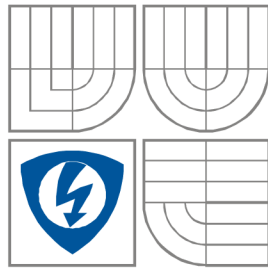


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ
V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

SPÍNANÝ MĚNIČ NAPĚTÍ S VYSOKOU ÚČINNOSTÍ KONVERZE

HIGH EFFECTIVE SWITCHED POWER SUPPLY

BAKALÁŘSÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

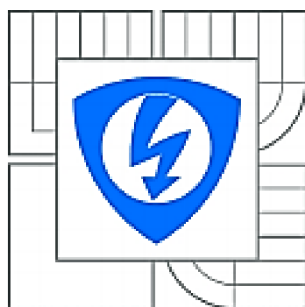
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

MARTIN RÁSTOČNÝ

VEDOCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. MICHAL PAVLÍK, Ph.D.

BRNO 2015



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav mikroelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Mikroelektronika a technologie

Student: Martin Rástočný
Ročník: 3

ID: 154840
Akademický rok: 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Spínaný měnič napětí s vysokou účinností konverze

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte propustný snižující měnič napětí 24 V na napětí 5 V a 3,3 V s výstupními proudy 2 A. Navrhněte společnou vazební filtrační indukčnost. Optimalizujte zapojení pro dosažení co nejvyšší účinnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

Termín zadání: 10.2.2015

Termín odevzdání: 4.6.2015

Vedoucí práce: Ing. Michal Pavlík, Ph.D.

Konzultanti semestrální práce:

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Práca sa zaoberá teoretickým spracovaním problematiky impulzných meničov, vhodným výberom zapojenia jednosmerného impulzného meniča, návrhom jeho silových a riadiacich obvodov, realizáciou a optimalizáciou zapojenia. Práca obsahuje stručný prehľad typov jednosmerných impulzných meničov. Ďalej sú v práci uvedené teoretické výpočty a voľba výkonových súčiastok. Výsledkom práce je výber vhodnej topológie, teoretické výpočty parametrov, fyzická realizácia jednosmerného impulzného meniča, optimalizácia zapojenia pre vysokú účinnosť konverzie.

KLÚČOVÉ SLOVÁ

jednosmerný impulzný menič napätia, impulzný transformátor, jednočinný priepustný menič, unipolárny tranzistor, riadiace obvody, väzobná filtračná indukčnosť, účinnosť

ABSTRACT

This bachelor's thesis analyses theoretical basis of switched mode power supplies. Selections of right topology for implementation, design of power and control circuits are discussed. The thesis also contains a brief summary of switched mode power supplies. Subsequently it focuses on calculations and selection of appropriate power components. A result of the thesis lies in development and practical design of switched mode power supply and its optimization for high effectivity of conversion. To achieve these theoretical calculations of parameters for chosen topology were made.

KEYWORDS

Switched mode power supply, switched mode transformers, forward converter, transistor, unipolar transistor, control circuits, coupled filter inductors, effectiveness

RÁSTOČNÝ, M. *Spínaný měnič napětí s vysokou účinností konverze*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 53 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Michal Pavlík, Ph.D..

PREHLÁSENIE

Prehlasujem, že moju bakalársku prácu na tému **Spínaný menič napätia s vysokou účinnosťou konverzie** som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho bakalárskej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej bakalárskej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto bakalárskej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, hlavne som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a/alebo majetkových a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich zákona č. 121/2000 Zb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s autorským právom a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Zb. ČR.

V Brne dňa

.....

(podpis autora)

POĎAKOVANIE

Ďakujem vedúcemu bakalárskej práce Ing. Michalovi Pavlíkovi, Ph.D. za venovaný čas a prejavenu ochotu počas konzultácií k mojej bakalárskej práci. Taktiež ďakujem za veľmi účinnú pedagogickú, metodickú a odbornú pomoc počas realizácii mojej práce.

OBSAH

ZOZNAM OBRÁZKOV	viii
ZOZNAM TABULIEK	x
Úvod	1
1 Meniče	2
1.1 Usmerňovače (AC/DC meniče).....	2
1.2 Striedavé meniče (AC/AC meniče)	2
1.3 Striedače (DC/AC meniče)	3
1.4 Charakterizácia impulzných meničov napätia	3
1.5 Jednosmerné impulzné meniče (DC/DC meniče).....	4
1.5.1 Jednosmerné meniče bez vf. impulzného transformátora.....	4
1.5.2 Jednosmerné meniče s vf. impulzným transformátorom	4
1.5.3 Výhody a nevýhody impulzných jednosmerných meničov	5
1.6 Lineárne regulované meniče (bez transformátora)	6
1.6.1 Znižujúci menič (step down converter)	6
1.6.2 Zvyšujúci menič (step up converter)	7
1.6.3 Invertujúci menič (flyback regulator)	7
1.7 Topológie jednosmerných impulzných meničov s transformátorom	8
1.7.1 Jednočinný akumulujúci menič s impulzným transformátorom.....	8
1.7.2 Rezonančný menič	9
1.7.3 Priepustný menič.....	10
1.8 Dvojčinné Meniče s transformátorom	11
1.8.1 Push – pull menič.....	11
2 Riadiace a výkonové prvky obvodu	13
2.1.1 Charakterizácia impulzného transformátora	14
2.2 Výpočet parametrov impulzného transformátora	14
2.3 Spínače.....	20
2.3.1 Tranzistory N-MOSFET	21
2.3.2 Tranzistory P-MOSFET	22

2.4	Účinnosť meniča.....	23
2.5	Väzobná filtračná indukčnosť.....	24
2.5.1	Výpočet väzobnej indukčnosti.....	25
2.6	Riadiace obvody jednočinného meniča napätia.....	30
2.6.1	Šírkovo impulzná modulácia (ŠIM-PWM).....	30
2.6.2	TL 594 – obvod šírkovo impulznej modulácie.....	31
2.6	Útlmový obvod a obvod prepäťovej ochrany.....	32
3	Realizácia a testovanie	34
3.1	Meranie rozptylovej indukčnosti	34
3.2	Väzobná filtračná indukčnosť so vzduchovou medzerou.....	35
3.3	Výpočet parametrov pre výstupný filter so samostatnými cievkami.....	36
3.4	Bezstratový útlmový obvod „The Lossless Snubber“	37
3.5	Synchrónny sekundárny usmerňovač	40
3.6	Meranie účinnosti pri zapojení s diódami ako sekundárnym usmerňovačom	42
3.7	Výpočet účinnosti synchrónneho sekundárneho usmerňovača s tranzistormi	44
4	Záver	45
5	Literatúra	48
	zoznam symbolov, velčín a skratiek	50
	Prílohy	53
	A: Schéma zapojenia výkonových obvodov	i
	B: Merania napäťových priebehov počas testovania	ii
	C: Fotodokumentácia z termokamery počas testovania.....	iv
	D: Fotodokumentácia meracieho pracoviska a realizácie priepustného meniča... v	v

ZOZNAM OBRÁZKOV

Obrázok 1: Bloková schéma spínaného meniča napätia	4
Obrázok 2: Schéma zapojenia znižujúceho meniča	6
Obrázok 3: Schéma zapojenia zvyšujúceho meniča	7
Obrázok 4: Schéma zapojenia invertujúceho meniča	7
Obrázok 5: Magnetizácia jadra transformátoru meniča a) dvojčinný priepustný menič b) jednočinný priepustný menič	8
Obrázok 6: Schéma zapojenia akumulujúceho jednočinného meniča	9
Obrázok 7: Schém zapojenia rezonančného meniča	10
Obrázok 8: Schéma zapojenia priepustného meniča	11
Obrázok 9: Schéma zapojenia push-pull meniča	12
Obrázok 10: Bloková schéma priepustného meniča	13
Obrázok 11: Parametre jadra P26/16 a jeho geometrické rozmery	14
Obrázok 12: Zobrazenie parametrov transformátora	15
Obrázok 13: Výstupná charakteristika IRFR120ZPBF [7]	21
Obrázok 14: Výstupná charakteristika IRFR 9024N [8]	22
Obrázok 15: Priepustný menič s dvomi výstupmi	25
Obrázok 16: Ekvivalentné zdroje	26
Obrázok 17: Normované zapojenie s jedným zdrojom	27
Obrázok 18: Zámena diód	28
Obrázok 19: Kombinácia vzájomnej indukčnosti	28
Obrázok 20: Zapojenie riadiacich obvodov	32
Obrázok 21: Spôsoby realizácie prepäťovej ochrany a útlmového obvodu [17]	33
Obrázok 22: Napäťové priebehy na clamp a snubber obvodoch	33
Obrázok 23: Priebeh napätia na katóde usmerňovacej diódy s väzobnou indukčnosťou so vzduchovou medzerou $l_{vz} = 180 \mu m$ pre napäťový výstup 5 V	36
Obrázok 24: Priebeh napätia na katóde usmerňovacej diódy so samostatnou cievkou na výstupe pre napäťový výstup 5 V	37
Obrázok 25: Zapojenie bezstratového útlmového obvodu	38
Obrázok 26: Napäťové a prúdový priebeh pri aplikácii na priepustný menič	38
Obrázok 27: Realizácia bezstratového útlmového obvodu	39
Obrázok 28: Zapojenie pre výpočet rezonančnej frekvencie obvodu	39
Obrázok 29: Meranie veľkosti napätia a rezonančnej frekvencie na draine spínacieho	

tranzistoru	40
Obrázok 30: Realizované zapojenie samoriadeného synchronného usmerňovača [23].	41
Obrázok 31: Priebehy na drainoch tranzistorov samoriadeného synchronného usmerňovača	41
Obrázok 32: Napätie na záťaži a gate NMOS tranzistoru na synchronnom sekundárnom usmerňovači	41

ZOZNAM TABULIEK

Tabuľka 1: Porovnanie parametrov lineárnych meničov.....	8
Tabuľka 2: Porovnanie vlastností komerčných DC/DC modulov meničov	13
Tabuľka 3: Parametre tranzistora IRFR120ZPBF	21
Tabuľka 4: Parametre tranzistora IRFR/U9024N	22
Tabuľka 5: Meranie rozptylovej indukčnosti a sériového odporu na transformátore pri $N_1 = 11$ závitov	34
Tabuľka 6: Meranie indukčnosti vinutia rozptylovej indukčnosti a sériového odporu na väzobnej indukčnosti bez vzduchovej medzery.....	34
Tabuľka 7: Namerané parametre na rozptylovej indukčnosti so vzduchovou medzerou	35
Tabuľka 8: Namerané hodnoty napätí a prúdov meniča, vypočítaná účinnosť meniča pre zapojenie s väzobnou indukčnosťou na výstupnom filtri pri $U_i = 24$ V ..	42
Tabuľka 9: Namerané hodnoty napätí a prúdov meniča, vypočítaná účinnosť meniča pre zapojenie so samostatnými cievkami na výstupnom filtri pri $U_i = 24$ V	42
Tabuľka 10: Prepočet na normované hodnoty pri použití väzobnej indukčnosti na výstupe	43
Tabuľka 11: Prepočet na nominálne hodnoty pri použití samostatných cievok na výstupe	43

Úvod

Témou bakalárskej práce bolo navrhnuť a realizovať priepustný spínaný menič napätia. Množstvo moderných elektronických zariadení využíva ako zdroj napätia spínané zdroje. Vzhľadom na stále vyššiu požadovanú technickú úroveň, stúpajúcu tendenciu aplikácie a miniaturizáciu pri zlepšení parametrov týchto zariadení som sa rozhodol pre riešenie problematiky spínaného meniča napätia s vysokou účinnosťou konverzie.

Podstatou riešenia bolo zameranie sa na spôsoby zvýšenia účinnosti konverzie pri napätí nižšom než 5 V. Následné predpoklady pre vyhotovenie zariadenia sú podložené teoretickými výpočtami.

Na základe získaných možností realizácie je zvolená vhodná varianta na realizáciu spínaného DC/DC meniča s vysokou účinnosťou konverzie. Šu zvolené napätové úrovne: vstupné napätie 24 V a sekundárne napätia 5 V a 3,3 V. Výstupné prúdy sú zvolené na 2 A pre každý výstup. Špecifickou vlastnosťou zariadenia by mala byť vysoká účinnosť konverzie. Hlavným cieľom bolo dosiahnuť stabilné napätie na sekundárnom vinutí transformátora pri zmene zaťaženia na jednotlivých napätových úrovniach výstupu.

Pre zlepšenie parametrov obvodu bolo potrebné navrhnuť spoločnú indukčnosť. Tá by mala zlepšiť napätové pomery na výstupe meniča.

Po naštudovaní problematiky spínaných zdrojov napätia nasledoval návrh, čo najefektívnejšieho riešenia. Ďalším krokom bola realizácia zariadenia.. Vlastnosti meniča boli vyladené pri testovaní a technickej optimalizácii, taktiež bola overená funkčnosť väzobnej filtračnej indukčnosti. Posledným cieľom bolo overiť možnosť využitia ako zdroja stabilného napájania pre obvody vyžadujúce spínané meniče napätia.

1 Meniče

Meniče sú elektronické zariadenia, ktoré menia vstupné veličiny elektrickej energie ako napätie $U_1(I_1)$, frekvenciou f_1 s počtom fáz m_1 na výstupné napätie $U_2(I_2)$, frekvenciu f_2 s počet fáz m_2 . Klasifikácia týchto zariadení je založená na kritériu akú podobu má elektrická energia na vstupe a výstupe zariadenia, tj. striedavú alebo jednosmernú. Vo všeobecnosti sa meniče delia na usmerňovače (AC/DC), striedavé meniče napätia (AC/AC), striedače (DC/AC) a jednosmerné impulzné meniče (DC/DC). [1]

1.1 Usmerňovače (AC/DC meniče)

Funkciou usmerňovačov je meniť napätie striedavého charakteru na jednosmerné napätie. V súčasnej praxi sa väčšinou používajú polovodičové usmerňovače. Krátky prehľad typov usmerňovačov je nasledovný:

- **Riadené usmerňovače**

Obsahujú tyristory. Požívajú sa v regulovateľných zdrojoch jednosmerného napätia alebo prúdu, jednosmerných pohonoch, zväračkách, nabíjačkách akumulátorov atď.

- **Polo-riadené usmerňovače**

Obsahujú tyristory a diódy; ide o úspornejšiu a obvykle menej kvalitnú variantu riadených usmerňovačov.

- **Neriadené usmerňovače**

Ako usmerňujúce prvky sú využité polovodičové diódy. Ide o zdroje konštantného jednosmerného napätia, sieťové napájače impulzných meničov, jednosmerné napájače s predradeným sieťovým transformátorom pre napájanie elektronických obvodov atď.

1.2 Striedavé meniče (AC/AC meniče)

Menia striedavé napätie na striedavé napätie iných parametrov. Medzi striedavé meniče patria: kompaktné meniče, štandardné meniče, priemyselné meniče, meniče pre riadenie polohy, meniče pre strojné zariadenia atď.

- **Striedavé meniče riadené fázovo**

Vstupná a výstupná frekvencia sa nemení ($f_1 = f_2$), obsahujú tyristory alebo triaky. Jedná sa o regulovateľné zdroje striedavého nesínusového napätia, sklzová regulácia asynchrónnych motorov, regulácia žiaroviek (stmievača) atď.

- **Striedavé meniče napätia riadené dvojpolohovo**

Obsahujú tyristory alebo triaky. Typologicky sú rovnaké s predchádzajúcim typom, rozdielny je spôsob riadenia. Fungujú ako spínače striedavého napätia v režime dlhodobo zapnuté alebo dlhodobo vypnuté, zvyčajne sú spínané pri prechode nulou.

Používajú sa ako dlhodobá regulácia vykurovacieho výkonu v sústavách s dlhšou tepelnou časovou konštantou, elektronická neiskriaca náhrada mechanických spínačov atď.

- **Striedavé meniče frekvencie - cyklokonvertory**

Frekvencia $f_2 < f_1$, obsahujú tyristory a riadenie je vždy fázové. Na výstupe generujú nesínusové striedavé napätie, ktorého prvá harmonická môže mať frekvenciu nižšiu oproti frekvencii vstupnej striedavej siete. Možné využitie je napríklad pri frekvenčnej regulácii rýchlosti asynchrónnych motorov veľkých výkonov. V súčasnosti sú nahradzované napäťovými meničmi, ktoré využívajú vypínateľné tyristory GTO.

- **Striedavé meniče frekvencie**

Priame, maticové, bez jednosmerného medziobvodu, ($f_2 < f_1, f_2 > f_1$). Pri realizácii tohto typu meniča sa využívajú spínacie prvky (tranzistor, GTO tyristory). Zariadenie musí byť vždy synchronizované so sieťou. Za nevýhody tohto typu meniča sa považuje veľký počet spínacích súčiastok. Medzi ďalšie nevýhody patria priame pôsobenie sieťových prepätí na polovodiče a veľké spätné rušenie do siete. Pre tieto nevýhody sa v praxi nevyžívajú.

1.3 Striedače (DC/AC meniče)

Na realizáciu sa používajú tyristory, tranzistory (vypínateľné GTO). Zvyčajne pracujú v režime sínusovej impulzno-šírkovej modulácie (sínusová PWM), ktorá umožňuje reguláciu amplitúdy a frekvencie užitočnej prvej harmonickej výstupného napätia.

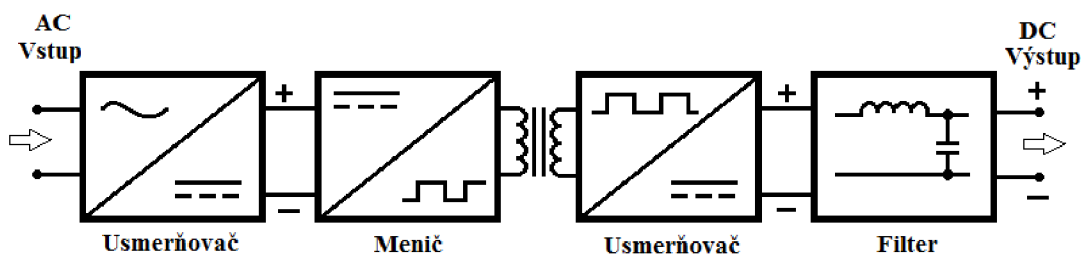
Striedače delíme na:

- Jednofázové (topologicky sú zhodné s jednosmerným štvor-kvadrantovým impulzným meničom):
 - záložné sieťové zdroje
 - kmitočtová regulácia otáčok malých jednofázových motorov
- Trojfázové:
 - kmitočtová regulácia otáčok trojfázových asynchrónnych a synchronných motorov
 - aktívna kompenzácia účinníku siete
 - rekuperácia jednosmernej energie späť do siete

1.4 Charakterizácia impulzných meničov napätia

Impulzné meniče napätia, nazývané taktiež spínané zdroje napätia sú zariadenia pracujúce v impulznom režime. DC/DC meniče pracujú obvykle so spínacou frekvenciou 50 kHz až 1 MHz. Menia vstupné jednosmerné napätie na výstupné jednosmerné napätie s požadovanými parametrami. Princíp ich činnosti spočíva v neustálom spínaní a vypínaní tranzistorov. Ako spínané prvky sa používajú bipolárne alebo unipolárne tranzistory. Impulzné meniče dosahujú účinnosti 80-90 % oproti

lineárnym, ktorých účinnosť sa pohybuje medzi 30-40 %. To zabezpečuje zníženie požiadaviek na chladenie a umožňuje väčší výkon. [1]



Obrázok 1: Bloková schéma spínaného meniča napätia

1.5 Jednosmerné impulzné meniče (DC/DC meniče)

Základné delenie tohto typu meniča je na lineárne regulovateľné meniče bez transformátora a na jednosmerné impulzné meniče s transformátorom.

1.5.1 Jednosmerné meniče bez vf. impulzného transformátora

- Jedno kvadrantové meniče:
 - Znižujúce napätie, priepustné, STEP-DOWN
 - Zvyšujúce napätie, blokujúce, STEP-UP
- Dvoj kvadrantové meniče:
 - Pre oba smery napätia a jeden smer prúdu
 - Pre jeden smer napätie a obidva smery prúdu
- Štvoro kvadrantové meniče:
 - Pre obidva smery napätia aj prúdu

1.5.2 Jednosmerné meniče s vf. impulzným transformátorom

Sú to impulzne regulované sieťové zdroje s galvanicky oddeleným transformátorom.

- Jednočinné priepustné meniče: Energia sa prenáša, keď je tranzistor zopnutý. Ide o obdobu dvoj kvadrantového meniča pre oba smery napätia a jeden smer prúdu.
- Dvojčinné priepustné meniče: Vhodné pre oveľa väčšie výkony, využívajú väčšej magnetizácie jadra ako pri použití jednočinných meničov. Energia je prenášaná počas zopnutia tranzistora. Je obdobou štvorkvadrantového meniča. Využite nachádzajú napríklad pri zväračkách.
- Jednočinné blokujúce meniče: Sú vhodné pre malé výkony a energia je prenášaná v čase vypnutia tranzistora.
- Rezonančné meniče: Sú to rôzne upravené dvojčinné priepustné meniče.

Prídavný kondenzátor tvorí s primárnou indukčnosťou transformátora paralelný alebo sériový rezonančný obvod. Tento obvod v určitom režime obmedzuje zapínacie alebo vypínacie straty na tranzistoroch. [2] [3] [4]

1.5.3 Výhody a nevýhody impulzných jednosmerných meničov

Pri výbere meniča tohto typu je vhodné zamerať sa na voľbu parametrov podľa jeho výhod. Nevýhody môžu byť do istej miery eliminované voľbou vhodného technického prevedenia meniča.

Výhody:

- Jednou z najväčších výhod je vysoká energetická účinnosť, ktorá u tých najkvalitnejších zariadení dosahuje až okolo 90 %
- Značná úspora hmotnosti a objemu
- Menšie problémy s chladením
- Veľký výstupný výkon, ktorý je priamo závislý na účinnosti meniča
- Veľká prúdová zaťažiteľnosť
- Možnosť viacerých stabilizovaných výstupných napätí
- Dobrá stálosť výstupného napätia
- Nízka cena výkonných zdrojov

Nevýhody:

- Frekvenčné rušenie vyžarované do okolia. Na frekvenčné odrušenie spínaných meničov sú v súčasnosti kladené vysoké nároky. Požiadavky na zamedzenie rušenia elektronických zariadení je potrebné rešpektovať, aby nedochádzalo k rušeniu elektronických zariadení ktoré sú v blízkosti meniča ako napríklad telekomunikačných zariadení, vysokofrekvenčnej technike, audio technike atď. Taktiež je potrebné realizovať v zapojení spínaného meniča vstupné a výstupné filtre, aby bolo minimalizované rušenie zanášané do napájaného a napájacieho obvodu.
- Dynamické parametre, predovšetkým odozva na rýchlu zmenu výstupného prúdu je horšia ako u klasických stabilizátorov. Túto nevýhodu je možné kompenzovať použitím meničov pracujúcich na vyšších frekvenciách.
- Zvlnenie výstupného napätia je dané princípom spínania impulzného meniča. Toto zvlnenie sa prejavuje na výstupe a nie sme ho schopný pomocou výstupných filtrov úplne eliminovať.
- Vysoká cena zdrojov s malým výkonom

Požiadavky kladené na jednosmerné impulzné meniče:

- Galvanická izolácia výstupu vzhľadom k vstupu meniča. Na galvanické oddelenie je zvyčajne použitý transformátor.
- Možnosť regulácie veľkosti výstupného napätia. Zvyčajne sa pre logické obvody požaduje +5 V. Často sú požadované aj iné napäťové úrovne.

