= 600 ns a t_{off} = 300 ns. Ztráty vedením součástky jsou potom

$$P_T = U_f \cdot I_T = 2{,}4 \cdot 7{,}27 = 17{,}45\ W. \tag{8.9}$$

Ztráty při sepnutí tranzistoru lze spočítat pomocí daných rovnic

$$W_{on} = \frac{1}{4} \cdot U_1 \cdot I_C \cdot t_{on} = \frac{1}{4} \cdot 165 \cdot 7{,}27 \cdot 600 \cdot 10^{-9} = 179{,}93\ \mu W, \tag{8.10}$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot U_1 \cdot I_C \cdot t_{off} = \frac{1}{4} \cdot 165 \cdot 7{,}27 \cdot 300 \cdot 10^{-9} = 89{,}96\ \mu W, \tag{8.11}$$

$$P_P = f \cdot \left(W_{on} + W_{off}\right) = 45000 \cdot (359{,}86 + 179{,}93) \cdot 10^{-6} = 16{,}20\ W. \tag{8.12}$$

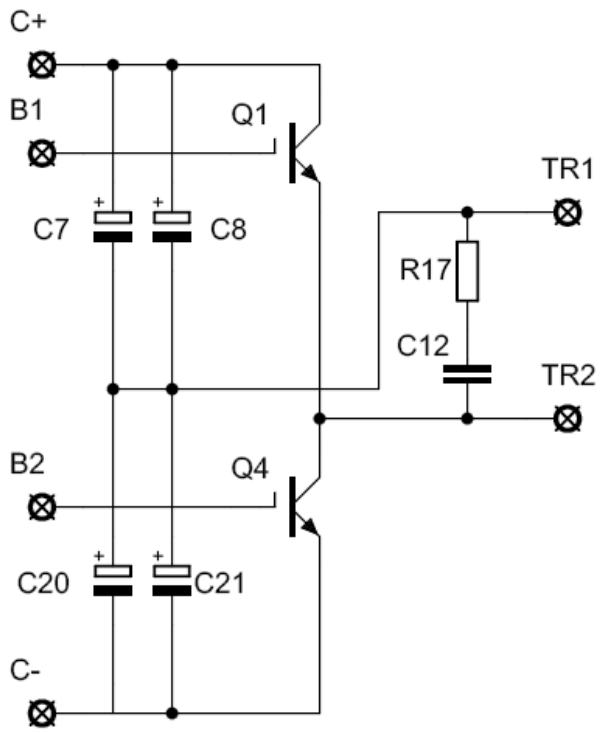
Výkon P_p je nutno vynásobit dvakrát, neboť IGBT blok obsahuje 2 tranzistory, při čemž se oba spínají v jedné periodě. Celkové ztráty jsou potom

$$P_{Tztr} = P_T + 2 \cdot P_P = 17{,}45 + 2 \cdot 16{,}20 = 49{,}85\ W. \tag{8.13}$$

Zvolen byl teplotní rozkmit 40 °C. Chladič pro tuto součástku lze vypočítat dle dané rovnice

$$R_{\theta ch} = \frac{\Delta T}{P} - \mathrm{R}_{\theta jc} - \mathrm{R}_{\theta cf} = \frac{40}{49{,}85} - 0{,}18 - 0{,}025 = 0{,}597\ \mathrm{K \cdot W^{-1}} \tag{8.14}$$

Kapacitní dělič, který je pro toto zapojení nezbytný, byl zvolen z důvodu dostupnosti z kondenzátorů používaných v počítačových zdrojích 330 µF / 350V. Byly využity vždy dva kondenzátory paralelně pro snížení ESR a zvýšení kapacity. Za výstup IGBT tranzistorů, je nutno zařadit odlehčovací RC člen, z důvodu vysoké indukčnosti transformátoru. Schéma zapojení výkonové části je uvedeno na Obr. 8.4.



Obr. 8.4: Schéma zapojení výkonových spínacích prvků.

8.7 Transformátor

Jelikož se jedná o transformátor impulzní, byla zvolena feritové jádra ze starých černobílých televizních přímačů z důvodu dostupnosti. Na primárním vinutí transformátoru je napětí přibližně 165 V. Maximální požadované napětí měniče je 30V. Z uvedených dvou napětí lze pak vypočítat transformační poměr

$$n = \frac{30}{165} = 0{,}182. \tag{8.15}$$

Protože je nutno počítat se ztrátami na vedení a výstupním usměrňovači, byl zvolen transformační poměr 0,25.

Pro zvolená jádra je B_{max} = 0,2 T a S_{FE} = 227 μm^2. Počet závitů primárního vinutí lze vypočítat pomocí rovnice

$$N_1 = \frac{U_1}{4 \cdot B_{max} \cdot S_{FE} \cdot f} = \frac{165}{4 \cdot 0{,}2 \cdot 227 \cdot 10^{-6} \cdot 45000} = 20{,}19\ z. \tag{8.16}$$

Jelikož tato hodnota není realizovatelná, byla zaokrouhlena na 21 závitů. Poté počet závitů sekundární strany transformátoru bude roven

$$N_2 = N_1 \cdot n = 21 \cdot 0{,}25 = 5{,}25\ \text{z}. \tag{8.17}$$

Zvoleno bylo 6 závitů.

Proud protékající primárním obvodem lze vypočítat dle rovnice (8.16) pomocí výkonu, který je přibližně 1,2 kW

$$I_1 = \frac{P}{U_1} = \frac{1200}{165} = 7{,}27\ A. \tag{8.18}$$

Pro zvolenou proudovou hustotu J = 3 A/m^2 je pak požadovaný průřez vodiče

$$S_1 = \frac{I_1}{J} = \frac{7{,}27}{3} = 2{,}42\ mm^2. \tag{8.19}$$

Sekundární stranou vinutí teče proud 30 A, nicméně pouze v jedné půlperiodě, požadovaný průřez vodiče je potom

$$S_2 = \frac{I_2}{2 \cdot J} = \frac{30}{3 \cdot 2} = 5\ mm^2. \tag{8.20}$$

Jelikož se při vysokých frekvencích uplatňuje skin efekt, je nutné vypočítat hloubku vniku

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{45000}} = 0{,}354\ mm. \tag{8.21}$$

Hloubku vniku je nutno vynásobit dvěma, protože proud teče celým povrchem vodiče

$$d_{max} = 2 \cdot \delta = 2 \cdot 0{,}484 \cdot 10^{-3} = 0{,}707\ mm. \tag{8.22}$$

Jako vodiče byly zvoleny: pro primární stranu vinutí měděné lanko s průřezem 10 mm^2 a pro sekundární stranu vinutí měděné lanko s průřezem 20 mm^2. Vinutí byla předimenzována, aby byl na sekundárním vinutí co nejmenší úbytek napětí.

