

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE



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 SVAŘOVÁNÍ STEJNOSMĚRNÝM PROUDEM

CONVERTER FOR DC WELDING

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Petr Siuda

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

BRNO 2016

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Petr Siuda

ID: 146097

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Měnič pro svařování stejnosměrným proudem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete obvodově i konstrukčně spínaný zdroj stejnosměrného proudu pro obloukové svařování. Zdroj bude zapojen jako jednočinný nebo dvojčinný propustný měnič s impulsním transformátorem.
2. Zdroj podle bodu 1 realizujete.
3. Měřením ověřte parametry zdroje.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.

Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 21.9.2015

Termín odevzdání: 24.5.2016

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka

Konzultant diplomové práce:

Ing. Ondřej Vítek, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá obvodovým a konstrukčním návrhem výkonového měniče, který se bude využívat pro svařování stejnosměrným elektrickým obloukem. Samotný měnič je založen na principu dvou jednočinných propustných měničů, pracujících v protitaktu do společné zátěže. Měnič pracuje na frekvenci 60kHz a jeho výstupní proud lze regulovat od 0 – 100A. Svářečka je vybavena regulací na konstantní proud nebo výkon. Zařízení je napájeno z jednofázové sítě 230V.

Abstract

This master's thesis with the peripheral and structural design of power converter that will be used for DC welding. The drive itself is based on the principle of two single-acting permeable converters operating in counter strokes to a mutual load. The inverter operates at a frequency of 60kHz, and its output current can be controlled from 0 - 100A. Welder is equipped with a variable constant current or power adjustment. The device is powered from a single-phase 230V.

Klíčová slova

Svařování stejnosměrným elektrickým obloukem, jednočinný měnič, impulsní transformátor, výstupní tlumivka, budič tranzistorů, regulace výstupního proudu, regulace výstupního výkonu.

Keywords

DC welding arc, single acting changer, pulse transformer, reactor, driver transistors, output current regulation, regulation of output power.

Bibliografická citace

SIUDA, P. *Měnič pro svařování stejnosměrným proudem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 52 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou diplomovou práci na téma Měnič pro svařování elektrickým obloukem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že jsem v souvislosti s vytvořením této diplomové práce neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne

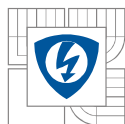
Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

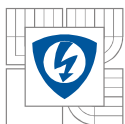
Podpis autora



OBSAH

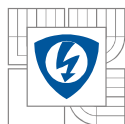
Obsah

1 ÚVOD	12
2 ANALÝZA VHODNÝCH VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ	13
2.1 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ	13
2.1.1 PRINCIP FUNKCE	13
2.1.2 PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDŮ V MĚNIČI	14
2.2 DVA JEDNOČINNÉ PROPUSTNÉ MĚNIČE PRACUJÍCÍ DO SPOLEČNÉ ZÁTĚŽE	16
2.2.1 PRINCIP FUNKCE	16
2.2.2 PRŮBĚHY NAPĚTÍ A PROUDŮ V MĚNIČI	17
2.3 DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ	18
2.3.1 PRINCIP FUNKCE	18
2.4 BILANCE VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ	20
3 NÁVRH VÝKONOVÉHO MĚNIČE	21
3.1 NÁVRH VÝKONOVÉHO IMPULSNÍHO TRANSFORMÁTORU	21
3.2 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY	23
3.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ MĚNIČE	25
3.3.1 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ SPÍNACÍCH TRANZISTORŮ	25
3.3.2 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ PRIMÁRNÍCH NULOVÝCH DIOD	25
3.3.3 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ SEKUNDÁRNÍCH NULOVÝCH DIOD	25
3.3.4 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ SEKUNDÁRNÍCH USMĚRŇOVACÍCH DIOD	26
3.4 VÝPOČET ZTRÁT V POLOVODIČÍCH	26
3.4.1 VÝPOČET ZTRÁT V SEKUNDÁRNÍCH USMĚRŇOVACÍCH A NULOVÝCH DIODÁCH	26
3.4.2 VÝPOČET ZTRÁT VE SPÍNACÍCH TRANZISTORECH	29
3.5 NÁVRH CHLADIČŮ	29
3.5.1 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE SPÍNACÍCH TRANZISTORŮ	30
3.5.2 VÝPOČET TEPELNÉHO ODPORU CHLADIČE PRO SEKUNDÁRNÍ DIODY	30
3.6 NÁVRH BUDIČE TRANZISTORŮ	33
3.7 NÁVRH ŘÍDICÍCH OBVODŮ	35
3.7.1 VLASTNÍ NÁVRH REGULAČNÍHO OBVODU	36
3.7.2 NÁSOBIČKA	38
3.7.3 NÁVRH PWM MODULÁTORU	39
4 REALIZACE A MĚŘENÍ	40
4.1 NÁVRH A VÝROBA PLOŠNÝCH SPOJŮ	40
4.2 VÝROBA A OŽIVENÍ MĚNIČE	40
4.3 MĚŘENÍ NA VÝKONOVÉM MĚNIČI	44
5 ZÁVĚR	51
LITERATURA	52

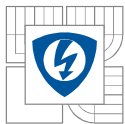


SEZNAM OBRÁZKŮ

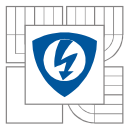
Obr. 1 - Zapojení jednočinného propustného měniče	13
Obr. 2 - průběh spínání tranzistorů.....	14
Obr. 3 - průběhy napětí a proudů v jednočinném propustném měniči. Obrázek je převzat z [1], [2].....	15
Obr. 4 - zapojení dvou jednočinných propustných měničů	16
Obr. 5 - řídicí signály tranzistorů	17
Obr. 6 - průběhy výstupních napětí a proudů dvou jednočinných měničů pracujících do společné zátěže	17
Obr. 7 - zapojení dvojčinného propustného měniče.....	18
Obr. 8 - průběhy napětí a proudů dvojčinného propustného měniče. Obrázek je převzat z [1], [2].	19
Obrázek 9 – dvě feritová jádra SEMIC4919 zapojená paralelně	22
Obr. 10 - Tepelné schéma chlazení jedné součástky	29
Obr. 11 - schéma silové části měniče	32
Obr. 12 - Budič spínacích tranzistorů	33
Obr. 13 - průběhy proudů a napětí v jednočinném propustném měniči s demagnetizací do ZD. Převezato z [1], [2]	33
Obr. 14 - schéma kompletního budiče.....	35
Obr. 15 - blokové schéma regulačních smyček	36
Obr. 16 - schéma regulačních obvodů	37
Obr. 17 - schéma analogové násobičky.....	39
Obr. 18 - schéma PWM modulátoru	40
Obr. 19 - Primární strana výkonového měniče	41
Obr. 20 - Sekundární strana výkonového měniče.....	41
Obr. 21 - Pohled na celou výkonovou část měniče	42
Obr. 22 - pohled na desku s řídicími členy.....	42
Obr. 23 - Výstupní tlumivka	43
Obr. 24 – Použitý bočník 100mV/100A	43
Obr. 25 - Napětí U_{GE} na mřížce tranzistoru	44
Obr. 26 - Detail náběžné hrany napětí U_{GE}	44
Obr. 27 - Detail sestupné hrany napětí U_{GE}	45
Obr. 28 - Napětí na sekundárním vinutí budicího transformátoru	45
Obr. 29 - Detail náběžné hrany napětí na sekundární straně budicího transformátoru.....	45



Obr. 30 - Detail sestupné hrany napětí na sekundární straně budícího transformátoru	46
Obr. 31 - Napětí U_{CE}	46
Obr. 32 - Detail náběžné hrany napětí U_{CE}	46
Obr. 33 - Detail sestupné hrany napětí U_{CE}	47
Obr. 34 - Napětí na sekundární straně impulsního transformátoru	47
Obr. 35 - detail náběžné hrany napětí na sekundární straně impulsního transformátoru	47
Obr. 36 - Detail sestupné hrany napětí na sekundární straně impulsního transformátoru	48
Obr. 37 - Napětí na sekundární usměrňovací diodě	48
Obr. 38 - Detail napětového překmitu na sekundární usměrňovací diodě	48
Obr. 39 - Napětí na sekundární nulové diodě	49
Obrázek 40 - Detail napětového překmitu na sekundární nulové diodě	49
Obr. 41 - Napětí U_{CE} tranzistoru v budiči	49
Obr. 42 - Napětí na sekundárních nulových diodách při práci obou měničů	50
Obr. 43 - Proud 30A tekoucí výstupní tlumivkou	50

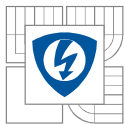


SEZNAM TABULEK



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

A_L	konstanta feritového jádra	(nH N ⁻²)
B_{max}	maximální hodnota magnetické indukce	(T)
B_r	remanentní hodnota magnetické indukce	(T)
C	kapacita	(F)
d_{Cu}	průměr vodiče	(m)
IO	integrovaný obvod	
$I_d, I_{stř}$	střední hodnota proudu	(A)
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	(A)
IGBT	insulated gate bipolar transistor, bipolární tranzistor s izolovaným hradlem	
I_{sp}	špičková hodnota proudu	(A)
I_z	proud zátěže (výstupní proud)	(A)
I_d	proud odebíraný z meziobvodu	(A)
I_μ	magnetizační proud	(A)
k	činitel vazby transformátoru	(-)
k_{pCu}	činitel plnění ve vinutí	(-)
L	indukčnost	(H)
l_{Fe}	střední délka siločáry	(m)
l_v	délka vzduchové mezery	(m)
MOS-FET	metal oxide semiconductor field effect transistor, unipolární tranzistor	
N	počet závitů	(-)
P		
P_{ZD}	ztrátový výkon na Zenerově diodě	(W)
R_G	„zpomalovací“ odpor řazený před řídicí elektrodu tranzistoru MOS-FET	(Ω)
s	střída	(-)
S_{Cu}	průřez vodiče	(m ²)
S_{Fe}	průřez jádra	(m ²)
S_j	přibližný průřez jádra	(m ²)
S_o	plocha okna	(m ²)
T	pracovní perioda	(s)
t_z	doba zapnutí	(s)
U_{DS}	napětí drain- source na tranzistoru MOS-FET ve vypnutém stavu	(V)
U_{KA}	závěrné napětí diod	(V)
U_m	špičková hodnota síťového napětí	(V)
U_z	napětí na zátěži	(V)
U_{ZD}	Zenerovo napětí	(V)
t_{zap}	doba zapnutí	(s)
U_d	napětí v meziobvodu	(V)



1 ÚVOD

Obloukové svařování je v technické praxi nenahraditelným procesem pevného nerozebíratelného spojování kovových součástí. Jako jedna z možností se nabízí svařování obalenou elektrodou a střídavým proudem, kdy nám stačí pouze síťový transformátor. Tato metoda má však své slabé stránky, kterými jsou například hmotnost transformátoru a s ní spojená špatná manipulace s celým zařízením. Jako další možnost se nabízí svařování stejnosměrným proudem. Svařování stejnosměrným proudem přináší mnohem kvalitnější živení elektrického oblouku. Stejnosměrného proudu lze dosáhnout usměrněním proudu síťového transformátoru. Toto řešení ovšem opět zvyšuje hmotnost a rozměry celého zařízení. Jako další možnost se nám přímo nabízí využití výkonového měniče. Tento měnič pracuje na frekvenci v řádech kilohertzů, což nám umožňuje rapidně zmenšit rozměry a objem jádra transformátoru pro přenos stejného výkonu jako při použití síťového transformátoru. Transformátor ve výkonovém měniči zároveň funguje také jako galvanické oddělení, čímž zvyšuje bezpečnost práce. Lze tedy jednoznačně tvrdit, že svářečka využívající výkonových měničů bude nabývat mnohem menších rozměrů a hmotnosti. Jako další velikou výhodu lze zmínit možnost řízení výkonového měniče pro účely svařování. Lze dosáhnout zcela konstantního výstupního proudu, kterým bude živen elektrický oblouk. V neposlední řadě je také možné výkonový měnič regulovat na konstantní výstupní výkon, což je pro svařování velká výhoda.

Tato práce se zabývá obvodovým a konstrukčním návrhem výkonového měniče pro svařování elektrickým obloukem. Výsledkem práce bude realizovaná funkční svářečka s možností regulace výstupního proudu 0 – 100A a také s možností přepnutí regulace na konstantní výkon.

2 ANALÝZA VHODNÝCH VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ

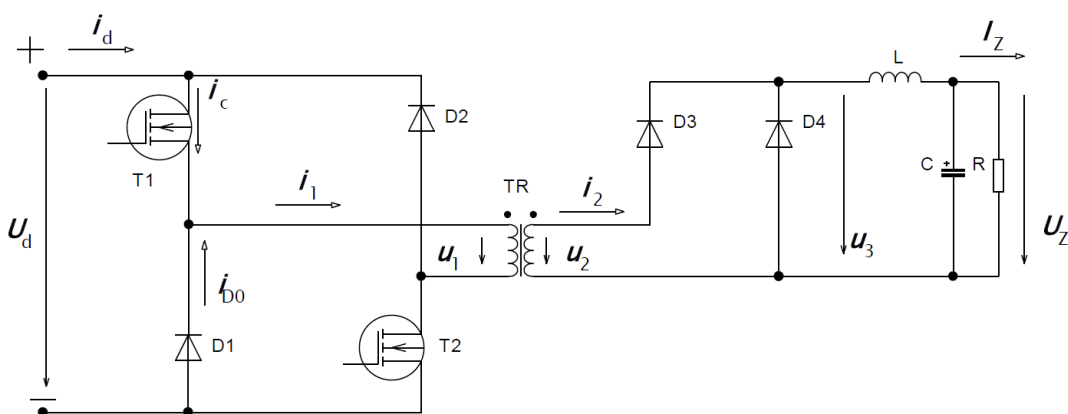
V této kapitole jsou uvedeny nejvhodnější typy výkonových měničů pro realizaci svařovacího výkonového měniče. U každého z nich je detailně popsán princip funkce a nechybí ani graficky znázorněné základní průběhy napětí a proudů v měniči. Na základě závěrečné bilance provedené analýzy je vybrán nejvhodnější typ výkonového měniče pro realizaci svařčky. Tento měnič bude v dalších kapitolách podrobně obvodově navržen a realizován. V této kapitole je čerpáno z následujících zdrojů: [1], [2], [3], [4], [5], [8].

2.1 Jednočinný propustný měnič

Jednočinný propustný měnič se řadí mezi základní typy měničů. Jeho využití je především pro výkonové aplikace, což nám vyhovuje. Mezi základní komponenty měniče se řadí dvojice tranzistorů, dvojice primárních nulových diod, impulsní transformátor, výstupní usměrňovací dioda, výstupní nulová dioda a tlumivka. Měnič je napájen ze stejnosměrného napětí a vyznačuje se přenosem energie pouze v době sepnutí obou tranzistorů.

2.1.1 Princip funkce

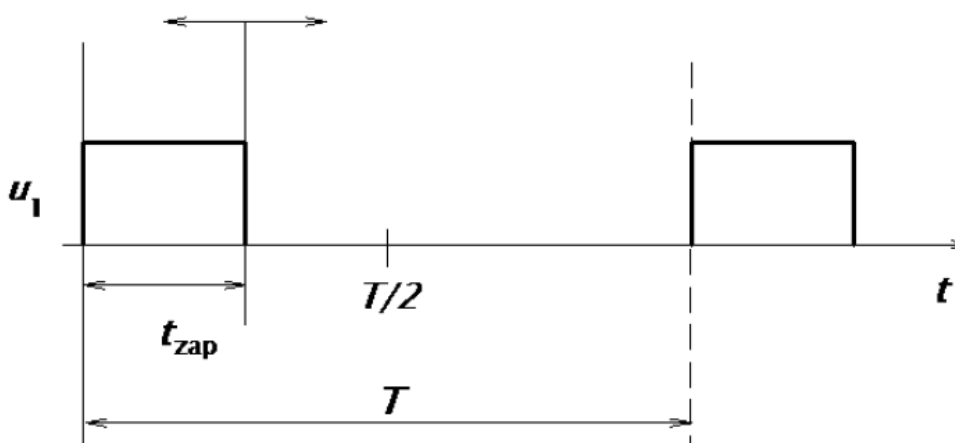
Měnič je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí. Toto napětí U_d je většinou získáno z akumulátoru nebo usměrněním síťového napětí, které je následně vyhlazeno kondenzátorem. Při napájení měniče ze střídavé sítě musíme počítat se špičkovou hodnotou síťového napětí, které se následně objeví na vyhlazovacím kondenzátoru. Například při usměrnění jednofázové sítě $U_{ef} = 230V$, je vyhlazené napětí na kondenzátoru $\sqrt{2}$ krát větší, čili $U_d = 325V$. Z tohoto důvodu je vhodné dimenzovat polovodiče na primární straně impulsního transformátoru na vyšší napěťovou hladinu. Mohou být použity tranzistory MOS-FET nebo IGBT s dobou vypnutí respektující zvolený pracovní kmitočet měniče. Impulsní transformátor je obvykle vinut na toroidním feritovém jádře. Na sekundární straně impulsního transformátoru je usměrňovač (D3), který pracuje pouze v době přenosu energie, čili pouze s kladnými napěťovými pulsy. Dále nulová sekundární dioda (D4), která uzavírá proud zátěží v době vypnutí tranzistorů. V poslední řadě lze vidět LC filtr.



Obr. 1 - Zapojení jednočinného propustného měniče

Oba tranzistory jsou spínány současně po dobu t_{zap} . Maximální dovolená střída, se kterou je tento měnič schopen pracovat, je $s = 0,5$. Po dobu t_{zap} je primární vinutí impulsního transformátoru připojeno na napětí meziobvodu $+U_d$. V době vypínání tranzistorů teče primárním vinutím impulsního transformátoru proud. Protože toto vinutí představuje značnou indukčnost, nemůže proud skokově zaniknout a proud přebírají primární demagnetizační diody (D1,D2). V tento okamžik je primární vinutí impulsního transformátoru připojena na napětí $-U_d$ a jádro se demagnetizuje. Pokud by pracovní střída měniče byla větší než $s = 0,5$, jádro by se nestíhalo demagnetizovat a docházelo by k jeho přesycování. Z tohoto důvodu lze pro přenos energie na sekundární straně impulsního transformátoru využívat pouze kladné napěťové pulsy.

Jak už bylo výše zmíněno, řídicí algoritmus pracuje na principu spínání obou tranzistorů ve stejný okamžik na dobu t_{zap} . Tato doba je dána vztahem $t_{zap} = s \cdot T$ [s], kde T je perioda pracovního kmitočtu. Při sepnutí tranzistorů je tedy impulsní transformátor připojen na napětí U_d , od tohoto napětí je ovšem třeba odečíst úbytky na polovodičích. Výsledné napětí můžeme značit u_1 . Výstupní napětí transformátoru u_2 má tedy stejnou polaritu i tvar jako napětí u_1 , ale jinou velikost, která je daná převodem transformátoru.