- Možnosť časovej postupnosti nábehu jednotlivých lokálnych napájacích napätí
- Zníženie elektromagnetického rušenia produkovaného meničom. [1][5]

1.6 Lineárne regulované meniče (bez transformátora)

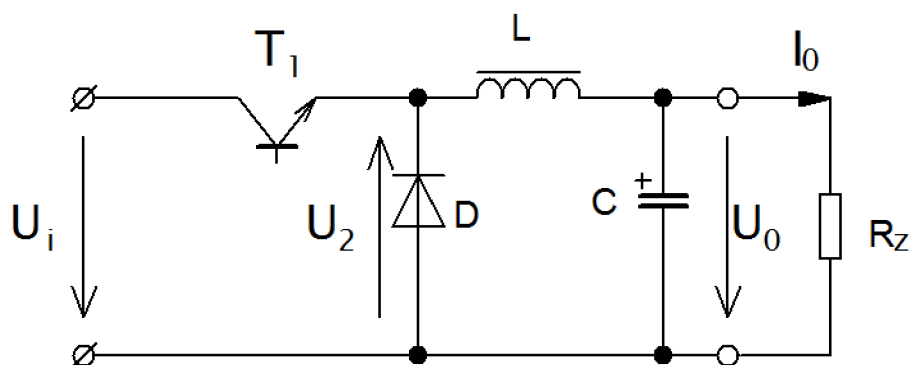
Tento typ meničov nachádza uplatnenie najmä v aplikáciách, ktoré nepotrebujú veľmi veľký rozdiel napätia medzi vstupným a výstupným napätím. So stúpajúcim rozdielom napätia medzi vstupom a výstupom meniča prudko klesá účinnosť obvodu. Ich hlavné výhody sú rýchla odozva na prúdové zmeny, minimálne rušenie a jednoduchosť obvodového riešenia.

1.6.1 Znižujúci menič (step down converter)

V bezstratových DC/DC meničoch je niekoľko spôsobov zapojenia akčných členov. Zapojenie znižujúceho meniča je známe aj pod názvami „step down converter“, „buck converter“ alebo priepustný menič. V základnom zapojení znižujúceho meniča je indukčnosť spolu so záťažou zapojená do obvodu sériovo voči záťaži ako je vidieť na obrázku č. 2.

Princíp obvodu spočíva v spínaní spínača, ktorý je v zapojení realizovaný pomocou tranzistoru T_1 . Spínacia frekvencia je v rozpätí 20 kHz až 1 MHz. Počas doby zopnutia tranzistoru sa nabíja kondenzátor na kapacitu C . Po vypnutí tranzistoru sa cievka snaží zachovať pôvodný charakter prúdu. Aby mohol prúd počas doby vypnutia tranzistoru pretekať z indukčnosti do záťaže je potrebná v obvode dióda D , ktorou je realizovaná následná prúdová cesta. Na výstupe tranzistoru je impulzné napätie U_2 . Toto napätie je následne filtrované pomocou LC člena na ktorého výstupe je vyhladené a vyfiltrované napätie U_0 . Toto napätie závisí na striede a vstupnom napätí U_i . Výstupné napätie meniča môže maximálne dosiahnuť napäťovú úroveň vstupu meniča. [1]

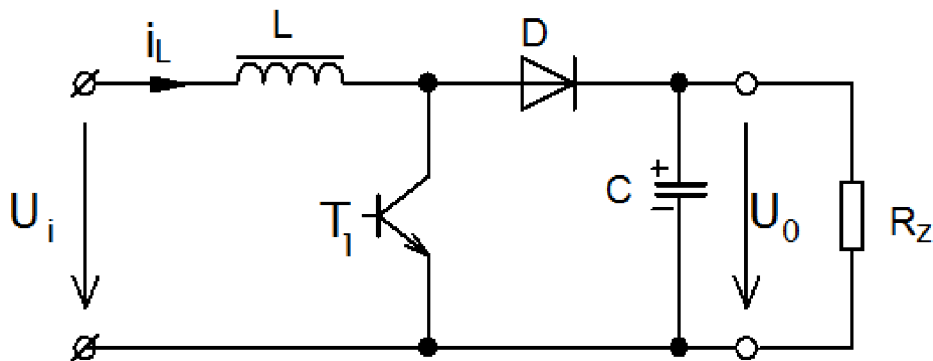
Spínanie tranzistoru spôsobuje vysokofrekvenčné rušenie, vid' na obrázku č.29. Napäťové namáhanie polovodičových súčiastok je teoreticky rovné len vstupnému napätiu U_i .



Obrázok 2:Schéma zapojenia znižujúceho meniča

1.6.2 Zvyšujúci menič (step up converter)

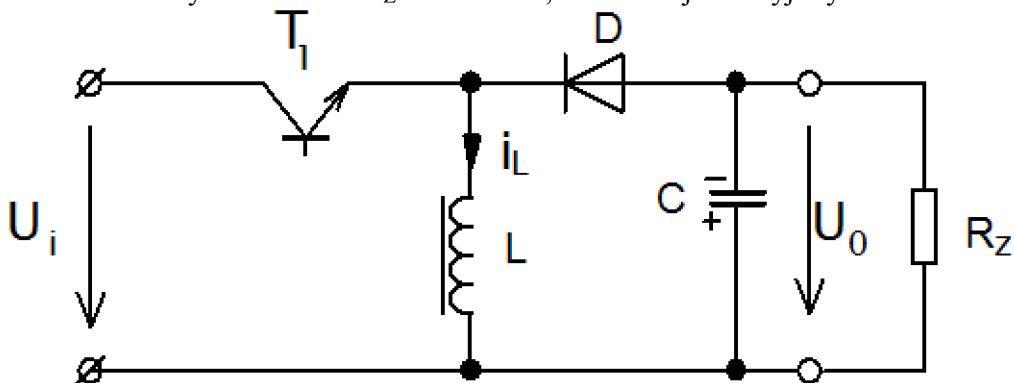
Jeho ďalší názov je boost converter, je to typ blokujúceho meniča na obrázku č. 3. Tento menič pracuje v prvom kvadrante a je ekvivalentným ku znižujúcemu (step down) meniču. V dobe zopnutého tranzistoru T_1 je záťaž od vstupného zdroja energie oddelená. Počas doby trvania zopnutého tranzistoru T_1 je zo zdroja pri napätí U_i dodávaný prúd, ktorý lineárne stúpa. Energia je akumulovaná v magnetickom poli cievky L a dióda D je polarizovaná v závernom smere a prúd ňou nepreteká. V okamihu vypnutia tranzistoru tečie zo zdroja prúd tlmivkou L . Dióda D je polarizovaná v priepustnom smere a na tlmivke L je napätie $U_L = U_i - U_0$. Toto napätie je záporné, pretože $U_0 > U_i$. Prúd tlmivkou lineárne klesá až do opätovného zopnutia tranzistora. Tento dej sa periodicky opakuje. [4][5]



Obrázok 3: Schéma zapojenia zvyšujúceho meniča

1.6.3 Invertujúci menič (flyback regulator)

Tento typ meniča opäť pracuje v dvoch intervaloch spínania tranzistoru T_1 . V prípade zopnutého tranzistoru prúd preteká cez T_1 , následne do cievky L a lineárne narastá. Napätie na cievke U_L má zhodnú orientáciu s prúdom cievky I_L . V tomto intervale je prúd záťaže krytý úbytkom napätia na kondenzátore C , U_o v tejto fáze klesá. Pri vypnutí tranzistoru napätie na cievke zmení svoju orientáciu. Prúd teraz preteká z cievky cez záťaž R_Z a diódu D , súčasne je dobýjaný z kondenzátor C . [5]



Obrázok 4: Schéma zapojenia invertujúceho meniča

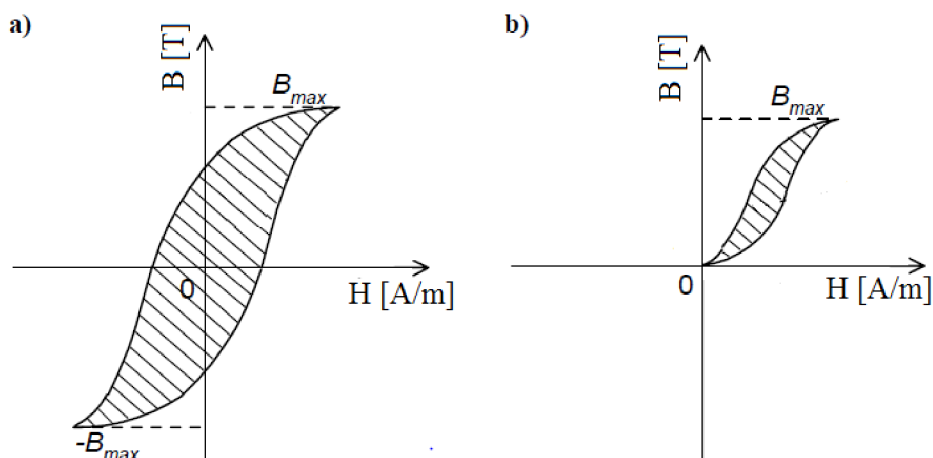
Tabuľka 1: Porovnanie parametrov lineárnych meničov

Topológia	Napätie vs. strieda	Polarita U_0 oproti U_i	Rozsah U_0 oproti U_i
Znižujúci menič	$\frac{U_0}{U_i} = s$	Rovnaká polarita	Menší
Zvyšujúci menič	$\frac{U_0}{U_i} = \frac{s}{1-s}$	Opačná polarita	Menší/väčší
Invertujúci menič	$\frac{U_0}{U_i} = \frac{s}{1-s}$	Rovnaká polarita	Väčší

1.7 Topológie jednosmerných impulzných meničov s transformátorom

V týchto topológiách slúži transformátor ako galvanické oddelenie. Tento spôsob realizácie umožňuje prenášať väčšie výkony ako pri lineárnych meničoch. Existujú dva typy : jednočinné a dvojčinné.

Dvojčinné meniče sú schopné prenášať väčší výkon oproti jednočinným. Hysterézná slučka je zobrazená na obrázku 5.



Obrázok 5: Magnetizácia jadra transformátoru meniča a) dvojčinný priepustný menič b) jednočinný priepustný menič

1.7.1 Jednočinný akumulujúci menič s impulzným transformátorom

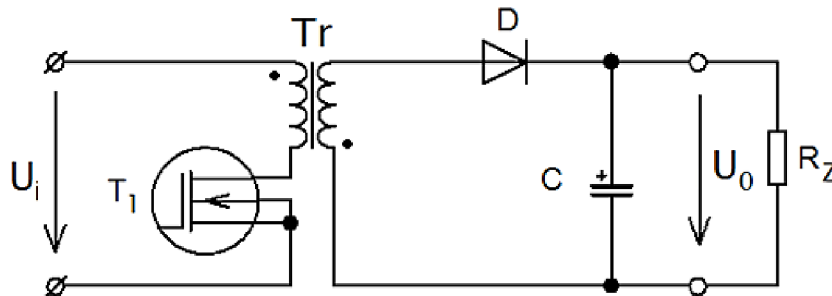
Taktiež nazývaný aj flyback converter. Toto zapojenie sa zvyčajne používa na zníženie napätia, pracuje podobne ako základný (lineárny) blokujúci menič. Oproti lineárnemu zapojeniu obsahuje namiesto cievky transformátor. V prvej časti periódy je spínač (tranzistor) zopnutý a v druhej rozopnutý.

Pri zopnutí tranzistoru T_1 preteká prúd zo zdroja s napájacím napätím U_i cez primárnu cievku transformátora T_r a cez tranzistor späť do zdroja. Energia je akumulovaná v primárnom vinutí transformátora. Pri konštantnom napätí zdroja a cievky primárneho vinutia transformátora rastie prúd cievkou lineárne,

v sekundárnom vinutí Tr sa začne indukovať napätie (za predpokladu, že jadro transformátora nie je presýtené). Dióda D je polarizovaná záporne, prúd ňou nepreteká a výstupný kondenzátor C sa vybíja do záťaže.

V druhej časti periódy je tranzistor T_1 zatvorený. V okamihu vypnutia transformátora prestane tiecť prúd cez primárne vinutie Tr , polarita napätia na primárnej A_1 sekundárnej cievke sa skokovo zmení na opačnú. Dióda je polarizovaná v priepustnom smere a začne cez ňou pretekať prúd do záťaže R_Z a kondenzátoru C . Kondenzátor C je v tejto časti periódy dobíjaný a výstupné napätie U_0 rastie

Toto zapojenie patrí medzi najjednoduchšie a najlacnejšie pri potrebe galvanického oddelenia vstupných a výstupných svoriek meniča. Sekundárna strana Tr môže obsahovať viac vinutí. Realizácia tohto typu zapojenia sa používa pre výkony do 150 W, pri špeciálnych konštrukciách až do 250 W. Strieda spínania tranzistorov sa volí menšia než 50 % vzhľadom na dané požiadavky . [1][5]

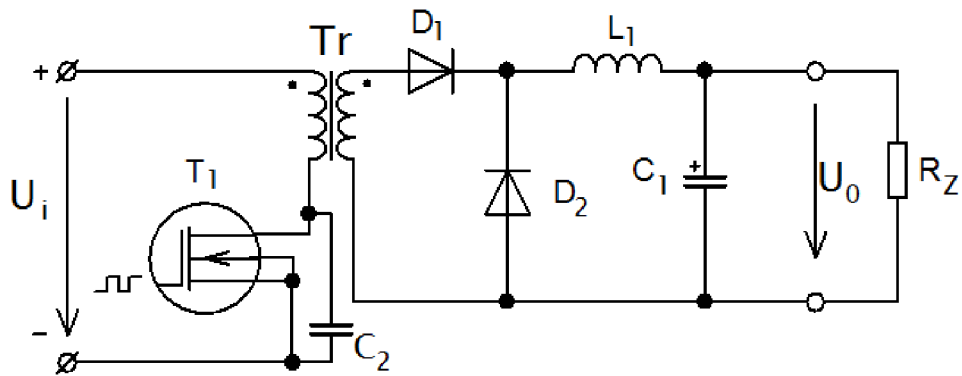


Obrázok 6: Schéma zapojenia akumulujúceho jednočinného meniča

1.7.2 Rezonančný menič

Rezonančné meniče patria do obsiahlej samostatnej kapitoly. Spôsobov pre vyvolanie rezonancie je veľké množstvo, v nasledujúcej časti je názorne popísaný jeden zo základných typov rezonančného meniča.

Je to typ priepustného meniča, kde ku tranzistoru T_1 je paralelne pripojený kondenzátor C_2 . Pri voľbe C_2 je potrebné počítať aj s kapacitami spojov, primárnej cievky Tr atď., pretože spolu s indukčnosťou primárnej cievky Tr tvoria rezonančný obvod. Rezonančná frekvencia musí byť zvolená s ohľadom na spínaciu frekvenciu tranzistora T_1 . Obvodové veličiny by mali mať spojité priebehy pri spínaní tranzistora. Výsledok je zníženie rušenia vyžarovaného do okolia a väčšia účinnosť meniča. Návrh tohto typu meniča je komplikovaný. Meniča sa používa pre výkony do 40 W. [5]



Obrázok 7: Schém zapojenia rezonančného meniča

1.7.3 Priepustný menič

Priepustný menič (forward converter) je podobný lineárnemu priepustnému meniču. Schéma zapojenia je znázornená na obrázku č. 8. Obsahuje transformátor, ktorý zaisťuje galvanické oddelenie a možnosť širokého napätového rozsahu. Tento typ meniča môže byť využitý ako znižujúci alebo zvyšujúci. V praxi je realizované častejšie zapojenie znižujúceho meniča. Počas doby zopnutia tranzistora T_1 je energia odoberaná zo sekundárneho vinutia transformátora. Vďaka tomu je možné voliť menšie rozmery transformátora. Spôsob dodávky aj spôsob odberu energie je v čase nelineárny. Tento fakt spôsobuje komplikovanejší výpočet impulzného transformátora.

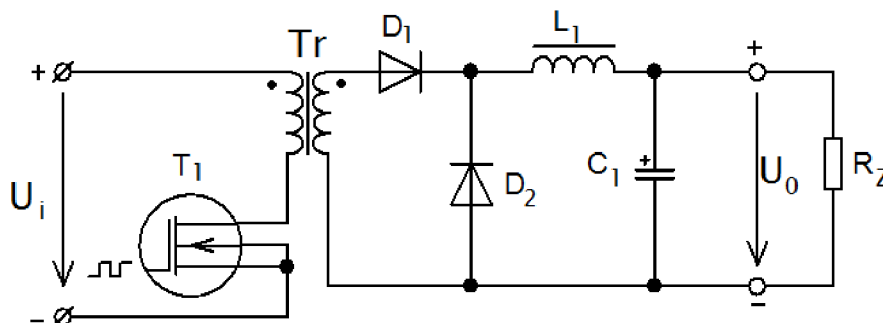
Počas doby, keď je tranzistor T_1 zapnutý tečie prúd zo zdroja cez primárne vinutie transformátora Tr a tranzistor T_1 späť do zdroja. Dióda D_1 je polarizovaná v priepustnom smere. Prúd preteká zo sekundárneho vinutia tranzistora cez diódu D_1 , cievku L_1 . Tento prúd nabíja kondenzátor C_1 a zároveň tečie do záťaže R_Z .

Po rozopnutí tranzistoru T_1 sa zmení polarita na cievke L_1 a taktiež na oboch vinutiach Transformátora Tr . Prúd z transformátoru netečie, pretože dióda D_1 je polarizovaná v závernom smere. Cievka L_1 prechádza zo režimu spotrebiča do režimu zdroja. Prúd prechádza z cievky cez zaťažovací odpor R_Z a diódou D_2 späť do cievky. Prúd z kondenzátora taktiež mení svoju polaritu a podporuje prúd cievky L_1 . Výstupné napätie klesá.

Energia je zo sekundárnej cievky transformátoru odoberaná iba v dobe, keď je dodávaná na vstup jeho vstup. Časť energie teda zostáva zachovaná v sekundárnom vinutí transformátora. Vzhľadom k tomu, že je v druhej časti periódy nie je odoberaná energia, rýchlo by rástlo napätie na primárnom vinutí transformátora a tým aj na tranzistore T_1 . Tento dej môže spôsobiť potenciálnu deštrukciu tranzistora. Napätie je možné obmedziť použitím prepäťových ochrán ako zenerovej diódy alebo RC člena. Takéto riešenie má za následok zníženie účinnosti meniča, pretože pri každom spínacom cykle by sa v spomínaných ochránach strácala značná časť energie, ktorá spôsobuje straty.

Iný spôsob riešenia je pridať do obvodu transformátoru ďalšie tzv. demagnetizačné vinutie spolu s diódou. V druhej časti periódy klesá magnetický tok jadra Tr vplyvom demagnetizačného obvodu, ktorým je energia magnetického obvodu vracaná späť do zdroja napätia. Zapojenie musí byť navrhnuté tak, aby sa počas druhej časti periódy stačil obvod úplne odmagnetizovať. Tento typ meničov sa používa pre výkony

okolo 250 W s typickými napätovými úrovňami 5 V, 12 V, 15 V, 28 V. Najväčšou výhodou priepustného meniča je nízke výstupné zvlnenie získané vďaka relatívne malým hodnotám LC prvkov.



Obrázok 8: Schéma zapojenia priepustného meniča

1.8 Dvojčinné Meniče s transformátorom

Tieto meniče sú schopné prenášať väčšie množstvo energie oproti jednočinným. Využíva sa dvojnásobný zdvih ΔB ako pri jednočinnom zapojení. Na rozdiel od jednočinných meničov vyžívajú dvojčinné celú plochu hysteréznej slučky. Výstupné zvlnenie napätia je menšie, pri návrhu je potrebné klásť dôraz na parametre radiacích obvodov.

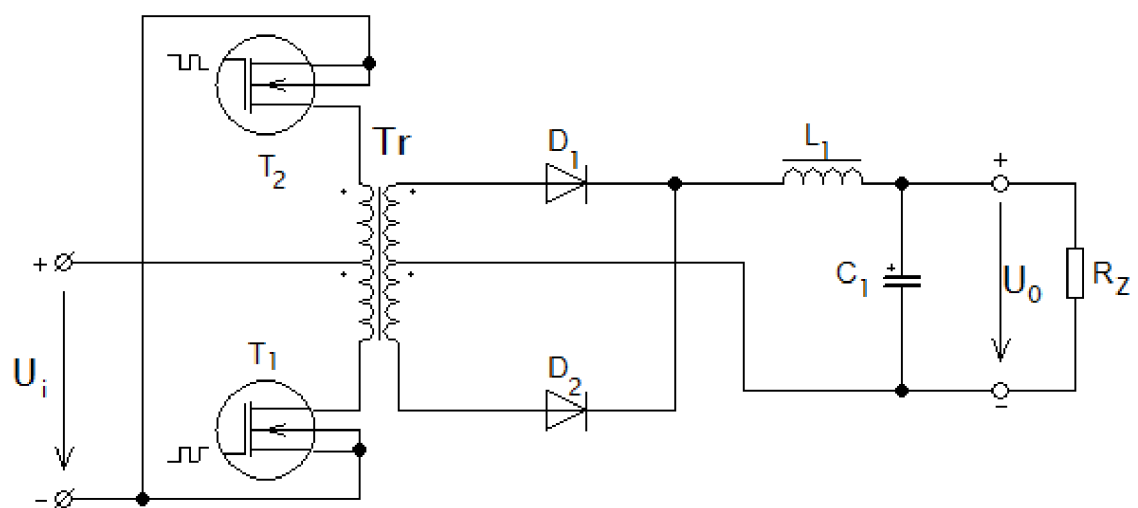
1.8.1 Push – pull menič

Je v podstate základným zapojením dvojčinného meniča. Tento typ zapojenia využíva dva tranzistory, ktoré pracujú do symetrického primárneho vinutia impulzného transformátoru (push-pull) alebo sériového zapojenia (push-push). Využíva sa transformátor s dvomi primárnymi vinutiami namiesto jedného. Na sekundárnej strane je použitý dvojcestný usmerňovač.

Rekuperatívne diódy a rekuperatívne vinutia nie je potrebné využívať, pretože v transformátore nie je prítomná jednosmerná zložka sýtenia jadra. Účinnosť push-pull meniča je väčšia ako 80 %.