8.8 Tlumivka

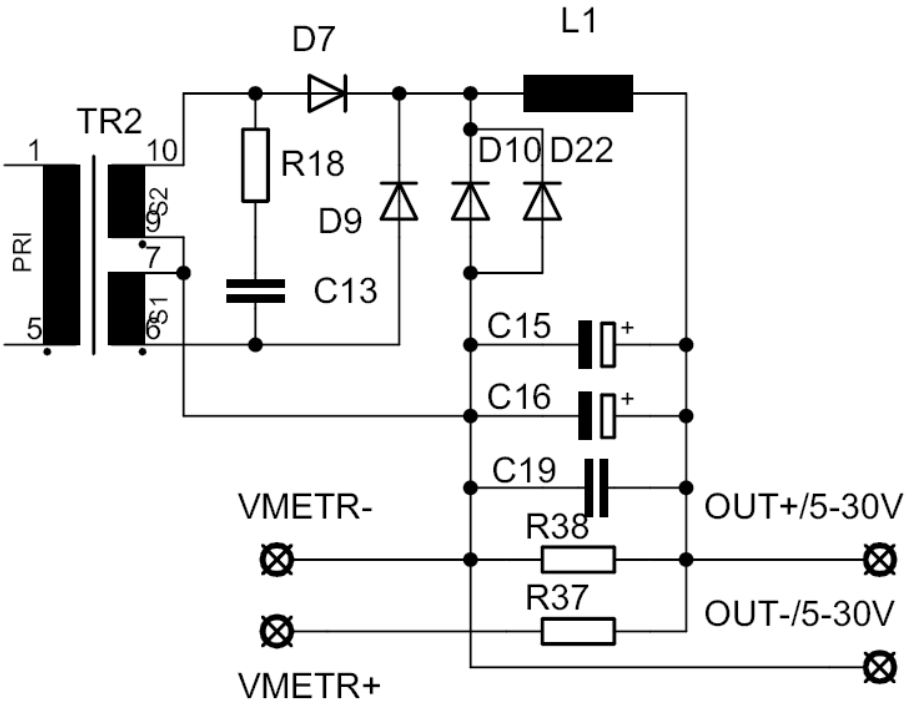
Jelikož se jedná o zdroj stabilizovaný, byl vyžadován malý rozkmit výstupního proudu 0,1 A.

Maximální proud tekoucí sekundárním obvodem je 30A, stejně jako u transformátoru byla tlumivka předimenzována, tedy bylo využito 2x paralelní vinutí pásovinou s průřezem 10 mm^2. Hodnota indukčnosti byla vypočtena v nejhorším možném případě (s = 0,5) z dané rovnice

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{30}{2 \cdot 45000 \cdot 0{,}1} \cdot (1 - 0{,}5) \cdot 0{,}5 = 0{,}833\ mH. \tag{8.23}$$

8.9 Výstupní usměrňovač

Výstupní usměrňovač musí být navržen tak, aby diody na výstupu měli mnohem menší dobu zotavení než je pracovní perioda (T >> t_{rr}). Z tohoto důvodu byly zvoleny Schottkyho diody, které tyto požadavky splňují. Protože je výstupní napětí poměrně malé, byl zvolen klasický dvoucestný usměrňovač, znázorněn na Obr. 8.5. Diody v tomto usměrňovači je nutno dimenzovat na polovinu výstupního proudu (který je roven 30 A). Před usměrňovač je zapojen odlehčovací RC článek pro omezení napěťových překmitů.



Obr. 8.5: Schéma zapojení výstupního usměrňovače a filtru.

8.10 Výstupní filtr

Vzhledem k tomu, že propustný měnič obsahuje na výstupu tlumivku, jsou požadavky na výstupní kapacitu kondenzátoru poněkud menší. Protože bude kondenzátor zatěžován vysokými proudy, je nutno, aby měl malý ESR. Rozkmit napětí byl zvolen 0,1V.

Výstupní kondenzátor musí být dimenzován na maximální možné napětí

$$U_{Cmax} = U_1 \cdot n = 165 \cdot 0{,}5 = 82{,}5\ V, \tag{8.24}$$

v případě, že by selhala zpětná vazba. Nejbližší vyšší vyráběná hodnota je 100V. Kapacita kondenzátoru lze vypočítat pomocí rovnice

$$C = \frac{U_d}{16 \cdot f^2 \cdot L \cdot \Delta U} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{30}{16 \cdot 45000^2 \cdot 0{,}833 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}1} \cdot 0{,}25 = 2{,}78\ \mu F. \tag{8.25}$$

Pro dosažení lepších parametrů zde byly zvoleny kapacitory 2x 220 µF 350 V z počítačových zdrojů paralelně pro snížení ESR a jeden fóliový kondenzátor 0,1 µF 400V pro odfiltrování rychlých zákmitů. Dále bylo nutno ověřit, zda rezonanční kmitočet LC filtru leží pod pracovním kmitočtem měniče pomocí následující rovnice

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{0{,}833 \cdot 10^{-3} \cdot 440 \cdot 10^{-6}}} = 262{,}88\ Hz. \tag{8.26}$$

8.11 Napěťová zpětná vazba

Jelikož je výstupní napětí malé (max. 65V při poruchovém stavu), nebylo nutno řídící a sekundární část galvanicky oddělovat, a tak zde bylo využito přímé snímání pomocí napěťového děliče. Protože je požadované výstupní napětí omezeno zdola 5 V a shora 30 V, je nutno použít 2 rezistory a jeden potenciometr. Potenciometr byl zvolen 10 kΩ. Poté hodnoty R_9 a R_{10} lze spočítat z dané soustavy rovnic:

$$\frac{R_{10} + 10 \cdot 10^3}{R_9} = \frac{27{,}5}{2{,}5}$$

$$\frac{R_{10}}{R_9 + 10 \cdot 10^3} = \frac{2{,}5}{2{,}5} => R_{10} = 10 \cdot 10^3 + R_9 \tag{8.27}$$

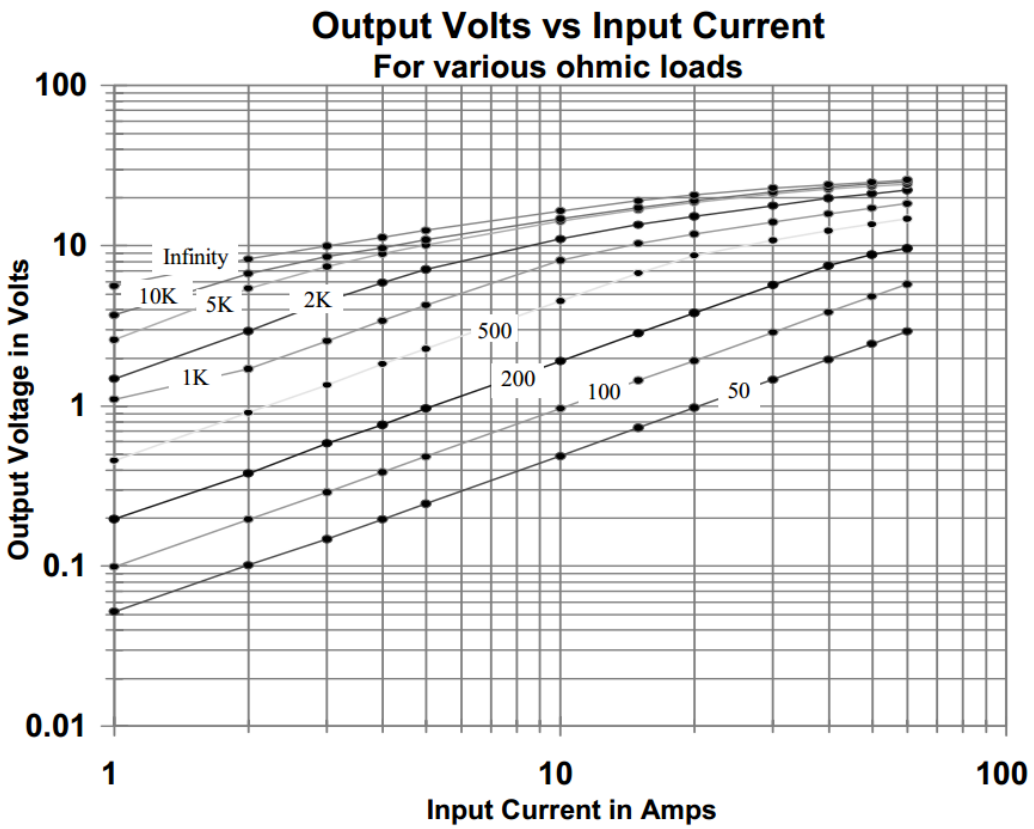
$$\frac{R_9 + 10 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3}{R_9} = \frac{27{,}5}{2{,}5} => \underline{\underline{R_9 = 2\ k\Omega,\ R_{10} = 12\ k\Omega.}}$$

