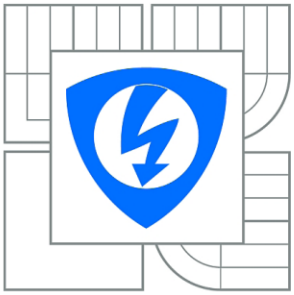
VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

VÝKONOVÝ MĚNIČ PRO SVAŘOVÁNÍ ELEKTRICKÝM OBLOUKEM

POWER CONVERTER FOR THE ELECTRIC ARC WELDING

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

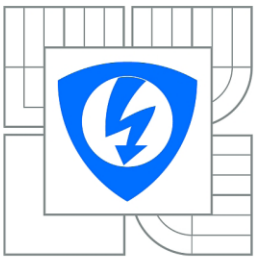
AUTOR PRÁCE — Bc. JAKUB JAŠA

AUTHOR

VEDOUCÍ PRÁCE — doc. Dr. Ing. MIROSLAV PATOČKA

SUPERVISOR

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student:	Bc. Jakub Jaša	***ID:***	126770
Ročník:	2	***Akademický rok:***	2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Výkonový měnič pro svařování elektrickým obloukem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vyberte vhodný typ výkonového měniče pro svařování stejnosměrným elektrickým obloukem. Svařovací proud předpokládejte v rozsahu 50A až 150A. Vytvořte matematický model celého systému v prostředí Matlab-Simulink a simulací ověřte jeho statické i dynamické vlastnosti.
2. Proveďte obvodový i konstrukční návrh výkonových i řídicích obvodů měniče.
3. Měnič realizujte a měřením ověřte 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:	27.9.2013	***Termín odevzdání:***	28.5.2014

Vedoucí práce: doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka
Konzultanti 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

Diplomová práce se zabývá obvodovým návrhem, konstrukčním řešením a realizací svářečky pro svařování stejnosměrným elektrickým obloukem. Koncepce svářečky je založena na využití dvou jednočinných propustných měničů pracujících v protitaktu. Měniče pracují na kmitočtu 60 kHz. Výstupní proud lze regulovat v rozsahu 0 až 140 A. Po přepnutí funkce může svářečka pracovat jako nabíječka akumulátorů. Nabíjecí proud lze regulovat v rozsahu 0 až 70 A. Zařízení je napájeno z jednofázové sítě 230 V.

KLÍČOVÁ SLOVA

Jednočinný propustný měnič, dvojčinný propustný měnič, výkonový impulzní transformátor, svařování stejnosměrným elektrickým obloukem, nabíječka akumulátorů, řízení výstupního proudu.

ABSTRACT

This thesis deals with the peripheral design, construction design and implementation welder DC arc. The concept of welder is based on the use of two single action forward converter working-pull. Converters operate at a frequency of 60 kHz. Output current can be adjusted in the range from 0 to 140 A. After switching function the welder can operate as a battery charger. Charging current can be adjusted in the range of 0-70 A. The device is powered from a single phase supply 230 V.

KEYWORDS

Single-acting forward converter, push-pull forward converter, power pulse transformer, a DC arc welding, battery charger, output current control.

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.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Výkonový měnič pro svařování elektrickým obloukem jsem 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 v souvislosti s vytvořením této diplomové 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., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 28. května 2014 .....

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslavu Patočkovi, za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc. Děkuji za umožnění přístupu do laboratoře, zapůjčení přístrojů a za asistenci v laboratoři. Rovněž děkuji za další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji doc. Ing. Pavlovi Vorlovi, Ph.D., za cenné praktické rady při realizaci svářečky.

V Brně dne 28. května 2014 .....

podpis autora

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ viii
SEZNAM TABULEK x
ÚVOD 1
1 Analýza výkonových měničů 2
1.1 Jednočinný propustný měnič 2
1.1.1 Princip funkce 2
1.1.2 Průběhy napětí a proudů 3
1.2 Dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže 5
1.2.1 Princip funkce 5
1.2.2 Průběhy napětí a proudů 6
1.3 Dvojčinný propustný měnič 7
1.3.1 Princip funkce 7
1.4 Zhodnocení jednotlivých typů měničů 9
2 Napájení měniče ze síťového napětí 10
2.1 Napájení pomocí usměrňovače a sběrného kondenzátoru: 10
2.2 Napájení měniče pomocí tlumivky a sběrného kondenzátoru: 12
2.3 Napájení měniče aktivním usměrňovačem 13
3 Možnosti měření výstupního proudu 15
3.1 Měření výstupního proudu bočníkem 15
3.2 Proudové čidlo LEM 16
4 Příklad realizace 18
4.1 Popis výkonové části 18
4.2 Popis zapojení řídicích obvodů 20
5 Používané regulační struktury a matematický model řízení 23
5.1 Regulace na konstantní proud 23
5.2 Regulace na konstantní napětí 23
5.3 Regulace na konstantní výkon 23
5.4 Regulace výstupních veličin pomocí PI regulátoru 24
5.5 Simulace v prostředí Matlab-Simulink 25
5.5.1 Výpočet hodnot proudového regulátoru 25
5.5.2 Matematický model proudové regulace 26
5.5.3 Výpočet hodnot napěťového regulátoru 30

5.5.4 Matematický model napěťové regulace 30
6 Obvodový a konstrukční návrh měniče 32
6.1 Silová část 32
6.2 Návrh výkonového transformátoru 34
6.3 Vstupní filtr 38
6.4 Dimenzování polovodičů 39
6.5 Bočník pro snímání proudu 42
6.6 Výstupní tlumivka 42
6.7 Budič výkonových tranzistorů 44
6.8 Návrh transformátoru pro budič 48
6.9 Zapojení řídicích obvodů 49
6.10 Zapojení ochran 54
7 Oživení svářečky 58
7.1 Oživení silové části bez zatížení 58
7.2 Oživení silové části při zatížení zkratem na výstupu 58
7.3 Ověření správného sycení jádra transformátoru 59
7.4 Režim přerušovaných proudů 59
7.5 Změřené průběhy měniče 60
8 Závěr 65
Seznam použité literatury 67
9 Přílohy 69

