



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

MĚNIČ PRO NAPÁJENÍ ELEKTRONICKÝCH ZAŘÍZENÍ Z PALUBNÍ SÍTĚ AUTOMOBILU

PUSH-PULL CONVERTER POWERED FROM BOARD NETWORK

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Pavel Kudláček

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Folprecht

BRNO 2018

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Pavel Kudláček

ID: 186123

Ročník: 3

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro napájení elektronických zařízení z palubní sítě automobilu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Analyzujte podle doporučené literatury dvojčinný měnič typu push-pull s impulsním transformátorem. Měnič bude napájen ze stejnosměrného zdroje s napětím 12 V, výstupní stejnosměrné napětí bude regulovatelné v rozsahu 0 až 24 V s maximální hodnotou výstupního proudu 5 A a nastavitelným proudovým omezením.
2. Postupně navrhnete obvodově i konstrukčně výkonovou část měniče, transformátor, LC-filtr, PWM modulátor, budiče spínacích tranzistorů, kaskádní regulační strukturu výstupních veličin.
3. Realizujete celý měnič a experimentálně ověříte jeho vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 28.5.2018

Vedoucí práce: Ing. Martin Folprecht

Konzultant:

**doc. Ing. Petr Toman,
Ph.D.**
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Práce se zabývá teoretickým návrhem a konstrukcí měniče v topologii push-pull pro použití v automobilu. V práci je popsán výpočet impulsního transformátoru, výstupní tlumivky, tepelné a napěťové dimenzování použitých polovodičových součástek, návrh řešení řídicích a regulačních obvodů, praktická realizace měniče a ověření jeho vlastností.

Klíčová slova

Měnič push-pull, automobilová elektronika, SG3525AN, DCW12A-15

Abstract

The thesis deals with a theoretical design of push-pull converter for use in a car. In the thesis is described calculation of impulse transformer, output choke, thermal and voltage design of used semiconductor components, solution propose of control and regulation circuits, practical realization of converter and verification of its properties.

Keywords

Push-pull converter, automobile electronics, SG3525AN, DCW12-15

Bibliografická citace:

KUDLÁČEK, P. *Měnič pro napájení elektronických zařízení z palubní sítě automobilu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 70 s. Vedoucí práce: Ing. Martin Folprecht

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Měnič pro napájení elektronických zařízení z palubní sítě automobilu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne **28. 5. 2018**

.....
podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne **28. 5. 2018**

.....
podpis autora

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Požadavky na navrhovaný měnič	1
1.2	Elektronické měniče	2
1.3	Automobilová síť	2
1.3.1	Alternátor	2
1.3.2	Olověný akumulátor	3
2	Analýza činnosti měniče push – pull	4
2.1	Měnič v topologii push-pull	4
2.2	Průběhy důležitých fyzikálních veličin	6
2.3	Volba výstupního usměrňovače	8
2.3.1	Princip proudového zdvojovače	9
3	Výkonová část měniče	10
3.1	Parametry měniče	10
3.2	Návrh jednotlivých výkonových částí měniče	12
3.2.1	Návrh LC - filtru	12
3.2.2	Návrh výstupní tlumivky	14
3.2.3	Realizace LC filtru	16
3.2.4	Návrh impulsního transformátoru	17
3.2.5	Realizace transformátoru	21
4	Dimenzování polovodičů	23
4.1	Napěťové a proudové dimenzování	23
4.1.1	Dimenzování spínacích tranzistorů	23
4.1.2	Dimenzování primárních diod	23
4.1.3	Diody v usměrňovači	23
4.2	Obecný výpočet chladiče polovodičové součástky	24
4.3	Výpočet ztrátového výkonu	26
4.3.1	Spínací ztráty na tranzistoru	26
		27
4.3.2	Ztráty vedením v tranzistoru	27
4.3.3	Ztráty vedením v sekundárních diodách	27
4.4	Výpočet tepelného odporu chladičů	28
4.4.1	Výpočet chladiče pro spínací tranzistory	28
4.4.2	Výpočet chladiče pro usměrňovací diody	28
5	Řídicí a regulační obvody měniče	29
5.1	Řídicí obvody	29
5.2	Návrh PWM modulátoru	30
5.3	Regulace výstupních veličin	32

5.4	Realizace regulačních obvodů	33
5.5	Návrh budicího obvodu	35
5.6	Napájení PWM modulátoru a řídicích obvodů	35
6	Realizace	37
6.1	Výroba DPS.....	37
6.2	Naměřené průběhy	37
6.3	Účinnost měniče.....	46
7	Závěr	49
	Literatura	51
	Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	53
	Přílohy:	57

Seznam tabulek

Tab 4.2-1: Nejdůležitější veličiny tepelně-elektrické analogie.....	24
Tab 6.3-1: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 5 \text{ V}$	57
Tab 6.3-2: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 9 \text{ V}$	57
Tab 6.3-3: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 12 \text{ V}$	57
Tab 6.3-4: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 20 \text{ V}$	58
Tab 6.3-5: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $s_{\max}$	58

Seznam obrázků

Obr. 2.1-1: Zapojení výkonové části měniče; převzato z [4].....	4
Obr. 2.2-1: Průběhy napětí; převzato z [4]	6
Obr. 2.2-2: Průběhy magnetizačních veličin a proudů; převzato z [4]	7
Obr. 2.3-1: Schéma zapojení výstupního usměrňovače; převzato z [4]	8
Obr. 2.3-2: Průběhy proudů v usměrňovači; převzato z [4]	9
Obr. 3.2-1: Ekvivalentní spínací obvod; převzato z [4]	12
Obr. 3.2-2: Realizace LC filtru	17
Obr. 3.2-3: Průběh proudu primárním vinutím.....	19
Obr. 3.2-4: Zapojení jednotlivých vývodů transformátoru	22
Obr. 4.2-1: Tepelné schéma pro výpočet chladiče; převzato z [1]	25
Obr. 4.4-1: Tepelné schéma pro dvě součástky na chladiči; převzato z [1].....	28
Obr. 5.1-1: Řídicí systém na primární straně; převzato z [4], upraveno	30
Obr. 5.2-1: Zapojení IO SG3525AN	31
Obr. 5.3-1: Výkonný spínač pracující v režimu PWM; převzato z [4]	32
Obr. 5.3-2: Kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou; převzato z [4]	33
Obr. 5.5-1: Zapojení budiče výkonového tranzistoru.....	35
Obr. 5.6-1: Zapojení pomocného napájecího měniče	36
Obr. 6.1-1: Odlehčovací RCD člen tranzistoru.....	37
Obr. 6.2-1: Pilový průběh na oscilátoru SG3525AN.....	38
Obr. 6.2-2: Budicí signály na výstupech A, B obvodu SG3525AN.....	39
Obr. 6.2-3: Napětí U_{gs} tranzistoru IRLI2910 naprázdno	39
Obr. 6.2-4: Napětí U_{gs} na tranzistoru IRLI2910 při zatížení	40
Obr. 6.2-5: Detail náběžné hrany nabíjení hradla.....	40
Obr. 6.2-6: Napětí U_{ds} na tranzistorech IRLI2910 naprázdno při s_{max}	41
Obr. 6.2-7: Napětí U_{ds} na tranzistoru IRLI2910 při zatížení.....	41
Obr. 6.2-8: Napětí na obou částech primárního vinutí	42
Obr. 6.2-9: Napětí na sekundárním vinutí naprázdno	42
Obr. 6.2-10: Napětí na sekundární straně transformátoru při zatížení.....	43
Obr. 6.2-11: Detail kladné špičky sekundárního vinutí.....	43
Obr. 6.2-12: Detail záporné špičky sekundárního vinutí	44
Obr. 6.2-13: Napětí na usměrňovacích diodách při zatížení	44
Obr. 6.2-14: Výstupní napětí měniče při zatížení	45
Obr. 6.2-15: Výstupní napětí měniče při stavu naprázdno	45
Obr. 6.3-1: Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu	46
Obr. 6.3-2: Závislost účinnosti na výstupním výkonu při konstantním napětí.....	48

1 ÚVOD

V první kapitole jsou popsány požadavky na navrhovaný měnič a sít' v jaké bude výsledný měnič pracovat.

1.1 Požadavky na navrhovaný měnič

V dnešní době jsou elektronické měniče zastoupeny v každém odvětví, ať se jedná o špičkové výkonové měniče v průmyslu, tak i malé méně výkonné měniče ve spotřební elektronice. Tato práce se zabývá celkovým návrhem a realizací DC / DC měniče k připojení do automobilové sítě pro zajištění napájení spotřebičů na stejnosměrné napětí. Cílovými spotřebiči jsou především notebooky a mobilní telefony, protože potřeba napájení těchto spotřebičů je dnes pro většinu lidí klíčová. Většina výrobců elektronických měničů do automobilů sází na měniče DC / AC, které z 12 V DC na vstupu měniče vytvoří 230 V AC na výstupu pro připojení přístrojů napájených ze sítě. Oproti zmíněnému řešení se střídačem má DC / DC měnič velkou nevýhodu v připojení cílového spotřebiče k měniči, protože každý spotřebič, jako například notebook nebo mobilní telefon, má jiný konektor k nabíjení, a je tedy nutné k měniči dodávat velké množství redukcí nebo vyměnitelných konektorů. Výhodou je naopak jednodušší obvodové řešení, nižší cena a bezpečné výstupní napětí z měniče. V následujících kapitolách bude popsán princip funkce měniče, návrh a realizace jednotlivých silových částí jako je LC filtr, impulsní transformátor a výstupní usměrňovač a dále dimenzování jednotlivých polovodičových prvků a návrh jejich chlazení. Dále bude popsán návrh PWM modulátoru měniče, výstupní regulace a řídicích obvodů. V závěru práce bude u sestaveného měniče experimentálně ověřeno dosažení požadovaných parametrů na výstupu a kvalita jednotlivých průběhů.

Pro napájení mobilních telefonů se dnes nejvíce používá USB výstup 5 V o proudovém odběru od 1 A až do 2,5 A. Lze se setkat i s hladinou napětí 9 V a zatížením od 1 A do 3 A, která se využívá pro rychlonabíjení. Napájecí napětí notebooků se pohybuje v rozmezí 18,5 V – 20 V s nejčastějším výkonem nabíječe od 30 W do 90 W (1,5 A – 4,74 A). Dalšími napájenými spotřebiči mohou být ruční vysavače do aut, palubní ventilátory či chladicí boxy na potraviny a nápoje pracující na napěťové hladině 12 V nebo 24 V. Vysavače odebírají příkon nejčastěji 15 – 100 W, u ventilátorů se příkon pohybuje v rozmezí 5 – 10 W a u chladicích boxů 40 – 60 W. Dále se lze setkat s rychlovarnými konvicemi do aut, topnými ventilátory, mikrovlnnými troubami či ponornými vařiči. Příkon těchto spotřebičů ovšem přesahuje zamýšlený výkon měniče. Pro výše uvedené napěťové hladiny bude při experimentálním ověření změřena účinnost napájení a tvrdost

nastaveného výstupního napětí. Výše uvedené údaje byly získány z internetových nabídek tuzemských distributorů elektroniky.

1.2 Elektronické měniče

Elektronický měnič je zařízení, které přeměňuje elektrickou energii na elektrickou energii o jiných parametrech či jiné kvalitě. Nejobecněji lze elektronické měniče rozdělit do 4 kategorií dle formy přeměňovaného napětí či proudu na:

- stejnosměrné měniče DC / DC
- střídače DC / AC
- usměrňovače AC / DC
- střídavé měniče AC / AC.

Elektronické měniče lze dále dělit dle velikosti přenášeného výkonu, dle spínací frekvence, podle použitých napětíových hladin apod. [1]

Základním požadavkem na každý měnič je, aby se účinnost přeměny elektrické energie blížila co nejvíce k hodnotě 100 %. Dalšími požadavky jsou vysoká kvalita výstupních veličin z měniče, odolnost vůči nežádoucím vlivům jako jsou zkrat, přepětí nebo atmosférické výboje. Požadována je rovněž tepelná odolnost či odolnost vůči rušení. Stejně tak je nutné zajistit, aby samotný měnič nebyl zdrojem rušení pro ostatní spotřebiče připojené k síti. V dnešní době je bohužel nejdůležitějším parametrem měniče nikoliv jeho celková kvalita, nýbrž cena s jakou je možné ho pořídit, a proto je nutné při návrhu měniče brát v potaz i ekonomickou stránku.

1.3 Automobilová síť

V této podkapitole jsou stručně popsány dva zdroje napájení v automobilové síti a to alternátor a autobaterie.

1.3.1 Alternátor

Elektronika v osobních automobilech dnes pracuje na stejnosměrné napětíové hladině 12 V. Zdrojem energie v automobilu je nejčastěji kompaktní drápkový alternátor poháněný hnacími řemeny motoru. Alternátor vyrábí střídavé napětí v rozmezí 13 – 14,6 V, které je vestavěným diodovým šestipulsním usměrňovačem usměrněno a použito pro napájení automobilu a dobíjení olověného akumulátoru. Diody použité v usměrňovači zároveň snižují výstupní napětíové špičky, a chrání tak elektronická zařízení připojená do automobilové sítě. Důležitou součástí alternátoru je vestavěný regulátor, který v závislosti na výstupním napětí reguluje

proud do buzení alternátoru. Regulátor je připojen přímo na sběrací kroužky alternátoru. [2]

1.3.2 Olověný akumulátor

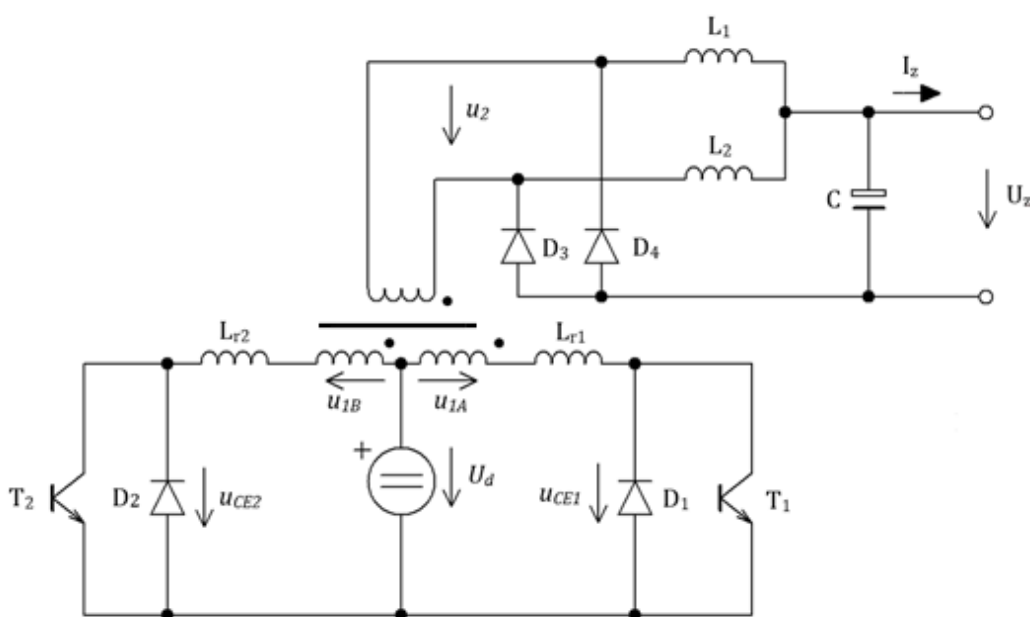
Olověný akumulátor v osobním automobilu slouží primárně pro startování motoru startérem, dokáže tedy krátkodobě dodávat velké proudy, řádově stovek A. Mezi jeho další funkce patří napájení elektrických systémů v autě, které musí pracovat i ve stavu, kdy motor neběží. Akumulátor dále pracuje jako stabilizátor napětí, kdy pohlcuje napěťové špičky z alternátoru. Akumulátor přeměňuje chemickou energii z chemické reakce na energii elektrickou. Kladnou elektrodu tvoří nejčastěji olovo s oxidem olovičitým (PbO_2). Zápornou elektrodu pak čisté houbovitě olovo. Elektrolytem bývá nejčastěji zředěná kyselina sírová (H_2SO_4). Napětí na svorkách baterie v klidovém stavu je přibližně 12,6 V (typicky 6 olověných článků po 2,1 V zapojených v sériové kombinaci). [3]

2 ANALÝZA ČINNOSTI MĚNIČE PUSH – PULL

V kapitole je podrobně popsán princip měniče v topologii push – pull a průběhy důležitých fyzikálních veličin.

2.1 Měnič v topologii push-pull

Pro tuto aplikaci byl vybrán dvojčinný měnič v topologii push–pull. Schéma zapojení výkonové části měniče je zobrazeno na Obr. 2.1-1. [4]



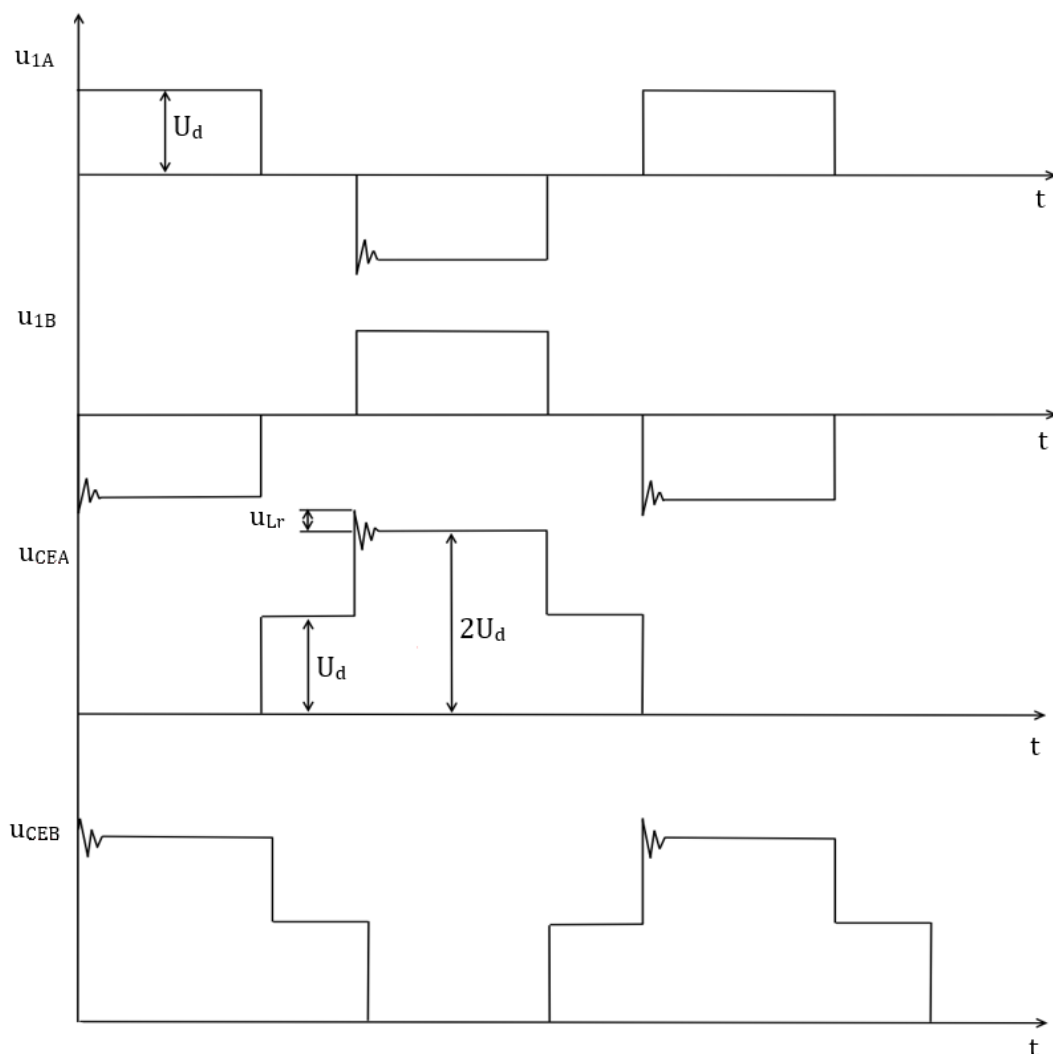
Obr. 2.1-1: Zapojení výkonové části měniče; převzato z [4]

Oproti zapojení dvojčinného měniče s plným můstkem měnič používá pouze dva spínací tranzistory, které střídavě spínají primární vinutí impulsního transformátoru proti zemi. Tranzistory mohou pracovat s největší možnou střídou $s_{max} = 0,5$, které se v praxi nevyužívá, neboť mezi vypnutím tranzistoru T_1 a zapnutím tranzistoru T_2 musí z bezpečnostních důvodů být doba (deadtime), kdy jsou oba tranzistory vypnuté, aby nemohlo dojít k sepnutí obou tranzistorů zároveň. Hlavním důvodem, proč byla tato topologie vybrána pro tuto aplikaci, je skutečnost, že emitory spínacích tranzistorů jsou zapojeny na stejný potenciál, tedy v tomto případě na záporný pól autobaterie, čehož se nejvíce využije při návrhu řídicích obvodů měniče, které mohou být připojeny na stejný potenciál bez

nutnosti galvanického oddělení. Dané zjednodušení ovšem platí pouze pro bateriové aplikace, kdy je velikost napětí stejnosměrného meziobvodu stejná jako napájecí napětí řídicích obvodů. Další výhodou je menší počet spínacích tranzistorů a díky tomu i menší ztráty a lepší účinnost měniče. Nevýhodou této topologie je nutnost použití dvojitého primárního symetrického vinutí s vyvedeným středem a také namáhání vypnutého spínacího tranzistoru dvojnásobným stejnosměrným napětím U_d . Napětí na vypnutém tranzistoru je totiž součtem napětí U_d baterie, kterým je v zavřeném stavu namáhán, a napětím u_1 , které se přetransformuje z jedné části primárního vinutí na druhou během sepnutí druhého tranzistoru. Výsledné napětí je navíc zesílené napětíovou špičkou, jež se naindukuje na rozptylové indukčnosti primárního vinutí. Kvůli namáhání tranzistorů dvojnásobným napětím a rozptylovou indukčností primárního vinutí je daná topologie nepoužitelná pro aplikace větších výkonů a aplikace pracující na napětích vyšších než je síťová hladina, protože napětí na rozptylové indukčnosti je přímo úměrné změně primárního proudu a u aplikací se stejnosměrným meziobvodem o napětíových hladinách odpovídajících usměrněné síti (300 V a 540 V) a velkých proudech, by dvojnásobná velikost závěrného napětí ještě zesílená napětíovou špičkou nutila použít součástky o vyšším závěrném napětí, než jsou typicky používané hodnoty 600 V, 1200 V a 1700 V. [4]

2.2 Průběhy důležitých fyzikálních veličin

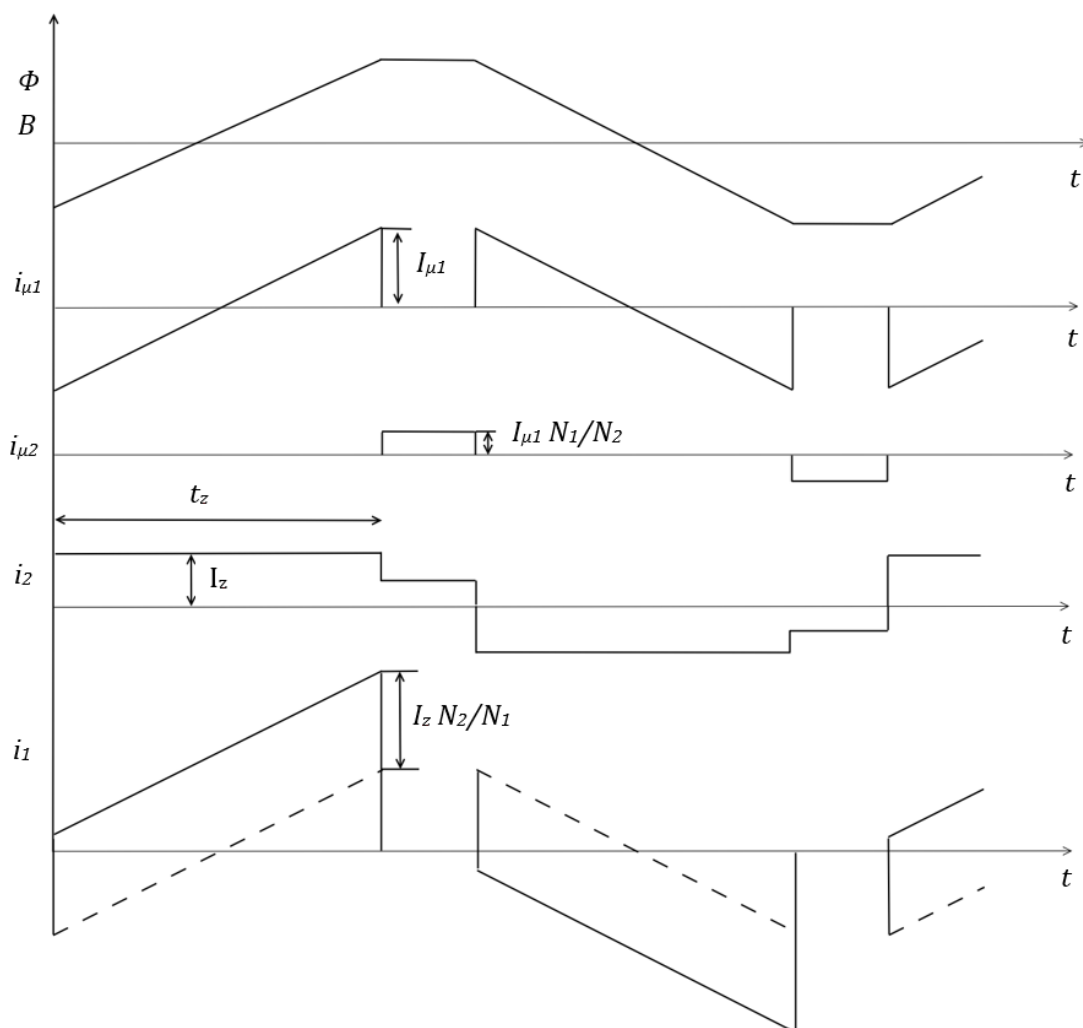
Průběhy napětí na tranzistorech T_1 a T_2 a průběhy mezilehlého a indukovaného napětí jsou na Obr. 2.2-1. Průběhy magnetických veličin a proudů jsou na Obr. 2.2-2. Aby bylo možné dosáhnout vyobrazených průběhů proudů, je nutné zavést zjednodušení, že indukčnost výstupních tlumivek je dostatečně velká k tomu, aby proud i_2 byl bez zvlnění.