Obr. 2 - průběh spínání tranzistorů

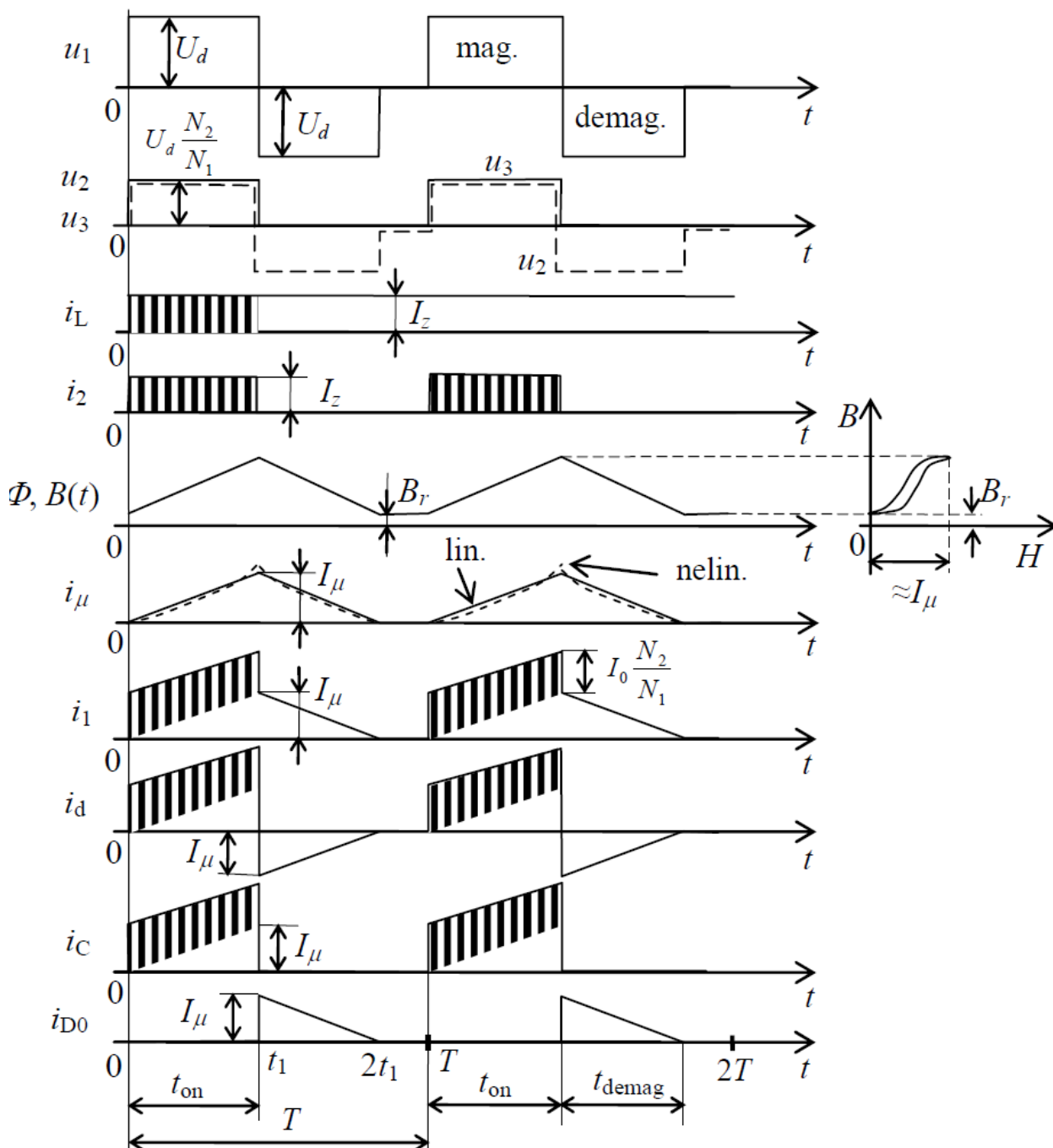
2.1.2 Průběhy napětí a proudů v měniči

Pro zjednodušení můžeme uvažovat, že má výstupní tlumivka nekonečnou indukčnost. Z toho plyne, že výstupní proud I_z bude konstantní. Napětí u_1 je napětí na primární straně impulsního transformátoru a má stejný tvar jako napětí u_2 na sekundární straně. Napětí u_2 má jinou velikost, která je dána převodem transformátoru. Velikost sekundárního napětí nám udává rovnice:

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \text{ [V]}$$

Magnetizační proud i_μ má trojúhelníkový tvar, protože je integrálem konstantních napěťových impulsů. Pokud by došlo k přesycení jádra transformátoru, mohlo by dojít k tomu, že by magnetizační proud nebyl lineární. Tímto případem se nebudeme zabývat. Primární proud I_1 je součet proudu magnetizačního a odebíraného proudu ze sekundární strany transformátoru, který je přetransformován na stranu primární. Proud I_d je proud, který je odebírán výkonovým

měníčem z meziobvodu nebo z akumulátoru. Pokud je měnič provozován na prázdkno, střední hodnota proudu I_d je rovna nule. V okamžiku vypnutí tranzistoru přebírají magnetizační proud primární demagnetizační diody, tento proud má tvar i_{D0} .



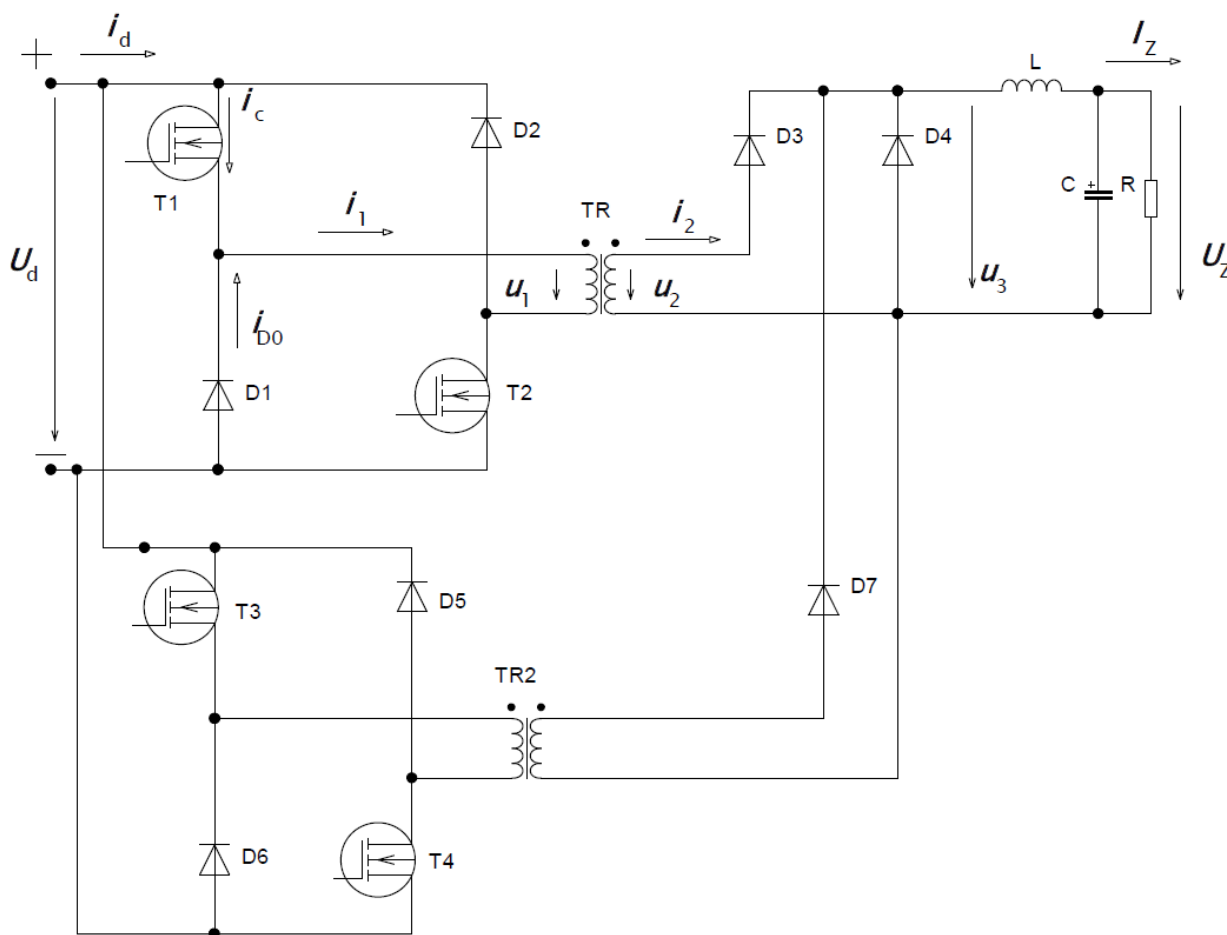
Obr. 3 - průběhy napětí a proudů v jednočinném propustném měniči. Obrázek je převzat z [1], [2].

2.2 Dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže

Dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže se hojně využívají ve výkonových aplikacích. Jejich výhodou je jednoduché řízení, kdy není třeba řešit odskok řídicích signálů. Náhodné sepnutí horního i dolního měniče v jeden okamžik není destruktivní. Tyto dva spřažené měniče pracují takzvaně v protitaktu a současně se doplňují.

2.2.1 Princip funkce

Oba měniče jsou galvanicky spojeny jak na vstupu, tak na výstupu, to znamená, že jsou oba napájené ze stejného zdroje napětí a pracují do společné zátěže. Principiálně se jedná o dva totožné jednočinné propustné měniče s tím rozdílem, že na výstupu stačí pouze jedna nulová dioda.

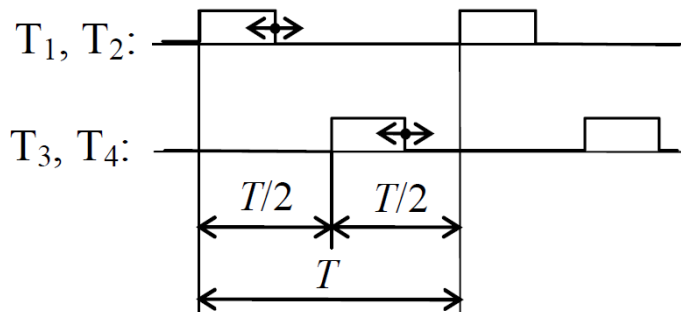


Obr. 4 - zapojení dvou jednočinných propustných měničů

Hlavní rozdíl nastává až v řízení měniče jako celku. Horní měnič je řízen budícím signálem o střídě s . Spodní měnič je řízen stejným signálem zpožděným o polovinu periody pracovní frekvence $\frac{T}{2}$. Na další rozdíl narazíme při návrhu výstupní tlumivky. Při tomto návrhu je třeba brát v potaz, že dva jednočinné měniče v protitaktu se do společné zátěže projeví tak, jako by jeden měnič pracoval s dvojnásobnou frekvencí. Tato skutečnost má pozitivní vliv na objem jádra tlumivky a následně i na zvlnění výstupního proudu.

Střední hodnota výstupního napětí je pak dána vztahem:

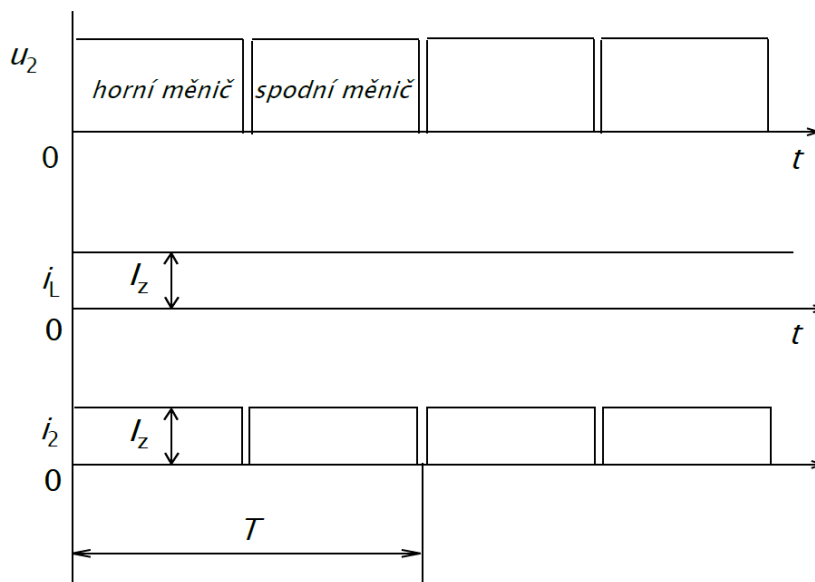
$$U_z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2s [V]$$



Obr. 5 - řídicí signály tranzistorů

2.2.2 Průběhy napětí a proudů v měniči

Průběhy napětí a proudů v měniči se od samostatného jednočinného propustného měniče liší pouze napětím u_2 a proudem i_2 . Lze sledovat, že na výstupním LC filtru se objevuje dvojnásobná frekvence napětí. Je to způsobeno tím, že když je jeden ze spřažených měničů vypnut a probíhá v něm demagnetizace jádra transformátoru, druhý právě přenáší výkon do zátěže. Pro zjednodušení opět uvažují, že má výstupní tlumivka nekonečnou indukčnost s proud I_z je konstantní.



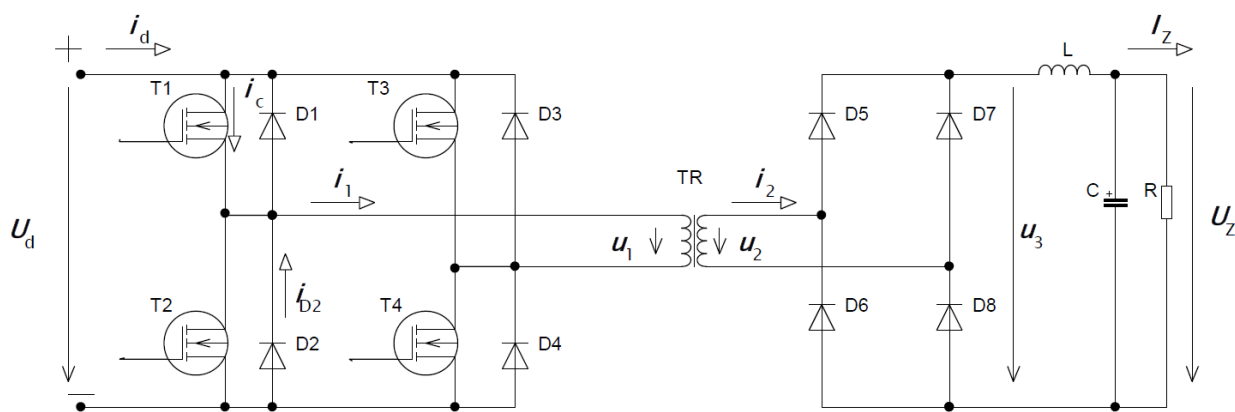
Obr. 6 - průběhy výstupních napětí a proudů dvou jednočinných měničů pracujících do společné zátěže

2.3 Dvojčinný propustný měnič

Tento měnič je v praxi využíván zejména kvůli jeho schopnosti pracovat ve více kvadrantech. Tento typ měniče využívá k přenášení výkonu napětíové pulsy obou polarit, z toho důvodu je při použití stejného jádra transformátoru možné přenášet větší výkon.

2.3.1 Princip funkce

Stejně jako u jednočinného propustného měniče je i tento typ měniče napájen ze zdroje napětí, které bývá v praxi realizováno buď akumulátorem, nebo usměrněním střídavého síťového napětí, které je následně nutně vyhlazeno kondenzátorem v meziobvodu. Z toho vyplývá, že napětíové dimenzování polovodičů bude stejné jako u měniče jednočinného. Měnič disponuje čtveřicí tranzistorů MOS-FET nebo IGBT, které mu dovolují pracovat ve všech čtyřech kvadrantech. Impulsní výkonový transformátor je navinut na feritovém jádře. Na sekundární straně měniče lze vidět již dvoupulsní usměrňovač v podobě Graetzova můstku. Tento typ usměrnění dovoluje měniči přenášet výkon do zátěže i pomocí záporných napětíových pulsů.

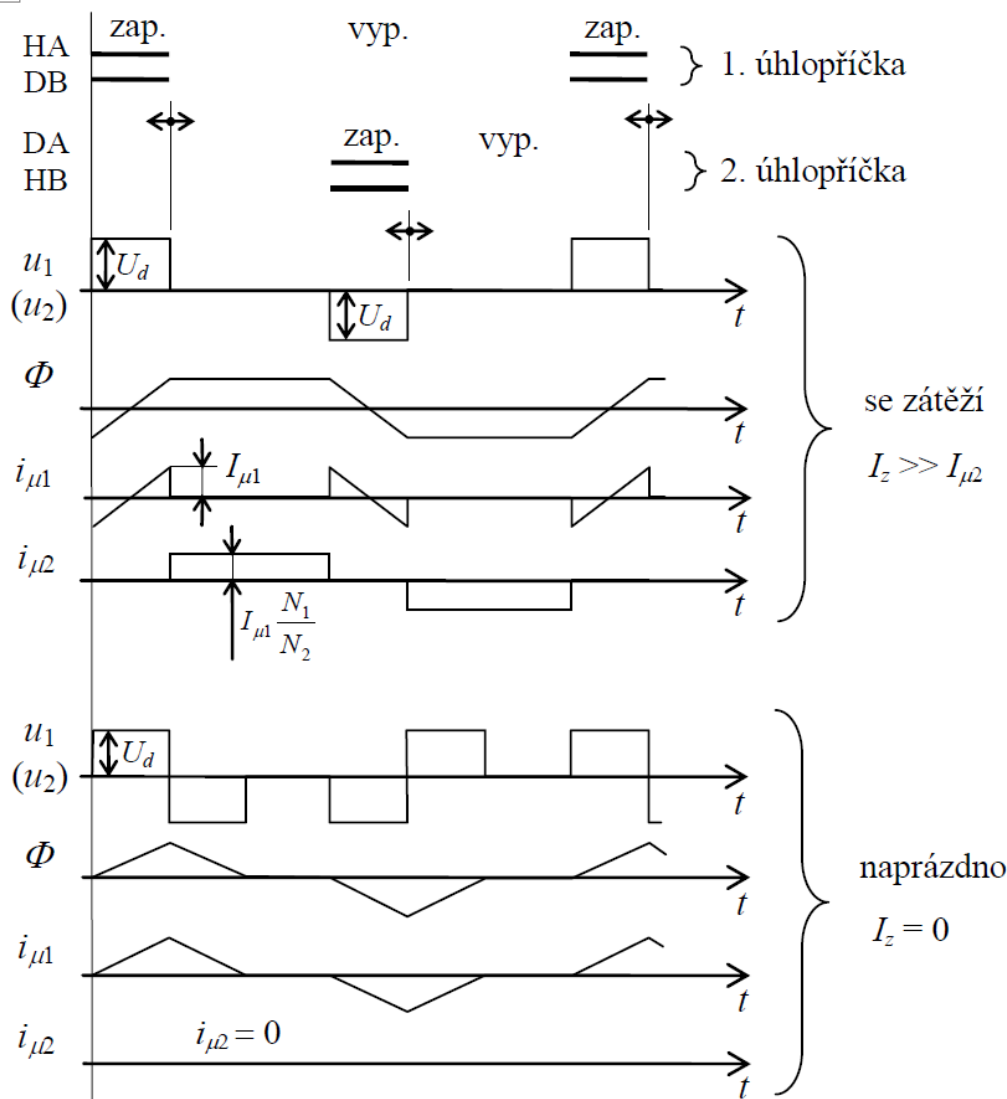


Obr. 7 - zapojení dvojčinného propustného měniče

Tento typ měniče lze řídit dvěma různými způsoby. Existují dva rozdílné algoritmy, které se využívají pro řízení.