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Zapojení jednočinného propustného měniče, převzato z [1]. 2
Obr. 1.2: Průběh řídicích signálů. 3
Obr. 1.3: Jenočinný propustný měnič, průběhy napětí a proudů, převzato z [1]. 4
Obr. 1.4: Zapojení dvou jednočinných měničů, převzato z [1]. 5
Obr. 1.5: Řídicí impulzy tranzistorů, převzato z [1]. 6
Obr. 1.6: Průběhy napětí a proudů dvou jednočinných měničů. 6
Obr. 1.7: Zapojení dvojčinného propustného měniče, převzato z [1]. 7
Obr. 1.8: Průběhy napětí a proudů pro první řídicí algoritmus, převzato z [1]. 8
Obr. 1.9: Zobrazení vypínací doby tranzistoru, převzato z [2]. 8
Obr. 2.1: Usměrňovač se sběracím kondenzátorem. 10
Obr. 2.2: Schéma zapojení usměrňovače s tlumivkou. 12
Obr. 2.3: Proud I_d pro $L = \infty$, převzato z [3]. 12
Obr. 2.4: Zapojení aktivního síťového usměrňovače, převzato z [4]. 14
Obr. 3.1: Napětí snímané na odporovém bočníku s parazitní indukčností. 15
Obr. 3.2: Princip nekompenzovaného čidla LEM. 16
Obr. 3.3: Čidlo LEM, kompenzovaná varianta, převzato z [6]. 17
Obr. 4.1: Zapojení výkonové části svářečky, převzato z [7]. 19
Obr. 4.2: Zapojení řídicí části měniče, převzato z [7]. 21
Obr. 4.3: Blokové schéma integrovaného obvodu SG3525A, převzato z [9]. 22
Obr. 5.1: Schéma proudové smyčky, převzato z lit. [1]. 24
Obr. 5.2: Kaskádní regulace proudu s napěťovým omezením, převzato z lit. [1]. 24
Obr. 5.3: Model PI regulátoru proudu. 26
Obr. 5.4: Odezva proudové regulace PI regulátoru. 27
Obr. 5.5: Odezva proudové regulace P regulátorem. 27
Obr. 5.6: Napětí na výstupu měniče. 28
Obr. 5.7: Vliv zapálálení oblouku na regulační smyčku. 28
Obr. 5.8: Vliv zapálálení oblouku pro čtyři krát větší proporcionální zesílení. 29
Obr. 5.9: Vliv zapálení oblouku pro čtyřikrát větší integrační zesílení. 29
Obr. 5.10: Model regulace napětí. 30
Obr. 5.11: Odezva napěťového regulátoru. 31
Obr. 6.1: Zapojení silové části. 33
Obr. 6.2: Nákres jádra T102/66/15-3C11, převzato z [11]. 35
Obr. 6.3: Měření indukčností transformátoru. 37
Obr. 6.4: Nákres jádra pro realizaci tlumivky, převzato z [19]. 43
Obr. 6.5: Nákres kostry pro vinutí výstupní tlumivky, převzato z [20]. 44
Obr. 6.6: Zapojení budiče výkonových tranzistorů. 45
Obr. 6.7: Sekundární strana budiče. 46
Obr. 6.8: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1. 46
Obr. 6.9: Osazovací plán, strana TOP, M1:1. 46
Obr. 6.10: Zapojení řídicích obvodů. 49
Obr. 6.11: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1. 51
Obr. 6.12: Osazovací plán, strana TOP, M1:1. 52
Obr. 6.13: Zapojení ochran. 55
Obr. 6.14: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1. 56
Obr. 6.15: Osazovací plán, strana TOP, M1:1. 56
Obr. 7.1: Oživení svářečky. 59

Obr. 7.2: Průběh napětí z budiče. 60
Obr. 7.3: Signál na mřížce tranzistoru. 60
Obr. 7.4: Nástupná hrana na mřížce tranzistoru. 61
Obr. 7.5: Sestupná hrana na mřížce tranzistoru. 61
Obr. 7.6: Vypínací a zapínací děj tranzistoru. 62
Obr. 7.7: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru. 62
Obr. 7.8: Primární vinutí transformátoru při menší střídě. 63
Obr. 7.9: Průběh napětí na sekundárním vinutí. 63
Obr. 7.10: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru. 64
Obr. 7.11: Průběh napětí na sekundární nulové diodě. 64
Obr. 9.1: Primární vinutí transformátoru výkonového transformátoru. 69
Obr. 9.2: Sekundární vinutí výkonového transformátoru, zobrazena je část vinutí, kde je ještě možné rozeznat počet závitů. 69
Obr. 9.3: Pohled na přední stranu. 70
Obr. 9.4: Pohled z levé strany. 71
Obr. 9.5: Pohled z pravé strany. 71
Obr. 9.6: Zadní strana. 72
Obr. 9.7: Zobrazení čtyř budičů s toroidními oddělovacími transformátorky. 72
Obr. 9.8: Modul ochran. 73
Obr. 9.9: Řídicí obvody. 73
Obr. 9.10: Fotografie z vývojového pracoviště. 74
Obr. 9.11: Návarek obalenou elektrodou průměru 2 mm, při $I_z \approx 100$ A. 74

SEZNAM TABULEK

Tab. 6.1: Seznam součástek silové části. 32
Tab. 6.2: Parametry jádra T102/66/15-3C11, [11]. 35
Tab. 6.3: Parametry jádra pro konstrukci tlumivky, [19]. 43
Tab. 6.4: Seznam použitých součástek. 47
Tab. 6.5: Parametry jádra pro budič, převzato z [21]. 48
Tab. 6.6: Rozměry jádra pro budič, převzato z [21]. 48
Tab. 6.7: Seznam použitých součástek. 53
Tab. 6.8: Seznam použitých součástek. 57
Tab. 9.1: Teplotní závislost termočlánku NTCM-HP-5K. 69

ÚVOD

Pro účely pevného spojování železných materiálů a konstrukcí se využívá nerozebíratelného spojení svařováním. V technické praxi je více možností svařování. Nejběžněji používaným postupem je svařování elektrickým obloukem. Daný typ umožňuje použít neobalenou elektrodu, kde je nutné svařování v ochranné atmosféře. Druhý způsob použití obalené elektrody umožňuje svařovat bez dodatečné ochranné atmosféry. Při zapálení oblouku vzniká vlivem hoření oblouku tepelná energie, která taví elektrodu i svařovaný materiál. Dodávaný výkon musí být úměrný velikosti a tloušťce svařovaného materiálu. Nejznámějším způsobem svařování obalenou elektrodou je použití transformátoru napájeného přímo síťovým napětím. Transformátor zajišťuje galvanické oddělení pro bezpečnou práci a svým převodem zvyšuje proud, kterým je živen oblouk. Dané řešení má nevýhodu, neboť výstupní proud je střídavý a transformátor pro výkon jednotek kilowattů je rozměrný a těžký.
Mnohem kvalitnější způsob živení oblouku je použití stejnosměrného proudu. Toho je možné dosáhnout usměrněním síťového transformátoru, ale tím se rovněž zvětší velikost a hmotnost svářečky. Pro svařování stejnosměrným proudem je vhodné použít výkonový měnič, jehož pracovní frekvence je v řádech kilohertzů. V měniči je rovněž transformátor pro galvanické oddělení, čímž se zvýší bezpečnost před úrazem elektrickým proudem. Protože je transformátor na vysoké frekvenci, jeho rozměry jsou mnohem menší než u síťového transformátoru pro stejný přenášený výkon. Výsledná svářečka bude rozměrově menší a lehčí. Další výhodou použití měniče spočívá v možnosti řízení výstupního proudu, který je téměř konstantní.
Moje práce se zabývá návrhem, simulací a realizací výkonového měniče pro svařování elektrickým obloukem. Výsledkem práce má být funkční svářečka s výstupním proudem v rozsahu 50 - 150 A, s rozšířenou funkcí nabíjení akumulátorů.

1 Analýza výkonových měničů

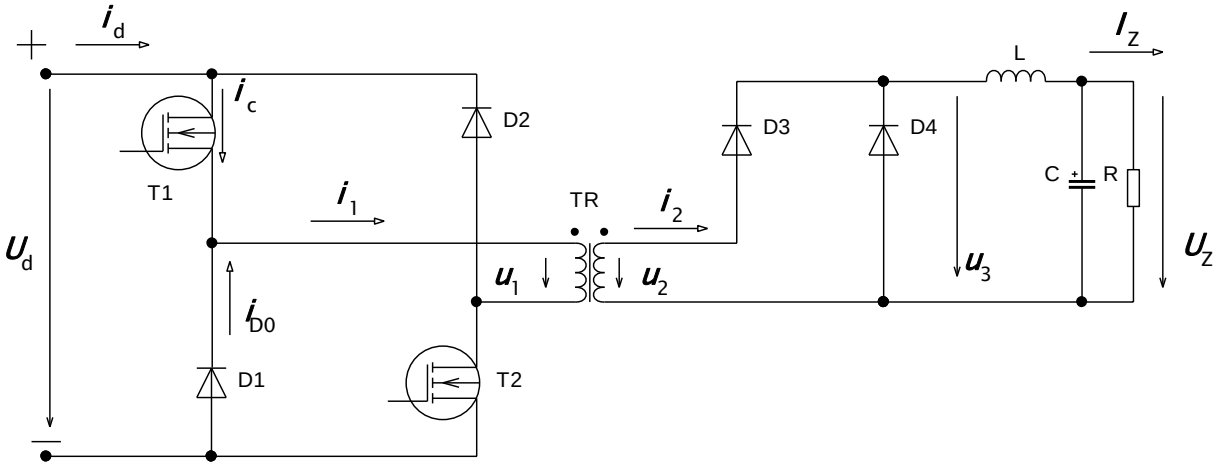
V kapitole jsou uvedeny vhodné měniče pro realizaci svářečky. Následuje podkapitola jednočinného měniče, kde je uveden princip funkce a výpočty důležitých veličin pro návrh měniče. Navazující kapitola popisuje dva měniče jednočinné, další kapitola měnič dvojčinný. V závěru kapitoly je uvedeno hodnocení jednotlivých typů měničů. Na základě shrnutí poznatků bude vybráno jedno z možných řešení, které bude následně obvodově navrženo a realizováno.