Nevýhoda zapojenia s dvomi primárnymi vinutiami je potreba navinúť dvojnásobný počet závitov (s priemerom $\sqrt{2}$ krát menším pri zachovaní rovnakej prúdovej hustoty). Tranzistory sú namáhané dvojnásobným napätím vo vypnutom stave než je vstupné napätie U_i . Toto zapojenie je využívané pre menšie výkony (desiatky až stovky wattov).

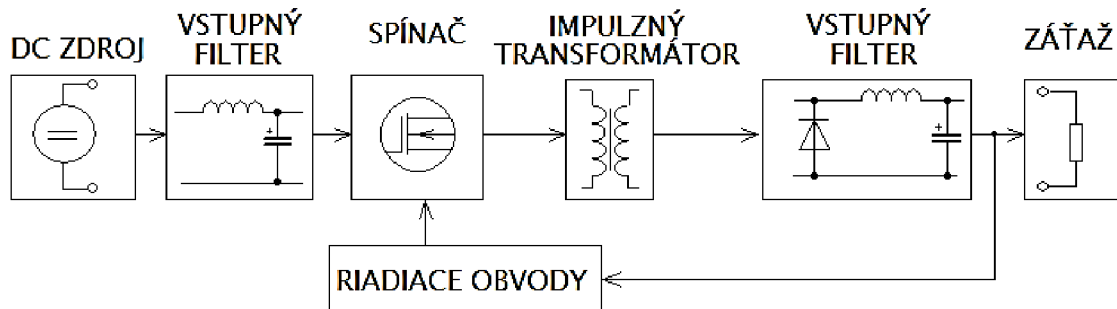
Výhodami oproti mostíkovému zapojeniu je možnosť použiť menej náročné budenie tranzistorov. Väčšia odolnosť proti prehoreniu vďaka nedostatočnému odskoku počas prevádzky so striedou blízkou $s = 0,5$.



Obrázok 9: Schéma zapojenia push-pull meniča

2 Riadiace a výkonové prvky obvodu

Pre realizáciu zariadenia bola vybraná topológia priepustného meniča. Jeho základná bloková schéma je zobrazená na obrázku 10. Prístup k návrhu zariadenia je rozdelený do dvoch celkov: riadiaca časť a výkonová časť. Pri návrhu je potrebné dodržať systematickosť dimenzovania jednotlivých blokov.



Obrázok 10: Bloková schéma priepustného meniča

Porovnanie parametrov komerčne dostupných meničov.

Hoci trh ponúka široké spektrum jednosmerných meničov je problematická voľba podľa špecifických parametrov. V tabuľke č.2 je stručný prehľad základných komerčne vyrábaných meničov a k nim príslušných parametrov.

Z prieskumu trhu vyplýva, že komerčne dostupné meniče majú účinnosť okolo 80%. Taktiež bolo komplikované nájsť meniče s totožnými parametrami ako sú požiadavky kladené na návrh v tejto práci.

V spracovanom prehľade sú uvedené meniče s jednou úrovňou výstupného napätia. V návrhu, ktorým sa zaoberá tento projekt je snaha dosiahnuť čo najväčšej účinnosti pri dvoch výstupných napäťových úrovniach.

Tabuľka 2: Porovnanie vlastností komerčných DC/DC modulov meničov

	U_I [V]	U_o [V]	I_o [A]	f [kHz]	P_M [W]	η [%]
SCW12B-05	18 až 36	5	2,4	400	12	83
DKA30B-05	18 až 36	5	2,5	100	25	80
SKE10B-05	18 až 36	5	2	200	10	79
FDD15-05S2	18 až 36	5	3	-	15	80
SD-15B-5	18 až 36	4,75 až 5,5	3	-	15	76
NSD10-12S3	9,8 až 36	3,3	2,5	-	8,25	72
NSD15-12S3	9,4 až 36	3,3	3,75	-	12,375	73
TEN12-2410	9 až 36	3,3	2,4	-	12	78
TEN12-4811	18 až 72	5	2	-	12	82

2.1.1 Charakterizácia impulzného transformátora

Oproti bežným sieťovým transformátorm pracujúcim na frekvencii 50 Hz, impulzný transformátor pracuje na pracovných frekvenciách rádovo desiatky kHz.

Impulzný transformátor je hlavným stavebným prvkom impulzného meniča. Jeho návrh a dimenzovanie sú realizované ako prvé pri návrhu jednotlivých blokov zariadenia. Služi pre potrebnú transformáciu napätia a taktiež zabezpečuje galvanické oddelenie primárnej a sekundárnej časti obvodu. Transformátor je komplexný prvok systému a jeho parametre do značnej miery ovplyvňujú celkovú podobu zariadenia. Pri dimenzovaní je potrebné poznať požiadavky kladené na obvod. Je potrebné riešiť súvislosti medzi napätím, frekvenciou, sýtením jadra, prenášaným výkonom, rozmermi a stratami. Vstupné parametre s ktorými je potrebné pri návrhu transformátora počítať sú: vstupné napätie, požadovaný výstupný prúd, počet sekundárnych vinutí, výstupné napätie, strieda meniča, spínacia frekvencia spínacieho prvku, materiál jadra a jeho parametre. Podrobný popis návrhu a dimenzovania je rozobraný v nasledujúcej časti práce.

2.2 Výpočet parametrov impulzného transformátora

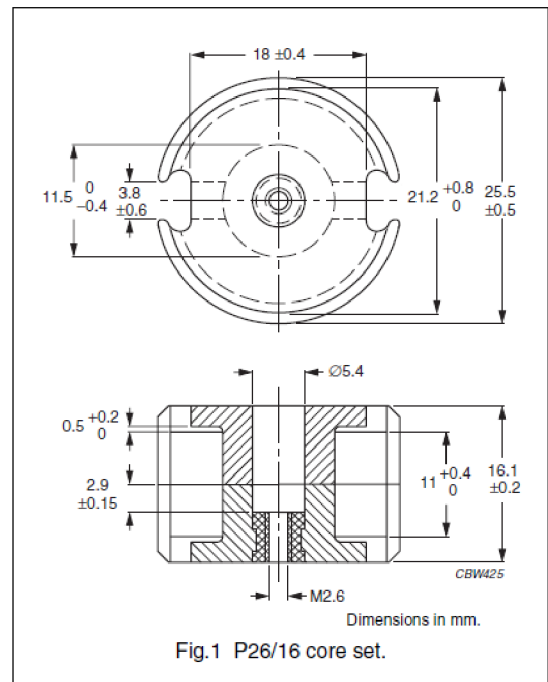
Prvým krokom pri výpočte parametrov impulzného transformátora je definícia požiadavkou na činnosť zariadenia. V súčasnosti sú na trhu dostupné rôzne typy jadier, k nim príslušných materiálov a ďalších parametrov. Základnými parametrami pri voľbe materiálu jadra sú koeficient indukčnosti A_L , efektívny objem jadra V_e , l_{av} priemerná dĺžka vinutia na jeden závit, A_e efektívna oblasť okna transformátora.

Zvolené bolo feritové jadro P26/16-3F3 od firmy FERROXCUBE [6]

CORE SETS

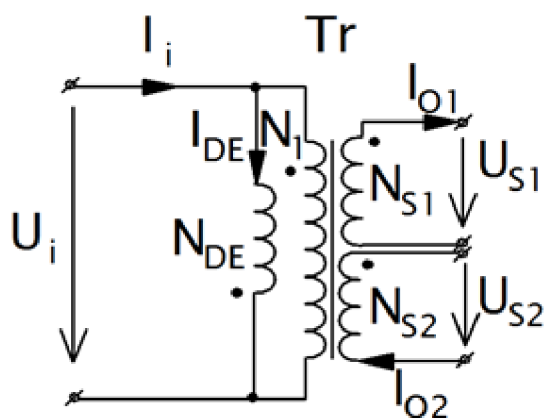
Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.400	mm ⁻¹
V_e	effective volume	3530	mm ³
l_e	effective length	37.6	mm
A_e	effective area	93.9	mm ²
A_{min}	minimum area	77.4	mm ²
m	mass of set	≈20	g



Obrázok 11: Parametre jadra P26/16 a jeho geometrické rozmery

Rozmery jadra boli zvolené s ohľadom na veľkosť strát a teoretického zaplnenia kostričky. Veľkosť magnetickej indukcie vplyva na hysterézne straty a oteplenie jadra. Pracovné frekvencia bola zvolená na $f = 100 \text{ kHz}$ a maximálna veľkosť magnetickej indukcie je $B_{max} = 0,105 \text{ T}$. Vstupné napätie $U_i = 24 \text{ V}$, strieda $s = 0,45$; výstupný prúd prvého sekundárneho vinutia $I_{O1} = 2 \text{ A}$, výstupný prúd druhého sekundárneho vinutia $I_{O2} = 2 \text{ A}$, Výstupné napätie $U_{S1} = 5,6 \text{ V}$ a výstupné napätie $U_{S2} = 3,9 \text{ V}$. Výstupné napätia sa volia vyššie vzhľadom na úbytok, ktorý je spôsobený výstupnou tlmivkou a diódami sekundárneho usmerňovača. Výstupné napätie meniča by malo byť $U_{S1o} = 3,3 \text{ V}$ a $U_{S2o} = 5 \text{ V}$.



Obrázok 12: Zobrazenie parametrov transformátora

Počet závitov primárneho vinutia N_1 je daný vzťahom [2]:

$$N_1 = \frac{U_i \cdot s}{f \cdot B_{max} \cdot A_e} = \frac{24 \cdot 0,45}{100 \cdot 10^3 \cdot 0,105 \cdot 93,9 \cdot 10^{-6}} = 10,94 \doteq 11 \text{ z.} \quad (1)$$

Prevod transformátora vypočítame z pomerov napätí vstupného $U_i = 24 \text{ V}$ a výstupného $U_{S1} = 5,6 \text{ V}$, $U_{S2} = 3,9 \text{ V}$.

Prevod transformátora pre prvé sekundárne vinutie [1]:

$$p_1 = \frac{U_i}{U_{S1}} \cdot s = \frac{24}{3,9} \cdot 0,45 = 2,77 \doteq 2,8 \quad (2)$$

Prevod transformátora pre druhé sekundárne vinutie:

$$p_2 = \frac{U_i}{U_{S2}} \cdot s = \frac{24}{5,6} \cdot 0,45 = 1,93 \doteq 1,9 \quad (3)$$

Počet závitov sekundárnych vinutí N_{S1} a N_{S2} určíme pomocou prevodov transformátora a vstupného napätia na primárnom vinutí.

Výpočet závitov prvého sekundárneho vinutia N_{S1} :

$$N_{S1} = \frac{N_1}{p_1} = \frac{11}{2,8} = 3,93 \doteq 4 \text{ z.} \quad (4)$$

Výpočet závitov druhého sekundárneho vinutia N_{S2} :

$$N_{S2} = \frac{N_1}{p_2} = \frac{11}{1,9} = 5,79 \doteq 6 \text{ z.} \quad (5)$$

Z prepočtu závitov na sekundárnej strane transformátory vyplýva, že výstupné napätie $U_{S1} = 3,92 \text{ V}$ a $U_{S2} = 5,89 \text{ V}$. Magnetizačné indukčnosť primárnej strany transformátora závisí na koeficiente účinnosti $A_L = 4600 \pm 25 \% \text{ nH}$ a na počte závitov primárneho vinutia N_1 . Spätným výpočtom z počtu závitov na sekundárnej strane transformátora je potrebné napočítať prevod. Tento krok je potrebný pre ďalšie výpočty. Hodnoty prepočítaných pomerov sú $p_{1N} = 2,8$ a $p_{2N} = 1,8$.

Výpočet magnetizačnej indukčnosti primárnej strany transformátora:

$$L_1 = N_1^2 \cdot A_L = 11^2 \cdot 4600 \cdot 10^{-9} = 557 \mu\text{H} \quad (6)$$

Magnetizačný prúd transformátoru sa vypočíta podľa vzťahu [2]:

$$I_\mu = \frac{U_i \cdot s}{f \cdot L_1} = \frac{24 \cdot 0,45}{100 \cdot 10^3 \cdot 557 \cdot 10^{-6}} = 194 \text{ mA} \quad (7)$$

Z magnetizačného prúdu I_μ je potrebné vypočítať demagnetizačný prúd I_{DE} . Počet závitov demagnetizačného vinutia N_{DE} je rovnaký ako počet závitov primárneho vinutia transformátoru N_1 .

$$I_{DE} = I_\mu \cdot (1 - s) = 194 \cdot 10^{-3} \cdot (1 - 0,45) = 106,6 \text{ mA} \quad (8)$$

Ďalším krokom je výpočet magnetickej indukcie jadra. Je potrebné poznať sýtenie jadra, a tak predísť jeho presýteniu. Tieto výpočty je potrebné realizovať pre krajné pracovné podmienky, ktoré sa môžu vyskytnúť napríklad pri skokovej zmene záťaže alebo pri kolísaní vstupného napätia U_i . Pri výpočte sú uvažované extrémny vstupného napätia v rozpätí $U_i = 24 \pm 2 \text{ V}$.

Výpočet minimálnej magnetickej indukcie jadra [3]:

$$B_{min} = \frac{U_{imin} \cdot s}{f \cdot N_1 \cdot A_e} = \frac{22 \cdot 0,45}{100 \cdot 10^3 \cdot 11 \cdot 93,9 \cdot 10^{-6}} = 95,8 \text{ mT} \quad (9)$$

Výpočet maximálnej magnetickej indukcie jadra:

$$B_{max} = \frac{U_{imax} \cdot s}{f \cdot N_1 \cdot A_e} = \frac{26,0,45}{100 \cdot 10^3 \cdot 11 \cdot 93,9 \cdot 10^{-6}} = 113,3 \text{ mT} \quad (10)$$

Pre pracovnú frekvenciu $f = 100 \text{ kHz}$, teplotu $100 \text{ }^\circ\text{C}$ a magneticú indukciu $B = 0,1 \text{ T}$ sú od výrobcu zadávané magnetizačné straty transformátora $\Delta P_H = 0,4 \text{ W}$.

Dimenzovanie vinutí transformátora

Pri vinutiach je potrebné zvoliť vhodnú veľkosť prúdovej hustoty $J [\text{A}/\text{mm}^2]$ a plochy prierezu vinutia. Tieto parametre sú určené materiálom a pracovnými prúdmi tečúcimi cez vinutia. Pri výpočte prúdu používame tzv. rovnicu ideálneho transformátora [1]:

$$p = \frac{U_i}{U_o} = \frac{N_1}{N_s \cdot s} = \frac{I_o}{I_i} \quad (11)$$

Vstupný maximálny prúd I_{Imax} sa skladá z magnetizačného prúdu I_μ , z výstupných maximálnych prúdov oboch sekundárnych vinutí I_{O1} , I_{O2} . Pri výpočte je potrebné uvažovať so striedou s .

Výpočet maximálneho vstupného prúdu I_{Imax} primárnym vinutím N_1 [4]:

$$I_{Imax} = I_\mu + \frac{I_{O1}}{p_{1N}} + \frac{I_{O2}}{p_{2N}} [\text{A}] \quad (12)$$

$$I_{Imax} = 0,194 + \frac{2}{2,8} + \frac{2}{1,8} = 2,02 \text{ A}$$

Na vyšších frekvenciách sa prejavuje skin efekt. Je to jav, ktorý spôsobuje vyššiu koncentráciu elektrického prúdu na povrchu vodiča v porovnaní s ostatnými časťami. Výpočet tohto javu je potrebný pre správne nadimenzovanie priemeru vinutí. Hĺbka vniknutia prúdu δ je závislá na spínacej frekvencii f .

Približný výpočet hĺbky vniknutia prúdu je daný zjednodušením pôvodného vzorca[2]:

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} = \frac{75}{\sqrt{100 \cdot 10^3}} \text{ mm} = 0,237 \text{ mm} \quad (13)$$

Počas prechodu prúdu vodičom sú elektróny šíriace sa po povrchu vytláčané do vnútra vodiča elektrónmi z ďalších paralelných vinutí. Pre minimalizáciu skin efektu bol zvolený lakovaný vodič s priemerom $d = 0,224 \text{ mm}$, pretože skin efekt narastá s prierezom vodiča. Primárne vinutie je realizované z troch vodičov.

Výpočet prierezu primárneho vinutia transformátoru:

$$S_{pr} = 3 \cdot \pi \cdot \frac{d^2}{4} = 3 \cdot \pi \cdot \frac{0,224^2}{4} = 0,118 \text{ mm}^2 \quad (14)$$

Na výpočet prúdovej hustoty je potrebné poznať efektívnu hodnotu prúdu I_{IRMS} . Tá sa skladá z prepočítaných sekundárnych prúdov na primárne vinutie. Magnetizačný prúd primárneho vinutia sa pri výpočte zanedbáva.

Výpočet efektívnej hodnoty prúdu na primárnom vinutí:

$$I_{IRMS} = \frac{I_{O1}}{p_{1N}} \cdot s + \frac{I_{O2}}{p_{2N}} \cdot s = \frac{2}{2,8} \cdot 0,45 + \frac{2}{1,8} \cdot 0,45 = 0,821 \text{ A} \quad (15)$$

Prúdová hustota primárneho vedenia je počítaná pri priereze vodiča $S=0,118 \text{ mm}^2$ a $I_{IRMS}=0,8 \text{ A}$ [2].

$$J_1 = \frac{I_{IRMS}}{S_{pr}} = \frac{0,821}{0,118} = 6,96 \text{ A/mm}^2 \quad (16)$$

Na sekundárne vinutia je použitý rovnaký typ vodiča ako pri primárnom vinutí. Vinutie je tvorené zväzkom štyroch vodičov. Taktiež sú počítané efektívne hodnoty prúdov a prúdové hustoty. Prúdy I_{O1} a I_{O2} majú rovnakú hodnotu. Prierez sekundárneho vinutia $S_{se} = 0,158 \text{ mm}^2$.

$$I_{S1RMS} = I_{S2RMS} = I_O \cdot s = 2 \cdot 0,45 = 0,9 \text{ A} \quad (17)$$

$$J_{S1} = J_{S2} = \frac{I_{S1RMS}}{S_{se}} = \frac{0,9}{0,158} = 5,7 \text{ A/mm}^2 \quad (18)$$

Prúdové hustoty sekundárnych vinutí sú rovnaké. Prúdová hustota medi by sa mala nachádzať v rozmedzí 3 až 5 A/mm². Vypočítané hodnoty sú väčšie, čo bude mať za následok väčšie oteplenie vinutí a straty.

Výpočet približnej dĺžky vinutia vychádza z údajov od výrobcu jadra. Tento údaj je potrebný pre výpočet strát vinutia. Priemerná dĺžka kostičky jadra je $l_{av} = 52,6 \text{ mm}$.

Dĺžka primárneho vinutia:

$$l_p = l_{av} \cdot N_1 = 52,6 \cdot 10^{-3} \cdot 11 = 0,58 \text{ m} \quad (19)$$

Odpor primárneho vinutia je počítaný z dĺžky vinutia l_p , prierezu vinutia S_{pr} a merného elektrického odporom $\rho_{Cu} = 0,018 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m}$.

$$R_{Cu1} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_p}{S} = 0,018 \cdot \frac{0,58}{0,118} = 0,089 \text{ } \Omega \quad (20)$$

Straty na primárnom vinutí sú počítané z odporu vinutia R_{Cu1} a prúdu I_{IRMS} :

$$P_{Cu1} = R_{Cu1} \cdot I_{IRMS}^2 = 0,089 \cdot 0,8^2 = 0,057 \text{ W} \quad (21)$$

Výpočet dĺžok sekundárnych vinutí:

$$l_{S1} = l_{av} \cdot N_{S1} = 52,6 \cdot 4 = 210 \text{ mm} = 0,21 \text{ m} \quad (22)$$

$$l_{S2} = l_{av} \cdot N_{S2} = 52,6 \cdot 6 = 315,6 \text{ mm} = 0,316 \text{ m} \quad (23)$$

Výpočet odporov sekundárnych vinutí:

$$R_{CuS1} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{S1}}{S_{se}} = 0,018 \cdot \frac{0,21}{0,158} = 0,024 \text{ } \Omega \quad (24)$$

$$R_{CuS2} = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{S2}}{S} = 0,018 \cdot \frac{0,316}{0,0,158} = 0,036 \text{ } \Omega \quad (25)$$

Oteplenie jednotlivých vinutí spôsobuje zmenu odporu vinutí. Pri počítaní strát transformátora je zanedbaný vplyv oteplenia vinutí na odpor.

Výpočet strát na sekundárnych vinutiach:

$$P_{CuS1} = R_{CuS1} \cdot I_{S1RMS}^2 = 0,024 \cdot 0,9^2 = 19,4 \text{ mW} \quad (26)$$

$$P_{CuS2} = R_{CuS2} \cdot I_{S2RMS}^2 = 0,036 \cdot 0,9^2 = 29,2 \text{ mW} \quad (27)$$

Celkové straty v transformátore predstavujú súčet strát na vinutiach a v jadre:

$$\Delta P = \Delta P_H + P_{Cu1} + P_{CuS1} + P_{CuS2} \text{ [W]} \quad (28)$$

$$\Delta P = 0,4 + 0,057 + 0,0194 + 0,0292 = 0,506 \text{ W} \doteq 0,51 \text{ W}$$

Celkové straty v transformátore sú 0,51 W. Tieto straty budú pravdepodobne v skutočnosti väčšie, čo môže byť spôsobené zanedbaním ohrevu vinutí, mechanickým

prevedením transformátora a parazitnými javmi. Výkon transformátora P_{TR} je daný súčtom výkonov sekundárnych vinutí P_{S1} a P_{S2} .

$$P_{S1} = U_{S1} \cdot I_{O1} = 5,9 \cdot 2 = 11,8 \text{ VA} \quad (29)$$

$$P_{S2} = U_{S2} \cdot I_{O2} = 3,9 \cdot 2 = 7,8 \text{ VA}$$

$$P_{TR} = P_{S1} + P_{S2} = 11,8 + 7,8 = 19,6 \text{ VA} \quad (30)$$

Pri výpočtoch zaplnenia kostričky boli počítané drôty s priemerom 0,6 mm, bola zvolená dostatočná rezerva pre izolácie. Pre demagnetizačné vinutie bude zvolený drôt s minimálnym prierezom vzhľadom na veľkosť demagnetizačného prúdu I_{DE} . Plocha zaplnenia kostričky jadra bola vypočítaná na $7,56 \text{ mm}^2$. Tento údaj vyhovuje parametru zaplnenia uvedeným v katalógu.

Príkon transformátora je daný vstupným napätím U_I a prúdom I_{IRMS} :

$$P_I = U_I \cdot I_{IRMS} = 24,0,821 = 19,7 \text{ VA} \quad (31)$$

Do celkového príkonu transformátora je potrebné pripočítať straty, ktoré na ňom vznikajú pri prevádzke ΔP .