První z nich spočívá v současném spínání obou tranzistorů v úhlopříčce, kdy maximální střída nikdy nesmí přesáhnout polovinu periody pracovní frekvence $\frac{T}{2}$. Pokud by byla maximální střída překročena, došlo by při sepnutí druhé úhlopříčky ke tvrdému zkratu meziobvodu. Tato havárie bývá z pravidla destruktivní pro polovodiče. Na obrázku 7. lze vidět průběhy napětí a proudů v měniči při práci do zátěže a naprázdno. Lze sledovat, že po sepnutí tranzistoru jedné větve, například T1 a T4. Dochází k nárůstu magnetického toku jádrem transformátoru až do doby jejich vypnutí. V tento moment je hodnota toku konstantní. Zároveň transformátor cítí na svém sekundárním vinutí zkrat, který je způsoben průchodem proudu zátěže I_z usměrňovacím můstkem. To znamená, že $u_2 = 0$, a proto musí platit, že ve stejný okamžik $u_1 = 0$.

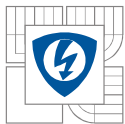
Jelikož v praxi není možné dosáhnout přesné střídavy 0,5, je do řídicího algoritmu zaveden takzvaný odskok spínání tranzistorů. Tento odskok představuje dobu, která zajistí bezpečné vypnutí tranzistoru.



Obr. 8 - průběhy napětí a proudů dvojčinného propustného měniče. Obrázek je převzat z [1], [2].

Druhý řídicí algoritmus, který se využívá pro řízení dvojčinného propustného měniče, spočívá ve spínání vždy jednoho tranzistoru v úhlopříčce na maximální dobu $\frac{T}{2}$ pracovní frekvence. Druhý tranzistor v úhlopříčce je spínán na potřebnou dobu v závislosti na požadované střídě. Jádru transformátoru je demagnetizováno zkratováním primárního vinutí vždy tranzistory T_1, T_3 nebo T_2, T_4 , které je pravidelně zahrnuto do řídicího algoritmu. Tento algoritmus odstraňuje riziko nesprávného průběhu demagnetizace jádra transformátoru přes usměrňovací můstek na sekundární straně, které by mohlo nastat v případě prvního způsobu řízení.

Tento typ řízení je značně složitější, ale na druhou stranu velice spolehlivý.



2.4 Bilance výkonových měničů

Výše jsme si představili tři typy výkonových měničů. Na základě jejich analýzy je třeba veškeré poznatky shrnout a vybrat nejvhodnější typ měniče pro návrh a realizaci svářečky.

Jednočinný propustný měnič:

Výhody: Jednoduchost řízení, náhodná chyba spínání nemá destruktivní dopad na měnič

Nevýhody: Nevyužívá obě polarity napěťových impulsů na sekundární straně impulsního transformátoru

Dvojčinný propustný měnič:

Výhody: Při použití stejného jádra impulsního transformátoru dokáže přenášet větší výkon do zátěže.

Měnič umí pracovat ve více kvadrantech

Nevýhody: Složitě řízení. Nutnost zavedení odskoku spínání tranzistoru
Sekundární usměrňovač musí být dokonale vyvážen a konstrukčně navržen tak aby na každé z diod byl stejný úbytek napětí.

Dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže:

Výhody: Rychlejší odezva na požadavky regulátoru než u jednoho jednočinného měniče

Menší objem jádra výstupní tlumivky než u jednoho jednočinného měniče

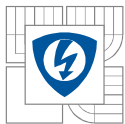
Stačí pouze jedna nulová dioda na výstupu měniče

Stejný počet polovodičů jako u dvojčinného měniče

Nevýhody: Složitější konstrukce z důvodů rozmístění součástek na DPS

Lze tedy jednoznačně říct, že pro svářečku budou nejvhodnějším typem výkonového měniče dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu. Dvojčinný měnič sice umí pracovat ve více kvadrantech, ale to je pro naši aplikaci zbytečné. Napěťové a tepelné dimenzování zůstává pro všechny typy měničů stejné a počet polovodičů mezi dvojčinným a dvěma jednočinnými je také v podstatě stejný. Značnou výhodou je jednoduchost řízení.

Dále v práci se tedy budu zabývat podrobným návrhem dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu do společné zátěže.



3 NÁVRH VÝKONOVÉHO MĚNIČE

Tato kapitola se věnuje komplexnímu návrhu jednotlivých funkčních celků dvou jednočinných propustných měničů, které budou pracovat v protitaktu. Postupně je zde podrobně popsán návrh výkonového impulsního transformátoru a výstupní tlumivky. Dále je zde popsáno napěťové a proudové dimenzování polovodičů a návrh chladiče. V neposlední řadě se tato kapitola zabývá návrhem PWM modulátoru, regulačních obvodů a analogové násobičky. V této kapitole je čerpáno zejména z literatury: [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], [8].

3.1 Návrh výkonového impulsního transformátoru

Zadané parametry: $U_d = 325\text{V}$, $U_{d\min} = 240\text{V}$, $f = 60\text{kHz}$, $U_z = 30\text{V}$, $s = 0,42$ $\sigma = 4\text{A/mm}^2$
Parametry zvoleného jádra SEMIC 4919 (dvě paralelně): $S_{Fe} = 330\text{mm}^2$, $\lambda = 3700\text{nH/z}^2$, $B_{\max} = 0,35\text{T}$ $B_r = 0,05\text{T}$

Dvě feritové jádra paralelně mají příznivý vliv na snížení celkového rozptylu impulsního transformátoru a na geometrické uspořádání v naší aplikaci.

Jako první vypočítáme počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot (B_{\max} - B_r) \cdot S_{Fe}} = \frac{325}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot (0,35 - 0,05) \cdot 3,3 \cdot 10^{-4}} = 27,35\text{z} \quad (1)$$

Dalším krokem bude výpočet počtu sekundárních závitů. V rovnici (2) je nutné počítat s hodnotou napětí meziobvodu $U_{d\min} = 240\text{V}$ a to z důvodu, aby na výstupu bylo žádané výstupní napětí i při maximálním zatížení měniče. Při maximálním zatížení předpokládáme pokles napětí v meziobvodu:

$$N_2 = \frac{U_z \cdot N_1}{U_{d\min} \cdot 2s} = \frac{30 \cdot 27}{240 \cdot 2 \cdot 0,42} = 4\text{z} \quad (2)$$

Nyní máme vypočítané potřebné počty primárních a sekundárních závitů výkonového impulsního transformátoru. $N_1 = 27\text{z}$ a $N_2 = 4\text{z}$. V dalším kroku vypočítáme indukčnost primárního vinutí:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \lambda = 27^2 \cdot 3700 = 2,69\text{mH} \quad (3)$$

Pokud známe indukčnost primárního vinutí, můžeme následně vypočítat maximální magnetizační proud $I_{\mu\max}$:

$$I_{\mu max} = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot L_1} = \frac{325}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 2,69 \cdot 10^{-3}} = 1A \quad (4)$$

V dalším kroku vypočítáme efektivní proud, který poteče primárním vinutím při maximálním zatížení měniče:

$$I_{ef1} = \left(I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max} \right) \cdot \sqrt{s} = \left(100 \cdot \frac{4}{27} + 1 \right) \cdot \sqrt{0,42} = 10,23A \quad (5)$$

Stejným způsobem lze vypočítat i efektivní proud sekundárním vinutím:

$$I_{ef1} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 100 \cdot \sqrt{0,42} = 64,8A \quad (6)$$

Nyní již známe efektivní hodnoty primárních a sekundárních proudů impulsního transformátoru a můžeme vypočítat vhodný průřez vodičů vinut:

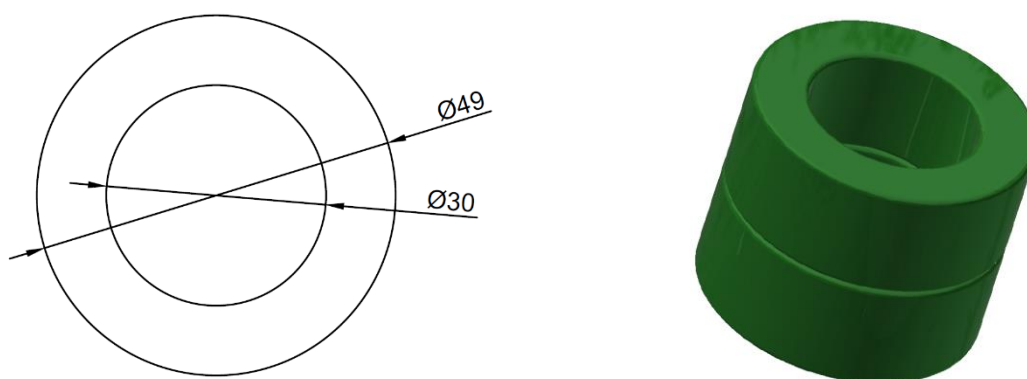
$$S_{Cu1} = \frac{I_{ef1}}{\sigma} = \frac{10,23}{4} = 2,56mm^2 \quad (7)$$

$$S_{Cu2} = \frac{I_{ef2}}{\sigma} = \frac{64,8}{4} = 16,2mm^2 \quad (8)$$

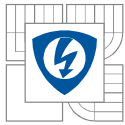
Vinutí impulsního transformátoru není vhodné realizovat plným vodičem daného průřezu, protože měnič pracuje na vysoké frekvenci a značně by se projevil vlivem skin efektu. Z tohoto důvodu bude vinutí realizováno vhodnou kombinací paralelních vodičů RUPALIT.

Ověříme, zda se vinutí vleze do okna jádra transformátoru:

$$N_1 \cdot S_{Cu1} + N_2 \cdot S_{Cu2} = 27 \cdot 2,56 + 4 \cdot 16,2 = 133mm^2 \quad (9)$$



Obrázek 9 – dvě feritové jádra SEMIC4919 zapojená paralelně



Vypočítáme obsah okna námi zvoleného feritového jádra:

$$S_o = \frac{\pi \cdot D^2}{4} = \frac{\pi \cdot 30^2}{4} = 707 \text{ mm}^2 \quad (10)$$

Pokud bychom uvažovali koeficient plnění vinutí v okně $k = 0,5$, lze vidět, že se vinutí do okna bez problémů vleze a bude se dobře chladit.

3.2 Návrh výstupní tlumivky

Výstupní tlumivka bude realizovaná na feritovém E jádře se vzduchovou mezerou. Bylo by možné tlumivku realizovat na toroidním železo prachovém jádře, které se chová jako by mělo vzduchovou mezeru uvnitř materiálu. Ovšem taková jádra, který by vyhovovala naší aplikaci nejsou na trhu běžně dostupná.

Zadané parametry: $B_{\max} = 0,32 \text{ T}$, $k_{\text{pCu}} = 0,45$, $\mu_{\text{rFe}} = 1860$, $\sigma = 3 \text{ A/mm}^2$, $I_{\max} = 100 \text{ A}$, $I_{\text{ef}} = 100 \text{ A}$

Jako první vypočítáme potřebnou indukčnost výstupní tlumivky. Budeme vycházet z maximálního zvoleného zvlnění výstupního proudu $\Delta I = 5 \text{ A}$.

$$U_3 = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} = 325 \cdot \frac{4}{27} = 48,2 \text{ V} \quad (11)$$

Požadovaná indukčnost je daná vztahem:

$$L = \frac{U_3}{4 \cdot f \cdot \Delta I} = \frac{48,2}{4 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 5} = 10 \mu\text{H} \quad (12)$$

Následně vypočítáme potřebný průřez středního sloupku E jádra pro naší tlumivku:

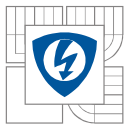
$$S_j = \sqrt{\frac{L \cdot I_{\max} \cdot I_{\text{ef}}}{B_{\max} \cdot \sigma \cdot k_{\text{pCu}}}} = \sqrt{\frac{10 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 100}{0,35 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,45}} = 460 \text{ mm}^2 \quad (13)$$

Tomuto průřezu odpovídá feritové E jádro E65/32/27 z materiálu 3C90, které má průřez středního sloupku $S_{\text{Fe}} = 540 \text{ mm}^2$ a obsah okna $S_o = 528 \text{ mm}^2$. Nyní můžeme vypočítat skutečnou indukčnost tlumivky.

$$L_n = \frac{S_o \cdot S_{\text{Fe}} \cdot K_{\text{pCu}} \cdot B_{\max} \cdot \sigma}{I_{\max} \cdot I_{\text{ef}}} = \frac{5,28 \cdot 10^{-4} \cdot 5,4 \cdot 10^{-4} \cdot 0,45 \cdot 0,32 \cdot 3 \cdot 10^6}{100 \cdot 100} = 12,3 \mu\text{H} \quad (14)$$

V dalším kroku je možné vypočítat počet závitů tlumivky:

$$N = \frac{L_n \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot S_{\text{Fe}}} = \frac{12,3 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{0,32 \cdot 5,4 \cdot 10^{-4}} = 7_{\text{z}} \quad (15)$$



Pokud známe délku střední siločáry námi zvoleného feritového E jádra, můžeme vypočítat potřebnou velikost vzduchové mezery, bez které by se tlumivka nedala realizovat:

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} = \frac{7 \cdot \mu_0 \cdot 100}{0,32} - \frac{0,147 \cdot 2}{1860} = 2,59mm \quad (16)$$

Vzduchová mezera l_v vyšla 2,59mm, fyzická vzdálenost obou polovin E jádra pak bude poloviční čili 1,3mm.

Dále určíme průřez a průměr vodiče, kterým bude tlumivka navinuta:

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{\sigma} = \frac{100}{3} = 33mm^2 \quad (17)$$

$$d_{Cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 33}{\pi}} = 6,48mm \quad (18)$$

Tlumivka bude tedy navinuta buď vodičem o průměru 6,5mm nebo nějakým profilovaným vodičem o průřezu 33mm².

Následně je možné ověřit činitel plnění ve vinutí, který jsme zvolili jako $k_{pCu} = 0,45$:

$$k_{pCu} = \frac{N \cdot S_{Cu}}{S_o} = \frac{7 \cdot 33}{528} = 0,43 \quad (19)$$

Ověříme realizovatelnost vzduchové mezery:

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < \frac{l_v}{2} < \sqrt{S_{Fe}} \quad (20)$$

Z této rovnice vyjde následující nerovnost $0,16mm < 1,3mm < 10mm$. Z toho vyplývá, že je vzduchová mezera realizovatelná. Jako poslední výpočet si můžeme ověřit, jaké bude zvlnění proudu s reálnou indukčností při střídě $s = 0,5$:

$$\Delta I = \frac{u_3}{4 \cdot f \cdot L_n} \cdot (1 - s) \cdot s = \frac{48}{4 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 12,31 \cdot 10^{-6}} \cdot (1 - 0,5) \cdot 0,5 = 4A \quad (21)$$

Vlivem toho, že jsme zvolili jádro o větším průřezu, než bylo potřebné, bude mít reálná tlumivka vyšší indukčnost, než která byla vypočítána na začátku návrhu. Z toho důvodu bude výsledné maximální zvlnění proudu menší a tím příznivější.

3.3 Napět'ové a proudové dimenzování polovodičů měniče

3.3.1 Napět'ové a proudové dimenzování spínacích tranzistorů

Tranzistory se dimenzují na špičkovou, efektivní a střední hodnotu proudu, který jimi prochází. Tyto proudy jsou dané následujícími vztahy:

$$I_{sp} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max} = 100 \cdot \frac{4}{27} + 1 = 15,8A \quad (22)$$

$$I_{stř} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s = 100 \cdot \frac{4}{27} \cdot 0,42 = 6,22A \quad (23)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s} = 100 \cdot \frac{4}{27} \cdot \sqrt{0,42} = 9,6A \quad (24)$$

Napět'ové dimenzování spínacích tranzistorů vychází z napětí meziobvodu $U_d = 325V$, je nutné respektovat toleranci napětí v síti, která je 10%. Z těchto důvodů si dovolím tranzistor napět'ově předdimenzovat a zvolím tranzistor s povoleným napětím $U_{DS} = 600V$.

Dle výše vypočítaných a zvolených hodnot volím IGBT tranzistor HGTG20N60A4D.

3.3.2 Napět'ové a proudové dimenzování primárních nulových diod

Špičková, střední a efektivní hodnota proudu a napětí v závěrném směru se vypočítají podle následujících rovnic:

$$I_{sp} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max} = 100 \cdot \frac{4}{27} + 1 = 15,8A \quad (25)$$

$$I_{stř} = I_{\mu max} \cdot \frac{s}{2} = 1 \cdot \frac{0,42}{2} = 0,2A \quad (26)$$

$$I_{ef} = I_{\mu max} \cdot \sqrt{\frac{s}{2}} = 1 \cdot \sqrt{\frac{0,42}{2}} = 0,45A \quad (27)$$

Napět'ové dimenzování těchto diod se odvíjí dle stejných pravidel jako u spínacích tranzistorů. Volím tedy diody se závěrným napětím $U_{AK} = 600V$

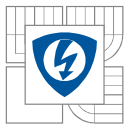
Vybral jsem dostupnou diodu, která splňuje výše vypočítané parametry MUR1560G.