Obr. 2.2-1: Průběhy napětí; převzato z [4]

V době sepnutí tranzistoru T_1 prochází pravou částí primárního vinutí stejnosměrný proud, který je transformován v poměru N_1/N_2 na sekundární stranu transformátoru. Zavřený tranzistor T_2 je namáhán napětím u_{1A} a stejným napětím přetransformovaným z aktivní části primárního vinutí na neaktivní část a zesílený o napěťovou špičku vlivem rozptylové indukčnosti L_R . Magnetický tok Φ je integrálem ze svorkového napětí transformátoru, tedy pro konstantní napětí u_{1A}

má v čase otevření T_1 průběh narůstající přímky. Magnetizační proud i_μ má lineární průběh, protože jeho velikost přímo závisí na syčení magnetického obvodu, které se při návrhu uvažuje v lineárních mezích. Po dobu otevření tranzistoru T_1 protéká proud i_μ primárním vinutím a kladně magnetuje jádro impulsního transformátoru. V době, kdy jsou tranzistory T_1 a T_2 vypnuty, magnetický tok Φ zůstává naintegrovan na konstantní hodnotě a syčení se nemění. Při sepnutí tranzistoru T_2 magnetizační proud v primárním vinutím teče obráceným směrem než při sepnutí T_1 a jádro se začne odmagnetovávat. Dle průběhu magnetizačního proudu $i_{\mu 1}$ na Obr. 2.2-2 lze rozdělit tento proud s pilovitým průběhem na kladný a záporný trojúhelník. Kladný trojúhelník teče přes právě sepnutý tranzistor a záporný trojúhelník $i_{\mu 1}$ teče přes antiparalelně zapojenou diodu. Pro správnou funkci měniče je nutné, aby doba magnetizace a demagnetizace jádra byla stejná, jinak může dojít k přesycení magnetického jádra a k následnému zvýšení magnetizačního proudu, jehož maximální hodnota při přesycení je omezena pouze odporem primárního vinutí. Tato vysoká hodnota magnetizačního proudu by pak

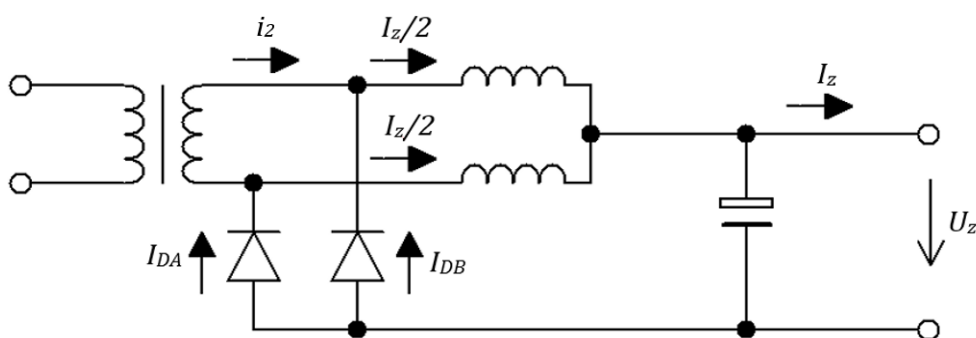


Obr. 2.2-2: Průběhy magnetizačních veličin a proudů; převzato z [4]

mohla měnič zničit. Celkový proud primárním vinutím i_1 je pak součtem magnetizačního proudu a proudu transformovaného do sekundárního vinutí. [4]

2.3 Volba výstupního usměrňovače

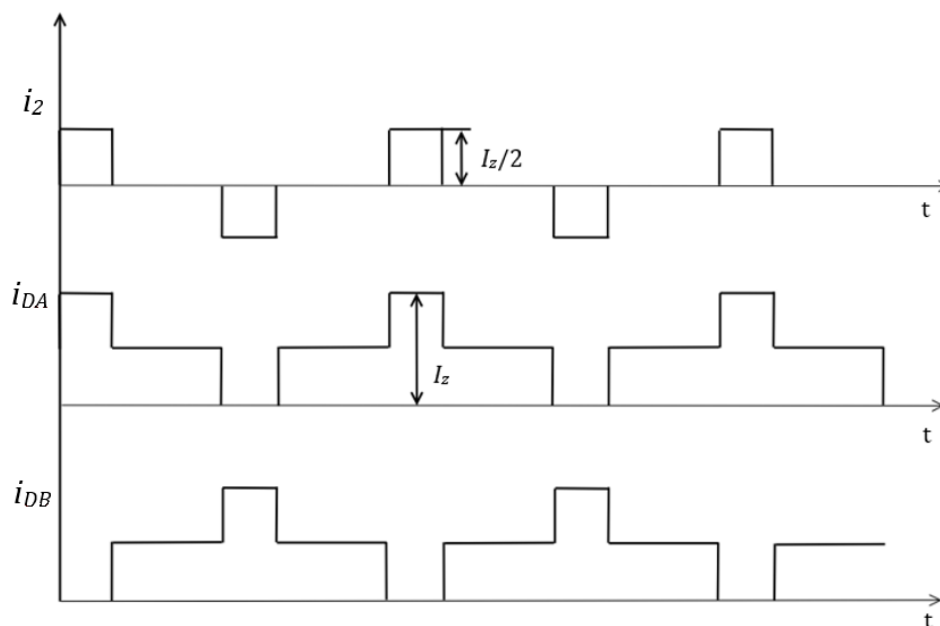
Pro tuto aplikaci byl vybrán výstupní usměrňovač v zapojení proudového zdvojovače, který je zobrazen na Obr. 2.3-1. Hlavním důvodem pro tuto volbu byla skutečnost, že tento typ usměrňovače nepotřebuje mít vyvedený střed transformátoru a oproti můstkovým usměrňovačům používá k usměrnění výstupního proudu jen dvě diody, což především u bateriových aplikací s nízkou napěťovou hladinou má významný vliv na účinnost a na velikost výstupního napětí usměrňovače. U aplikací pracujících na hodnotách napětí odpovídajících usměrněné síti (typicky 300 V pro jednofázovou síť a 540 V pro trojfázovou) naopak větší úbytek přibližně 0,7 V na diodě nehraje žádný vliv a je zbytečné volit jinou topologii usměrňovače. Sekundární vinutí je navíc namáháno pouze polovičním proudem oproti zbytku usměrňovače a vinutí je tedy tepelně méně namáháno a lze jej navinout užším vodičem než v případě můstkového zapojení. Mezi nevýhody tohoto obvodového řešení je nutné uvést potřebu dvou výstupních tlumivek v LC filtru a nutnost dvojnásobného počtu závitů sekundárního vinutí. Především dvojnásobný počet tlumivek je velice nepříznivý faktor pro volbu tohoto zapojení, protože ne vždy jsou pro danou aplikaci k dostání tlumivky o odpovídající indukčnosti a poté je nutné vinout tlumivky ručně nebo je nechat vyrobit na zakázku, což je cenově velice nákladné. Podrobný návrh tlumivek je uveden v kapitole 3.2.2. [4]



Obr. 2.3-1: Schéma zapojení výstupního usměrňovače; převzato z [4]

2.3.1 Princip proudového zdvojovače

Usměrňovač pracuje ve 3 cyklech. V prvním cyklu, kdy se transformuje na sekundární vinutí kladný proudový puls o velikosti $I_z / 2$, který protéká přes horní tlumivku do zátěže a vrací se zpět přes diodu D_A , která je v té době kladně polarizovaná. Spodní tlumivka se ve stejnou dobu chová jako zdroj a dodává proud o velikosti $I_z / 2$ do zátěže a zpět přes diodu D_B . V druhém cyklu jsou oba spínací tranzistory na primární straně vypnuté, tedy nedochází k transformaci a obě tlumivky dodávají proud $I_z / 2$ do zátěže a následně se proud vrací přes obě diody zpět do tlumivek. V třetím cyklu, kdy se transformuje záporný proudový impuls, proud protéká přes spodní tlumivku do zátěže a vrací se zpět přes diodu D_B . Stejně tak horní tlumivka dodává proud do zátěže a tok proudu se uzavírá přes D_B zpět do tlumivky. V každém časovém okamžiku tedy zátěží protéká součet proudů obou tlumivek o velikosti I_z a vinutím vždy pouze polovina tohoto proudu. Sekundární vinutí usměrňovače musí mít dvojnásobný počet závitů, aby na výstupu usměrňovače byl dvojnásobný proud I_z o požadovaném napětí U_z . Podrobné průběhy proudů ve vinutí a usměrňovacích diodách jsou uvedeny na Obr. 2.3-2. [4]



Obr. 2.3-2: Průběhy proudů v usměrňovači; převzato z [4]

3 VÝKONOVÁ ČÁST MĚNIČE

Tato část se podrobně zabývá návrhem jednotlivých výkonových částí dvojčinného měniče. Návrh začíná zvolením důležitých parametrů měniče, pokračuje návrhem LC filtru, výstupních tlumivek a impulsního transformátoru.

3.1 Parametry měniče

Pro výpočet silových částí měniče je nutné určit spínací frekvenci, na níž bude měnič pracovat, zvlnění výstupního proudu, zvlnění výstupního napětí a maximální střidu. Střída měniče se zvolí $s = 0,35$, aby byla dostatečná regulační rezerva pro případnou kompenzaci úbytků napětí na jednotlivých částech měniče vlivem zatížení. Zvlnění proudu za LC filtrem se volí v rozmezí $5 - 20 \% I_z$ [4]. Pro dostatečnou kvalitu výstupního proudu se zvolí $\Delta I = 0,25 \text{ A}$ ($5 \% z I_z$). Zvlnění výstupního napětí se zvolí $\Delta U = 0,5 \text{ V}$.

Spínací frekvenci měniče je vhodné volit v rozsahu $f = 20 - 120 \text{ kHz}$. Tento rozsah lze zdůvodnit mnoha důvody. Slyšitelné kmitočtové pásmo lidského ucha je přibližně $20 - 20\,000 \text{ Hz}$, proto se nevolí nižší frekvence než 20 kHz . Přenášený výkon měniče je nejvíce limitován parametry impulsního transformátoru. Obecně platí, že maximální přenášený výkon transformátoru závisí na průřezu magnetického obvodu S , velikosti plochy pro vinutí S_o a pracovním kmitočtu f , viz rovnice (3.1-1).

$$P_{max} = f \cdot S \cdot S_o \quad (3.1-1)$$

Čím větší je průřez magnetického obvodu, tím lze dosáhnout požadovaného sycení při menším počtu závitů. Při zvětšování prostoru pro uložení vinutí S_o lze zvětšovat průřez použitých vodičů, čímž je poté možné transformovat vyšší proudy a tím i vyšší výkony. Obecně pro sinusový průběh napětí platí, že magnetické sycení obvodu odpovídá vztahu (3.1-2).

$$B(t) = \int \frac{u(t)dt}{N_1 S} \quad (3.1-2)$$

Při zvyšování kmitočtu měniče dochází nepřímě úměrně ke snižování hodnoty časového integrálu ze vstupního napětí. Proto při vyšších kmitočtech lze snižovat počet závitů, protože pro dosažení daného sycení magnetického obvodu jich bude potřeba mnohem méně. Při zmenšení nutného počtu závitů je pak možné okno pro vinutí S_o vyplnit vodičem o větším průřezu, a lze tak přenášet mnohem větší proudy a tím větší výkony při rozměrově naprosto stejném transformátoru.

Naopak zvětšování spínacího kmitočtu nad hodnoty 200 kHz má za následek významný nárůst vlivu skinefektu, tedy jevu, kdy se proudová hustota ve vodiči, vlivem vysokých frekvencí, zvětšuje směrem k povrchu vodiče. Vysokofrekvenční proud indukuje ve vodiči podélné vnitřní vířivé proudy, které svým magnetickým polem vytlačují pracovní proud směrem k povrchu. Pro potlačení tohoto jevu je nutné rozdělit pracovní vodič na více dílčích navzájem izolovaných vodičů, čímž dojde k lepšímu celkovému využití průřezu vodiče a k potlačení vlivu skinefektu. Dalším neblahým důsledkem zvyšování kmitočtu je nárůst hysterezních ztrát v jádru transformátoru. Ztrátovou energii hysterezních ztrát lze vyjádřit jako plochu hysterezní smyčky použitého feromagnetického materiálu. Fyzikálně lze hysterezní ztráty interpretovat jako teplo, které vzniká pohybem magnetických domén materiálu při jejich střídavém magnetování. Ztráty tedy rostou přímo úměrně s kmitočtem magnetování. Je tedy nutné pro vysoké kmitočty použít magneticky měkké materiály, které se vyznačují úzkou hysterezní křivkou, a tedy i nízkými hysterezními ztrátami. Další ztráty, které se zvětšují se vzrůstajícím kmitočtem, jsou ztráty vířivými proudy. Tyto ztráty vznikají v jádru transformátoru díky elementárním vířivým proudům, které se vně jádra indukují. Tyto proudy vznikají, protože jádro je elektricky vodivé a tím, že jím prochází magnetický tok Φ , se v něm indukuje napětí, které tyto proudy vybudí. Jádro si lze představit jako mnoho elementárních jednozávitů, v nichž se vlivem magnetického toku indukuje napětí a protéká jimi vířivý proud. Protože indukované napětí v jádře je přímo úměrné kvadrátu kmitočtu, rostou s kvadrátem i vířivé ztráty. Snížení vířivých ztrát lze docílit použitím magnetického materiálu, který má vysoký měrný odpor, čímž dojde ke snížení, dle Ohmova zákona, protékajícího proudu a snížení vířivých ztrát. Z tohoto důvodu se pro jádro transformátoru použije feritový materiál, který má velmi vysoký měrný odpor. Nevýhodou feritu je nízká maximální hodnota sycení. Při přesycení materiálu dochází k prudkému poklesu relativní permeability. Další nevýhodou je nízká položený bod Curierovy teploty, tedy hodnoty teploty, kdy dochází k celkové demagnetizaci materiálu. [4][5]

Dalším důležitým aspektem při návrhu transformátoru je činitel vazby k . Vyjadřuje celkovou magnetickou vazbu transformátoru. Čím vyšší je hodnota činitele vazby k , tím menší část magnetického toku Φ se místo magnetického jádra uzavírá do okolí a tím se snižuje celková rozptylová indukčnost transformátoru a dochází k tomu, že transformátor je mnohem „tvrdší“ pro vysoké hodnoty činitele vazby k . Jinak řečeno výstupní napětí měniče se se zvyšujícím odebíraným proudem téměř nemění (pro k blízké k 1).

Vzhledem k výše popsaným okolnostem bude pro návrh měniče zvolen kmitočet $f = 80$ kHz a pro návrh transformátoru a tlumivek bude navrženo sycení

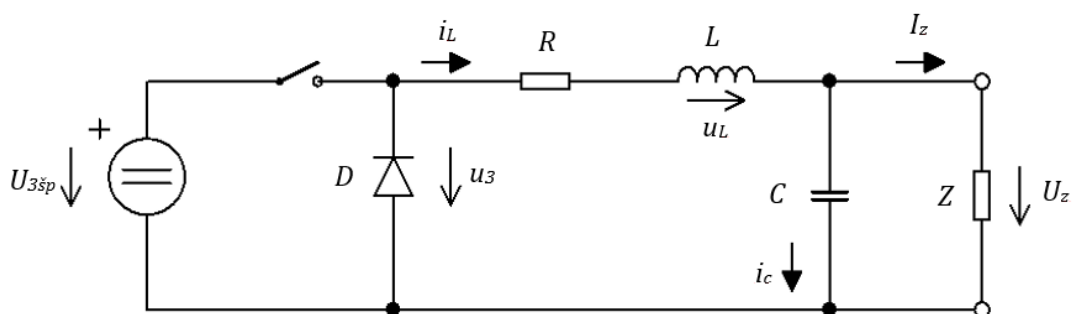
$B_{max} = 0,35 \text{ T}$, což odpovídá obvyklému maximálnímu sycení pro feritové materiály.

3.2 Návrh jednotlivých výkonových částí měniče

Tato kapitola obsahuje podrobný výpočet výstupního LC filtru a elektromagnetický návrh tlumivky a impulsního transformátoru.

3.2.1 Návrh LC - filtru

Návrh silové části obvodu začne výpočtem výstupního LC - filtru měniče. Pro návrh filtru se vyjde z ekvivalentního zapojení pro výpočet LC filtru, které je na Obr. 3.2-1. Zadané výstupní parametry: $U_z = 24 \text{ V}$; $I_z = 2 \times 2,5 \text{ A}$; $\Delta I = 0,25 \text{ A}$; $\Delta U = 0,5 \text{ V}$. Návrh LC filtru je proveden dle literatury [4].



Obr. 3.2-1: Ekvivalentní spínací obvod; převzato z [4]

Pro návrh LC filtru je možné si výstupní část měniče převést na ekvivalentní zapojení dle Obr. 3.2-1. Ekvivalentní obvod vychází z předpokladu, že napětí za usměrňovačem má tvar pravoúhlých napěťových impulsů s dobou trvání dle středy měniče. Je tedy možné nahradit výstupní usměrňovač zdrojem konstantního napětí $U_{3šp}$, který je periodicky spínán spínačem. Odpor R , jenž reprezentuje rozptylové ztráty a odpor vinutí, lze pro návrh LC filtru zanedbat.[4] Jako první krok při návrhu je nutné určit dle rovnice (3.2.1.1) konstantní napětí ekvivalentního spínaného obvodu.

$$U_{3šp} = \frac{U_z}{S} \quad (3.2.1.1)$$

Napětí ekvivalentního obvodu bude $U_{3šp} = 68,57 \text{ V}$. Dále se určí indukčnost výstupních tlumivek LC filtru. Indukčnost se vypočítá ze znalosti maximálního

dovoleného zvlnění proudu na výstupu filtru. Výpočet se provede dle rovnice (3.2.1.2).

$$L = \frac{U_{3\text{šp}}}{2f\Delta I} (1 - s)s \quad (3.2.1.2)$$

Požadovaná indukčnost při zvlnění proudu $\Delta I = 0,25 \text{ A}$ bude $L = 390 \text{ }\mu\text{H}$. Při znalosti výstupního zvlnění napětí se určí kapacita výstupního kondenzátoru dle rovnice (3.2.1.3).

$$C = \frac{\Delta I}{8f\Delta U} \quad (3.2.1.3)$$

Kapacita kondenzátoru LC filtru bude $C = 781 \text{ nF}$. Dále je možné vypočítat ze zvlnění proudu efektivní hodnotu proudu, kterým je kondenzátor namáhán. Výpočet se provede dle rovnice (3.2.1.4).

$$I_{\text{cef}} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} \quad (3.2.1.4)$$

Kondenzátor bude namáhán proudem $I_{\text{cef}} = 0,144 \text{ A}$. Protože tlumivka s kondenzátorem jsou akumulátory energie, tvoří filtr s tlumivkou a kondenzátorem dolní propust 2. řádu. Je tedy nutné zajistit, aby vlastní kmitočet filtru byl nižší, než je spínací kmitočet, na kterém pracuje měnič. Pokud by byly kmitočty stejné či vyšší, měnič by se mohl dostat do rezonance a došlo by k jeho zničení. Vlastní kmitočet filtru určíme z Thompsonova vztahu dle (3.2.1.5).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2.1.5)$$

Vlastní kmitočet LC filtru bude $f_0 = 9119 \text{ Hz}$. Dále se vyčíslí útlum LC filtru, který lze vyjádřit podělením konstantního napětí na vstupu a maximálního zvlnění na výstupu z filtru. Hodnota útlumu musí být pro dolní propust 2. řádu přibližně rovna podílu druhých mocnin spínacího kmitočtu měniče a vlastního kmitočtu LC filtru. Rovnost ověříme rovnicí (3.2.1.6).

$$A = \frac{U_{3\text{šp}}}{2\Delta U} \approx \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 \quad (3.2.1.6)$$

Výsledný útlum LC filtru bude $A = 68,57 \approx 76,96$. Útlum v dB bude $A_{\text{dB}} = 36,72 \text{ dB}$. Tímto výpočtem je návrh LC filtru dokončen. V praxi bude výstupní kondenzátor s kapacitou $C = 781 \text{ nF}$ realizován jako několik kondenzátorů zapojených paralelně. Důvodem je přítomnost sériového odporu kondenzátoru R_s a sériové indukčnosti L_s . Obě tyto parazitní obvodové veličiny způsobují značný pokles útlumu frekvenční charakteristiky na vyšších kmitočtech, a tím značné snížení

útlumu na daném spínacím kmitočtu měniče. Aby vlivem těchto parazitních vlastností nedošlo ke snížení kvality výstupních parametrů, zapojíme, jak již bylo výše zmíněno, více kondenzátorů paralelně, čímž docílíme snížení sériového odporu a indukčnosti n -krát dle počtu paralelních větví. Při volbě kondenzátorů je vhodné vybrat výkonové kondenzátory, které se vyznačují velice nízkým sériovým odporem. Tlumivka LC filtru bude podrobně navržena v kapitole 3.2.2.[4]

3.2.2 Návrh výstupní tlumivky

Dle kapitol 3.1 a 3.2.1 byly vypočteny nebo zvoleny následující vstupní parametry tlumivky: $f = 80 \text{ kHz}$, $L = 390 \text{ } \mu\text{H}$, $\Delta I = 0,25 \text{ A}$, $k_{pFe} = 1$; $k_{pCu} = 0,5$; $\sigma = 3 \text{ A / mm}^2$, $B_{max} = 0,35 \text{ T}$, $I_z = 2,5 \text{ A}$. Z důvodu vysoké spínací frekvence měniče bude tlumivka realizována na feritovém jádře se vzduchovou mezerou. Feritové jádro je zvoleno z důvodu velmi vysokého měrného odporu, kterým se tyto magneticky měkké materiály vyznačují. Vířivé ztráty tedy budou velmi malé, protože jsou nepřímo úměrné měrnému odporu materiálu. Činitel plnění železa v jádře k_{pFe} pro ferity je poté roven 1. Vzduchová mezera je nutná pro správnou funkci tlumivky. Díky přítomnosti vzduchové mezery lze tlumivku realizovat s mnohem menšími rozměry než při použití tlumivky bez mezery. Funkci vzduchové mezery lze interpretovat tak, že magnetická energie je soustředěna do této mezery a zbylý magnetický obvod slouží jako pólové nástavce, které tuto energii soustřeďují. Pokud by byl magnetický obvod tvořen pouze feromagnetickým materiálem, jeho rozměry by byly neakceptovatelně větší než při použití vzduchové mezery, protože feromagnetikum mnohem hůře absorbuje magnetickou energii než vzduch vlivem vyšší relativní permeability.[5] Návrh výstupní tlumivky je proveden dle literatury [4].