1.1 Jednočinný propustný měnič

Jednočinný propustný měnič se vyznačuje přenosem energie v době sepnutí tranzistoru. Součástí měniče je impulzní transformátor pracující na vysoké frekvenci. Měnič je napájen ze zdroje stejnosměrného napětí. Informace uvedené v kapitole jsou převzaty z [1].

1.1.1 Princip funkce

Napětí U_d je stejnosměrné napětí získané většinou usměrněním sítě nebo napájením z akumulátoru. Ke správné funkci obsahuje zdroj napětí kondenzátor nebo LC filtr. Kondenzátor tvoří rovněž oddělovací bariéru mezi sítí a samotným měničem, protože uvažujeme dostatečnou kapacitu a následné vyhlazení stejnosměrného napětí. Po usměrnění sítě o efektivní hodnotě napětí U = 230 V_{ef} je hodnota napětí $\sqrt{2}$ krát větší, přibližně U_{usm} = 325 V. Tranzistory jsou MOS-FET, mohou být použity i tranzistory IGBT. Dimenzování tranzistorů je vhodné na hladinu 600 V při napájení ze síťového napětí jedné fáze. Transformátor je impulzní, jehož vinutí je na feritovém jádře. Na výstupu měniče je zapojen usměrňovač využívající pouze kladné napěťové impulzy napětí u_2. Po usměrnění je proud veden do zátěže R přes tlumivku L. Výstupní napětí je filtrováno kondenzátorem C. Zapojení zobrazuje Obr. 1.1.



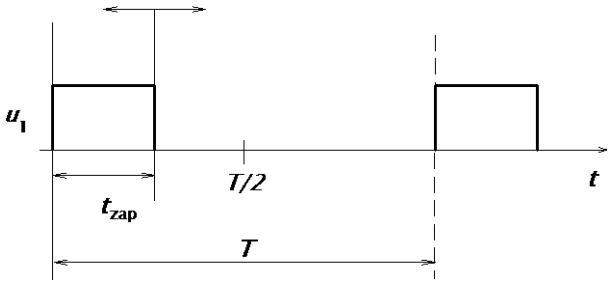
Obr. 1.1: Zapojení jednočinného propustného měniče, převzato z [1].

Tranzistory jsou spínány po dobu t_{zap}, která je menší než ½ periody pracovní frekvence. Po tuto dobu je primární vinutí transformátoru připojeno na napětí $+U_d$. Při vypínání tranzistorů

teče primárním vinutím proud a nemůže nastat stav, kdy by proud zanikl okamžitě. Primární vinutí je indukčnost, která si nenechá vnutit nulový proud v době vypnutí tranzistorů. Proud se tedy nemůže skokově změnit nebo zaniknout. V době vypnutí tranzistorů přebírají vedení magnetizačního proudu primární nulové diody. A rovněž se primární vinutí připojí na napětí $-U_d$ a proud může klesat, protože integrál ze záporné konstanty je klesající přímka. V daném okamžiku se jádro demagnetizuje. Tato skutečnost je také důvodem, proč není možné využívat oba dva napěťové impulzy k přenosu energie. V případě, že by střída měla hodnotu větší než půl periody, jádro by se nestíhalo demagnetovat a nastalo by přesycení jádra a zničení tranzistorů vlivem narůstajícího proudu.

Řízení měniče

Řídicí algoritmus spočívá ve spínání obou tranzistorů ve stejný okamžik na dobu t_{zap}. Hodnota doby t_{zap} nesmí být větší než polovina periody spínacího kmitočtu. Střída je dána $s = t_{zap}/T$, kde T je perioda spínacího kmitočtu. Při sepnutí tranzistorů T_1 a T_2 je transformátor připojen na napětí $+U_d$ a hodnota napětí u_1 je rovna napájecímu napětí U_d sníženého o úbytky napětí na tranzistorech. Výstupní napětí u_2, má stejný tvar jako napětí u_1, ale jinou velikost danou převodem transformátoru. Průběh řídicích signálů je zobrazuje Obr. 1.2.



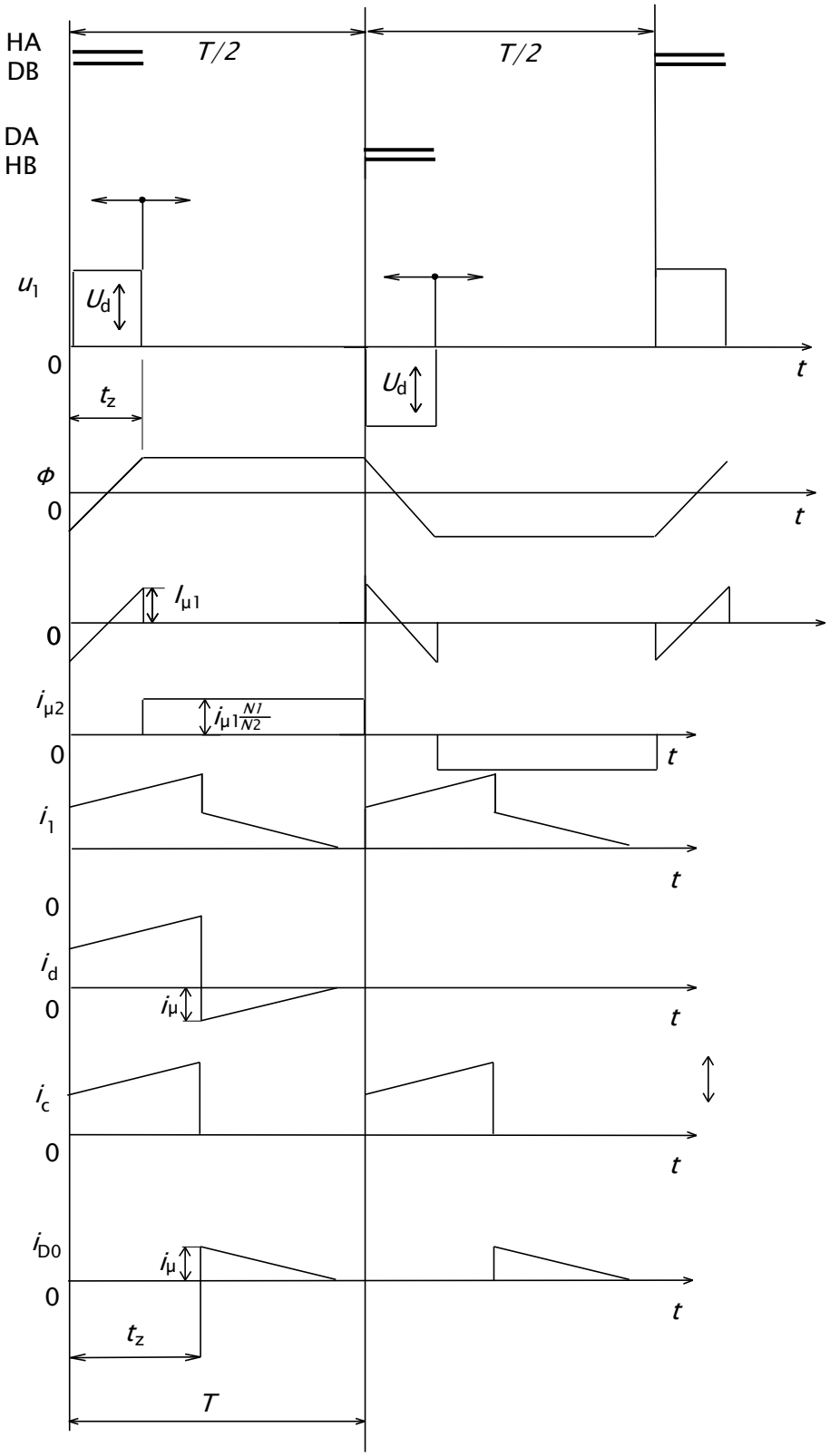
Obr. 1.2: Průběh řídicích signálů.