3.3.3 Napět'ové a proudové dimenzování sekundárních nulových diod

$$I_{sp} = I_Z = 100A \quad (28)$$

$$I_{stř} = I_Z \cdot (1 - 2 \cdot s_{min}) = 100 \cdot (1 - 2 \cdot 0,05) = 90A \quad (29)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot s_{min})} = 100 \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot 0,05)} = 95A \quad (30)$$



Lze vidět, že sekundární nulové diody budou muset díky výstupní tlumivce snášet veliké proudy. Diodu dimenzuji na ten nejnejpříznivější případ, kdy měnič pracuje s minimální střídou. Pro jistotu zvolím diodu se závěrným napětím 600V.

Pro realizaci využiji kombinaci třech paralelně zapojených diod RUG3060, který plně vyhoví výše vypočítaným hodnotám.

3.3.4 Napět'ové a proudové dimenzování sekundárních usměřňovacích diod

$$I_{sp} = I_Z = 100A \quad (31)$$

$$I_{stř} = I_Z \cdot s = 100 \cdot 0,42 = 42A \quad (32)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{s} = 100 \cdot \sqrt{0,42} = 64,8A \quad (33)$$

$$U_{KA} = \frac{U_Z}{s} = \frac{30}{0,42} = 72V \quad (34)$$

Lze vidět, že jako sekundární usměřňovací dioda by stačila nějaká s relativně nízkým závěrným napětím. Ovšem, z důvodů přítomnosti zotavovacích překmitů na diodě a z důvodu možnosti umístit usměřňovací a nulové na společný chladič, volím kombinaci dvou stejných paralelních diod jako v předešlém případě (RUG3060).

V zapojení lze vidět, že nulové a usměřňovací diody na sekundární straně jsou spojeny katodami k sobě. Této skutečnosti lze využít v případě, pokud by měla dioda vyvedenou katodu na křídélko pouzdra. Tuto podmínku námi zvolená dioda splňuje a je možné všechny diody umístit na společný chladič.

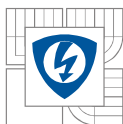
3.4 Výpočet ztrát v polovodičích

3.4.1 Výpočet ztrát v sekundárních usměřňovacích a nulových diodách

Výpočet ztrát v sekundárních diodách lze rozdělit na dvě části. Pokud nás bude zajímat celkový ztrátový výkon všech diod, jak usměřňovacích, tak nulových, musíme provést dva výpočty. Jeden výpočet bude pro maximální možnou střidu a druhý výpočet pro minimální. Pokud měnič pracuje s maximální střídou $s = 0,42$ jsou nejvíce namáhané usměřňovací diody, zatím co pokud měnič pracuje se střídou minimální $s = 0,05$, jsou nejvíce namáhány diody nulové.

3.4.1.1 Nejhorší případ pro usměřňovací diody $s = 0,42$

V minulé kapitole jsme uvedli, že usměřňovací dioda bude paralelní kombinací dvou diod a nulová dioda paralelní kombinací tří diod. Z toho plyne, že maximální špičkový proud jednou usměřňovací diodou bude 50A a nulovou 33A. Vždy je vhodné počítat pouze s jedním polovodičovým prvkem.



Usměrňovací dioda:

$$I_{sp} = \frac{I_Z}{2} = 50A \quad (35)$$

$$I_{stř} = \frac{I_Z}{2} \cdot s = 50 \cdot 0,42 = 21A \quad (36)$$

$$I_{ef} = \frac{I_Z}{2} \cdot \sqrt{s} = 50 \cdot \sqrt{0,42} = 32A \quad (37)$$

Nulová dioda:

$$I_{sp} = \frac{I_Z}{3} = 33A \quad (38)$$

$$I_{stř} = \frac{I_Z}{3} \cdot (1 - 2 \cdot s) = 33 \cdot (1 - 2 \cdot 0,42) = 5,28A \quad (39)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot s)} = 33 \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot 0,42)} = 13,2A \quad (40)$$

3.4.1.2 Nejhorší případ pro nulové diody $s = 0,05$

Usměrňovací dioda:

$$I_{sp} = \frac{I_Z}{2} = 50A \quad (41)$$

$$I_{stř} = \frac{I_Z}{2} \cdot s = 50 \cdot 0,05 = 2,5A \quad (42)$$

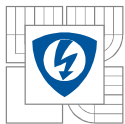
$$I_{ef} = \frac{I_Z}{2} \cdot \sqrt{s} = 100 \cdot \sqrt{0,05} = 11,2A \quad (43)$$

Nulová dioda:

$$I_{sp} = \frac{I_Z}{3} = 33A \quad (44)$$

$$I_{stř} = \frac{I_Z}{3} \cdot (1 - 2 \cdot s) = 33 \cdot (1 - 2 \cdot 0,05) = 29,7A \quad (45)$$

$$I_{ef} = I_Z \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot s)} = 33 \cdot \sqrt{(1 - 2 \cdot 0,05)} = 31,3A \quad (46)$$



Nyní můžeme vypočítat ztráty v sekundárních diodách pro oba mezní případy pracovní střídý měniče. Podle toho, při které střídě budou na polovodičích vznikat větší ztráty, budeme dimenzovat chladič a případnou ventilaci.

Z katalogového listu diody byl odečten diferenciální odpor $R_d = 8,5\text{m}\Omega$ a prahové napětí diody $U_0 = 0,9\text{V}$.

Ztráty pro střidu $s = 0,42$

Usměrňovací dioda

$$P_{Zu} = U_0 \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 = 0,9 \cdot 21 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 32^2 = 27,6\text{W} \quad (47)$$

Nulová dioda

$$P_{Zn} = U_0 \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 = 0,9 \cdot 5,3 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 13,2^2 = 6,2\text{W} \quad (48)$$

Celkové ztráty na všech sekundárních diodách jsou dány následujícím vztahem:

$$P_{celk} = 4 \cdot P_{Zu} + 3 \cdot P_{Zn} = 4 \cdot 27,6 + 3 \cdot 6,2 = 129\text{W} \quad (49)$$

Ztráty pro střidu $s = 0,05$

Usměrňovací dioda

$$P_{Zu} = U_0 \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 = 0,9 \cdot 2,5 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 11,2^2 = 3,31\text{W} \quad (50)$$

Nulová dioda

$$P_{Zn} = U_0 \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 = 0,9 \cdot 29,7 + 8,5 \cdot 10^{-3} \cdot 31,3^2 = 35\text{W} \quad (51)$$

Celkové ztráty na všech sekundárních diodách jsou dány následujícím vztahem:

$$P_{celk} = 4 \cdot P_{Zu} + 3 \cdot P_{Zn} = 4 \cdot 3,31 + 3 \cdot 35 = 118,24\text{W} \quad (52)$$

Z provedených výpočtů je zcela jasné, že větší ztráty na sekundárních usměrňovacích a nulových diodách vznikají při plném otevření měniče. Maximální ztráty na všech sedmi diodách jsou tedy $P_z = 129\text{W}$.

3.4.2 Výpočet ztrát ve spínacích tranzistorech

Jelikož tranzistory budou spínány do induktivní zátěže, kterou představuje primární vinutí impulsního transformátoru, při výpočtu přepínacích ztrát můžeme zanedbat ztráty zapínací. Indukčnost nedovolí proudu strmý nárůst. Z katalogového listu tranzistoru byly odečteny hodnoty diferenciálního odporu $R_d = 10\text{m}\Omega$ a prahové napětí $U_0 = 1\text{V}$. Dále byla z tabulky vyčtena energie potřebná pro vypnutí tranzistoru $E_{OFF} = 330\mu\text{J}$. Protože se jedná o tranzistor IGBT, je třeba jeho výstupní charakteristiku proložit lomenou přímkou a na základě této úvahy počítat ztráty vedením.

Ztráty vedením:

$$P_{zved} = U_0 \cdot I_{stř} + R_d \cdot I_{ef}^2 = 1 \cdot 6,22 + 10 \cdot 10^{-3} \cdot 9,6^2 = 7,14\text{W} \quad (53)$$

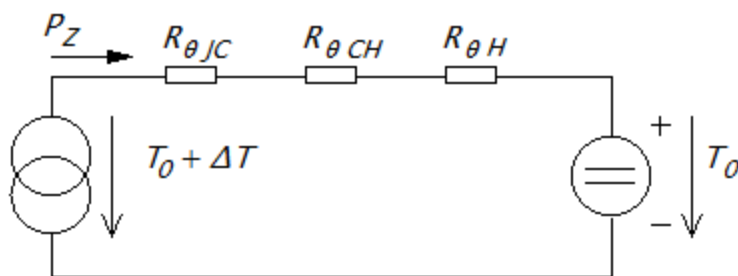
Ztráty přepínací:

$$P_{zpř} = E_{OFF} \cdot f = 330 \cdot 10^{-6} \cdot 60 \cdot 10^3 = 19,8\text{W} \quad (54)$$

Celkové ztráty jsou tedy součtem ztrát přepínacích a ztrát vedením, na jednom tranzistoru tedy budou vznikat ztráty o velikost $P_z = 27\text{W}$.

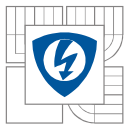
3.5 Návrh chladičů

Návrh chladiče spočívá v určení jeho tepelného odporu. Tento výpočet se provádí v ustáleném stavu, ve kterém se zanedbávají veškeré tepelné kapacity. Předpokládá se, že jsou „nabitě“ na stálou teplotu a tím pádem je jejich výkon nulový. Na následujícím obrázku lze vidět analogické tepelné schéma odpovídající chlazení jedné součástky jedním chladičem.



Obr. 10 - Tepelné schéma chlazení jedné součástky

T_0 je teplota okolí, která byla zvolena 30°C . ΔT je dovolené oteplení čipu od okolní teploty, které uvádí výrobce součástky. P_z je ztrátový výkon, který vzniká na součástce. $R_{\theta JC}$ je tepelný odpor mezi čipem a pouzdrém součástky, který uvádí výrobce. $R_{\theta CH}$ je tepelný odpor, který definuje dokonalost styku pouzdra součástky a samotného chladiče. $R_{\theta H}$ je tepelný odpor samotného chladiče, který počítáme.



3.5.1 Výpočet tepelného odporu chladiče spínacích tranzistorů

Zadané parametry pro výpočet tepelného odporu chladiče jsou následující:

$$T_0 = 30\text{ °C}, T_{jmax} = 150\text{ °C}, R_{\theta JC} = 0,43\text{ K/W}, R_{\theta CH} = 0,5\text{ K/W}, P_Z = 27\text{ W}$$

Protože bude celá čtveřice spínacích tranzistorů umístěná na stejném chladiči, budeme počítat s čtyřnásobným ztrátovým výkonem P_Z a se čtvrtinovými tepelnými odpory $R_{\theta CH}$ a $R_{\theta JC}$. Výsledná rovnice pro výpočet tepelného odporu chladiče bude vypadat následovně:

$$R_{\theta H} = \frac{T_{jmax} - T_0}{4 \cdot P_Z} - \frac{R_{\theta JC}}{4} - \frac{R_{\theta CH}}{4} = \frac{150 - 30}{4 \cdot 27} - \frac{0,43}{4} - \frac{0,5}{4} = 0,87\text{ K/W} \quad (55)$$

3.5.2 Výpočet tepelného odporu chladiče pro sekundární diody

Zadané parametry pro výpočet tepelného odporu chladiče jsou následující:

$$T_0 = 30\text{ °C}, T_{jmax} = 150\text{ °C}, R_{\theta JC} = 1,2\text{ K/W}, R_{\theta CH} = 0,15\text{ K/W}, P_Z = 129\text{ W}$$

V tomto případě budeme počítat tepelný odpor chladiče, na kterém bude umístěno sedm stejných diod. Čtyři sekundární usměrňovací a tři sekundární nulové. V předchozí kapitole jsme vypočítali maximální ztrátový výkon na diodách při extrémních případech (nejmenší a největší střída). V tomto případě budeme počítat s celkovým maximálním ztrátovým výkonem na všech sedmi diodách a s minimálním tepelným spádem na chladiči, který byl zvolen jako $\Delta T_{CH} = 70\text{ °C}$. Rovnice pro výpočet tepelného odporu chladiče bude vypadat následovně.

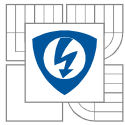
$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T_{CH}}{P_Z} = \frac{70}{129} = 0,54\text{ K/W} \quad (56)$$

Nyní můžeme zpětně ověřit, jaké maximální teploty v extrémních případech (malá a velká střída) dosáhnout čipy diod.

Při maximální střídě jsou nejvíce tepelně namáhané usměrňovací diody. Vypočítaný ztrátový výkon na jedné usměrňovací diodě P_Z je 27,6W. Usměrňovací diody jsou čtyři, a proto budeme opět počítat s čtyřnásobným ztrátovým výkonem a čtvrtinovými odpory $R_{\theta CH}$ a $R_{\theta JC}$. Teplota chladiče T_H je dána součtem teploty okolí $T_0 = 30\text{ °C}$ a dovoleného tepelného spádu na chladiči $\Delta T_{CH} = 70\text{ °C}$, čili $T_H = 100\text{ °C}$. Při minimální střídě jsou naopak nejvíce namáhané nulové diody a maximální ztrátový výkon na jedné diodě dosahuje $P_Z = 35\text{ W}$. V tomto případě jsou diody ve trojici a budeme počítat s trojnásobným ztrátovým výkonem a se třetinovými tepelnými odpory.

Pro usměrňovací diody platí (při s_{max}):

$$T_{Si} = T_H + \left(\frac{R_{\theta JC} + R_{\theta CH}}{4} \right) \cdot 4 \cdot P_Z = 100 + \left(\frac{1,2 + 0,15}{4} \right) \cdot 4 \cdot 27,6 = 127\text{ °C} \quad (57)$$



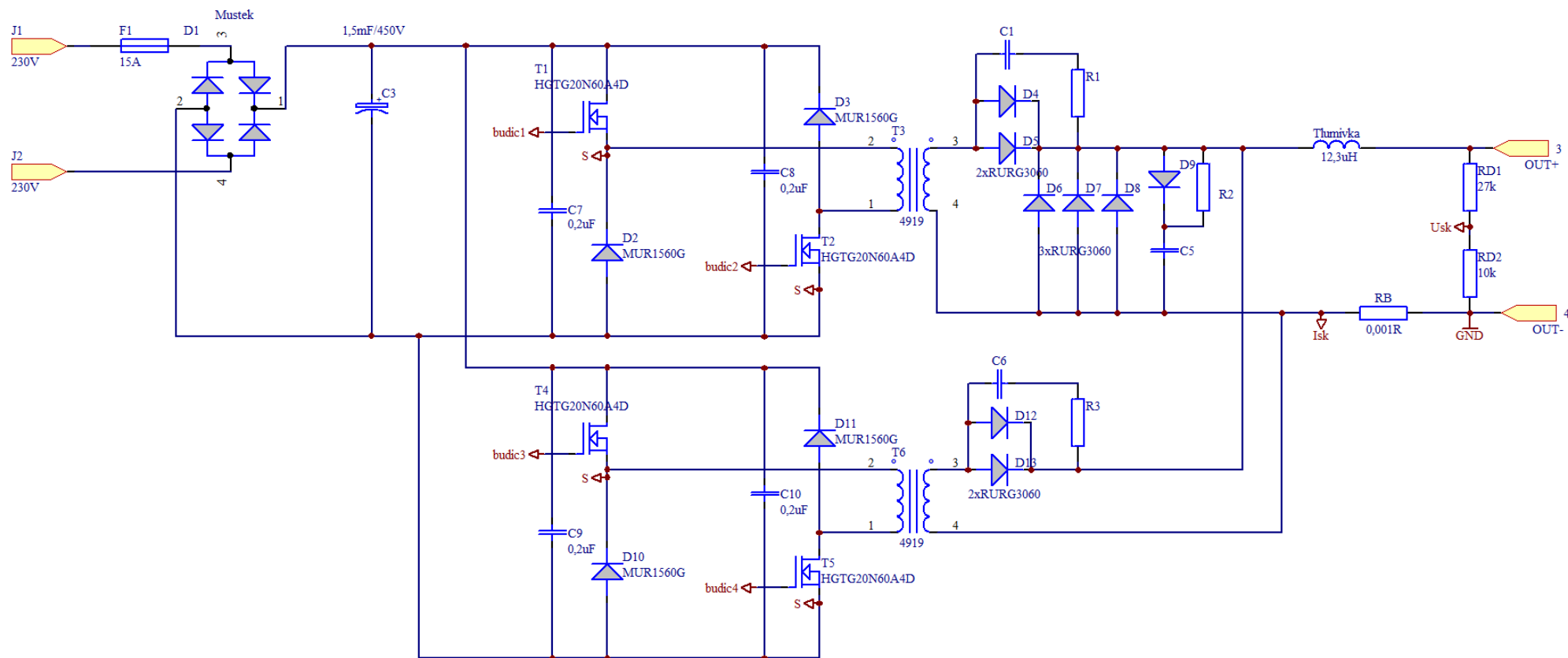
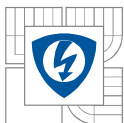
Pro nulové diody platí (při $s_{\min}$):

$$T_{Si} = T_H + \left(\frac{R_{\theta JC} + R_{\theta CH}}{3} \right) \cdot 3 \cdot P_Z = 100 + \left(\frac{1,2 + 0,15}{3} \right) \cdot 3 \cdot 35 = 137^\circ C \quad (58)$$

Lze vidět, že pokud použijeme chladič s tepelným odporem $R_{\theta H} = 0,54\text{K/W}$, teplota čipu diod nedosáhne maximální povolené teploty výrobcem ani při extrémních případech maximální a minimální střídý.

Z konstrukčních důvodů budou použity pro chlazení spínacích tranzistorů i sekundárních diod dva stejné chladiče s tepelným odporem $R_{\theta H} = 0,6\text{K/W}$. Tyto chladiče budou opatřeny ventilátorem, který požene vzduch přes jejich žebrování. Tímto se dá prakticky snížit jejich tepelný odpor až na polovinu a budeme mít jistotu, že všechny polovodiče budou kvalitně chlazeny.

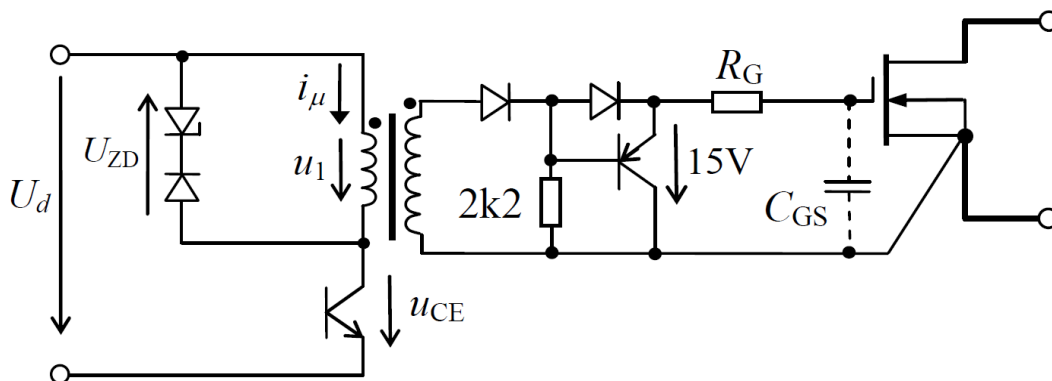
Schéma celé silové části výkonového měniče lze vidět na další stránce. Odlehčovací RDC členy u polovodičových součástek budou zvoleny až při ožívování.