Teoretická účinnosť transformátora η je daná pomerom vstupného a výstupného výkonu s ohľadom na straty transformátora.

$$\eta = \frac{P_{TR}}{P_I + \Delta P} \cdot 100 = \frac{19,6}{19,7 + 0,51} \cdot 100 = 96,98 \% \quad (32)$$

2.3 Spínače

Ako spínače je možné pri impulzných jednosmerných meničoch použiť bipolárne alebo unipolárne tranzistory. V súčasnosti trh ponúka širokú škálu rôznych parametrov. Základné vlastnosti, ktoré by mal spĺňať zvolený typ spínača sú: požadovaná frekvencia spínania, napätie a prúdová zaťažiteľnosť.

Napätie na ktoré musí byť tranzistor dimenzovaný by malo byť minimálne dvakrát väčšie ako U_I . Je potrebné uvažovať aj s napäťovou rezervou cca. + 30 %.

Výpočet napätia na tranzistore U_{TRmin} :

$$U_{TRmin} = \frac{2 \cdot U_I}{100} \cdot 130 = \frac{2 \cdot 24}{100} \cdot 130 = 62,4 \text{ V} \quad (33)$$

2.3.1 Tranzistory N-MOSFET

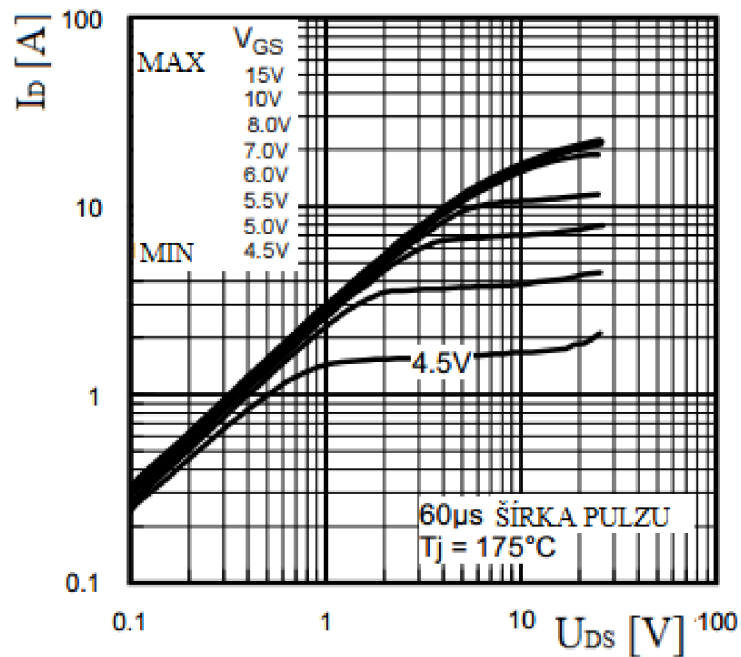
Zadaným požiadavkám vyhovuje N-MOSFET tranzistor. Funkcia unipolárneho tranzistora je založená na princípe pohybu nosičov náboja elektrickým poľom. Vedenie prúdu je realizované jedným typom náboja v tzv. indukovanom kanále. Pre unipolárne tranzistory sa používa skratka FET (Field – Effect Transistor).

Pre dané zapojenie bol vybraný ako spínací prvok unipolárny tranzistor IRFR120ZPBF od firmy INTERNATIONAL RECTIFIER na obrázku č.13. Charakteristické vlastnosti spínacieho prvku sú uvedené v tabuľke 3.

Tabuľka 3: Parametre tranzistora IRFR120ZPBF

Napätie drain-source	$U_{DSS} [V]$	100 V
Odpor kanála drain-source	$R_{DSon} [\Omega]$	0,19 Ω
Kontinuálny prúd cez drain	$I_D [A]$	8,7 A
Výkon	$P_D [W]$	35 W
Vstupná kapacita	$C_{ISS} [nF]$	310 pF

Zvolený tranzistor zodpovedá požiadavkám. Napätie $U_{GS} = 4,5$ V je určené graficky z podľa požadovaných prúdov I_{O1} a I_{O2} .



Obrázok 13: Výstupná charakteristika IRFR120ZPBF [7]

Je potrebné určiť straty na tranzistoroch. Tie sa skladajú z viacerých zložiek. Spínacie a vypínacie straty sa zanedbávajú vzhľadom na ich veľkosť. Uvažované sú straty P_{ITN} v kanále drain-source, sú to straty počas doby, keď je tranzistor zopnutý. Ďalej sú uvažované straty medzi gain-source P_{2TN} tvorené ovplyvňované frekvenciou spínania tranzistoru f a veľkosťou nábojom Q . Celkové straty ΔP_{Ton} sú súčtom týchto jednotlivých strát na tranzistore.

$$\Delta P_{TonN} = P_{T1N} + P_{T2N} = I_{O1}^2 \cdot R_{DSon} + f \cdot (U_{GS} \cdot C_{ISS}) [W] \quad (34)$$

$$\Delta P_{TonN} = 2^2 \cdot 0,19 + 1 \cdot 10^5 \cdot (4,5 \cdot 310 \cdot 10^{-12}) = 0,76 W$$

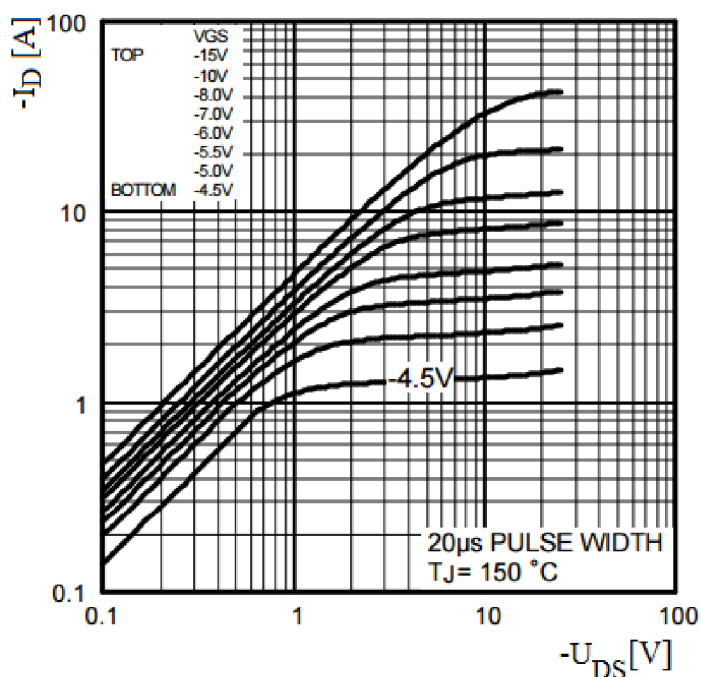
Straty na tranzistore nie sú pre daný typ tranzistoru veľké a splnil požiadavky.

2.3.2 Tranzistory P-MOSFET

Zvolený bol tranzistor typu IRFR 9024N od firmy INTERNATIONAL RECTIFIER. Parametre tranzistoru sú uvedené v tabuľke č. 4.

Tabuľka 4: Parametre tranzistora IRFR/U9024N

Napätie drain-source	$U_{DSS} [V]$	-55 V
Odpor kanála drain-source	$R_{DSon} [\Omega]$	0,175 Ω
Kontinuálny prúd cez drain	$I_D [A]$	-11 A
Výkon	$P_D [W]$	38 W
Vstupná kapacita	$C_{ISS} [nF]$	350 pF



Obrázok 14: Výstupná charakteristika IRFR 9024N [8]

Zvolený tranzistor zodpovedá požiadavkám. Napätie $U_{GS} = 4,8 V$ je určené graficky podľa požadovaných prúdov I_{O1} a I_{O2} . Ako pri NMOS tranzistore je potrebné určiť straty na tranzistore ΔP_{TonP} .

$$\Delta P_{TonP} = P_{T1P} + P_{T2P} = I_{O1}^2 \cdot R_{DSon} + f \cdot (U_{GS} \cdot C_{ISS}) [W] \quad (35)$$

$$\Delta P_{TonP} = 2^2 \cdot 0,175 + 1 \cdot 10^5 \cdot (4,8350 \cdot 10^{-12}) = 0,7 \text{ W}$$

Straty na tranzistore sú menšie ako na predchádzajúcom NMOS tranzistore. Malé straty na tranzistoroch prispievajú ku zvýšeniu účinnosti pri použití tranzistorov na synchronný sekundárny usmerňovači.

2.4 Účinnosť meniča

Pri výpočte celkovej účinnosti meniča treba brať do úvahy výkonové straty na spínači, na transformátore a na synchronnom sekundárnom usmerňovači. Zvyčajne sa ako sekundárny usmerňovač používajú schottkyho diódy. Výhodou týchto diód je menší úbytok napätia v priepustnom smere ako u klasických diód. Ďalšou výhodou je ich rýchlosť a preto sú vhodné pre väčšie pracovné frekvencie.

Zvolená bola dióda SK54_DIO od firmy DIOTEC SEMICONDUCTOR [9]. Jej maximálne záverné napätie $U_{RRM} = 40 \text{ V}$ a pracovný prúd v priepustnom smere $I_{DP} = 5 \text{ A}$. Prahové napätie diódy je $U_{PR} = 0,43 \text{ V}$ pri výstupnom prúde 2 A .

Výpočet straty na schottkyho dióde:

$$\Delta P_{Don} = I_O \cdot U_{PR} = 2 \cdot 0,43 = 0,86 \text{ W} \quad (36)$$

Výsledná teoretická účinnosť meniča je daná stratami v obvode a výkonom na výstupe meniča. Pri tomto výpočte sú brané do úvahy straty na spínacom tranzistore ΔP_{TonN} , straty vo vinutiach transformátora ΔP a straty sekundárnom usmerňovači ΔP_{Don} .

Výpočet bude slúžiť pre porovnanie pri praktickej realizácii meniča s použitím tranzistorov ako sekundárneho synchronného usmerňovača. To bude mať za následok zlepšenie celkovej účinnosti oproti prípadu, keď sú použité diódy.

Výpočet celkových strát ΔP_M v meniči pri použití diód ako sekundárneho usmerňovača:

$$\Delta P_M = (\Delta P + \Delta P_{TonN} + 2 \cdot \Delta P_{Don}) \cdot s + (1 - s) \cdot (2 \cdot \Delta P_{Don}) [W] \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \Delta P_M &= (0,51 + 0,76 + 2 \cdot 0,86) \cdot 0,45 + (1 - 0,45) \cdot (2 \cdot 0,86) \\ &= 2,29 \text{ W} \end{aligned} \quad (38)$$

Celkové straty meniča pri použití diód ako sekundárneho usmerňovača $\Delta P_M = 2,29 \text{ W}$.

Výpočet účinnosti meniča η_M pri započítaní strát transformátora, diódy a tranzistoru:

$$\eta_M = \frac{P_{TR}}{P_I + \Delta P_M} \cdot 100 = \frac{19,6}{19,7 + 2,29} \cdot 100 = 89,13 \% \quad (39)$$

Výsledná vypočítaná celková účinnosť meniča $\eta_M = 89,13 \%$. Pri návrhu s tranzistormi v úlohe sekundárneho synchronného usmerňovača bude snaha čo najviac zlepšiť účinnosť. Z vypočítaných strát na tranzistoroch je predpoklad, že by sa mala zlepšiť účinnosť meniča.

2.5 Väzobná filtračná indukčnosť

Pri spínaných zdrojoch s viacerými výstupmi sa bežne používajú výstupné cievky samostatne na každý výstup. Dynamická cross regulácia je v tomto prípade zlá a použitím nezávislých induktorov vznikajú ďalšie problémy. Tieto problémy sa dajú virtuálne odstrániť použitím väzobnej indukčnosti. Jednotlivé vinutia sú navinuté na spoločnom jadre.

Pomer závitov na väzobnej indukčnosti musí byť rovnaký ako pomer závitov na daných sekundárnych vinutiach transformátora. Výkon je rovnaký ako pri samostatných cievkach.[11]

Nevýhody nezávislých induktorov

- Zlá dynamická krížová regulácia, „cross-regulation“. Dočasné kolísanie napätia na výstupe pri zmene zaťaženia výstupov.
- Každý výstup by mal mať nezávislé prúdové obmedzenie pre prípad preťaženia.
- Výskyt zemnej slučky vďaka interakcii medzi jednotlivými výstupmi

Výhody väzobnej filtračnej indukčnosti

- Výborná cross regulácia vďaka dynamicky zviazaným výstupom
- Je zredukované vlnenie výstupného napätia
- Prúdové obmedzenie chráni induktor pred saturáciou bez ohľadu na to, ktorý výstup je preťažený
- Väzobná filtračná indukčnosť je lacnejšia, menšia a má menšie požiadavky na montážnu plochu v porovnaní s nezávislými induktormi
- Kritický záťažový minimálny prúd vyžadovaný pre každý výstup môže byť prispôsobený vzhľadom na danú aplikáciu. Prúdové zvlnenie na výstupe môže byť riadené s minimálnym výkonovým zaťažením, čím sú znížené požiadavky na ostatných výstupoch.
- Veľkosť a cena výstupných filtračných kondenzátorov je značne znížená vďaka riadeniu prúdového zvlnenia na výstupe s najväčším napätím, kde sú kondenzátory oveľa viac účinnejšie.

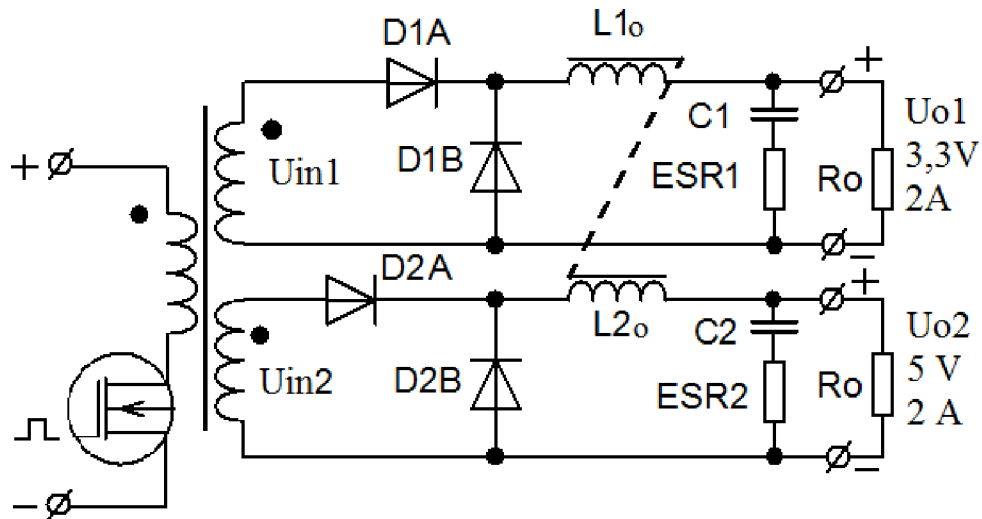
2.5.1 Výpočet väzobnej indukčnosti

Výhody a princíp riadenia prúdového zvlnenia väzobnej filtračnej indukčnosti je možné objasniť pomocou použitia normovaného ekvivalentného obvodu. Normovaním obvodu sa mení pomer medzi vinutiami väzobnej indukčnosti a transformátoru na 1:1.

Je potrebné poznať pomer závitov n . Pomocou tohto pomeru sú následne prepočítané ďalšie parametre obvodu na normovaný tvar.

$$n = \frac{N_{s2}}{N_{s1}} = \frac{3}{2} = 1,5 [-] \quad (40)$$

Prahové napätie na dióde sekundárneho usmerňovača pri výstupnom prúde 2 A $U_{dp} = 0,43$ V. Strieda spínania je $s = 0,45$ [-] a výstupné napätie prvého výstupu je $U_{o1} = 3,3$ V. Následne vypočítané parametre sú rovnaké pre väzobné aj samostatné indukty.



Obrázok 15: Pripustný menič s dvomi výstupmi

Prepočet vstupného napätia na sekundárny usmerňovač prvého výstupu U_{in1} :

$$U_{in1} = \frac{U_{o1} + U_{dp}}{s} = \frac{3,3 + 0,43}{0,45} = 8,29 \text{ Vpk} \quad (41)$$

Prepočet vstupného napätia na sekundárny usmerňovač druhého výstupu U_{in2} :

$$U_{in2} = U_{in1} \cdot n = 8,29 \cdot 1,5 = 12,44 \text{ Vpk} \quad (42)$$

Výstupné napätie druhého výstupu U_{o2} :

$$U_{o2} = U_{in2} \cdot s - U_{dp} = 12,44 \cdot 0,45 - 0,43 = 5,17 \text{ V} \quad (43)$$

Napätia na výstupoch väzobnej filtračnej indukčnosti počas doby otvorenia NMOS tranzistoru na primárnom vinutí impulzného transformátoru:

$$U_{L1} = U_{in1} - U_{dp} - U_{o1} = 8,29 - 0,43 - 3,3 = 4,56 V \quad (44)$$

$$U_{L2} = U_{in2} - U_{dp} - U_{o2} = 12,44 - 0,43 - 5,17 = 6,84 V \quad (45)$$

Napätia na výstupných väzobných filtračných indukčnostiach počas doby zatvorenia NMOS tranzistoru:

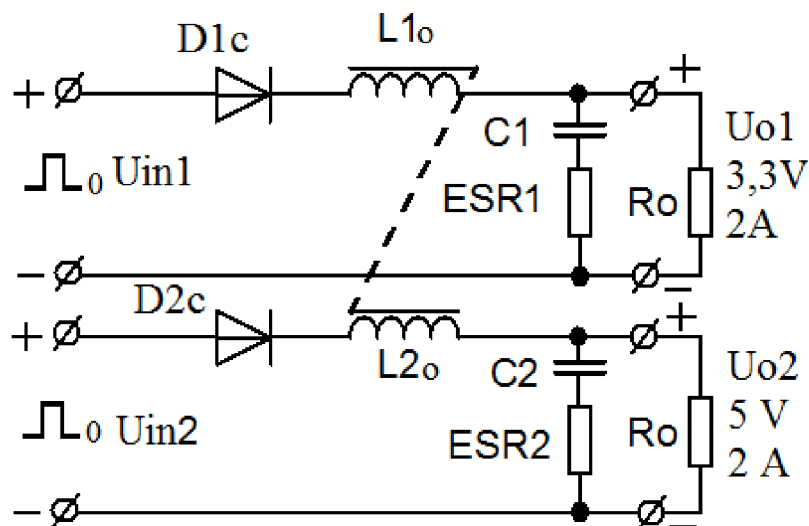
$$U_{L1} = -U_{dp} - U_{o1} = -0,43 - 3,3 = -3,73 V \quad (46)$$

$$U_{L1} = -U_{dp} - U_{o2} = -0,43 - 5,17 = -5,6 V \quad (47)$$

Je potrebné aby bol dodržaný pomer závitov na sekundárnej strane transformátoru a odpovedajúcich výstupných cievkach. V prípade nedodržania tejto podmienky vzniká rozpor medzi napätiami U_{L1} a U_{L2} , to môže spôsobiť veľké prúdové zvlnenie späť do obvodu a na oboch výstupoch obvodu. Toto prúdové zvlnenie sa prejaví ako veľké zvlnenie napätia na prvku obvodu s najväčšou impedanciou.

Je potrebné neprekročiť rozptylovú indukčnosť nad 10 % hodnoty väzobnej filtračne indukčnosti. Pri prekročení tejto hranice je narušená cross regulácia „cross-regulation“ a vznikajú parazitné rezonančné podmienky.

Ďalším krokom pri výpočte je nahradenie transformátoru z obrázku 15 za spínané zdroje. Diódy D1A a D1B sú nahradené jednou D1c a diódy D2A a D2B sú nahradené diódou D2c. Napätia a prúdy na vstupoch cievok sú rovnaké. Zapojenie je znázornené na obrázku 16.



Obrázok 16:Ekvivalentné zdroje

Po týchto úpravách zapojenia nasleduje normovanie výstupu s vyšším napätím $U_{o2} = 5 \text{ V}$ na rovnakú impedančnú úroveň ako výstup s nižším napätím $U_{o1} = 3,3 \text{ V}$. Aktuálny transformačný pomer je $n = 1,5$.