Prvním krokem při návrhu tlumivky je výpočet přibližného průřezu sloupku magnetického jádra dle (3.2.2.2). Průřez daného jádra je funkcí mnoha parametrů, magnetické jádro se zvětšuje s maximální hodnotou přenášeného proudu a činitelem zatížení. Naopak snížení velikosti jádra lze docílit zlepšením konstrukčních vlastností cívky jako je činitel plnění vinutí k_{pCu} a činitel plnění železa v jádře k_{pFe} . Dále pak dosáhnutím co největšího magnetického sycení a co největší proudové hustoty ve vinutí cívky. Maximální proud tlumivkou I_{max} je součtem střední hodnoty proudu tlumivkou I_z a maximálního zvlnění proudu ΔI . Efektivní hodnota proudu se vypočte dle vztahu (3.2.2.1). [4]

$$I_{ef} = I_z \sqrt{1 + \frac{\left(\frac{\Delta I}{I_{max}}\right)^2}{3}} \quad (3.2.2.1)$$

Efektivní hodnota proudu tlumivkou bude $I_{ef} = 2,503$ A. Dále se vypočítá přibližný průřez jádra dle (3.2.2.2).

$$S_j = \sqrt{\frac{L I_{max} I_{ef}}{\sigma B_{max} k_{pCu} k_{pFe}}} = \sqrt{\frac{L I_{max} k_z}{\sigma B_{max} k_{pCu} k_{pFe}}} \quad (3.2.2.2)$$

Průřez jádra bude $S_j = 71,51$ mm². Z nabídky tuzemských distributorů bylo vybráno jádro ETD-34 CF139. Jedná se o feritové jádro ve tvaru E s kruhovým sloupkem. Z dokumentace výrobce byl určen skutečný průřez jádra $S_j = 96,8$ mm², efektivní délka mag. obvodu $l_{Fe} = 78,6$ mm, velikost okna pro vinutí (vypočítaná z geometrických rozměrů udávaných výrobcem jádra v dokumentaci) $S_o = 178$ mm² a relativní permeabilita $\mu_r = 1640$. [6] Nyní se vypočte skutečná indukčnost tlumivky dle rovnice (3.2.2.3).

$$L = \frac{S_o S_j k_{pFe} k_{pCu} B_{max} \sigma}{I_{max} I_{ef}} \quad (3.2.2.3)$$

Nově vypočtená indukčnost tlumivky bude $L = 970$ μH. Výsledná indukčnost tlumivky vychází přibližně 3x větší než je minimální požadovaná indukčnost v LC fitru. Výsledné výstupní zvlnění proudu tedy bude menší a sníží se i proudové namáhání kondenzátoru. Dále se určí počet závitů tlumivky ze vztahu (3.2.2.4).

$$N = \frac{L I_{max}}{B S_{Fe}} \quad (3.2.2.4)$$

Počet závitů bude $N = 78,73$, navine se tedy 79 závitů. Následně se vypočítá nutná velikost vzduchové mezery dle rovnice (3.2.2.5).

$$l_v = \frac{N \mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_r} \quad (3.2.2.5)$$

Velikost vzduchové mezery bude $l_v = 0,72$ mm. Skutečná velikost mezery bude při realizaci poloviční, protože při sestavení magnetického obvodu tlumivky ze dvou částí ETD jader vzniknou dvě místa se vzduchovou mezerou a výsledná délka mezery bude součtem těchto dvou sériových vzduchových mezer. Následně se určí průřez vodiče z rovnice (3.2.2.6).

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} \quad (3.2.2.6)$$

Průřez vodiče vychází $S_{Cu} = 0,834$ mm². Průměr vodiče bude tedy $d = 1,03$ mm. Dle vypočtené hodnoty byl z nabídky tuzemských distributorů vybrán nejbližší vyšší

průřez lakovaného měděného vodiče $d = 1,05 \text{ mm}$. Následně se přepočítá nový průřez vodiče dle (3.2.2.7).

$$S_{Cun} = \frac{\pi d^2}{4} \quad (3.2.2.7)$$

Nový průřez vodiče vychází $S_{Cun} = 0,865 \text{ mm}^2$. Nyní se ověří navržená hodnota proudové hustoty ve vodiči dle vztahu (3.2.2.8).

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cun}} \quad (3.2.2.8)$$

Proudová hustota ve vodiči bude $\sigma = 2,89 \text{ A/mm}^2$, což je blízká hodnota ke zvolené proudové hustotě 3 A/mm^2 . Dalším krokem při návrhu tlumivky je kontrola realizovatelnosti vzduchové mezery. Vzduchová mezera je realizovatelná pokud splňuje nerovnost dle (3.2.2.9).

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_r} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.2.2.9)$$

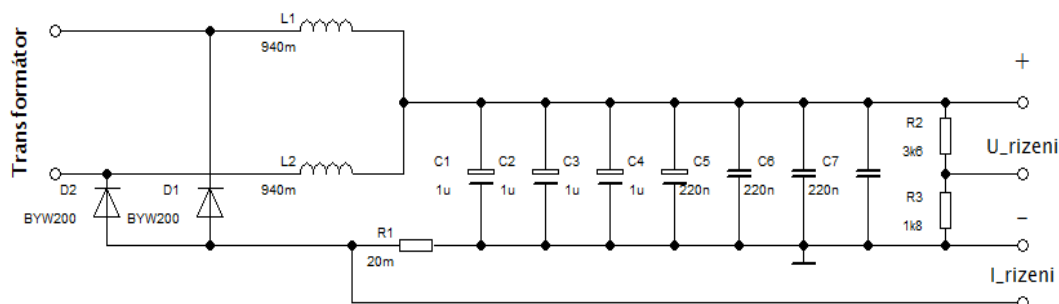
Výsledky jednotlivých členů : $l_{Fe}/\mu_r = 0,059 \text{ mm}$; $l_v = 0,72 \text{ mm}$; $\sqrt{S_{Fe}} = 9,83 \text{ mm}$. Vzduchová mezera je tedy pro dané jádro realizovatelná. Posledním krokem je ověření, zda-li je okno pro vinutí zaplněno dle zvoleného činitele plnění k_{pCu} . Činitel plnění se ověří dle vztahu (3.2.2.10).

$$k_{pCu} = \frac{NS_{Cun}}{S_o} \quad (3.2.2.10)$$

Hodnota činitele plnění vychází $k_{pCu} = 0,383$. Okno pro vinutí bude zaplněno méně než bylo na počátku návrhu zvoleno. Navrženého činitele plnění by tedy mělo být bez problému možné dosáhnout i při ručním navinutí.

3.2.3 Realizace LC filtru

Výstupní kapacita filtru byla realizována paralelním spojením čtyř $1\mu\text{F} / 35 \text{ V}$ elektrolytických kondenzátorů a tří polypropylenových kondenzátorů o kapacitě 220n . Tlumivka byla realizována dle předchozího návrhu v kapitole 3.2.2. Změřená indukčnost tlumivky byla $L = 940 \mu\text{H}$ a sériový odpor $R_s = 9,3 \text{ m}\Omega$. Výstupní LC filtr byl dále doplněn o proudový bočník a odporový dělič, které budou dále využity pro snímání napětí a proudu pro řídicí obvody měniče. Zapojení výstupního filtru je zobrazeno na Obr. 3.2-2.



Obr. 3.2-2: Realizace LC filtru

3.2.4 Návrh impulsního transformátoru

Pro návrh impulsního transformátoru měniče byly v kapitolách 3.1 a 3.2.1 určeny následující vstupní hodnoty: $U_d = 12 \text{ V}$; $U_z = 24 \text{ V}$; $I_z = 5 \text{ A}$; $f = 80 \text{ kHz}$; $B_{max} = 0,35 \text{ T}$; $s = 0,35$; $s_{max} = 0,5$; $\sigma = 3 \text{ A} / \text{mm}^2$; $k_{pFe} = 1$; $k_{pCu} = 0,4$. Impulsní transformátor bude realizován s feritovým jádrem kvůli potlačení vířivých ztrát v jádru a bez vzduchové mezery, protože mezera nemá žádný význam při transformování energie. Naopak by zvýšila rozptylový tok transformátoru. Návrh impulsního transformátoru je proveden dle literatury [4].

Prvním krokem při návrhu je určení činného výkonu, který bude transformátor přenášet. Určí se ze zadaných středních hodnot výstupního napětí U_z a výstupního proudu I_z dle rovnice (3.2.4.1).

$$P_z = U_z I_z \quad (3.2.4.1)$$

Přenášený činný výkon transformátoru bude $P_z = 120 \text{ W}$. Dalším krokem je vyjádření a výpočet poměru závitů transformátoru z řídicí rovnice pro měnič push - pull (závislost výstupního napětí na střídě tranzistorů) (3.2.4.2).

$$U_z = U_d \frac{N_2}{N_1} 2s \Rightarrow \frac{N_2}{N_1} = \frac{U_z}{U_d 2s} \quad (3.2.4.2)$$

Poměr sekundárních závitů vůči závitům primárním vychází $N_2 / N_1 = 2,857$. Stejně jako v kapitole 3.2.2 pro návrh výstupní tlumivky se vypočítá přibližný průřez sloupku transformátoru dle rovnice (3.2.4.3).

$$S_j = \sqrt{\frac{1 + \sqrt{2}}{4\sqrt{2}}} \frac{P_z}{k_{pCu} \sigma f B_{max} \sqrt{s}} \quad (3.2.4.3)$$

Přibližná velikost jádra impulsního transformátoru vychází $S_j = 51,35 \text{ mm}^2$. Z nabídky tuzemských distributorů bylo vybráno feritové jádro ETD-29 CF139. Z dokumentace byly odečteny následující hodnoty: efektivní délka magnetického obvodu $l_{Fe} = 72 \text{ mm}$, průřez sloupku jádra $S_j = 75 \text{ mm}^2$, velikost okna pro uložení vinutí $S_o = 133 \text{ mm}^2$ (vypočteno z geometrických rozměrů) a relativní permeabilita materiálu $\mu_r = 1660$. [7] Po určení velikosti jádra je možné vypočítat počet primárních závitů transformátoru dle rovnice (3.2.4.4).

$$N_1 = \frac{U_d}{4 f B_{max} S_{Fe}} \quad (3.2.4.4)$$

Počet primárních závitů vychází $N_1 = 1,43$ tedy 2 závity. Ze znalosti poměru mezi počtem primárních a sekundárních závitů se vypočte počet sekundárních závitů $N_2 = 4,08$ tedy 4. Při znalosti parametrů jádra transformátorů se vypočítá maximální magnetizační proud (při střídě S_{max}) z rovnice (3.2.4.5).

$$I_{\mu max} = \frac{4 f B_{max}^2 l_{Fe} S_{Fe}}{U_d \mu_0 \mu_r} \quad (3.2.4.5)$$

Maximální magnetizační proud vyjde $I_{\mu max} = 8,46 \text{ A}$. Z výsledné hodnoty magnetizačního proudu je patrné, že zvolené maximální sycení magnetického obvodu $B_{max} = 0,35 \text{ T}$ je příliš velké, a magnetizační proud tedy vychází v neakceptovatelných hodnotách. Dalším velkým problémem je výsledný počet závitů, který je rovněž velice malý a pravděpodobně by se při tomto počtu dosáhlo nedostatečně velkého činitele vazby transformátoru, viz kapitola 3.1. Korekce se provede zvýšením počtu primárních závitů, čímž dojde ke snížení sycení magnetického obvodu. Jádro nebude plně magneticky využito, ale vzhledem k rozměrové rezervě, která byla zvolena při návrhu průřezu jádra, to není velký problém. Dále dojde ke snížení velikosti magnetizačního proudu transformátoru. Počet závitů se zvolí dvojnásobný tedy $N_1 = 4$. Nové sycení se získá vyjádřením z rovnice (3.2.4.4).

$$B_{max} = \frac{U_d}{4 f N_1 S_{Fe}} \quad (3.2.4.6)$$

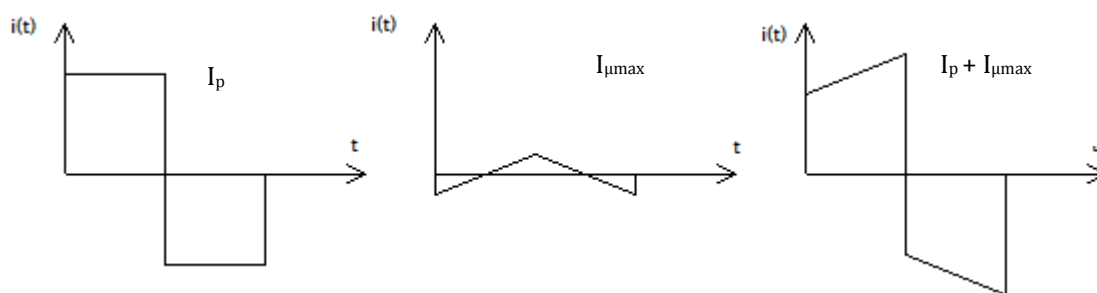
Nová hodnota magnetického sycení dle (3.2.4.6) bude $B_{max} = 0,125 \text{ T}$. Nová hodnota $I_{\mu max}$ dle rovnice (3.2.4.5) bude $I_{\mu max} = 1,08 \text{ A}$. Následně se dopočítá dle vztahu (3.2.4.7) počet sekundárních závitů. Konstanta 2,857 ve vztahu (3.2.4.7) je číselný poměr počtu sekundárních a primárních závitů.

$$N_2 = 2,857 \cdot N_1 \quad (3.2.4.7)$$

Počet sekundárních závitů vyjde $N_2 = 11,42$ tedy 12. Tuto hodnotu je nutno zdvojnásobit, protože na výstupu transformátoru je jako výstupní usměrňovač použit proudový zdvojovač, takže výsledný počet závitů bude $N_2 = 24$. Následně je nutné dimenzovat primární vinutí transformátoru na požadovaný přenášený výkon. Jelikož je v tomto případě hodnota magnetizačního proudu nezanedbatelná, je nutné vypočítat celkový efektivní proud primárním vinutím. Pro výpočet se nejprve vypočítá efektivní proud sekundárním vinutím dle (3.2.4.8). Hodnota proudu zátěží I_z je pro proudový zdvojovač poloviční z důvodu polovičních proudových pulzů v usměrňovači.

$$I_{efs} = I_z \sqrt{2s} \quad (3.2.4.8)$$

Efektivní proud sekundárním vinutím bude $I_{efs} = 2,09$ A. Pro zjednodušení výpočtu primárního proudu se provede výpočet pro střidu s_{max} . Výsledný průběh primárního proudu pro střidu s_{max} a časový úsek jedné periody tranzistoru je na Obr. 3.2-3.



Obr. 3.2-3: Průběh proudu primárním vinutím

Pro výpočet efektivní hodnoty se využije známý vztah (3.2.4.9). Špičková hodnota primárního proudu se vypočítá dle (3.2.4.10).

$$I_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt} \quad (3.2.4.9)$$

$$I_p = \frac{I_z}{2} \frac{2N_2}{N_1} \quad (3.2.4.10)$$

Špičkový primární proud vychází $I_p = 15$ A. Pro zjištění rovnice tvaru primárního proudu je nutné vypočítat indukčnost primárního vinutí dle (3.2.4.11).

$$L_1 = \frac{N_1^2 \mu_0 \mu_r S_{Fe}}{l_{Fe}} \quad (3.2.4.11)$$

Indukčnost primárního vinutí vychází $L = 34,75 \mu\text{H}$. Průběh vinutím pro první půlperiodu pak lze pomocí přímky vyjádřit jako (3.2.4.12).

$$i_1(t) = \frac{U_d}{L_1} t + I_0; I_0 = I_p - I_\mu \quad (3.2.4.12)$$

Poté lze vypočítat dle (3.2.4.9) ef. hodnotu proudu.

$$\begin{aligned} I_{p\text{ef}} &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (at + b)^2 dt} ; a = \frac{U_d}{L_1} ; b = I_0 \\ I_{p\text{ef}} &= \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} a^2 t^2 + 2abt + b^2 dt} = I_{p\text{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T} \left[\frac{a^2 t^3}{3} \right]_0^{\frac{T}{2}} + \left[\frac{2abt^2}{2} \right]_0^{\frac{T}{2}} + [b^2 t]_0^{\frac{T}{2}}} \\ &= \sqrt{\frac{2}{T} \frac{a^2 T^3}{8} + \frac{2abT^2}{4} + \frac{b^2 T}{2}} = \sqrt{\frac{a^2 T^2}{12} + \frac{abT}{2} + b^2} \\ &= \sqrt{\frac{U_d^2}{12L_1^2 f^2} + \frac{I_0 U_d}{2L_1 f} + I_0^2} \end{aligned}$$

Efektivní proud primárním vinutím vyjde $I_{p\text{ef}} = 15,01 \text{ A}$. Protože je primární vinutí rozděleno na poloviny, výsledná efektivní hodnota pro jednotlivé části je $\sqrt{2}$ -krát menší. Výsledná hodnota je tedy $I_{p\text{ef}} = 10,61 \text{ A}$. Průřez vodiče primárního a sekundárního vinutí se vypočítá dle (3.2.4.13).

$$S_{Cu} = \frac{I_{\text{ef}}}{\sigma} \quad (3.2.4.13)$$

Průřez primárního vodiče vychází $S_{Cu\text{p}} = 3,54 \text{ mm}^2$ a průměr vodiče bude $d_{Cu\text{p}} = 2,123 \text{ mm}$. Průřez sekundárního vodiče vychází $S_{Cu\text{s}} = 0,697 \text{ mm}^2$ a průměr vodiče bude $d_{Cu\text{s}} = 0,942 \text{ mm}$. Vzhledem k vysoké spínací frekvenci měniče je nutné jednotlivé vodiče navinout pomocí speciálního vysokofrekvenčního lanka. Toto opatření je nutné kvůli skinefektu, kdy se hustota vysokofrekvenčního proudu zvyšuje směrem k povrchu vodiče a hustota v jádru vodiče značně klesá. Tím, že se vodič rozdělí na více dílčích vodičů, sníží se značně podíl nevyužitého průřezu. Pro určení vhodného vysokofrekvenčního lanka je nutné vypočítat hloubku vniku dle rovnice (3.2.4.14).

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega \mu_0 \mu_r}} \quad (3.2.4.14)$$

Hodnoty dle [4]: $\rho = 1,8 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$, $\mu_r = 1$. Hloubka vniku bude $\delta = 0,239 \text{ mm}$. Pro průřez lanka musí platit nerovnost (3.2.4.15).

$$d_{vf} \leq 2\delta \quad (3.2.4.15)$$

Pro splnění nerovnosti musí být dílčí průměr vodiče maximálně $d_{vf} = 0,478 \text{ mm}$. Z této podmínky se vypočítá průřez vodiče, který bude $S_{vf} = 0,179 \text{ mm}^2$. Při znalosti dílčího průřezu vodiče se vypočítá dle (3.2.4.16) počet vodičů lanka.

$$n = \frac{S_{Cu p,s}}{S_{vf}} \quad (3.2.4.16)$$

Počet primárních vodičů bude $n_1 = 20$ a počet sekundárních vodičů bude $n_2 = 4$. Stejně jako u návrhu tlumivky i zde se musí zkontrolovat, zda činitel plnění, který byl navrhnut na začátku výpočtu transformátoru, bude této hodnotě odpovídat. Kontrola se provede dle vztahu (3.2.4.17).

$$k_{pCu} = \frac{n_1 N_1 S_{vf} + n_2 N_2 S_{vf}}{S_o} \quad (3.2.4.17)$$

Činitel plnění vinutí v oknu magnetického obvodu vychází $k_{pCu} = 0,344$. Činitel plnění vinutí tedy bude menší než navrhovaná hodnota.