1.1.2 Průběhy napětí a proudů

Pro zjednodušení má výstupní tlumivka nekonečně velkou indukčnost, a tím je výstupní proud I_z konstantní. Průběhy napětí a proudů zobrazuje Obr. 1.3. Napětí u_1 je primární napětí transformátoru, sekundární napětí u_2 má stejný tvar jako primární napětí, ale má jinou velikost. Velikost sekundárního napětí určuje rovnice (1.1).

$$u_2 = u_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \tag{1.1}$$

Magnetizační proud i_μ má tvar trojúhelníku, protože je integrálem z pravoúhlých napěťových impulzů. Jeho tvar může být i nelineární v případě přesycení jádra transformátoru. Primární proud i_1 je součtem pracovního proudu transformovaného na primární stranu a magnetizačního proudu. Proud i_d je proud odebíraný z mezilehlého obvodu. V případě nezatížení transformátoru by byla střední hodnota proudu i_d nulová. Tranzistor je namáhán proudem magnetizačním a pracovním proudem transformovaným na primární stranu transformátoru po dobu zapnutí t_z. V okamžiku vypnutí přebírá magnetizační proud primární nulová dioda, proud má tvar i_{D0}.



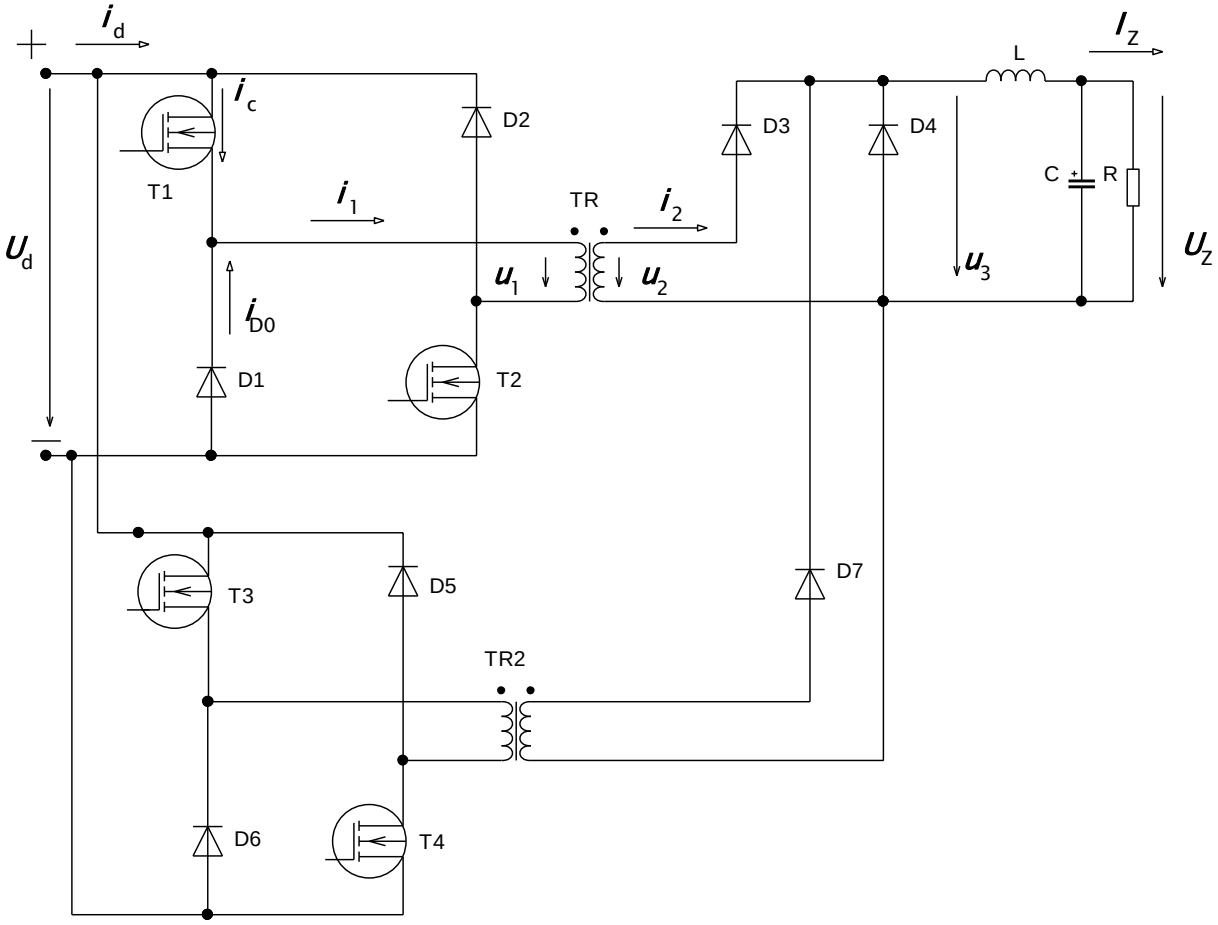
Obr. 1.3: Jenočinný propustný měnič, průběhy napětí a proudů, převzato z [1].

1.2 Dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže

Kapitola shrnuje poznatky o dvou jednočinných propustných měničích zapojených v protitaktu. Na základě uvedeného přehledu bude daný typ měniče porovnán s jednočinným propustným měničem a dvojčinným propustným měničem. Uvedené poznatky jsou převzaty z [1].

1.2.1 Princip funkce

Obr. 1.4 znázorňuje zapojení dvou jednočinných měničů se společnou paralelní zátěží. Napájení je stejné jako u jednočinného měniče. Hlavní rozdíl spočívá v řízení a v průbězích napětí a proudů na zátěži. Zapojení je převzato z [1].



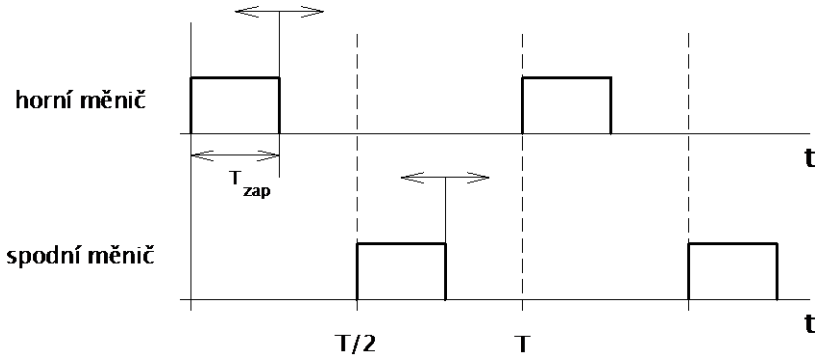
Obr. 1.4: Zapojení dvou jednočinných měničů, převzato z [1].