Obr. 11 - schéma silové části měniče

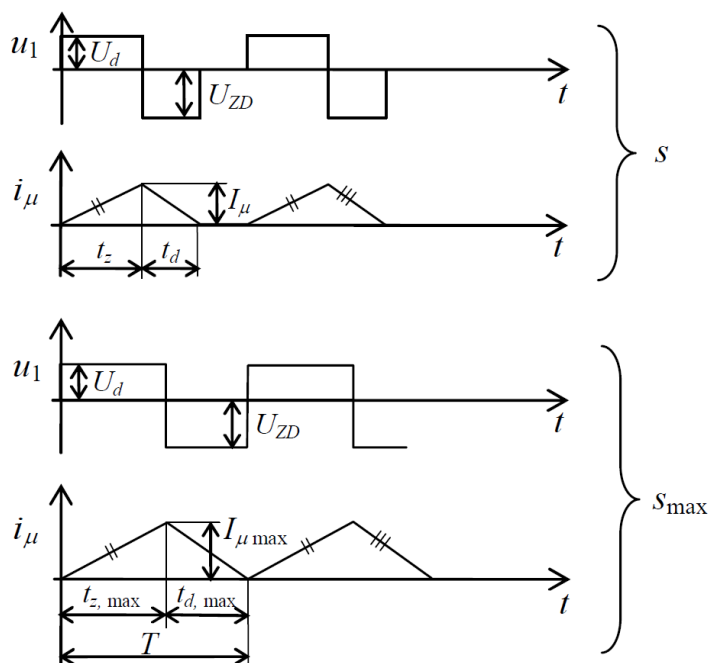
3.6 Návrh budiče tranzistorů

Budič tranzistorů bude realizovaný jako jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. To znamená, že veškerá energie při demagnetizaci bude mařena na ztrátový výkon v Zenerově diodě. Zenerovo napětí U_{ZD} má přímý vliv na rychlost demagnetizace. Budič bude napájen stejnosměrným napětím $U = 15V$.



Obr. 12 - Budič spínacích tranzistorů

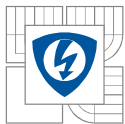
Na dalším obrázku jdou vidět průběhy napětí a proudu, charakterizující tento typ měniče. Lze na nich sledovat primární napětí u_1 a magnetizační proud i_μ . Z grafických průběhů lze poznat, že magnetizační proud nabývá maximálních hodnot při maximální střídě. Pro tento měnič platí, že maximální střída může nabývat větších hodnot než $s = 0,5$. Tato skutečnost se odvíjí od velikosti Zenerova napětí. Také je třeba dbát na to, že tranzistor v primárním obvodu měniče je při demagnetizaci namáhán součtem napájecího napětí U_d a napětí Zenerovy diody U_{ZD} .



Obr. 13 - průběhy proudů a napětí v jednočinném propustném měniči s demagnetizací do ZD.

Převzato z [1], [2]

V první řadě je nutné vybrat vhodné jádro pro transformátor budiče. Já jsem zvolil dvě paralelní jádra SEMIC 1305, protože výsledný průřez jádra bude větší.



Z toho plyne, že bude potřeba menší počet závitů a tím pádem dojde k omezení rozptylové indukčnosti, která v obvodu působí značné problémy.

Parametry jádra SEMIC 1305: $S_{Fe} = 14,6\text{mm}^2$, $l_{Fe} = 30,9\text{mm}$, $A_L = 1250\text{nH/z}^2$

Zenerovu diodu volím BZY020 s parametry: $U_{ZD} = 20\text{ V}$, $P_{ZD} = 2\text{W}$, $I_{ZD} = 100\text{ mA}$.

Pracovní kmitočet měniče je 60kHz.

Jako první je nutné určit maximální střidu, se kterou bude měnič schopen pracovat:

$$s_{max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_d} = \frac{20}{20 + 15} = 0,57 \quad (59)$$

V dalším kroku je možné určit primární indukčnost transformátoru:

$$L_1 = \frac{U_d^2 \cdot s_{max}^2}{2 \cdot f \cdot P_{ZDmax}} = \frac{15^2 \cdot 0,57^2}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 1} = 0,61\text{mH} \quad (60)$$

Pokud známe indukčnost primárního vinutí, můžeme vypočítat maximální hodnotu magnetizačního proudu:

$$I_{\mu max} = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot L_1} = \frac{15}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 0,61 \cdot 10^{-3}} = 205\text{mA} \quad (61)$$

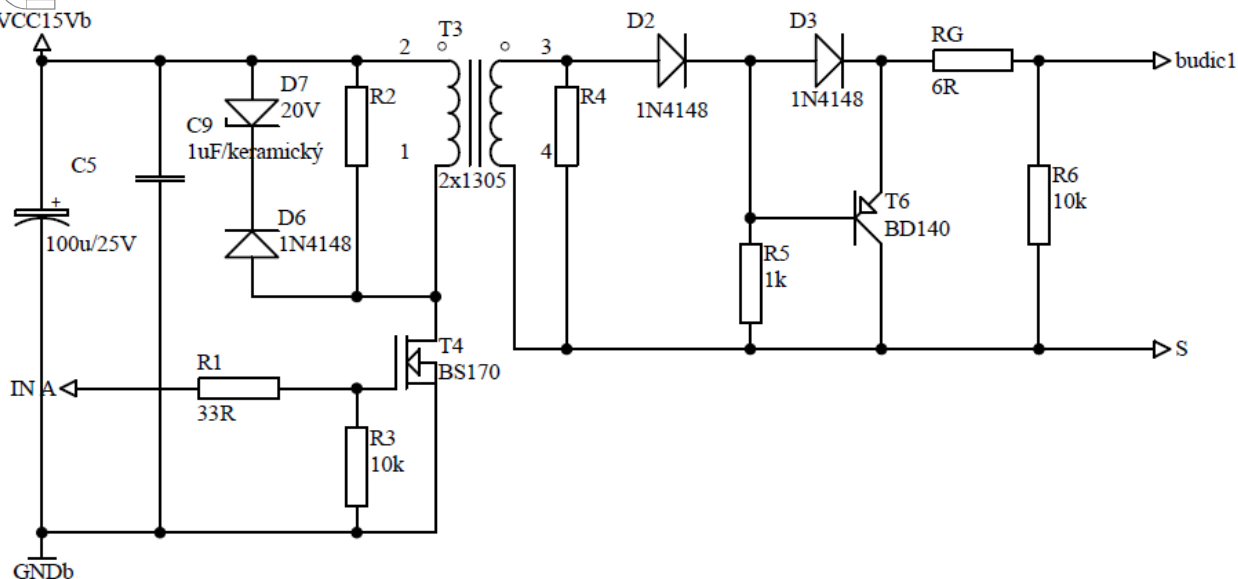
Zvolíme maximální indukci v jádře transformátoru $B = 0,25\text{T}$ a následně můžeme vypočítat počet primárních závitů.

$$N_1 = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot B \cdot S_{Fe}} = \frac{15}{2 \cdot 60 \cdot 10^3 \cdot 0,25 \cdot 0,3 \cdot 10^{-4}} = 16,6\text{z} \quad (62)$$

Protože spínací tranzistor výkonového měniče potřebuje pro své řízení napětí $U_{GS} = 15\text{V}$ a napájecí napětí budiče je taky 15V, musí být transformátor navinut tak, aby po odečtení úbytku na dvou diodách platilo, že napětí U_{GS} bude opravdu 15V. Volíme tedy napětí na sekundární straně transformátoru $u_2 = 16,5\text{V}$. Počet sekundárních závitů plyne z rovnice:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{u_2}{U_d} = 17 \cdot \frac{16,5}{15} = 19\text{z} \quad (63)$$

Sekundární vinutí bude mít 19 závitů. Z důvodu, že pracovní proud měniče je velice malý, v podstatě se jedná pouze o nabíjení parazitní kapacity řídicí elektrody spínacího tranzistoru, průřez vodiče obou vinutí může být také malý. Diody na sekundární straně budiče D2 a D3 budou typu 1N4147. Spínací tranzistor na primární straně jsem zvolil MOS-FET typu BS160. Tranzistor PNP, který je zapojený jako emitorový sledovač, má za úkol vybíjet parazitní kapacitu řídicí elektrody zkratováním na zem přes odpor R_G . V budiči bude použit klasický BD140. Velikost odporu R_G je dána výrobcem tranzistoru a v případě tranzistoru HGTG20N60A4D je jeho hodnota 6Ω . K této hodnotě se přičítá přes transformátor přetransformovaný odpor kanálu spínacího tranzistoru na primární straně budiče. S tímto faktem je potřeba počítat a reálný odpor R_G vhodně zvolit.



Obr. 14 - schéma kompletního budiče

Rezistory R2 a R4 slouží při oživování jako tlumicí odpory, které tlumí nežádoucí kmitání napětí na vinutích transformátorů. Kondenzátor C5 musí být keramický a musí tvořit trojúhelník s tranzistorem a diodou. Na plošném spoji tyto tři prvky musí být kriticky blízko sebe.

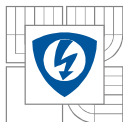
3.7 Návrh řídicích obvodů

Jedno z požadavků, které byly kladené na obvodový návrh výkonového spínaného zdroje pro účely svařování elektrickým obloukem, byla možnost regulovat výstupní proud v rozmezí 0A – 100A a také možnost regulovat výstup na konstantní výkon.

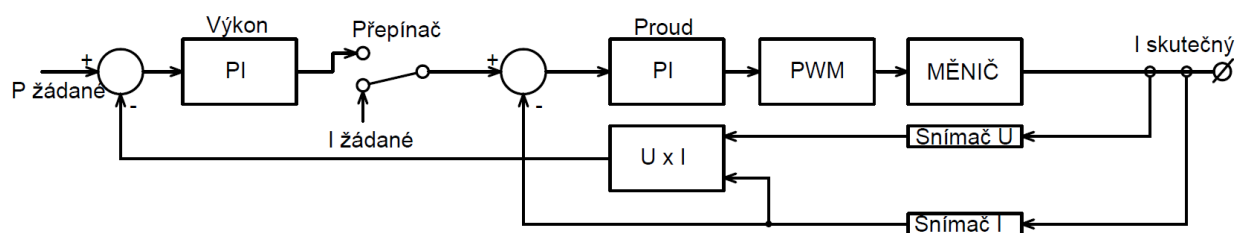
Jako nejlepší regulace se jeví kaskádní s podřízenou proudovou smyčkou, setrvačnost výstupní tlumivky je eliminována proudovou smyčkou. Proudový regulátor typu PI je velmi rychlý a stabilní, to znamená, že i při rychlé změně proudu existuje přímá úměra mezi žádanou a skutečnou hodnotou proudu. Řád soustavy je tím pádem o jedničku menší a nadřazený regulátor výkonu má daleko vyšší dynamiku při zachování jeho stability.

Regulátor proudu by měl pracovat neustále, tomuto regulátoru bude nadřazen regulátor výkonu. Tento regulátor se v praxi hojně využívá právě u svařovacích invertorů. Tento regulátor se skládá z násobičky a PI regulátoru. Do analogové násobičky se přivádí okamžitá hodnota napětí a proudu. Jejich součin nám dává informaci o aktuálním výkonu. Výhoda regulace na konstantní výkon je hlavně stabilizace délky elektrického oblouku. Můžeme říct, že napětí je přímo úměrné délce oblouku. Má-li být výkon elektrického oblouku konstantní, dojde při zkrácení oblouku k poklesu napětí a zároveň k nárůstu proudu. Tím pádem začne rychleji uhořívát elektroda a oblouk se opět prodlužuje, napětí roste a proud klesá. Popsaný děj samozřejmě funguje i v opačném případě, čili při protahování oblouku vlivem oddalování svařovací elektrody.

Blokové schéma regulačních smyček, které budou použity pro řízení výkonového měniče svařovacího invertoru lze vidět níže. Přepínač nám umožňuje zvolit, jestli budeme nastavovat žádanou hodnotu proudu a bude fungovat pouze regulace na konstantní proud, nebo budeme



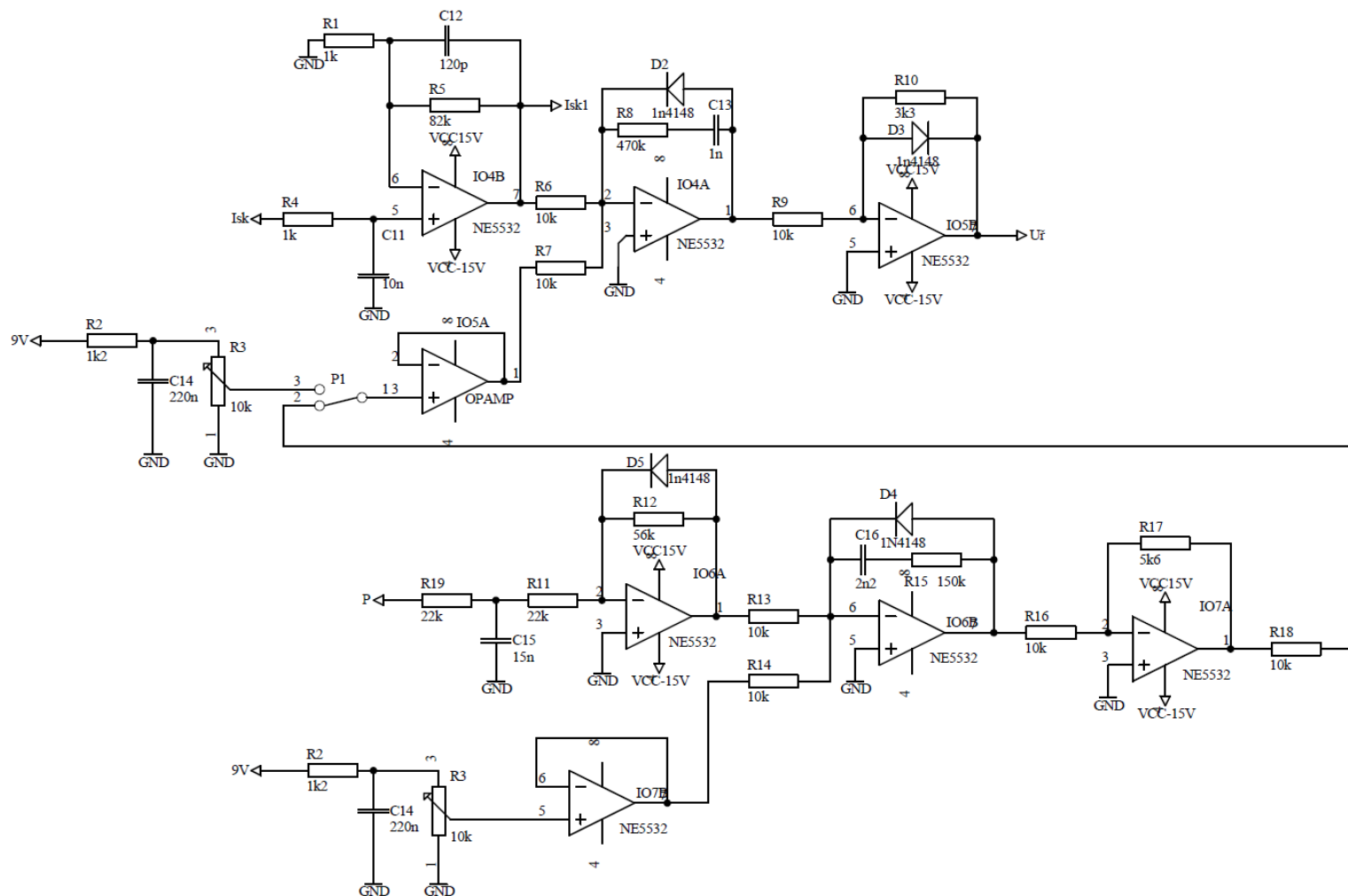
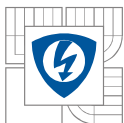
nastavovat žadanou hodnotu výkonu a bude fungovat celá kaskádní regulace na konstantní výkon.



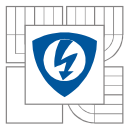
Obr. 15 - blokové schéma regulačních smyček

3.7.1 Vlastní návrh regulačního obvodu

Jak už jsme výše zmínili, bude použit základní kaskádní regulační struktura s podřízenou proudovou smyčkou. Schéma regulačních obvodů lze vidět na další straně.



Obr. 16 - schéma regulačních obvodů



Výstupní proud prochází bočником R_b , který je využit pro měření. Jeho hodnota je $1\text{ m}\Omega$. Pokud bude bočником procházet maximální proud 100 A , objeví se na něm napětí -100 mV . Toto napětí je dále přivedeno na RC propust (R_4 , C_{11}) a následně zesilováno operačním zesilovačem IO4B, který je zapojen jako neinvertující zesilovač se zpětnovazební propustí 1. řádu (R_1 , C_{12}). Výstupní signál ze zesilovače, který již odpovídá skutečné hodnotě proudu je veden přes odporový součtový člen (R_6 , R_7) do PI regulátoru proudu. Pro jehož realizaci je využit operační zesilovač IO4A, který pracuje v invertujícím režimu. Dioda D_2 slouží jako horní omezení výstupního napětí. Žádanou hodnotu proudu nastavujeme potenciometrem R_3 , který je k součtovému členu připojen přes operační zesilovač IO5A, který slouží pouze jako impedanční oddělení, takzvaný sledovač. Potenciometr je napájen napětíovou referencí 9 V a na jeho vstupu lze vidět RC propust (R_2 , C_{14}), která zamezuje vniku rušení. Operační zesilovač IO5B slouží k přizpůsobení úrovně signálu z PI regulátoru pro vstup PWM modulátoru. Dioda D_3 zabraňuje tomu, aby se na vstupu PWM modulátoru objevilo záporné napětí.

Přepínačem P_1 lze volit mezi regulátorem proudu a regulátorem výkonu. Regulátor výkonu je v principu stejný PI regulátor, jako je použit pro regulaci proudu. Žádaná hodnota výkonu je nastavována potenciometrem, který je stejně jako v předchozím případě napájen z napětíové reference 9 V přes RC propust. Signál z potenciometru je veden do součtového odporového členu (R_{13} , R_{14}) přes sledovač realizovaný z operačního zesilovače IO7B. Vstupní hodnota nesoucí informaci o aktuálním výkonu je přivedena přes RC propust (R_{19} , C_{15}) na invertující zesilovač IO6A, který zesílí signál na požadovanou úroveň. Dioda D_5 opět slouží k omezení napětí. Signál je dále veden přes součtový člen do PI regulátoru výkonu, který je realizován invertujícím operačním zesilovačem IO6B. Následně je výstupní signál upraven operačním zesilovačem IO7A na požadovanou úroveň a veden na přepínač P_1 .