8.12 Proudová zpětná vazba

Proudová vazba je realizována snímacím proudovým transformátorem a odporovým děličem se 3 odpory. Proudové omezení bylo zvoleno na 8 A (1,84 kW), což je sice více než v zadání, nicméně součástky jsou na tento výkon dimenzovány. Byly zvoleny hodnoty R_{32} = 1,8 kΩ a R_{33} = 22 kΩ. Hodnota odporu děliče pak bude:

$$R_{34} = \frac{U_2 \cdot R_{33}}{U_{ref} - U_2} - 1{,}91 \cdot 10^3 = \frac{0{,}5 \cdot 21{,}45 \cdot 10^3}{2{,}3 - 0{,}5} - 1{,}91 \cdot 10^3 = 4{,}05\ k\Omega. \tag{8.28}$$

Zvolena byla hodnota nejbližší nižší 3,9 kΩ. Pro proudový transformátor byl z Obr. 8.6 zvolen odpor R_{39} = 470 Ω.



Obr. 8.6: Závislost napětí na proudu transformátoru AC1010 (převzato z [5]).

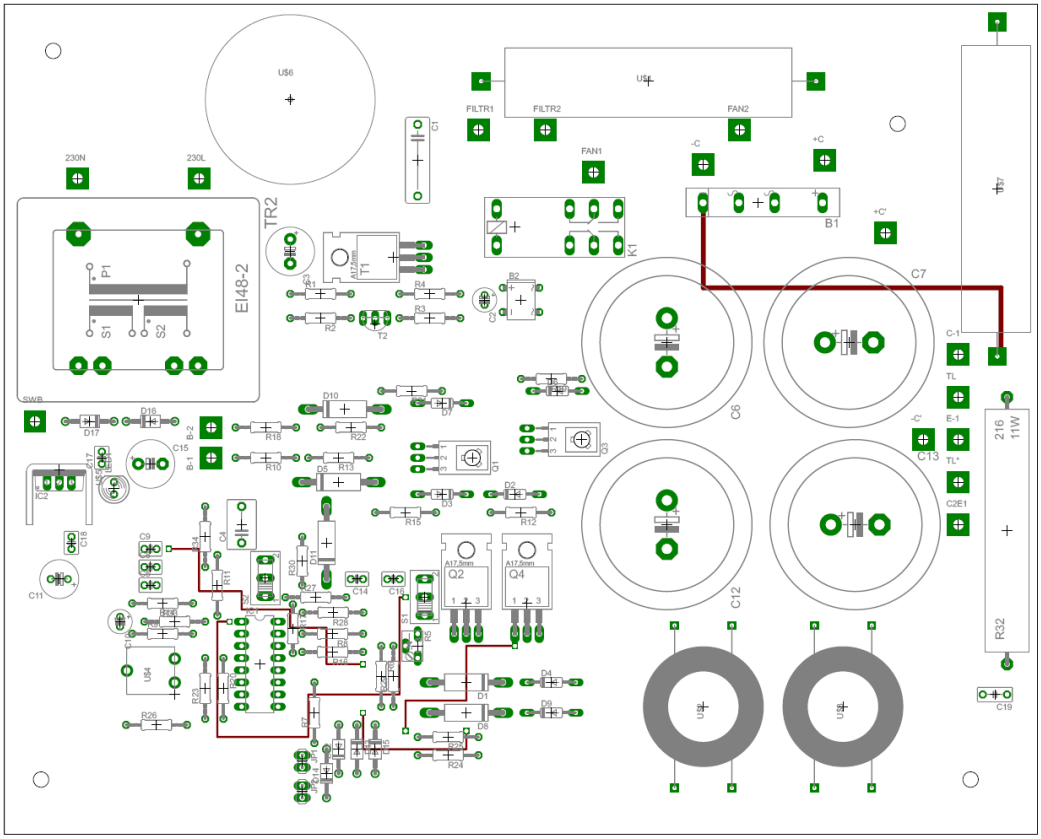
9 NÁVRH PLOŠNÝCH SPOJŮ

Celé zařízení obsahuje 4 plošné spoje. Layouty zde uvedené nejsou v poměru a jsou pouze orientační, přesné verze jsou uvedeny v Příloze C na CD.