Řízení měniče

Horní měnič je řízen střídou *s*, spodní měnič je řízen stejnou hodnotou střídy, ale fázově posunutou o dobu T/2. Řídicí signály zobrazuje Obr. 1.5. Za impulzním transformátorem horního měniče jsou po usměrnění pravoúhlé kladné impulzy, za transformátorem spodního měniče jsou tytéž impulzy, ale posunuty o dobu T/2. Zátěž cítí jako by byla napájena dvakrát větší střídou, což je výhodné z hlediska zvlnění proudu zátěží. V případě, že by nastala skutečnost, kdy vlivem nedokonalosti řízení dojde k sepnutí horního měniče a rovněž sepnutí

spodního měniče, objeví se na výstupu pravoúhlé napětí u_2. Tato skutečnost nemá destruktivní vliv na měniče. Není nutné řešit problematiku odskoku řídicích pulzů z důvodu zpožděného vypínání tranzistorů. Je ale nutné zabránit, aby střída jednoho měniče nebyla větší než s = 0,5 s ohledem na demagnetizaci. Střední hodnota výstupního napětí je dána rovnicí (1.2).

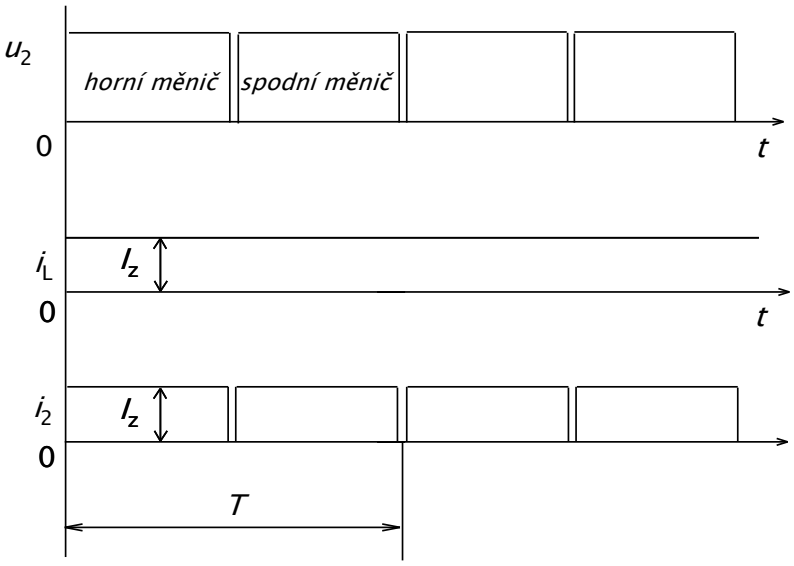
$$U_z = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot 2s \tag{1.2}$$



Obr. 1.5: Řídicí impulzy tranzistorů, převzato z [1].

1.2.2 Průběhy napětí a proudů

Průběhy výstupního napětí a proudu se liší od jednočinného měniče napětím u_2 a proudem i_2. Na výstupu LC filtru je dvojnásobná frekvence napětí. V době, kdy je horní měnič vypnutý a probíhá demagnetizace, tak spodní měnič je zapnutý a přenáší výkon. Proud I_z je konstantní za předpokladu nekonečně veliké indukčnosti výstupní cívky L.



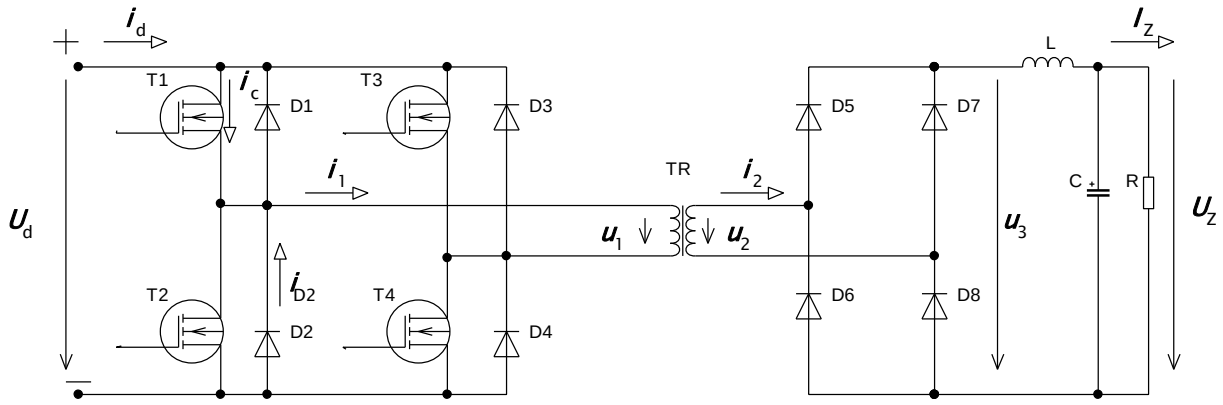
Obr. 1.6: Průběhy napětí a proudů dvou jednočinných měničů.

1.3 Dvojčinný propustný měnič

Dvojčinný propustný měnič patří k hojně používanému zapojení pro jeho výhodu přenášení obou napěťových impulzů. V kapitole se objevuje problematika odskoku spínání tranzistorů a dva různé přístupy řízení měniče.

1.3.1 Princip funkce

Zapojení a princip funkce je převzat z [1]. Obr. 1.7 zobrazuje zapojení dvojčinného propustného měniče. Napětí U_d je konstantní napětí meziobvodu, tranzistory T_1 až T_4 jsou tranzistory MOS-FET. Transformátor je impulzní na feritovém jádře. Měnič obsahuje na primární straně čtveřici tranzistorů místo dvou tranzistorů u jednočinného měniče. Další rozdíl je použití Graetzova můstku pro usměrnění sekundárního napětí. K přenosu energie je možné použít oba napěťové impulzy.



Obr. 1.7: Zapojení dvojčinného propustného měniče, převzato z [1].

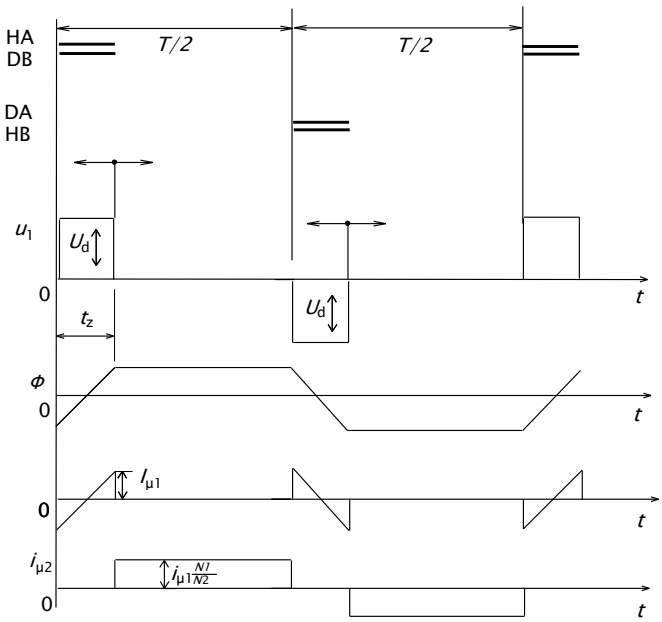
Řízení měniče

Měnič lze řídit dvěma různými algoritmy. První typ řízení spočívá ve spínání tranzistorů v úhlopříčce současně. Značení tranzistoru HA znamená horní tranzistor větve A[1]. Tedy tranzistor T_1 a T_4 je sepnut po dobu t_z. Střída s je dána rovnicí (1.3) stejně jako v předchozím případě.

$$s = \frac{t_z}{T} \tag{1.3}$$

kde T je perioda spínacího kmitočtu. Střída je v rozmezí od 0 po 0,5. Kdyby byla doba sepnutí jedné větve delší než T/2, tak by se při sepnutí druhé větve vytvořil zkrat v mezilehlém napájecím obvodě. Pro zatížený měnič jsou zobrazeny průběhy napětí a proudů na Obr. 1.8. Po dobu sepnutí tranzistoru T_1 a T_4 roste tok Φ. V době vypnutí všech tranzistorů je hodnota toku konstantní, protože se naintegroval z předchozího děje. Rovněž v těchto intervalech transformátor cítí zkrat na sekundární straně, tedy napětí $u_2 = 0$, potom i napětí $u_1 = 0$. Tuto skutečnost způsobuje usměrňovací můstek, protože přes něj teče proud cívky L. Protože je můstek složen ze stejných diod, proud se rozdělí na stejně mezi diody, tím se rovněž vytvoří stejné úbytky na diodách.