Všechny operační zesilovače v obvodu budou napájeny z pomocného stabilizovaného zdroje napětí $+15\text{ V}$ a -15 V .

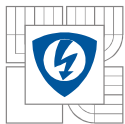
3.7.2 Násobička

Násobička je potřeba k vynásobení aktuální hodnoty proudu a napětí. Tento součin nám dává informaci o aktuálním průběhu výkonu na výstupu výkonového měniče. Jelikož proud i napětí na výstupu mohou nabývat pouze jedné polaridy, stačila by nám jedno kvadrantová násobička. Taková násobička by se dala realizovat analogově například tak, že bychom jednu z násobených veličin převedli na střidu a druhou řídili její amplitudu. Následně bychom výstupní signál pustili přes RC filtr. Výsledkem by bylo napětí přímo odpovídající střední hodnotě výstupního výkonu. Takto realizovaná násobička by sice fungovala, ale zanesla by do systému další setrvačnost v podobě LC filtru, která by značně zpomalovala odezvu regulátoru.

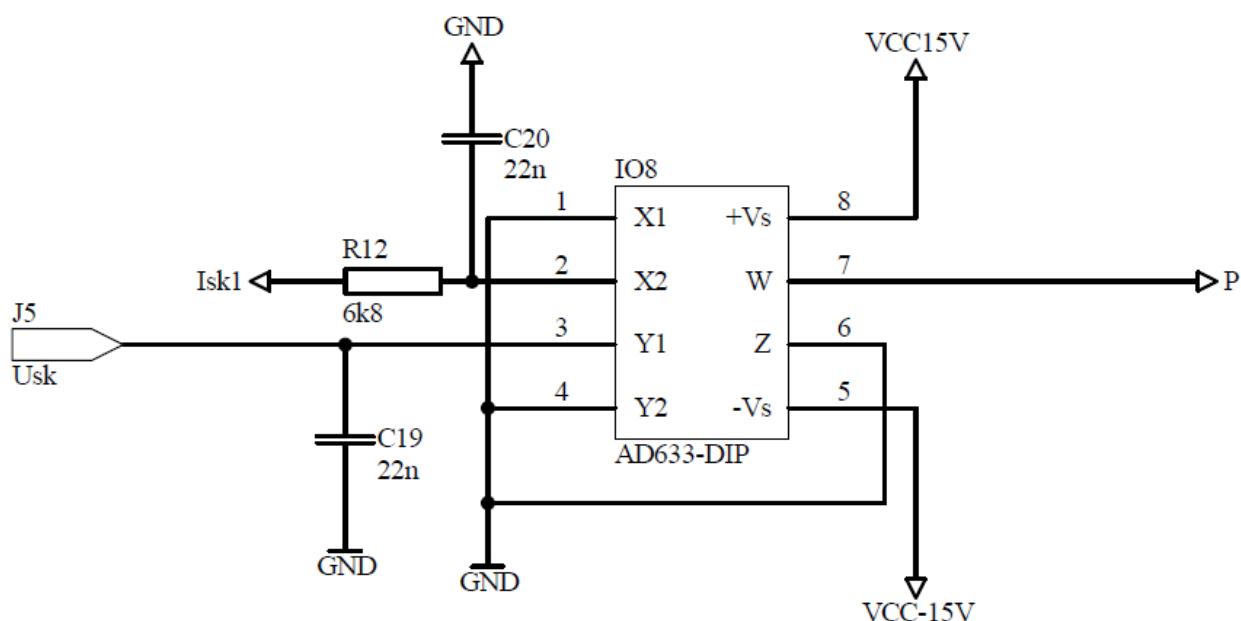
Z toho důvodu bylo rozhodnuto, že pro násobení bude použita analogová násobička od výrobce Analog Devices a to AD633. Tato násobička umí násobit ve všech čtyřech kvadrantech a její převodní funkce je dána rovnicí:

$$W = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad [V] \quad (63)$$

Tato násobička pracuje na principu násobení pomocí operačních zesilovačů a polovodičových přechodů diskretních součástek, které disponují exponenciální VA charakteristikou. Pomocí těchto součástek se oba signály zlogaritmují, následně sečtou a



odlogaritmuji. Násobička pracuje s přesností 2%, což nám plně dostačuje. Schéma násobičky lze vidět níže.

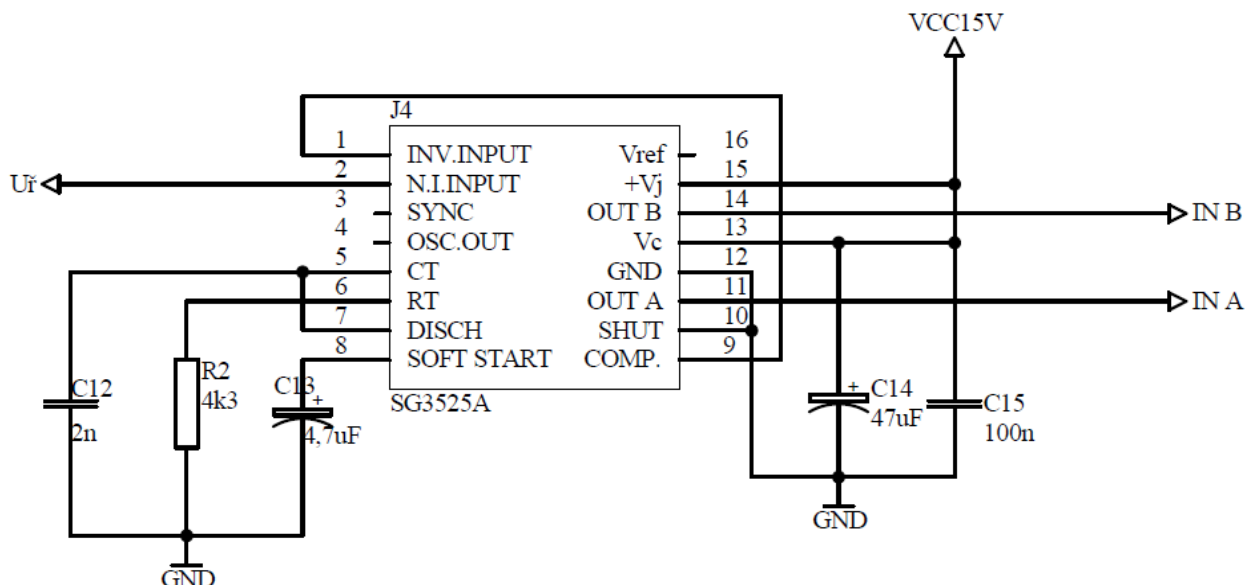


Obr. 17 - schéma analogové násobičky

3.7.3 Návrh PWM modulátoru

Jako PWM modulátor bude sloužit známý obvod SG3525AN. Tento obvod disponuje přímo dvěma výstupy, vzájemně fázově posunutými o polovinu periody a je schopen pracovat na námi zvolené spínací frekvenci 60kHz.

Řídící napětí přivedeme z regulačního obvodu a nabývá hodnot 0V – 4,5V. Toto napětí je přivedeno na neinvertující vstup vnitřního operačního zesilovače, který je díky spojení vývodu 1 a 9 zapojen jako sledovač. Pracovní kmitočet vnitřního oscilátoru, který nám obvod SG3525AN dovoluje využít, se může pohybovat v rozmezí 100Hz až 500kHz. V našem případě bude nastaven na hodnotu 120kHz. Toto nastavení je zajištěné hodnotami pasivních součástek R_1 a C_1 . Kondenzátor C_3 je připojen k vývodu 8 a je součástí obvodu softstart. Pomocí vývodů 5 a 7 lze vhodnou volnou připojeného rezistoru nastavit deadtime pro spínání tranzistorů. Tato funkce je pro nás zbytečná, a proto jsou vývody zkratovány. Kmitočet výstupního signálu jednoho výstupu má poloviční frekvenci, než je frekvence vnitřního oscilátoru. Celý obvod bude napájen stabilizovaným napětím +15V. Schéma obvodu PWM modulátoru lze vidět na další straně.



Obr. 18 - schéma PWM modulátoru

4 REALIZACE A MĚŘENÍ

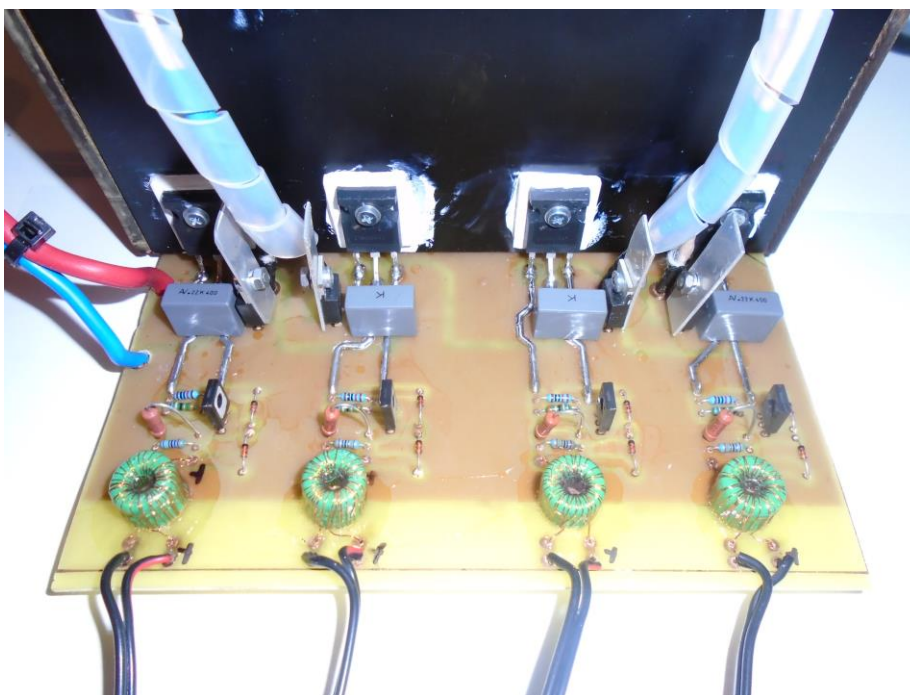
4.1 Návrh a výroba plošných spojů

Pro výrobu celého zařízení bylo potřeba navrhnout a vyrobit tři desky plošných spojů. První deska, na které jsou realizované pomocné napájecí zdroje, regulátory, PWM modulátor, násobička a primární strana budičů výkonových tranzistorů má rozměry 110x110mm. Je navržena jako oboustranná tak, že na jedné straně jsou veškeré napájecí cesty a na druhé zbytek. Druhá deska, na které je primární strana výkonového měniče a sekundární strana budičů výkonových tranzistorů má rozměry 160x90mm. Tato deska byla navržena tak, aby všechny tranzistory mohly být umístěny na stejný chladič, aby k sobě byly co nejbliž součástky (tranzistor, dioda a kondenzátor) a aby samotný budič spínacích tranzistorů byl co nejbliž samotnému tranzistoru. Z důvodu elektrické pevnosti je deska navržena s 2,5mm mezerami mezi vodivými cestami a cesty, kterými poteče velký proud, jsou propájeny 2x2,5mm² měděným vodičem. Třetí deska, na které jsou umístěny všechny sekundární diody a výkonové impulsní transformátory má rozměry 160x120mm. Z důvodu potřeby přenášet některými cestami vysoký proud, maximálně až 100A, byly cesty propájeny měděnými vodiči o patřičném průřezu. Desky plošných spojů byly navrženy v programu Protel 99SE a jsou přiloženy v příloze práce.

4.2 Výroba a oživení měniče

Celý měnič je realizovaný z vývodových součástek. Impulsní výkonový transformátor je navinutý vodičem Rupalit. Primární vinutí se vešlo do jedné vrstvy a následně bylo zalakováno. Sekundární vinutí je také vinuto vodičem Rupalit o patřičném průřezu, tento vodič však má dvojistou izolaci, což zajišťuje kvalitní galvanické oddělení primární a sekundární strany. Impulsní transformátor budiče tranzistorů je navinut tenkým smaltovaným vodičem. Primární vinutí je zalakováno několika vrstvami laku a až na něj je navinuto sekundární vinutí. Tlumivka byla navinuta profilovaným vodičem 5x7mm, který byl následně omotán bavlněným páskem a

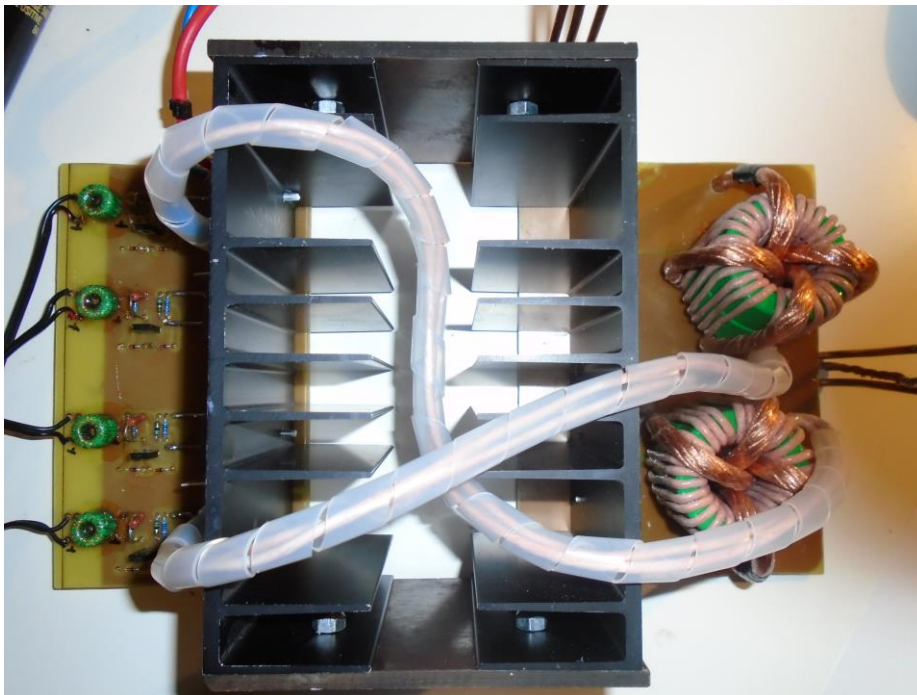
zalitý impregnačním lakem. Chladiče výkonových součástek jsou spojeny plastovými deskami tak, aby vzájemně tvořily jakýsi tunel pro proudící vzduch od ventilátoru. Celkové konstrukční řešení lze vidět na následujících fotkách.



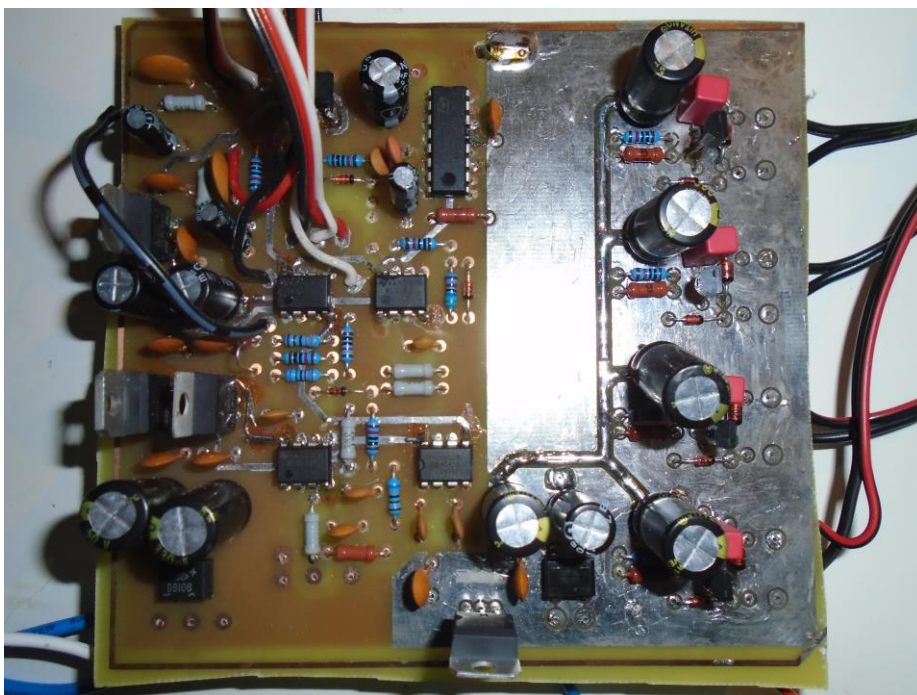
Obr. 19 - Primární strana výkonového měniče



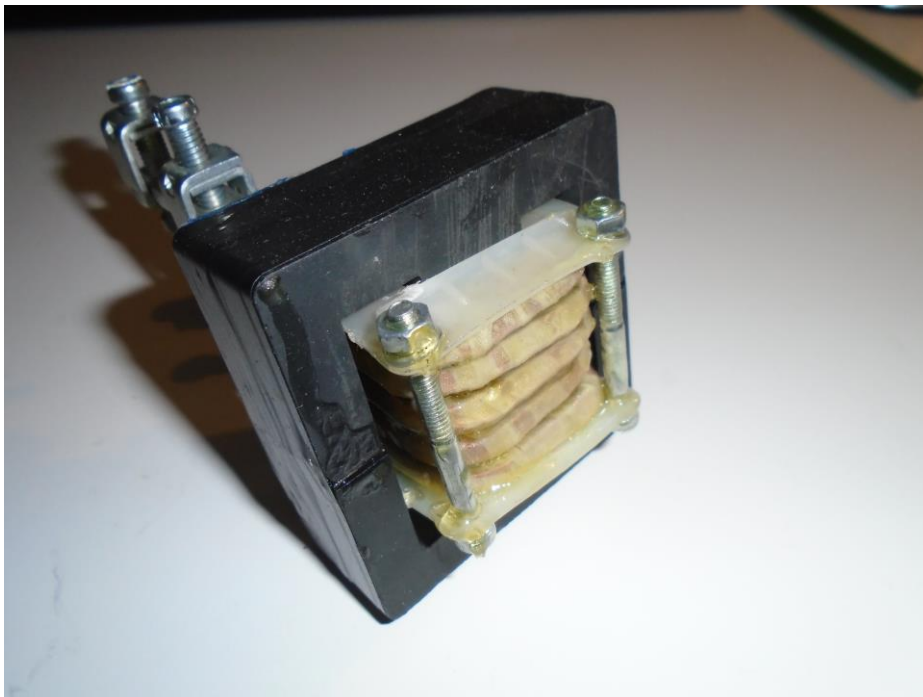
Obr. 20 - Sekundární strana výkonového měniče



Obr. 21 - Pohled na celou výkonovou část měniče



Obr. 22 - pohled na desku s řídicími členy



Obr. 23 - Výstupní tlumivka



Obr. 24 – Použitý bočník 100mV/100A

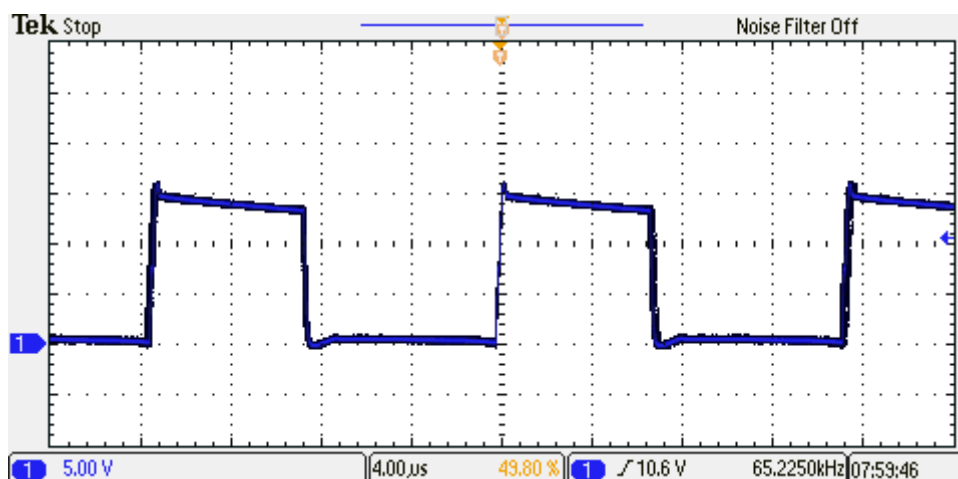
Při ožiování jsem postupoval opatrně a postupně. Na PWM modulátoru jsem nastavil pevnou střidu. Nejprve jsem oživil jednu polovinu výkonového měniče za sníženého napětí a na prázdno. V tento okamžik jsem zkontroloval všechny průběhy budících signálů a napětí na výkonových prvcích. Stejně jsem postupoval při ožiování druhé poloviny měniče. Ve chvíli, kdy oba dva měniče fungovaly samostatně naprázdno a za sníženého napětí v meziobvodu, jsem začal napětí zvyšovat a měnič postupně zatěžovat. Desky plošných spojů jsou připraveny pro osazení RDC tlumících členů, které však nebyly potřeba.

