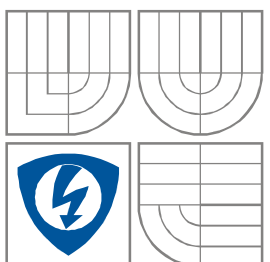




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

REGULOVATELNÝ SPÍNANÝ NAPÁJECÍ ZDROJ

ADJUSTABLE SWITCHING SUPPLY

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ROSTISLAV VYROUBAL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ BARAN

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Rostislav Vyroubal

ID: 98195

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Regulovatelný spínaný napájecí zdroj

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte vlastnosti a zapojení spínaných zdrojů. Zaměřte se na hodnocení kvality výstupního napětí. Porovnejte spínané zdroje s klasickými zdroji. Navrhněte vhodné zapojení spínaného zdroje s výstupním napětím plynule regulovatelným do hodnoty 24 V a maximálním proudem 2 A. Vstupní napětí necht' je větší nebo rovno 30 V. Do zapojení zakomponujte ochranu proti zkratu výstupních svorek. Navrhněte desku plošného spoje.

Zapojení konstrukčně realizujte. Ověřte jeho funkčnost a změřte všechny jeho význačné charakteristiky. Porovnejte, zda dosažené výsledky vyhovují vstupním požadavkům.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] NOVOTNÝ, V. Napájení elektronických zařízení. Brno: Skripta FEKT VUT, 1999.

[2] KREJČÍŘÍK, A. DC/DC měniče. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-045-8

[3] KREJČÍŘÍK, A. Napájecí zdroje 1. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-02-3

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Baran

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Rostislav Vyroubal
Bytem: Vlašimova 711, Litovel 78401
Narozen/a (datum a místo): 15. června 1987 v Brně
(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Regulovatelný spínaný napájecí zdroj

Vedoucí/ školitel VŠKP: Ing. Ondřej Baran

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy
(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 5. června 2009

.....

Nabyvatel

.....

Autor

Anotace

Cílem tohoto bakalářské práce je vytvořit přehled o měničích, vysvětlit jejich princip a navrhnout jeden typ měniče se zadanými parametry. K měniči je navržena deska plošných spojů. Navržený měnič je realizován. Jeho charakteristické vlastnosti změřeny a porovnány s teoretickými. K měniči je navržen chladič.

Annotation

The aim of this bachelor's thesis is to create a summary of the convertors, their principles, and to propose the convertor with specific parameters. The printed circuit board is designed for this convertor. Designed convertor is manufactured. Its specific parameters are measured and compared with theoretical parameters. A heatsink is designed for this convertor.

Klíčová slova: Spínaný zdroj, pulzní zdroj, měnič.

Keywords: Switching supply, pulse supply, converter.

Bibliografická citace mé práce:

VYROUBAL, R. *Regulovatelný spínaný napájecí zdroj*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 34 s. Vedoucí práce Ing. Ondřej Baran

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Regulovatelný spínaný napájecí zdroj 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 práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. ledna 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Ondřeji Baranovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 5. ledna 2009

.....
podpis autora

Obsah

1. Úvod	1
1.1. Srovnání lineárních a pulzních zdrojů	1
2. Jednočinné měniče	2
2.1. Měniče s kapacitoy	2
2.2. Měniče s cívkami	2
2.2.1. Snižující měnič	2
2.2.2. Zvyšující měnič	3
2.2.3. Invertující měnič	3
2.3. Měniče s transformátory	3
2.3.1. Jednočinný blokující měnič	4
2.3.2. Jednočinný propustný měnič	4
3. Dvojčinné měniče	5
3.1. Dvojčinný měnič	5
3.2. Dvoucestný polomost	6
3.3. Plný most	7
4. Návrh jednočinného propustného měniče	8
4.1. Návrh pulzního transformátoru	10
4.2. Dimenzování polovodičových součástek	12
4.2.1. Dimenzování diod	12
4.2.2. Dimenzování tranzistoru	13
4.3. Výpočet výstupních filtrů	14
4.3.1. Výpočet filtrační tlumivky	14
4.3.2. Výpočet filtračního kondenzátoru	14
4.5. Řízení měniče	15
4.6. Návrh plošného spoje	17
5. Sestavení a oživení zdroje	20
5.1. Příprava na oživení	20
5.2. Oživení primární části	20
5.3. Oživení sekundární části	25
5.3.1. Výstupní filtr	25
5.3.2. Oživení stabilizace napětí	25
5.3.3. Oživení nadproudového omezení	25
6. Měření	26
7. Mechanická konstrukce a chlazení	30
8. Závěr	33

Seznam použitých symbolů a zkratek

A_E	$[m^2]$	Průřez jádra transformátoru
B_{MAX}	$[T]$	Maximální magnetická indukce
C	$[F]$	Kondenzátor
D		Dioda
DC/DC		Ze stejnosměrného na stejnosměrný
DPS		Deska plošných spojů
ESR	$[\Omega]$	Ekvivalentní sériový odpor vysokofrekvenčních kondenzátorů
N_1, N_2	$[z]$	Počet závitů vinutí transformátoru
N_{2P}	$[-]$	Počet vodičů tvořící sekundární vinutí
N_Z	$[z/cm^2]$	Počet závitů na cm^2
i_1, i_2, i_3	$[A]$	Proud vinutím transformátoru
IC, IO		Integrovaný obvod
id_1, id_2, id_3	$[A]$	Proud diodami
$I_J = 2,5A/mm^2, I_J = 3A/mm^2$	$[A]$	Proud daným vodičem při dané proudové hustotě
I_{OUT}	$[A]$	Výstupní proud měniče
I_{N1MAX}	$[A]$	Maximální proud primárním vinutím
I_{TR}	$[A]$	Proud transformovaný z primárního vinutí na sekundární
pin 1-pin 8		Vývod integrovaného obvodu
P_D	$[W]$	Dynamické ztráty
P_v	$[W]$	Ztráty vedením
L	$[H]$	Cívka
LC		Obvod složený z cívky a kondenzátoru
Q		Tranzistor
R	$[\Omega]$	Rezistor
s	$[-]$	Střída
S	$[m^2]$	Plocha
S_{CU}	$[m^2]$	Průřez měděného vodiče
S_{MAX}	$[-]$	Maximální střída
S_N	$[m^2]$	Plocha zabraná vinutím
S_V	$[z/cm^2]$	Počet závitů vinutí zabírající plochu $1cm^2$
S_W	$[mm^2]$	Plocha okénka pro vinutí transformátoru
T		Tranzistor
T	$[s]$	Perioda
T_a	$[^\circ C]$	Teplota okolí
T_C	$[^\circ C]$	Teplota pouzdra
T_{CH}	$[^\circ C]$	Teplota polovodičového čipu
t_{1MAX}	$[s]$	Doba sepnutí
t_{on}	$[s]$	Doba sepnutí
t_{off}	$[s]$	Doba rozepnutí
TR		Transformátor
U_1	$[V]$	Napájecí napětí měniče
U_{OUT}, U_z	$[V]$	Výstupní napětí měniče
u_1, u_2, u_3	$[V]$	Napětí na vinutí transformátoru
ud_1, ud_2, ud_3	$[V]$	Napětí na diodách
t_{demag}	$[s]$	Čas po který probíhá demagnetizace jádra
U_{demag}	$[V]$	Napětí na demagnetizačním vinutí při demagnetizaci jádra
U_{DS}	$[V]$	Napětí mezi elektrodami drain a source na unipolárním tranzistoru
U_{DSMAX}	$[V]$	Maximální napětí mezi elektrodami drain a source na unipolárním tranzistoru
U_{gs}	$[V]$	Napětí mezi elektrodami gate a source na unipolárním tranzistoru
R_{th}	$[K/W]$	Tepelný odpor z čipu na povrch pouzdra
R_V	$[K/W]$	Vnější tepelný odpor

V_E	$[\text{mm}^3]$	Efektivní objem jádra transformátoru
X_C, X_{2C}	$[\Omega]$	Reaktance kondenzátorů
Λ	$[\text{H}/\text{z}^2]$	Koeficient indukčnosti
ΔU	$[\text{V}]$	Výstupní zvlnění měniče
δ	$[\text{mm}]$	Hloubka vniku proudu u skin efektu
ρ_{CU}	$[\Omega/\text{km}]$	Měrný odpor daného vodiče

Seznam obrázků

Obrázek 1: Schéma snižujícího měniče s cívkou.	2
Obrázek 2: Schéma zvyšujícího měniče s cívkou	3
Obrázek 3: Schéma invertujícího měniče s cívkou	3
Obrázek 4: Schéma blokuujícího měniče	4
Obrázek 5: Schéma jednočinného propustného měniče	5
Obrázek 6: Schéma dvojčinného měniče	6
Obrázek 7: Schéma polomůstového měniče s dvěma primárními vinutími	6
Obrázek 8: Schéma polomůstového měniče s jedním primárním vinutím.....	7
Obrázek 9: Schéma zapojení plného můstku.....	8
Obrázek 10: Schéma jednočinného propustného měniče s rekuperačním vinutím.	9
Obrázek 11: Průběhy napětí a proudů v jednočinném propustném měniči s demagnetizačním vinutím.9	
Obrázek 12: Schéma měniče řízeného integrovaným obvodem.	16
Obrázek 13: DPS navrženého měniče.	18
Obrázek 14: Osazovací plán strana top.	19
Obrázek 15: Osazovací plán bottom.....	19
Obrázek 16: Pilový průběh na pinu 4 IC1.	21
Obrázek 17: Průběh na hradle tranzistoru Q1	22
Obrázek 18: Průběh na hradle tranzistoru Q1 při nadproudové ochraně v primární části.....	22
Obrázek 19: Průběh na pinu 3 IC1 při malém zatížení na výstupu.	23
Obrázek 20: Průběh na pinu 3 IC1 při velkém zatížení na výstupu.	23
Obrázek 21: Průběh na sekundárním vinutí pulzního transformátoru při střídě 0,5.....	24
Obrázek 22: Výstupní zvlnění při odpojení regulací.....	24
Obrázek 23: Blokové schéma měření VA-charakteristiky zdroje.	26
Obrázek 24: Blokové schéma chladičového systému.	30
Obrázek 25: Osazená DPS.	31
Obrázek 26: Pohled na otevřenou přístrojovou skříň.	32
Obrázek 27: Pohled na přední panel.....	32

Seznam tabulek

Tabulka 1: Naměřené hodnoty pro výstupní napětí 25,5 V.....	26
Tabulka 2: Tabulka naměřených hodnot při výstupním napětí 12 V	27
Tabulka 3: Naměřené hodnoty při výstupním napětí 2,5V	27
Tabulka 4: Vypočtené vnitřní výstupní odpory.....	28

Seznam grafů

Graf 1: Ampér – Voltová charakteristika zdroje.	28
Graf 2: Účinnost zdroje.	29
Graf 3: Závislost výstupního zvlnění na výstupním proudu.....	29

Seznam příloh

Příloha 1: Seznam součástek.

Seznam použitých programů

Program 1: EAGLE 5.4.0

1. Úvod

V této práci se budeme zabývat konstrukcí jednoho typu měniče, proto budou některé problematiky brány detailněji a jiné jen okrajově. Abychom ovšem pochopili princip, je zapotřebí mít jisté znalosti z problematiky měničů. Na úvod do problematiky se seznámíme obecně s měniči a posléze se zaměříme jen na určitý druh. Pro čtenáře, který pochybuje o smyslu pulzních zdrojů, provedeme srovnání lineárních a pulzních zdrojů.

1.1. Srovnání lineárních a pulzních zdrojů

U lineárních zdrojů bývá zpravidla přebytečná energie měněna v tepelnou. Z toho vyplývá, že takovýto zdroj bude mít malou účinnost. Výkonový prvek, tranzistor, zde pracuje v oblasti lineární charakteristiky, během stabilního výstupního napětí se nijak významně neposouvá jeho pracovní bod. Zatímco výkonové prvky pulzního zdroje kmitají co nejrychleji mezi sepnutým a rozepnutým stavem. Co se týká výstupního zvlnění, tak ve většině případů má pulzní zdroj několikanásobně větší zvlnění - řádově desítky až stovky mV. Co lineární zdroje neumí, je zvyšování vstupních veličin. V praxi se můžeme setkat i s kombinací těchto zdrojů. Pulzním zdrojem si přeměníme energii s velkou účinností a následně pomocí lineárního zdroje stabilizujeme jeho hodnotu a minimalizujeme zvlnění. Celý tento článek můžeme shrnout do několika bodů.

Výhody lineárního zdroje

- Jednoduchost
- Malé výstupní zvlnění
- Nízká cena
- Dobrá stabilizace výstupního napětí

Nevýhody lineárního zdroje

- Nelze zvyšovat vstupní veličinu
- Nízká účinnost
- Velká hmotnost
- Nutnost velkého chlazení

Výhody pulzních zdrojů

- Malá hmotnost
- Vysoká účinnost
- Možnost zvyšování výstupního napětí
- Nízká cena výkonných zdrojů

Nevýhody pulzních zdrojů

- Vysoká cena zdrojů s malým výkonem
- Velké výstupní zvlnění
- Elektromagnetické rušení

2. Jednočinné měniče

2.1. Měniče s kapacitory

Tyto měniče pracují na principu ukládání energie do kondenzátorů. Jsou určeny do energeticky málo náročných aplikací. Maximální proudový odběr se pohybuje od jednotek až do stovek mA při malém napětí, řádově jednotky voltů. Široký sortiment těchto měničů vyrábí například firma MAXIM. Nadále se touto skupinou zabývat nebudeme. Pro čtenáře je tato skupina uvedena, aby nenabyl mylného úsudku, že měniče lze realizovat jen s pomocí cívek.

2.2. Měniče s cívkami

V této kapitole se podíváme na principy měničů s cívkami. Nebudeme příliš detailně rozebírat jednotlivé typy, uděláme si stručný výťah dané problematiky. Pokud by čtenář potřeboval více informací, nebo by mu nebyla problematika jasná, mohu jej odkázat na knihu DC/DC měniče od Alexandra Krejčířka [1].

V dnešní době se již vyrábí velké množství integrovaných obvodů, které obsahují řídicí obvody i výkonový prvek pro měniče. Výhodou těchto měničů je nepotřeba velkého množství externích součástek. Některým obvodům stačí pouze připojit cívku, diodu a dva rezistory kvůli nastavení výstupního napětí a máme kompletní měnič. Tyto integrované obvody umožňují vysoký stupeň miniaturizace a nejen to. Mnohdy má takový obvod větší účinnost, než obvod složený z diskretních součástek. Ovšem někdy je z důvodu ceny IO výhodnější diskretní konstrukce.

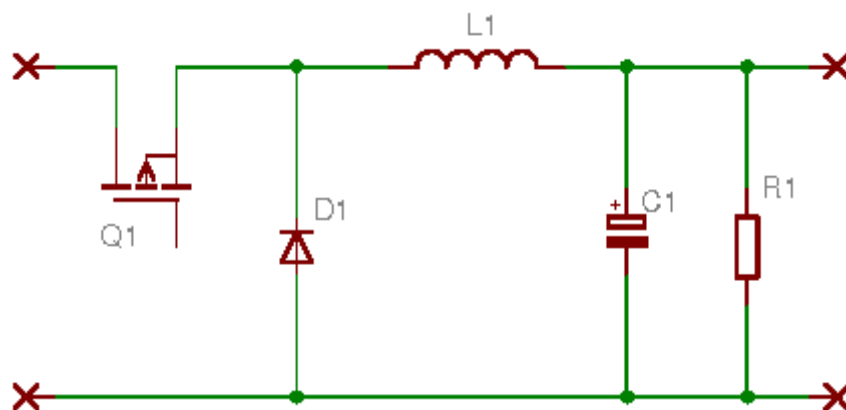
Měniče s cívkou vynikají svou jednoduchostí a malým množstvím součástek. Jejich uplatnění najdeme v zapojení, kde není požadováno galvanické oddělení vstupního a výstupního napětí. Vyžadujeme-li galvanické oddělení, zvolíme měnič s transformátorem. Na tuto skupinu se zaměříme v samostatné kapitole.

2.2.1. Snižující měnič

Jak už název napovídá, jedná se o měnič, který má na výstupu menší napětí než na vstupu. Funkce zapojení je poměrně jednoduchá viz Obrázek 1.

Nejdříve sepneme tranzistor Q1, začne protékat proud přes cívku L1 do zátěže R1. Cívka L1 se chová jako spotřebič a akumuluje energii. Proud zátěží díky cívce lineárně roste a napětí na kondenzátoru C1 také roste. V okamžiku rozepnutí se skokem změní polarita napětí na cívce, která má snahu zachovat směr proudu (chová se jako zdroj energie). Aby bylo možné zachovat proud, je nutné připojit diodu D1, přes kterou teče proud v době rozepnutí Q1. Proud obvodem nyní teče součástkami L1, R1 a D1. Kondenzátor C1 udržuje napětí na R1, což má za následek snížení výstupního napětí. Nyní znovu sepneme tranzistor Q1 a celý děj se opakuje.

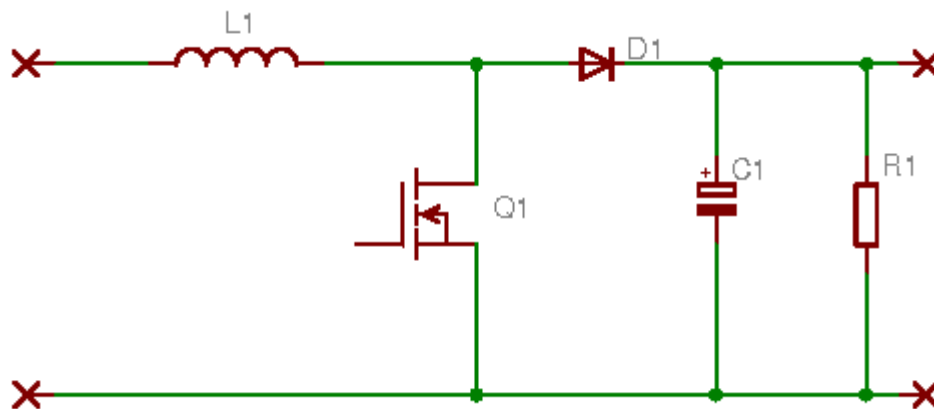
Tento měnič se obvykle konstruuje do výkonu 50 W. Střídu lze měnit od 0 až do 1, což je celý možný rozsah.



Obrázek 1: Schéma snižujícího měniče s cívkou.

2.2.2. Zvyšující měnič

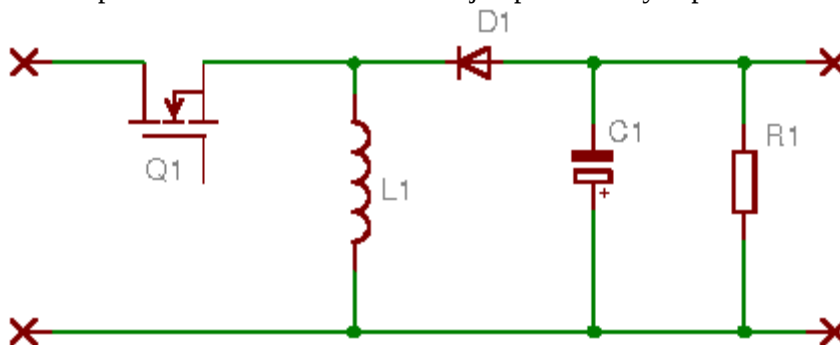
Zvyšující měnič, Obrázek 2, je obvod, jehož výstupní napětí je vyšší, než vstupní. Funkci zapojení si popíšeme stručně. Zase se jedná o dva kroky. Nejdříve sepneme tranzistor Q1 a proud teče ze vstupu přes L1 a Q1 zpět do zdroje. Proud tekoucí cívkou L1 sytí její jádro. Nyní rozepneme tranzistor Q1. Na cívce se skokem změní polarita napětí a přičítá se ke vstupnímu napětí. Proud nyní teče přes L1 a D1 do zátěže R1. Dioda D1 zajišťuje, aby se kondenzátor C1 nevybíjel přes sepnutý tranzistor Q1. Kondenzátor C1 také napomáhá filtraci zvlnění výstupního napětí.