Počet závitov N_{s2} je prepočítaný na normovaný počet závitov N_{s2n} :

$$N_{s2n} = \frac{N_{s2}}{n} = \frac{3}{1,5} = 2 \text{ záv.} \quad (48)$$

Normovaný úbytok napätia na dióde U_{dpn} :

$$U_{dpn} = \frac{U_{dpn}}{n} = \frac{0,43}{1,5} = 0,29 \text{ V} \quad (49)$$

Normované výstupné napätie U_{o2n} a normovaný výstupný prúd:

$$U_{o2n} = \frac{U_{o2}}{n} = \frac{5,17}{1,5} = 3,45 \text{ V} \quad (50)$$

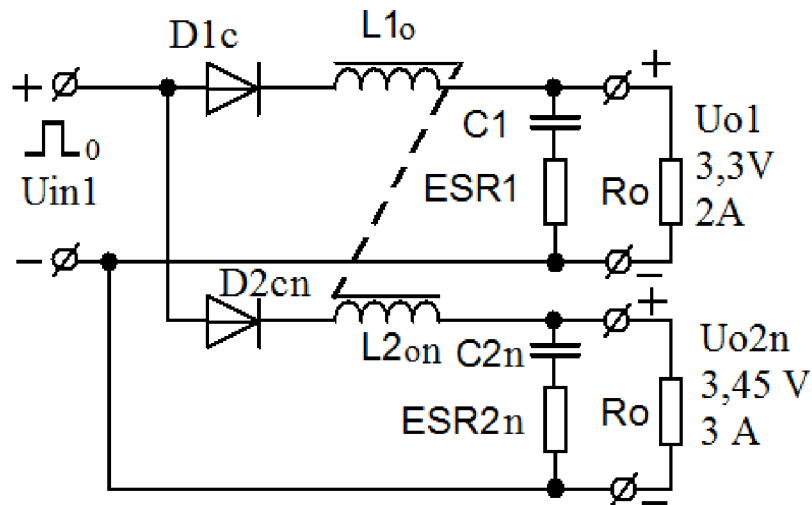
$$I_{o2n} = I_{o2} \cdot n = 2 \cdot 1,5 = 3 \text{ A} \quad (51)$$

Zo zapojenia na obrázku 16 sú nahradené zdroje jedným s rovnakou napäťovou úrovňou. Taktiež výkon je približne rovnaký v závislosti na pomere n . Normované sú aj veľkosti indukčnosti, kapacity a ekvivalentného sériového odporu na obrázku 17.

$$L_{2on} = \frac{L_{2o}}{n^2} [\text{mH}] \quad (52)$$

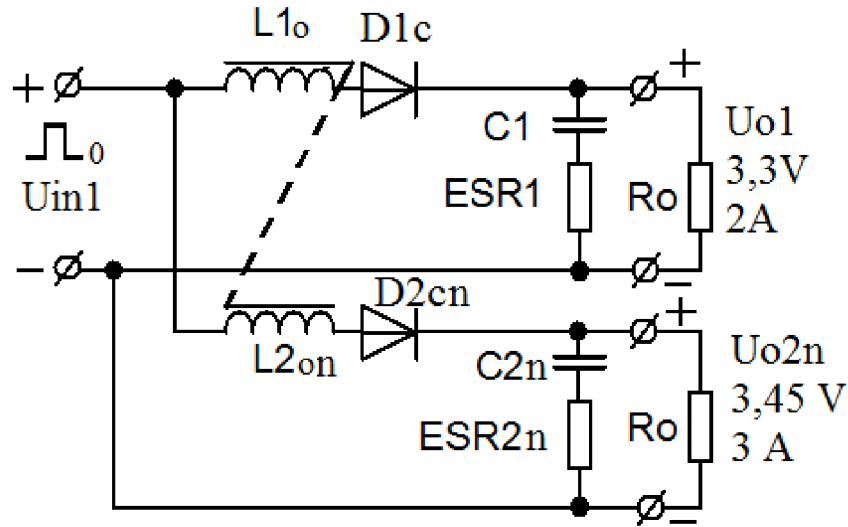
$$ESR_{2n} = \frac{ESR_2}{n^2} [\text{m}\Omega] \quad (53)$$

$$C_{2n} = C_2 \cdot n^2 [\mu\text{F}] \quad (54)$$



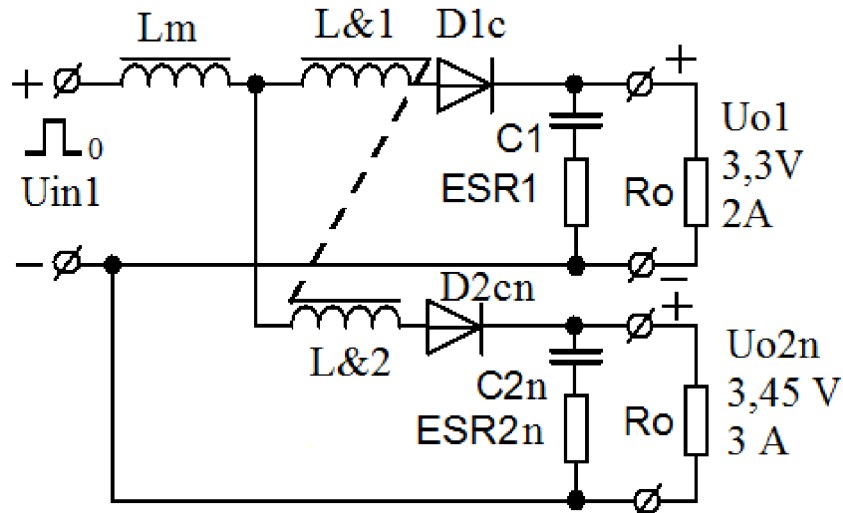
Obrázok 17: Normované zapojenie s jedným zdrojom

Pre ďalšie zjednodušenie a následný prepočet je potrebné presunúť diódy na príslušné výstupy induktora. Tento krok je realizovaný na obrázku 18.



Obrázok 18: Zámena diód

Na obrázkoch 15 až 18 sú znázornené zapojenia rovnaké pre zapojenie so samostatnými výstupnými cievkami aj pre zapojenie s väzobnou filtračnou indukčnosťou. Zapojenie na obrázku 18 je konečným krokom zjednodušenia. Väzobné indukčnosti majú normalizovaný počet závitov na jednom jadre. Preto majú aj normalizovanú hodnotu vzájomnej indukčnosti a to isté indukované napätie na závit. Indukčnosti $L1o$ a $L2on$ sú na vstupe spojené a môžu byť nahradené jednou spoločnou indukčnosťou Lm , zobrazené na obrázku 19. [11]



Obrázok 19: Kombinácia vzájomnej indukčnosti

Väzby medzi výstupmi nie je dokonalá, čo je spôsobené parazitnou indukčnosťou obvodu. $L&1$ a $L&2$ reprezentujú rozptylové indukčnosti a vírivé indukčnosti na výstupoch normalizované na 3,3 V. Výpočet Lm vychádza z hodnôt, keď je zdroj na vstupe vypnutý. Zvlnenie prúdu je zvolené ako 20% z maximálneho výstupného

prúdu, čo predstavuje $\Delta I_{Lc} = 1$ A. Maximálna doba, keď je zdroj vypnutý je $t_{off} = 5,5 \mu s$ a napätie na cievke $U_{L1} = 3,73$ V.

$$L_m = U_{L1} \cdot \frac{t_{off}}{\Delta I_{Lc}} = 3,73 \cdot \frac{5,5 \cdot 10^{-6}}{1} = 20,52 \mu H \quad (55)$$

Odhadovaná rozptylová indukčnosť na prvom výstupe je 10 % z L_m a vírivá indukčnosť je odhadom zvolená na 200 nH. Celková parazitná indukčnosť $L\&1$ je súčet rozptylovej a vírivej indukčnosti, $L\&1 = 2,05 \mu H$. Rozptylová indukčnosť na druhom výstupe je 0 H a vírivá je 200 nH delená n^2 , takže celková parazitná indukčnosť $L\&2 = 88,9$ nH.

Prúd cievkou I_{Lzv1} pre prvý výstup:

$$I_{Lzv1} = \frac{\Delta I_{Lc} \cdot L\&2}{L\&1 + L\&2} = \frac{1 \cdot 88,9 \cdot 10^{-9}}{2,05 \cdot 10^{-6} + 88,9 \cdot 10^{-9}} = 41,6 \text{ mA } p-p \quad (56)$$

Prúd cievkou I_{Lzv2n} normovaným druhým výstupom:

$$I_{Lzv2n} = \frac{\Delta I_{Lc} \cdot L\&1}{L\&1 + L\&2} = \frac{1 \cdot 2,05 \cdot 10^{-6}}{2,05 \cdot 10^{-6} + 88,9 \cdot 10^{-9}} = 968,4 \text{ mA } p-p \quad (57)$$

Aktuálny prúd cievkou I_{Lzv2a} druhým výstupom:

$$I_{Lzv2a} = \frac{I_{Lzv2n}}{n} = \frac{0,9684}{1,5} = 639 \text{ mA } p-p \quad (58)$$

Maximálne napäťové zvlňenie na výstupe bolo zvolené ako 3 % z výstupných napätí:

$$U_{zv1} = \frac{U_{o1}}{100} * 3 = \frac{3,3}{100} \cdot 3 = 0,1 \text{ V} \quad (59)$$

$$U_{zv2} = \frac{U_{o2}}{100} * 3 = \frac{5}{100} \cdot 3 = 0,15 \text{ V} \quad (60)$$

Výpočet minimálnej hodnoty kapacity kondenzátorov pre dané výstupy:

$$C_1 = \frac{I_{Lzv2a}}{8 \cdot f \cdot U_{zv1}} = \frac{0,639}{8 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,1} = 8 \mu F \quad (61)$$

$$C_2 = \frac{I_{Lzv2a}}{8 \cdot f \cdot U_{zv2}} = \frac{0,639}{8 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 0,15} = 5,33 \mu F \quad (62)$$

Výpočet ekvivalentných sériových odporov ESR „equivalent series resistance“:

$$ESR1 = \frac{U_{zv1}}{I_{Lzv2a}} = \frac{0,1}{0,639} = 0,157 \Omega \quad (63)$$

$$ESR2 = \frac{U_{zv2}}{I_{Lzv2a}} = \frac{0,15}{0,639} = 0,235 \Omega \quad (64)$$

Pri voľbe materiálu pre jadro väzobného induktora sa vychádza z hodnoty Lm a súčtu závitov $Nc = N_{s1} + N_{s2}$ [záv]. Podľa toho je dopočítaná materiálová konštanta Al_c [nH/záv²]:[11]

$$Al_c = \frac{Lm}{Nc^2} = \frac{20,52 \cdot 10^{-6}}{(2 + 3)^2} = 821 \text{ nH/záv}^2 \quad (65)$$

Podľa tejto konštanty bolo zvolené feritové jadro E13/7/4-3F3 s materiálom, rovnakým ako u transformátoru. Počet napočítaných závitov vinutia na väzobnej indukčnosti je 2 a 3. Závity sú vyhotovené so štyroch paralelne vinutých vodičov rovnakého typu ako pri impulznom transformátore. [11]

Ako výstupné kondenzátory bola zvolená paralelná kombinácia dvoch kondenzátorov 10 $\mu\text{F}/50 \text{ V}$ [13] a 47 $\mu\text{F}/25 \text{ V}$ [14]. Paralelné radenie kondenzátorov zníži ESR.

2.6 Riadiace obvody jednočinného meniča napätia

Slúžia na zaistenie požadovaných parametrov daných veličín na výstupe meniča. Riadiace obvody sa kategorizujú podľa typov signálov na analógové, digitálne, prípadne ich kombinácia analógovo-digitálne. Možnosti realizácie sú napríklad použitie komparátora alebo mikroprocesora [5][10].

Riadiace obvody slúžia na riadenie striedy spínania spínača. V navrhovanom zapojení budú použité ako zdroje budiacich signálov generátory. Následne po overení funkčnosti obvodu bude realizované riadenie pomocou riadiaceho obvodu šírkovvej impulznej modulácie TL594.

2.6.1 Šírkovo impulzná modulácia (ŠIM-PWM)

Šírkovo impulzná modulácia je vysoko efektívny spôsob regulácie periodického signálu. Princíp spočíva v zmene striedy v závislosti od danej vstupnej veličiny. Regulátor je buď otvorený alebo v uzavretom stave. Vďaka tomu na ňom nevznikajú tepelné straty, ktoré sa vyskytujú u spojitych regulátoroch na prvkoch s odporovým charakterom. Pri tomto druhu regulácie výkonu vzniká vysokofrekvenčné rušenie, ktoré je potrebné eliminovať pomocou filtrov a tienením zariadenia.[2][10][9]

2.6.2 TL 594 – obvod šírko-impulznej modulácie

Obvod obsahuje všetky funkcie vyžadované pri konštrukcii šírko-impulzného riadiaceho obvodu na samostatnom čípe. Obvod je zameraný predovšetkým na riadenie výkonových obvodov a špecifické aplikácie. TL594 obsahuje dva chybové zosilňovače, nastaviteľný oscilátor, kontrolu doby vypnutia (DTC, dead time control), 5 V regulátor, podpäťový blokovací obvod a výstupný riadiaci obvod. Zapojenie riadiacich obvodov je zobrazené na obrázku č. 20. [15]

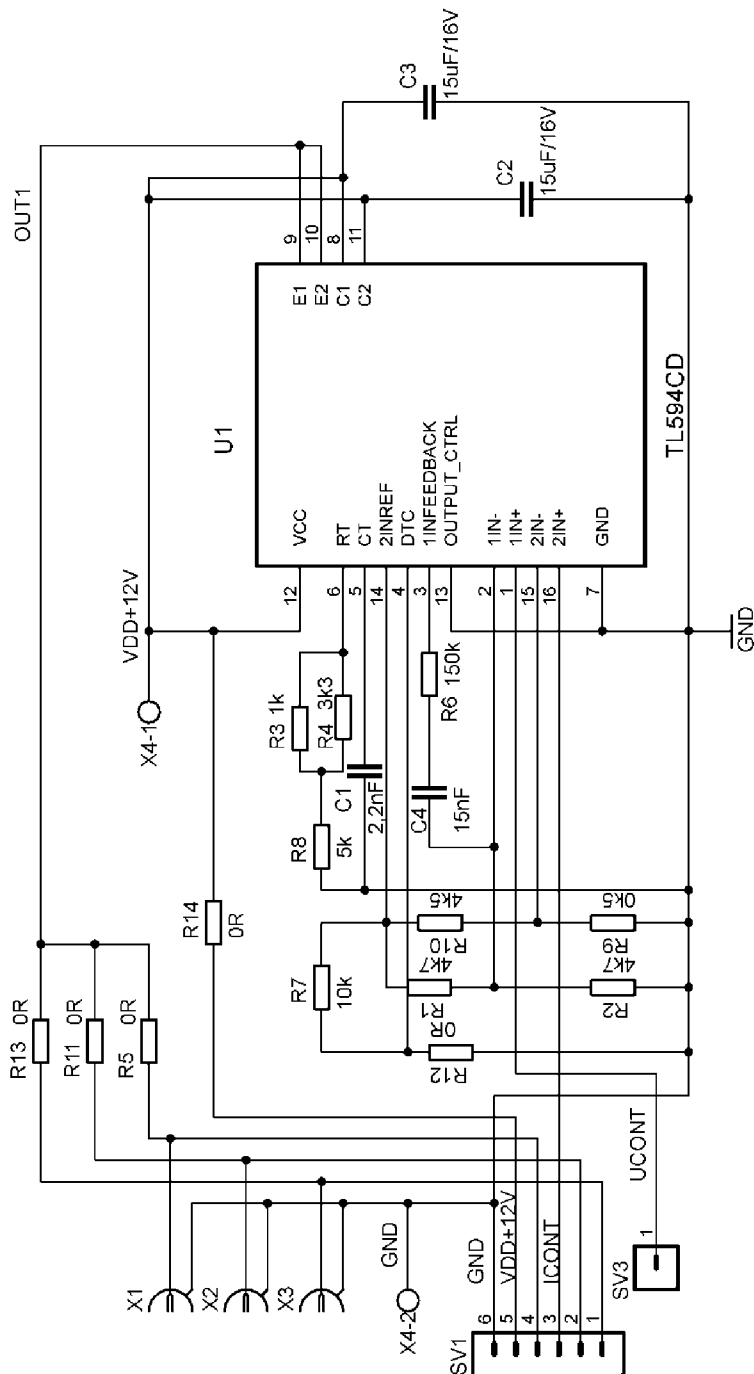
Nastavenie spínacej frekvencie f_{osc} je realizované pomocou RC člena zapojeného na vstupoch RT a CT obvodu TL594.

Výpočet hodnôt R_T a C_T na nastavenie f_{osc} :

$$f_{osc} = \frac{1,44}{R \cdot C} [kHz] \quad (66)$$

Vypočítané boli hodnoty $R_T = 6,55 \text{ k}\Omega$ a veľkosť kondenzátoru bola zvolená na $C_T = 2,2 \text{ nF}$. Reálne súčiastky majú isté tolerancie. Vzhľadom na tieto tolerancie bude potrebné pri realizácii upraviť hodnotu R_T pre nastavenie požadovanej frekvencie oscilátoru $f_{osc} = 100 \text{ kHz}$.

Pri realizácii bol zvolený kondenzátor $C_T = 2,2 \text{ nF}$ a odpor $R_T = 5,77 \text{ k}\Omega$ bol realizovaný sériovo-paraľelnou kombináciou rezistorov.



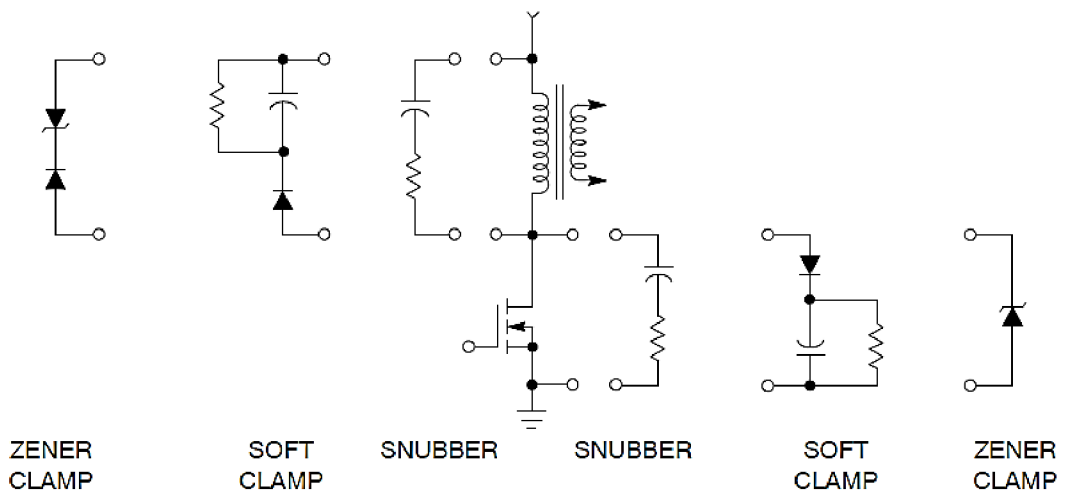
Obrázok 20: Zapojenie riadiacich obvodov

2.6 Útlmový obvod a obvod prepät'ovej ochrany

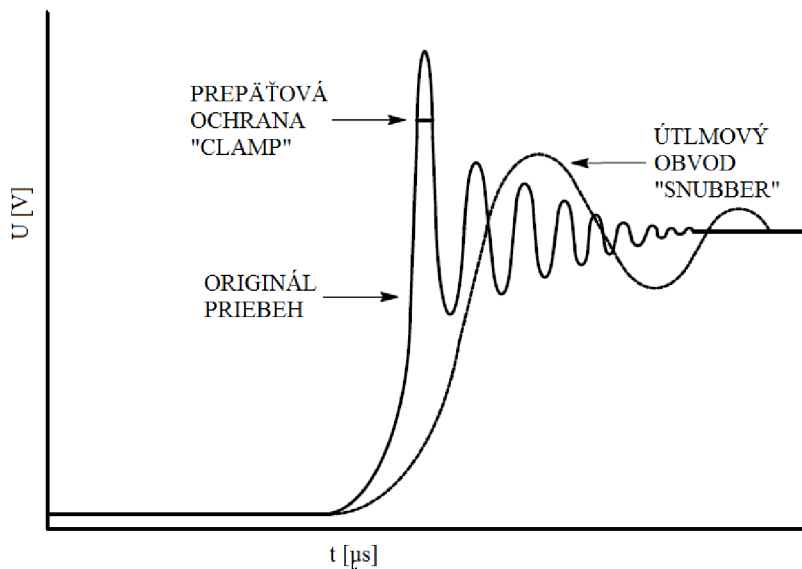
Útlmový obvod „Sunbber“ a prepät'ová ochrana „clamp circuit“ obvod sú používané na dva rozdielne účely. Využitie nachádzajú, keď je spoľahlivosť polovodičových prvkov v obvode vo vnútri napájacích zdrojov výrazne ohrozená.

„Snubber“, taktiež nazývaný útlmový obvod je používaný na zníženie úrovne napätových špic a zníženie rýchlosti zmeny priebehu napätia. Znižuje sa čas presahu napätového a prúdového priebehu na tranzistore a tým sú znížené spínacie straty. Pomáha formovať záťažové linky, aby sa udržali v bezpečnej pracovnej oblasti „SOA – safe operating area“ Slúži tiež ako ochrana proti vysokofrekvenčnému elektromagnetickému rušeniu a na utlmenie napätových a prúdových zámkov.

Prepät'ová ochrana „clamp“ slúži len na zachytenie napätových špic. Nemá vplyv na rýchlosť zmeny napätia na tranzistore. Z tohto dôvodu nie je veľmi užitočný pre zníženie vysokofrekvenčného elektromagnetického rušenia, „RFI, radio frequency interference“. Jeho výhody sa uplatňujú pri ochrane polovodičových prvkov a kondenzátorov proti lavínovému prierazu. Typické zapojenie snubber a clamp obvodov sú uvedené na obrázku č.21. Na obrázku č.22 sú znázornené napätové priebehy cez dané obvody.[17]



Obrázok 21: Spôsoby realizácie prepät'ovej ochrany a útlmového obvodu [17]



Obrázok 22: Napätové priebehy na clamp a snubber obvodoch

3 REALIZÁCIA A TESTOVANIE

Počas testovania zapojenia sa preukázalo rušenie spôsobené parazitnými vlastnosťami obvodu. Pri spínaní NMOS tranzistoru na primárnej strane transformátora vznikali veľké prepäťové špice. Tento jav spôsoboval tepelné straty a vznikala potenciálna možnosť poškodenia tranzistoru, ktorého $U_{DSS} = 100$ V. Bolo potrebné tento nežiaduci jav odstrániť.

3.1 Meranie rozptylovej indukčnosti

Pri spínaných zdrojoch s transformátorom je dôležitým parametrom veľkosť rozptylovej indukčnosti. Rozptylová indukčnosť ovplyvňuje silu magnetickej väzby a preto by mala mať čo najmenšie hodnoty. Magnetické pole je vďaka rozptylovej indukčnosti vyžarované mimo magnetického obvodu jadra transformátora. To spôsobuje možné rušenie ďalších obvodov. Rozptylová indukčnosť taktiež ovplyvňuje prechodné deje pri spínaní a rozpínaní primárneho vinutia transformátora. [16]

Meranie bolo realizované pri pracovnej frekvencii 100 kHz na RLC metri. Merané boli rozptylové indukčnosti a sériový odpor na primárnom vinutí, sekundárnych vinutiach transformátora a na väzobnej indukčnosti. Správnosť meraní bola overená meraním na frekvenciách prvých piatich nepárnych harmonických pracovnej frekvencie spínaného zdroja. Pri meraní na vyšších pracovných frekvenciách sa neprejavili veľké odchýlky meraných parametrov. Výsledky merania sú uvedené v tabuľke č 5 a tabuľke č. 6. Rozptylová indukčnosť by nemala prekročiť hodnoty 10 % indukčnosti vinutia. Taktiež bola zmeraná indukčnosť primárneho vinutia transformátora $L_{mm} = 563$ μ H. Táto hodnota je skoro totožná s vypočítanou indukčnosťou primárneho vinutia transformátora, ktorej hodnota je $L_m = 557$ μ H.

Indukčnosť vinutia výstupu pre $U_{s10} = 3,3$ V bola nameraná na $L_{1m} = 7,13$ μ H. Pre výstup s napäťovou úrovňou $U_{s20} = 5$ V bola nameraná $L_{2m} = 12,81$ μ H.

Tabuľka 5: Meranie rozptylovej indukčnosti a sériového odporu na transformátore pri $N_1 = 11$ závitov

	L_σ [nH]	R_s [m Ω]
Primárne vinutie 24 V	770	296
Sekundárne vinutie 3,3 V	484	56
Sekundárne vinutie 5 V	563	94

Tabuľka 6: Meranie indukčnosti vinutia rozptylovej indukčnosti a sériového odporu na väzobnej indukčnosti bez vzduchovej medzery

	L_{vin} [μ H]	L_σ [nH]	R_{dc} [m Ω]
Vinutie 3,3 V	7,13	330	20
Vinutie 5 V	12,81	433	36

Namerané rozptyľové indukčnosti jednotlivých vinutí neprekročili hodnotu 10 % z nominálnych hodnôt vinutí.