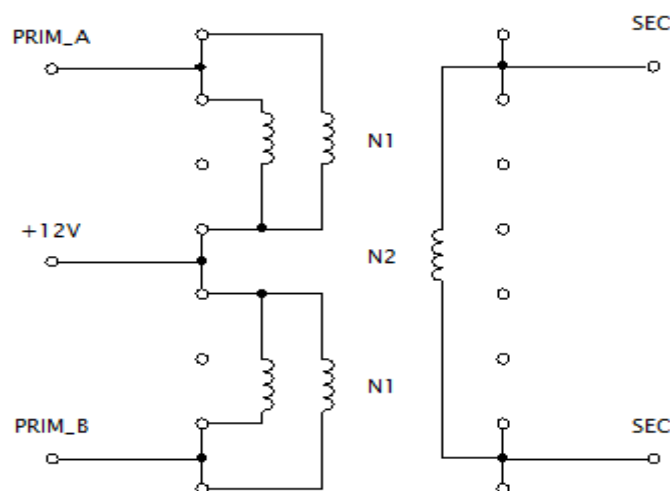
3.2.5 Realizace transformátoru

Primární vinutí impulsního transformátoru bylo vinuto dvěma paralelními cestami o polovičním průřezu, aby byl dosažen lepší činitel vazby k mezi vinutími. Pro vinutí bylo zvoleno vysokofrekvenční lanko Rupalit 70 x 0,15 mm o celkovém průřezu $S_{prim} = 1,9 \text{ mm}^2$. Pro sekundární vinutí bylo vybráno lanko 480 x 0,071 mm o průřezu $S_{sec} = 1,23 \text{ mm}^2$. Velikost magnetického jádra transformátoru musela být zvětšena na typ ETD 39, protože nebylo možné do okna pro vinutí S_o jádra ETD 34 navinout lankem dostatečný počet závitů. Příčina je v rozměrech vysokofrekvenčních lanek, která jsou kromě dílčích měděných vodičů tvořena izolacemi mezi vodiči a dále pak povrchovou izolací celého lanka. Činitel plnění lanka pak dosahuje hodnot kolem $k_{pCu} = 0,5$ a rozměr lanka je poté větší než by odpovídal stejnému průřezu u plného měděného vodiče. Po změně magnetického jádra transformátoru bylo nutné přepočítat důležité veličiny, aby byla nadále zajištěna nízká hodnota magnetizačního proudu transformátorem. Počet závitů

primárního vinutí byl zvolen $N_1 = 3$ a následně byly dle rovnic vypočítány: magnetická indukce B_{max} , maximální magnetizační proud $I_{\mu max}$ a indukčnost primárního vinutí L_1 .

Pro jádro ETD 39 s parametry $S_j = 128 \text{ mm}^2$, $S_o = 238 \text{ mm}^2$ a $l_{Fe} = 92,2 \text{ mm}$ bylo dle rovnic (3.2.2.5), (3.2.4.6) a (3.2.4.11) vypočteno $B_{max} = 0,098 \text{ T}$, $I_{\mu max} = 1,46 \text{ A}$, $L_1 = 25,73 \text{ }\mu\text{H}$. Následně byla vypočtena dle (3.2.4.9) nová hodnota celkového efektivního proudu primárním vinutím $I_{pef} = 10,62 \text{ A}$. Nové proudové hustoty ve vinutí byly následně přepočteny dle (3.2.2.8) pro průřezy vodičů $S_{Cup} = 3,8 \text{ mm}^2$ a $S_{Cus} = 1,23 \text{ mm}^2$. Proudové hustoty vinutí vychází $\sigma_{prim} = 2,79 \text{ A / mm}^2$ a $\sigma_{sec} = 1,7 \text{ A / mm}^2$. Sekundární vinutí je uloženo blíže jádru, proto bylo zvoleno lanko o větším průřezu pro snížení proudové hustoty a teploty vinutí.

Transformátor je navinut na vertikální kostře ETD3913vp. Zapojení jednotlivých vývodů na vývody kostry je zobrazeno na Obr. 3.2-4.



Obr. 3.2-4: Zapojení jednotlivých vývodů transformátoru

4 DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ

4.1 Napěťové a proudové dimenzování

Veškeré napěťové a proudové dimenzování polovodičových prvků je provedeno dle literatury [4]. Tepelné dimenzování je provedeno dle [1]. Maximální pracovní střída pro dimenzování je zvolena $s_{max} = 0,35$.

4.1.1 Dimenzování spínacích tranzistorů

Proudové dimenzování tranzistorů se provede dle (4.1.1.1 a, b, c, d). Hodnota závěrného napětí se zvolí s 30% rezervou pro kompenzaci napěťového překmitu vlivem rozptylové indukčnosti.

$$I_{sp} = I_z \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max}; I_{ef} = I_{efp}; I_s = I_z \frac{N_2}{N_1} s; \quad (4.1.1.1 \text{ a, b, c, d})$$
$$U_{KA} = 2U_d \cdot 1,3$$

Výsledky dimenzování $I_{sp} = 16,08 \text{ A}$, $I_{ef} = 10,62 \text{ A}$, $I_s = 5,25 \text{ A}$, $U_{KA} = 31,2 \text{ V}$. Z vypočítaných hodnot byl zvolen MOSFET tranzistor typu N IRLI2910. Hlavní parametry tranzistoru $I_{sp} = 190 \text{ A}$, $I_D = 31 \text{ A}$, $U_{DSS} = 100 \text{ V}$, $R_{DSon} = 0,026 \Omega$, pouzdro TO-220. [8] Tranzistor typu MOSFET byl zvolen z důvodu nižších spínacích ztrát, kterých tyto výkonové tranzistory dosahují oproti tranzistorům IGBT. Ty se používají přibližně do frekvence $f = 60 \text{ kHz}$, právě z důvodu vysokých přepínacích ztrát. [4] Pro aplikaci byl zvolen tranzistor s vyšším proudovým zatížením, než je nutné, především pro nízký odpor R_{DSon} pro docílení nižších ztrát při vedení proudu. Dále je možné tranzistor namáhat mnohem vyšším proudem při vyšších teplotách, a je tak možné použít menších chladičů než při volbě tranzistoru na hodnotu vypočtenou při dimenzování.

4.1.2 Dimenzování primárních diod

Pro vedení záporného demagnetizačního proudu se využije reverzních diod v tranzistorech MOSFET. Parametry diod dle [8] $I_D = 31 \text{ A}$, $I_{sp} = 190 \text{ A}$.

4.1.3 Diody v usměrňovači

Obě dvě diody v usměrňovači budou dimenzovány na činnost při střídě $s = 0,35$. Proudové a napěťové poměry v diodách se určí dle rovnic (4.1.3.1a, b, c, d).

$$I_{sp} = I_z; I_{Ds} = \frac{I_z}{2}; I_{Def} = \frac{I_z}{2} \sqrt{1 + 2s}; U_{KA} = \frac{U_z}{s} \quad (4.1.3.1a, b, c, d)$$

Špičková hodnota proudu bude $I_z = 5$ A. Střední hodnota proudu diodou bude $I_{Ds} = 2,5$ A, efektivní hodnota $I_{Def} = 3,26$ A, závěrné napětí $U_{KA} = 68,57$ V. Při napětovém dimenzování diody je nutné počítat s napětovou špičkou na rozptylové indukčnosti, kterou bude dioda dodatečně namáhána. Z nabídky součástek byla vybrána usměrňovací dioda BYW29-200. Parametry diody $I_D = 8$ A, $U_{KA} = 200$ V, $U_p = 0,8$ V, provedení v pouzdru TO220AC. [9]

4.2 Obecný výpočet chladiče polovodičové součástky

Následující část se zabývá návrhem a výpočtem chlazení polovodičových součástek použitých na měniči. Chlazení výkonových součástek je nutné z důvodu jejich dlouhé životnosti a stability provozních parametrů měniče. Výpočet chladících součástí se provede pomocí vztahů na základě tepelně-elektrické analogie mezi veličinami. Nejdůležitější veličiny pro výpočet jsou uvedeny v Tab 4.2-1. [1]

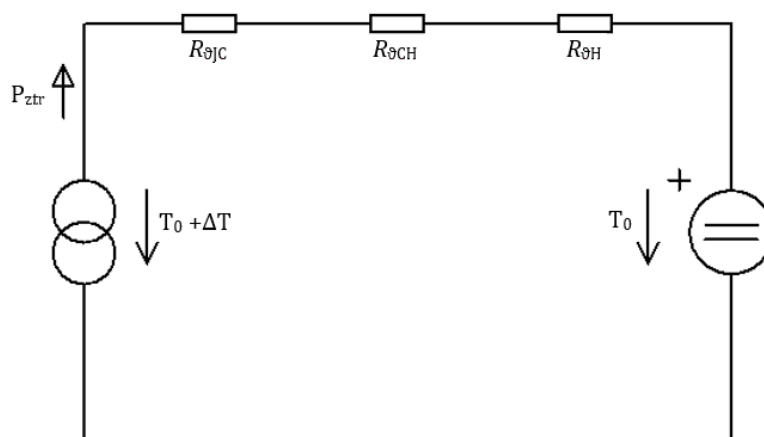
Tepelná veličina	Označení	Jednotka	Elektrická veličina	Označení	Jednotka
Tepelná energie	$W, w(t)$	[J]	Elektrický náboj	$Q, q(t)$	[C]
Tepelný výkon	$P, p(t)$	[W]	Elektrický proud	$I, i(t)$	[A]
Termodynamická teplota	$T, T(t)$	[K]	Elektrický potenciál	$\phi, \phi(t)$	[-]
Oteplení	$\Delta T, \Delta \vartheta$	[K], [°C]	Elektrické napětí	$U, u(t)$	[V]
Tepelný odpor	R_ϑ	[K/W]	Elektrický odpor	R	[Ω]

Tab 4.2-1: Nejdůležitější veličiny tepelně-elektrické analogie

Kromě výše uvedených vztahů existuje tepelně-elektrická analogie mezi tepelnou a elektrickou vodivostí, tepelnou a elektrickou kapacitou, tepelnou a elektrickou časovou konstantou, plošnou hustotou elektrického výkonu a proudovou hustotou a teplotním gradientem a elektrickou intenzitou. Pro teplotu, elektrickou energii, elektrický výkon a součinitel přestupu tepla není analogie definována. Analogie mezi jednotlivými veličinami byly určeny na základě formální shody diferenciálních rovnic pro jednotlivé vztahy. [1]

Teplo se obecně šíří třemi způsoby a to: vedením (pevné, kapalně a plynné látky), prouděním (kapalně a plynné látky) a zářením (plynné látky). Protože navržené chlazení nebude obsahovat kapalinový chladič, kde by se uplatnilo šíření tepla prouděním, bude se pro navržený chladič uvažovat přestup tepla pouze

vedením a zářením. Pro výběr určitého chladiče je potřeba znát daný tepelný odpor, který má chladič vykazovat. Tento odpor se vypočítá z tepelného schématu, které je analogií pro schéma elektrické. Při sestavení tepelného schématu pro určení odporu lze dovolené oteplení součástky vyjádřit jako zdroj napětí dle tepelně-elektrické analogie mezi oteplením ΔT a napětím U . Dovolené oteplení čipu se určí jako rozdíl teploty součástky (vhodnou hodnotu určíme nebo ji udává výrobce) a teploty okolí (dle normy se uvažuje 40°C). Dále lze nahradit ztrátový tepelný výkon, způsobený vlivem ztrát na součástce, proudovým zdrojem a hledaný odpor chladiče $R_{\theta H}$ se nahradí rezistorem. Dále je nutné do schématu doplnit stykový odpor mezi chladičem a pouzdrem součástky $R_{\theta CH}$ a vnitřní odpor mezi polovodičovým čipem a pouzdrem $R_{\theta JC}$. Tepelné schéma neobsahuje žádné tepelné kapacity, protože se při řešení předpokládá, že obvod je v ustáleném stavu, tedy teplota se nemění (tepelné kapacity jsou nabitě). Obecné tepelné schéma je uvedeno na Obr. 4.2-1. [1]



Obr. 4.2-1: Tepelné schéma pro výpočet chladiče; převzato z [1]

Výpočet $R_{\theta CH}$ se provede dle (4.1.3.1). Jedná se o vyjádření hodnoty odporu dle Ohmova zákona v tepelné analogii. Při výpočtu se může stát, že odpor vyjde v záporné hodnotě. V takovém případě je nutné buď zvýšit dovolené oteplení součástky, nebo vybrat součástku s menšími ztrátami či kvalitnějším pouzdem, které vykazuje menší vnitřní a stykový odpor.

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} \quad (4.1.3.1)$$

Ztrátový výkon P_{ztr} se vypočítá ze ztrát na jednotlivé součástce. Podrobný výpočet spínacích ztrát a ztrát vedením je uvedeno v kapitole 4.3.

4.3 Výpočet ztrátového výkonu

V této podkapitole je proveden výpočet spínacích ztrát a ztrát vedením u spínacích tranzistorů a sekundárních usměrňovacích diod.

4.3.1 Spínací ztráty na tranzistoru

Pro výpočet ztrát se zavedou následující předpoklady: Spínač spíná stejnosměrné napětí U_d do zátěže typu RL. Zátěží protéká málo zvlněný proud a perioda spínání T je menší než časová konstanta zátěže τ . Pak lze spínací ztráty na tranzistoru vyjádřit jako okamžitý ztrátový výkon nahromaděný v tranzistoru při spínání a vypínání. Ztrátový výkon je tím větší, čím delší je doba vypínání a zapínání, protože v těchto mezních stavech je kolektorový proud I_c a napětí U_{CE} nenulové. Doby sepnutí t_{on} a doby vypnutí t_{off} udává výrobce tranzistoru jako součet dvou dílčích hodnot. Pro t_{on} je to t_r (rise time) a t_{Don} (turn-on time delay). Pro t_{off} pak udává doby $t_{D(off)}$ (turn-off delay time) a t_f (fall time). Ztrátová energie je poté časovým integrálem z těchto dvou průběhů, viz rovnice (4.3.1.1a, b). [1]

$$W_{off} = \int_0^{t_{off}} u_{CE}(t) i_c(t) dt; W_{on} = \int_0^{t_{on}} u_{CE}(t) i_c(t) dt \quad (4.3.1.1a, b)$$

Celková ztrátová energie je poté součet ztrátových energií při spínání a vypínání násobený spínacím kmitočtem (4.3.1.2). Typické časové průběhy jsou na Obr. 4.3.1.

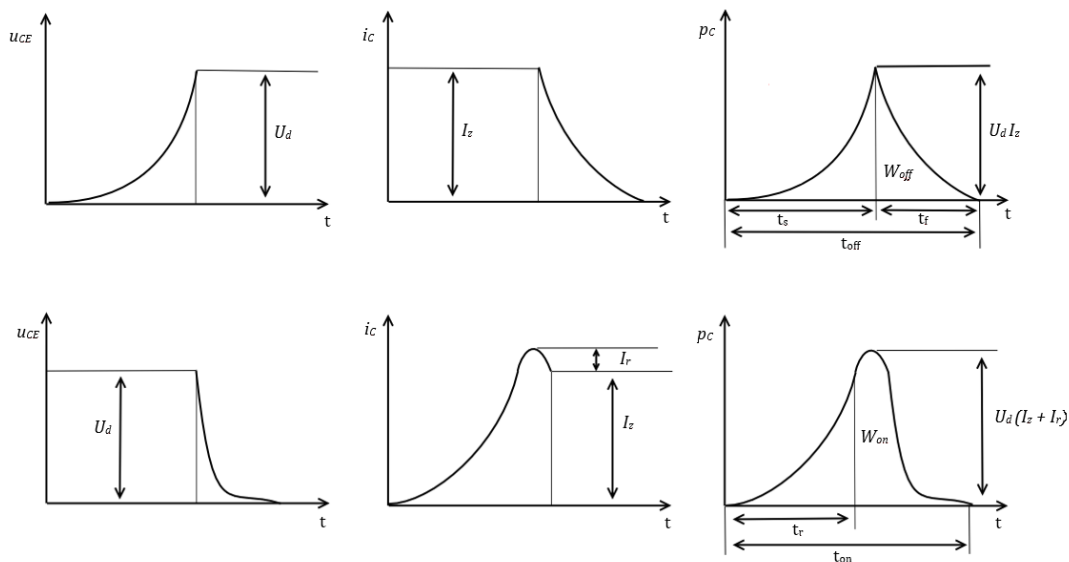
$$P_{ztr} = f (W_{on} + W_{off}) \quad (4.3.1.2)$$

Pro výpočet spínacích ztrát byly z [8] odečteny následující parametry $t_{Don} = 11$ ns, $t_r = 100$ ns, $t_{D(off)} = 49$ ns, $t_f = 55$ ns, $I_{sp} = 16,08$ A, $U_d = 12$ V, $f = 80$ kHz. Ztrátové energie lze přibližně spočítat ze vztahů (4.3.1.3)(4.3.1.4) dle [10]. Při spínacích ztrátách se počítá se špičkovou hodnotou proudu tranzistorem I_{sp} .

$$W_{on} \cong \frac{1}{4} U_d I_{sp} (t_r + t_{D(on)}) \quad (4.3.1.3)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} U_d I_{sp} (t_f + t_{D(off)}) \quad (4.3.1.4)$$

Jednotlivé ztrátové energie budou $W_{on} = 5,354 \mu\text{J}$, $W_{off} = 5,016 \mu\text{J}$. Ztrátový výkon pak vychází $P_{ztr} = 0,829 \text{ W}$.



Obr. 4.3.1: Přepínací ztráty; převzato z [10]

4.3.2 Ztráty vedením v tranzistoru

Tranzistor MOSFET lze v sepnutém stavu považovat za lineární odpor a pro výpočet ztrátového výkonu na lineárním odporu lze použít vztah dle [1] (4.3.2.1). Odpor R_{Dson} je diferenciální odpor, který určuje sklon charakteristiky tranzistoru. Hodnotu odporu přímo udává výrobce, nebo se musí odečíst z charakteristiky v dokumentaci. Dle [8] je hodnota $R_{Dson} = 0,026 \Omega$.

$$P_{ztr} = R_{Dson} I_{ef}^2 \quad (4.3.2.1)$$

Ztrátový výkon vedením v tranzistoru je $P_{ztr} = 2,94 \text{ W}$. Celkový ztrátový výkon na tranzistoru vlivem spínání a vedení je $P_{Cztr} = 3,77 \text{ W}$.

4.3.3 Ztráty vedením v sekundárních diodách

Výpočet ztrát vedením na diodě v propustném směru se provede pomocí aproximace VA charakteristiky diody lomenou přímkou. Tato přímka je jednoznačně určena prahovým napětím diody U_p a diferenciálním odporem R_D ,

který určuje sklon přímky. Výsledný ztrátový výkon je pak dán vztahem (4.3.3.1). [1]

$$P_{ztr} = U_p I_s + R_d I_{ef}^2 \quad (4.3.3.1)$$

Hodnoty proudů diody $I_{Def} = 3,26$ A, $I_{Ds} = 2,5$ A a hodnoty $U_p = 0,8$ V a $R_d = 0,13$ Ω byly odečteny z [9]. Ztrátový výkon na usměrňovací diodě bude $P_{ztr} = 3,38$ W.

4.4 Výpočet tepelného odporu chladičů

V této podkapitole je uveden výpočet pro společný chladič tranzistorů a chladič pro usměrňovací diody.

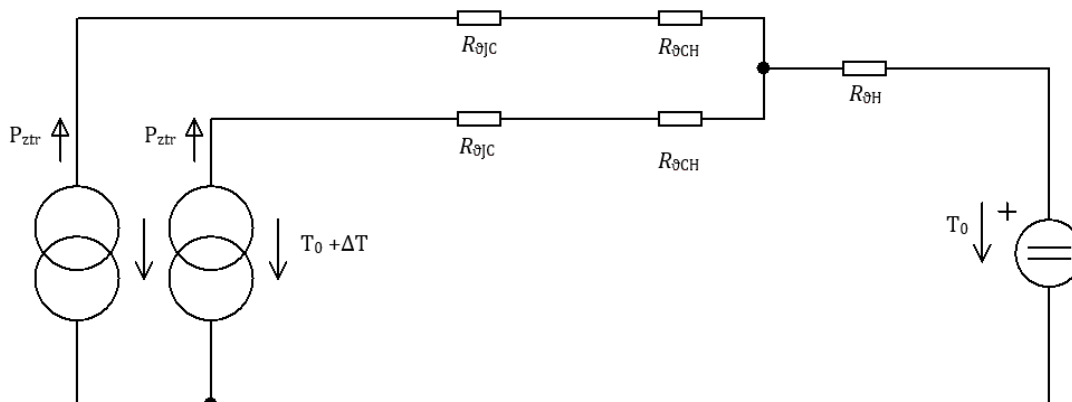
4.4.1 Výpočet chladiče pro spínací tranzistory

Výpočet společného chladiče se provede dle rovnice (4.4.2.1). Parametry tranzistoru pro výpočet: $P_{Cztr} = 2 \times 3,77$ W, $T_0 = 40^\circ$ C, $T = 120^\circ$ C ($T_{max} = 175^\circ$ C), $R_{\theta JC} = 2,4$ $^\circ$ C/W, $R_{\theta CH} = 0,2^\circ$ C/W, tuto hodnotu neuvádí výrobce tranzistoru, a proto byla dle [11] zvolena. Odpovídá styku pouzdra s chladičem bez použití tepelně vodivé pasty. Hodnota odporu chladiče bude $R_{\theta H} = 9,31$ $^\circ$ C/W.

4.4.2 Výpočet chladiče pro usměrňovací diody

Sekundární diody budou umístěny na společný chladič. Tepelné schéma pro dvě součástky na společném chladiči je na Obr. 4.4-1. Výsledný odpor bude vypočten dle (4.4.2.1). Vstupní parametry pro výpočet: $P_{Cztr} = 2 \times 3,38$ W, $T_0 = 40^\circ$ C, $T = 120^\circ$ C ($T_{max} = 150^\circ$ C), $R_{\theta JC} = 2,5$ $^\circ$ C/W, $R_{\theta CH} = 0,2$ $^\circ$ C/W. Hodnota odporu chladiče bude $R_{\theta H} = 10,48$ $^\circ$ C/W.

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{2 P_{ztr}} - \frac{R_{\theta JC}}{2} - \frac{R_{\theta CH}}{2} \quad (4.4.2.1)$$



Obr. 4.4-1: Tepelné schéma pro dvě součástky na chladiči; převzato z [1]

5 ŘÍDICÍ A REGULAČNÍ OBVODY MĚNIČE

V této kapitole je popsán teoretický návrh řízení měniče a následná realizace. Nejprve je navrhnut způsob regulace výstupních veličin, poté modulátor PWM a nakonec budič tranzistorů.

5.1 Řídicí obvody

Na kvalitu řízení pulsních měničů jsou kladeny vysoké nároky, ať už se jedná o spotřební elektroniku (výkony do 200 W) nebo průmyslové využití (výkony do 100 kW). Nejčastější požadavky na řídicí obvody: [4]

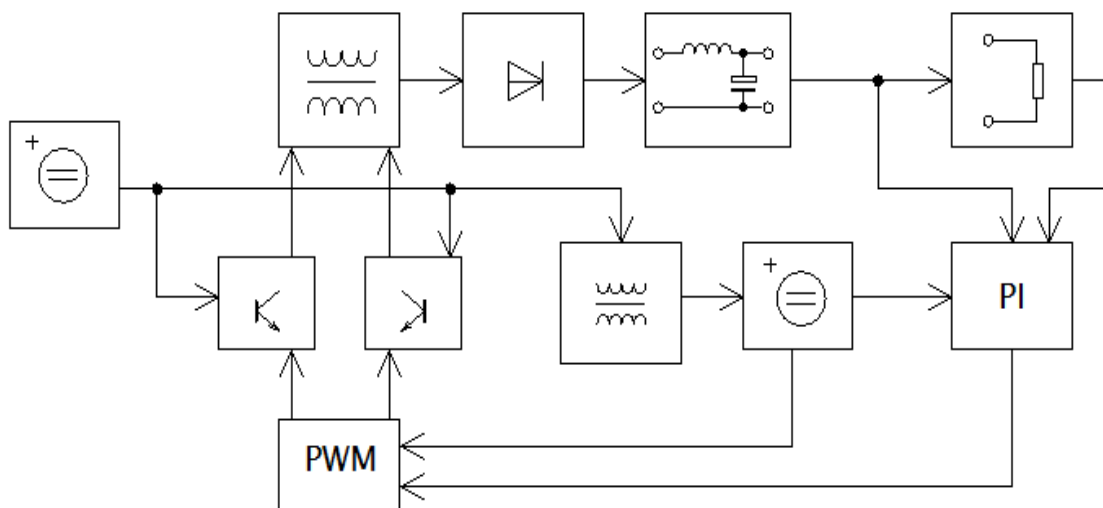
- Statická přesnost.
- Rychlost a kvalita odezvy na jednotkový skok řídicího signálu, proudu zátěže či vstupního mezilehlého napětí.
- Rychlé a kvalitní proudové omezení při zkratech a přetíženích.
- Rychlé přechody mezi jednotlivými typy regulace (proudu, napětí, výkonu).