Obrázek 2: Schéma zvyšujícího měniče s cívkou

2.2.3. Invertující měnič

Invertující měnič, Obrázek 3, je obvod, jehož výstupní napětí má opačnou polaritu napětí oproti vstupnímu. Opět si stručně vysvětlíme princip tohoto měniče. Nejprve sepneme tranzistor Q1. Proud teče přes tranzistor Q1 a cívkou L1 a jeho velikost roste. Jádro cívky se sytí. Rozepneme tranzistor Q1, na cívce se skokem změní polarita napětí, ale proud zachovává svůj směr tečení. Cívka se v tento okamžik chová jako zdroj. Proud protéká přes zátěž R1 a diodu D1 zpět do cívky. Znovu se sepneme tranzistor Q1 a děj se opakuje. Dioda D1 brání vybíjení kondenzátoru C1 přes cívkou a zároveň uzavírá obvod v době rozepnutého tranzistoru. Funkcí C1 je opět snížit výstupní zvlnění měniče.



Obrázek 3: Schéma invertujícího měniče s cívkou

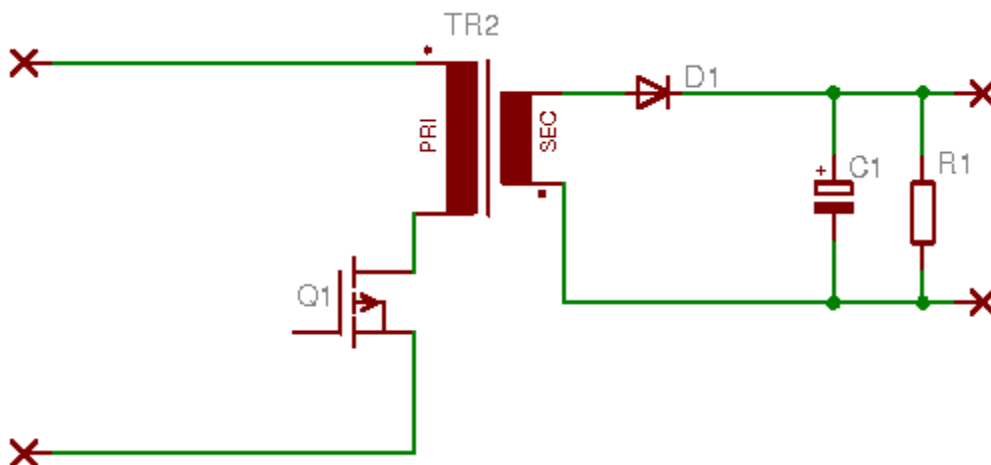
2.3. Měniče s transformátory

Jednou z nejdůležitějších vlastností měničů s transformátory je bezesporu galvanické oddělení vstupního napětí od výstupního. Nevýhodou bývá složitější a dražší konstrukce. Lze realizovat různé typy měničů s transformátorem, tím myslím jednočinné a dvojčinné. Tyto dvě skupiny se ještě dále člení podle principu funkce na blokující, propustné, případně rezonanční. My se soustředíme na jednočinný propustný měnič. U ostatních si uděláme jen velmi stručný přehled, nebudeme je detailně popisovat. Bude-li čtenář zajímat detailnější popis a rozdělení, opět ho mohu odkázat na publikaci DC/DC měniče, Alexandr Krejčířík [1]. Cílem této práce je konstrukce jednoho typu měniče, proto se snažím zaměřit jen na to, co nám poslouží k jeho navrhnutí.

2.3.1. Jednočinný blokující měnič

Jak už název napovídá, jedná se o měnič, který nějakým způsobem blokuje přenos energie. Opět si stručně popíšeme princip jednočinného měniče na Obrázku 4.

Sepneme tranzistor Q1. Proud protéká cívkou L1 a tranzistorem Q1, jeho hodnota se lineárně zvyšuje a způsobuje lineární nárůst magnetického toku v jádře, který vyvolá napětí na sekundárním vinutí TR2. Dioda je ovšem v závěrném směru, tudíž neprotéká proud do zátěže. V jádru se stále zvyšuje magnetický tok až do přesycení jádra nebo rozeznutí tranzistoru Q1. V moment rozeznutí se otočí polarita napětí na obou vinutích transformátoru TR2. Napětí na nich roste do doby, kdy se otevře dioda D1 a začne téct proud do zátěže. Do té doby hrozí zvyšování napětí na primární straně cívky až za hranici bezpečného závěrného napětí tranzistoru Q1.



Obrázek 4: Schéma blokujícího měniče

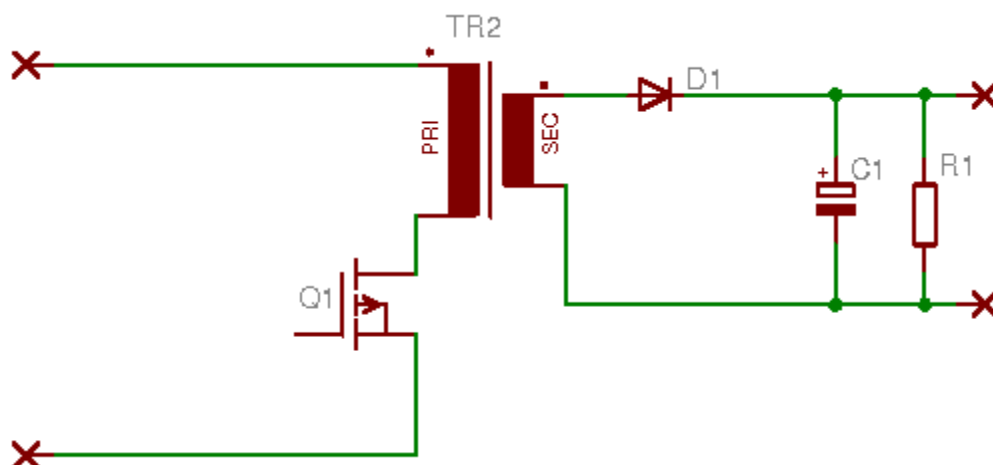
Blokující měniče jsou v praxi nejpoužívanější, neboť jsou jednoduché a spolehlivé. Jejich účinnost je kolem 80%. Běžně se vyskytují u zařízení s výstupním výkonem do 100W. Nad tuto hranici už začíná ztrácet své výhody. Je zapotřebí výrazně větší transformátor a to je finančně nákladné, a proto bylo vyvinuto obdobné zapojení nazývané jednočinný propustný měnič.

2.3.2. Jednočinný propustný měnič

Nyní si vysvětlíme, jak funguje jednočinný propustný měnič na Obrázku 5. Je to obvod, který je schematicky podobný blokujícímu. Zásadní rozdíl je ve smyslu sekundárního vinutí a transformátoru. V tomto zapojení se energie z primární strany přenáší na výstup, už když protéká proud primárním vinutím. Není tudíž třeba akumulovat energii do jádra, jak tomu bylo u blokujícího měniče.

Sepneme-li tranzistor Q1, začne lineárně růst proud primární cívky. Změna tohoto proudu způsobuje vznik konstantního napětí na sekundární straně. Je-li toto napětí o 0,7V vyšší než napětí na kondenzátoru C1, začne sekundárním vinutím protékat proud, až do doby, kdy přestane růst proud primárním vinutím. Problém nastává při vypínání proudu primárního vinutí. Transformátor nemá dokonale těsnou vazbu mezi vinutími, tudíž při rozeznutí se část energie nepřenese a zůstává v primárním vinutí. Tranzistor je rozeznutý, tudíž brání proudu téct a cívka na sobě zvyšuje napětí, které se přičítá k napájecímu. Napětí na cívkě by rostlo až na průrazné napětí tranzistoru Q1. Tomu je zapotřebí zabránit. V praxi se používá rekuperační vinutí nebo se paralelně k primárnímu vinutí připojí dioda v sérii se zenerovou diodou nebo rezistorem.

Pomocí těchto prvků se dá omezit napěťové namáhání tranzistoru a také maximální střída. Podrobněji budeme zkoumat toto zapojení později při jeho návrhu.



Obrázek 5: Schéma jednočinného propustného měniče

3. Dvojčinné měniče

V této kapitole Vám jen stručně sdělím něco o dvojčinných měničích. Je dobré podotknout, že v této kapitole jsou všechny transformátory bez vzduchové mezery. Rozdíl mezi jednočinnými a dvojčinnými je v počtu přenášení energie na výstup za jednu periodu cyklu.

Obecně dvojčinné měniče jsou určeny pro mnohem vyšší výkony než jednočinné. A to od 100 W až po několik kW v podobě například svářečky. Lze konstruovat i více-činné měniče pro dosažení vyššího výkonu nebo lepšího výstupního zvlnění, ale to už je jiná a složitější kapitola vhodná pro rozsáhlejší studii. Výhodou dvojčinných měničů je ve vyšším využití magnetizace jádra oproti jednočinným. Tím pádem k přenesení vyššího výkonu stačí menší jádro, naopak nevýhodou jsou čtyřikrát větší hysterezní ztráty v jádře transformátoru.

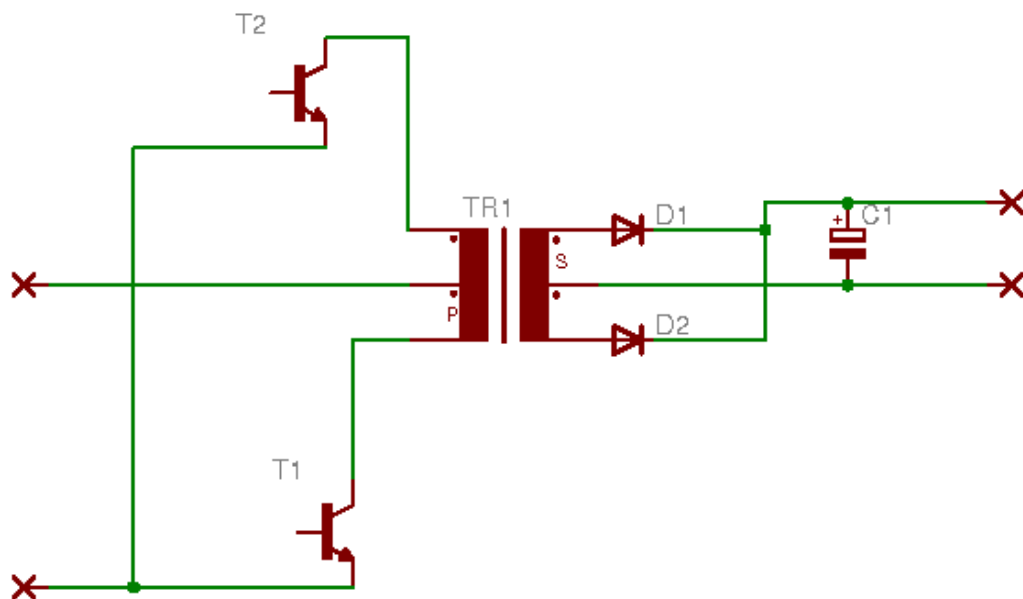
3.1. Dvojčinný měnič

Nyní si představíme nejjednodušší dvojčinný měnič. Pohlédneme-li na Obrázek 6, zjistíme jistou podobnost s jednočinným propustným měničem. V podstatě jsou to dva jednočinné měniče se společným magnetickým obvodem (transformátorem).

Sepneme-li tranzistor T1, je T2 rozepnut, protéká proud primárním vinutím a magnetuje jádro. Současně se na sekundárním vinutí indukuje napětí, ale jen dioda D1 umožňuje proud téci do zátěže. Nyní rozepneme T1, chvíli počkáme (dead time) a sepneme T2. Proud protéká primárním vinutím v opačném směru a magnetuje jádro opačným směrem. Tato změna vyvolá změnu polarity napětí na sekundárním vinutí. Dioda D1 je v závěrném směru (brání proud téci do zátěže), ale dioda D2 je v propustném směru a vede proud do zátěže.

Termín dead time, znamená v překladu mrtvý čas. To je doba, kdy není sepnut ani jeden z tranzistorů. Je to kvůli jejich konečné rychlosti rozepínání. Pokud by nevypnul jeden tranzistor a současně by sepnul druhý, nutili bychom jádro magnetovat se oběma směry současně a to je nepřijatelný stav, který by vedl k destrukci tranzistorů.

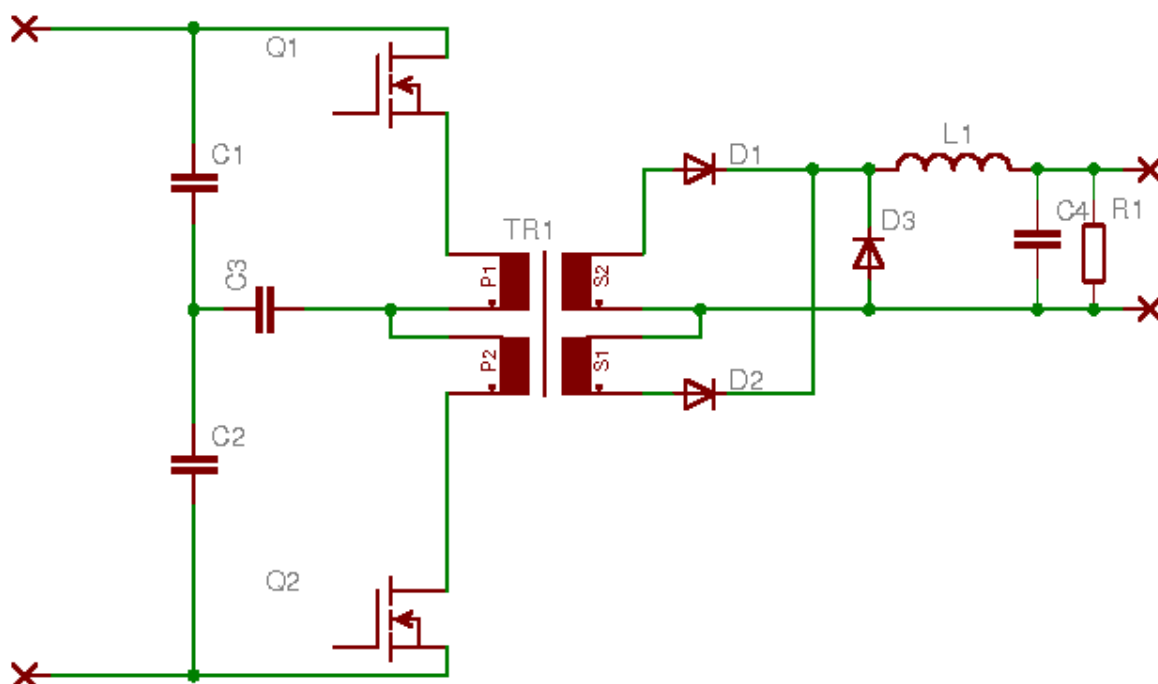
Toto zapojení umožňuje teoretickou střidu až 100 %, ale prakticky se kvůli dead time používá maximální hodnota kolem 80 %. Výkon do zátěže se při maximální střídě dodává z 80 % z transformátoru a jen zbývajících 20 % musí dodávat výstupní filtry, tím pádem není zapotřebí mít tak velké výstupní filtry jako u jednočinných zapojení.



Obrázek 6: Schéma dvojčinného měniče

3.2. Dvoucestný polomost

Dvoucestný polomůstek, Obrázek 7, je jedno z můstkových zapojení, kde jednu stranu mostu tvoří tranzistory a druhou kondenzátory.

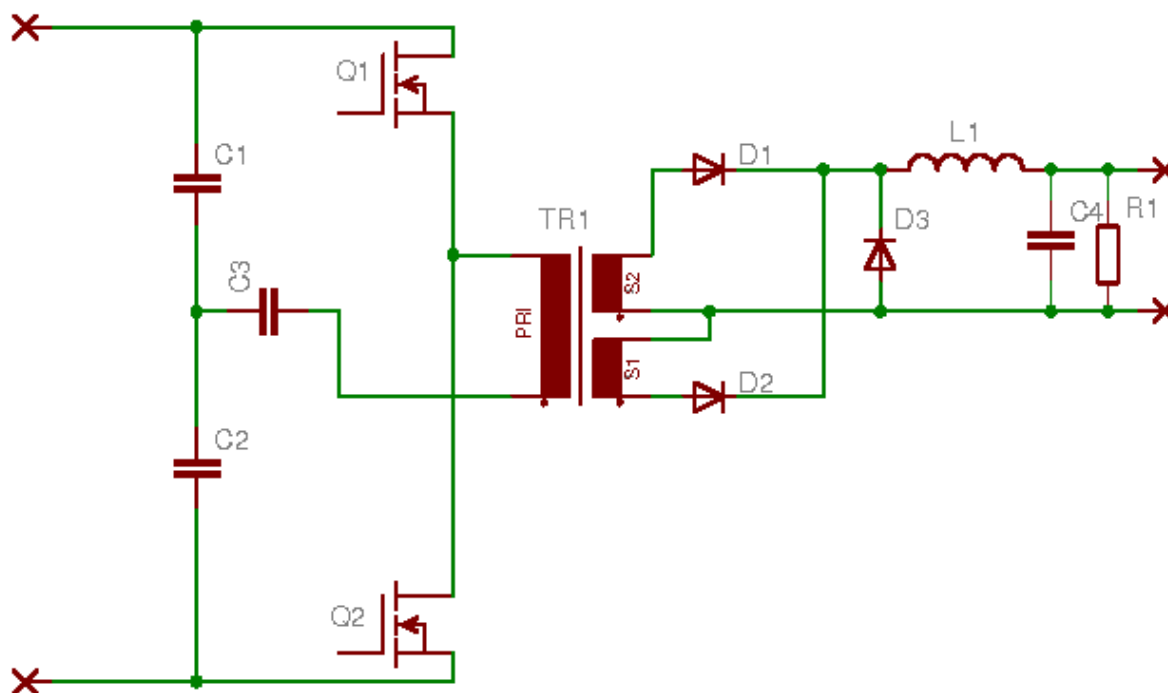


Obrázek 7: Schéma polomůstkového měniče s dvěma primárními vinutími

Toto zapojení má jednu nepříjemnost, kterou je nutné symetrické primární vinutí. Jak je vidět na Obrázku 7, dá se zapojení modifikovat tak, aby postačovalo jen jedno primární vinutí. Kondenzátor C3 u obou zapojení není nutný, ale vhodný. Eliminuje totiž stejnosměrné sycení jádra.