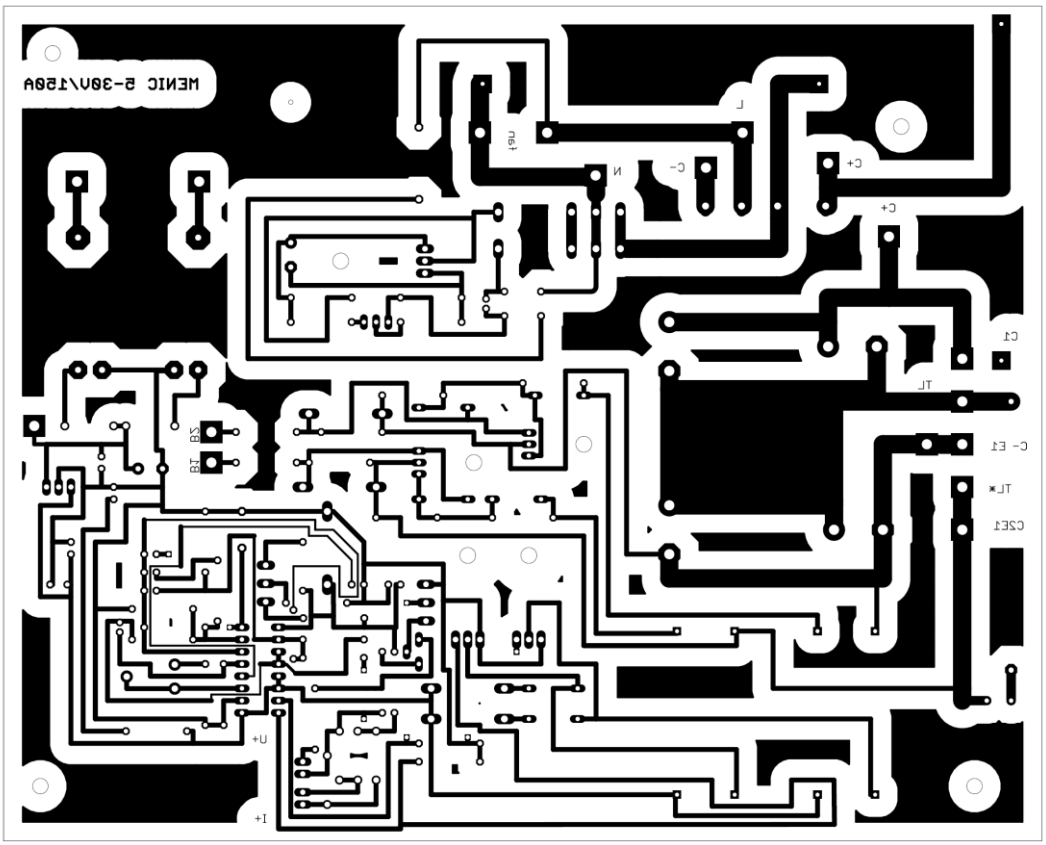
9.1 Řídící a napájecí část

Plošný spoj pro napájení obvodu byl spojen s plošným spojem řídícího obvodu z důvodu, že bylo zamýšleno použít desku pouze pro odladění obvodu a později ji znovu navrhnout pro finální použití. Nicméně po drobných úpravách se podařilo obvod rozchodit a nebylo třeba vyrábět plošné spoje znovu, jelikož výsledné parametry byly daleko lepší, než očekávané viz kapitola 10.1.

Pro návrh desky byl použit jednovrstvý spoj bez prokovů a to z důvodu úspor. Izolační mezera mezi primárním a sekundárním obvodem je 4 mm, což dle technické literatury BEN [6] odpovídá izolaci 4 kV při vlhkém vzduchu. Polygon zde byl volen z důvodu nižší spotřeby chloridu při leptání a jako ostrůvky pro možné modifikace. Vrstva top zde reprezentuje drátové propojky. Součástky a drátové propojky lze viděl na Obr. 9.1 a vrstvu bottom pak na Obr. 9.2. Výsledný plošný spoj je zobrazen na Obr. 9.8.



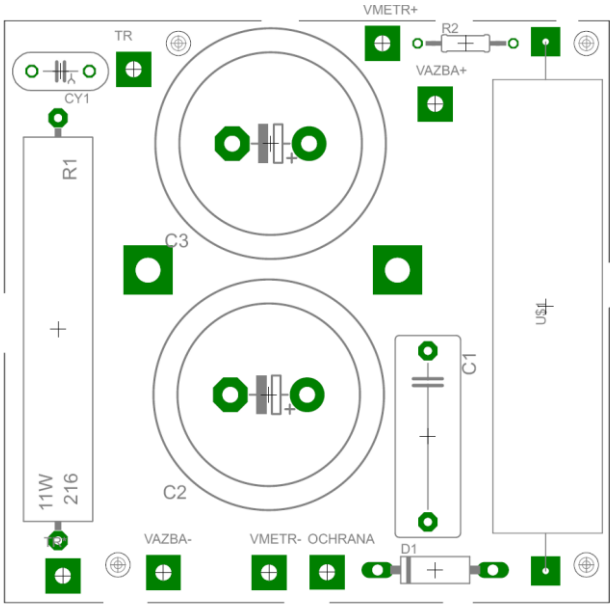
Obr. 9.1: Osazovací plán a drátové propojky řídící desky.



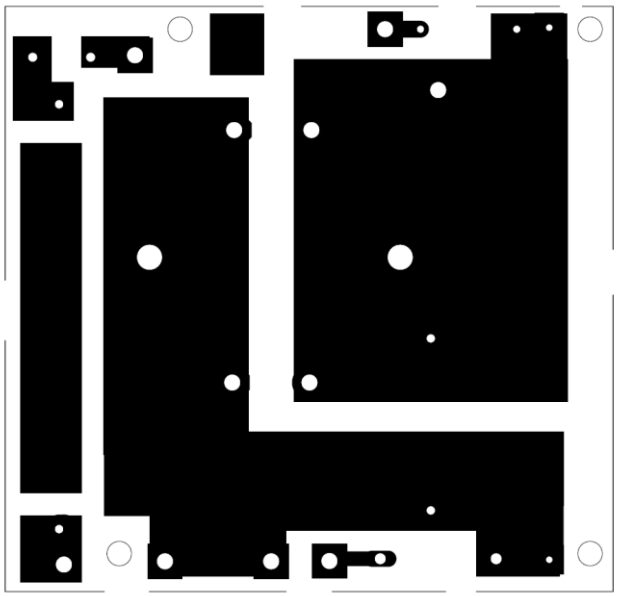
Obr. 9.2: Vrstva Bottom řídící desky.

9.2 Sekundární pomocná část

Jelikož sekundární část obvodu obsahuje značné množství přídavných prvku jako předřadník pro voltmetr, odlehčovací RC článek, výstupní kapacitory, umělou zátěž a ochranu pro napěťovou vazbu (která byla do schématu přidána až po výrobě řídící desky), bylo vhodné použít plošný spoj. Součástky lze viděl na Obr. 9.3 a vrstvu bottom pak na Obr. 9.4. Deska je opět jednostranná, bez prokovů. Přerušovaná rozměrová čára je zde z důvodu izolace. Vyrobenou desku lze vidět na Obr. 9.8.



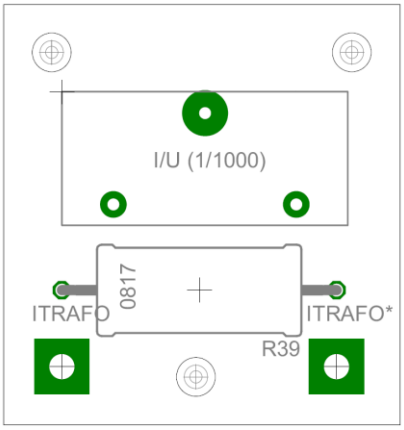
Obr. 9.3: Osazovací plán pomocného výstupního plošného spoje.



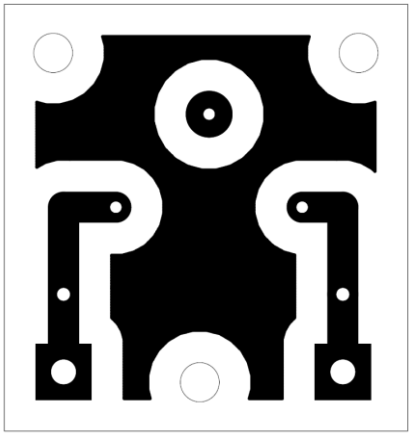
Obr. 9.4: Vrstva Bottom pomocného výstupního plošného spoje.

9.3 Plošný spoj pro proudový transformátor

Pro proudovou vazbu byl použit klasický běžně dostupný proudový transformátor AC1010 viz Obr. 9.5, který je bohužel vyroben do plošného spoje, a tak bylo nutno vyrobit redukci Obr. 9.6, která je viditelná na Obr 9.8.



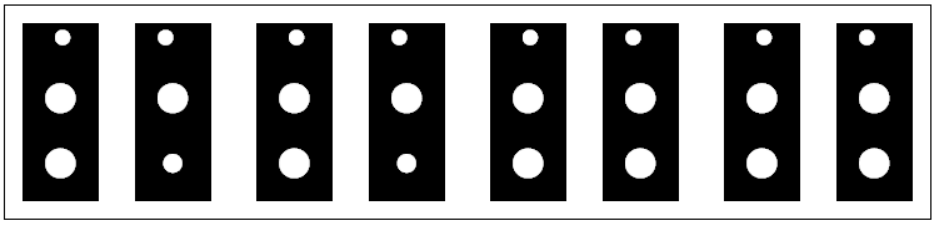
Obr. 9.5: Osazovací plán proudového transformátoru.