Po oživení výkonové části měniče při plném napětí meziobvodu $U_D = 325V$ a při plném proudu do zátěže $I_Z = 100A$ při konstantní na pevnou nastavené střídě, jsem přistoupil k oživení a nastavení regulátorů proudu a výkonu. Jako první jsem začal ožiovat regulátor proudu, zkontroloval jsem napěťové hladiny, které odpovídaly teoretickému návrhu. Pro nastavení PI regulátoru jsem použil empirickou metodu, pomocí které se první nastaví samostatně P složka a následně I složka. Nejprve vyřadíme z obvodu kondenzátor, zastupující I složku regulátoru. Proměnným odporem zvyšujeme zesílení regulátoru až do doby, kdy začne být nestabilní, poté hodnotu mírně snížíme a do desky osadíme součástku s pevnou hodnotou odporu. Stejně tak postupujeme i při nastavení I složky. Regulátor výkonu by měl být pro zachování stability systému teoreticky pomalejší, tato domněnka se při nastavování hodnot regulátoru potvrdila. Oba regulátory byly oživeny a následně byla ověřena jejich funkce.

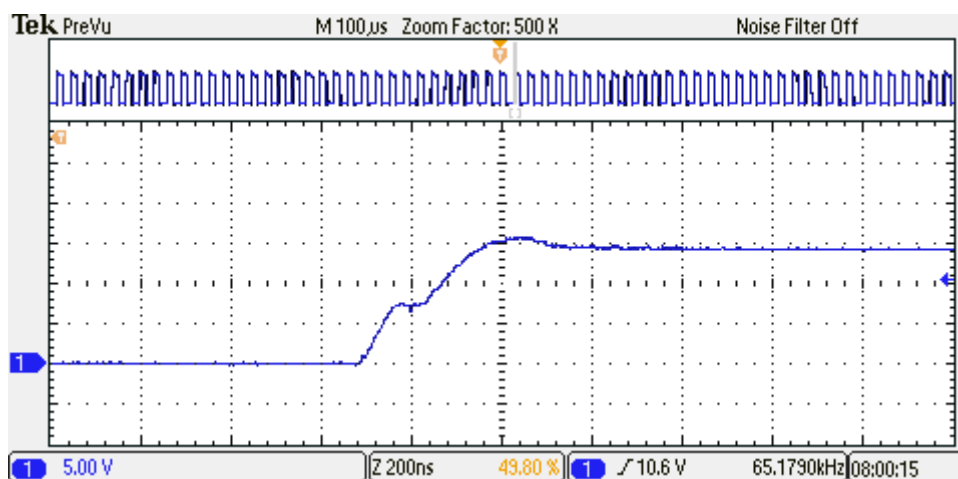
4.3 Měření na výkonovém měniči

V této kapitole jsou uvedeny veškeré osciloskopické záznamy průběhů napětí a proudů, které byly naměřeny na hotovém výrobku.

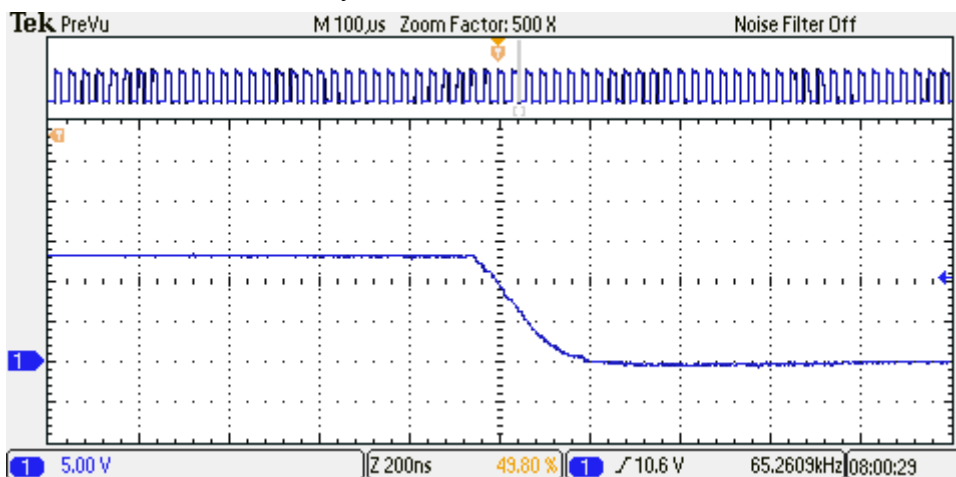
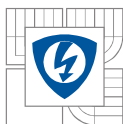
Na prvním oscilogramu můžeme vidět řídicí napětí U_{GE} . Měřeno na prázdko. Na dalších záznamech lze vidět detail nástupné a sestupné hrany.



Obr. 25 - Napětí U_{GE} na mřížce tranzistoru

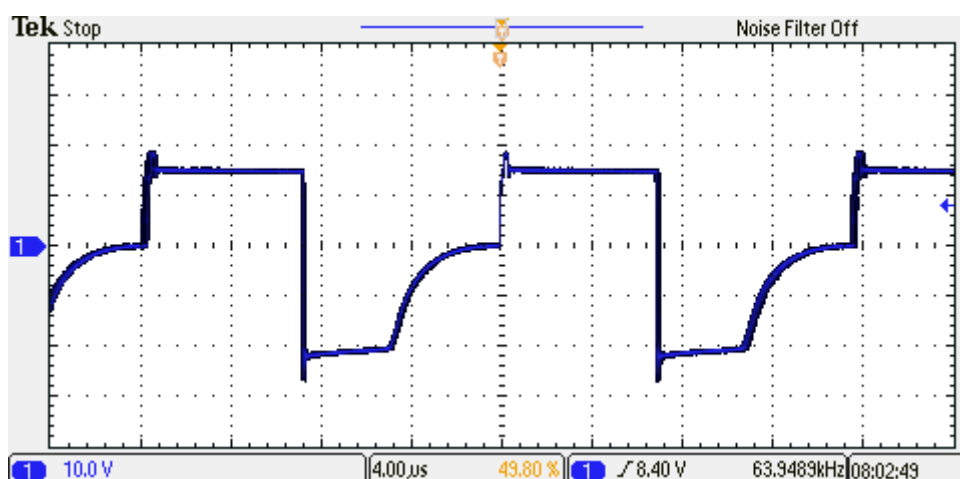


Obr. 26 - Detail náběžné hrany napětí U_{GE}

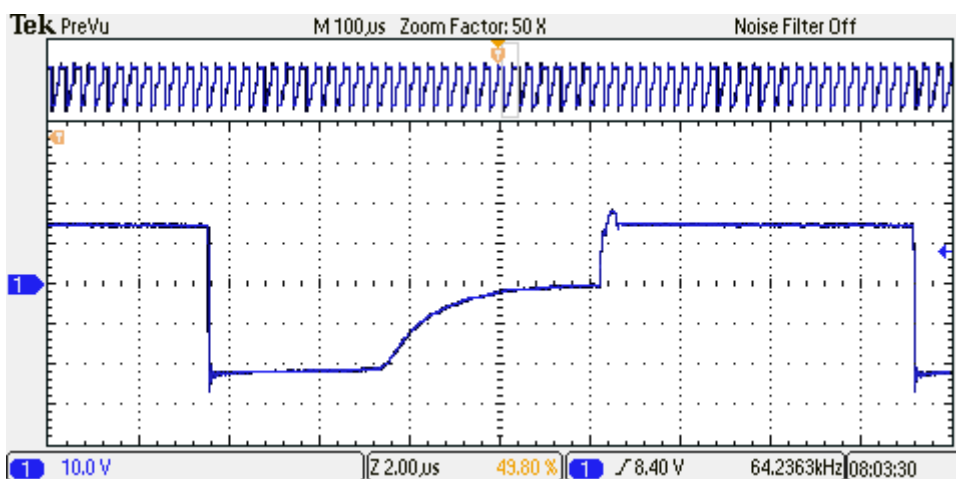


Obr. 27 - Detail sestupné hrany napětí U_{GE}

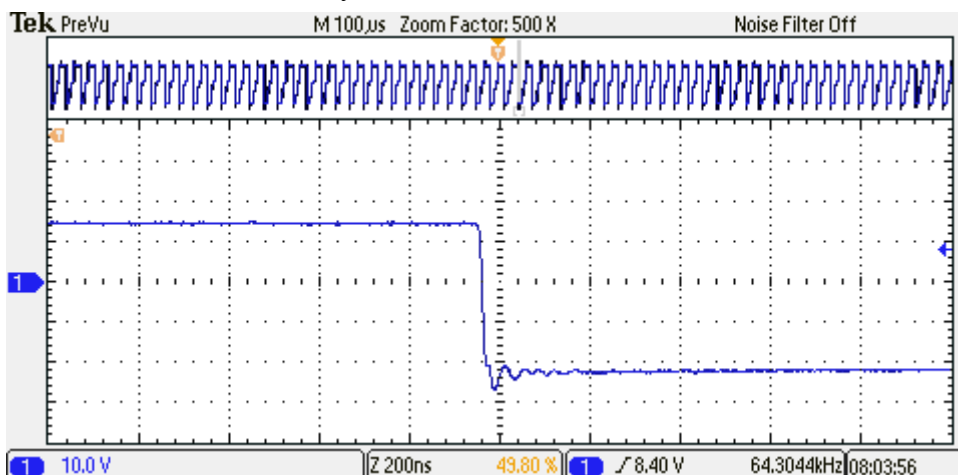
Napětí na sekundární straně budicího transformátoru. Měřeno na prázdko na tlumícím odporu. Dále můžeme vidět detail nástupné a sestupné hrany.



Obr. 28 - Napětí na sekundárním vinutí budicího transformátoru

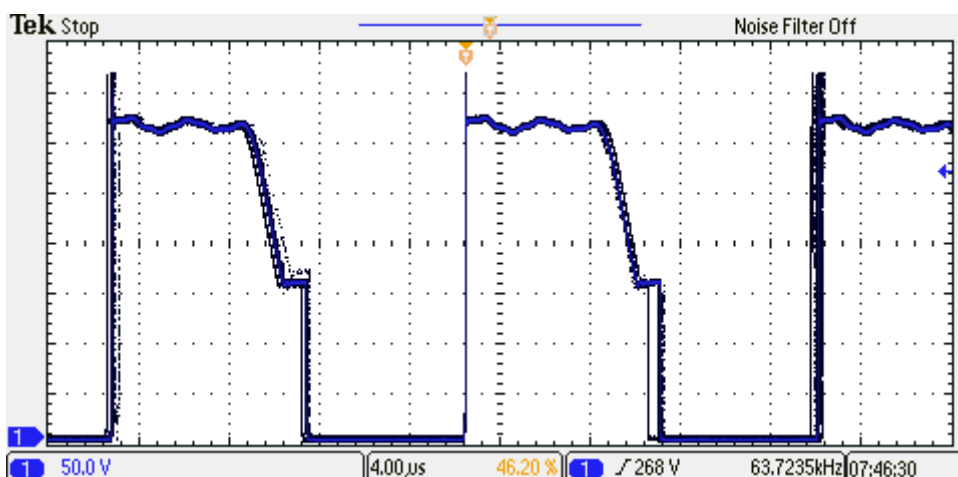


Obr. 29 - Detail náběžné hrany napětí na sekundární straně budicího transformátoru

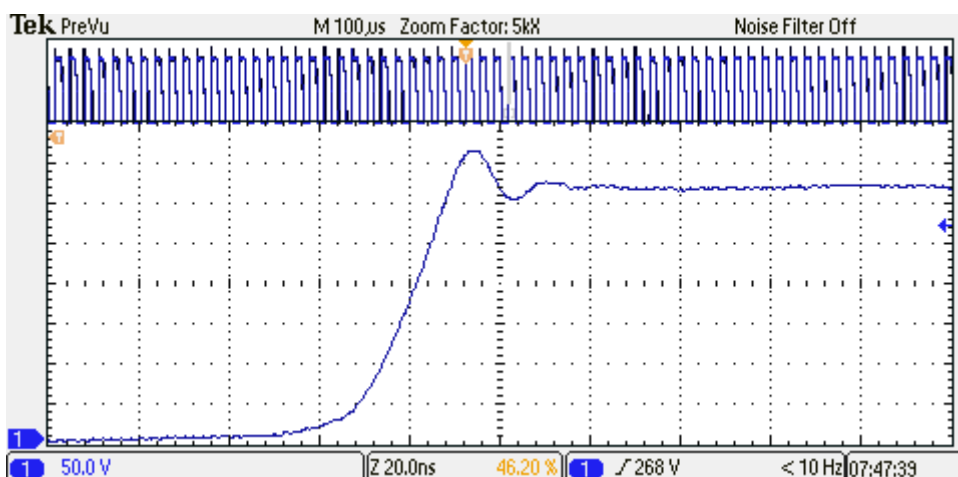


Obr. 30 - Detail sestupné hrany napětí na sekundární straně budicího transformátoru

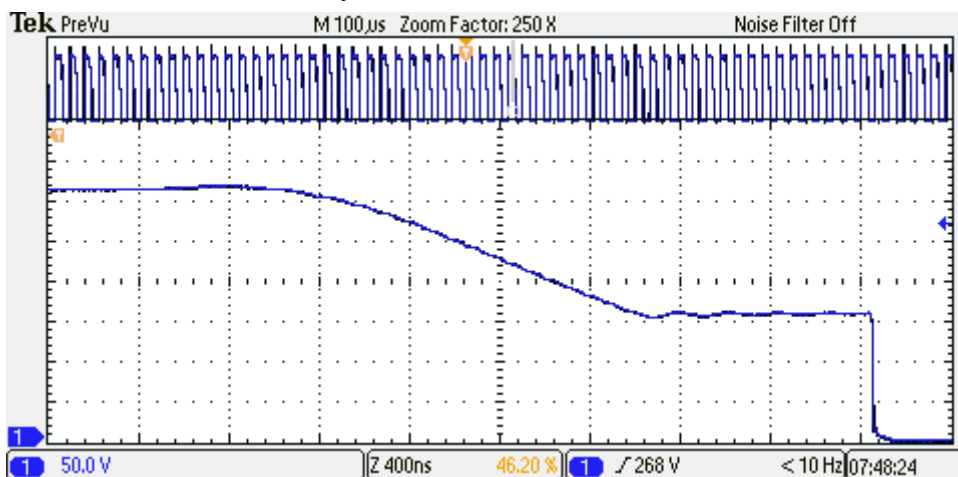
Dále můžeme vidět záznam napětí na tranzistoru U_{CE} , které bylo změřeno při plném napětí meziobvodu a při zátěži 60A.