Sepneme-li tranzistor Q1, kondenzátor C1 je nabitý a kondenzátor C2 je téměř vybitý. Proud teče ze zdroje přes tranzistor Q1, vinutí P1, kondenzátory C3 a C2 zpět do zdroje. Zároveň se uzavírá proud ve smyčce přes tranzistor Q1, vinutí P1 a kondenzátory C3 a C1. Kondenzátor C1 se vybíjí a C2

se nabíjí. Vypneme tranzistor Q1, sepne tranzistor Q2. V tento okamžik je kondenzátor C1 vybitý a C2 nabitý. Opět se uzavírají dvě proudové smyčky. Jedna ze zdroje přes kondenzátor C1 a C3, vinutí P2 a tranzistor Q2 zpět do zdroje a druhá smyčka z kondenzátoru C2, přes kondenzátor C3, vinutí P2 a tranzistor Q2 zpět do kondenzátoru C2. Všimneme-li si jak tečou proudy primárními vinutími, zjistíme, že nevyužíváme celou magnetizační křivku, ale jen polovinu. To je pro nás nevýhodné. Pouhou změnou smyslu jednoho z primárních vinutí můžeme zapojení značně vylepšit. Magnetizační křivku nyní můžeme využívat v celém jejím rozsahu a na přenesení stejného výkonu nám stačí menší a levnější transformátor.



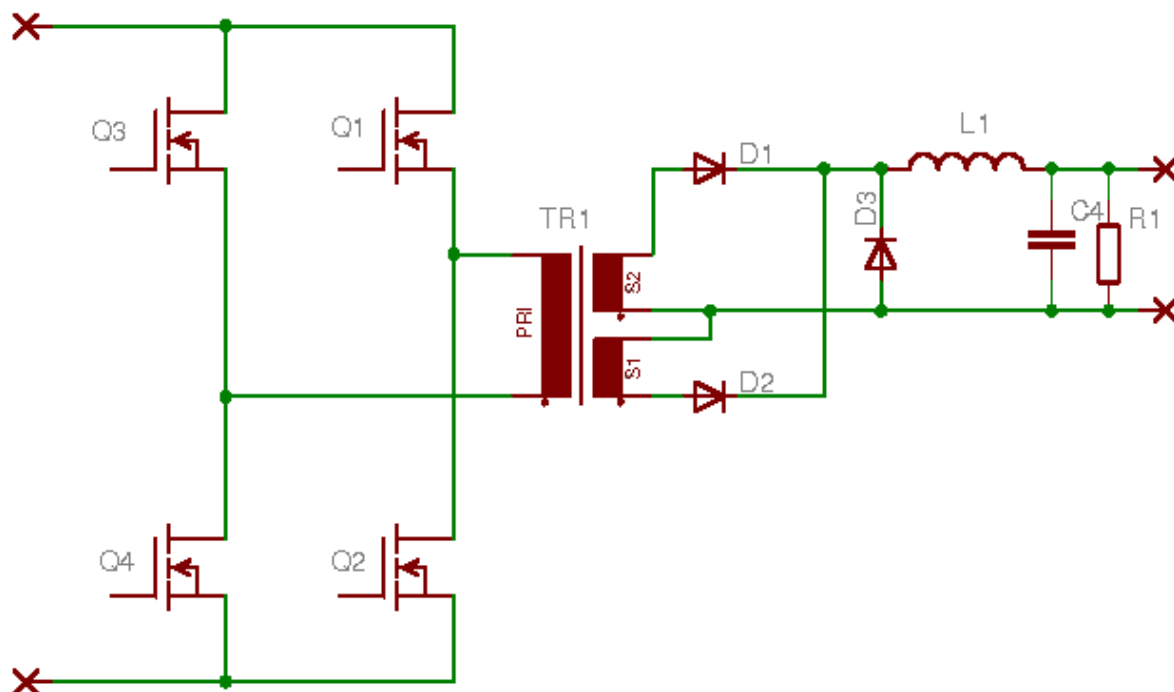
Obrázek 8: Schéma polomůstového měniče s jedním primárním vinutím

Zapojení na Obrázku 8, funguje obdobně jako zapojení z Obrázku 7. Rozdíl je v proudtech tekoucích primárním vinutím. V zapojení na Obrázku 8, teče proud oběma směry. Z toho vyplývá nutnost použít nepolarizovaný kondenzátor C3. Výhoda tohoto zapojení je v menším počtu primárních vinutí. Zároveň využíváme magnetizační křivku v celém jejím rozsahu. Další výhodou polomůstku se týká nároků na tvrdost napájení měniče. Viděli jsme, jak část proudu primárním vinutím přebírají kondenzátory. Zapojení tohoto typu je typické pro výkony do 500 W. Nejčastěji se s nimi můžeme setkat v napájecích zdrojích počítačů PC.

3.3. Plný most

Plný most je zapojení podobné polomostu s tím rozdílem, že kondenzátory C1 a C2 nahradíme tranzistory, viz Obrázek 9. Toto zapojení umožňuje dosáhnout nejvyššího výkonu ze všech zmiňovaných měničů. Zpravidla se konstruuje s výkonem od 500 W. Nevýhodou je v obrovské náročnosti na tvrdost zdroje, který napájí měnič. Další nevýhodou je náročnost na přesné řízení spínání tranzistorů.

Princip funkce je poměrně jednoduchý. Vždy jsou současně sepnuty tranzistory v diagonále, tedy Q1, Q4 a Q2, Q3. Sepneme první pár tranzistorů, Q1 a Q4. Proud ze zdroje teče tranzistorem Q1, primárním vinutím transformátoru a tranzistorem Q4 zpět do zdroje. Tranzistory rozepneme a sepne druhý pár, Q2 a Q3. Proud teče ze zdroje tranzistorem Q3, primárním vinutím transformátoru TR1 a tranzistorem Q2 zpět do zdroje. Jádru je syceno v obou směrech magnetizační křivky, což nám opět umožní maximální využití transformátoru.



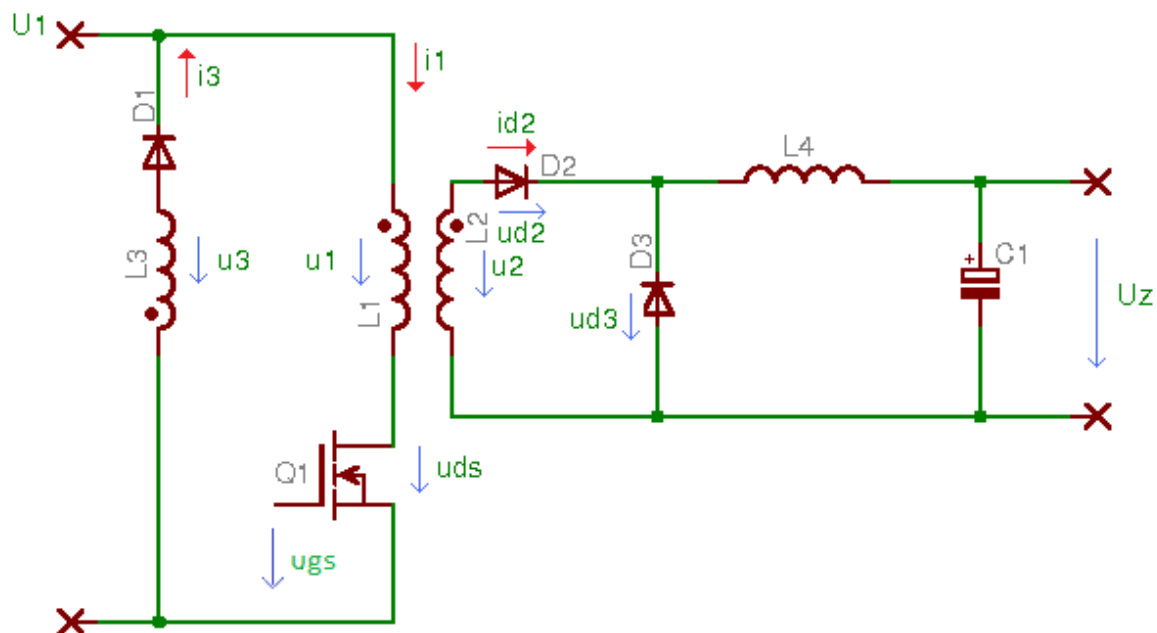
Obrázek 9: Schéma zapojení plného můstku

4. Návrh jednočinného propustného měniče

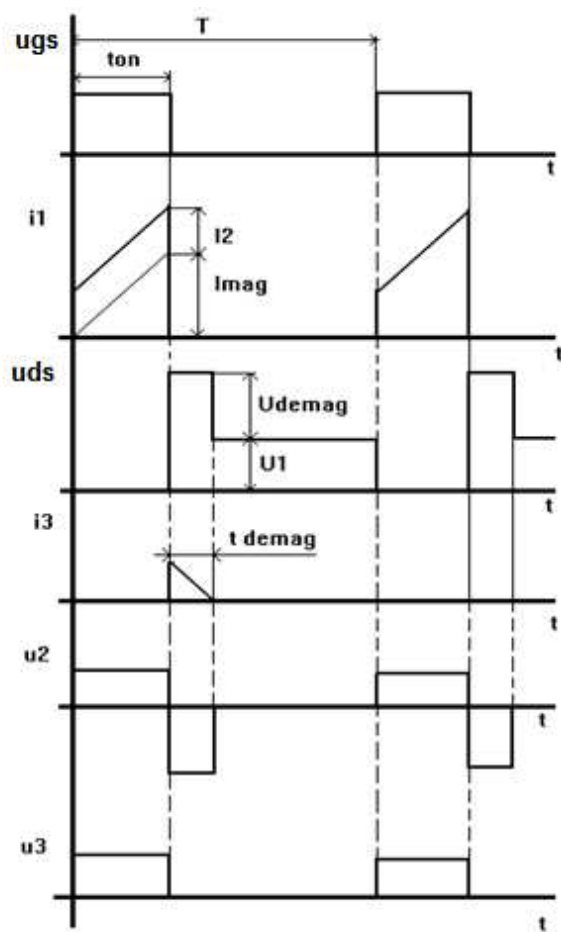
Základní popis činnosti jednočinného propustného měniče jsme si popsali v kapitole 2.3.2, nyní si jej popíšeme podrobněji.

Před návrhem měniče si musíme uvědomit, jaké má mít vstupní a výstupní parametry, jestli je galvanické oddělení primární a sekundární strany nutné či nikoli, chceme pevné či proměnné výstupní napětí. My dle zadání navrhujeme regulovatelný pulzní zdroj s výstupním napětím do 24 V. Měnič bude napájen ze střídavé sítě 240 V a bude samozřejmě mít galvanicky oddělenou primární a sekundární část. Pro dobrou účinnost budeme mít transformátor s rekuperačním vinutím. Výstupní proud budeme omezovat na 2 A, toto nastavení bude neměnné. Pracovní kmitočet si zvolíme 100 kHz. Pro tento měnič považuji kmitočet 100 kHz za maximální. Při dalším zvyšování začínají výrazně růst ztráty ve feromagnetickém jádře transformátoru. Jsou tu i další nečinnosti jako například ztráty na spínacích prvcích nebo nutnost použití rychlých usměrňovacích diod. Rozumný kompromis je při kmitočtu kolem 50 kHz.

Než začneme s navrhováním, musíme vědět, jaké veličiny v obvodu můžeme očekávat. Tato znalost je nezbytná pro správné dimenzování obvodových prvků. Na Obrázku 10 je výkonová část měniče. Řízení obstaráme integrovaným obvodem. Řízení pomocí integrovaného obvodu je spolehlivější, přesnější a méně pracné než samokmitající měnič. Další výhodou je přesně definovaný pracovní kmitočet. Samokmitající měnič může mít značně nestabilní pracovní kmitočet. Je-li měnič navržen na konstantní výstupní napětí a proud, lze samokmitající měnič poměrně dobře odladit. Chceme-li výstupní napětí a proudy regulovat ve velkém rozsahu, samokmitající měnič začne být značně nespolehlivý. Proto řízení raději přenecháme integrovanému obvodu.



Obrázek 10: Schéma jednočinného propustného měniče s rekuperačním vinutím.



Obrázek 11: Průběhy napětí a proudů v jednočinném propustném měniči s demagnetizačním vinutím.

4.1. Návrh pulzního transformátoru

Nejprve se podíváme, jaká jádra můžeme sehnat. Vybereme kvalifikovaným odhadem jádro, které vyhovuje svými parametry [6]. Jelikož jsou detailní informace o jádrech špatně k sehnání, často musíme jen odhadovat, případně počítat úlohu několikrát. Na internetových stránkách obchodu Transfer Multisort Elektronik [6], jsme si zvolili jádro E32/16/9-3C90. Jeho parametry jsou:

$$A_L = \Lambda = 2700 \text{ nH/z}^2$$

$$V_E = 6180 \text{ mm}^3$$

$$A_E = 97,1 \text{ mm}^2$$

$$S_W = 171,1 \text{ mm}^2$$

$$B_{MAX} = 0,2 \text{ T}$$

Parametr S_W není uveden v tabulce od dodavatele. Musíme jej vypočítat z geometrických rozměrů jádra. Budeme ji potřebovat až při výpočtu činitele plnění okna. Maximální sycená jádra $B_{MAX} = 0,2 \text{ T}$ také nejsou uvedena, je to standardní maximální hodnota sycení pro jednočinný měnič. Budeme-li jádro přesycovat, zvýší se nám ztráty v hysterezní smyčce a zároveň může dojít i k snížení indukce.

Jádro máme vybráno, takže se podíváme, jak se určuje střída. Zvolíme si napětí $U_{DS} = 2xU_1$. K napájení usměrňovače používáme usměrněné síťové napětí, to znamená $U_1 = 340 \text{ V}$.

$$s_{MAX} = 1 - \frac{U_1}{U_1 + U_{demag}} \quad (4.1.1)$$

Dosaďme: $U_{demag} = U_1 = 340 \text{ V}$

$$s_{MAX} = 1 - \frac{340V}{340V + 340V} = 0,5$$

Spočítáme maximální dobu sepnutí t_{1MAX}

$$t_{1MAX} = s_{MAX} \cdot T = \frac{s_{MAX}}{f} \quad (4.1.2)$$

$$t_{1MAX} = \frac{0,5}{100000Hz} = 5 \mu s$$

Spočítáme počet závitů na primárním vinutí transformátoru [3].

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot t_{1MAX}}{B \cdot S} \quad (4.1.3)$$

$$N_1 = \frac{340V \cdot 5 \cdot 10^{-6}s}{0,2T \cdot 97,1 \cdot 10^{-6}m^2} = 87,5 \cong 88 z$$

Spočítáme indukčnost primárního vinutí [3].

$$L = \Lambda \cdot N^2 \quad (4.1.3)$$

$$L_1 = \frac{2700nH}{z^2} \cdot (88z)^2 = 0,02091H \cong 20,9 mH$$

Výpočet sekundárního vinutí [3] N_2 :

$$N_2 = \frac{U_2 \cdot N_1}{s_{MAX} \cdot U_1} \quad (4.1.4)$$

Výstupní napětí U_2 zvolíme 34V. Je to o 10V více než v zadání, ale musíme vzít v úvahu ztráty na obvodových prvcích, jako jsou například usměrňovací dioda, sériový odpor tlumivky nebo rezistor pro snímání výstupního proudu. Pomůže nám to také eliminovat poklesy síťového napětí.

$$N_2 = \frac{34V \cdot 88z}{0,5 \cdot 340V} = 17,6z \doteq 18z$$

Výpočet indukčnosti je stejný jako u primárního vinutí. Dosadíme do vzorce 4.1.3, samozřejmě se stejným koeficientem indukčnosti.

$$L_2 = 2700nH/z^2 \cdot (18z\text{závitů})^2 = 0,0008748H = 874,8\mu H$$

Poslední vinutí je rekuperační. Rekuperační a primární vinutí musejí mít co nejtěsnější vzájemnou vazbu. Pokud by byla vazba málo těsná, docházelo by k napětovým špičkám na tranzistoru a pravděpodobně by došlo k jeho průrazu. Těsnou vazbu zaručíme bifilárním vinutím. To je způsob vinutí, kdy se vinou vodiče primárního a rekuperačního vinutí zároveň do jedné vrstvy. Efektivnější potlačení přepětí lze dosáhnout kombinací několika metod. Například rekuperace navržená na 100 V a zenerova dioda pro 150 V.

Při volbě střídý jsme si stanovili stejné napětí $U_1 = U_{\text{demag}} = 340V$. Jelikož platí $U_{\text{DSMAX}} = U_1 + U_{\text{demag}}$, musí platit $U_{\text{DSMAX}} = 680V$. Z této závislosti tušíme, že počet závitů primárního a rekuperačního vinutí bude stejný. Raději si počet závitů rekuperačního vinutí spočítáme [3].

$$N_3 = \frac{N_1 \cdot U_{\text{DSMAX}}}{U_1} - N_1 \quad (4.1.5)$$

$$N_3 = \frac{88z \cdot 380V}{340V} - 88z = 88z$$

Dalším krokem návrhu transformátoru je dimenzování vodičů. Jelikož pracujeme s kmitočtem 100kHz, musíme počítat se skin efektem. Nejříve spočítáme hloubku vniku u skin efektu a určíme optimální průměr vodiče.

Hloubka vniku u skin efektu:

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \quad (4.1.6)$$

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{100000Hz}} = 0,2372mm$$

Pro optimální využití vodiče volíme průměr dvakrát větší jako je hloubka vniku. (Vyplývá z geometrických rozměrů vodiče.) Podle literatury [7] zvolíme vodič s průřezem $S_{\text{CU}} = 0,1768\text{mm}^2$. Pro přehlednost si sepíšeme další potřebné údaje.

$$S_{\text{CU}} = 0,1768\text{mm}^2$$

$$S_V = 325\text{z/cm}^2$$

$$I_J = 2,5\text{A/mm}^2 = 0,442\text{A}$$

$$I_J = 3\text{A/mm}^2 = 0,530\text{A}$$

$$\rho_{\text{CU}} = 101\Omega/\text{km}$$

Vypočteme proudové namáhání vodiče v primárním vinutí [3].

$$I_{N1MAX} = I_{\text{MAG}} + I_{\text{TR}}$$

$$I_{N1MAX} = \frac{U_1 \cdot t_{1MAX}}{L_1} + I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (4.1.6)$$

$$I_{N1MAX} = \frac{340V \cdot 5 \cdot 10^{-6}s}{0,02091} + 2A \cdot \frac{18z}{88z} = 0,4937A$$

Proud primárním vinutím je poměrně malý, stačí pouze jeden vodič s průřezem $S_{\text{CU}} = 0,1768\text{mm}^2$. Proudová hustota bude přibližně $J = 2,5\text{A/mm}^2$. Z důvodu velmi špatného odvodu tepla z vodičů vinutí není vhodné překračovat hustotu proudu 3A/mm^2 .

Sekundárním vinutím poteče proud $I = 2A$. Maximální proud našeho optimálního vodiče při proudové hustotě $J = 2,5\text{A/mm}^2$ je $I = 0,442A$. Musíme vinutí složit z několika vodičů. Využijeme vzorce 4.1.7.

$$N_{2P} = \frac{I_{OUT}}{I_{J=2,5A/mm^2}} = \frac{2A}{0,442A} = 4,53 \cong 5 \quad (4.1.7)$$

Na sekundární vinutí je potřeba pěti vodičů. S tímto faktem musíme počítat při výpočtu činitele plnění okénka feritového jádra.

Činitel plnění nám udává, jaká část okénka bude zaplněná samotným vinutím. Musíme vzít v úvahu, že mezi vinutími musí být izolační vrstva a také kostřička pro vinutí zabere nějaký prostor. Pokud nám činitel plnění vyjde větší jak 1, nevejde se nám do okénka ani vinutí ani izolační vrstva. Optimální činitel plnění se pohybuje kolem 0,75. Záleží na způsobu použití transformátoru. S čím větším napětím pracuje, tím větší izolační vrstvy jsou zapotřebí a snižuje se tak činitel plnění okénka. U pulzních transformátorů se používá izolační vinutí z měděné fólie. Na tento fakt je zapotřebí brát ohled. Spočítáme činitel plnění a zvážíme, jestli bylo naše počítání úspěšné a ekonomické.

$$\text{Činitel plnění} = \frac{S_N}{S_W} = \frac{\frac{N_1 + 5 \cdot N_2 + N_3}{N_Z}}{\frac{88 Z + 5 \cdot 18 + 88 Z}{300 Z/cm^2}} = \frac{1,711}{1,711} = 0,518 \quad (4.1.8)$$

Jelikož pro všechna vinutí používáme stejný vodič, máme pouze jednu hodnotu N_Z . Činitel plnění vyšel 0,663. Vzhledem k použití našeho transformátoru je to vhodná hodnota.