Z pohledu řízení není podstatné, jestli je řídicí obvod analogový nebo digitální, volba mezi těmito dvěma realizacemi je čistě ekonomická. [4] Pro tento případ bude řízení provedeno analogovým způsobem.

Řídicí signály je nutné vždy galvanicky oddělit z důvodů: bezpečnosti (ochrana před nebezpečným napětím), potlačení EMC ze strany sítě i ze strany zátěže a vždy, pokud je mezi zdrojem energie a zátěží potenciálový rozdíl. Galvanické oddělení je vytvoření izolační bariéry o elektrické pevnosti přibližně 2 kV / 50 Hz mezi primární a sekundární stranou měniče. Galvanicky je nutné oddělit následující části měniče: přenášenou energii, impulsní řídicí signály, analogové řídicí signály a vnitřní napájecí napětí pro řídicí obvody. Řídicí obvody lze umístit buď na primární stranu měniče, nebo na sekundární, přičemž řešení na primární straně je vhodné pro měniče o nižších výkonech pod 200 W a umístění na sekundární straně se používá pro výkony větší. [4]

Pro tento případ bude použito umístění řídicích obvodů na sekundární straně, kde regulační obvody zpětnovazebně řídí PWM modulátor. Spínací tranzistory používají jako zem záporný pól baterie, který lze použít i jako zem pro řídicí obvody, a poté je není nutné galvanicky oddělovat. Blokové zapojení takového systému je na Obr. 5.1-1. Na vstupu měniče je umístěn vstupní odrušovací filtr, protože na vstup měniče se může dostat rušení způsobené činnostmi startovacích obvodů automobilu. K přenosu energie slouží impulsní

transformátor, který galvanicky odděluje primární stranu od sekundární. Spínání tranzistorů řídí blok PWM napájený napětím z integrovaného DC / DC měniče. Blok PWM generuje spínací frekvenci pro budiče tranzistorů. Na sekundární straně měniče je pak umístěn výstupní usměrňovač s LC filtrem a PI regulátor. Výstupní napětí a proud jsou regulovány PI regulátorem, který řídicím signálem zpětnovazebně řídí blok PWM. Řídicí obvody jsou napájeny z integrovaného měniče.



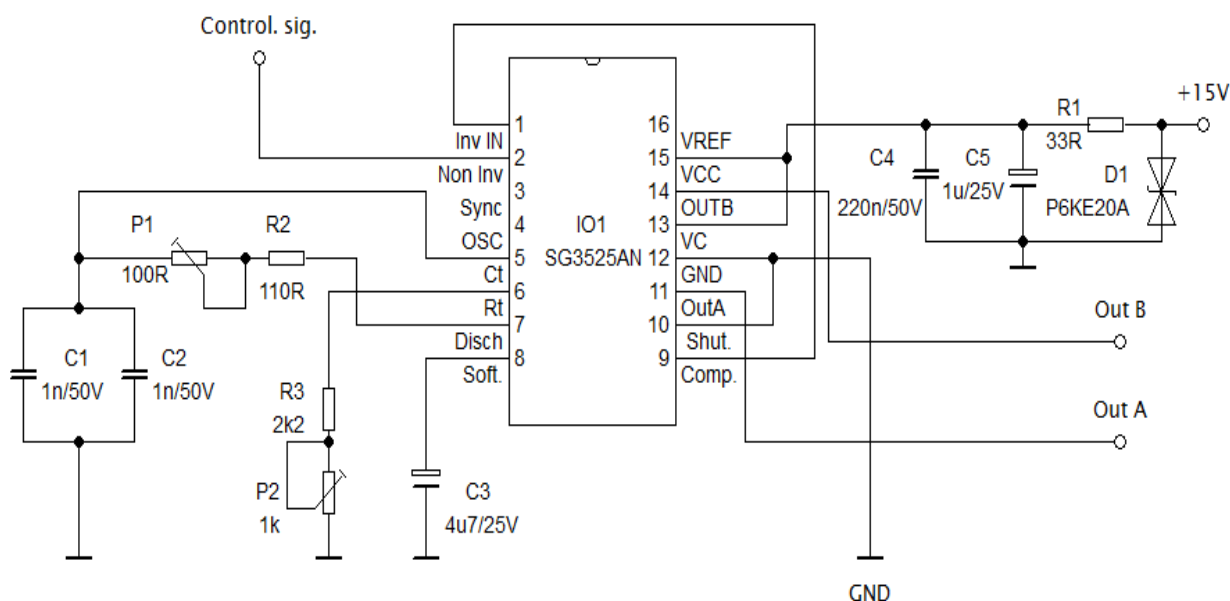
Obr. 5.1-1: Řídicí systém na primární straně; převzato z [4], upraveno

5.2 Návrh PWM modulátoru

Pro tuto aplikaci byl vybrán PWM modulátor typu SG3525A. Tento integrovaný obvod je možné napájet napětím v rozmezí 8 – 35 V, takže ho lze provozovat na napětí v palubní síti automobilu. Oscilátor IO dokáže generovat frekvenci od 0,1 do 400 kHz pro dva budiče spínacích tranzistorů. Dále je IO vybaven funkcí *shutdown* pro možné odstavení měniče a funkcí *soft-start*, která zabezpečuje pozvolný nárůst spínací frekvence modulátoru. Na piny číslo 15 a 12 se přivede napájecí napětí 8 až 35 V, kde pin 12 slouží jako zem pro IO. Piny 11 a 14 slouží jako výkonové výstupy modulátoru. Tyto výstupy jsou vnitřně spínány tranzistory. K přepínání mezi výstupy A a B slouží vnitřní klopný obvod, který je řízen signálem oscilátoru. Frekvenci oscilátoru lze nastavit piny 5 a 6 připojením odporu R_T a kondenzátoru C_T . Velikost jednotlivých součástek pro danou spínací frekvenci se odečte v dokumentaci. Pro nastavení doby, kdy jsou oba výstupy vypnuty (tzn. *deadtime*), se mezi piny 5 a 7 připojí rezistor o hodnotě R_D , která definuje dobu vypnutí. Doba vypnutí lze nastavit v rozmezí 0 – 500 μ s. Pin 13 slouží k připojení externího spínacího napětí výstupních obvodů. Řídicí signál z regulátoru se přivádí na piny

1 a 2, kde pin 1 je invertující vstup a pin 2 neinvertující. Vývod 16 je výstup vnitřního referenčního regulátoru o napětí 5,1 V, který lze využít jako řídicí obvod pro regulaci napětí vstupního komparátoru. Zároveň také slouží jako zdroj napětí pro nabíjení případného připojeného kondenzátoru pro *softstart*. Vývody 8 a 10 slouží pro funkce *softstart* a *shutdown*. Funkce *shutdown* nebude u měniče využita. [12] [13]

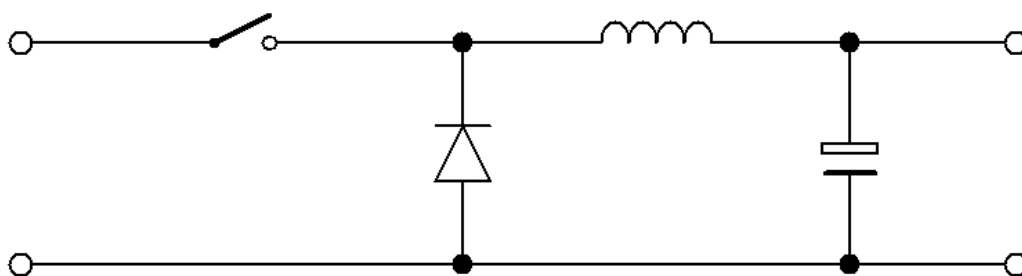
Kmitočet oscilátoru byl naladěn na hodnotu frekvence 160 kHz, aby bylo dosaženo požadované frekvence 80 kHz na budících výstupech IO. Pro možné doladění frekvence a deadtime byly přidány sériově zapojené trimry, kterými lze doladit drobné nepřesnosti v nastaveném kmitočtu oscilátoru. Deadtime byl nastaven na hodnotu 1,9 μ s. Kondenzátory C₁ a C₂ byly použity sviskové pro zajištění menší závislosti kapacity na teplotě. IO je napájen kladným napětím +15 V z integrovaného měniče DCW12 - 15A. Vstup IO je doplněn o blokovací kondenzátory C₄ a C₅ a bipolární transil pro ochranu před napěťovými špičkami. Měnič je řízen řídicím napětím na neinvertující pin 2. Pin 9 je spojen s pinem 1, čímž dojde k zapojení vnitřního OZ jako sledovač a řídicí napětí bude OZ přenášeno přímo do řízení PWM. Kondenzátor C₃ slouží k rozběhu soft-startu.



Obr. 5.2-1: Zapojení IO SG3525AN

5.3 Regulace výstupních veličin

Při návrhu zpětnovazební regulace není nutné řešit topologii měniče, protože každý typ propustného měniče lze nahradit spínačem v režimu PWM a dolní LC propustí. Není nutné uvažovat transformátor, protože se chová z hlediska řízení jako ideální proporcionální člen bez dopravního zpoždění. Náhradní zapojení je uvedeno na Obr. 5.3-1.



Obr. 5.3-1: Výkonný spínač pracující v režimu PWM; převzato [4]

Výsledná sestava spínač – dolní LC propust se pak z hlediska řízení chová jako kmitavá soustava 3. řádu, protože spínač nahrazující PWM s kmitočtem $f = 1 / T$ se chová jako člen s proměnným dopravním zpožděním, který je nutné nahradit setrvačným členem 1. řádu. Dolní LC propust je poté kmitavý setrvačný člen 2. řádu (2 akumulátory energie). Společně tedy tvoří soustavu 3. řádu, která je velice problematická z hlediska řízení. Pro optimální návrh regulace je tedy nutné snížit řád soustavy. [4]

Řád soustavy lze snížit dvěma způsoby. Prvním je práce měniče na vysokém kmitočtu, protože pak následný nahrazující člen s dopravním zpožděním bude mít malou časovou konstantu dle rovnice (pro dvojčinný měnič) (5.3-1).

$$\tau = t_{dstř} = \frac{1}{4f} \quad (5.3-1)$$

Přenos setrvačného členu má poté tvar (5.3-2).

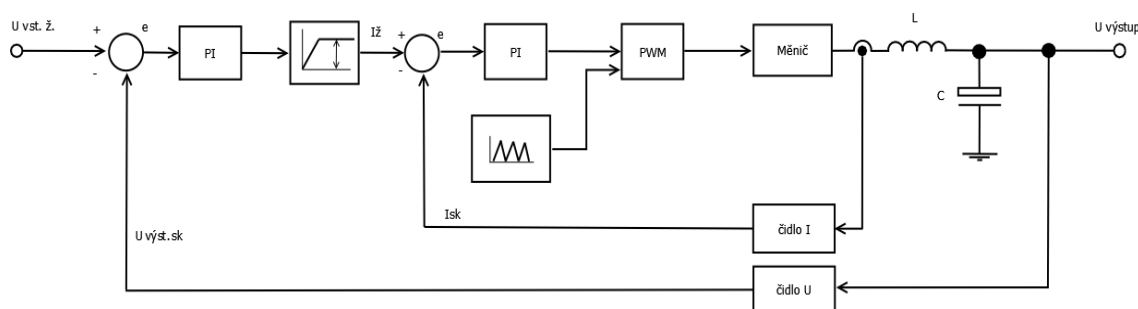
$$K(p) = \frac{1}{1 + p\tau} \quad (5.3-2)$$

Pak je vysoká pravděpodobnost, že horní mezní kmitočet soustavy bude ležet mimo užitečné kmitočtové pásmo měniče a nebude mít vliv na stabilitu soustavy. Druhá možnost je použití kaskádní regulace s podřízenou proudovou smyčkou, kde

je regulací proudu pomocí regulátoru eliminována setrvačnost indukčnosti LC filtru.[4]

Dle zadání práce je vyžadována napěťová regulace s proudovým omezením, kterou lze nejkvalitněji vyřešit pomocí kaskádní regulační struktury právě s podřízenou proudovou smyčkou a nadřízenou napěťovou smyčkou. Další možností regulace s proudovým omezením je například paralelní regulace proudu na napětí, kdy se střídá regulace proudu a napětí. Kaskádní struktura je zobrazena na Obr. 5.3-2.[4]

Podřízená proudová smyčka eliminuje setrvačnost cívky. Eliminace setrvačnosti probíhá následujícím způsobem: PI regulátor je dostatečně rychlý a stabilní a i při rychlých regulačních změnách platí, díky jeho rychlosti, přímá úměra mezi I_{sk} a $I_{\bar{z}}$, tedy mezi veličinami není žádná setrvačnost. Proto nadřízená napěťová smyčka reguluje soustavu o jeden řád nižší. [4]



Obr. 5.3-2: Kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou; převzato z [4]

5.4 Realizace regulačních obvodů

Pro realizaci regulačních obvodů bylo vybráno zapojení dle [13]. Celkové zapojení regulačních obvodů je zobrazeno na Obr. 5.4- 1 v příloze této práce.

Proudová regulace pracuje následujícím způsobem. Na výstupu měniče je zapojen drátový bočník o odporu 20 mΩ, na kterém se při zatížení 0 – 5 A vytváří úbytek napětí 0 – 100 mV. Záporné napětí z bočníku je přivedeno přes R_1 a C_1 tvořící dolní propust filtrující nežádoucí rušení z výstupu filtru. Filtrované napětí je přivedeno do IO₁, zapojeného jako neinvertující zesilovač se zpětnovazební dolní propustí, který pracuje s pasivní dolní propustí na stejném mezním kmitočtu. Vstupní signál je dále zesilován poměrem $1 + (R_6 / R_5)$ a přiveden přes součtový odpor R_7 na vstup IO_{2A} zapojený jako PI regulátor. Žádaný proud se nastavuje potenciometrem P_1 , který je zapojen v děliči napětí s R_{12} . Na vstup děliče je přiváděno stabilizované napětí +9 V ze stabilizátoru L7809 (IO₆) napájeného z +15 V integrovaného DC/DC měniče. Na jezdcí P_1 je tedy možné nastavit napětí 0 – 8 V, které je přivedeno na vstup IO_{5B} zapojeného jako sledovač. IO_{5B} na výstupu

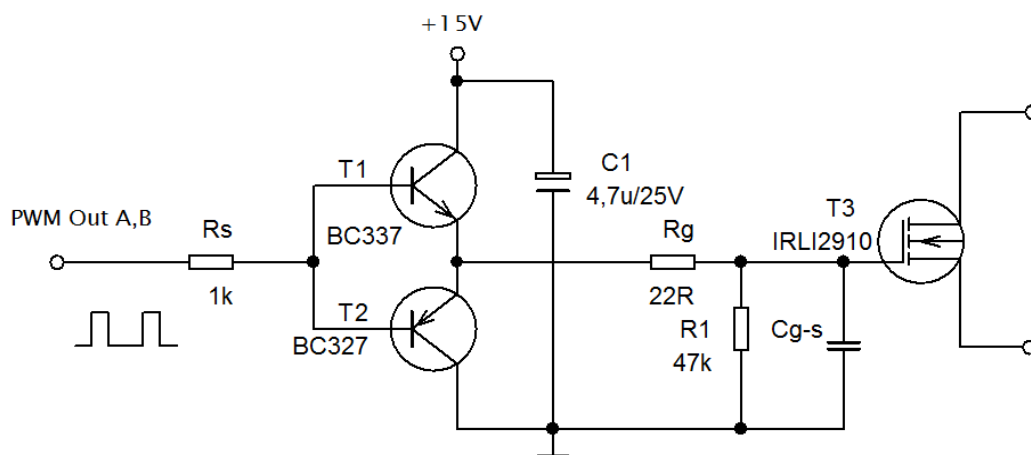
sleduje vstupní napětí z P_1 , impedančně ho odděluje a přivádí přes R_8 na vstup regulátoru IO_{2A} . IO_{2A} zapojený jako PI regulátor zesiluje a invertuje rozdíl mezi napětím z IO_1 a IO_{5B} v poměru (R_7 / R_9) . Integrovaná složka PI regulátoru tvoří C_3 . Dioda D_1 slouží k hornímu omezení výstupního napětí z regulátoru ($U_{vyst} < 0,6 \text{ V}$). Výstup regulátoru je přiveden na IO_{2B} , který signál invertuje a zeslabuje v poměru (R_{11}/R_{10}) . Dioda D_2 omezuje dolní hodnotu výstupního signálu na $U_{vyst} > -0,6 \text{ V}$. Napětí z výstupu IO_{2B} v rozsahu $0 - 4,5 \text{ V}$ je přivedeno na neinvertující vstup IO SG3525AN.

Napěťová regulace se přepíná přepínačem S_1 . Skutečná hodnota výstupního napětí je snímána z děliče napětí R_1 a R_2 na výstupu měniče. Napětí v poměru R_2 / R_1 je přivedeno na IO_{4B} zapojeného jako invertující zesilovač se zesílením 1. Výstup IO_{4B} je přiveden přes součtový odpor R_{18} na vstup PI regulátoru IO_{3A} . IO_{3A} zesiluje výchylku mezi skutečným napětím invertovaným IO_{4B} a žádaným napětím z P_2 . Regulátor odchylku invertuje a zesiluje v poměru (R_{19} / R_{17}) . Kondenzátor C_{12} tvoří integrovaná složka PI regulátoru napětí. Dioda D_3 opět omezuje horní hodnotu výstupního napětí. Výstup z PI regulátoru je přiveden na IO_{3B} , kde je napětí invertováno a zeslabeno v poměru (R_{23} / R_{20}) . Výstup z IO_{3B} je přes S_1 opět přiveden na vstup IO_{2A} . IO_{5A} slouží k realizaci proudového omezení při napěťové regulaci. Napětí z P_3 , reprezentující hodnotu maximálního dovoleného proudu, je přivedeno na vstup IO_{5A} zapojeného jako sledovač s dolním omezením.

Při nastavení regulátoru proudu byla nejprve nastavena maximální proporcionální složka regulátoru při odpojeném kondenzátoru. Po nastavení maximální proporcionální složky, při které regulátor vykazoval stabilitu, byl připojen kondenzátor o velké kapacitě a postupně byla jeho hodnota snižována pro zajištění maximální rychlosti regulátoru a minimalizaci jeho překmitu. Výsledný nastavený regulátor má P složku $R_9 = 56 \text{ k}\Omega$ a I složku $C_3 = 4,7 \text{ nF}$. Po nastavení podřazené proudové smyčky byla nastavena smyčka napěťová, která díky maximálně rychlému proudovému regulátoru, reguluje soustavu o řád nižší díky eliminaci setrvačnosti cívky proudovým regulátorem. Během nastavení regulátoru došlo k rozkmitání regulátoru již při malé proporcionální složce a regulátor neměl dostatečné zesílení k tomu, aby vyreguloval velkou regulační odchylku. Proto musel být přidán kondenzátor o velké kapacitě, aby se regulační odchylka eliminovala větším integrovaným zásahem. Výsledný regulátor je tak pomalejší a má větší překmit, než regulátor v podřazené proudové smyčce. Nastavená hodnota P složky byla $R_{19} = 3,3 \text{ k}\Omega$ a I složka $C_{12} = 470 \text{ nF}$. Operační zesilovače byly použit typ TL082, samostatný OZ IO_1 byl použit typu TL081. Omezovací diody jsou typu 1N4148. [13] [14]

5.5 Návrh budičeho obvodu

Budič výkonových tranzistorů je řešen spínáním přímo pomocí výkonových výstupů IO SG3525AN. IO spíná 15 V z přídatného měniče pomocí vývodu pro externí napájení (pin č. 13). Signál z PWM je dále doplněn o tranzistory v komplementární dvojici zapojené jako dvojčinný emitorový sledovač. Zapojení je schopné dodat přes T1 dostatečný kapacitní proud do řídicí elektrody a následně jej přes T2 dostatečně rychle „odsát“ pro zrychlení vypínací doby. Tranzistory v komplementárním zapojení jsou použity typu BC 337 a BC 327, nabíjecí odpor R_G udávaný výrobcem omezuje nabíjecí proud do hradla a tím zajišťuje správnou rychlost nabití kapacity C_{gs} . Odpor R_s nastavuje správný proud do báze tranzistorů. Kondenzátor C1 slouží k vykrytí špičkových proudových odběrů při nabíjení C_{gs} . Zapojení budiče je zobrazeno na Obr. 5.5-1. [10]

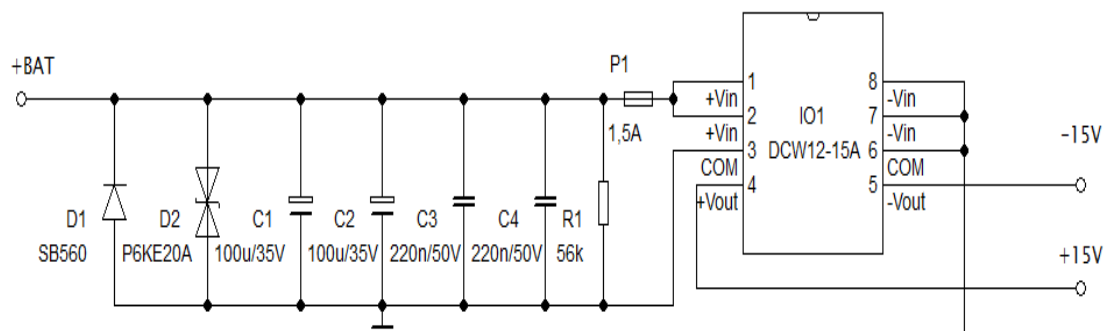


Obr. 5.5-1: Zapojení budiče výkonového tranzistoru; převzato z [10]

5.6 Napájení PWM modulátoru a řídicích obvodů

Pro napájení řídicích obvodů je potřeba symetrické napětí $U = \pm 15$ V. Žádaná napěťová úroveň se vytvoří pomocí integrovaného DC / DC měniče DCW12A-15. Měnič vstupní napětí 9 – 18 V přeměňuje na symetrické napětí ± 15 V. Měnič již obsahuje ochrany proti zkratu a přetížení a odrušovací filtr. Na vstupních svorkách měniče je zapojena dioda D_1 , která chrání měnič před prepólováním baterie. Bipolární transil D_2 chrání měnič před napěťovými špičkami, které mohou vznikat při provozu synchronního drápkového alternátoru v automobilu. Kondenzátory C_1 a C_2 slouží jako lokální blokovací kondenzátory pro případný špičkový odběr. Keramické kondenzátory C_3 a C_4 svádí případné vysokofrekvenční rušení, které se může šířit z automobilové sítě na zem. Rezistor R_1 slouží k vybití paralelních

kondenzátorů při vypnutí měniče. Pomocný měnič je před nadproudy chráněn pojistkou na 1,5 A. Zapojení napájecího měniče a pomocných obvodů je na Obr. 5.6-1. [15] [16]

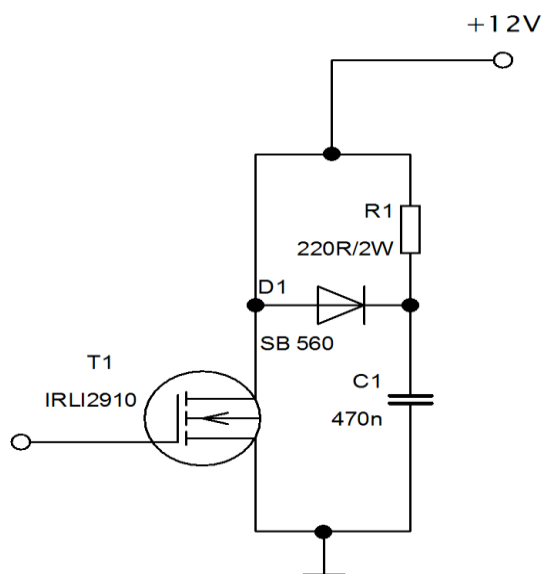


Obr. 5.6-1. Zapojení pomocného napájecího měniče

6 REALIZACE

6.1 Výroba DPS

Všechny navržené obvody byly zpracovány v návrhu DPS v programu EAGLE. Oproti výše uvedeným schémátům byla deska doplněna o RCD člen, sloužící k omezení strmosti vypínacího proudu ve výkonovém tranzistoru. Zapojení RCD je uvedeno na Obr. 6.1-1. Navrženy a vyrobeny byly tři desky. Výkonová deska byla navržena a osazena pouze součástkami s drátovými vývody za účelem lepšího laboratorního „odladění“. Řídící obvody byly umístěny na samostatnou DPS z důvodu odlišného umístění v montážní krabici. Řídící deska je naopak osazena převážně součástkami s povrchovou montáží pro dosažení co nejmenšího rozměru. Navíc byla navržena pomocná DPS pro ozrcadlení vývodů integrovaného měniče DCW12 - 15 Návrh desky v programu Eagle a seznam použitých součástek jsou obsaženy na přiloženém CD. Výkonová deska má rozměr 140 x 130 mm a řídící deska 45 x 70 mm. Obě desky byly vyleptány z cuprexitu o tloušťce 35 μm .