[1] Větev A je tvořena T_1, T_2, D_1, D_2, větev B tvoří T_3, T_4, D_3, D_4.

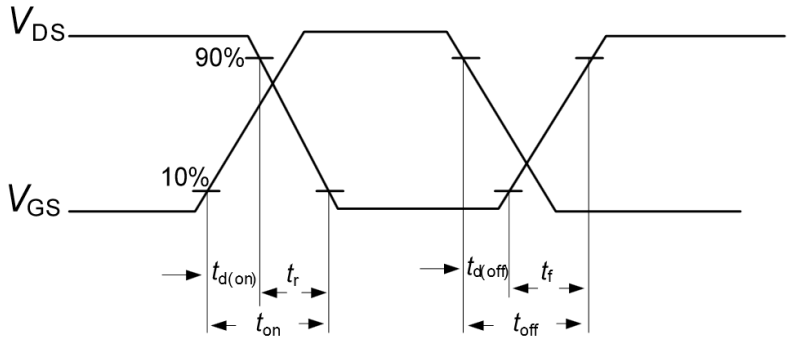


Obr. 1.8: Průběhy napětí a proudů pro první řídicí algoritmus, převzato z [1].

Druhý řídicí algoritmus spočívá v sepnutí jednoho tranzistoru na maximální dobu T/2, sníženou o ochranný interval pro bezpečné vypnutí tranzistorů a sepnutí druhého tranzistoru do úhlopříčky na potřebnou dobu podle střídy. Řízení vstupního napětí je prováděno pomocí fázového zpoždění mezi řídicími signály. Při tomto algoritmu je v určitých časových intervalech primární vinutí transformátoru zkratováno (např. sepnutím T_1, T_3). Daný algoritmus odstraňuje možné riziko správného demagnetování přes usměrňovací můstek D_5 až D_8, který musí být vyvážen (použití stejných diod a rozložení tepelného namáhání na všechny diody stejně). Transformátor se tak bezpečně demagnetuje primárním vinutím, které je zkratováno přes T_1, T_3 nebo T_2,T_4.

Odskok spínání tranzistorů

V praxi není možné dosáhnout střídy přesně 1/2. Tato skutečnost je způsobena nedokonalostí tranzistorů ve spínacím režimu. Tranzistory se při přivedení řídicího impulzu k vypnutí nevypínají bez časového zpoždění. Časové zpoždění vypnutí tranzistoru je označováno jako *turn-offdelaytime* [2]. Tato hodnota je zobrazena na Obr. 1.9. Pro praktický případ je uveden tranzistor MOS-FET od výrobce INFINEON typ IPA60R125C6, jedná se o tranzistor technologie CoolMOS. Uvedená doba činí dle výrobce $t_{d(off)}$ = 85 ns. V praxi by měla být prodleva větší, než $t_{d(off)}$ z důvodu zajištění bezpečného vypnutí.



Obr. 1.9: Zobrazení vypínací doby tranzistoru, převzato z [2].

1.4 Zhodnocení jednotlivých typů měničů

Pro posouzení kvality a složitosti realizace jednotlivých měničů jsou v této kapitole shrnuty přednosti výhody a nevýhody jednotlivých typů měničů.

Výhody dvojčinného propustného měniče:

-Větší možný přenášený výkon se stejným jádrem transformátoru oproti jednočinnému měniči, a to asi $\sqrt{2}$ krát.

-Využití obou polarit sekundárního napětí k přenosu výkonu.

-Možnost měniče pracovat ve více kvadrantech, pro účely svářečky tato výhoda není důležitá.

Nevýhody dvojčinného propustného měniče:

- V řízení měniče se musí počítat s odskokem zapnutí tranzistorů.
- Problematika stejnosměrné magnetizace transformátoru. Lze ji odstranit sériovým zapojením kondenzátoru do primárního vinutí transformátoru.
- Sekundární usměrňovač musí být ze stejných diod.

Výhody jednočinného propustného měniče:

- Není nutné řešit problematiku odskoku spínání.

Nevýhody jednočinného propustného měniče:

-Nelze použít obou sekundárních impulzů k přenosu výkonu, lze využít pouze kladného impulzu.

Výhody dvou jednočinných měničů pracujících v protitaktu:

- Na výstupním filtru je dvojnásobná frekvence, než je pracovní frekvence jednoho měniče.
- Nemusí se vkládat odskok mezi řídicími signály.
- Rychlejší odezva měniče na řízení oproti jednočinnému.

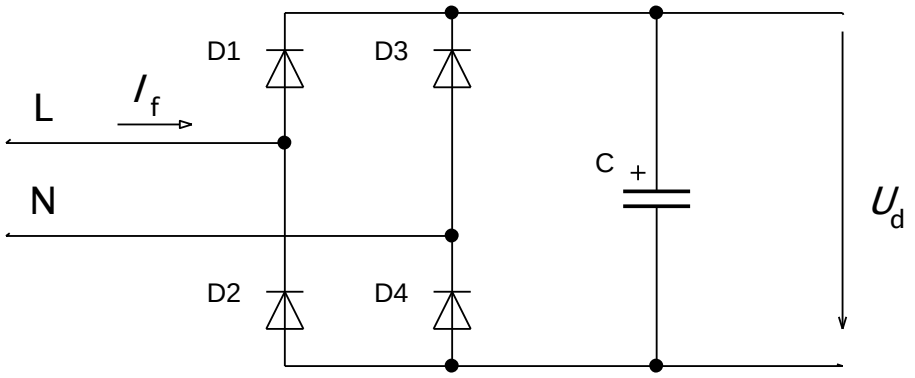
Z hlediska počtu polovodičů použitých na primární straně je dvojčinný měnič a dva jednočinné měniče rovnocenné. Tepelné, napěťové a proudové dimenzování polovodičů je stejné. Na sekundární straně je u dvou jednočinných měničů o jednu diodu méně.

2 Napájení měniče ze síťového napětí

Uvažujme napájení ze střídavé sítě o efektivní hodnotě napětí U_{ef} = 230 V a kmitočtu f = 50 Hz. Jedná se o nejrozšířenější způsob napájení spotřebičů v domácnosti. Hladina napětí v meziobvodu je asi U_d = 325 V. Pro posouzení kvality měniče je důležitý údaj výstupní výkon P_z. Svařování elektrodou spočívá v principu dodávání tepelné energie prostřednictvím elektrického oblouku. Čím větší bude výstupní výkon, tím větší elektrodu lze použít pro svařování. Lze tedy svařovat mohutnější materiály, protože průvar bude dostatečný. Průvarem se rozumí protavení základního spojovaného materiálu na dostatečnou hodnotu pro kvalitní spoj. Měnič bude odebírat výkon z napájecí sítě. Odebíraný výkon je omezen parametry sítě. Napájecí napětí U_{ef} považujme za neměnné a má harmonický průběh, pak tedy záleží na hodnotě proudu. Proud I_f v nemusí být harmonický.