Dalším krokem obvykle bývá výpočet ztrát ve vedení a jádře. Ztráty v jádře obvykle vypočítáme z efektivního oběhu a měrné ztráty. Velikost měrných ztrát by měl výrobce nebo dodavatel uvádět v tabulce parametrů. Měrné ztráty rostou s kmitočtem. Ztráty ve vinutí počítáme z měrného odporu měděného vodiče a délky vodiče na vinutí. Střední délku vinutí výrobce obvykle neuvádí, musíme ji vypočítat z geometrických rozměrů feritového jádra. Celkové ztráty na transformátoru bývají obvykle menší než 2 % z přenášeného výkonu.

4.2. Dimenzování polovodičových součástek

4.2.1. Dimenzování diod

Jako první budeme dimenzovat diodu D1, jež usměrňuje napětí z transformátoru. Výstupní proud bude 2 A a proud diodou poteče v době sepnutí tranzistoru. Tedy nejdelší dobu proud diodou teče při střídě $s = 0,5$. Střední proud diodou [3] je:

$$I_{D1STŘ} = s \cdot I_{OUT} = 0,5 \cdot 2 A = 1 A \quad (4.2.1.1)$$

Předpokládejme, že filtrační indukčnost je nyní nekonečně velká. V době netečení proudu přes D1 se uzavírá proud do zátěže přes nulovou diodu D2. Předpokládejme nejhorší variantu a to je, když se střída blíží k nule. V tento okamžik musí nulovou diodou protékat proud až 2A. Se zvyšující se střídou se proudové zatížení zmenšuje.

$$I_{D2STŘ} = (1 - s) \cdot I_{OUT} = (1 - 0) \cdot 2 A = 2 A \quad (4.2.1.2)$$

Poslední dioda je v rekuperačním vinutí. Zde je nutné si uvědomit, jak pracuje transformátor. Proud primárním vinutím má dvě složky. Jedna složka je transformovaný proud, ten ustane bez následku při přerušení proudu I_1 . Druhá složka je proud magnetující jádro. Energie naakumulovaná v jádře se musí odvést z jádra pryč. K tomu slouží rekuperace. Výhoda rekuperace je návrat energie do zdroje. Vznikají tak menší ztráty při provozu a roste nám účinnost měniče. Maximální proud rekuperační diodou se vypočte [3]:

$$I_{D3MAX} = \frac{U_1 \cdot t_{1MAX}}{L_1} = \frac{340 V \cdot 5 \cdot 10^{-6} s}{0,02091 H} = 0,0813 A \quad (4.2.1.3)$$

$$I_{D3STŘ} = s \cdot I_{D3MAX} = 0,5 \cdot 0,0813 A = 0,0407 A \quad (4.2.1.4)$$

Součástky musíme také dimenzovat na špičkové napětí. Diodu D1 dimenzujeme upraveným vzorcem pro výpočet výstupního napětí. Úpravou získáme vzorec, ve kterém figuruje transformační poměr a napájecí napětí. Střída tu nehraje roli. Počítáme maximální hodnoty napětí [3].

$$U_{D2MAX} = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} = 340 \text{ V} \cdot \frac{18 \text{ z}}{88 \text{ z}} = 69,55 \text{ V} \quad (4.2.1.5)$$

Diodu D1 musíme dimenzovat minimálně na 70 V. V praktickém zapojení je vhodné použít diodu s minimálním závěrným napětím čtyřikrát větším, tedy 280 V. V katalogích není o diody překračující toto závěrné napětí nouze. Volíme rozumný kompromis s cenou. Nulovou diodu D2 dimenzujeme na stejné napětí jako D1.

Rekupační diodu D3 dimenzujeme na stejné závěrné napětí jako tranzistor spínající proud do primárního vinutí. V našem případě je $U_{DS} = U_{D3MAX} = 680 \text{ V}$. Pro praktické zapojení doporučuji minimálně $U_{D3MAX} = 800 \text{ V}$.

Napětíové a proudové dimenzování součástek není to jediné, co nás zajímá. Musíme vzít v úvahu především kmitočet spínání. Nejkritičtější je to u rekupačního obvodu. Zvolíme-li pomalou diodu, tak než se dioda otevře, může se na vinutí N_1 naindukovat napětí vyšší, než je U_{DSMAX} . Důsledek překročení U_{DSMAX} je destruktivní proražení polovodiče.

4.2.2 Dimenzování tranzistoru

Proudové i napětíové dimenzování jsme z části výpočtetně provedli již dříve, jen s jiným účelem. Proudové dimenzování se odvíjí od proudu vinutím N_1 . Tranzistor budeme dimenzovat na nejhorší případ, kdy vinutím N_1 protéká maximální proud $I_{N1MAX} = 0,4937 \text{ A}$, dle vzorce 4.1.6. Napětíové dimenzování jsme spočetli při návrhu střidy.

$$U_{DSMAX} = U_1 + U_{dema} = 340 \text{ V} + 340 \text{ V} = 680 \text{ V} \quad (4.2.2.1)$$

V praktickém provedení doporučuji zvolit $U_{DSMAX} \geq 800 \text{ V}$. Je to kvůli nedokonalosti obvodů jako například těsnost vazby mezi vinutími nebo pomalé spínání diody v rekupačním obvodu. Dalším parametrem, který nás zajímá, jsou výkonové ztráty. Unipolární tranzistory mají v sepnutém stavu odpor R_{DSON} . Běžné spínací tranzistory mají tuto hodnotu v malých jednotkách ohmů, kvalitní spínací tranzistory i desetiny ohmů. V praxi se setkáme s nepříjemnou vlastností: čím vyšší závěrné napětí tranzistor má, tím vyšší bývá i hodnota R_{DSON} . Musíme prolistovat mnoho katalogů, než vybereme tranzistor se slušným R_{DSON} a U_{DSMAX} za přijatelnou cenu. Navrhujeme-li výkonnější měnič, musíme brát také ohled na ztrátový výkon. Celkové ztráty se dělí na ztráty vedením a ztráty přepínáním. Ztráty vedením spočítáme pomocí proudu a R_{DSON} , zatímco ztráty přepínáním musíme vyčíst z katalogu a vynásobit kmitočtem spínání. Předpokládejme tranzistor 2SK2485 jehož parametry jsou:

$$R_{DSON} = 2,8 \Omega$$

$$U_{DSMAX} = 900 \text{ V}$$

$$t_{on} = 150 \text{ ns} \quad (\text{Rychlost sepnutí i rozepnutí omezuje řídicí obvod})$$

$$t_{off} = 150 \text{ ns}$$

Střidu budeme opět uvažovat nejhorší možnou, tj. $s = 0,5$. Statické ztráty [3]:

$$P_V = R_{DSON} \cdot (\sqrt{s} \cdot I_{N1MAX})^2 = 2,8 \Omega \cdot (\sqrt{0,5} \cdot 0,4937)^2 \cong 0,33 \text{ W} \quad (4.2.2.2)$$

Ztráty přepínáním (dynamické ztráty):

$$P_D = f \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) = f \cdot U_1 \cdot \sqrt{s_{MAX}} \cdot I_{N1MAX} \cdot (t_{on} + t_{off}) = \\ 100 \text{ kHz} \cdot 340 \text{ V} \cdot \sqrt{0,5} \cdot 0,4937 \cdot (150 \text{ ns} + 150 \text{ ns}) = 3,56 \text{ W} \quad (4.2.2.3)$$

Někteří výrobci neuvádějí u svých tranzistorů údaje v podobě, kterou požadujeme. Většinou uvedou pouze kapacity mezi elektrodami a ztráty při spínání už neuvedou. Ze vzorce 4.2.2.3 je patrné, jakým způsobem rostou ztráty s kmitočtem. Čím vyšší kmitočet, tím větší ztráty. Je zapotřebí vzít v úvahu, že dynamické ztráty mohou být několikanásobně vyšší než ztráty statické (vedením). K odvodu tepla málokdy stačí pouzdro tranzistoru. Používá se chladič. Tento chladič by měl být, z hlediska bezpečnosti, pro primární a sekundární stranu měniče samostatný. Na sekundární straně je při vyšších výkonech zapotřebí chladit usměrňovací diody.

4.3. Výpočet výstupních filtrů

Návrh výstupních filtrů se odvíjí od požadovaných parametrů. Hlavní parametry, které nás zajímají, jsou výstupní napětí, výstupní proud a především zvlnění výstupního napětí. Požadujeme-li malý výstupní proud a minimální zvlnění, volíme raději výstupní filtr kondenzátorový. Naopak požadujeme-li výstupní proud velký, je vhodnější indukční filtr. Indukční filtry vyhlazují proud tím lépe, čím větší proud jimi protéká. Nesmí ovšem dojít k přesycení jádra cívky. Další výhodou filtrace pomocí tlumivky je lepší potlačení vyšších kmitočtů než u filtračního kondenzátoru. Filtrujeme-li obdélníkový průběh pomocí cívky, proud se podobá harmonickému signálu. Při filtrování téhož průběhu pomocí kondenzátoru získáme na výstupu trojúhelníkový průběh. Díky této praktické pomůcce můžeme snadno určit, jestli se projevuje spíše induktivní nebo kapacitní filtr. V našem případě použijeme filtr LC (cívka, kapacita). Naším cílem je dosáhnout zvlnění výstupního napětí pod 10 mV. Na pulzní zdroj je to velmi dobrá hodnota. Obvykle se udává výstupní zvlnění pulzních zdrojů 100 mV.

4.3.1 Výpočet filtrační tlumivky

Víme, že výstupní proud má být 2 A. Je vhodné zvolit zvlnění proudu tak, aby proud zátěží byl spojitý. Zvolíme zvlnění menší než 2 A. Obvykle je hodnota tlumivky 3-8x menší než indukčnost sekundárního vinutí. Zvolíme-li tlumivku příliš vekou, výrazně se tím zhorší odezva systému na změnu zátěže. Zvlnění proudu si zvolíme 0,5 A. Vypočteme pomocí [3]:

$$L_{MIN} = \frac{U_2 \cdot s \cdot (1-s)}{\Delta I_{LMAX} \cdot f} = \frac{24 \text{ V} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{0,5 \text{ A} \cdot 100000 \text{ Hz}} = 1,2^{-4} \text{ H} \quad (4.3.1.1)$$

Použijeme tlumivku od firmy TDK SFT850D s indukčností 125μH proudově dimenzovanou na 2A a sériovým odporem 100mΩ. Tato tlumivka je běžně dostupná ve většině obchodů s elektronickými součástkami. Přepočteme proudové zvlnění s touto tlumivkou.

$$\Delta I_{LMAX} = \frac{U_2 \cdot s \cdot (1-s)}{L_{MIN} \cdot f} = \frac{24 \text{ V} \cdot 0,5 \cdot (1-0,5)}{125 \mu\text{H} \cdot 100000 \text{ Hz}} = 0,48 \text{ A} \quad (4.3.1.2)$$

4.3.2 Výpočet filtračního kondenzátoru

U kondenzátorů pro vysoké kmitočty je třeba dbát na nízkou hodnotu ESR (Equivalent Serial Resistance). To je parazitní odpor, který snižuje filtrovací vlastnosti kondenzátoru. Jeho hodnota s kmitočtem roste. Je zapotřebí zvolit si jaké výstupní zvlnění napětí požadujeme. Zvolíme si hodnotu zvlnění 10mV.

$$C_{MIN} = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 \cdot \Delta U_{2MAX}} = \frac{\Delta I_L \cdot \frac{1}{f}}{8 \cdot \Delta U_{2MAX}} = \frac{0,48 \text{ A} \cdot \frac{1}{100000 \text{ Hz}}}{8 \cdot 0,01 \text{ V}} = 60 \mu\text{F} \quad (4.3.1.3)$$

Spočítali jsme minimální kapacitu ideálního filtračního kondenzátoru. Teď musíme z reálných kondenzátorů, které mají nenulový ESR, navrhnout kondenzátor se stejnou nebo menší reaktancí.

$$X_{CMIN} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \text{ Hz} \cdot 60 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 0,0265 \Omega \quad (4.3.1.4)$$

Z nabídky obchodu TME [5] si vybereme kondenzátor s dobrou cenou a relativně nízkou hodnotou ESR. Zvolíme si kondenzátor 1000 μF/25 V s hodnotou ESR 0,040 Ω. Tyto hodnoty bývají většinou uváděny při kmitočtu 100kHz. Nyní se pokusíme vypočítat reaktanci tohoto kondenzátoru.

$$X_C = ESR + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} = 0,040 \Omega + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \text{ Hz} \cdot 1000 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 0,0416 \Omega \quad (4.3.1.5)$$

Vyšlo nám $X_C > X_{CMIN}$ a to je špatné. Máme dvě možnosti jak postupovat dál. Vybereme kondenzátor s nižší ESR, což je do jisté míry neekonomické, nebo dáme několik kondenzátorů paralelně. Zvolíme možnost paralelního řazení kondenzátorů. Zkusíme dát dva kondenzátory paralelně.

$$X_{2C} = \frac{X_C}{2} = 0,0208 \Omega$$

Reaktance dvou paralelně řazených kondenzátorů už splňuje podmínku $X_C \leq X_{\text{CMIN}}$. Poslední krok návrhu je kontrola rezonance výstupního filtru. Je to totiž LC prvek, který má svůj rezonanční kmitočet. Je nutné, aby kmitočet spínání a rezonance byly minimálně o dva řády odlišné. Výpočet rezonance provedeme pomocí upraveného Thomsonova vztahu o rezonanci LC článku. Po dosazení musí platit podmínka nerovnice.

$$C \gg \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (100000 \text{ Hz})^2 \cdot 125 \cdot 10^{-6} \text{ H}} = 20 \text{ nF} \quad (4.3.1.6)$$

Kondenzátor rezonance LC obvodu při kmitočtu 100 kHz vyšel řádově menší, než máme použitý ve filtru. Rezonance filtru je řádově menší než kmitočet spínání. Nyní máme všechny potřebné údaje pro konstrukci měniče.

4.5 Řízení měniče

Velmi důležitou částí měniče je řízení. Použitelné jsou obvody UC1832/3/4/5, UC2832/3/4/5 a UC3832/3/4/5. Tyto obvody pracují s konstantním kmitočtem a regulují střidu. Zásadní rozdíly mezi obvody jsou v maximálních pracovních kmitočtech, který nám vždy dostačuje, a napájecích napětích. To je třeba si pohlídat. V našem případě použijeme UC3844 [8]. Tento obvod umožňuje regulovat střidu od 0 do 0,5. Pracovní kmitočet se nastavuje rezistorem a kondenzátorem. Na Obrázku 12 to jsou R4 a C1. Jakým způsobem se nastavují jejich hodnoty je v datasheetu obvodu [8]. Rezistor R4 umožňuje také nastavení deadtime. Obecně vycházíme ze zapojení doporučené výrobcem. Obvod vyžaduje jen minimum součástek a jejich funkce je jasná a zřetelná. Obvod má dva komparátory: jeden s referenční hodnotou 1 V a druhý s 2,5 V. Komparátor s referencí 1 V je proudový komparátor. Slouží pro snímání proudu tekoucí primární cívkou. Proud je převeden na napětí pomocí úbytku napětí na rezistoru R1. Komparované napětí se přivádí přes rezistor R3 a kondenzátor C11 na pin 3 IC1. Kondenzátor C11 slouží k potlačení nežádoucích špiček při činnosti měniče. Vstup IC1 pin 2 je druhý komparátor s referenčním napětím 2,5 V.

Tento komparátor použijeme při regulaci výstupního napětí. Tranzistor optočlenu OK1 je spínán dle regulace komparátoru VR1. Při sepnutí tranzistoru optočlenu OK1 je přivedeno referenční napětí 5 V z pinu 8 na komparátor v IC1 na pin 2. Tím dojde k vypnutí tranzistoru Q1, energie se přestane přenášet na výstup měniče a dojde k poklesu napětí. Vývod pin 1 je výstup komparátoru s referencí 2,5 V. Tento pin by mohl být nezapojen. Nechávat nezapojené piny není dobrý zvyk, proto připojíme součástky, které eliminují náchylnost na rušení do tohoto pinu a zároveň nemají negativní vliv na obvod. Na pinu 4 IC1 je oscilátor. Jak se nastavuje kmitočet, nalezneme v datasheetu obvodu [8]. Na pin 5 přivádíme zem primární strany měniče. Výstup pro řízení tranzistoru je na pinu 6. Hradlo tranzistoru je připojeno přes rezistor R2. Obvod napájíme napětím 16 V až 34 V. Napájecí napětí přivádíme na pin 7. Proudový odběr IC1 může být až 100 mA. Poslední vývod je pin 8, který slouží jako napěťová reference 5V pro oscilátor a jeden z komparátorů. Výrobce udává proudové zatížení referenčního napětí až 50 mA.

Výstupní napětí se dá regulovat v rozmezí 2,5 V až 24 V. Ke komparaci používáme obvod TL431, ve schéma je to VR1. Je to komparátor s vnitřním komparačním napětím 2,5 V. Na vývod R obvodu VR1 přivádíme výstupní napětí podělené děličem tvořeným rezistory R10, R11 a trimrem R12. Napětí z děliče se musí pohybovat okolo 2,5 V.

Omezování výstupního proudu je založeno na hlídání úbytku napětí na rezistoru R5. Úbytek napětí na R5 je porovnáván komparátorem s hysterezí. Jako zdroj referenční hodnoty slouží úbytek na diodě D8. Je-li napětí na R5 vyšší než úbytek na diodě, dojde k překlopení komparátoru a otevření tranzistoru T1. Začne protékat proud přes optočlen OK1, ten otevře integrovaný tranzistor a přivede napětí z pinu 8 IC1 na pin 2. Řídící obvod IC1 zavře tranzistor Q1 a dojde k poklesu výstupního proudu.

4.6 Návrh plošného spoje

Ještě před návrhem plošného spoje, dále už jen DPS, musíme znát dimenzování a tedy i mechanické rozměry součástek. Vhodný postup je stáhnout si z internetu volně šiřitelný program EAGLE. Je dostupný v mnoha verzích a není problém jej sehnat na internetu nebo jako přílohu časopisů. Pro volné používání je tento program omezen rozměry DPS. Pro návrh zadaného měniče je prostor těsný, ale dostačující.

U některých zapojení je návrh DPS naprosto zásadní krok, kdy se rozhodne, zda obvod vůbec bude fungovat. Zpravidla jsou to obvody s kmitočty řádově v GHz. Naštěstí pracujeme pouze se 100 KHz. Musíme dbát především na bezpečnost. Snažíme se maximálně oddělit primární a sekundární část. Čím dále od sebe budou cesty na DPS primární a sekundární strany, tím lépe. Také je dobrým zvykem ohraničit nebo alespoň oddělit tyto části pomocí uzemněné vodivé cesty. Ne vždy je možné použít zemnicí vodič (spotřebiče třídy IP2). Dalším kritériem je rozmístění tepelně namáhaných součástek. Pokud víme, že jistá část obvodu se bude značně zahřívat, snažíme se ji umístit co nejdále od obvodů, kterým vyšší teploty nějakým způsobem vadí. Například zahříváním referenčních zdrojů způsobíme posun jejich referenční hodnoty nebo zahříváním elektrolytických kondenzátorů můžeme očekávat razantní snížení životnosti. Rychleji vysychá elektrolyt a kapacita klesá.