3.2 Väzobná filtračná indukčnosť so vzduchovou medzerou

Pri meraní bolo zistené, že sa jadro väzobnej indukčnosti pri plnom zaťažení presycuje. Bolo potrebné navrhnuť vzduchovú medzeru pre zamedzenie presycovaniu. Týmto zásahom sa zväčšila veľkosť rozptyľovej indukčnosti na väzobnej indukčnosti. Taktiež bol upravený počet vinutí na $N_{s2} = 9$ záv. a $N_{s1} = 6$ záv. Nameraná celková indukčnosť vinutí neprekročila hodnotu normovanej indukčnosti.

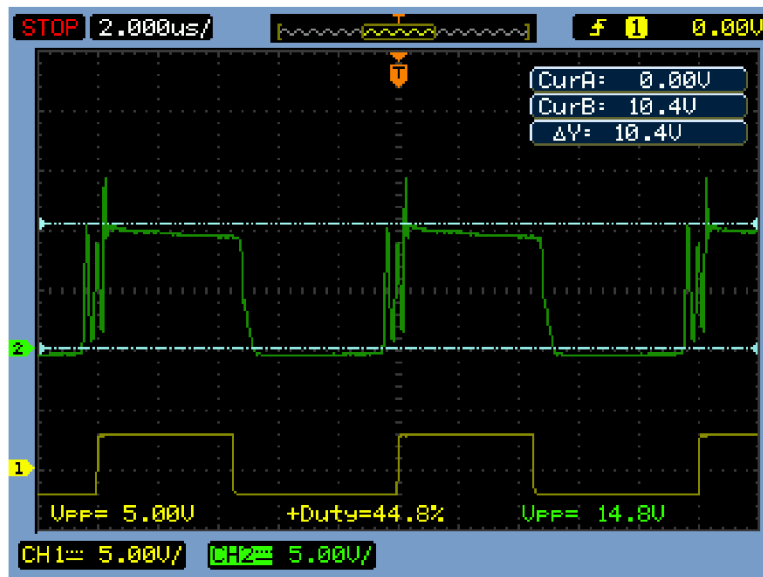
Tabuľka 7: Namerané parametre na rozptyľovej indukčnosti so vzduchovou medzerou

	$L_{vin} [\mu H]$	$L_{\sigma} [\mu H]$	$R_{dc} [m\Omega]$
Vinutie 3,3 V	4,79	0,57	52
Vinutie 5 V	12,32	1,06	101

Efektívna dĺžka vinutia na jadre väzobnej indukčnosti E13/7/4 je $l_e = 29,7$ mm. Pre veľkosť vzduchovej medzery $lvz = 320 \mu m$ je $\mu_r = 120$. Veľkosť vzduchovej medzery bola počítaná pri $B = 0,23$ T. Zavedením vzduchovej medzery sa zvýšili magnetizačné straty ale bolo zabránené presycovaniu jadra väzobnej indukčnosti. Znázornenie presycovania jadra je zobrazené na obrázku v priebehoch meraných na diódach sekundárneho usmerňovača.

$$lvz = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{Lmax}}{B} - \frac{l_e}{\mu_r} = \frac{15 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 5,2}{0,23} - \frac{0,0297}{120} = 179 \mu m \quad (67)$$

Na obrázkoch č.23 a č.24 sú zobrazené priebehy napätia na usmerňovacej dióde sekundárneho usmerňovača.



Obrázok 23: Priebeh napätia na katóde usmerňovacej diódy s väzobnou indukčnosťou so vzduchovou medzerou $l_{vz} = 180 \mu\text{m}$ pre napätový výstup 5 V

3.3 Výpočet parametrov pre výstupný filter so samostatnými cievkami

Vzhľadom na potreby testovania zapojenia sú napočítané parametre pre samostatné cievky na výstupe. Zvlnenie prúdu $\Delta I_{Lmax} = 0,1 \text{ A}$. Potrebné indukčnosti cievok sú počítané zo vzťahov:

$$L_{1min} = \frac{U_{s1o} \cdot s \cdot (1 - s)}{\Delta I_{Lmax} \cdot f} = \frac{3,3 \cdot 0,45 \cdot (1 - 0,45)}{0,1 \cdot 100 \cdot 10^3} = 81,68 \mu\text{H} \quad (68)$$

$$L_{2min} = \frac{U_{s2o} \cdot s \cdot (1 - s)}{\Delta I_{Lmax} \cdot f} = \frac{5 \cdot 0,45 \cdot (1 - 0,45)}{0,1 \cdot 100 \cdot 10^3} = 123,75 \mu\text{H} \quad (69)$$

Boli zvolené cievky, ktorých zmeraná indukčnosť bola $L_{1zm} = 94,84 \mu\text{H}$, a $L_{2zm} = 159,73 \mu\text{H}$. Zmeraný odpor cievok $R_{1sm} = 63 \text{ m}\Omega$ a $R_{2sm} = 81 \text{ m}\Omega$.

Zo zmeraných hodnôt indukčností výstupných cievok bolo spätne prepočítané prúdové zvlnenie na daných výstupoch. [18] [19]

Výpočet zvlnenia prúdu ΔI_{Lmax1} a ΔI_{Lmax2} na cievkách výstupného filtra:

$$\Delta I_{Lmax1} = \frac{U_{s1o} \cdot s \cdot (1 - s)}{L_{1zm} \cdot f} = \frac{3,3 \cdot 0,45 \cdot (1 - 0,45)}{94,84 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 86 \text{ mA} \quad (70)$$

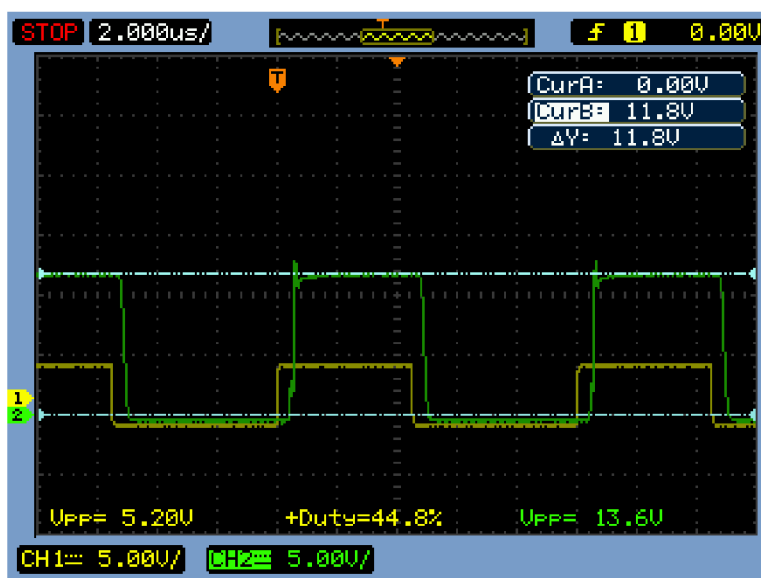
$$\Delta I_{Lmax2} = \frac{U_{s2o} \cdot s \cdot (1 - s)}{L_{2zm} \cdot f} = \frac{5 \cdot 0,45 \cdot (1 - 0,45)}{159,73 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 77 \text{ mA} \quad (71)$$

Minimálne hodnoty kondenzátorov výstupného filtra sú počítané zo zvlnenia prúdu a napätia. Zvlnenie napätia bolo zvolené rovnaké ako pri výpočte väzobnej indukčnosti $U_{zv1} = U_{1max} = 0,1 \text{ V}$, $U_{zv2} = U_{2max} = 0,15 \text{ V}$.

$$C_{min1} = \frac{\Delta I_{Lmax1}}{8 \cdot U_{1max} \cdot f} = \frac{86 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 0,1 \cdot 100 \cdot 10^3} = 1,08 \text{ } \mu\text{F} \quad (72)$$

$$C_{min2} = \frac{\Delta I_{Lmax2}}{8 \cdot U_{2max} \cdot f} = \frac{77 \cdot 10^{-3}}{8 \cdot 0,15 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,64 \text{ } \mu\text{F} \quad (73)$$

Zvolené hodnoty filtračných kondenzátorov sú ako pri realizácii s väzobnou indukčnosťou, vyhoveľi minimálnym požiadavkám.

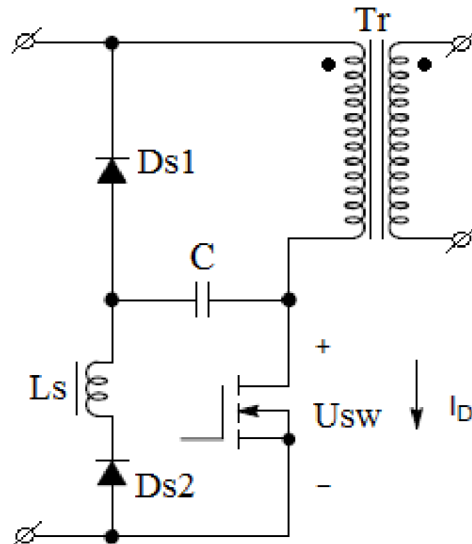


Obrázok 24: Priebeh napätia na katóde usmerňovacej diódy so samostatnou cievkou na výstupe pre napätový výstup 5 V

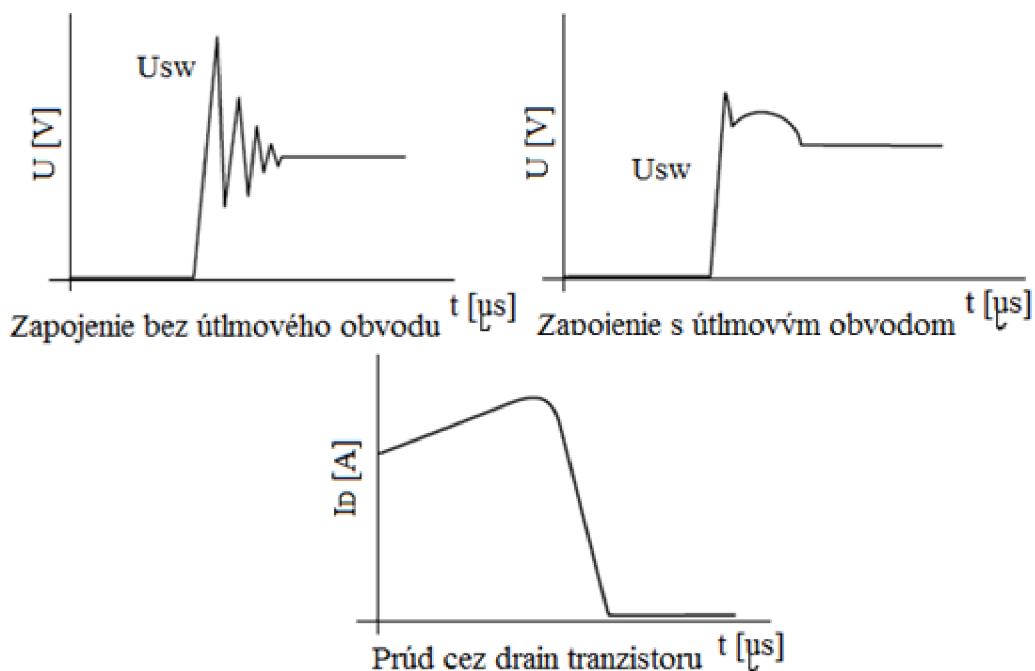
3.4 Bezstratový útlmový obvod „The Lossless Snubber“

Bezstratový snubber je obvod, ktorý uschovanú energiu z prepät'ových špic vracia naspäť výkonovým obvodom. Je navrhnutý tak, aby uschoval určité množstvo energie z prechodu pri spínaní. Táto energia je uchovaná v kondenzátore, ktorého kapacita určuje aké veľké množstvo energie je obvod schopný absorbovať. Bezstratový snubber funguje aj ako bezstratová prepät'ová ochrana, počas spínania sú zachytené prepät'ové špice. Následne je uschovaná energia dodaná do vstupných kondenzátorov alebo späť do výkonovej časti obvodu. Vrátením energie do vstupného kondenzátora je možné využiť túto energiu pri ďalšom spínacom cykle. Prúdový priebeh je obmedzený

sériovým induktorom, ktorý slúži ako ochrana proti elektromagnetickému rušeniu. Induktor výrazne zníži di/dt energie opúšťajúcej bezstratový útlmový obvod. Zobrazenie zapojenia tohto obvodu spolu s napäťovými a prúdovými priebehmi sú zobrazené na obrázkoch č. 25 a č 26.[17][21]

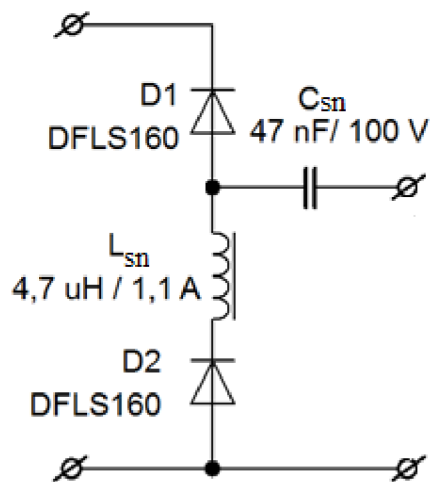


Obrázok 25: Zapojenie bezstratového útlmového obvodu



Obrázok 26: Napäťové a prúdový priebeh pri aplikácii na prepustný menič

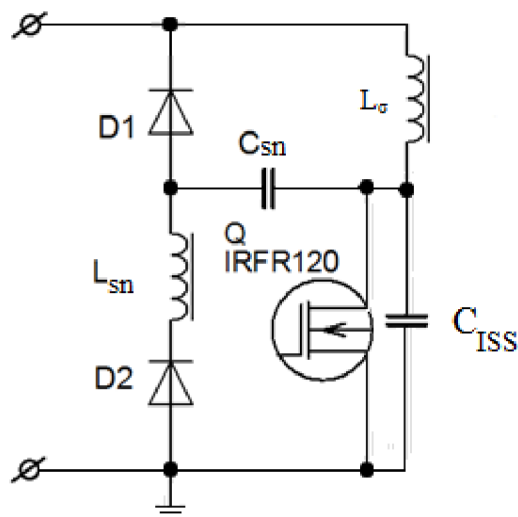
Bezstratový útlmový obvod je realizovaný v zapojení s SMD cievkou s $L_{sn} = 4,7 \mu H / 1,1 A$, keramickým kondenzátorom $C_{sn} = 47 nF / 100 V$ a dvomi diódami DFSL160. Tento typ zapojenia je obzvlášť užitočný v meničoch typu forward a flyback.



Obrázok 27: Realizácia bezstratového útlmového obvodu

Výpočet bezstratového útlmového obvodu

Pri návrhu parametrov prvkov obvodu sa vychádza zo zmeraných hodnôt rozptylovej indukčnosti. Výpočtom predchádza samotná realizácia zapojenia s voľbou súčiastok, ktoré sú volené podľa klasifikovaného inžinierskeho odhadu. Zo zmeraných priebehov je určená rezonančná frekvencia tvorená rozptylovou indukčnosťou primárneho vinutia L_σ a výrobcom udávanou vstupnou kapacitou spínacieho NMOS tranzistoru $C_{ISS} = 310$ pF.

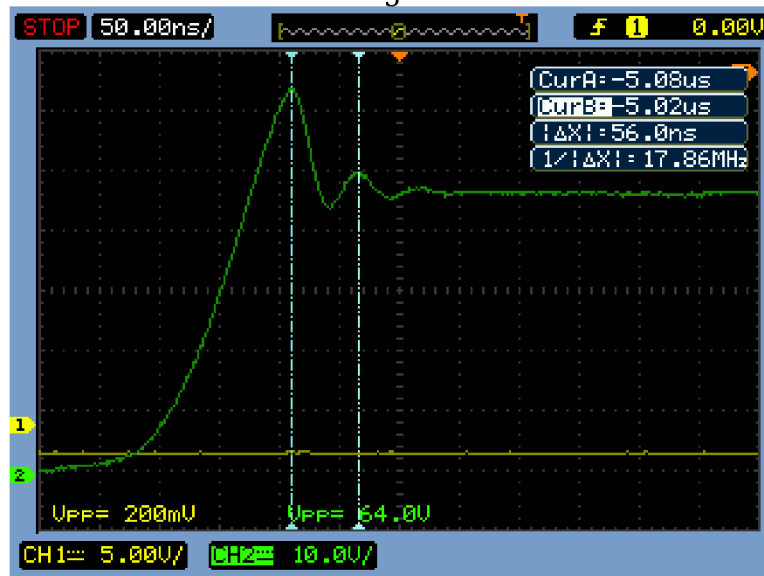


Obrázok 28: Zapojenie pre výpočet rezonančnej frekvencie obvodu

Výpočet rezonančnej f_{rez} frekvencie je nasledovný:

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_\sigma \cdot \frac{C_{ISS}}{3}}} [MHz] \quad (74)$$

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{770 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{310}{3} \cdot 10^{-12}}} = 17,84 \text{ MHz}$$



Obrázok 29: Meranie veľkosti napätia a rezonančnej frekvencie na draine spínacieho tranzistoru

Meraním zobrazeným na obrázku č.29 bola overená rezonančná frekvencia, ktorej namerané a vypočítané hodnoty sa líšili minimálne. Taktiež bolo zmerané napätie $U_{DSmax} = 64 \text{ V}$ a prepäťový špic zmeraný $U_{spic} = 17,6 \text{ V}$.

Výpočet U_{DSmax} :

$$U_{DSmax} = U_{in} + p_{1N} \cdot (U_{s1o} + U_{PR}) + p_{2N} \cdot (U_{s2o} + U_{PR}) + U_{spic} \quad [V] \quad (75)$$

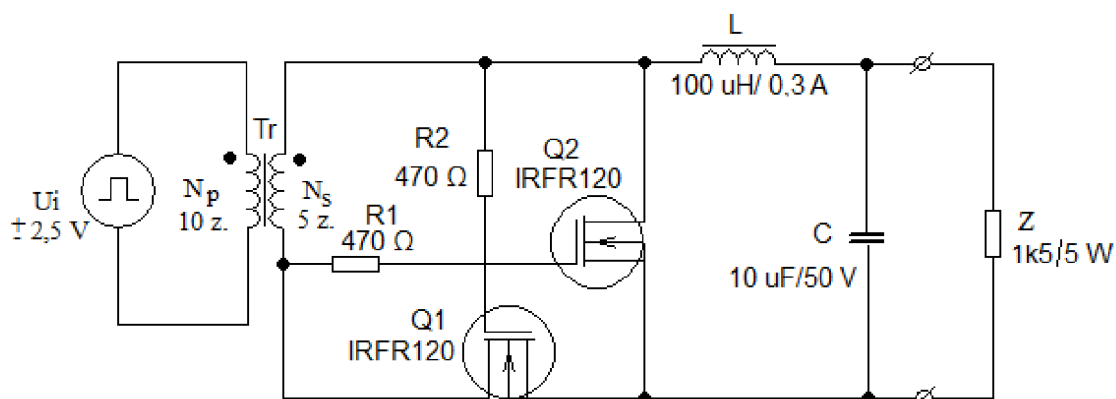
$$U_{DSmax} = 24 + 1,8 \cdot (3,3 + 0,43) + 2,8 \cdot (5 + 0,43) + 17,6 = 63,52 \text{ V}$$

Pri zvolenom $C_{sn} = 47 \text{ nF}$ je realizovaný výpočet ideálnych parametrov pre cievku L_{sn} v bezstratovom útlmovom obvode: [18][19]

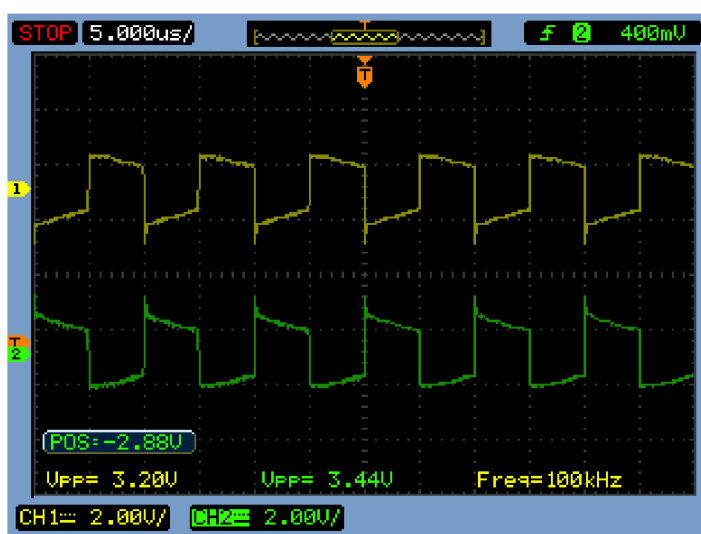
$$L_{Sn} = \frac{t_{on}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot C_{sn}} = \frac{4,5 \cdot 10^{-6}}{4 \cdot \pi^2 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 10,09 \quad [\mu H] \quad (76)$$

3.5 Synchronný sekundárny usmerňovač

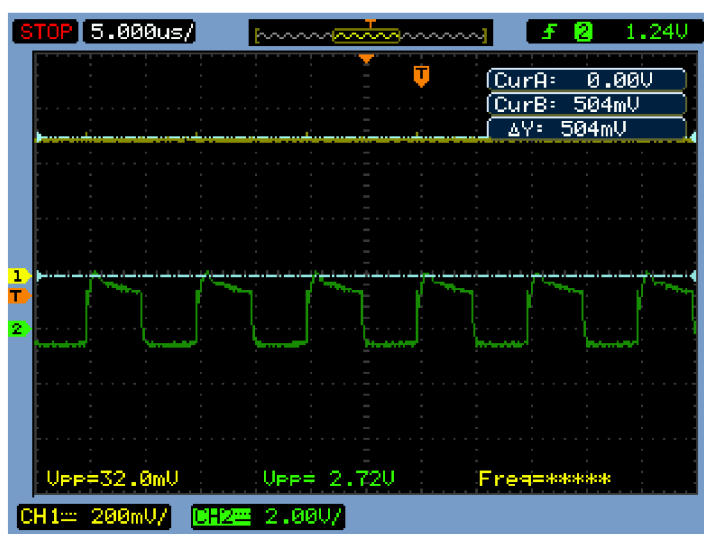
Funkčnosť a chovanie synchronného sekundárneho usmerňovača boli overené na samobudiacom zapojení z obrázku 30 pri striede $s = 0,5$. Priebiehy merané na realizovanom zapojení sú zobrazené na obrázkoch č. 31 a č.32.[21]



Obrázok 30: Realizované zapojenie samoriadeného synchronného usmerňovača [23]



Obrázok 31: Priebehy na drainoch tranzistorov samoriadeného synchronného usmerňovača



Obrázok 32: Napätie na záťaži a gate NMOS tranzistoru na synchronnom sekundárnom usmerňovači

Bol realizovaný samoriadený synchronný usmerňovač. Následnou sériou meraní bola preukázaná jeho funkčnosť.