Obr. 9.6: Vrstva Bottom plošného spoje pro proudový transformátor.

9.4 Redukce pro výkonové diody

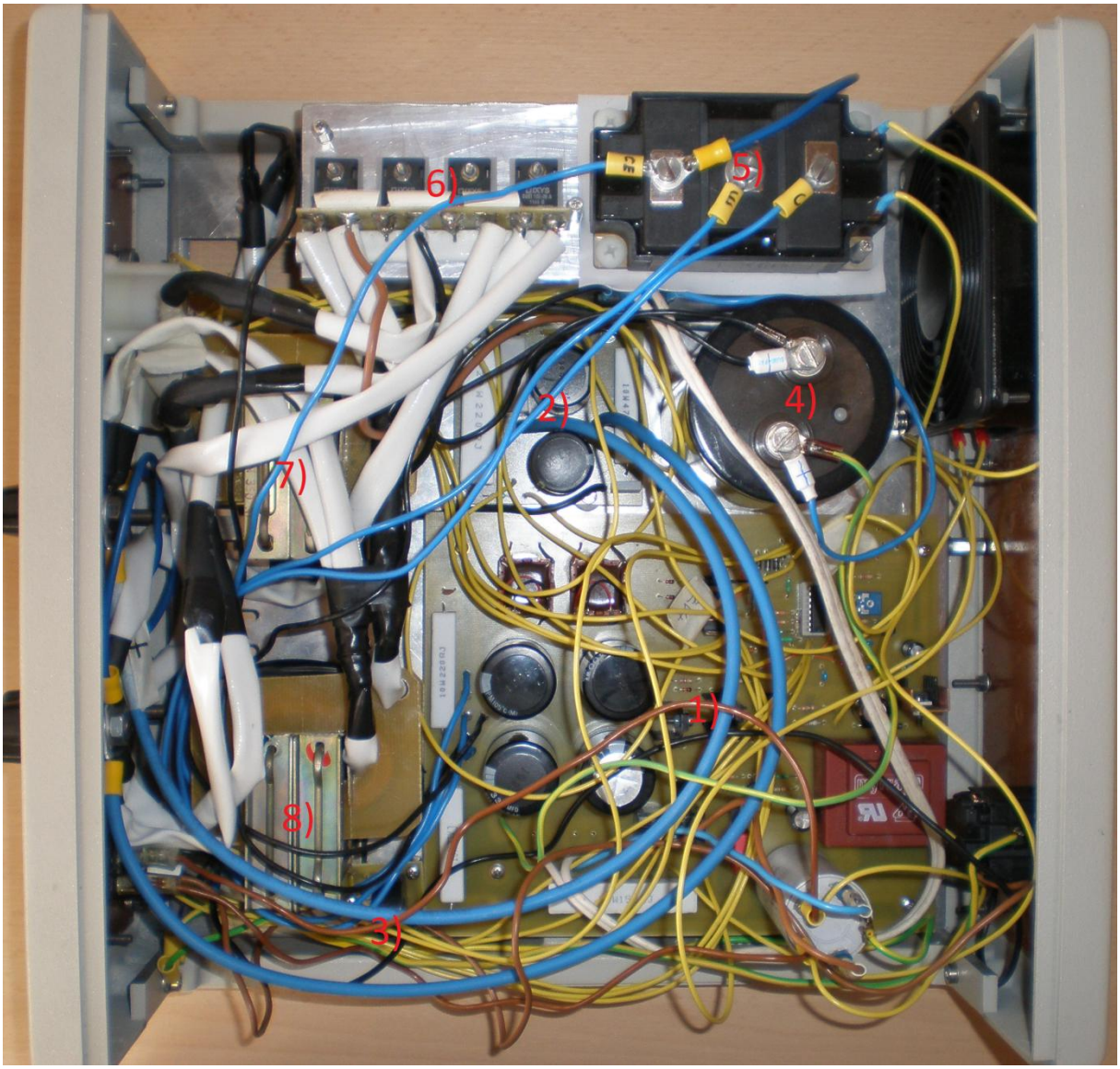
Zvolené výkonové diody mají vývody pro plošný spoj. Jelikož by se při přímém pájení na 10mm vodič mohly tepelně poškodit, byla použita jednoduchá redukce ve formě plošného spoje viz Obr. 9.7. Zapojené redukce je viditelná na Obr. 9.8.



Obr. 9.7: Redukce pro diody.

9.5 Výroba krabice pro zařízení

Jako krabice pro zařízení byla použita bedna ze starého měřicího přístroje viskozity. Pro pasivní chlazení byla použita část chladiče z nefunkčního frekvenčního měniče 50 kW a aktivní chlazení ventilátor 230V 20W, taktéž ze stejného frekvenčního měniče. Přední a zadní panel byl vyroben ze sklolaminátu. Zařízení je jištěno pojistkami 10 A na fázi i nulovém vodiči. Jako indikátor napětí je zde použit voltmetr do 30 V s předřadníkem 1:1 (konečný rozsah voltmetru je 60V) z důvodu ochrany při výpadku zpětné vazby. Fotografii kompletního zařízení lze vidět na Obr. 9.8.



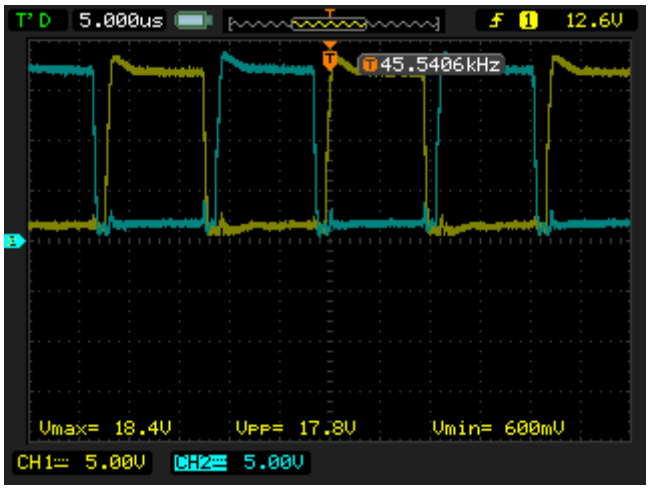
Obr. 9.8: Kompletní zařízení.

Kde 1) je řídící deska, 2) výstupní deska, 3) proudový transformátor, 4) vstupní kondenzátor, 5) spínací prvek IGBT, 6) redukce na diody a výstupní usměrňovač, 7) vysokofrekvenční transformátor a 8) tlumivka.