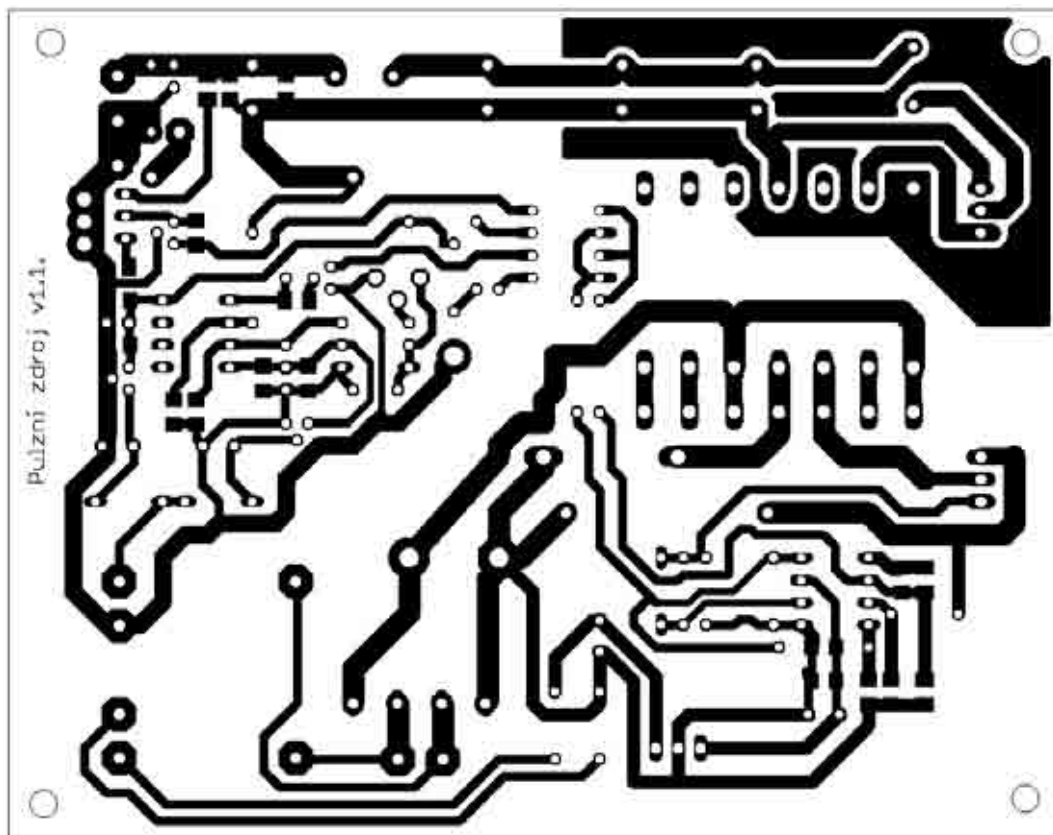
Další věcí, které se snažíme vyhnout, jsou drátové propojky. Pokud by ale jejich užití podstatně zjednodušilo DPS, použijeme je.

Za pozornost také stojí proudové dimenzování vodivých cest. Signálové cesty mohou být tenké, ale tou samou cestou už nemůžeme nechat protékat velký proud. Cesta by se nám mohla časem i přetavit. Cesty s větším proudovým namáháním děláme silnější, případně je při výrobě necháme pocínovat nebo postříbit.

Při osazování DPS se snažíme dodržet jisté pořadí osazování. Nejprve osadíme pasivní součástky, jako jsou propojky, rezistory a podobně. Následují diody a jednodušší polovodiče, které jsou méně náchylné na elektrické a tepelné poškození, pak integrované obvody a v poslední řadě mechanické prvky. Toto je doporučený postup, nikoliv dogma. Obecně se osazují nejcitlivější součástky jako poslední. Unipolární prvky pájíme zásadně mikropáječkou. Klasická transformátorová páječka vytváří silné elektromagnetické pole, které snadno poškodí unipolární prvky.

Jakým způsobem máme navrhnout DPS, už víme. Ze schématu, Obrázek 12, vytvoříme pomocí programu EAGLE plošný spoj. Program je standardně nastaven na návrh oboustranné DPS,

proto nám postačí jednostranná deska. Jednotlivé piny doporučuji propojovat ručně. Program má sice možnost automaticky navrhnout cesty, ale nenavrhuje optimálně. Velmi často vytváří vodivé cesty sekundární části mezi součástkami primární části. To je opravdu nevhodné řešení.



Obrázek 13: DPS navrženého měniče.

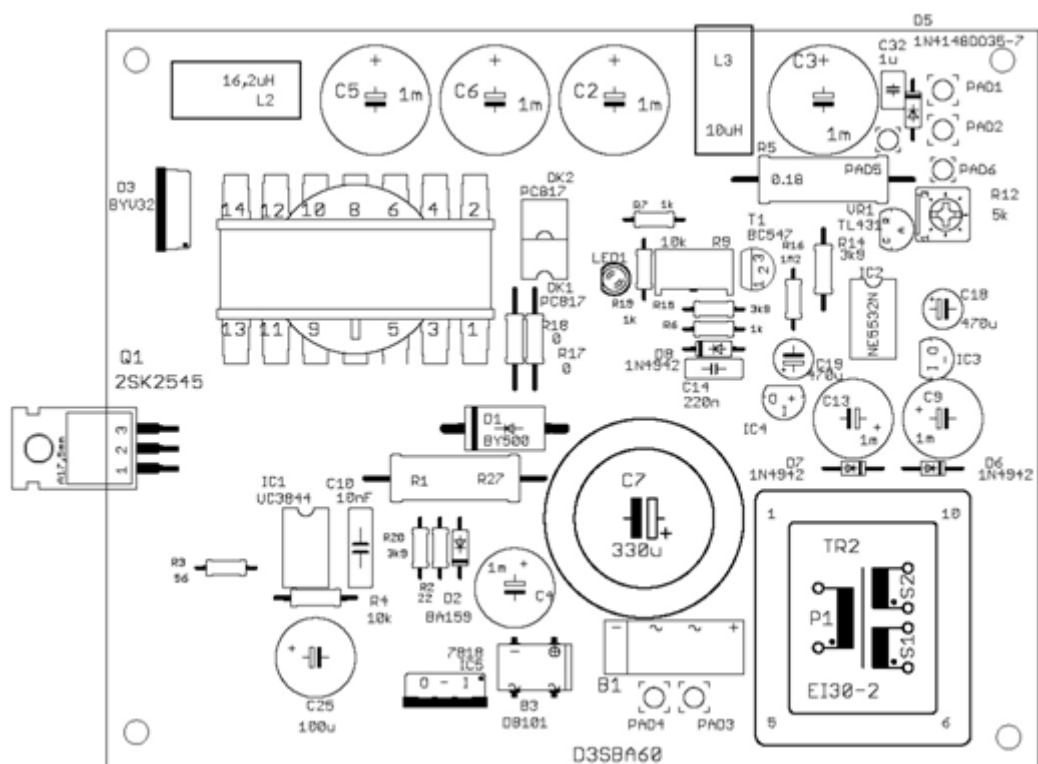
Deska plošných spojů má rozměry 120 x 95. Na desce plošných spojů není dostatečně zřetelné, která součástka kam patří. Na Obrázku 14 a 15 jsou příslušné osazovací plány. Při výrobě DPS fotocestou předpokládáme položení potisknuté strany na fotorezist.

Podíváte-li se na konstrukci chladiče a tranzistoru, možná se zarazíte. Deska je uzpůsobena pro dva typy chladičů. Jedna varianta je posadit tranzistor kolmo k DPS a osadit chladičem s příslušnou chladicí plochou. Druhou možností je použít ke chlazení profilovaný plech. Tranzistor bude přišroubován k DPS. Mezi DPS a tranzistor se vloží profilový chladič. Tento způsob je sice mechanicky odolnější, ale musíme mít na paměti výkonové ztráty tranzistoru. Je zapotřebí chladič správně dimenzovat. Větší chladicí plocha není na škodu.

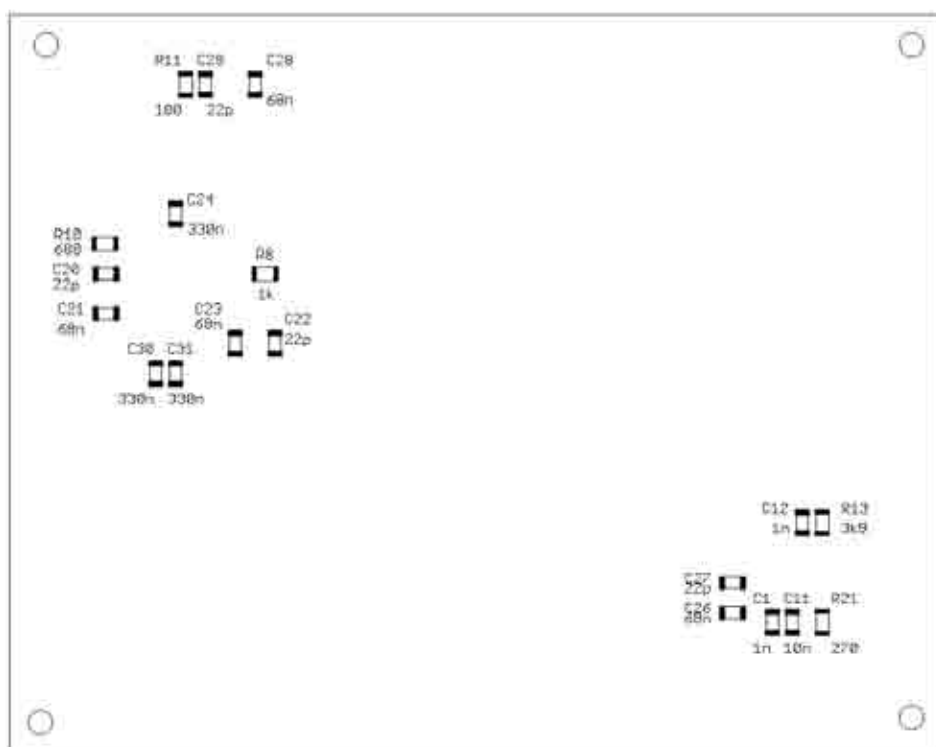
Pozornost věnujme i výstupním filtračním kondenzátorům. Ve výpočtech máme pouze dva a na DPS čtyři. Desku plošných spojů můžeme osadit pouze dvěma kondenzátory, tak jak jsme vypočítali. Tlumivku L3 nemusíme osazovat, avšak musíme ji nahradit propojkou. Možnost osazení více kondenzátory a tlumivkami můžeme ocenit při snižování výstupního napětíového zvlnění měniče. Další využití může nastat při nedostatku požadovaných kondenzátorů. Výstupní filtr bychom přepočítali s dostupnými kondenzátory a osadili příslušným počtem součástek.

Měnič bude po konstrukci umístěn do přístrojové skříně, která bude mít snadno přístupné pojistkové pouzdro. Skříň musí také obsahovat dvoupólový vypínač a síťový odrušovací filtr. Proto na DPS není umístěna žádná pojistka v primární části. Sekundární část má pojistku elektronickou. Jak bude účinná, se ukáže až při měření.

Trimry můžeme nahradit potenciometry a vyvést je na panel přístroje. Stejně tak můžeme na panel vyvést diodu LED1 indikující nadproudovou ochranu. Barvu LED1 doporučuji červenou.



Obrázek 14: Osazovací plán strana top.



Obrázek 15: Osazovací plán bottom.

5. Sestavení a oživení zdroje

5.1. Příprava na oživení

K sestavení použijeme schéma z Obrázku 12. Plošný spoj vyrobíme dle standardních postupů. Po vyleptání desku proměříme, zda nejsou některé cesty přerušeny, odstraníme neodleptané části mědi a máme-li možnost, pocínujeme. Cínování však není nutné. Vodivé spoje jsou dostatečně dimenzovány. Desku nalakujeme a po zaschnutí vyvrtáme otvory. Osazení provedeme dle plánů na Obrázcích 14 a 15.

Na osazenou DPS připevníme distanční sloupky. Z vlastní zkušenosti vím, že není vhodné, aby se vodivé cesty dotýkaly pracovní podložky. Může totiž dojít ke zkratu a až k úrazu. Desku zatím nemontujeme do skříně. Na vstupní svorky připájíme síťový odrušovací filtr. Filtr připájíme přes žárovku na síťovou koncovku s pojistkovým pouzdrém. Žárovka se zapojuje stejně jako pojistka. Je to klasická žárovka na 230 V a alespoň 75 W. Dnešní moderní úsporné žárovky jsou v tomto případě nepoužitelné. Je to nejjednodušší indikace a ochrana proti zkratu sítě. Zemní vodič připojíme na koncovku, filtr a DPS. Poslední nezbytnost v síťové části pro oživování je síťový oddělovací transformátor. Přes něj budeme zdroj napájet až do doby odladění a umístění do skříně.

Potenciometry připojíme k DPS pomocí stíněných kabelů. Výstup měniče není vhodné při ladění nechávat na prázdko. Při prvním zapnutí nemůžeme vědět, kde jsme udělali chybu a co z měniče bude vystupovat za napětí. Výstup zatížíme rezistorem s hodnotou minimálně 12 Ω , ale ne zase větší než 100 Ω . Jako vhodnou zátěž jsem volil 18 Ω . Rezistor musíme patřičně výkonově dimenzovat. Zdroj je navržen tak, aby byl schopen dodávat 24 V při 2 A, to je 48 W. Při poruše regulace výstupního napětí se zdroj snaží tento výkon dodávat do zátěže. Takže při zátěži 12 Ω na výstupu naměříme 24 V a 2 A, při zátěži 18 Ω naměříme 29,4 V a 1,6 A. Výstupní napětí může růst až k 65 V. Při správné funkci nadproudové ochrany by výstupní proud neměl výrazně převyšovat 2 A. Na tento předpoklad nespolehejte. Na výstup zátěže tedy připojíme zátěž kolem 18 Ω . Při krátkodobém zkoušení je možné rezistory mírně přetěžovat. Na delší měření a testy už musíme pořídit výkonnější zátěž.

Při oživování musíme dávat pozor na nabití kondenzátory. Především kondenzátor C7. Usměrněné síťové napětí má 320 V. Kondenzátor má v sobě velkou část energie i po vypnutí, proto jej musíme vždy před manipulací vybit. V opačném případě riskujeme úraz. Vhodné je paralelně k němu připojit výkonový rezistor o hodnotě přibližně 100 k Ω . S tímto rezistorem se kondenzátor vybíjí 33 sekund.

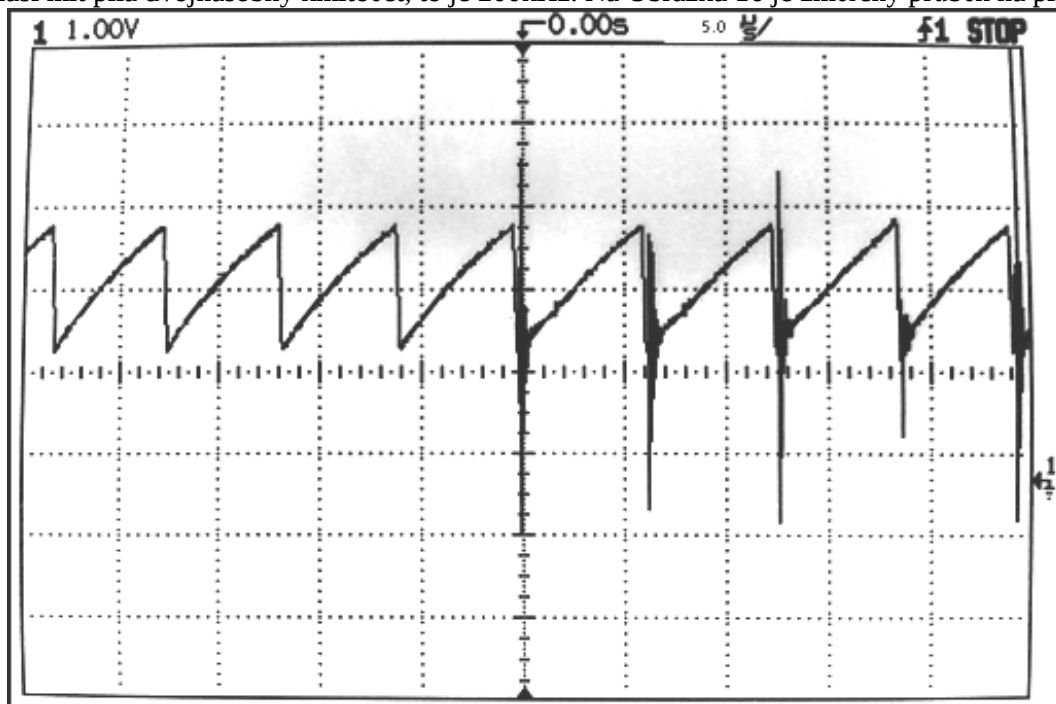
Máme-li připojenou zátěž, ochranné obvody a potenciometry, rozmístíme je na pracovišti vzájemně dostatečně daleko od sebe a fixujeme proti samovolnému pohybu.

5.2. Oživení primární části

Nyní přistoupíme k prvním oživovacím krokům. Potenciometry nastavíme každý přibližně do poloviny rozsahu. Ujistíme se o správnosti zapojení síťové části a krátkodobě, přibližně na 5 sekund připojíme k síti. Žárovka by se měla v okamžiku zapnutí do sítě rozsvítit a po nabití kondenzátoru C7 zhasnout nebo alespoň pohasnout. Nedošlo-li k žádným destruktivním efektům, připojíme na výstup měniče voltmetr přepnutý na rozsah 200 V a pokus opakujeme opět s krátkodobým zapnutím, tentokrát na přibližně 10 s. Pokud nám žárovka mírně žhne a voltmetr ukazuje napětí kolem 12 V, což odpovídá poloze napěťového potenciometru, je vše v pořádku. Pokud žárovka svítí na plný výkon a voltmetr nic neukazuje, zkontrolujeme zapojení síťové části zdroje. Pravděpodobně je někde zkrat. Pokud se žárovka při startu rozsvítí, pak úplně zhasne a voltmetr neukáže žádné napětí, je zřejmě chyba v řízení měniče. V tomto případě musíme ověřit činnost pouze jádra měniče bez zpětných vazeb ze sekundární strany.