Obr. 31 - Napětí U_{CE}

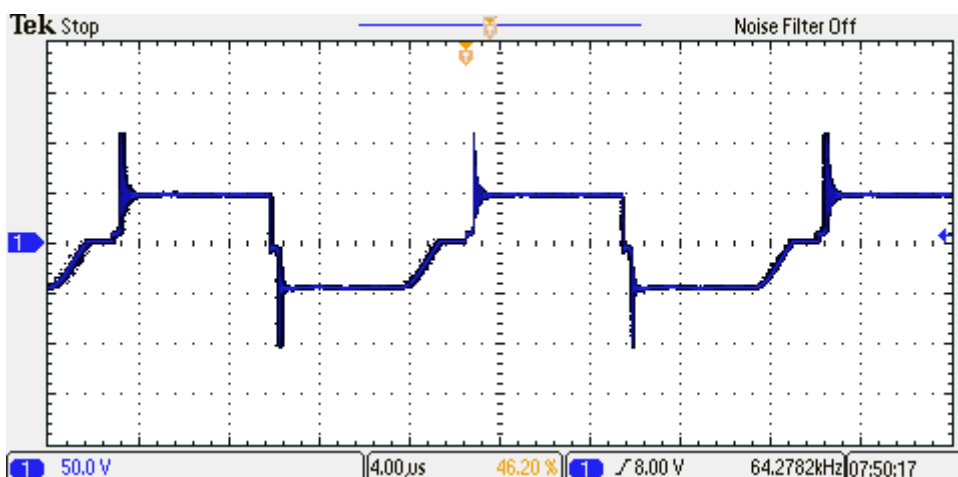


Obr. 32 - Detail náběžné hrany napětí U_{CE}

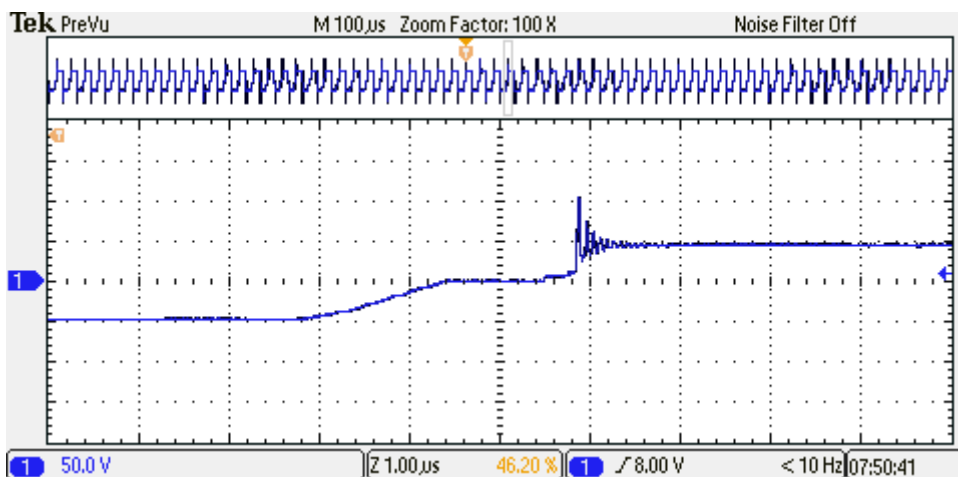


Obr. 33 - Detail sestupné hrany napětí U_{CE}

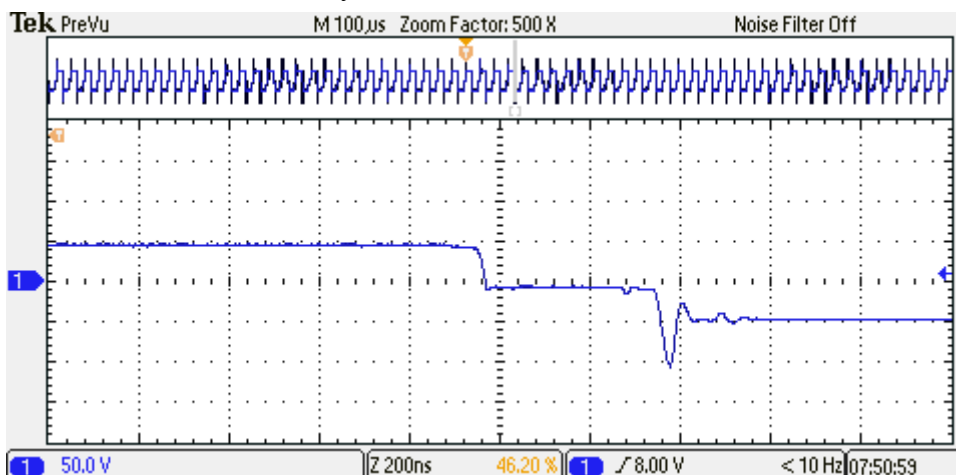
Na dalším oscilogramu můžeme vidět napětí, které bylo změřeno na sekundární straně výkonového impulsního transformátoru. Měření bylo provedeno při zátěži 60 A.



Obr. 34 - Napětí na sekundární straně impulsního transformátoru

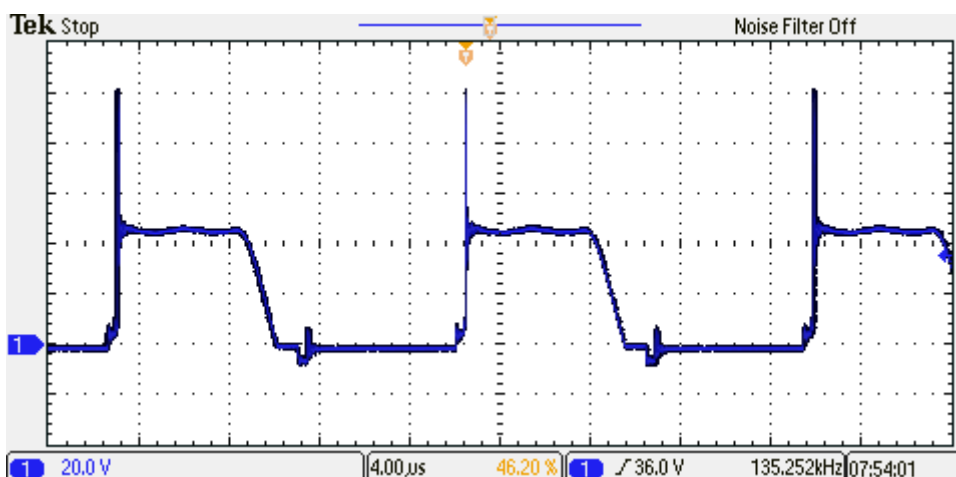


Obr. 35 - detail náběžné hrany napětí na sekundární straně impulsního transformátoru

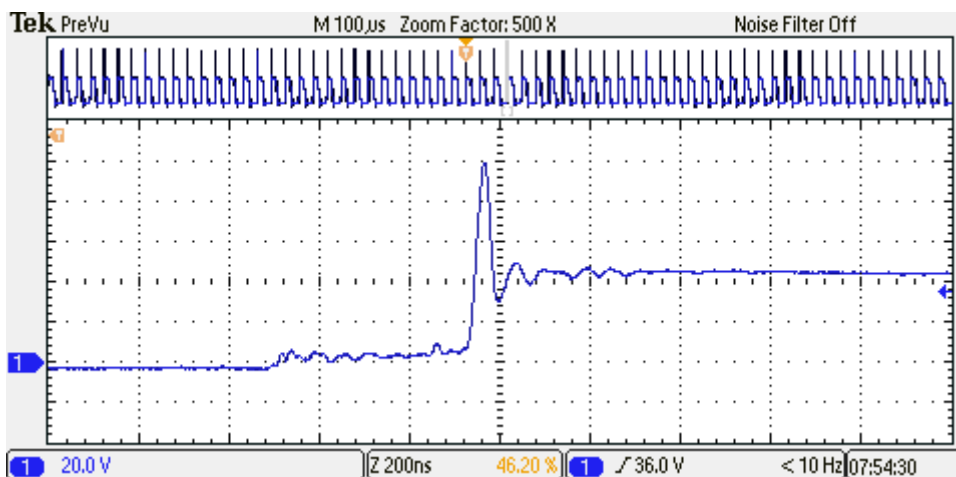


Obr. 36 - Detail sestupné hrany napětí na sekundární straně impulsního transformátoru

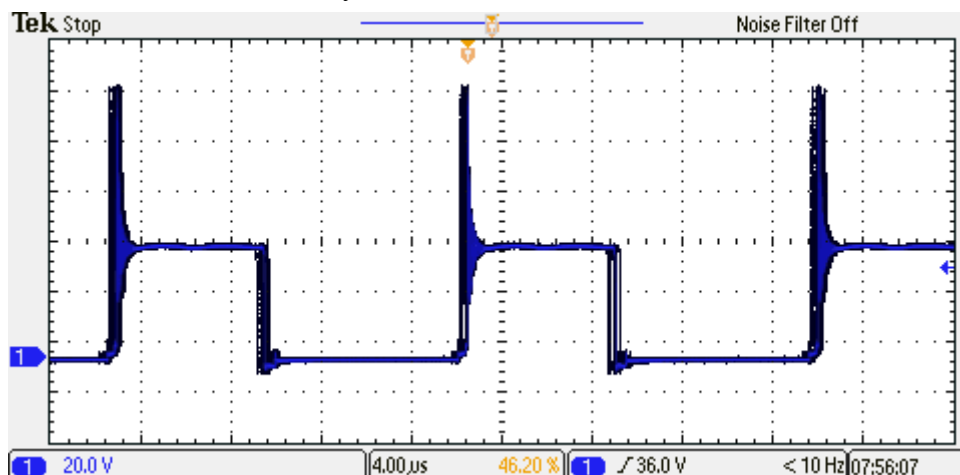
Důležité, hlavně z hlediska překmitů je napětí na sekundárních usměrňovacích a nulových diodách. Tyto napětí můžeme vidět na následujících záznamech. Měřeno při zátěži 60A.



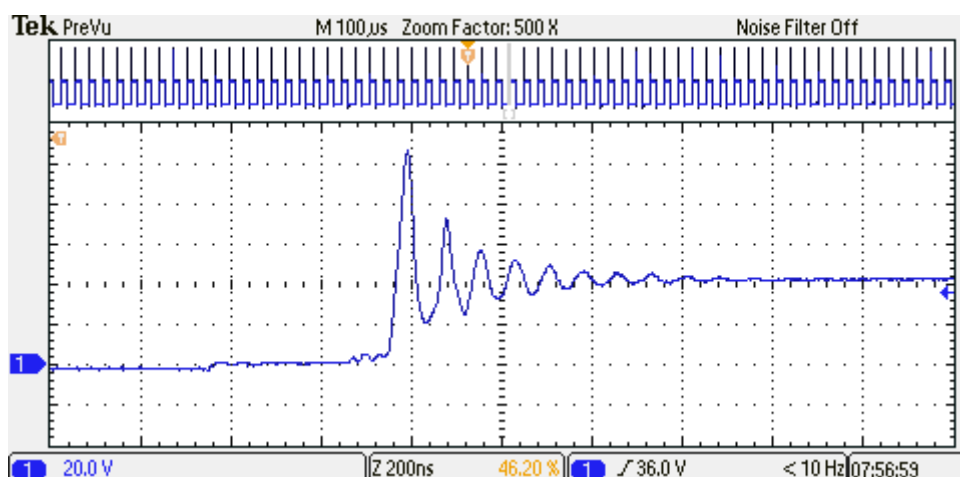
Obr. 37 - Napětí na sekundární usměrňovací diodě



Obr. 38 - Detail napěťového překmitu na sekundární usměrňovací diodě



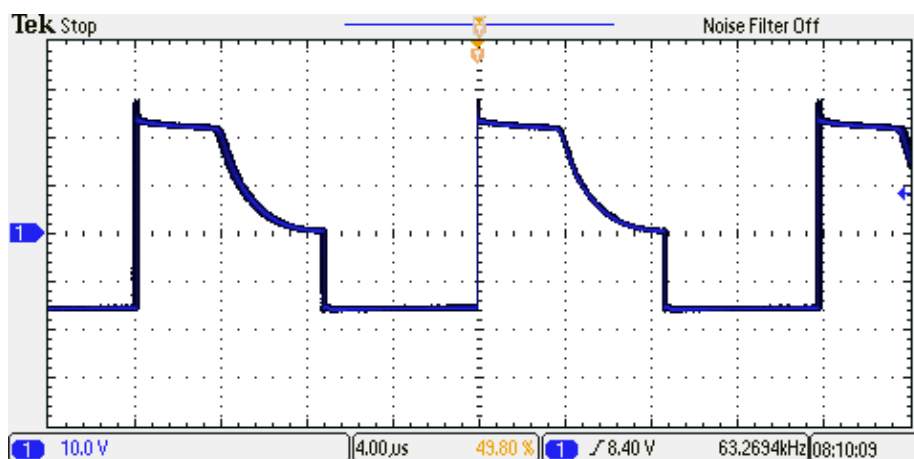
Obr. 39 - Napětí na sekundární nulové diodě



Obrázek 40 - Detail napěťového překmitu na sekundární nulové diodě

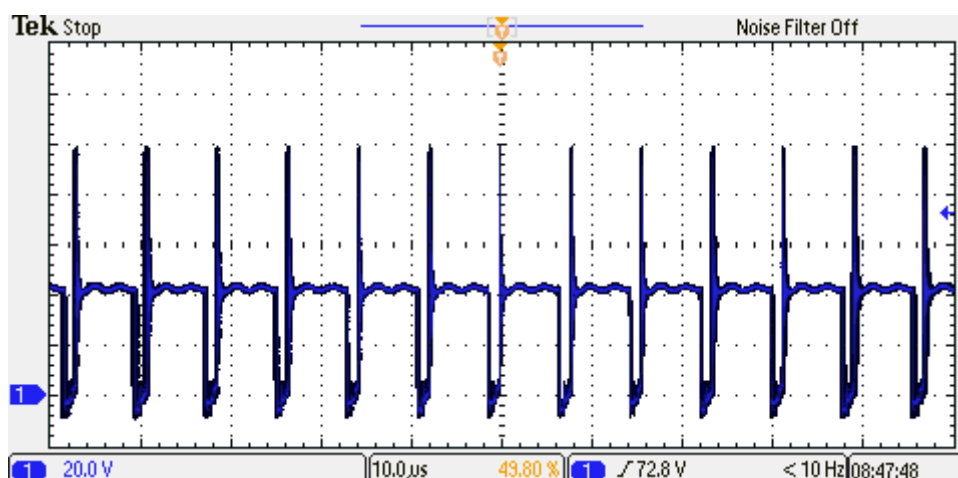
Lze vidět, že napěťový překmit na nulových i usměrňovacích diodách dosahuje až na hladinu 250V. Z toho důvodu jsou diody napěťově předimenzovány a jsou použity diody s hodnotou závěrného napětí 600V.

Dále se můžeme podívat na napětí na tranzistoru v budiči výkonových tranzistorů.



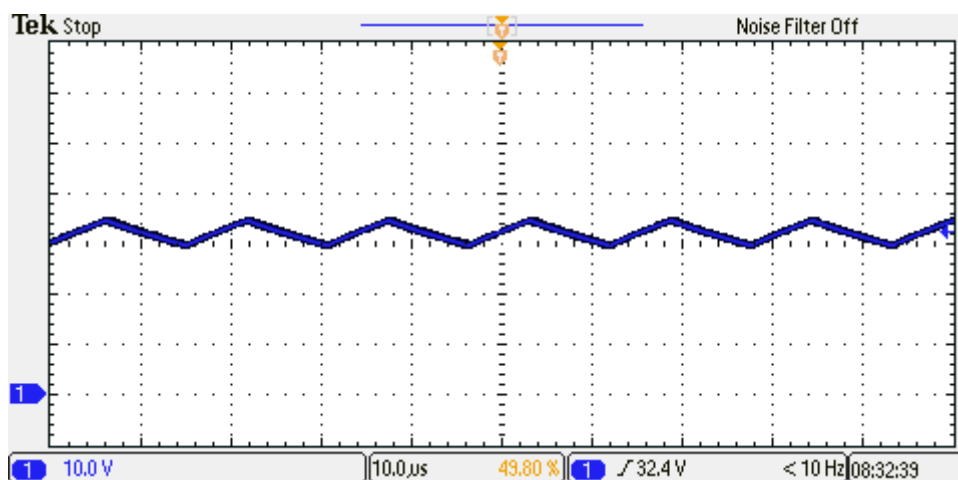
Obr. 41 - Napětí U_{CE} tranzistoru v budiči

Na následujícím oscilogramu lze vidět napětí na sekundárních nulových diodách při práci obou měničů v protitaktu. Na diodách se objevuje napětí o dvojnásobné frekvenci, čili o frekvenci 120kHz.

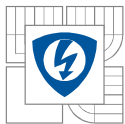


Obr. 42 - Napětí na sekundárních nulových diodách při práci obou měničů

Na posledním záznamu z měření lze vidět proud výstupní tlumivkou, který byl zaznamenán při proudu do zátěže 30A. Takový proud byl zvolen s ohledem na použitou měřící sondu. Lze vidět pilovité zvlnění proudu, které odpovídá skutečné indukčnosti tlumivky 12μH.



Obr. 43 - Proud 30A tekoucí výstupní tlumivkou



5 ZÁVĚR

V této diplomové práci jsem se seznámil s vhodnými typy výkonových měničů, které jsou vhodné pro realizaci svářečky na svařování stejnosměrným obloukem. Následně jsem vybral nejvhodnější typ, kterým jsou dva jednočinné propustné měniče pracující v protitaktu. Tento měnič jsem obvodově navrhnul. Jako první jsem provedl elektromagnetický návrh impulsního výkonového transformátoru a výstupní tlumivky měniče.

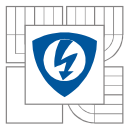
V dalším kroku jsem provedl proudové a napěťové dimenzování polovodičů, na jehož základě jsem vybral na trhu dostupné polovodiče. U vybraných polovodičů jsem vypočítal, jaké na nich budou vznikat ztráty, a tím jsem připravil základ pro výpočet potřebných tepelných odporů chladičů. Chladiče jsem navrhnul. Schéma celé silové části výkonového měniče lze vidět na straně 32.

Dále jsem se zabýval výběrem vhodného typu budiče spínacích tranzistorů a jeho návrhem. Jako budič byl zvolen jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Pro tento typ měniče jsem navrhnul impulsní transformátor a ostatní obvodové komponenty. Schéma budiče je uvedeno na straně 35.

Dále jsem navrhnul regulátor, který je schopen regulovat na konstantní výstupní proud nebo výkon. Jedná se o dva PI regulátory, kdy buď funguje pouze proudová smyčka, anebo zároveň s ní funguje i nadřazená výkonová smyčka. Volbu regulační struktury zajišťuje přepínač. Pro násobení okamžitých hodnot výstupního proudu a napětí byla zvolena násobička od firmy Analog Devices AD633. Jako PWM modulátor je použit obvod SG3525.

Celý měnič jsem tedy obvodově a konstrukčně navrhnul a následně vyrobil. Zabýval jsem se návrhem a výrobou desek plošných spojů, vinutím impulsních transformátorů a výstupní tlumivky. Dále jsem se zabýval návrhem vhodného tepelného odporu chladiče a následně konstrukčním řešením chladiče. V poslední řadě jsem celé zařízení oživil, ověřil jeho parametry a provedl na něm měření, které jsem použil do své diplomové práce.

Zadání diplomové práce jsem splnil celé a jejím výsledkem je hotový a funkční výkonový měnič pro obloukové svařování stejnosměrným proudem do 100A a výstupním napětím 30V.



LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika: Presentace 1*. Brno: FEKT VUT.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. II. Měniče bez vf. impulsního transformátoru*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [5] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Sv. I. Tepelné jevy a činný výkon*. 2. vyd. Brno: FEKT VUT, 2005.
- [6] STMICROELECTRONICS. SG2525A SG3525A: *Regulating pulse width modulators*. June 2000.
- [7] ANALOG DEVICES. AD633: Low Cost Analog Multiplier. 2015.
- [8] JAŠA, J. *Výkonový měnič pro svařování elektrickým obloukem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 84 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.