10 MĚŘENÍ NA ZAŘÍZENÍ

10.1 Měření na řídícím obvodu

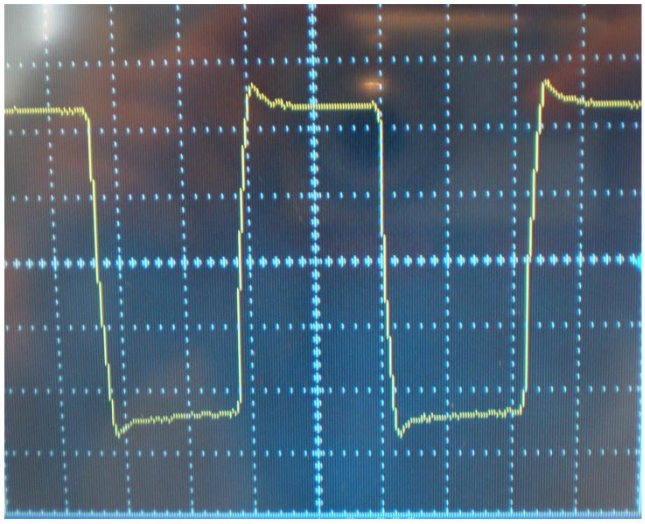
Měřeny byly průběhy na vstupu výkonového tranzistoru. Tímto měřením bylo ověřeno, zda střída nepřesahuje 0,5 a zda jsou sestupné a nástupné hrany v toleranci katalogových listů výkonového spínače (t_r = 600 ns a t_f = 300 ns) . Z Obr. 10.1 bylo odečteno, že nástupná hrana t_r = 500 ns a sestupná hrana t_f = 250 ns. Maximální změřená střída byla s = 0,44.



Obr. 10.1: Měření na řídících elektrodách IGBT.

10.2 Měření na sekundární části transformátoru

Měřením ihned za sekundárním vinutím byla ověřena správná funkčnost výkonového spínače a impulzního transformátoru.



Obr. 10.2: Měření na sekundární straně transformátoru (25 V/dílek, 5 µs/dílek).

Hlavním měřeným parametrem je zde napětí na prázdno a velikost překmitů při hranách napěťových impulzů. Dle Obr. 10.2 je výstupní napětí na prázdno +- 62 V. Napěťové překmity byly poměrně malé ($U_{překmit}$ = 7 V), a proto je nebylo dále nutno ošetřovat.

10.3 Dosažené parametry

Zařízení bylo měřeno jak se zapojenou napěťovou vazbou (U_{out} výstupní napětí, I_{outmax} maximální výstupní proud, ΔU rozkmit výstupního napětí při výstupním proudu 10 A a η účinnost při U_{out} = 5 V a při U_{out} = 30 V), tak při jejím vypnutí (svářecí mód U_{out0} napětí na prázdno, P_0 spotřeba na prázdno). Účinnost je závislá na výstupním napětí skrze velké úbytky na usměrňovacích diodách. Dosažené parametry zdroje jsou uvedeny v Tab. 10.2.

Tab. 10.1: Tabulka dosažených parametrů.

P_{max}	1840 W
U_{outmin}	4,7 V
U_{outmax}	30,2 V
I_{outmax}	50 A
f	45,5 kHz
U_0	59,5 V
P_0	60 W
η	60 - 85 %
ΔU	85 mV

11 PROBLÉMY PŘI KONSTRUKCI

11.1 Zpožďovací obvod

Zpožďovací obvod jevil nestabilitu a relé spínalo a vypínalo přibližně v 2 sekundových intervalech, problém byl způsoben příliš malou hodnotou odporů pro vybíjení kondenzátoru, který zaručuje opětovné zpoždění po rychlém vypnutí a zapnutí zařízení, původní odpor R_4 220 Ω byl nahrazen hodnotou 1 kΩ.

11.2 Vybíjecí obvod

Výsledný obvod vadný nebyl, nicméně při oživování zařízení (když nefungovala výkonová část a byl zde téměř zkrat) relé oscilovalo se sítovou frekvencí a zničilo se, bohužel další relé nebylo dostupné a tak byl obvod vyřešen klasickým paralelním odporem 33 kΩ 10W.

11.3 Řídící část

V budící části byly ze začátku jako oddělovací transformátory použity neznámé feritové kroužky, které měly velmi velké ztráty při spínání na 45 kHz. Byly nahrazeny oddělovacími transformátory VAC 1:1, které byly použity ze starého, nefunkčního výkonového měniče.

11.4 Výkonová spínací část

U spínací části se vyskytl problém při neoddělení výkonového bloku IGBT od chladiče i přes to, že výrobce udává izolovanou spodní plochu. Problém byl vyřešen izolační silikonovou podložkou.

11.5 Zpětné vazby

U napěťové zpětné vazby se projevila negativně rychlost komparátoru TL494, která je daleko vyšší než daná spínací frekvence 45 kHz, při čemž byla zpětná vazba nestabilní. Řešením bylo připojení paralelního kondenzátoru 100 nF ke svorce komparátoru, který tvoří s odporem R_9 RC článek, jenž zpomaluje změny na zpětné vazbě (zvýšení stability na úkor rozkmitu napětí U_{out}).

12 ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámit se s funkcí spínaných zdrojů, možnostmi jejich realizace a vlastnostmi jednotlivých zapojení a poté navrhnout a vyrobit funkční vzorek výkonového zdroje 5 – 30 V, 30 A. Z vypracované literární rešerše vyplynulo, že vhodným řešením pro měnič daných parametru by mohlo být zapojení kterékoliv z můstkových a polomůstkových propustných měničů. Z důvodu nejnižší ceny bylo zvoleno zapojení dvojčinného polomůstkového propustného měniče.

Zařízení bylo sestaveno především ze součástek z různých vyřazených starších elektronických zařízení, a proto nebyly očekávány výsledky srovnatelné s profesionálními zařízeními srovnatelných výstupních parametrů. Výsledné zařízení má stabilnější výstupní napětí a účinnost, než bylo předpokládáno. Zařízení není vhodné do klidnějších prostor z důvodu větší hlučnosti předimenzovaného ventilátoru. Na tuto práci bude později navazovat personální projekt, přestavba zdroje na svářecí invertor 60 A. Z tohoto důvodu zde byly předimenzovány veškeré součástky a vodiče.

LITERATURA

[1] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. *Napájení elektronických zařízení*. Brno: VUT FEKT, 2004. 139 s. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/elearning/mod/resource/view.php?id=182293. Pozn.: pouze pro studenty VUT.

[2] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: svazek II*. Brno: [s.n.], 2005. 173 s.

[3] Svarbazar. Svářecí invertor. *Svarweb* [online]. 2005, 24s. [cit. 2012-12-11]. Dostupné z: http://www.svarbazar.cz/phprs/storage/elektro/invertor_popis.pdf.

[4] Texas Instruments, spol. s. r. o. Katalogové listy TL494. *Texas Instruments* [online]. 2005, 20s. [cit. 2012-12-11]. Dostupné z: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl494.pdf.

[5] GM electronic, spol. s. r. o. Elektronické součástky, materiál a zařízení. *GM electronic* [online]. 1990-2012 [cit. 2012-12-11]. Dostupné z: http://www.gme.cz/elektronickesoucastky-material-a-zarizeni/.