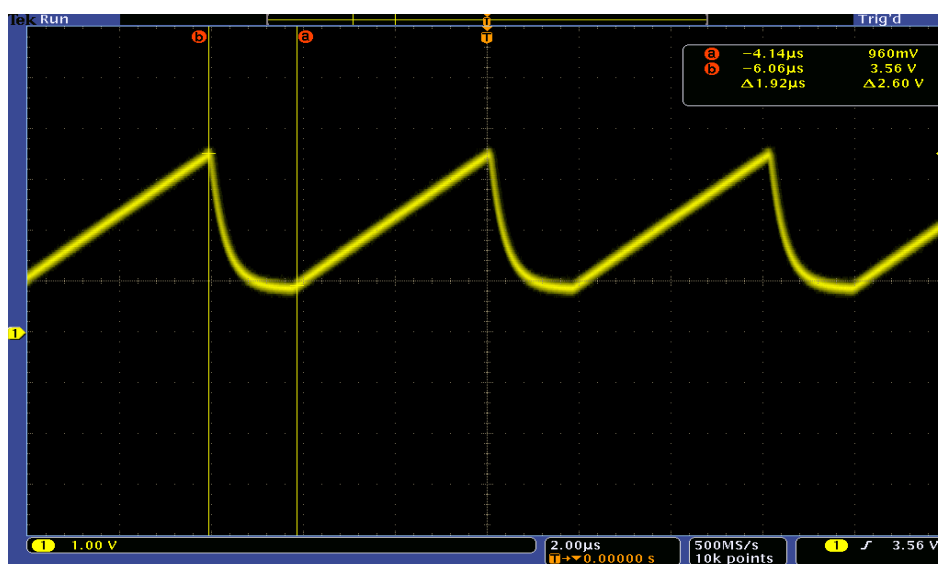


Obr. 6.1-1: Odlehčovací RCD člen tranzistoru

6.2 Naměřené průběhy

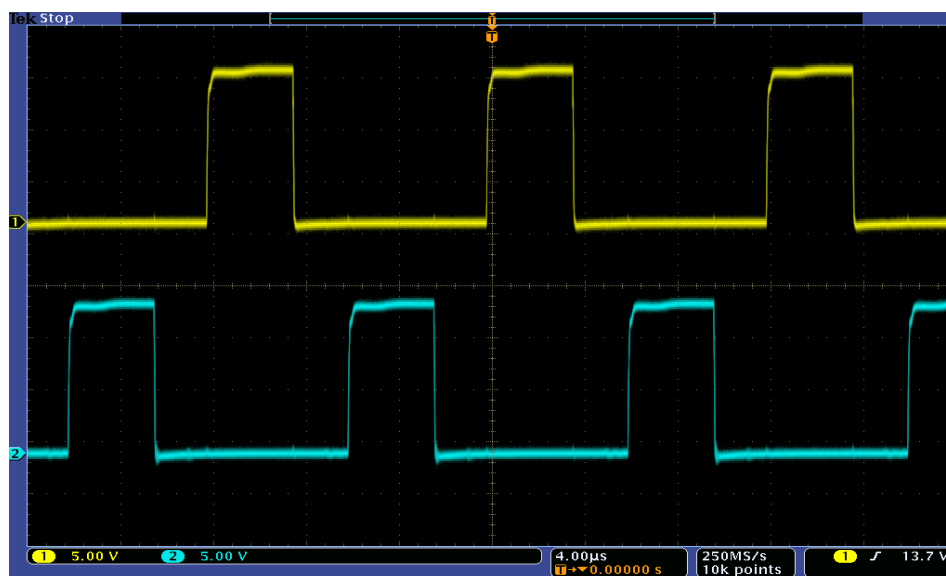
V této podkapitole jsou vyobrazeny naměřené průběhy na důležitých částech měniče při t naprázdno a při zatížení $U_2 = 20\text{ V}$, $I_2 = 2,5\text{ A}$. Jednotlivé průběhy byly změřeny osciloskopem Tektronix DPO 4054.

Prvním změřeným průběhem je pilový signál oscilátoru IO SG3525AN. Perioda pilového signálu byla naladěna na hodnotu $T = 6,2 \mu\text{s}$, což odpovídá kmitočtu $f_{osc} = 162,8 \text{ kHz}$. Každý z výstupů IO je pak spínán s poloviční frekvencí $f = 81,4 \text{ kHz}$. Deadtime byl naladěn na hodnotu $t = 1,92 \mu\text{s}$, což odpovídá 32,6 % periody. Pro naladění byly použity trimry P_1 a P_2 , viz kapitola 5.2. Záznam z osciloskopu je zobrazen na Obr. 6.2-1.



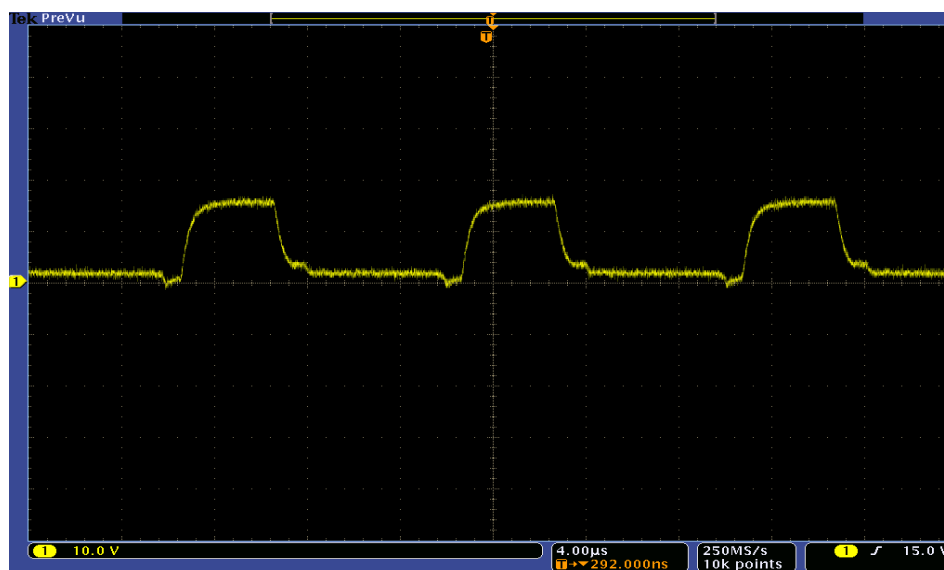
Obr. 6.2-1: Pilový průběh na oscilátoru SG3525AN

Dále byly proměřeny výstupy budicího signálu z SG3525AN do budiče výkonových tranzistorů. Budicí signál je měřen při $s = 0,3$. Výška impulsu je 14,5 V. Záznam z osciloskopu je zachycen na Obr. 6.2-2.

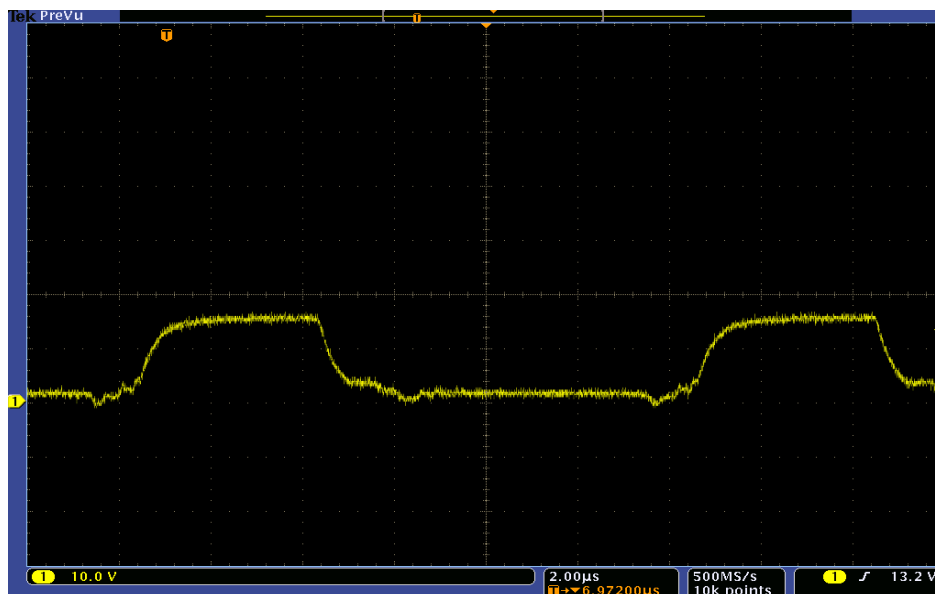


Obr. 6.2-2: Budicí signály na výstupech A, B obvodu SG3525AN

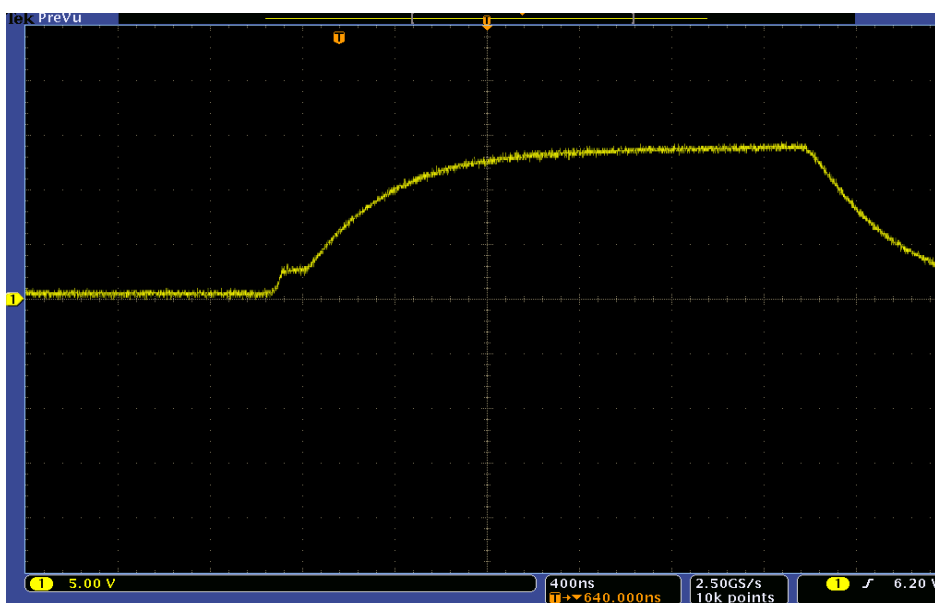
Po naladění budicího obvodu byly proměřeny silové části obvodu. Na Obr. 6.2-3 je záznam napětí U_{gs} na výkonovém tranzistoru IRLI2910. Záznam je pořízen při nezatíženém měniči pro maximální střidu. Na Obr. 6.2-4 je napětí U_{gs} při zatížení měniče. Detail náběžné hrany napětí při nabíjení hradla G-S je na Obr. 6.2-5.



Obr. 6.2-3: Napětí U_{gs} tranzistoru IRLI2910 naprázdno



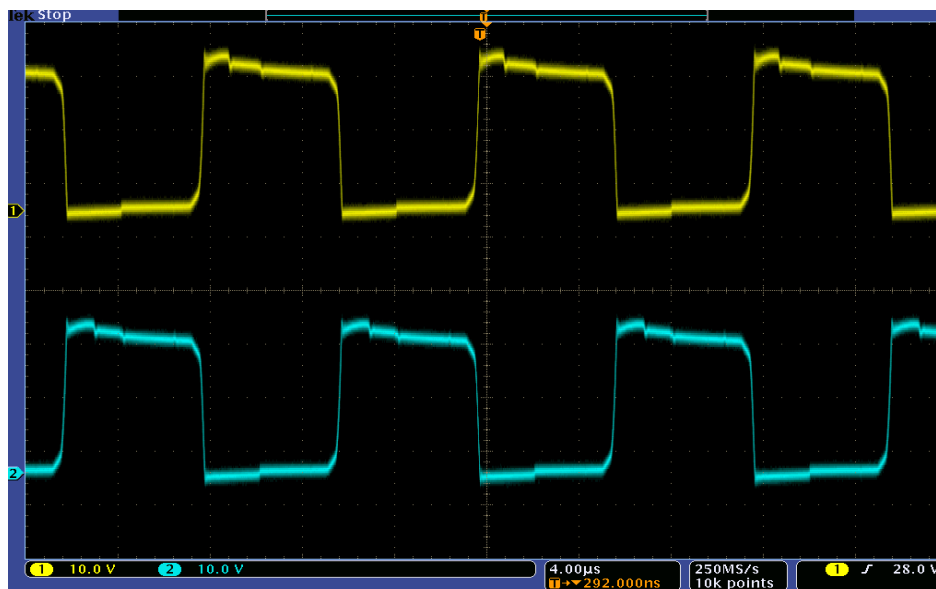
Obr. 6.2-4: Napětí U_{gs} na tranzistoru IRLI2910 při zatížení



Obr. 6.2-5: Detail náběžné hrany nabíjení hradla

V dalším kroku bylo zobrazeno napětí U_{ds} na obou spínacích tranzistorech naprázdno (Obr. 6.2-6), kde napětí na vypnutém tranzistoru dosahuje špičkové hodnoty 32 V a poté se ustálí na hodnotě 28 V. Napětí na zatíženém tranzistoru je na Obr. 6.2-7. Zde dochází k výraznému nárůstu napětového namáhání vlivem napětové špičky na rozptylové indukčnosti, která dosahuje až 35 V a po celou dobu, kdy jsou oba tranzistory vypnuty a teoretické namáhání by mělo být rovno U_d , napětí U_{ds} kolísá od špičkové hodnoty až do 8 V a poté se ustaluje do doby, než dojde k zapnutí druhého tranzistoru a napětí vzroste na hodnotu 25 V ($2U_d$). Při

opětovném zapínání tranzistoru dochází k další napěťové špičce, která se vytváří na druhém právě vypínaném tranzistoru a transformuje se z jedné části primárního vinutí do druhého.

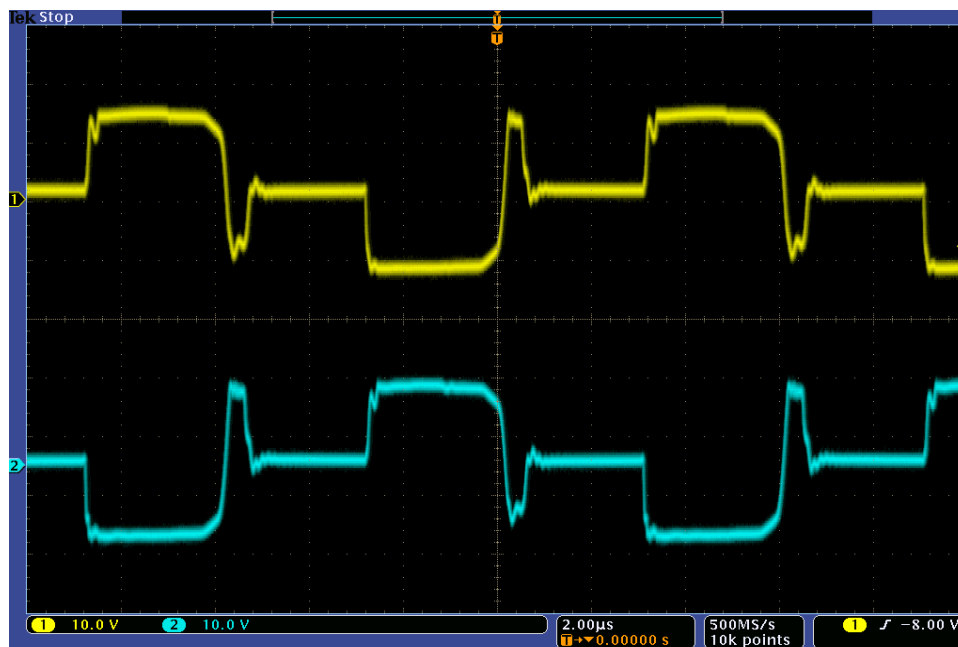


Obr. 6.2-6: Napětí U_{ds} na tranzistorech IRLI2910 naprázdno při s_{max}



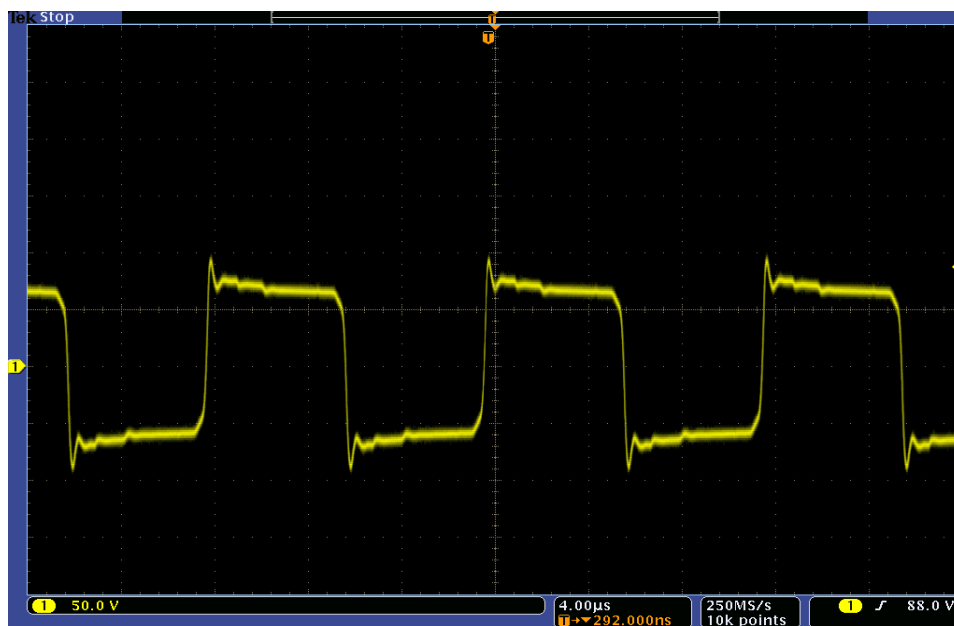
Obr. 6.2-7: Napětí U_{ds} na tranzistoru IRLI2910 při zatížení

V dalším kroku bylo změřeno napětí na obou primárních vinutích proti jejich středu při zatížení (Obr. 6.2-8). Z obrázku je dobře vidět transformace napěťových impulzů a indukování špiček z jedné části vinutí na druhou. Velikost napěťových impulzů odpovídá napětí U_d . Po ověření symetrie primárního vinutí bylo ověřeno i napětí na sekundární straně.



Obr. 6.2-8: Napětí na obou částech primárního vinutí

Napětí na sekundární straně transformátoru naprázdno je zobrazeno na Obr. 6.2-9. Napětí při zatížení pak na Obr. 6.2-10.



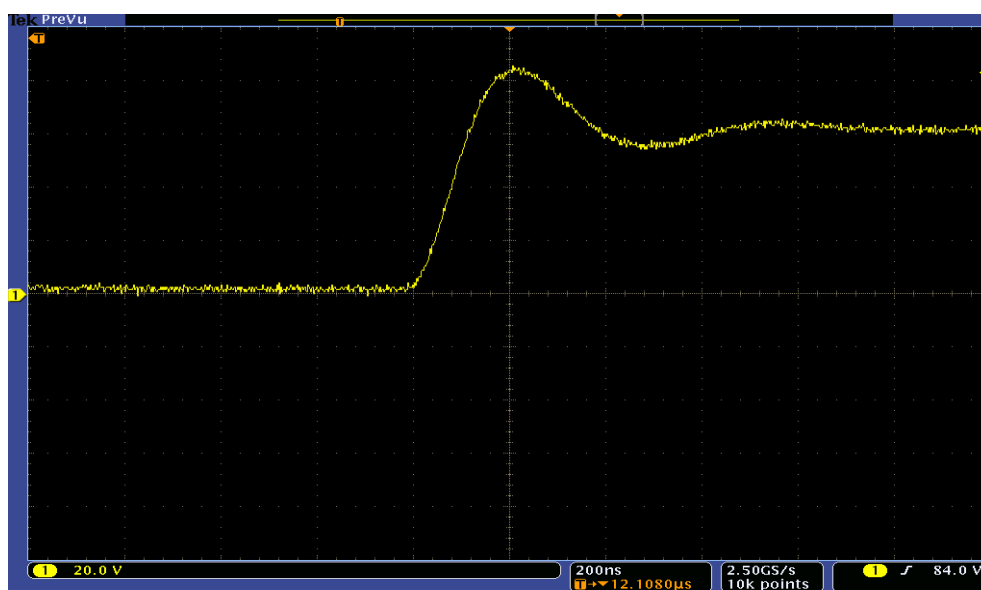
Obr. 6.2-9: Napětí na sekundárním vinutí naprázdno



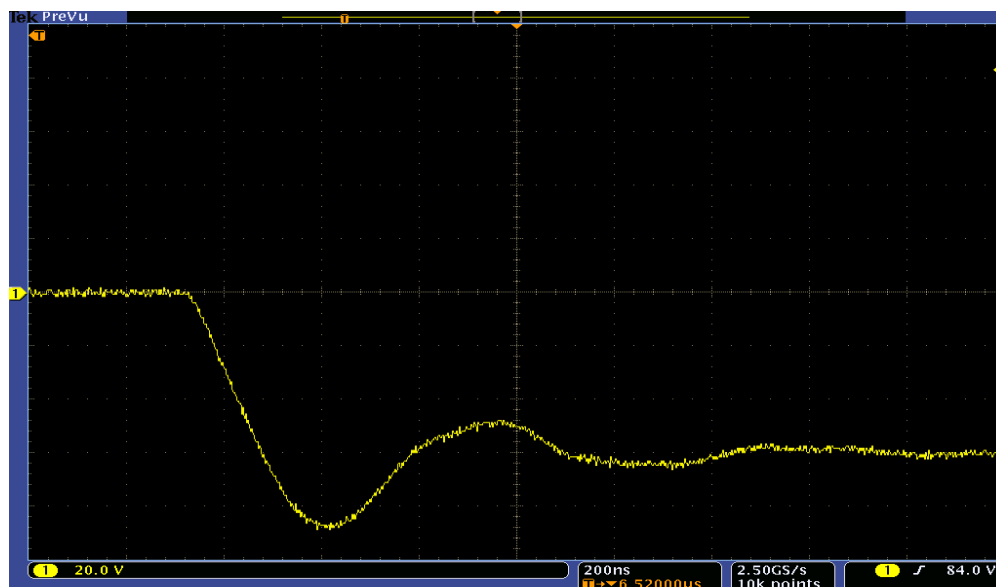
Obr. 6.2-10: Napětí na sekundární straně transformátoru při zatížení

Napětí naprázdno dosahuje ustálené hodnoty 75 V, což číselně odpovídá 6ti násobku vstupního napětí U_d dle poměru N_2 / N_1 . Při zatížení dochází k nárůstu napěťové špičky vlivem zvyšujícího se odběru proudu. Napěťová špička na záznamu dosahuje velikosti 92 V, po odeznění vlivu indukčnosti se napětí ustálí na hodnotě 60 V. Detaily kladných a záporných napěťových špiček jsou zobrazeny na Obr. 6.2-11 a Obr. 6.2-12.