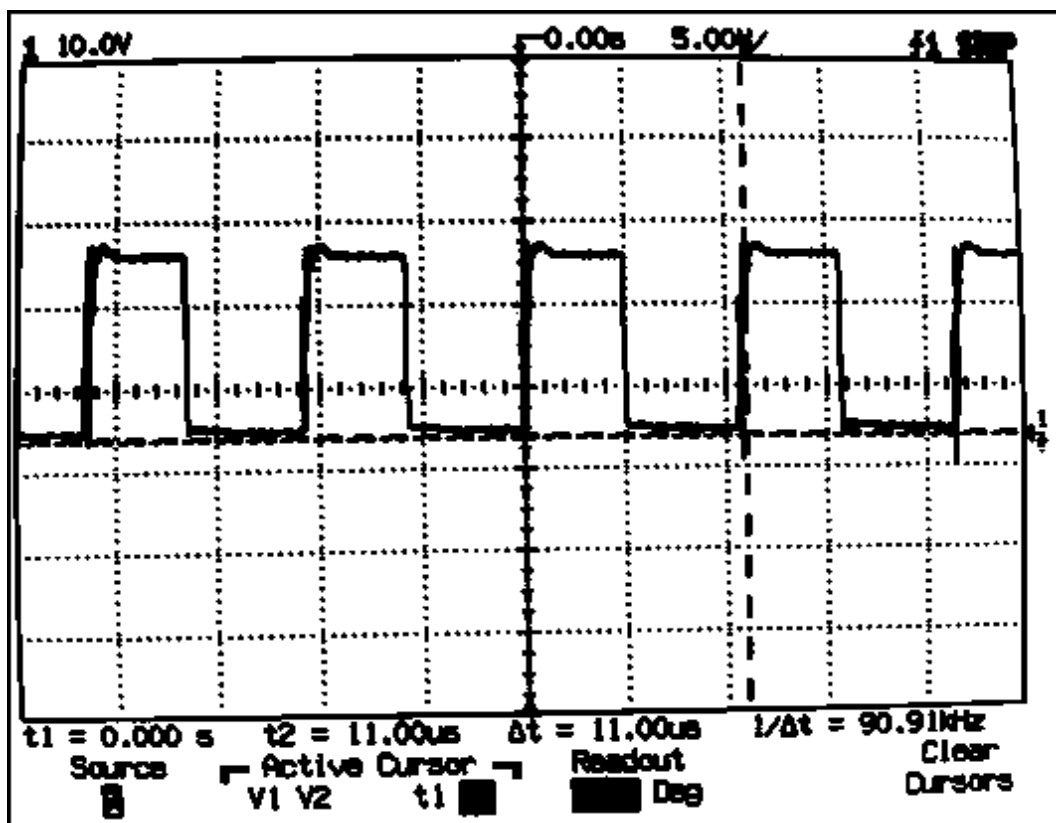
Vypájíme nulový rezistor R17 nebo R18, tím odpojíme zpětné vazby z výstupu. Doporučuji vypájet i rezistor R11, aby nedošlo k poškození napěťového komparátoru VR1. Nyní měnič nebude řízen, a proto je nutné jej patřičně zatížit. Zapneme měnič a pozorujeme voltmetr. Ukazuje-li přibližně 29 V, hledáme chybu v regulacích napětí a proudů. Je-li měnič i nadále nefunkční, změříme napájecí

napětí IC1 na pinu 7. Správné napětí je kolem 18 V. Na další měření bude zapotřebí osciloskop. Začneme s měřením generátoru pily na pinu 4. Předpokládáme pracovní kmitočet 100 kHz. Dle funkce IC1 musí mít pila dvojnásobný kmitočet, to je 200kHz. Na Obrázku 16 je změřený průběh na pinu 4.

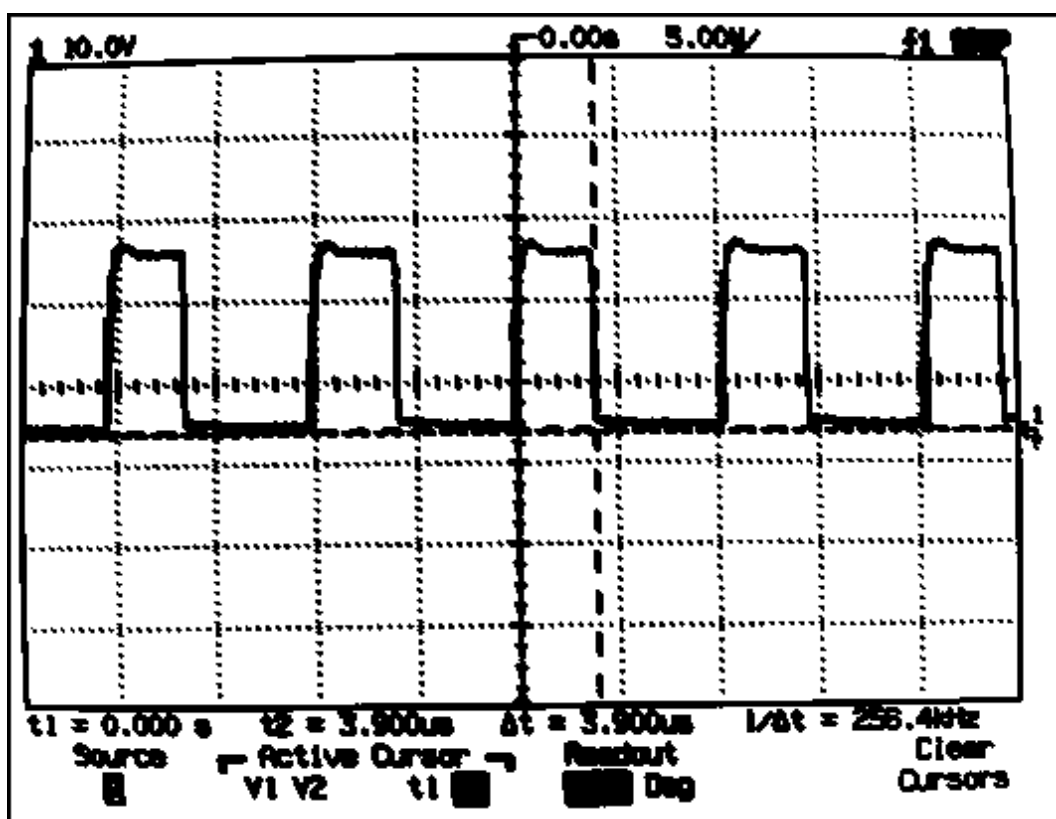


Obrázek 16: Pilový průběh na pinu 4 IC1.

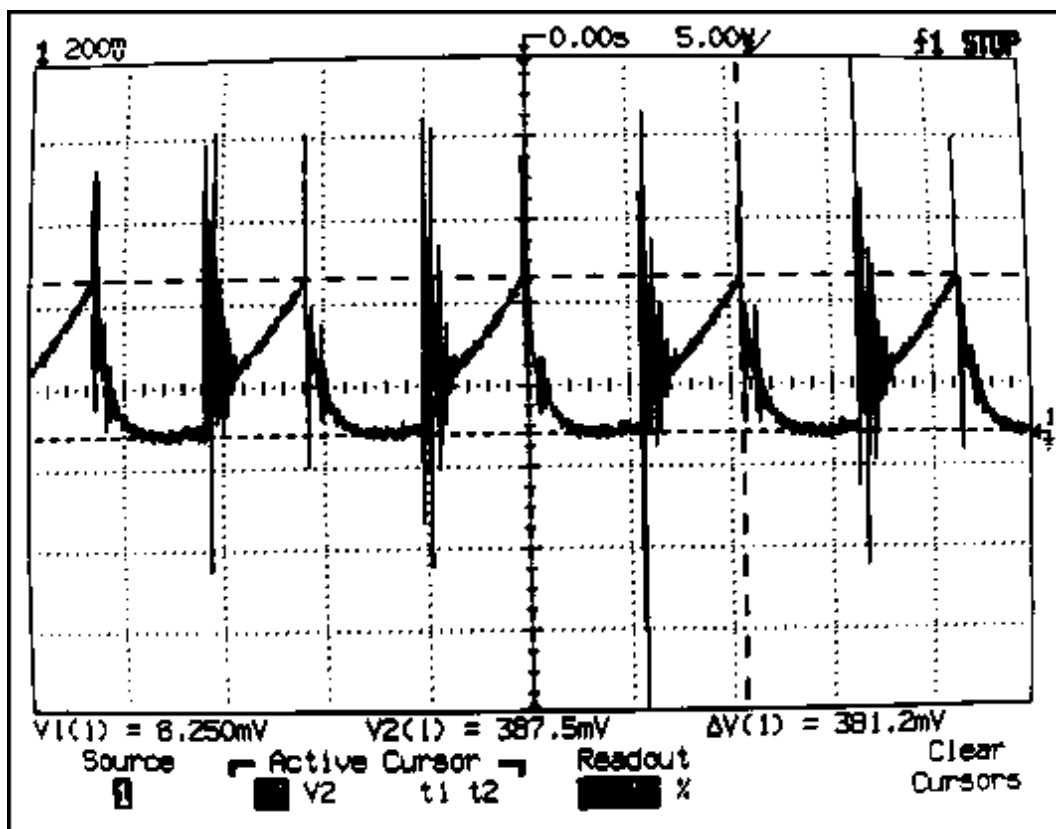
Na pinu 2 musíme naměřit napětí menší než 2,5 V. Vyšší napětí způsobuje zastavení generování řídicích pulzů na pinu 6 IC1. Na hradle výkonového tranzistoru Q1 by měl být obdélníkový průběh se střídou 0,5. Průběh je na Obrázku 17. Pokud je na hradle tento průběh, zkontrolujeme ještě pin 3 IC1. Zde se snímá proud na rezistoru R1 a porovnává se s vnitřní referencí 1 V. Průběh na pinu 3 IC1 je na Obrázku 19. Naměřený průběh má spoustu zákmitů a je špatně čitelný. Idealizované průběhy jsou na Obrázku 11. Pokud na pinu 3 nenaměříme nic, zkontrolujeme, zda není zničen tranzistor Q1, a překontrolujeme transformátor s rekuperací. Pro jistotu odpojíme sekundární vinutí a zatížíme rezistorem. Pokud se zdroj rozběhne, měl by být na rezistoru na sekundárním vinutí průběh zobrazený na Obrázku 21. Ideálně by to měly být pravoúhlé obdélníky. Bohužel jsou tam zákmity. Možný zdroj rušení je působen nedokonalou výrobou pulzního transformátoru. Je nutné, aby feritová jádra byla velmi těsně spojena. Ovšem mezi jednotlivé díly jádra se nesmí nic dostat. Doporučuji použít sponky a trafo zalepit epoxidovým lepidlem. Před dalším postupem je ještě vhodné ověřit funkčnost nadproudové ochrany v primární části. To provedeme snížením odporu zátěže. Integrovaný obvod na proudové přetížení reaguje snížením střídy. Měnič jsem krátkodobě zatížil proudem 4A a změřil průběhy na pinu 3 IC1 a pinu 6 IC3. Průběhy se změnily dle předpokladů: Střída se snížila a proud rezistorem R1 vzrostl. Naměřené průběhy můžete porovnat sami. Na Obrázcích 17 a 18 je změna střídy z 0,5 na 0,39. Na Obrázcích 19 a 20 jsou průběhy napětí na pinu 3 IC3, který tvoří vstup pro proudový komparátor.



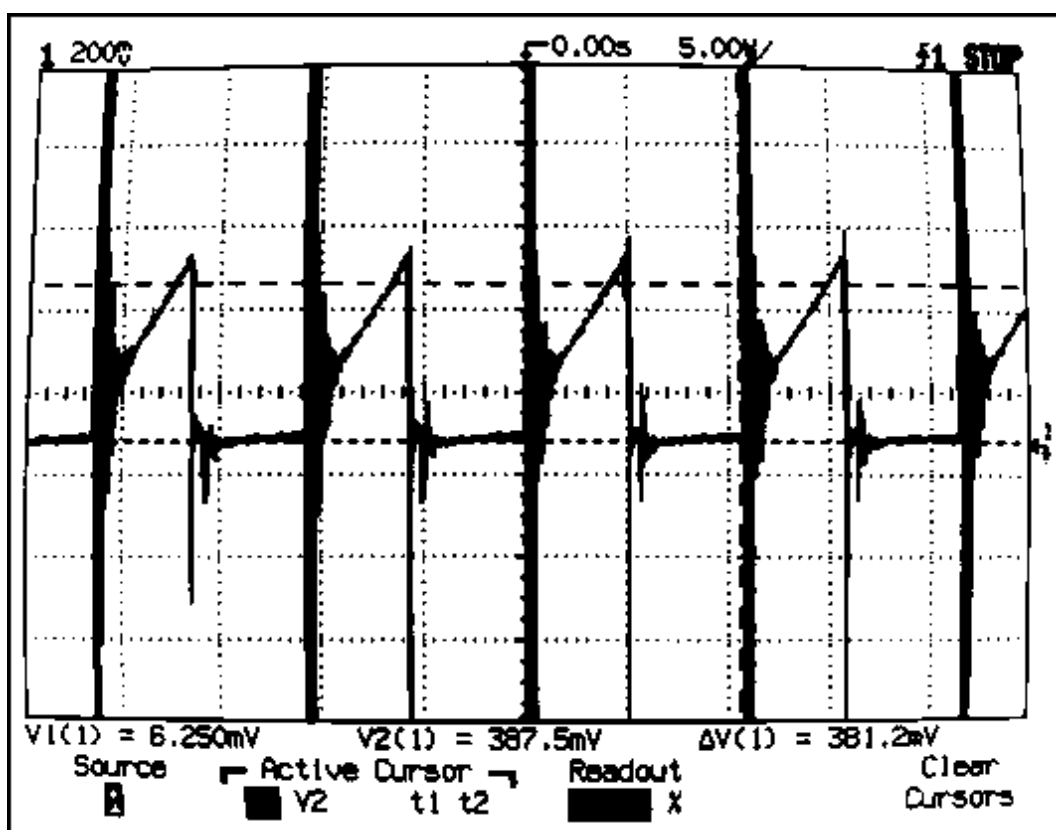
Obrázek 17: Průběh na hradle tranzistoru Q1



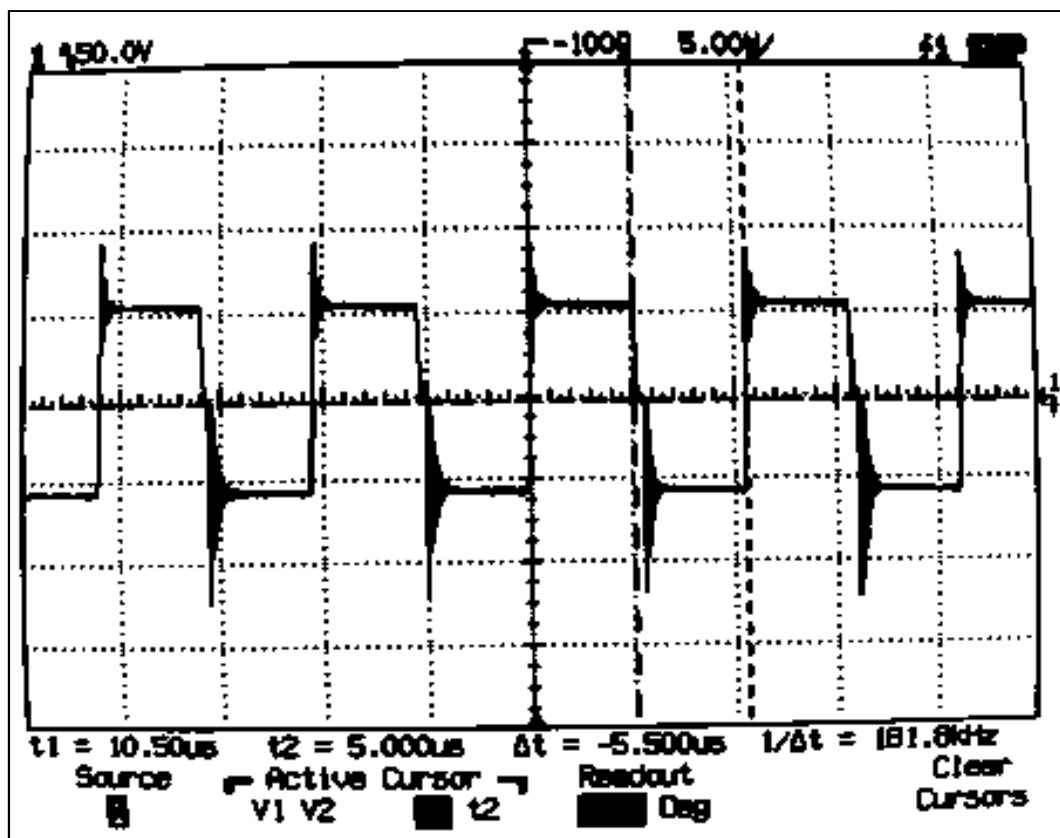
Obrázek 18: Průběh na hradle tranzistoru Q1 při nadproudové ochraně v primární části.



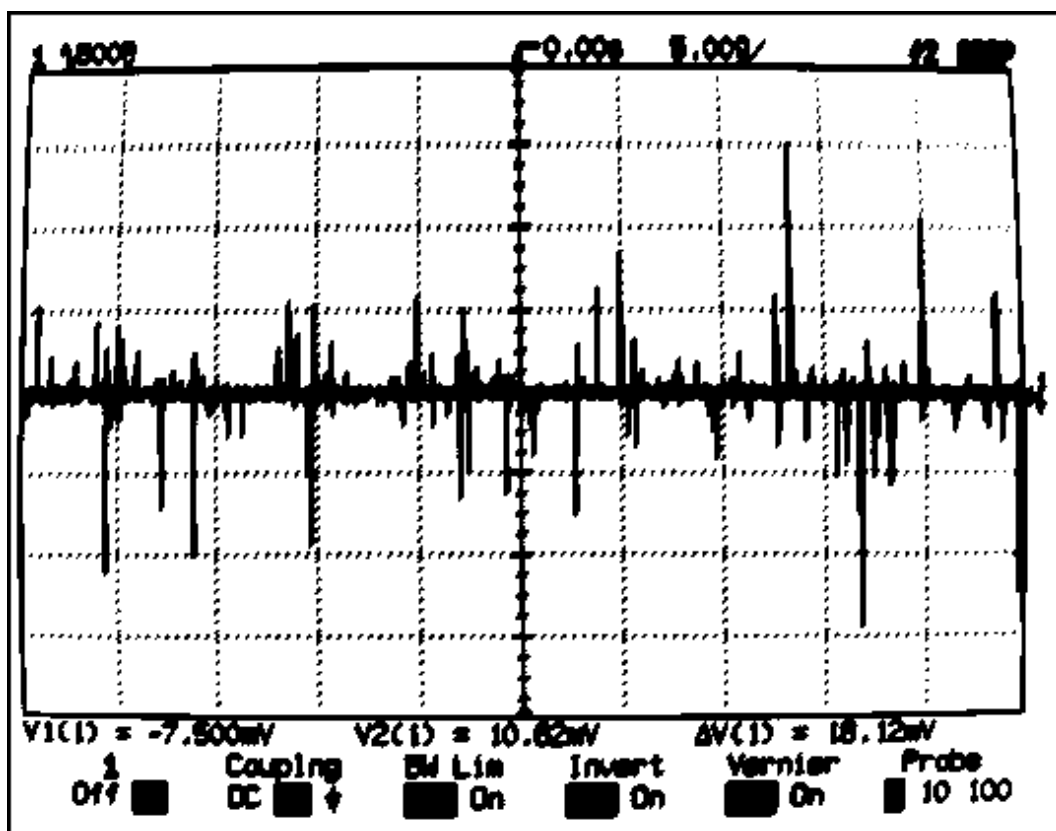
Obrázek 19: Průběh na pinu 3 IC1 při malém zatížení na výstupu.



Obrázek 20: Průběh na pinu 3 IC1 při velkém zatížení na výstupu.



Obrázek 21: Průběh na sekundárním vinutí pulzního transformátoru při střídě 0,5.



Obrázek 22: Výstupní zvlnění při odpojení regulací.