[6] ZÁHLAVA, Vít. *Návrh a konstrukce desek plošných spojů.* Praha: BEN - technická literatura, 2011. 128 s. ISBN 978-80-7300-266-4.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

PWM	pulzně šířková modulace
FET	tranzistor řízený elektrickým polem
IGBT	bipolární tranzistor s izolovaným hradlem
ZD	Zennerova dioda
AC/DC	převod ze střídavého napětí na stejnosměrné napětí
DC/DC	převod ze stejnosměrného napětí na stejnosměrné napětí jiné velikosti
LC	indukčnost zapojená v sérii s kondenzátorem
RC	odpor zapojený v sérii s kondenzátorem
vf	vysokofrekvenční
ESR	sériový odpor kondenzátoru
Δ	označení rozkmitu veličiny
U_1	vstupní napětí
I_1	vstupní proud
U_2	výstupní napětí měniče
I_2	výstupní proud měniče
t_1	doba sepnutého spínače
t_2	doba vypnutého spínače
f	frekvence spínání
f_0	rezonanční frekvence
s	střída signálu
P_z	ztrátový výkon
R_θ	tepelný odpor
B_{max}	maximální magnetická indukce
S	plocha
U_{CE}	napětí kolektor emitor
I_C	proud kolektorem tranzistoru
I_D	proud diodou
RDS_{on}	odpor tranzistoru FET v sepnutém tranzistoru
L	indukčnost
C	kapacita
R	odpor

N_1	počet závitů primárního vinutí transformátoru
N_2	počet závitů sekundárního vinutí transformátoru
W	práce vykonaná elektrickým proudem