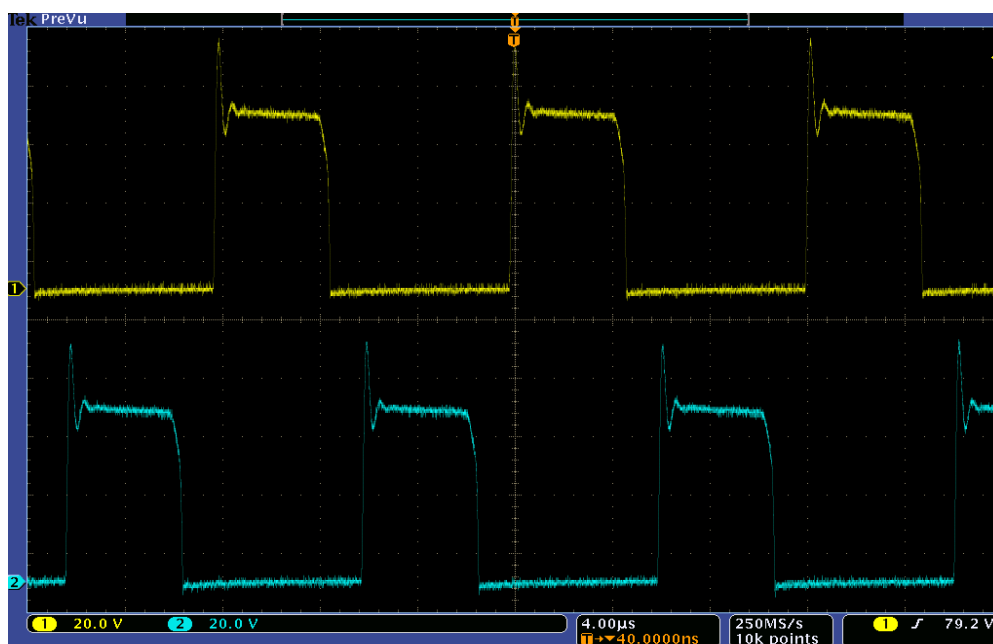
Dále bylo na Obr. 6.2-13 zaznamenáno napětí na usměrňovacích diodách při zatížení měniče. Napětí na diodách kopíruje napětí na sekundární straně vinutí s poklesem 0,8 V vlivem úbytku napětí na diodě.



Obr. 6.2-11: Detail kladné špičky sekundárního vinutí

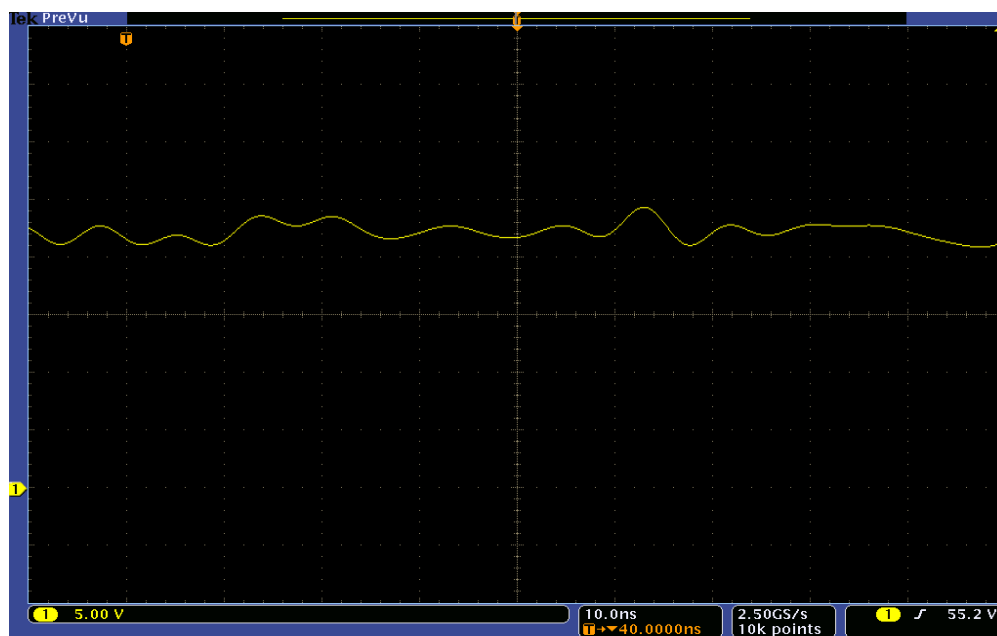


Obr. 6.2-12: Detail záporné špičky sekundárního vinutí

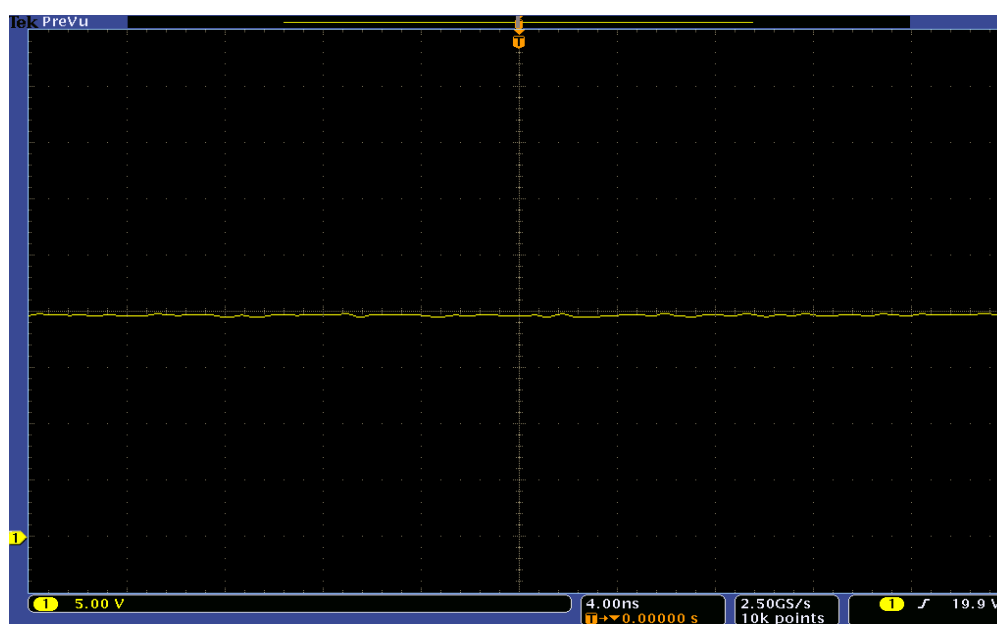


Obr. 6.2-13: Napětí na usměrňovacích diodách při zatížení

Posledním krokem měření bylo zaznamenání výstupního napětí měniče ve stavu naprázdno a při zatížení. Výstupní napětí naprázdno je zobrazeno na Obr. 6.2-15. Napětí při zatížení pak na Obr. 6.2-14. Napětí naprázdno dosahuje při plné střídě měniče hodnoty 25 V a kolísá v rozmezí ± 1 V. Napětí při zatížení bylo nastaveno na hodnotu 20 V a jeho zvlnění dosahuje $\pm 0,5$ V dle dříve navrhované hodnoty.



Obr. 6.2-15: Výstupní napětí měniče při stavu naprázdno

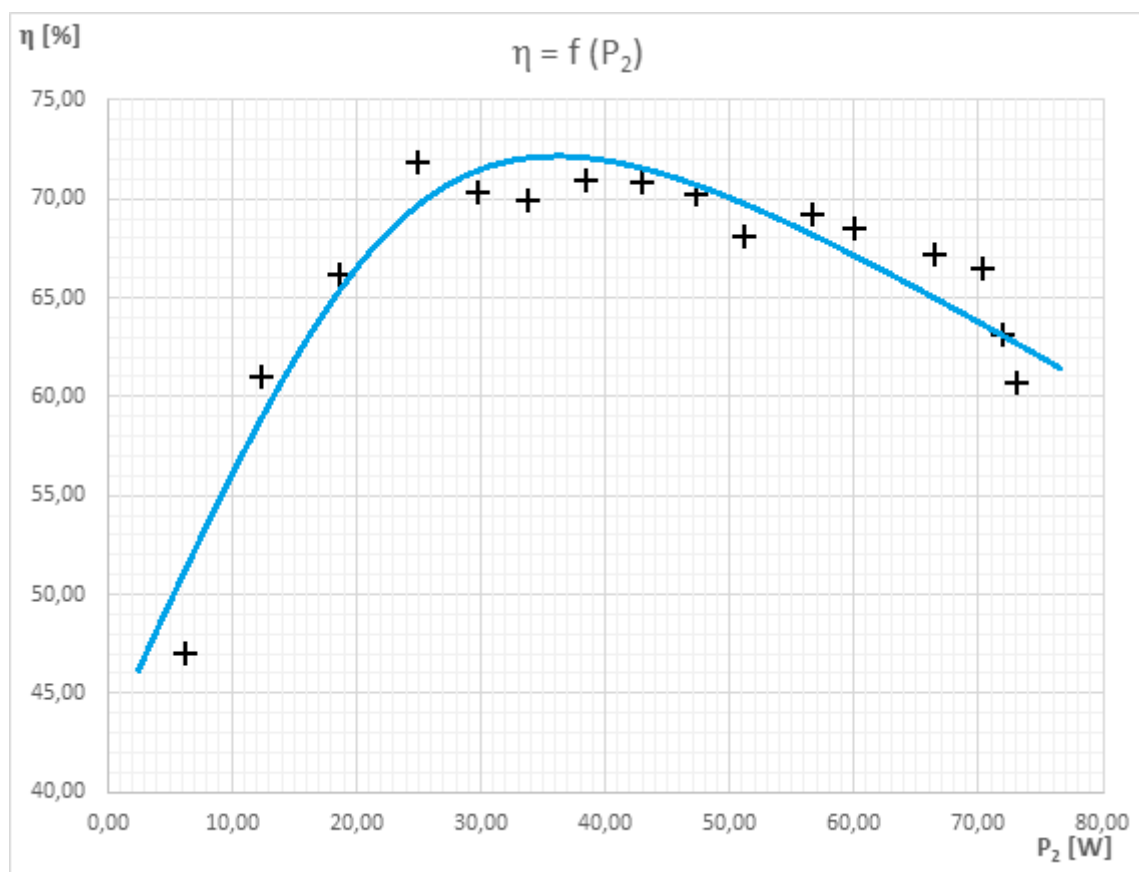


Obr. 6.2-14: Výstupní napětí měniče při zatížení

6.3 Účinnost měniče

U měniče bylo provedeno experimentální měření jeho účinnosti. Byly proměřeny průběhy nejprve pro konstantní napětí na výstupu měniče a to pro $U_2 = 5\text{ V}$, 9 V , 12 V a 20 V . Tato měření ověřila tvrdost měniče pro napěťové hladiny, na kterých se budou provozovat připojené zařízení. Poté byla proměřena závislost účinnosti při maximální střídě měniče. Výsledná účinnost měniče byla vynesena v závislosti na výstupním výkonu do zátěže. Účinnost měniče při konstantním výstupním napětí zobrazuje Obr. 6.3-1 a účinnost při maximální střídě Obr. 6.3-2.

Při měření byl použit laboratorní zdroj Statron $32\text{ V} / 24\text{ A}$ jako zdroj konstantního napětí $12,6\text{ V}$ a ampérmetrem byl odečítán střední proud ze zdroje, protože činný výkon ze zdroje konstantního napětí je úměrný střední hodnotě proudu. [1] Jako zátěž byl použit proměnný rezistor. Pro zjištění výkonu do zátěže bylo odečítáno výstupní napětí na rezistoru a střední proud z měniče, protože měnič se vůči rezistoru chová jako zdroj konstantního napětí, stejně jako napájecí zdroj vůči měniči. Změřené hodnoty napětí a proudů jsou uvedeny v Tab 6.3-1 až Tab 6.3-5 v příloze této práce.



Obr. 6.3-1: Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu

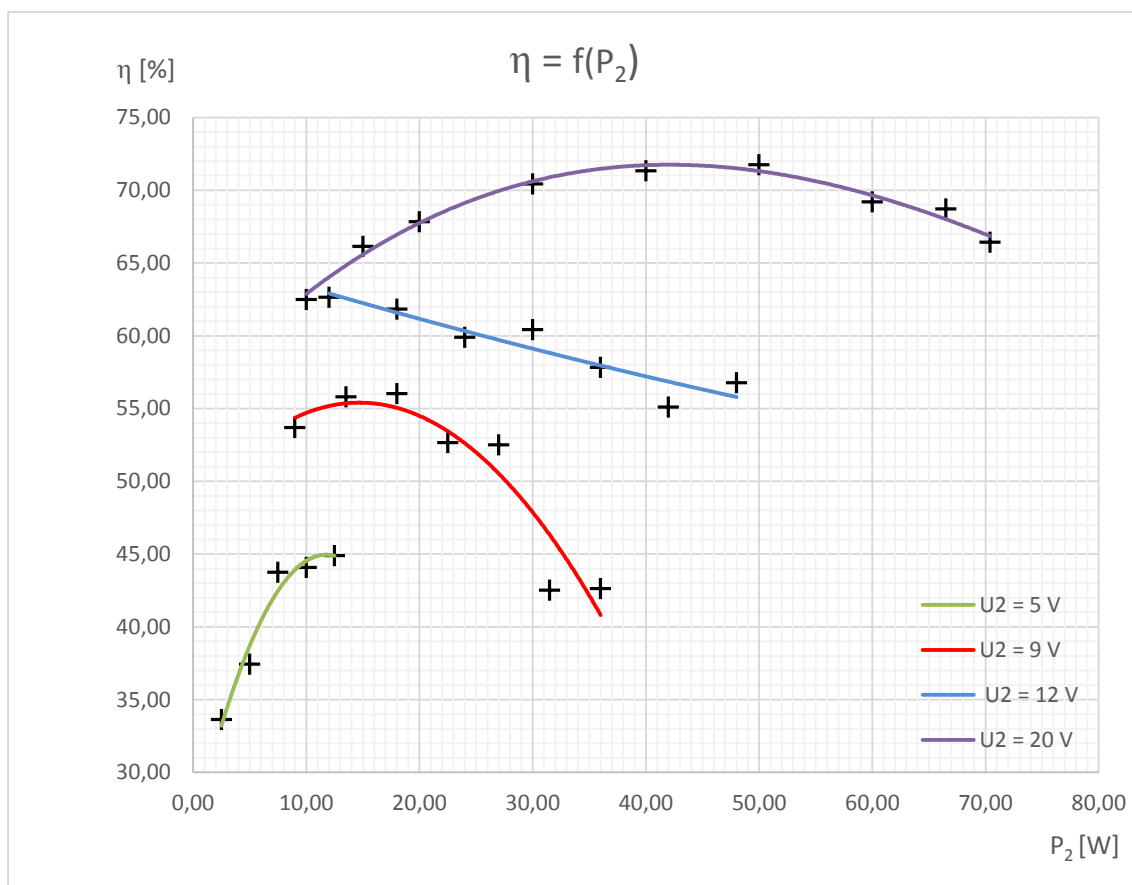
Maximální účinnost při plné střídě měniče je 72 % a odpovídá zatížení 25 W. Nízká výsledná účinnost měniče je způsobena vysokým úbytkem na rozptylové indukčnosti transformátoru. Úbytek napětí vzrůstá s odebíraným proudem, a proto při vzrůstajícím zatížení měniče účinnost dosahuje menších hodnot než při nižším zatížení. Zároveň měkký transformátor omezuje maximální výstupní výkon měniče, protože při odběru nad 2 A začíná být pokles výstupního napětí strmější a regulace již nedokáže tuto regulační odchylku vykrýt.

Nejlepším způsobem jak zamezit úbytku napětí na výstupu je převinout transformátor, protože rozptylová indukčnost dle (6.3-1) klesá se vzrůstajícím činitelem vazby k . Činitel vazby lze vylepšit navinutím primárního vinutí více paralelními lanovými vodiči, tedy místo použití 2 paralelních větví se použijí větve 3 nebo 4 o třetinovém popř. čtvrtinovém průřezu. Zvýšením počtu paralelních větví o menším průřezu dojde k vytvoření těsnější magnetické vazby a ke snížení rozptylové indukčnosti transformátoru. Další možností je zvýšení pracovní střídy měniče. Pro účely návrhu byla použita střída $s = 0,35$, je tedy vhodné zvolit při prvotním návrhu střídu nižší než 0,35 a zvýšit tak regulační rozsah. [4]

$$L_{\sigma} = L_1(1 - k^2) \quad (6.3-1)$$

Výslednou účinnost lze dále zvýšit použitím Shottkyho diod ve výstupním usměrňovači, které mají nižší úbytek napětí v propustném směru a rychlejší dobu zotavení než klasické diody. Pro snížení ztrát v polovodičích je možné použít tranzistory konstrukčně vytvořené na vyšší proudy, které mají nižší $R_{ds(on)}$, čímž dojde k poklesu ztrát vedením v tranzistoru. Zároveň ale dojde k nárůstu ztrát přepínacích, protože tranzistory s vyšším přenášeným proudem mají pomalejší dobu zapnutí a vypnutí. Poslední možností zvýšení účinnosti je zvýšení průřezů vodičů, použití tlustšího cuprexitu pro výrobu DPS, pocínování cest a jejich maximální zkrácení.

V Obr. 6.3-2 je dále vidět účinnost měniče při nižších hodnotách zatížení a konstantním výstupním napětím. Pro hodnoty 5, 9 a 12 V je charakteristika dokonale tvrdá vlivem použité regulace. Pro hodnotu 20 V byl při zatížení nad 60 W (3 A) zaznamenán pokles napětí právě vlivem úbytku napětí na rozptylové indukčnosti transformátoru. Díky dostatečně tvrdé výstupní zatěžovací charakteristice pro menší hodnoty napětí lze měnič použít pro napájení spotřebičů, jako jsou mobilní telefony, mrazicí boxy, notebooky s příkonem do 65 W či ruční vysavače.



Obr. 6.3-2: Závislost účinnosti na výstupním výkonu při konstantním napětí

7 ZÁVĚR

Úkolem bakalářské práce bylo analyzovat měnič v topologii push – pull, provést elektromagnetický návrh výkonových částí měniče, napěťově a tepelně dimenzovat použité polovodiče, provést návrh řídicích a regulačních obvodů a vše prakticky zrealizovat a ověřit navrhované parametry.

Analýza topologie push – pull je provedena v 2. kapitole. Je zde podrobně popsán průběh důležitých fyzikálních veličin v obvodové části a provedena volba výstupního usměrňovače, který byl zvolen v zapojení proudového zdvojovače, z důvodu nižšího celkového úbytku napětí než při můstkovém zapojení a také pro lepší realizaci samotného transformátoru.

Návrh výkonové části ve 3. kapitole popisuje výpočet výstupního LC filtru, elektromagnetický návrh tlumivky a impulsního transformátoru. Výstupní kapacita byla realizována paralelním spojením čtyř 1 μF elektrolytických a tří 220 nF bezindukčních polypropylenových kondenzátorů. Tlumivka byla realizována na horizontální kostře s jádrem ETD-34 CF139. Navinuto bylo 79 závitů vodičem o průměru $d = 1,05$ mm. Výsledná indukčnost tlumivky je $L = 940$ μH a sériový odpor $R_s = 9,3$ m Ω .

Transformátor byl realizován na vertikální kostře ETD3913vp s feritovým jádrem ETD 39 - CF 139. Primární vinutí bylo navinuto dvěma paralelními větvemi o $N_1 = 3$. Vodič primárního vinutí byl použit Rupalit 70 x 0,15 mm o celkovém průřezu $S_{prim} = 1,9$ mm². Sekundární vinutí bylo navinuto $N_2 = 18$, vodičem Rupalit 480 x 0,071 mm o průřezu $S_{sec} = 1,23$ mm².

V rámci napěťového a tepelného dimenzování polovodičových součástek byly dimenzovány spínací tranzistory a sekundární usměrňovací diody. Spínací tranzistor byl vybrán IRLI 2910 o parametrech $I_D = 31$ A, $I_{sp} = 190$ A a $U_{DS} = 100$ V. Celkové ztráty na tranzistoru vlivem vedení a spínání byly vyčísleny na $P_{ztr} = 3,77$ W. Oba tranzistory byly umístěny na společný hliníkový chladič. Usměrňovací diody byly zvoleny BYW-200 o parametrech $I_s = 8$ A a $U_{KA} = 200$ V. Celkový ztrátový výkon byl vyčíslen na $P_{ztr} = 3,38$ W. Taktéž obě usměrňovací diody byly umístěny na společný chladič.

Jako PWM modulátor byl použit integrovaný obvod SG3525AN. Kmitočet spínání byl nastaven na hodnotu $f = 81,4$ kHz a deadtime na $t_0 = 1,9$ μs . Buzení výkonových tranzistorů bylo realizováno komplementární dvojicí tranzistorů BC 337 a BC 327 napájené z výstupu IO SG3525AN. Pro napájení regulačních a řídicích obvodů byl použit integrovaný DC / DC měnič Meanwell DCW12A – 15, který vstupní napětí 12 V mění na ± 15 V. Regulace výstupních veličin byla

realizována pomocí nadřízené napěťové smyčky s nastavitelným proudovým omezením a s podřízenou proudovou smyčkou.