2.1 Napájení pomocí usměrňovače a sběrného kondenzátoru

Máme-li napájení dle Obr. 2.1. Výkon P_n odebíraný ze sítě je určen rovnicí (2.1) podle lit. [3].



Obr. 2.1: Usměrňovač se sběracím kondenzátorem.

$$P_n = U_{ef} \cdot I_{1h} \tag{2.1}$$

I_{1h} je proud první harmonické složky proudu I_{ef}. Další harmonické složky proudu nepřenáší činný výkon, protože napětí je sinusové a obsahuje pouze jednu harmonickou složku. Napětí U_{ef} je napětí sítě, efektivní hodnota proudu odebíraného ze sítě má větší velikost než první harmonická proudu. Z toho plyne nevýhoda daného zapojení pro případ získání velikého výkonu ze sítě. Předpokládejme jištění sítě jističem s velikostí nadproudové ochrany I_{ochr} = 16 A. Tato hodnota je efektivní hodnota proudu. V praxi by tedy docházelo k vybavení jističe i při nedosažení požadovaného napájecího proudu. Další nevýhodou schématu na Obr. 2.1 je použití veliké kapacity sběrného kondenzátoru. Proud z kondenzátoru je odebírán zátěží, která má charakter zdroje proudu. Další nevýhodou je přechodný děj při zapnutí, kdy je kondenzátor vybit. Nabíjecí proud by dosahoval špičkových hodnot, na které by bylo nutné dimenzovat polovodiče v usměrňovacím můstku. Maximální hodnota nabíjecích impulzů by činila asi 80 A, po dobu 2 ms. Vypočtená hodnota proudu vychází z předpokladu porovnání

ploch střední hodnoty proudu a špičkové hodnoty proudu. Pro výpočet byl zvolen čas 2 ms, tato hodnota je předpokládaná.

Příklad:
Výpočet kapacity sběrného kondenzátoru.

Předpokládejme vybíjení kondenzátoru zdrojem konstantního proudu I_d. Potom bude napětí v době, kdy se kondenzátor nedobíjí, klesat po přímce. Toto zjednodušení vyplývá z řízení měniče jako zdroje konstantního proudu. Pro výpočet potřebné velikosti kapacity byly použity vztahy z [3]. Rovnice (2.2) je určující proud kondenzátorem,

$$i_c = \frac{du}{dt} \cdot C \tag{2.2}$$

Pokud situaci zjednodušíme a napětí bude klesat po přímce, můžeme napsat rovnici (2.3) ve tvaru

$$I_c = \frac{\Delta U}{\Delta t} \cdot C \tag{2.3}$$

a dále ji upravit pro požadovanou kapacitu na tvar rovnice (2.4)

$$C = \frac{I_c \cdot \Delta t}{\Delta U} \cdot \tag{2.4}$$

Změna času odpovídá hodnotě Δt = T/2, T je perioda síťového kmitočtu. Proud I_d je dán rovnicí (2.5), kde P_d je výkon odebíraný z meziobvodu.

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} \cdot \tag{2.5}$$

Napětí U_d meziobvodu je určeno jako maximální hodnota napětí U_m na kondenzátoru snížená o změnu napětí vlivem vybíjení kondenzátoru o napětí Δu, tuto skutečnost popisuje rovnice (2.6).

$$U_d = U_m - \frac{\Delta u}{2} \cdot \tag{2.6}$$

Po dosazení číselných hodnot je napětí U_d = 310 V, kde změna poklesu napětí byla zvolena ΔU = 30 V. Abychom získali odebíraný výkon z meziobvodu, podělíme výkon na zátěži účinností měniče. Výkon na zátěži je určen rovnicí (2.7).

$$P_z = U_z \cdot I_z \tag{2.7}$$

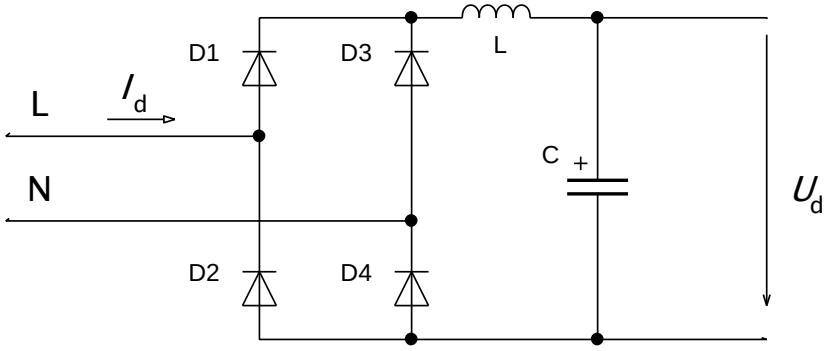
Abychom získali odebíraný výkon z meziobvodu, podělíme výkon na zátěži účinností měniče.

$$P_d = \frac{U_z \cdot I_z}{\gamma} \tag{2.8}$$

Po dosazení za zvolené U_z = 26 V a I_z = 140 A je výkon P_z = 3640 W a výkon P_d = 3831 W, při zvolené účinnosti γ = 0,95. Výsledný výkon je získán dosazením do rovnice (2.8). Po dosazení do rovnice (2.5) je proud I_d = 12,36 A. Výsledná kapacita podle rovnice (2.4) C = 3,3 mF. Velikost Δt = 8 ms je z předpokladu, že pouze v tomto čase je kondenzátor vybíjen a je nabíjen v čase t_{nab} = 2 ms.

2.2 Napájení měniče pomocí tlumivky a sběrného kondenzátoru

Dalším možným řešením napájení měniče spočívá v zapojení tlumivky mezi sběrací kondenzátor a usměrňovací můstek. Schéma zobrazuje Obr. 2.2.

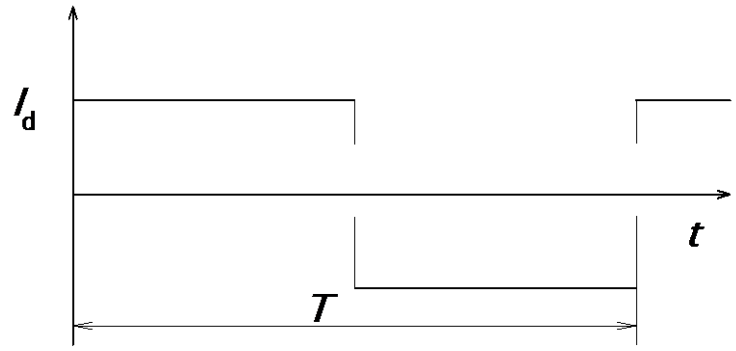


Obr. 2.2: Schéma zapojení usměrňovače s tlumivkou.

Tlumivka má vliv na tvar proudu I_d a na velikost napětí U_d. Napětí U_d se při zatížení zmenší a to na hodnotu podle rovnice (2.9), vztah je převzat z [3].

$$U_d = 0{,}9 \cdot U_{ef} \tag{2.9}$$

Napětí meziobvodu se tedy snížilo oproti předešlému případu o 103 V. Pro výpočet výkonu to znamená navýšení proudu, aby byla velikost výkonu stejná. Může se tedy jevit dané řešení jako nevhodné. Abychom mohli opravdu posoudit výhody daného zapojení, je vhodné se podívat na tvar odebíraného proudu usměrňovačem. Tvar odebíraného proudu ukazuje Obr. 2.3.



Obr. 2.3: Proud I_d pro $L = \infty$, převzato z [3].

Z obrázku je patrné, že efektivní hodnota proudu je totožná se střední hodnotou proudu po usměrnění průběhu. Tvrzení platí pouze v případě, kdy indukčnost cívky je rovna nekonečnu.