5.3. Oživení sekundární části

5.3.1. Výstupní filtr

Ve schématu jsou dvě tlumivky a čtyři kondenzátory. Ve výpočtech je jenom jedna cívka a dva kondenzátory. Není to chyba, je to úmyslné. Umožní to vylepšení nebo upravování výstupních filtrů. Desku můžeme osadit bez problémů vypočtenými hodnotami a místo tlumivky L3 dát propojku. Tuto variantu jsem vyzkoušel jako první. Při odpojených regulacích zvlnění odpovídalo teorii. Po zapojení regulace napětí se zdroj začal chovat velmi nepříjemně. Místo aby reguloval v každé periodě, udělal pár pulzů se střídou 0,5 a pak se na několik taktů zastavil. Ve výsledku bylo na výstupu velké zvlnění a zdroj se choval, jako kdyby měl pracovní kmitočet kolem 1 kHz. Výstupní zvlnění se při vypočtených filtrech pohybovalo okolo 1 V při výstupním napětí 24 V a proudu 2 A. Pokud by toto zvlnění bylo uspokojivé, je možno DPS osadit spočtenými filtry. Já osobně jej považuju za neuspokojivé. Experimentálně jsem sestavil filtr ze dvou tlumivek, $L_2 = 16,2 \mu\text{H}$ a $L_3 = 270 \mu\text{H}$, kondenzátory jsem osadil všechny čtyři, každý měl $\text{ESR} = 0,039 \Omega$ 1 mF/50 V. Vynechání Tlumivky L2 nedoporučuji. Usměrnovací dioda se při nabíjení kondenzátorů, bez tlumivky, začne hodně zahřívat. Naopak příliš velká tlumivka způsobuje změknutí zdroje, ale zase udrží spojitý proud. Rozumný kompromis se mi jevil jako tlumivka s indukčností $16,2 \mu\text{H}$. Tlumivku vyrobíme z dostatečně velkého železo-prachového jádra a dostatečně velkého průřezu vodiče nebo lépe vineme svazkem pěti vodičů s průřezem $0,1768 \text{ mm}^2$. Kondenzátory C2, C5 a C6 nesmějí mít dohromady menší reaktanci jak kondenzátor C3. Pokud by k tomu došlo, mohla by tlumivka L3 na kondenzátorech C2, C5 a C6 zvednout napětí až nad jejich únosnou hranici. Předělaný výstupní filtr měl při odpojené regulaci tak malé zvlnění, že jej nebylo možno osciloskopem změřit. Zvlnění se pohybovalo pod 20 mV. S regulací pak pod 224 mV. Toto zvlnění už je lepší, ale ve srovnání s lineárními zdroji je to pořád hodně.

5.3.2. Oživení stabilizace napětí

Začneme tím, že zpět připájíme odpory R17 a R18. Je vhodné odpojit proudovou ochranu. K tomu postačí odpájet R19 nebo diodu LED1. Před zapnutím zdroje nastavíme potenciometr do polohy maximálního výstupního napětí. Zdroj zapneme. Výstupní napětí by nemělo být o moc vyšší, než 24 V. Potenciometrem se pokusíme napětí snížit. Regulace je navržena na rozsah 2,5 V až 24 V. Regulace by měla fungovat na první zapojení. Není-li tomu tak, zkontrolujeme zapojení. Komparátor VR1 má vnitřní komparaci 2,5 V, proto je minimální výstupní napětí právě 2,5 V. Snižování tohoto napětí není vhodné. Řídicí obvod by byl nucen generovat příliš úzké impulzy do hradla tranzistoru Q1 a ten by se nemusel stíhat plně otvírat. To by vedlo k jeho zahřívání. Při upravení napěťového děliče jsem zjistil, že při síťovém napětí 238 V je zdroj schopen dodávat výstupní napětí až 33 V při 2 A. Přepočtem je tedy možný pokles síťového napětí až na 173 V při udržení výstupního napětí 24 V a proudu 2 A. Při odlaďování zdroje můžeme vyzkoušet odpojit rezistor R11 od výstupu a připojit jej před tlumivku L3. Toto snímání se používá v PC zdrojích pro snížení výstupního zvlnění. Má to ovšem svá úskalí. Pokud by se filtr za komparátorem rozkmital, napěťový komparátor by to nezaznamenal. Další nevýhoda spočívá v sériovém odporu tlumivky L3 a přičítá se k vnitřnímu odporu zdroje. U tlumivky s malým počtem závitů z tlustého vodiče by se dal sériový odpor zanedbat.

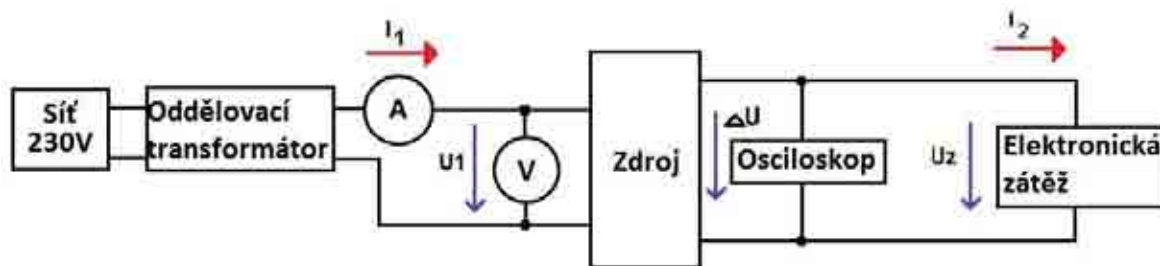
5.3.3 Oživení nadproudového omezení

Po oživení napěťové regulace zbývá už jen zprovoznit proudové omezení. Zpět napájíme součástky, kterými jsme vyřadili proudové omezení. Potenciometr nastavíme do polohy maximálního proudu. Zapneme zatížený zdroj a zkusíme omezit výstupní proud. K indikaci omezení slouží LED dioda. Dle Ohmova zákona s klesajícím proudem klesá i napětí na odporové zátěži. Proud lze omezit až na nulu. Maximální proudovou hranici můžeme měnit rezistorem R5 a proudem diodou D8. Nefunguje-li omezování, zkontrolujeme zapojení a napájení operačního zesilovače. Omezovač by měl fungovat na první zapojení. Omezovač funguje jako komparátor s hysterezí, ta slouží k omezení rozkmitání nadproudové ochrany.

6. Měření

Jedny z nejdůležitějších parametrů zdroje jsou: Zatěžovací charakteristiky, výstupní zvlnění a účinnost. Na tyto parametry jsem se při měření soustředil.

Před samotným měřením je zapotřebí doplnit zdroj o chladiče. Jelikož jsme napočítali zdánlivě zanedbatelné ztráty, můžeme se domnívat, že chlazení prakticky nepotřebujeme. Není tomu tak! Skutečná doba spínání a vypínání tranzistoru je podstatně delší a tudíž se i více zahřívá. Na usměrňovači jsou také znatelné ztráty. Proto namontujeme provizorní chladič. Na něj použijeme minimálně plech o ploše 100 cm² a necháme jej ofukovat ventilátorem. Tento typ chladiče použijeme pouze po dobu měření. Jeho teplotu můžeme kontrolovat teploměrem.



Obrázek 23: Blokové schéma měření VA-charakteristiky zdroje.

Pracoviště zapojíme podle Obrázku 23. Napětí na V-metru by mělo být konstantní. Budeme zaznamenávat proud tekoucí A metrem, výstupní zvlnění na osciloskopu, napětí a proud elektronickou zátěží. Elektronická zátěž má integrované měřicí přístroje. Kdyby nebyla k dispozici elektronická zátěž, můžeme použít izostat s dostatečným výkonovým a proudovým dimenzováním. Zdroj proměříme ve třech výstupních napětích. Vhodné je volit kritické hranice.

Tabulka 1: Naměřené hodnoty pro výstupní napětí 25,5 V.

$U_z[V]$	25,5	25,5	25,5	25,5	25,4	25,3	25,2	25,1	25,0	25,0	25,0
$R[\Omega]$	1000,0	700,0	500,0	100,0	50,0	40,0	30,0	20,0	15,0	13,0	12,5
$I_1[mA]$	22	23	25	55	94	114	147	217	288	331	345
$I_2[mA]$	25	36	51	256	500	630	834	1246	1660	1900	1980
$\Delta U[mV]$	28	28	28	25	21	21	21	21	30	30	30
Příkon[VA]	5,2	5,5	6,0	13,1	22,4	27,1	35,0	51,6	68,5	78,8	82,1
Výkon[W]	0,6	0,9	1,3	6,5	12,7	15,9	21,0	31,3	41,5	47,5	49,5
Účinnost[η]	12,2	16,8	21,9	49,9	56,8	58,7	60,1	60,6	60,5	60,3	60,3
Ztrátový výkon [W]	4,6	4,6	4,6	6,6	9,7	11,2	14,0	20,4	27,0	31,3	32,6
$U_z[V]$	24,8	24,8	24,7	24,5	24,0	23,8	23,5	23,4	23,6	23,0	22,0
$R[\Omega]$	12,4	12,3	12,2	12,1	12	11,9	11,8	11,5	11,7	11,6	11,2
$I_1[mA]$	346	330	330	322	322	320	320	320	320	320	300
$I_2[mA]$	1980	2000	2000	2000	1990	2000	1990	2028	2000	1990	1980
$\Delta U[mV]$	104	103	190	190	190	190	193	193	193	193	193
Příkon[VA]	82,3	78,5	78,5	76,6	76,6	76,2	76,2	76,2	76,2	76,2	71,4
Výkon[W]	49,1	49,6	49,4	49,0	47,8	47,6	46,8	47,5	47,2	45,8	43,6
Účinnost[η]	59,6	63,2	62,9	63,9	62,3	62,5	61,4	62,3	62,0	60,1	61,0
Ztrátový výkon [W]	33,2	28,9	29,1	27,6	28,9	28,6	29,4	28,7	29,0	30,4	27,8

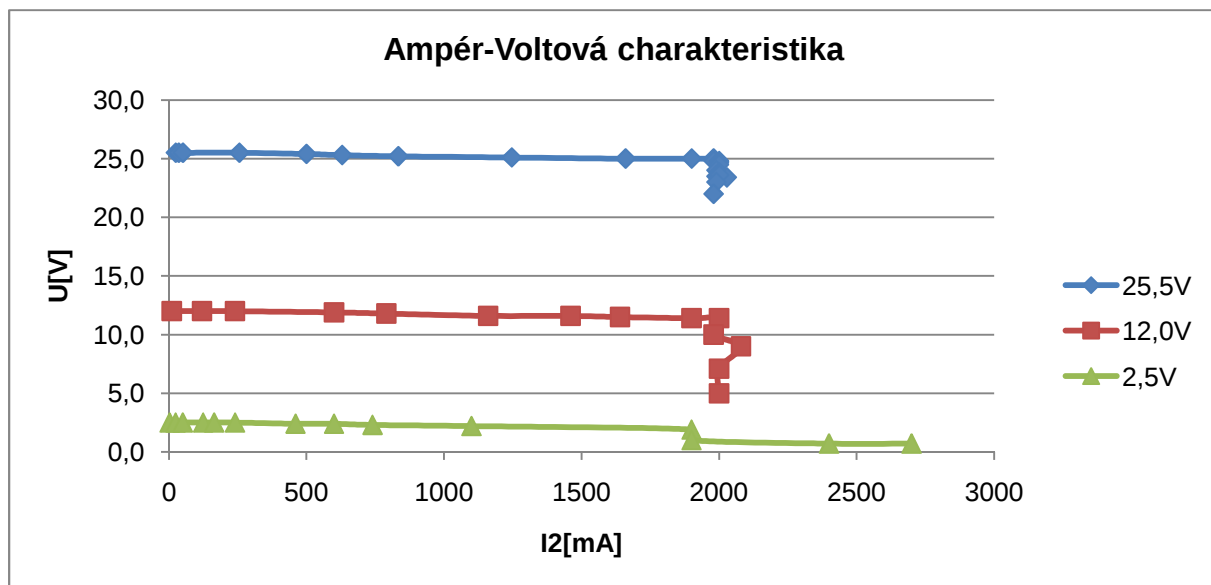
Tabulka 2: Tabulka naměřených hodnot při výstupním napětí 12 V

U_z [V]	12,0	12,0	12,0	11,9	11,8	11,6	11,6
R [Ω]	1000,0	100,0	50,0	20,0	15,0	10,0	8,0
I_1 [mA]	18	26	35	59	72	100	119
I_2 [mA]	10	120	240	600	790	1160	1460
ΔU [mV]	113	224	135	107	101	96	120
Příkon [VA]	4,3	6,2	8,3	14,0	17,1	23,8	28,3
Výkon [W]	0,1	1,4	2,9	7,1	9,3	13,5	16,9
Účinnost [η]	2,8	23,3	34,6	50,8	54,4	56,5	59,8
Ztrátový výkon [W]	4,2	4,7	5,5	6,9	7,8	10,3	11,4
U_z [V]	11,5	11,4	11,4	10,0	9,0	7,1	5,0
R [Ω]	7,0	6,0	5,5	5,0	4,0	3,0	2,0
I_1 [mA]	133	152	164	145	125	110	98
I_2 [mA]	1640	1900	2000	1980	2080	2000	2000
ΔU [mV]	110	89	95	3466	3400	3400	3400
Příkon [VA]	31,7	36,2	39,0	34,5	29,8	26,2	23,3
Výkon [W]	18,9	21,7	22,8	19,8	18,7	14,2	10,0
Účinnost [η]	59,6	59,9	58,4	57,4	62,9	54,2	42,9
Ztrátový výkon [W]	12,8	14,5	16,2	14,7	11,0	12,0	13,3

Tabulka 3: Naměřené hodnoty při výstupním napětí 2,5V

U_z [V]	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,4
R [Ω]	1000,0	100,0	50,0	20,0	15,0	10,0	5,0
I_1 [mA]	17	18	19	20	21	23	28
I_2 [mA]	2,5	24	50	124	164	240	460
ΔU [mV]	50	165	151	193	171	139	139
Příkon [VA]	4,0	4,3	4,5	4,8	5,0	5,5	6,7
Výkon [W]	0,0	0,1	0,1	0,3	0,4	0,6	1,1
Účinnost [η]	0,2	1,4	2,8	6,5	8,2	11,0	16,6
Ztrátový výkon [W]	4,0	4,2	4,4	4,5	4,6	4,9	5,6
U_z [V]	2,4	2,3	2,2	1,9	1,0	0,7	0,7
R [Ω]	4,0	3,0	2,0	1,0	0,5	0,3	0,1
I_1 [mA]	31	35	43	62	69	70	70
I_2 [mA]	600	740	1100	1900	1920	2400	2700
ΔU [mV]	120	165	123	89	1000	191	190
Příkon [VA]	7,4	8,3	10,2	14,8	16,4	16,7	16,7
Výkon [W]	1,4	1,7	2,4	3,8	1,9	1,7	1,9
Účinnost [η]	19,5	20,4	23,6	25,5	11,7	10,1	11,3
Ztrátový výkon [W]	5,9	6,6	7,8	11,0	14,5	15,0	14,8

Tabulky jsou doplněny o výpočet účinnosti, příkonu, výkonu a ztrátovém výkonu. Z naměřených údajů sestavíme grafy.



Graf 1: Ampér – Voltová charakteristika zdroje.

Z Ampér – Voltové charakteristiky můžeme vidět jak je zdroj tvrdý a při jakém proudu začíná reagovat proudová ochrana. Zdroj je navržen na nastavitelnou proudovou ochranu. Při měření byla nastavena na proud 2A. Jak je vidět, při nízkém výstupním napětí je ochrana málo účinná. Poslední hodnota v grafu je měřena při zátěži $0,1\Omega$. Tato zátěž se už dá považovat za zkrat na výstupních svorkách. Maximální proud byl nastaven na 2A, ale zátěží teklo 2,7A. Z tabulek je také možné vypočítat vnitřní odpor zdroje. K výpočtu musíme použít hodnoty s dostatečným rozestupem a zároveň mimo oblast, kde se uplatňuje proudové omezení.

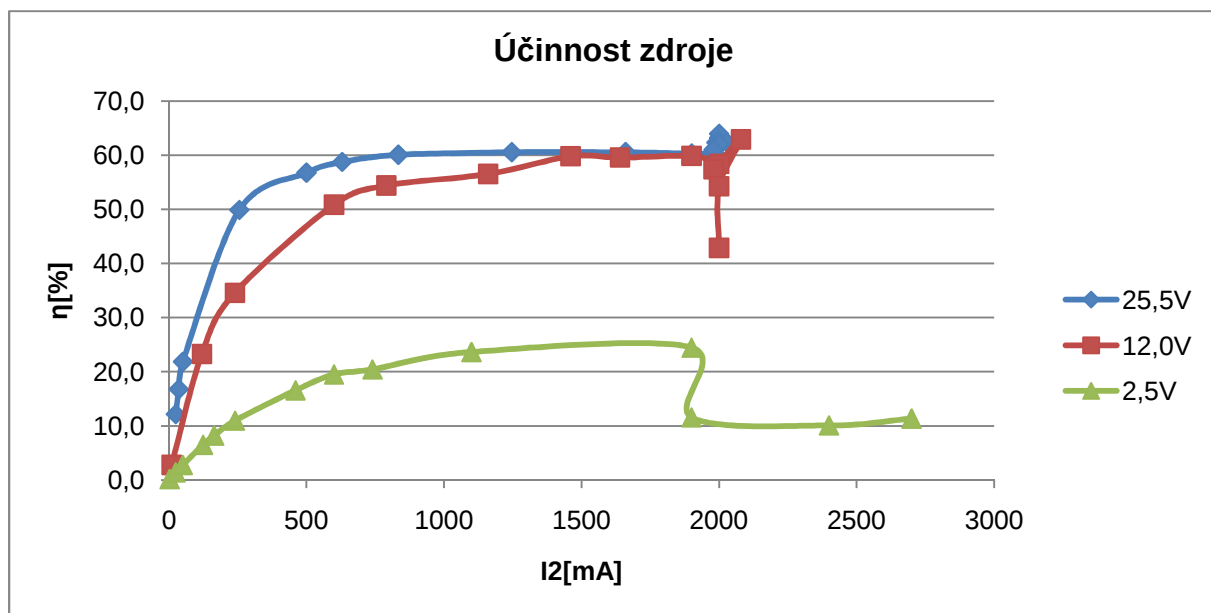
$$R_{Zdr} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{25,5 - 25,0}{1,9 - 0,025} = 0,266\Omega \quad (6.1)$$

Vnitřní odpor se pro různá výstupní napětí mírně liší:

U_{out} [V]	R_{Zdr} [Ω]
25,5	0,266
12,0	0,307
2,5	0,316

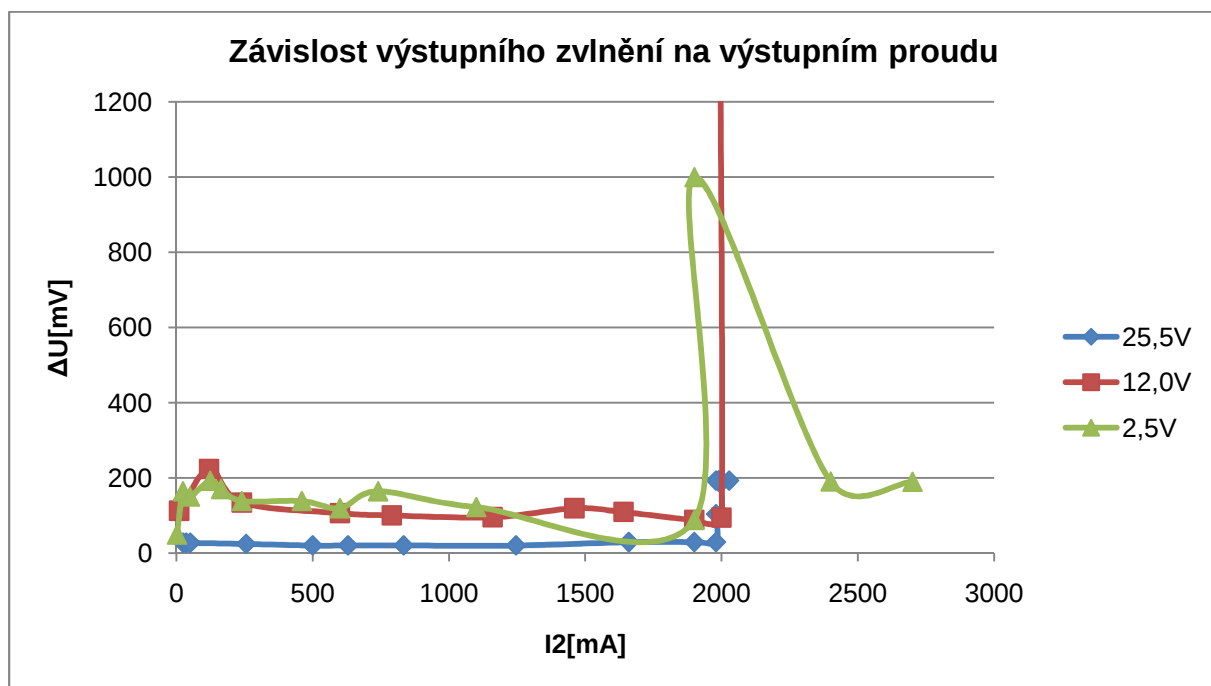
Tabulka 4: Vypočtené vnitřní výstupní odpory.