3.6 Meranie účinnosti pri zapojení s diódami ako sekundárnym usmerňovačom

Pre overenie funkčnosti meniča bola meraná účinnosť. Účinnosť bola meraná pri rôznych úrovniach záťaže, pri veľkosti striedy $s = 0,45$. Účinnosť obvodu je počítaná zo vstupných a výstupných napätí a prúdov. Taktiež sa berie do úvahy energia, ktorá napája riadiace obvody. Napätie na riadiacich obvodoch bolo $U_{RO} = 12 \text{ V}$ a $I_{RO} = 16,1 \text{ mA}$. Príkonnosť riadiacich obvodov $P_{RO} = 0,19 \text{ W}$. V tabuľkách č.8 a č.9 sú uvedené zmerané a vypočítané parametre.

Výpočet účinnosti meniča vychádza z nasledujúceho vzorca:

$$\eta_M = \frac{U_{3,3V} \cdot I_{3,3V} + U_{5V} \cdot I_{5V}}{U_i \cdot I_i + P_{RO}} \cdot 100 [\%] \quad (77)$$

Tabuľka 8: Namerané hodnoty napätí a prúdov meniča, vypočítaná účinnosť meniča pre zapojenie s väzobnou indukčnosťou na výstupnom filtri pri $U_i = 24 \text{ V}$

$Z_{3,3V}/Z_{5V}$ [Ω]	I_i [A]	$U_{3,3V}$ [V]	$I_{3,3V}$ [A]	U_{5V} [V]	I_{5V} [A]	η_M [%]
1,65 / 2,5	0,66	2,92	1,35	4,52	1,54	68,02
3,3 / 2,5	0,62	3,32	0,76	4,80	1,63	68,66
3,3 / 5	0,56	3,88	0,88	5,88	1,05	70,35
1,65 / 5	0,59	3,40	1,41	5,40	0,96	69,53

Tabuľka 9: Namerané hodnoty napätí a prúdov meniča, vypočítaná účinnosť meniča pre zapojenie so samostatnými cievkami na výstupnom filtre pri $U_i = 24 \text{ V}$

$Z_{3,3V}/Z_{5V}$ [Ω]	I_i [A]	$U_{3,3V}$ [V]	$I_{3,3V}$ [A]	U_{5V} [V]	I_{5V} [A]	η_M [%]
1,65 / 2,5	0,71	3,16	1,29	4,88	1,66	70,67
3,3 / 2,5	0,62	3,28	0,74	5,00	1,70	72,51
3,3 / 5	0,47	3,44	0,80	5,32	0,96	68,52
1,65 / 5	0,56	3,24	1,44	5,24	0,93	69,98

Z nameraných hodnôt vyplýva, že nebolo dosiahnuté požadované výkonu pri danom zaťažení výstupov.

Pre zistenie účinnosti krížovej regulácie je potrebné zapojenie s väzobnou indukčnosťou a samostatnými cievkami na výstupe prepočítať na jednu napäťovú úroveň. Následne sú prepočítané hodnoty záťaže pri zmeraných parametroch. Zo zmeraných veľkostí záťaže je prepočítaná veľkosť výstupných prúdov. Z týchto údajov je zistená účinnosť krížovej regulácie pri jednotlivých veľkostiach záťaže. Isté skreslenie výsledku môže spôsobiť nepomer medzi veľkosťami indukčnosti na väzobnej indukčnosti a pri samostatných cievkach.

Prepočet je realizovaný pri $U_{VN} = 4,52$ V, je to napätie pri plnom zaťažení výstupov pri použití väzobnej filtračnej indukčnosti pri $s = 0,45$.

$$s_N = \frac{U_{VN} \cdot s_{0,45}}{U_{5V}} \quad [-] \quad (78)$$

$$\eta_{cross} = \frac{U_{3,3V} - U_{3,3VN}}{U_{3,3V}} \cdot 100 \quad [\%] \quad (79)$$

Tabuľka 10: Prepočet na normované hodnoty pri použití väzobnej indukčnosti na výstupe

$Z_{3,3V} / Z_{5V}$ [Ω]	$Z_{3,3VN} / Z_{5VN}$ [Ω]	s_N [-]	$U_{3,3VN}$ [V]	$I_{3,3VN}$ [A]	U_{5VN} [V]	I_{5VN} [A]	η_{cross} [%]
1,65 / 2,5	2,16 / 2,93	0,45	2,92	1,35	4,52	1,54	0
3,3 / 2,5	4,37 / 2,94	0,42	3,10	0,62	4,52	1,54	18,07
3,3 / 5	4,41 / 5,6	0,35	3,02	0,51	4,52	0,81	41,49
1,65 / 5	2,41 / 5,63	0,38	2,74	1,03	4,52	0,8	27,35

Tabuľka 11: Prepočet na nominálne hodnoty pri použití samostatných cievok na výstupe

$Z_{3,3V} / Z_{5V}$ [Ω]	$Z_{3,3VN} / Z_{5VN}$ [Ω]	s_N [-]	$U_{3,3VN}$ [V]	$I_{3,3VN}$ [A]	U_{5VN} [V]	I_{5VN} [A]	η_{cross} [%]
1,65 / 2,5	2,45 / 2,94	0,42	2,72	1,20	4,52	1,55	13,92
3,3 / 2,5	4,43 / 2,94	0,41	2,99	0,67	4,52	1,55	8,84
3,3 / 5	4,3 / 5,54	0,38	2,91	0,68	4,52	0,81	15,41
1,65 / 5	2,25 / 5,63	0,39	2,81	1,25	4,52	0,81	13,27

Na demonštráciu funkčnosti krížovej regulácie boli zmerané hodnoty pre samostatné cievky aj pre väzobnú indukčnosť na výstupe meniča. Meraniami a nasledovnými výpočtami bola preukázaná funkčnosť krížovej regulácie. Výsledky sú uvedené v tabuľkách č. 10 a č. 11 .

3.7 Výpočet účinnosti synchronného sekundárneho usmerňovača s tranzistormi

Pri výpočte účinnosti pri použití synchronného sekundárneho usmerňovača je potrebné uvažovať so stratami počas časov zopnutia jednotlivých tranzistorov a stratami v transformátore a na výstupných cievkach.

$$P_{MUSM} = (\Delta P_{TonN} + \Delta P + 2 \cdot \Delta P_{TonP}) \cdot s + (2 \cdot \Delta P_{TonN}) \cdot (1 - s) [W] \quad (80)$$

$$P_{MUSM} = (0,76 + 0,51 + 2 \cdot 0,7) \cdot 0,45 + (2 \cdot 0,76) \cdot (1 - 0,45) = 2,04 W$$

$$\eta_{MTR} = \frac{P_{TR}}{P_I + \Delta P_{MUSM}} \cdot 100 = \frac{19,6}{19,7 + 2,04} \cdot 100 = 90,15 \% \quad (81)$$

Straty na výstupných indukčnostiach a filtračných kondenzátoroch sú pri výpočte zanedbávané. Taktiež straty spôsobené ESR kondenzátorov sú zanedbávané. Tieto straty sa nezapočítavajú vzhľadom na paralelné radenie kondenzátorov a minimalizáciu odporov ESR.

4 ZÁVER

V bakalárskej práci som sa venoval teoretickému rozboru jednosmerných impulzných meničov, návrhu priepustného meniča, jeho následnou realizáciou a optimalizáciou zariadenia na zvýšenia účinnosti konverzie. Vypracoval som prehľad používaných topológií jednotlivých meničov. Zameril som sa na výhody jednosmerného priepustného meniča s impulzným transformátorom. Vypočítal som parametre impulzného transformátora. Taktiež bola navrhnutá výstupná väzobná filtračná indukčnosť a filtračné kondenzátory. Ako spínací prvok na primárnej strane transformátora som zvolil unipolárny NMOS tranzistor IRFR120 s odporom $R_{DSon} = 0,19 \Omega$.

Porovnal som účinnosti komerčne predávaných jednosmerných impulzných meničov so mnou navrhnutým priepustným znižujúcim meničom napätia. Maximálna účinnosť transformátora bola vypočítaná na $\eta = 96,98 \%$. Táto vysoká teoretická účinnosť značí, že bol vybratý správny materiál a parametre transformátora boli vhodne nadimenzované.

Následný výpočet účinnosti pri použití diód ako sekundárneho usmerňovača so započítaním strát na transformátore, spínacom a usmerňovacích prvkoch vyšla $\eta_M = 89,13 \%$, čo je oproti porovnávaným komerčným zariadeniam dobrá hodnota. V reálnej konštrukcii treba uvažovať aj parazitné vlastnosti, ktoré do veľkej miery ovplyvňujú účinnosť zariadenia.

Zo získaných poznatkov vyplýva, že zvýšenie účinnosti sa dá doceliť zmenšením strát na jednotlivých blokoch zapojenia. Preto bol zvolený synchronný sekundárny usmerňovač tvorený z unipolárnych tranzistorov PMOS a NMOS. Teoretický výpočet strát na tranzistoroch je menší ako pri použití diód na mieste usmerňovača. Pri použití tranzistorov na mieste synchronného sekundárneho usmerňovača bola vypočítaná teoretická účinnosť meniča $\eta_{MTR} = 90,15 \%$. Účinnosť meniča je závislá aj na striede spínania.

Bola navrhnutá a realizovaná väzobná filtračná indukčnosť so vzduchovou medzerou. Veľkosť vzduchovej medzery $l_{vz} = 179 \mu\text{m}$, je volená vzhľadom na sýtenie jadra cievky jednosmernou zložkou. V prípade, že by bola menšia, jadro by sa presycovalo. Výhodou väzobnej indukčnosť je krížová regulácia (cross regulácia). Krížová regulácia napätia a jej funkčnosť bola preukázaná výpočtami. Keďže sa mi nepodarilo dosiahnuť vypočítaných veľkostí napätí a prúdov na výstupe meniča, bolo potrebné prepočítať jednotlivé parametre na jednu napäťovú úroveň. Týmto spôsobom som bol schopný overiť funkčnosť krížovej regulácie.

Pre zlepšenie účinnosti bol realizovaný bezstratový útlmový obvod na primárnej strane impulzného transformátora. Jeho výhodou je, že zachytáva energiu z prepäťových špic a následne ju vracia do obvodu, čím sú znížené tepelné straty vznikajúce v obvode.

Samotná realizácia meniča pozostáva z viacerých krokov. Najskôr bol realizovaný impulzný transformátor a zmerané hodnoty indukčnosti primárneho vinutia, ktoré sa zhodovali s napočítanými hodnotami. Taktiež boli zmerané rozptylové indukčnosti

na transformátore. Následne bola realizovaná výstupná väzobná filtračná indukčnosť, ktorej namerané hodnoty indukčnosti boli vyššie ako napočítane. Bolo potrebné upraviť počet závitov aby sa dosiahlo vypočítaných hodnôt.

Rozptylové indukčnosti na meraných prvkoch neprekročili 10 % z nominálnych hodnôt prvkov.

Riadenie spínacieho tranzistoru na primárnej strane transformátora bolo realizované pomocou generátora impulzov. Tento prístup bol zvolený pre ľahšiu možnosť zmeny striedy počas testovania. V zapojení s väzobnou indukčnosťou aj v zapojení so samostatnými cievkami na výstupe meniča sa mi nepodarilo dosiahnuť napočítané hodnoty napätí a prúdov z návrhu. Účinnosť meniča sa pohybovala okolo 70 %, ako je uvedené v tabuľkách z merania č.8 a č.9.

Príčiny nedosiahnutia nominálnych vypočítaných hodnôt v reálnom zapojení môže byť viacero. Javy, ktoré môžu v reálnom zapojení spôsobiť menšiu účinnosť sú odpor vinutí transformátora pri zmene teploty, ktorý so stúpajúcou teplotou rastie, taktiež zmena odporu výstupnej filtračnej indukčnosti. Pri vyššej teplote sa zahrievali rezistory, ktoré boli použité, ako záťaž. Zmena ich odporu bola okolo $+0,2 \Omega$. Táto zmena bola meraná oproti izbovej teplote, je predpoklad, že pri ešte vyššej teplote by odpor záťaží stúpol.

Ku stratám mohlo prispieť aj vyhotovenie impulzného transformátora a spôsob jeho navinutia jeho závitov. Počas realizácie bol transformátor niekoľkokrát prevíjaný a bola snaha eliminovať jeho nežiaduce vlastnosti. Indukčnosť primárneho vinutia a taktiež rozptylové indukčnosti závisia aj na medzere, ktorá vzniká pri spojení dvoch častí jadra transformátora. Minimalizovaním tejto medzery sa predchádzalo nežiaducej rozptylovej indukčnosti.

Taktiež pri realizácii väzobnej filtračnej indukčnosti boli viackrát zmenené veľkosti vzduchovej medzery a počet závitov na jednotlivých vinutiach. Na overenie správnosti výpočtu a funkčnosti väzobnej indukčnosti boli dopočítané samostatné cievky na výstup meniča a boli vykonané rovnaké merania ako pri väzobnej filtračnej indukčnosti.

Po každom fyzickom zásahu na transformátore a väzobnej filtračnej indukčnosti boli vykonané merania rozptylových indukčností a vlastných indukčností prvkov. Tieto hodnoty boli v norme, teda do 10% z ich nominálnej hodnoty a účinnosť meniča pri daných skúškach ovplyvňovali minimálne.

Pri testovaní a realizácii ochranných obvodov bol odstránený bezstratový útlmový obvod. Funkciu prepäťovej ochrany zastala zenerová dióda medzi emitorom a kolektorom spínacieho tranzistoru. To malo za následok väčšie tepelné straty. Tieto straty ale neznižili účinnosť radikálne. Realizáciou tejto ochrany bola dokázaná funkčnosť bezstratového útlmového obvodu. Taktiež bol preukázaný, vhodný prístup pri návrhu tejto bezstratovej ochrany.

Funkčnosť synchronného sekundárneho usmerňovača bola preukázaná na samobudiacom zapojení. Vďaka overeniu funkčnosti synchronného samoriadeného sekundárneho usmerňovača predpokladám, že v prípade realizácie na vyhotovenom meniči by bola dosiahnutá lepšia účinnosť meniča.

K vyššej účinnosti meniča mal prispieť experiment so zmenou striedy a posunom spínacích impulzov na sekundárnom synchronnom usmerňovači voči spínaniu

tranzistoru na primárnej strane transformátoru. K lepšej účinnosti prispela realizácia bezstratového útlmového obvodu a väzobnej filtračnej indukčnosti. Taktiež bola snaha minimalizovať rozptylové indukčnosti a parazitné javy, ktoré spôsobovali straty a nižšiu účinnosť.

Rušenie na výstupoch meniča zavádzané do napájaného zariadenia bolo minimalizované použitím útlmového obvodu na primárnej strane transformátoru. Ku zlepšeniu vlastností výstupného filtra prispeli aj predimenzované hodnoty kondenzátorov na výstupnom filtri.

V prílohách sú zobrazené priebehy z meraní, schéma zapojenia výkonových obvodov. Taktiež je zachytená aj fotodokumentácia z termokamery počas merania a fotky zariadenia počas testovania a optimalizácie.

5 LITERATÚRA

- [1] WHITTINGTON, H. Switched mode power supplies: design and construction. Taunton, England: Research Studies Press, c1992, viii, 216 p. ISBN 08-638-0123-4.
- [2] PATOČKA, Miroslav. Vybrané statě z výkonové elektroniky svazek I.: Tepelní jevy, činný výkon. Brno: VUT, 2005, 61 s.
- [3] 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. Dostupné z:
https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_veřejne.php?file_id=18685
- [4] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení. První vydání. Brno : ÚREL FEI VUT v Brně, 1999. 129 s. ISBN 80-214-1090-6.
- [5] KREJČÍŘÍK, Alexandr. DC/DC měniče. BEN-Technická literatura, Praha 2001. ISBN 80-7300-045-8
- [6] FERROXCUBE. *P26/16-3F3* [online]. 2004 [cit. 2015-3-8]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/en/Document/15f29c7b4a4fff6846bd98b1dd919af3/p2616.pdf>
- [7] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFR120ZPBF* [online]. 2004 [cit. 2015-2-16]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/sk/Document/9da125c3f1ad81cfaeef7a2972595d7/irfr120zpbf.pdf>
- [8] INTERNATIONAL RECTIFIER. *IRFR/U9024N* [online]. 6/26/97n. 1. [cit. 2015-3-9]. Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfr9024n.pdf>
- [9] DIOTEC SEMICONDUCTOR. *SK54_DIO* [online]. 2012 [cit. 2014-12-16]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/sk/Document/c944cbaf1565a40a8c432cbc15b83b60/sk52.pdf>
- [10] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Moderní spinací zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN, 1999, 111 s. ISBN 80-860-5678-3.
- [11] DIXON, Lloyd. TEXAS INSTRUMENTS. *Coupled Filter Inductors in Multi-Output: Buck Regulator*. Dallas, Texas 655303, 2003.
- [12] FERROXCUBE. *FERROXCUBE E13/7/4-3F3* [online]. 2008 [cit. 2015-04-10]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/en/Document/37bfc69b814ef7b7eac1fcc463270891/e1374.pdf>
- [13] TDK. *TDK CGA5L3X5R1H106K160AB* [online]. 2014 [cit. 2015-4-9]. Dostupné z: <http://cz.farnell.com/tdk/cga5l3x5r1h106k160ab/cap-mlcc-x5r-10uf-50v-1206/dp/2211092>
- [14] TDK. *TDK C3216X5R1E476M160AC* [online]. 2014 [cit. 2015-4-9]. Dostupné z: <http://cz.farnell.com/tdk/c3216x5r1e476m160ac/ceramic-capacitor-47uf-25v-x5r/dp/2354130>
- [15] TEXAS INSTRUMENTS. *TL594 Pulse-Width-Modulation Control Circuit* [online]. JANUARY 2014. 2014 [cit. 2015-04-21]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl594.pdf>
- [16] PAVLÍK, Michal. Diagnostika a testování elektronických systémů.: Brno: VUT, 2015, 115 s.
- [17] ON SEMICONDUCTOR. *Switch-Mode Power Supply: Reference Manual* [online]. Rev.4. 2014 [cit. 2015-05-16]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/SMP SRM-D.PDF

- [18] DAYCOUNTER, INC. *Snubber Circuit Design* [online]. 2004 [cit. 2015-05-02]. Dostupné z: <http://www.daycounter.com/Calculators/Snubbers/Snubber-Design-Calculator.phtml>
- [19] BEN-YAAKOV, Sam a Gregory IVENSKY. APEC. *PASSIVE LOSSLESS SNUBBERS FOR HIGH FREQUENCY PWM CONVERTERS* [online]. ISRAEL, 1999 [cit. 2015-06-02]. Dostupné z: <http://www.ee.bgu.ac.il/~pel/pdf-files/smnr13.pdf>
- [20] TEXAS INSTRUMENTS. *Snubber Circuit Design: Practical Tips* [online]. 1995 [cit. 2015-05-08]. Dostupné z: http://www.ti.com/ww/en/analog/power_management/snubber_circuit_design.html
- [21] LIN, Kelvin. RICHTEK TECHNOLOGY CORPORATION. *How to Eliminate Over Stress of MOSFET during Start-up of Flyback Converter* [online]. 2014/04 [cit. 2015-05-23]. Dostupné z: http://www.richtek.com/assets/AppNote/AN010_EN/AN010_EN.jsp
- [22] TEXAS INSTRUMENTS. *Control Driven Synchronous Rectifiers* [online]. 2003. 2003 [cit. 2015-05-18]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slva287/slva287.pdf>
- [23] *Synchronous Rectification: Chapter Two* [online]. 2004 [cit. 2015-05-21]. Dostupné z: <http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-173510281975580/unrestricted/chapter2.pdf>

ZOZNAM SYMBOLOV, VELČÍN A SKRATIEK

A_e	$[\text{mm}^2]$	Minimálny prierez jadra
A_L	$[\text{nH}/\text{z}^2]$	Koeficient indukčnosti
B	$[\text{T}]$	Magnetická indukcia
B_{max}	$[\text{T}]$	Maximálna hodnota magnetickej indukcie
B_{min}	$[\text{T}]$	Minimálna hodnota magnetickej indukcie
C, C_1, C_2	$[\text{F}]$	Kondenzátory
C_{ISS}	$[\text{nF}]$	Vstupná kapacita unipolárneho tranzistoru
C_T	$[\text{nF}]$	Kondenzátor na nastavenie f_{osc}
d	$[\text{mm}^2]$	Prierez vodiča
D, D_1, D_2		Diódy
$f, f_1, f_2, f_{\text{osc}}$	$[\text{Hz}]$	Frekvencia
i_L	$[\text{A}]$	Prúd cievkou
I_1, I_I	$[\text{A}]$	Vstupné prúdy
I_O, I_2, I_{O1}, I_{O2}	$[\text{A}]$	Výstupné prúdy
I_D	$[\text{A}]$	Kontinuálny prúd unipolárnym tranzistorom
I_{DE}	$[\text{A}]$	Demagnetizačný prúd
I_{DP}	$[\text{A}]$	Pracovný prúd diódy
I_{RO}	$[\text{A}]$	Prúd riadiacich obvodov
I_{IRMS}	$[\text{A}]$	Efektívne prúd primárnym vinutím transformátora
I_{S1RMS}	$[\text{A}]$	Efektívne prúd prvým sekundárnym vinutím
I_{S2RMS}	$[\text{A}]$	Efektívne prúd druhým sekundárnym vinutím
I_μ	$[\text{A}]$	Magnetizačný prúd
$J_1, J_{\text{S1}}, J_{\text{S2}}$	$[\text{A}/\text{mm}^2]$	Prúdová hustota
l_{av}	$[\text{mm}]$	Priemerná dĺžka jedného závitú kostričky
l_e	$[\text{mm}]$	Efektívna dĺžka vinutia
l_p	$[\text{mm}]$	Dĺžka primárneho vinutia
$l_{\text{S1}}, l_{\text{S2}}$	$[\text{mm}]$	Dĺžky sekundárných vinutí
L_1	$[\text{H}]$	Magnetizačná indukčnosť
$L_{1\text{m}}, L_{2\text{m}}$	$[\text{H}]$	Nameraná indukčnosť cievok
L_{vin}	$[\text{H}]$	Indukčnosť vinutia
$L\&1, L\&2$	$[\text{H}]$	Rozptylová indukčnosť

m_1, m_2		Počet fáz
N_1	[-]	Počet závitov primárneho vinutia transformátora
N_{S1}	[-]	Počet závitov prvého sekundárneho vinutia
N_{S2}	[-]	Počet závitov druhého sekundárneho vinutia
p, p_1, p_2	[-]	Prevod transformátora
P_D	[W]	Maximálny výkon unipolárneho tranzistoru
P_I	[VA]	Príkonný výkon transformátora
P_{RO}	[W]	Príkonný výkon riadiacich obvodov
P_{S1}, P_{S2}	[W]	Výkon na sekundárnych vinutiach
P_{T1N}, P_{T2N}	[W]	Straty na NMOS tranzistore
P_{TR}	[VA]	Celkový výkon transformátora
R_{1sm}, R_{2sm}	[Ω]	Odpory vinutí výstupných samostatných cievok
R_{Cu1}	[Ω]	Odpor primárneho vinutia transformátora
R_{CuS1}	[Ω]	Odpor prvého sekundárneho vinutia Tr
R_{CuS2}	[Ω]	Odpor druhého sekundárneho vinutia Tr
R_{DSon}	[Ω]	Odpor kanála unipolárneho tranzistoru
R_T	[Ω]	Odpor na nastavenie frekvencie oscilátora
R_Z	[Ω]	Zátťaž
s, s_N	[-]	Strieda, Normovaná veľkosť striedy
S_{pr}, S_{se}	[mm ²]	Prierezy vinutí
T_1, T_2		Tranzistory
Tr		Transformátor
U_i, U_1, U_{in}, U_{RO}	[V]	Vstupné napätie
U_o, U_{s1o}, U_{s2o}	[V]	Výstupné napätia
U_2, U_O	[V]	Výstupné napätia
U_{5VN}	[V]	Normované napätie na transformátore pri cross regulácii
U_{5VNS}	[V]	Normované napätie výstupe pri cross regulácii
U_{DSS}	[V]	Napätie na drain- source
U_{DSmax}	[V]	Maximálne napätie na draine spínacieho tranzistoru
U_{GS}	[V]	Napätie gate-source
U_L	[V]	Napätie na cievke
U_{PR}	[V]	Prahové napätie diódy
U_{RRM}	[V]	Maximálne záverné napätie na dióde
U_{S1}	[V]	Výstupné napätia prvého vinutia transformátora