Na realizovaném měniči byly ověřeny požadované výstupní parametry při vstupním napětí $U_{vst} = 12,6$ V. Měnič reguluje výstupní napětí do zátěže od 0 V do 25 V. Maximální proud dodávaný z měniče je omezen regulačními obvody na 5 A. Maximální testovaný výkon do zátěže byl 73 W při výstupním proudu 5 A a výstupním napětí 14,6 V. Při proměřování účinnosti měniče a zatěžovacích charakteristik, byl zjištěn veliký pokles výstupního napětí při zatížení, z důvodu vysoké rozptylové indukčnosti. Dále byla ověřena tvrdost výstupního napětí na napěťových hladinách 5 V, 9 V, 12 V a 20 V, aby byla ověřena možnost budoucího napájení zamýšlených spotřebičů v automobilové síti. I přes vysokou rozptylovou indukčnost transformátoru je výstupní napětí na nižších napěťových hladinách bez úbytku napětí. Pouze pro napětí 20 V začíná napětí na výstupu klesat od proudového odběru 3,5 A.

Měnič je instalován do plechové přístrojové krabice o rozměrech 234 x 124 x 217 mm a je doplněn voltmetrem, ampérmetrem, spínačem on / off, a pojistkou na 20 A. Za účelem ověření funkčnosti byla do hotového zařízení přidána autobaterie jako typický zdroj pro měnič. Fotografie hotového zařízení se nachází v příloze této práce. Schémata zapojení byly kresleny v programu profiCAD, časové průběhy důležitých obvodových veličin v programu DIA.

Literatura

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané stati z výkonové elektroniky: svazek I, Tepelné jevy, činný výkon*. Brno: PC-DIR, 1995, 61 s. ISBN 80-214-0665-8.
- [2] VOLEK, M. *Inovace automobilového alternátoru*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 60s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Vítězslav Hájek, CSc.
- [3] Olověné automobilové akumulátory konstrukce [online]. [cit. 2017-15-12] Dostupné z: http://www.zvlasak.net/baterie_s.pdf
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUT IUM, 2011, 564 s. : il. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] NOVOTNÝ, Vlastislav, Miroslav PATOČKA a Pavel VOREL. *Napájení elektronických zařízení*. Brno: FEI VUT, 1999, 129 s. ISBN 80-214-1090-6.
- [6] ETD 39/20/13 FERROXCUBE [online]. [cit 2017-20-11] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/cac9af39324fd790b37bb49baaab9900/etd39.pdf>
- [7] ETD 29/16/10 FERROXCUBE [online]. [cit 2017-28-11] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/0dfce89d958c279ea39685a9fb1fb703/etd29.pdf>
- [8] International IOR IRLI2910 [online]. [cit 2018-1-4] Dostupné z: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irli2910.pdf>
- [9] VISHAY Ultrafast rectifier BYWF29-100 [cit 2017-15-12] Dostupné z: <https://www.tme.eu/cz/Document/790556aab829d37206981e2788c84f87/BYW29-200-E3-45.pdf>
- [10] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: Prezentace 1*. Brno: FEKT VUT.
- [11] Výpočty chlazení elektronických součástí [online]. [cit. 2017-27-12] Dostupné z: <http://www.souch.cz/dok/e/chlazení.pdf>
- [12] On Semiconductor SG3525AN [online]. [cit. 2017-29-12] Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/SG3525A-D.PDF>

- [13] FOLPRECHT, M. Síťový spínaný zdroj. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 57s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka
- [14] PATOČKA Miroslav, VOREL Pavel – Řídicí elektronika 2.díl – Aktivní obvody. FEKT VUT skriptum.
- [15] MEAN WELL DCW03A-15 [online]. [cit. 2018-02-01] Dostupné z: <https://www.czech-meanwell.cz/fotky10575/fotov/DCW03-spec.pdf>
- [16] Použití blokovacích kondenzátorů při návrhu DPS [online].[cit. 2018-4-4] Dostupné z: <http://www.slaboproudyobzor.cz/files/20130308.pdf>

Seznam symbolů, veličin a zkratek

Symbol	Význam	Jednotka
A	útlum filtru	[-]
AC	střídavé napětí	
A_{dB}	útlum filtru v decibelech	[dB]
B	magnetická indukce	[T]
B_{max}	maximální hodnota indukce	[T]
C	kapacita	[F]
C_T	hodnota kondenzátoru pro nastavení spínací frekvence	[F]
d	průměr vodiče	[m]
D_A	dioda A v usměrňovači	
D_B	dioda B v usměrňovači	
DC	stejnosměrné napětí	
d_{Cup}	průměr vodiče primárního vinutí	[m]
d_{Cus}	průměr vodiče sekundárního vinutí	[m]
d_{vf}	průměr dílčího vodiče vysokofrekvenčního lanka	[m]
EMC	elektronické rušení	
f	frekvence	[Hz]
f_0	vlastní kmitočet filtru	[Hz]
FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií	
H_2SO_4	kyselina sírová	
$I, i(t)$	elektrický proud	
i_1	proud primárním vinutím	[A]
i_2	proud sekundárním vinutím	[A]
I_C	kolektorový proud	[A]
I_{Cef}	efektivní hodnota proudu kondenzátoru	[A]
I_D	stálý proud diodou	[A]
I_{Def}	efektivní hodnota proudu diodou	[A]
I_{Ds}	střední hodnota proudu diodou	[A]
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	[A]
I_{efp}	efektivní proud primárním vinutím	[A]
I_{efs}	efektivní proud sekundárním vinutím	[A]
I_{max}	maximální proud tlumivkou	[A]
IO	integrovaný obvod	
I_{out}	výstupní proud	[A]
I_s	střední proud polovodičem	[A]

I_{sk}	skutečný proud	[A]
I_{sp}	špičkový proud polovodičem	[A]
I_z	střední hodnota proudu zátěže	[A]
$I_{\dot{z}}$	žádaný proud	[A]
i_{μ}	magnetizační proud	[A]
$i_{\mu 1}$	magnetizační proud primárním vinutím	[A]
$I_{\mu max}$	maximální magnetizační proud	[A]
k	činitel vazby	[-]
$K(p)$	přenos setrvačného členu	
k_{pCu}	činitel plnění vinutí	[-]
k_{pFe}	činitel plnění železa v jádře	[-]
k_z	činitel zatížení	[-]
L	indukčnost	[H]
L_1	indukčnost primárního vinutí	[H]
LC	dolní propust tvořená cívkou a kondenzátorem	
l_{Fe}	efektivní délka magnetického obvodu	[m]
L_R	rozptylová indukčnost primárního vinutí	[H]
L_s	parazitní sériová indukčnost	[H]
l_v	délka vzduchové mezery	[m]
L_{σ}	rozptylová indukčnost primárního vinutí	[H]
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor	
N	počet závitů	[-]
n	počet dílčích vodičů	[-]
N_1	počet primárních závitů	[-]
n_1	počet dílčích vodičů primárního vinutí	[-]
N_1/N_2	poměr primárních a sekundárních závitů	[-]
N_2	počet sekundárních závitů	[-]
n_2	počet dílčích vodičů sekundárního vinutí	[-]
OZ	operační zesilovač	
$P, p(t)$	tepelný výkon	[W]
PbO ₂	oxid olovičitý	
P_{Cztr}	celkový ztrátový výkon tranzistoru	[W]
PI	proporcionálně integrační regulátor	
P_{max}	maximální přenášený výkon transformátoru	[W]
PWM	Pulse width modulator	
P_z	činný výkon	[W]
P_{ztr}	ztrátový výkon	[W]

$Q, q(t)$	elektrický náboj	[C]
R	elektrický odpor	[Ω]
RCD	zapojení odlehčovacího obvodu	
R_D	diferenciální odpor diody	[Ω]
R_{DSon}	odpor kanálu při sepnutí	[Ω]
RL	indukčně odporová zátěž	
R_s	parazitní sériový odpor kondenzátoru	[Ω]
R_T	hodnota rezistoru pro nastavení spínací frekvence	[Ω]
R_{θ}	tepelný odpor	[°C/W]
$R_{\theta H}$	tepelný odpor chladiče	[°C/W]
$R_{\theta CH}$	tepelný stykový odpor mezi chladičem a pouzdrem	[°C/W]
$R_{\theta JC}$	tepelný stykový odpor mezi pouzdrem a čipem	[°C/W]
s	střída měniče	[-]
S	průřez magnetického obvodu	[mm ²]
S_{Cu}	průřez vodiče	[mm ²]
S_{Cun}	nový, přepočítaný průřez vodiče	[mm ²]
S_{Cup}	průřez vodiče primárního vinutí	[mm ²]
S_{Cus}	průřez vodiče sekundárního vodiče	[mm ²]
S_{Fe}	skutečný průřez jádra	[mm ²]
S_j	vypočítaný průřez jádra	[mm ²]
S_{max}	maximální střída	[-]
S_O	velikost plochy pro vinutí tlumivky, transformátoru	[mm ²]
S_{prim}	reálný průřez primárního vinutí	
S_{sec}	reálný průřez sekundárního vinutí	
S_{vf}	průřez dílčího vodiče vysokofrekvenčního lanka	[mm ²]
T	perioda	[s]
$T, T(t)$	termodynamická teplota	[K]
T_0	teplota okolí	[°C]
t_0	doba deadtime	
T_1	spínací tranzistor 1	
T_2	spínací tranzistor 2	
$t_{D(off)}$	doba nárůstu napětí při vypínání	[s]
t_{Don}	doba poklesu napětí na 0 při zapínání	[s]
$t_{dstř}$	ekvivalentní časová konstanta setrvačného členu	[s]
t_f	doba poklesu proudu na 0	[s]
T_{max}	maximální provozní hodnota čipu součástky	[°C]

t_{off}	doba vypnutí tranzistoru	[s]
t_{on}	doba zapnutí tranzistoru	[s]
t_r	čas nárůstu proudu při spínání	[s]
$U, u(t)$	elektrické napětí	[V]
u_1	napětí na primárním vinutí měniče	[V]
u_{1A}	napětí na části A primárního vinutí	[V]
$U_{3\dot{s}p}$	konstantní špičkové napětí ekvivalentního obvodu	[V]
U_{CE}	napětí kolektor - emitor	[V]
U_d	mezilehlé stejnosměrné napětí	[V]
U_{ds}	napětí drain - source	[V]
U_{DSS}	napětí drain - source tranzistoru	[V]
U_{gs}	napětí gate - source	
U_{KA}	závěrné napětí	[V]
U_p	prahové napětí diody	[V]
$U_{výst}$	výstupní napětí z operačního zesilovače	[V]
U_z	střední hodnota napětí na zátěži	[V]
VUT	Vysoké učení technické	
$W, w(t)$	tepelná energie	[W]
W_{off}	ztrátová energie při vypínání	[J]
W_{on}	ztrátová energie při zapínání	[J]
x	parametr rovnice, souřadnice	[-]
y	výsledek rovnice, souřadnice	[-]
δ	hloubka vniku	[m]
ΔI	zvlnění proudu	[A]
$\Delta T, \Delta \theta$	oteplení	[K; °C]
ΔU	zvlnění napětí	[V]
η	účinnost	[-]
μ_0	permeabilita	[-]
μ_r	relativní permeabilita	[H/m]
π	Ludolfovo číslo	[-]
ρ	rezistivita vodiče	[Ωm]
σ	proudová hustota	[A/mm ²]
τ	časová konstanta	[s]
$\phi, \phi(t)$	elektrický potenciál	[-]
Φ	magnetický tok	[Wb]

Přílohy:

$\mu = f(P_2)$ při $U_2 = 5\text{ V}$						
U_1 [V]	I_1 [A]	P_1 [W]	U_2 [V]	I_2 [A]	P_2 [W]	μ [%]
12,60	0,59	7,43	5,00	0,50	2,50	33,63
12,60	0,94	11,84	5,00	1,00	5,00	42,22
12,60	1,36	17,14	5,00	1,50	7,50	43,77
12,60	1,80	22,68	5,00	2,00	10,00	44,09
12,60	2,21	27,85	5,00	2,50	12,50	44,89

Tab 6.3-1: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 5\text{ V}$

$\mu = f(P_2)$ při $U_2 = 9\text{ V}$						
U_1 [V]	I_1 [A]	P_1 [W]	U_2 [V]	I_2 [A]	P_2 [W]	μ [%]
12,60	1,33	16,76	9,00	1,00	9,00	53,71
12,60	1,92	24,19	9,00	1,50	13,50	55,80
12,60	2,55	32,13	9,00	2,00	18,00	56,02
12,60	3,39	42,71	9,00	2,50	22,50	52,68
12,60	4,08	51,41	9,00	3,00	27,00	52,52
12,60	5,88	74,09	9,00	3,50	31,50	42,52
12,60	6,70	84,42	9,00	4,00	36,00	42,64

Tab 6.3-2: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 9\text{ V}$

$\mu = f(P_2)$ při $U_2 = 12\text{ V}$						
U_1 [V]	I_1 [A]	P_1 [W]	U_2 [V]	I_2 [A]	P_2 [W]	μ [%]
12,60	1,52	19,15	12,00	1,00	12,00	62,66
12,60	2,31	29,11	12,00	1,50	18,00	61,84
12,60	3,18	40,07	12,00	2,00	24,00	59,90
12,60	3,94	49,64	12,00	2,50	30,00	60,43
12,60	4,94	62,24	12,00	3,00	36,00	57,84
12,60	6,05	76,23	12,00	3,50	42,00	55,10
12,60	6,71	84,55	12,00	4,00	48,00	56,77

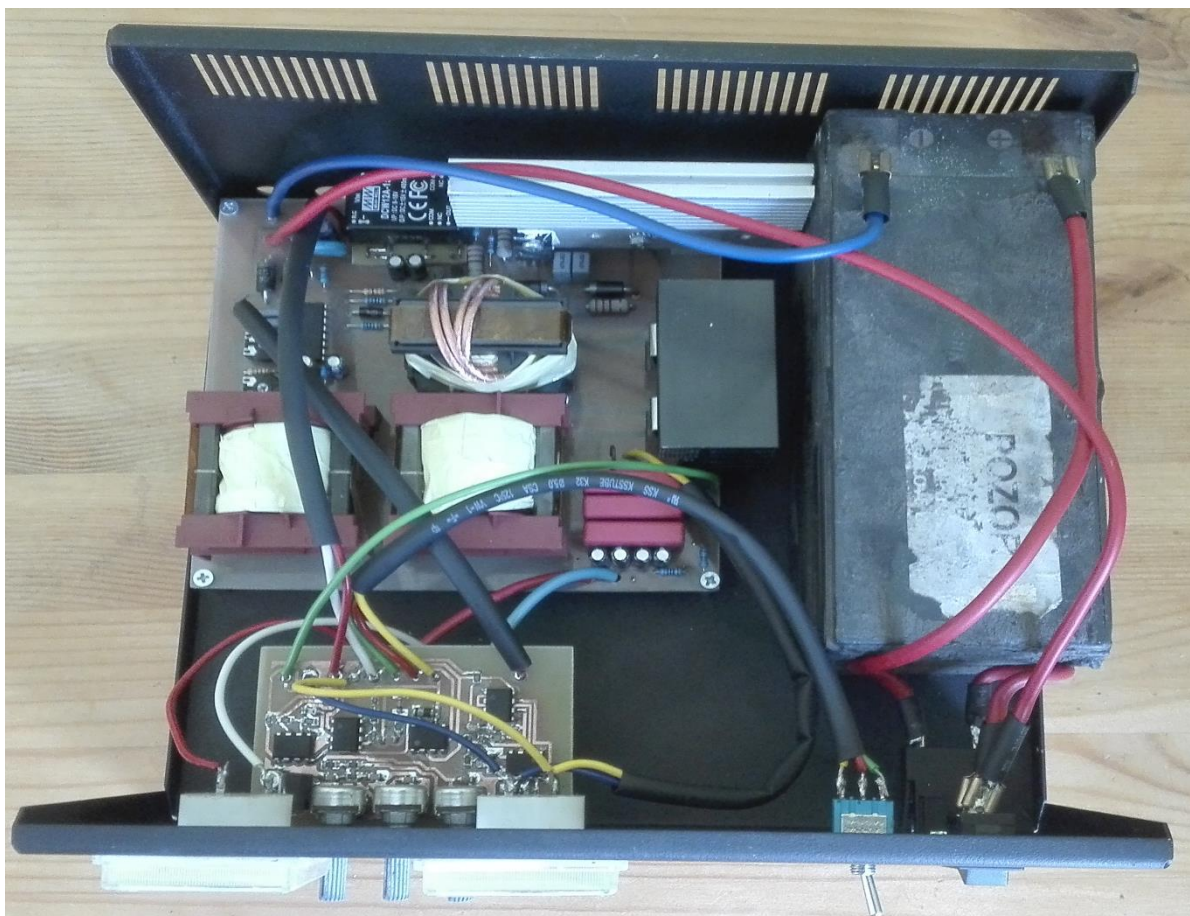
Tab 6.3-3: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 12\text{ V}$

$\mu = f(P_2)$ při $U_2 = 20\text{ V}$						
$U_1 [\text{V}]$	$I_1 [\text{A}]$	$P_1 [\text{W}]$	$U_2 [\text{V}]$	$I_2 [\text{A}]$	$P_2 [\text{W}]$	$\mu [\%]$
12,60	1,27	16,00	20,00	0,50	10,00	62,49
12,60	1,80	22,68	20,00	0,75	15,00	66,14
12,60	2,34	29,48	20,00	1,00	20,00	67,83
12,60	3,38	42,59	20,00	1,50	30,00	70,44
12,60	4,45	56,07	20,00	2,00	40,00	71,34
12,60	5,53	69,68	20,00	2,50	50,00	71,76
12,60	6,88	86,69	20,00	3,00	60,00	69,21
12,60	7,68	96,77	19,00	3,50	66,50	68,72
12,60	8,41	105,97	17,60	4,00	70,40	66,44

Tab 6.3-4: Závislost účinnosti měniče na výkonu při $U_2 = 20\text{ V}$

$\mu = f(P_2)$ při S_{max}						
$U_1 [\text{V}]$	$I_1 [\text{A}]$	$P_1 [\text{W}]$	$U_2 [\text{V}]$	$I_2 [\text{A}]$	$P_2 [\text{W}]$	$\mu [\%]$
12,60	1,05	13,23	24,90	0,25	6,23	47,05
12,60	1,62	20,41	24,90	0,50	12,45	60,99
12,60	2,24	28,22	24,90	0,75	18,68	66,17
12,60	2,75	34,65	24,90	1,00	24,90	71,86
12,60	3,36	42,34	23,80	1,25	29,75	70,27
12,60	3,83	48,26	22,50	1,50	33,75	69,94
12,60	4,31	54,31	22,00	1,75	38,50	70,89
12,60	4,82	60,73	21,50	2,00	43,00	70,80
12,60	5,34	67,28	21,00	2,25	47,25	70,22
12,60	5,97	75,22	20,50	2,50	51,25	68,13
12,60	6,50	81,90	20,60	2,75	56,65	69,17
12,60	6,95	87,57	20,00	3,00	60,00	68,52
12,60	7,86	99,04	19,00	3,50	66,50	67,15
12,60	8,41	105,97	17,60	4,00	70,40	66,44
12,60	9,05	114,03	16,00	4,50	72,00	63,14
12,60	9,55	120,33	14,60	5,00	73,00	60,67

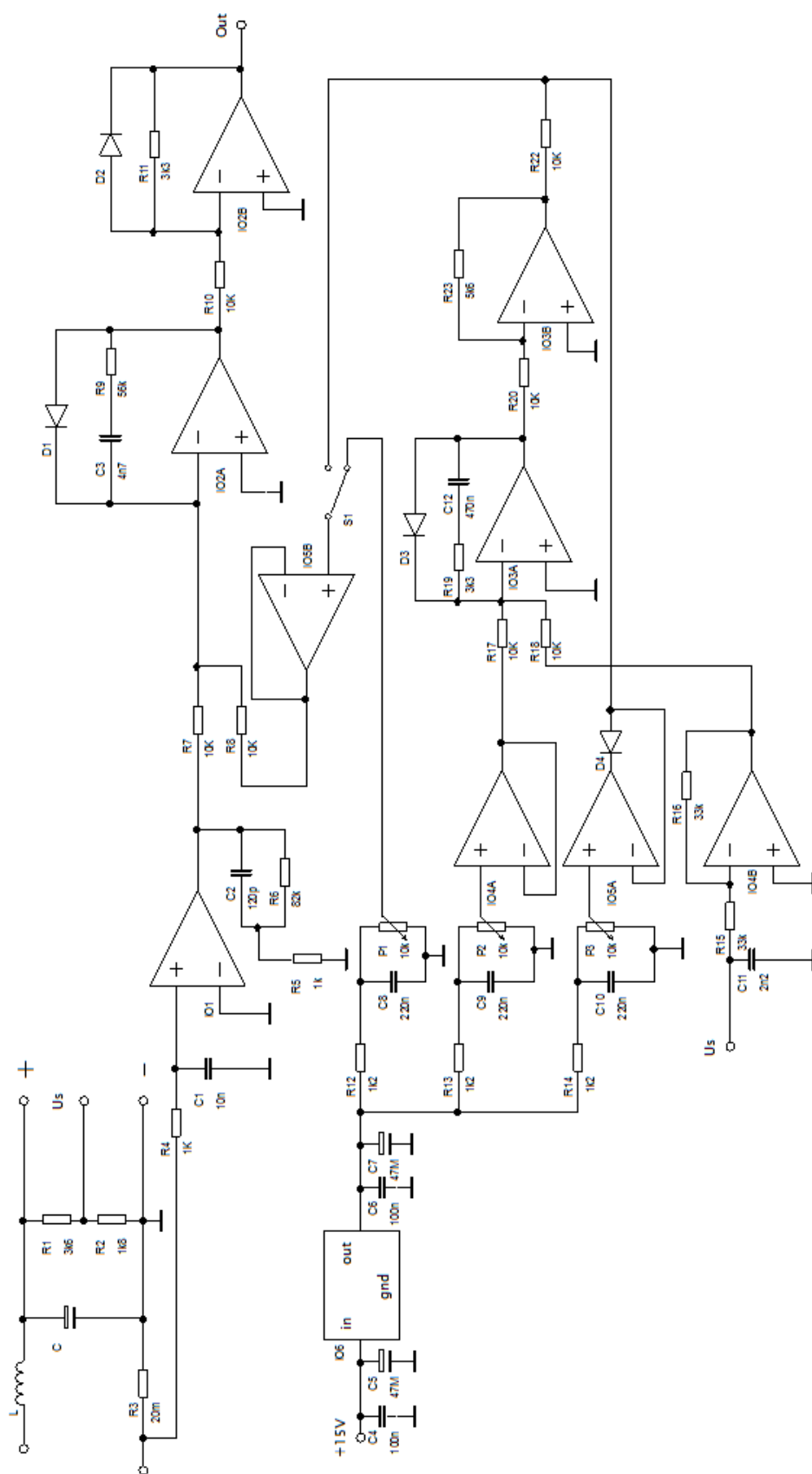
Tab 6.3-5: Závislost účinnosti měniče na výkonu při S_{max}



Obr. 7 - 2: Pohled do vnitřní části hotového výrobku



Obr. 7 - 1: Pohled na hotový výrobek



Obr. 5.4- 1: Schéma zapojení regulačních obvodů; převzato z [13]