SEZNAM PŘÍLOH

A Návrh zařízení **64**

A.1 Obvodové zapojení 64

B Seznam součástek **66**

C CD **69**

C.1 Layout řídící desky 69

C.2 Layout výstupní desky 69

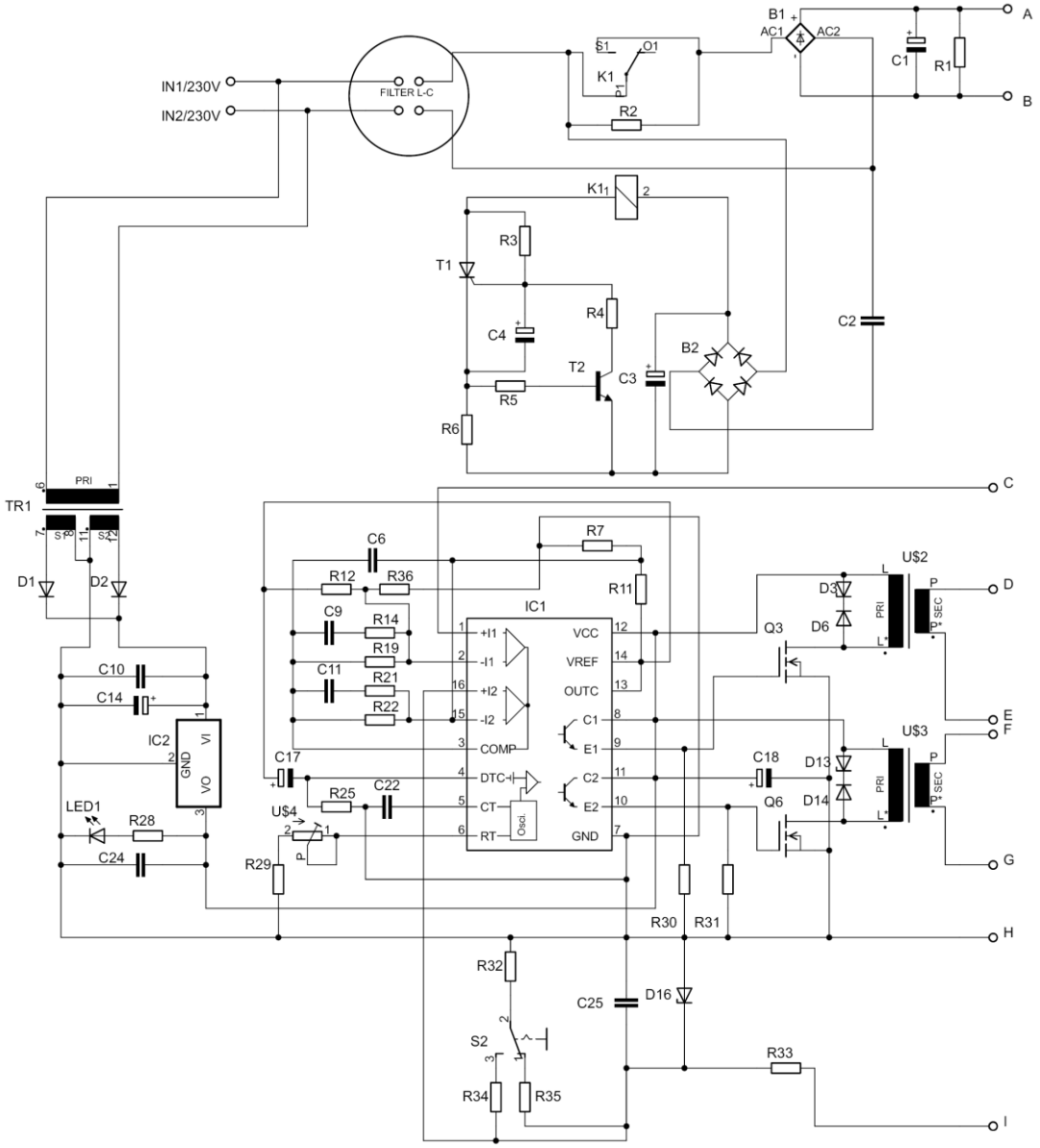
C.3 Layout proudového transformátoru 69

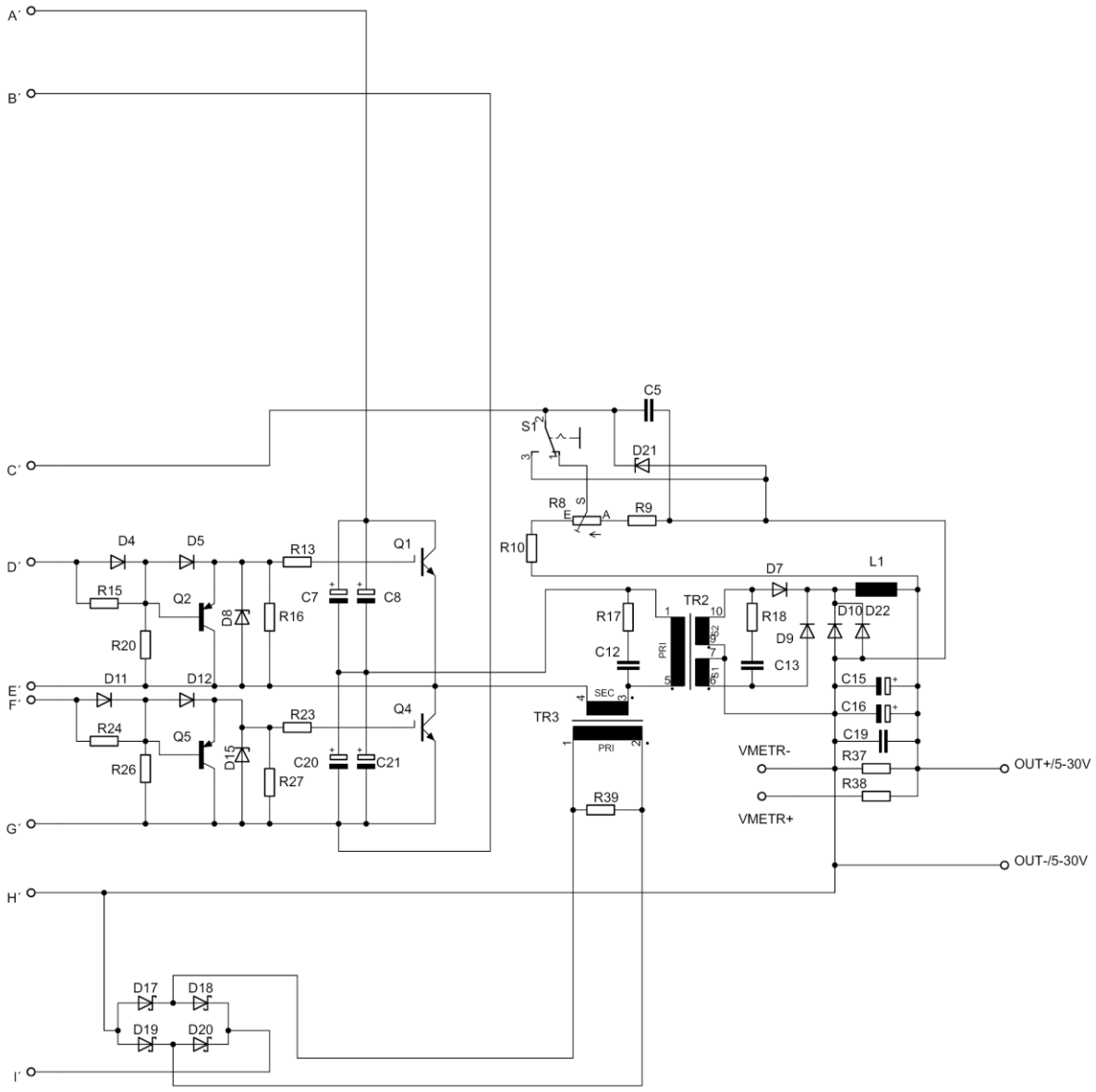
C.4 Layout redukce pro diody 69

C.5 Schéma zařízení v Eaglu 69

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení




A´
B´
C´
D´
E´
F´
G´
H´
I´
C5
S1
D21
R8
E
A
R9
R10
D4
D5
R13
Q1
R15
Q2
D8
R16
C7
C8
R20
D11
D12
R23
Q4
R24
Q5
D15
R26
R27
C20
C21
D7
L1
TR2
R17
R18
D10
D22
D9
C12
C13
PRI
SEC
TR3
C15
C16
C19
R37
R38
VMETR-
VMETR+
OUT+/5-30V
OUT-/5-30V
R39
D17
D18
D19
D20

B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Popis
B1	KBK25K	Usměrňovací můstek
B2	DBDB101G	Usměrňovací můstek
C1	3m3 350V	Elektrolytický kondenzátor
C2	220n	Fóliový kondenzátor
C3	4u7 400V	Elektrolytický kondenzátor
C4	470u 50V	Elektrolytický kondenzátor
C5	220p	Keramický kondenzátor
C6	10n	Keramický kondenzátor
C7	330u 400V	Elektrolytický kondenzátor
C8	330u 400V	Elektrolytický kondenzátor
C9	10n	Keramický kondenzátor
C10	100n	Keramický kondenzátor
C11	10n	Keramický kondenzátor
C12	1n5 1kV	Keramický kondenzátor
C13	33n 400V	Fóliový kondenzátor
C14	470u 50V	Elektrolytický kondenzátor
C15	220u 350V	Elektrolytický kondenzátor
C16	220u 350V	Elektrolytický kondenzátor
C17	10u 50V	Elektrolytický kondenzátor
C18	220u 35V	Elektrolytický kondenzátor
C19	0,1u 400V	Fóliový kondenzátor
C20	330u 400V	Elektrolytický kondenzátor
C21	330u 400V	Elektrolytický kondenzátor
C22	1n	Keramický kondenzátor
C24	100n	Keramický kondenzátor
C25	330p	Keramický kondenzátor
D1	1N4004	Dioda
D2	1N4004	Dioda
D3	1N5363B	Zenerova dioda
D4	1N4148DO35-10	Dioda
D5	1N4148DO35-10	Dioda
D6	1N4148DO35-10	Dioda
D7	DSEI 120-06a	Schottkyho dioda
D8	1N5355	Zenerova dioda
D9	DSEI 120-06a	Schottkyho dioda
D10	DSEI 120-06a	Schottkyho dioda
D11	1N4148DO35-10	Dioda
D12	1N4148DO35-10	Dioda
D13	1N5363B	Zenerova dioda

D14	1N4148DO35-10	Dioda
D15	1N5355	Zenerova dioda
D16	1N5339B	Zenerova dioda
D17	SR1100	Schottkyho dioda
D18	SR1100	Schottkyho dioda
D19	SR1100	Schottkyho dioda
D20	SR1100	Schottkyho dioda
D21	1N5339B	Zenerova dioda
D22	DSEI 120-06a	Schottkyho dioda
IC1	TL494IN	Řídící obvod PWM
IC2	7818TV	Stabilizátor napětí
K1	230V 10A	Relé
L1	0,833 mH	Výstupní tlumivka
LED1	LED5MM	Led dioda
Q1	KF2 20EI	IGBT blok
Q2	BD678	Tranzistor
Q3	IRF540	FET tranzistor
Q4	KF2 20EI	IGBT blok
Q5	BD678	Tranzistor
Q6	IRF540	FET tranzistor
R1	10k 10W	Odpor
R2	150R 20W	Odpor
R3	3M	Odpor
R4	330R	Odpor
R5	3k3	Odpor
R6	220R	Odpor
R7	560R	Odpor
R8	10k	Odpor
R9	2k	Odpor
R10	12k	Odpor
R11	4k7	Odpor
R12	4k7	Odpor
R13	4k7	Odpor
R14	33k	Odpor
R15	1k	Odpor
R16	1k	Odpor
R17	220R 10W	Odpor
R18	50R 10W	Odpor
R19	1M	Odpor
R20	470R	Odpor
R21	33k	Odpor
R22	1M	Odpor
R23	4R7	Odpor
R24	1k	Odpor
R25	10k	Odpor
R26	470R	Odpor

R27	1k	Odpor
R28	1k	Odpor
R29	10k	Odpor
R30	470R	Odpor
R31	470R	Odpor
R32	1k8	Odpor
R33	22k	Odpor
R34	10k	Odpor
R35	560R	Odpor
R36	4k7	Odpor
R37	33k	Odpor
R38	470R 20W	Odpor
R39	220R 2W	Odpor
S1	-	Přepínač
S2	-	Přepínač
T1	BT151	Tyristor
T2	BC618	Tranzistor
TR1	2x18V 10VA	Napájecí transformátor
TR2	21z. pri, 6z. sec	Hlavní transformátor
TR3	AC1010	Proudový transformátor
U$2	VAC 4615X022	Oddělovací transformátor
U$3	VAC 4615X022	Oddělovací transformátor
U$4	10k	Trimr

*Pozn.: Součástky byly zvoleny dle katalogu GM [5].

C CD

Obsah CD ve formátu:

/cesta k souboru/jméno souboru

C.1 Layout řídící desky

/plosnespoje/ridici.pdf

C.2 Layout výstupní desky

/plosnespoje/vystupni.pdf

C.3 Layout proudového transformátoru

/plosnespoje/transformator.pdf

C.4 Layout redukce pro diody

/plosnespoje/redukce.pdf

C.5 Schéma zařízení v Eaglu

/schema/komplet.sch