U_{S2}	[V]	Výstupné napätia druhého vinutia transformátora
U_{s1o}, U_{s2o}	[V]	Výstupné napätie meniča
U_{spica}	[V]	Napät'ová špica na draine spínacieho tranzistoru
U_{TRmin}	[V]	Minimálna napät'ová odolnosť unipol. tranzistoru
V_e	[mm ³]	Efektívny objem jadra
η	[%]	Účinnosť
η_M, η_{MTR}	[%]	Celková účinnosť meniča, s tranzistormi
δ	[mm]	Hĺbka vniknutia skin efektu
ΔB	[T]	Indukčný zdvih
ΔP_{Don}	[W]	Stratny na schottkyho dióde
ΔP_M	[W]	celkové straty meniči
ΔP	[W]	celkové straty v transformátore
ΔP_H	[W]	Hysterézne straty v jadre transformátora
ΔP_{on}	[W]	Celkové straty na zopnutom tranzistore

PRÍLOHY

Zoznam príloh :

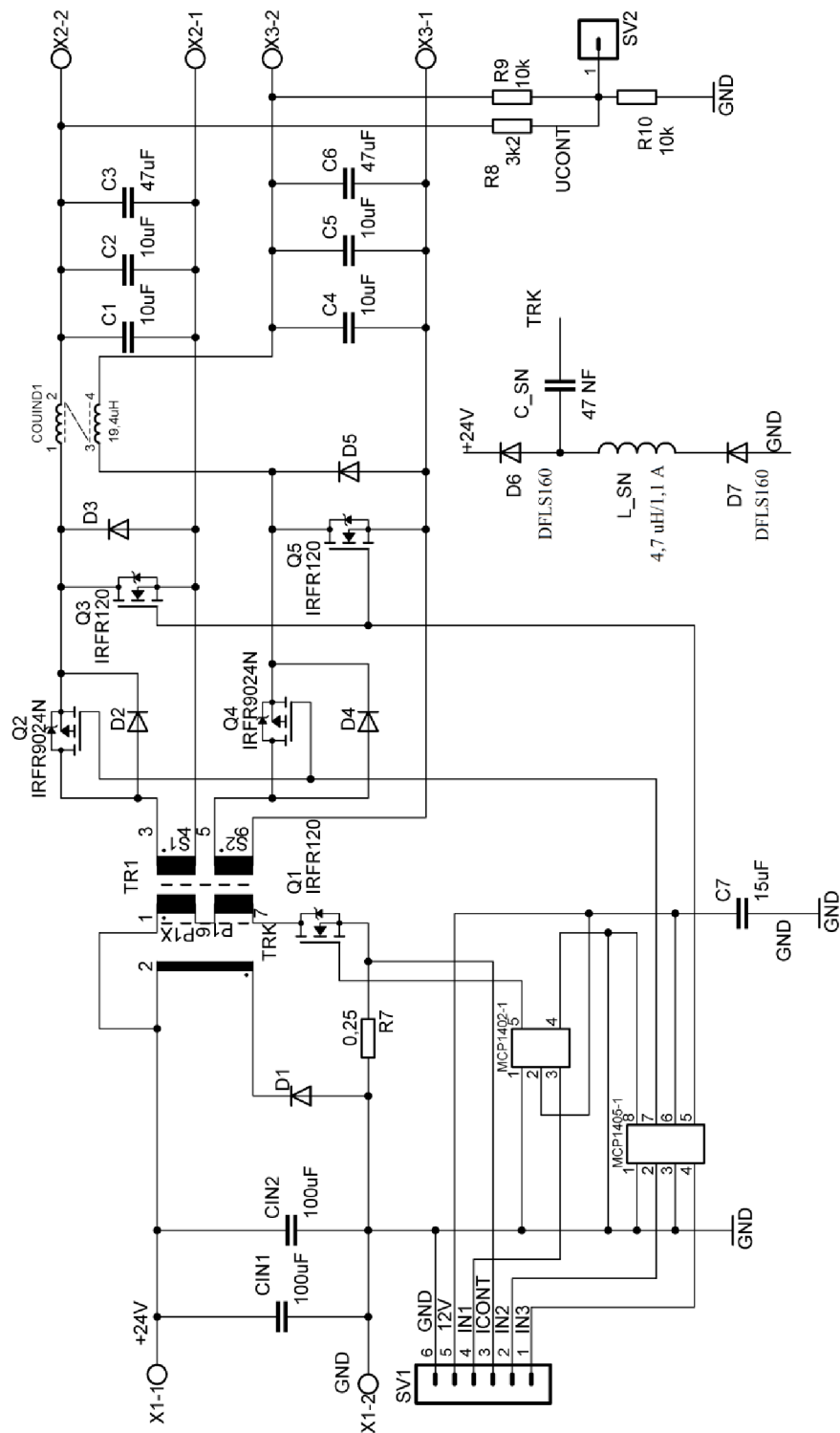
A: Schéma zapojenia silových obvodov

B: Merania napät'ových priebehov počas testovania

C: Fotodokumentácia z termokamery počas testovania

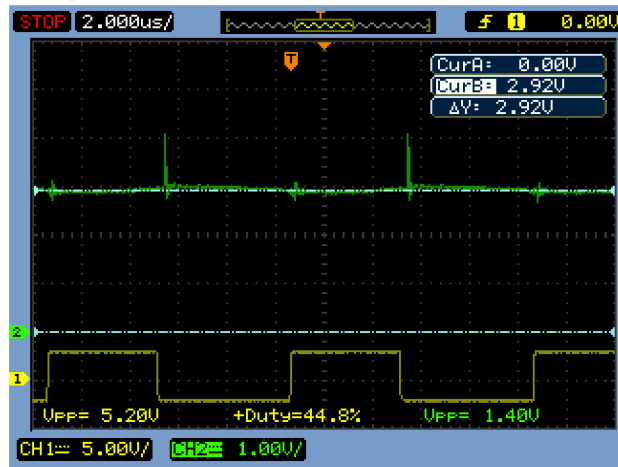
D: Fotodokumentácia meracieho pracoviska a realizácie zdroja

A: Schéma zapojenia výkonových obvodov

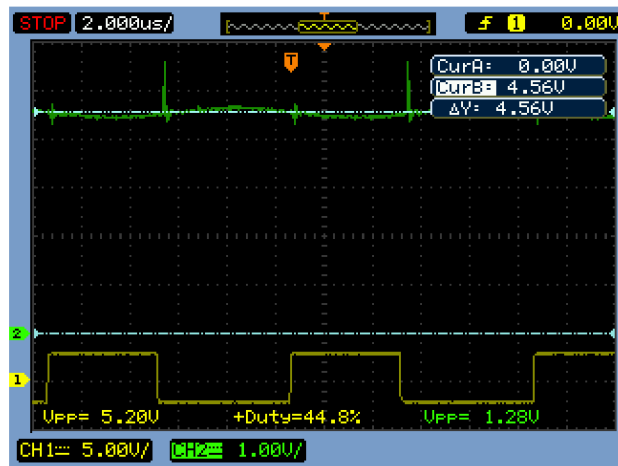


Obrázok 1: Schéma zapojenia výkonových obvodov

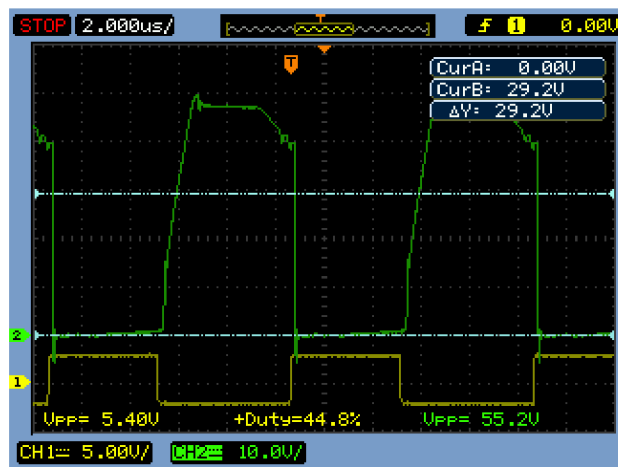
B: Merania napät'ových priebehov počas testovania



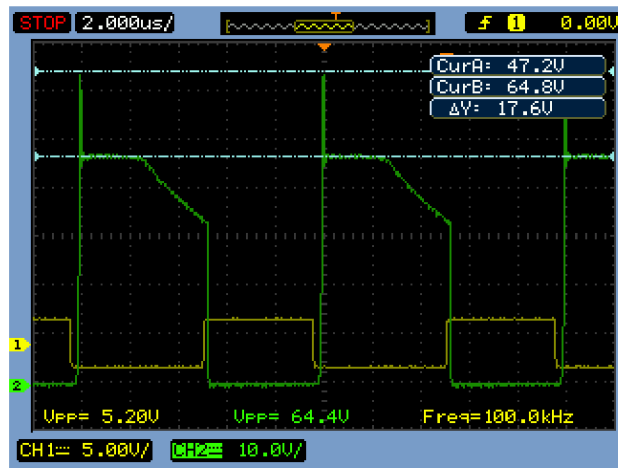
Obrázok 2: Napätie U_{s1o} pri meraní s väzobnou indukčnosťou a vzduchovou medzerou



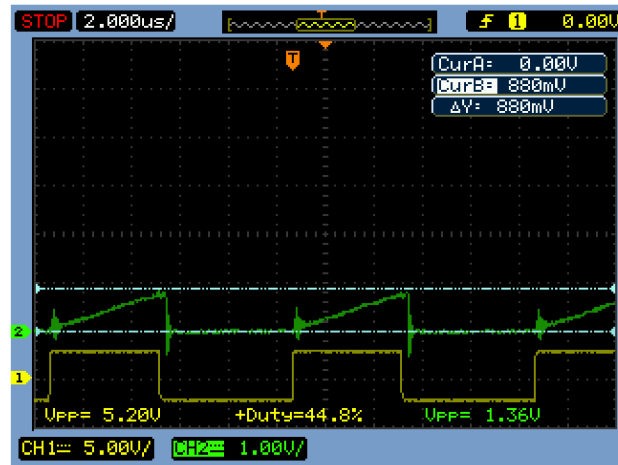
Obrázok 3: Napätie U_{s2o} pri meraní s väzobnou indukčnosťou a vzduchovou medzerou



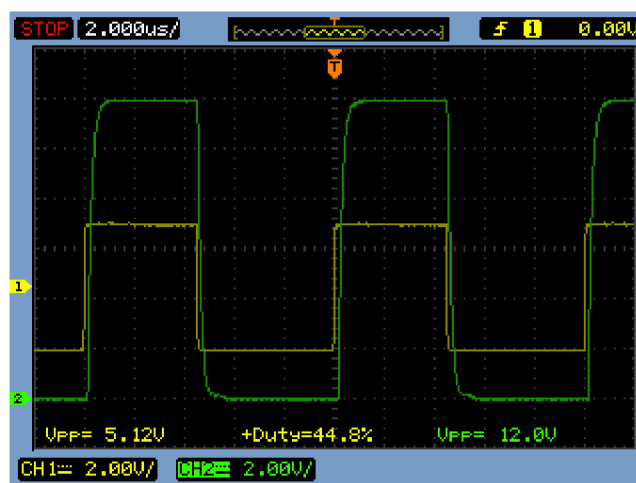
Obrázok 4: Napätie U_s na primárnom tranzistore pri meraní s väzobnou indukčnosťou a vzduchovou medzerou



Obrázok 5: U_D pri zapojení bez aktívneho útlmového obvodu, meranie U_{spic}

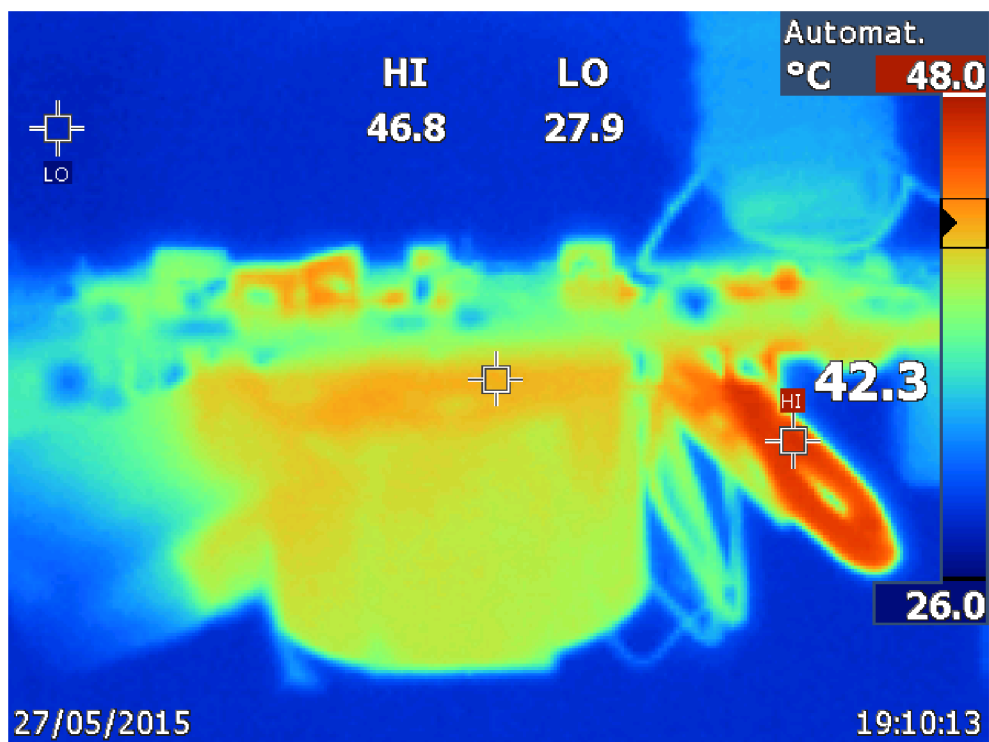


Obrázok 6: Napätie na source spínacieho tranzistoru pri striede $s = 0,45$ v zapojení s väzobnou filtračnou indukčnosťou a vzduchovou medzerou

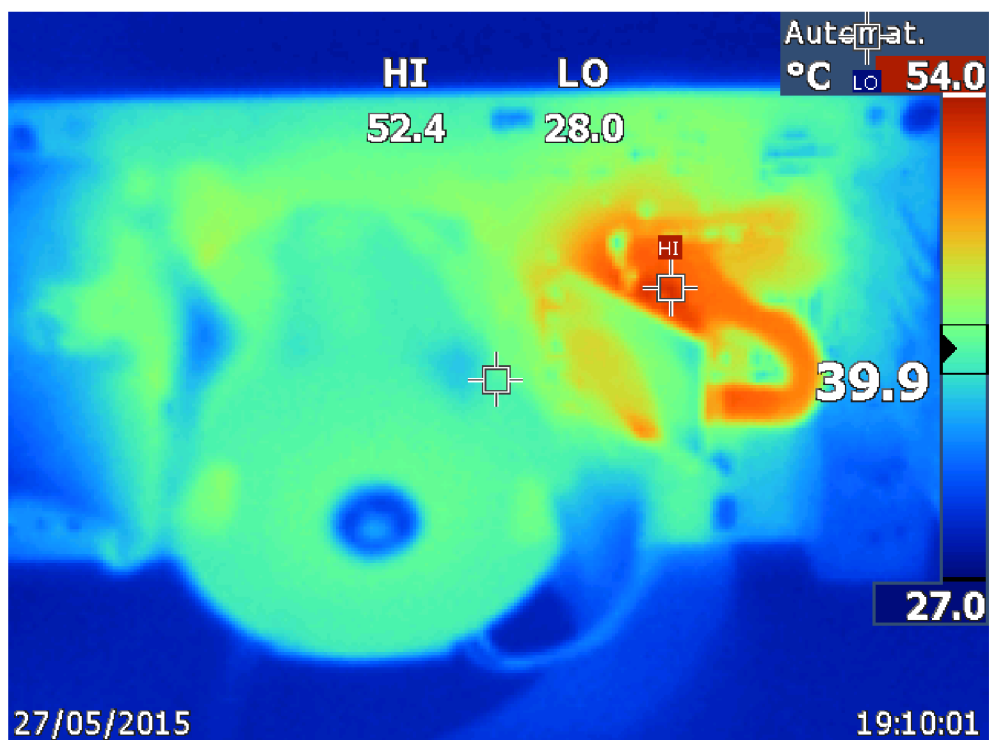


Obrázok 7: Spínanie tranzistoru na primárnej strane impulzného transformátora

C: Fotodokumentácia z termokamery počas testovania

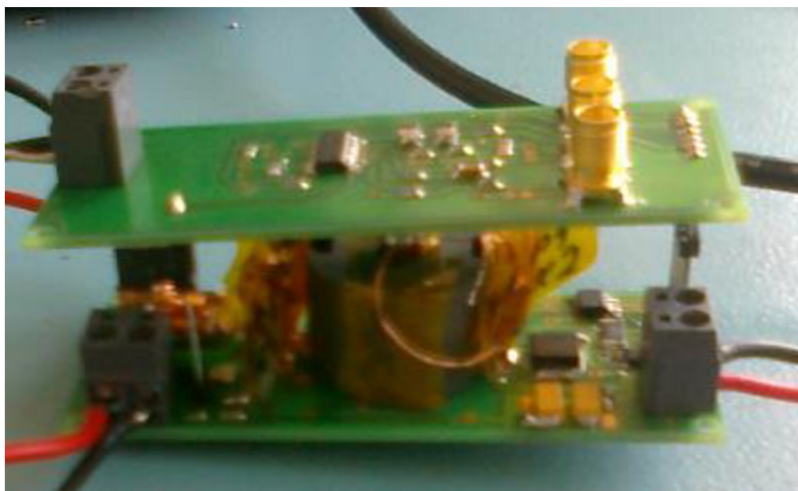


Obrázok 8: Zahrievanie meniča počas prevádzky, zapojenie s väzobnou indukčnosťou na výstupe

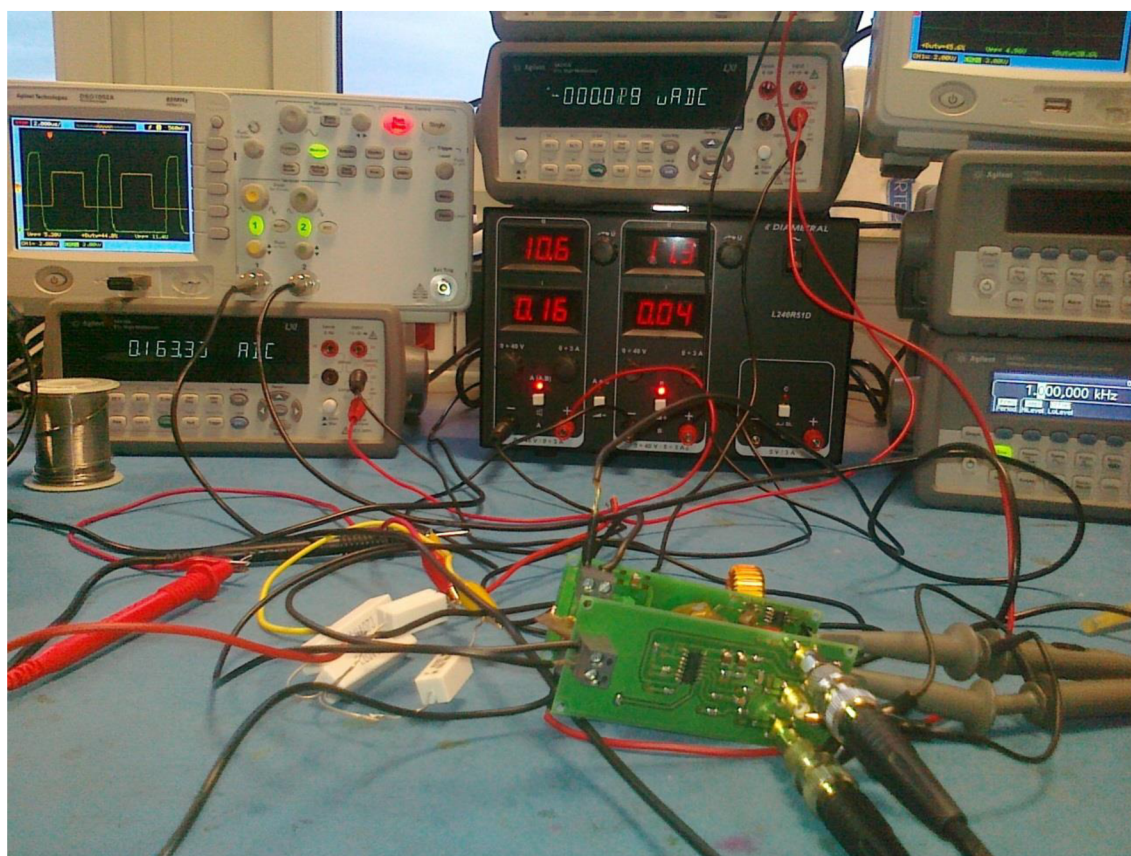


Obrázok 9: Zahrievanie spínacieho tranzistoru na primárnej strane vinutia impulzného transformátoru, zapojenie väzobnou indukčnosťou na výstupe

D: Fotodokumentácia meracieho pracoviska a realizácie priepustného meniča



Obrázok 10: Vyhotovený menič počas testovania



Obrázok 11: Meranie a optimalizácia vlastností zariadenia