V Grafu 2 je znázorněna účinnost zdroje v závislosti na výstupním proudu. Účinnost je maximálně 63%. Na pulzní zdroj je to poměrně malá hodnota. Lze ji však odůvodnit. Spínací kmitočet je 100kHz. Při této frekvenci už jsou znatelné ztráty ve feritovém jádře transformátoru a tlumivce L2. Další ztráty vznikají při spínání tranzistoru Q1. Ztráty na něm rostou úměrně s kmitočtem spínání. Další ztráty vznikají na usměrňovací dvojité diodě D3. Při nespojitém proudu pouze na jedné.



Graf 2: Účinnost zdroje.

Poslední graf 3 znázorňuje závislost zvlnění výstupního napětí na výstupním proudu. Je patrné, že nejnižší zvlnění má zdroj při maximálním výstupním napětí. Dokud nezačne reagovat proudové omezení, pohybují se zvlnění pod 224mV. Po zabrání ochrany zvlnění výrazně vzroste. Nejvyšší naměřená hodnota je při $U_{OUT} = 12V$ a to $\Delta U = 3,4V$. Tato velká zvlnění lze odůvodnit částečně hysterezí komparátoru proudové ochrany. Další možné vysvětlení je snaha regulovat napětí za současně i proud. Oba regulátory nejsou synchronní a reguluje každý podle sebe bez ohledu na druhý regulátor. Tímto způsobem se do zpětné vazby do řídicího obvodu vnášejí současně dvě informace o regulování. Z toho vyplývá, že řídicí obvod může spínat tranzistor velmi nepravidelně až chaoticky. Problém by šel vyřešit složitějším zapojením, kde by docházelo k součinnosti obou regulátorů.



Graf 3: Závislost výstupního zvlnění na výstupním proudu.

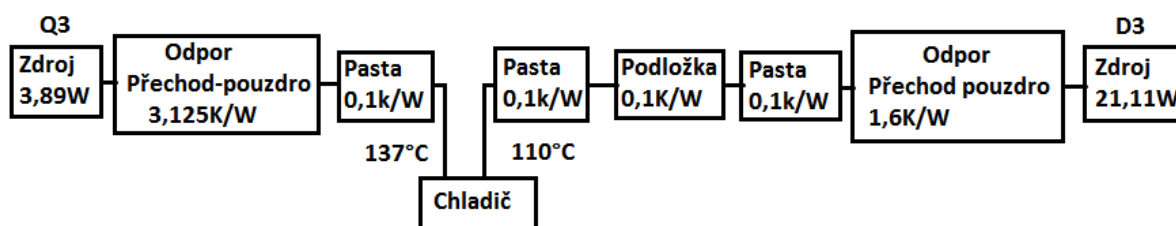
Použité přístroje:

- Osciloskop HP 54603B (624-301)
- Elektronická zátěž PEL-300 (624-591)
- Oddělovací transformátor
- Digital multimeter M3900

7. Mechanická konstrukce a chlazení

Nejprve se budeme zabývat chlazením. Výkonové prvky Q1 a D3 jsou umístěny na kraji kratší strany DPS. To je výhodné pro přimontování k rozměrnějším chladičům. Z grafů je patrná účinnost pouze 60%, zbytek energie se mění na tepelné ztráty. Z Tabulky 1 vyčteme maximální ztráty 33,2W. Tyto ztráty zůstávají v celém zařízení. Část z nich je v prvcích, které se nechladí, například transformátory a tlumivky. Podle výpočtů by ztráty na výkonovém tranzistoru Q1 měly být 3,89W. Tyto ztráty jsou počítány pro náběžnou a sestupnou dobu vyčtenou z katalogů řídicího obvodu. Ve skutečnosti mohou být i vyšší. Pokud použijeme tranzistor s celoplastovým pouzdrům, můžeme jej umístit na společný chladič s dvojitou diodou D3. Budeme-li mít tranzistor s kovovým pouzdrém, musíme použít slídovou podložku nebo ještě lépe samostatný chladič. Budeme-li chladič dimenzovat na ztráty 25W, bude to dostatečné.

Když známe ztrátový výkon, můžeme se pustit do návrhu chlazení. Víme, že máme dva zdroje tepla umístěné na společném chladiči. Postup bude o něco složitější, než u jednoho zdroje tepla. Nakreslíme blokové schéma chladicího systému.



Obrázek 24: Blokové schéma chladicího systému.

Schéma znázorňuje chladicí systém se dvěma zdroji tepla a jejich tepelné odpory k chladiči. Nejdříve z dokumentací chlazených polovodičů zjistíme maximální teplotu polovodičového prvku. Obvykle se značí T_{CH} . V našem případě mají oba prvky $T_{CH} = 150^{\circ}\text{C}$. K výpočtu teploty pouzdra potřebujeme ještě znát tepelný odpor z polovodiče na povrch pouzdra R_{TH} . Do výpočtu teploty pouzdra [9] zahrneme i odpor slídové podložky a přechodů s teplovodivou pastou. Každá vrstva má odpor 0,1K/W.

D3: $R_{TH} = 1,6\text{K/W}$

K R_{TH} připočteme odpor podložky a odpory přechodů. To vzorce dosadíme $1,6\text{K/W} + 0,3\text{K/W} = 1,9\text{KW}$

$$T_C = T_{CH} - R_{TH} \cdot P = 150^{\circ}\text{C} - 1,9\text{K/W} \cdot 21,11\text{W} \doteq 110^{\circ}\text{C} \quad (7.1)$$

Obdobně i pro tranzistor.

Q1: $R_{TH} = 3,125\text{K/W}$

$$T_C = T_{CH} - R_{TH} \cdot P = 150^{\circ}\text{C} - 3,225\text{K/W} \cdot 3,89\text{W} \doteq 137^{\circ}\text{C} \quad (7.2)$$

Vyšly nám dvě rozdílné hodnoty, z nichž musíme vybrat tu nižší. Kdybychom vybrali tu vyšší, druhý prvek by se nám přehřál.

Spočítáme vnější odpor R_V [9]. Podle tohoto parametru vybíráme chladič z katalogů.

$$R_V = \frac{T_C - T_a}{P} = \frac{110^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{25\text{W}} = 2,6\text{K/W} \quad (7.3)$$

V tomto bodě můžeme v katalogu vyhledat příslušný chladič. Ještě vypočteme plochu chladiče a rozhodneme, zda bude lepší profilový chladič nebo chladič vyrobený z plechových plátů. K výpočtu plochy chladiče musíme znát jisté koeficienty, které nalezneme v literatuře [9]:

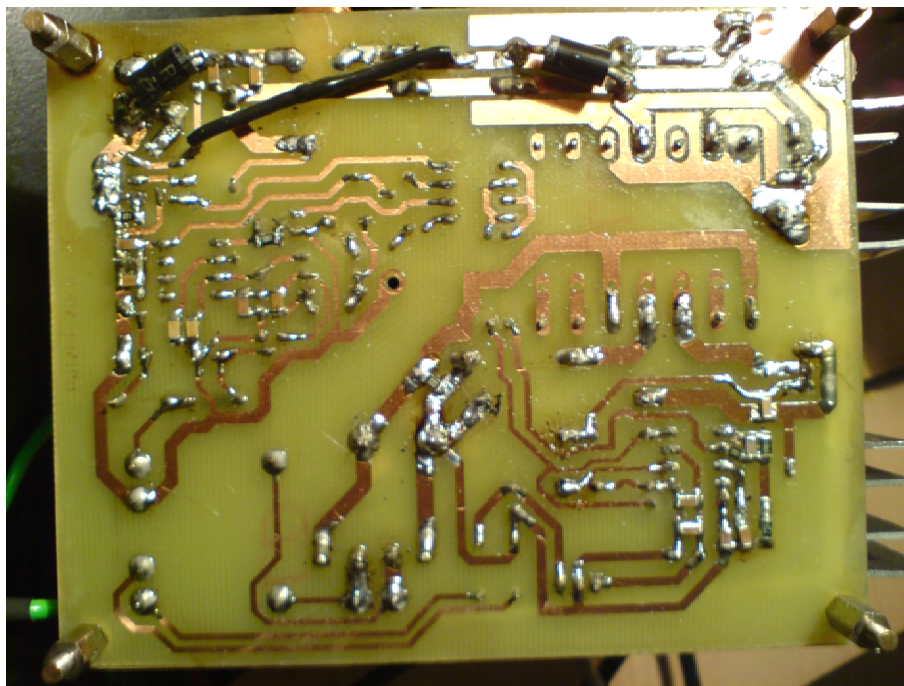
C1 – materiálová konstanta: Al = 1, Cu = 0,75

C2 – vyzařovací konstanta: (pro Al tloušťky 2-3mm) svisle = 0,43, vodorovně = 0,5

$$S = \frac{C1 \cdot 760 \cdot C2}{R_V - C1 \cdot 1,73} = \frac{1 \cdot 760 \cdot 0,43}{2,6\text{K/W} - 1 \cdot 1,73} \doteq 376\text{cm}^2 \quad (7.4)$$

Spočítali jsme plochu chladiče, nikoliv účinnou chladičící plochu. Plocha chladiče 1cm^2 je plech o rozměrech $1 \times 1\text{cm}$. Tento plech má dvě strany, které vyzařují teplo, takže jeho chladičící plocha je 2cm^2 .

Pokud bychom měli kovovou skříň, která má stěnu tlustou 2-3mm s dostatečnou plochou, můžeme odvádět teplo do přístrojové skříň. Takto masivní skříň by byla zřejmě finančně nákladná, proto bude lepší zvolit profilovaný chladič. Ve vzorci 7.4 je počítáno s okolní teplotou 45°C , tuto teplotu udáváme, počítáme-li s umístěním chladiče uvnitř uzavřené přístrojové skříň. Nicméně je vhodné, aby chladič měl žebrování vyvedené ven ze skříň, nebo alespoň umístěno tak, aby byla zajištěna dobrá cirkulace vzduchu.



Obrázek 25: Osazená DPS.



Obrázek 26: Pohled na otevřenou přístrojovou skříň.



Obrázek 27: Pohled na přední panel.

8. Závěr

První část je věnována teoretickému úvodu do problematiky pulzních měničů. Je zde stručně a přehledně popsána většina běžně užívaných měničů s cívkami a transformátory. Jsou zmíněny také měniče s kapacitami. Jejich užití je v praxi minimální, ale nezanedbatelné. Této kategorii jsme nevěnovali příliš pozornost. Konstruují se především jako integrovaný obvod s externími kondenzátory. V této kategorii není příliš prostoru pro navrhování. Tato skupina byla uvedena jen, aby čtenář věděl, že existují i jiné měniče než s cívkami a transformátory. Měniče s cívkami jsou rozděleny do tří skupin: Snižující, zvyšující a invertující. Tyto měniče nemají galvanicky oddělené výstupní napětí od vstupního. Další skupinou jsou měniče s transformátory. Hlavní skupiny jsou jednočinné a dvojčinné. U jednočinných je uveden blokující a propustný měnič. Jejich rozdíl je především v transformátoru. Blokující musí mít transformátor se vzduchovou mezerou, zatímco propustný nesmí. Další rozdíl je ve smyslu vinutí a tím i v principu přenášení energie. Blokující energii akumuluje do jádra a pak ji přenáší do zátěže. Propustný měnič energii neakumuluje, ale rovnou ji přenáší do zátěže. Poslední skupinou jsou dvojčinné měniče. Rozdíl mezi jednočinnými a dvojčinnými je v počtu přenosů energie do zátěže za jednu periodu. Jednočinné přenášejí energii jednou za periodu, dvojčinné dvakrát za periodu. Existují i vícečinné měniče. Těmi se zabýváme. V podstatě se jedná o několik jedno nebo dvojčinných měničů zapojených tak, aby udržely spojitý výstupní proud s minimálním zvlněním. První dvojčinný měnič jsou dva jednočinné měniče se společným magnetickým obvodem. Tranzistory se spínají střídavě. Je nutné použít dead time. Ten slouží k zamezení stavu, kdy by byly oba tranzistory sepnuty. Tento stav je nepřipustný a dochází při něm ke zničení tranzistorů. Další typ měniče je dvoucestný polomost. V můstku je jedna polovina složená z tranzistorů a druhá z kondenzátorů. Spínací prvky nesmějí být umístěny v diagonále, neboť by se nejednalo o dvojčinný polomost. Dvojčinný polomost je nejčastěji používán ve výpočetní technice pro napájení stolních PC. Pro upřesnění to jsou zdroje AT, ATX, BTX. Nejčastěji se setkáme se zdrojem ATX. Poslední z kategorie dvojčinných měničů je plný most. Plný most umožňuje přenášet největší výkony ze všech doposud uvedených měničů. Asi nejtypičtější využití je v pulzní svářečce. Ty levné jsou schopny dodávat proud až 200A při obloukovém napětí 30V – 40V, což odpovídá výkonu až 4kW.

Ve čtvrté kapitole se zabýváme pouze návrhem jednočinného propustného měniče. Úvodem byla stanovena kritéria, která mají být při návrhu dodržena. Z praktických znalostí o měničích byl zvolen jednočinný propustný měnič s rekuperačním vinutím. Rekuperační zapojení má výhodu ve vyšší účinnosti, protože energie z demagnetizace jádra transformátoru se nespáluje, ale vrací zpátky do zdroje. Nevýhodou je nutnost velmi těsné vazby primárního a rekuperačního vinutí. Ta se realizuje obtížně. Další nevýhodou je větší náchylnost na vznik přepětíových špiček na spínacím tranzistoru. Součástí teoretického rozboru je i rozbor průběhů napětí a proudů v klíčových částech obvodu.

Nejchoulostivější místo celého měniče je pulzní transformátor. Jeho provedení musí být skutečně precizní a pečlivá práce. Při jakékoliv nedbalosti či nepečlivosti může dojít k úplné degradaci měniče. U ručně vinutých měničů je nejčastější jejich pískání. Je to způsobeno nedostatečným utažením závitů. Feritová jádra k sobě musejí být silou přitlačena a nesmí se mezi nimi udělat vzduchová mezera. Když ferity slepujeme, nesmí se mezi ně dostat lepidlo. V méj realizaci se i přes veškeré úsilí a snahu nepovedlo vinutí transformátoru dostatečně napnout, proto poměrně hlasitě píská.

Po odladění měniče a jeho proměření jsem provedl zátěžové testy. Teprve v nich se ukáže, zda je měnič dobře navržen. Při konstrukci se ukázalo, že regulace napětí nefunguje zcela optimálně. Když byla regulace vyražena, měnič se choval zcela dle předpokladů a výpočtů. Po zapojení regulace začaly problémy. Regulace měla zasahovat do každé periody měniče, místo toho nechala měnič udělat několik cyklů s maximální střídou a pak jej na několik cyklů úplně zastavila. Pro výstupní filtr se měnič choval jako by měl pracovní kmitočet kolem 1kHz. Pochopitelně měl potom měnič velké výstupní zvlnění. A to kolem 1,3V. Pro jisté účely by to bylo přijatelné. Experimentálně jsem navrhl filtr, se kterým se zvlnění dostalo pod 224mV. S proudovým omezením se napětíové zvlnění rapidně zvýšilo. Při zkoumání účinnosti proudového omezení bylo zjištěno, že s klesajícím výstupním napětím se snižuje i účinnost omezení. Je to způsobeno velkým zvlněním a parazitními špičkami na výstupu měniče. Měřením byla zjištěna maximální účinnost zdroje 60%. To je poměrně malá účinnost. Lze ji odůvodnit vysokým pracovním kmitočtem a s ním spojenými ztrátami v jádrech a polovodičích. Při

kmitočtu 100kHz se již výrazně projevovaly ztráty v pulzním transformátoru a tlumivce L2. Tlumivka dosahuje teploty kolem 60°C. Tato teplota stačí na to, aby rozpustila lepidlo (silikon), kterým je fixována proti vibracím. Tato konstrukce je důkazem, že není vhodné volit příliš vysoký pracovní kmitočet. Optimální pracovní kmitočet je v rozmezí 40-50kHz. Na kmitočtu 50kHz ještě nevznikají velké ztráty ve feritech a při spínání.

Literatura

- [1] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. BEN-Technická literatura, Praha 2001. ISBN 80-7300-045-8
- [2] KREJČÍŘÍK, Alexandr. Spínané zdroje. *ARadio*, 2000, roč. XLIX, č. 3, s. 3-9. ISSN 12-3557, MKČR 7443
- [3] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M., *Napájení elektronických zařízení* [online]. Brno: Vysoké učení technické, Ústav radioelektroniky, 2000. s. 102-112, Dostupný z WWW:< https://www.feec.vutbr.cz/et/skripta/urel/Napajeni_elektronickych_zarizeni_S.pdf >.
- [4] Transfer Multisort Elektronik, *Sortiment nabídky* [online], ze dne 28.12.2008. Dostupný z WWW:
< <http://www.tme.eu/cz/> >
- [5] Transfer Multisort Elektronik, *Sortiment nabídky* [online], ze dne 28.12.2008. Dostupný z WWW:
<http://www.tme.eu/elektrolyticky-kondenzator-nizkoimped-1000uf-25v-rm5mm/arts/en/a09/ce_47_50plc_2.html >
- [6] Transfer Multisort Elektronik, *Sortiment nabídky* [online], ze dne 28.12.2008. Dostupný z WWW:
<http://www.tme.eu/feritove-jadro-material-3c90-2500nh/arts/cz/a24/e13_7_4-3c90_4.html>
- [7] NOBILIS, Jiří. *Teorie elektronických obvodů VIII (Napájecí zdroje)*[online]. Pardubice, 2000. s. 110, Dostupný z WWW:
< <http://213.81.187.151/~meranie/kniznica/TEO/TEO%20VIII.pdf>>
- [8] *Datasheetcatalog.com* [online], ze dne 28.12.2008. Dostupný z WWW:
<<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/uc3844.pdf>>
- [9] *Pandatron.cz* [online], ze dne 28.5.2009. Dostupný z WWW:
<http://pandatron.cz/?219&vypocet_chladice>