Předpokládejme, že měnič je napájen ze sítě, která není tvrdá. Například v praxi často dál od distribučního transformátoru nebo je měnič zapojen přes prodlužovací přívody. Zajímá nás, o jakou hodnotu poklesne napětí v meziobvodu, v důsledku odebírání maximálního proudu ze sítě. Vypočítáme úbytek napětí na vodičích. Vzorec pro výpočet byl použit z [3], v prvním kroku spočítáme odpor přívodních vodičů.

Počítáme odpor měděných přívodů podle rovnice (2.10), ρ_{cu} je tabulková hodnota odporu mědi [1], S_{cu} je průřez vodiče, l je délka vodiče. Délku je nutné zadávat dvakrát.

$$R_{cu} = \rho_{cu} \cdot \frac{2 \cdot l}{S_{cu}} \quad [\Omega] \tag{2.10}$$

Po dosazení do rovnice (2.10) je výsledný odpor přívodních vodičů R_{cu} = 0,72 Ω, kde ρ_{cu} = 0,018 Ωmm^2/m, délka prodlužovacího přívodu l = 50 m, S_{cu}= 2,5 mm^2. Výsledný odpor přívodu způsobí pokles napětí U_d. Při proudu I_d = 16 A vznikne na odporu vodičů úbytek asi 12 V. Potom bude napětí U_{ef} = 218 V, z dané hodnoty napětí spočítáme napětí v meziobvodu podle rovnice (2.11), po dosazení hodnoty U_{ef} je výsledné napětí U_d = 196,2 V.

$$U_d = 0{,}9 \cdot U_{ef} \tag{2.11}$$

Pro výpočet velikosti indukčnosti tlumivky L je použita rovnice (2.12),

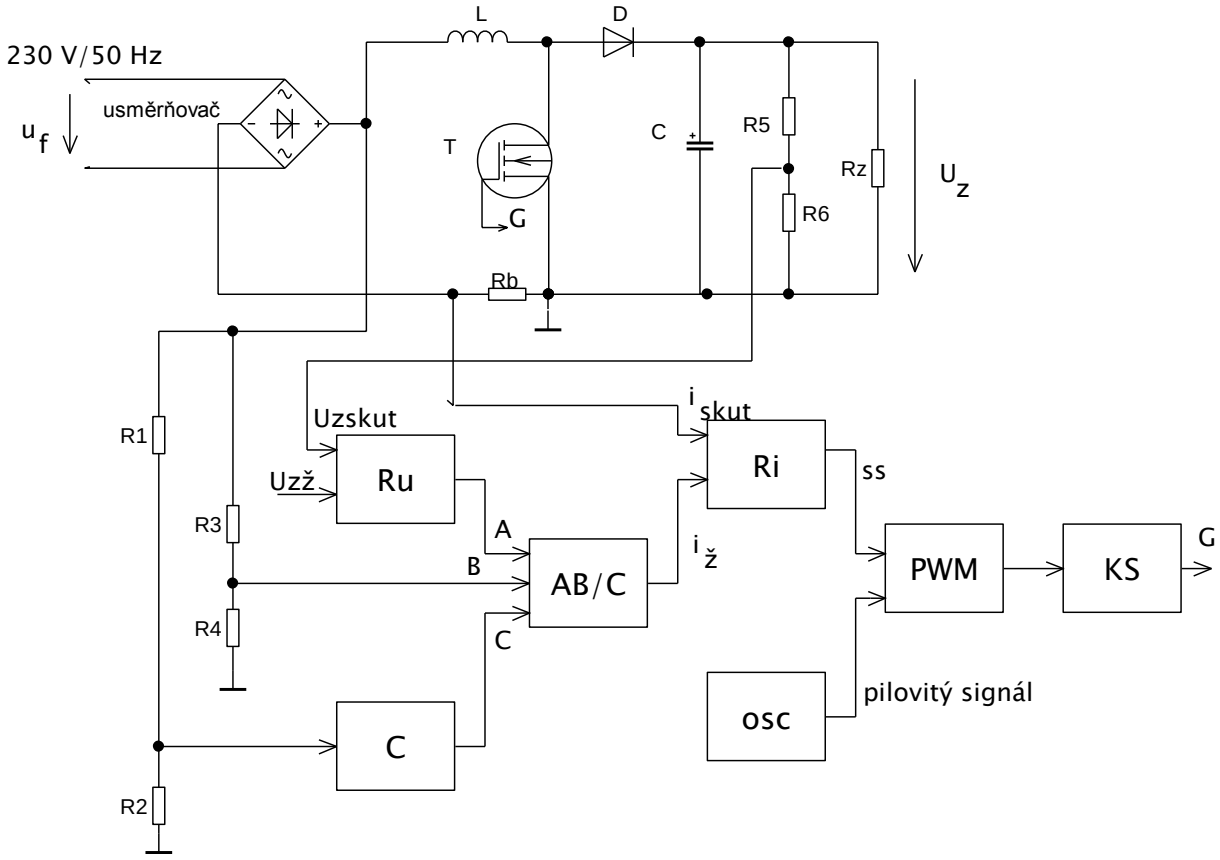
$$L = 0{,}2105 \cdot \frac{U_d}{\Delta I \cdot \omega} \tag{2.12}$$

Po dosazení číselných hodnot za U_d = 325 V, ΔI = 5 A, ω = 2πf, kde f je kmitočet napájecí sítě, je výsledná velikost tlumivky L = 43,5 mH. Pro výpočet hodnoty kondenzátoru byl použit Thomsonův vztah, kde hledaným výsledkem byla kapacita kondenzátoru při frekvenci f = 30 Hz. Tato skutečnost vylučuje naladění LC filtru do rezonance. Výsledná kapacita kondenzátoru při zadané frekvenci má velikost C = 647 μF.

2.3 Napájení měniče aktivním usměrňovačem

Z hlediska odběru proudu ze sítě je aktivní usměrňovač zátěží, která odebírá proud svým tvarem podobný sinusovému napájení. Z tohoto důvodu je možné získat maximální výkon při daném odběru proudu, protože efektivní hodnota proudu je téměř rovna velikosti první harmonické proudu. Základní zapojení ukazuje Obr. 2.4. Poznatky uvedené v této kapitole jsou převzaty z lit. [4]. Aktivní usměrňovač je ve své podstatě zvyšující měnič napětí, který pracuje na mnohonásobně vyšší frekvenci, než je frekvence napájecí. Napětí U_z je regulováno na střední hodnotu napětí, která je vyšší než amplituda dvojcestně usměrněného napětí se sběracím kondenzátorem. Tato skutečnost musí být splněna pro funkci zvyšujícího měniče. Výstupní napětí je vhodné regulovat na hodnotu asi U_z= 400 V. Výstupní napětí je měřeno pomocí děliče R_5 a R_6, tato hodnota napětí slouží pro regulaci v napěťovém regulátoru R_U.

Napěťový regulátor reguluje střední hodnotu výstupního napětí. Z toho plyne, že jeho odezva nemůže být okamžitá, ale musí splňovat podmínku regulace na střední hodnotu žádané veličiny. Proud je řízen regulátorem proudu R_i, kde vstupním signálem je měřená hodnota proudu z bočníku R_b a žádaná hodnota proudu z bloku AB/C. Blok AB/C generuje požadovaný průběh proudu z měřeného průběhu napětí pomocí děliče R_3, R_4, tento signál je označen *B*. Signál *A* je výstupní signál z napěťového regulátoru R_u. Signál C je získán z měření velikosti vstupního napětí. Dvoucestně usměrněné napětí je nutné snímat z hlediska zjištění tvaru usměrněného průběhu a je zde rovněž nutná synchronizace na napájecí frekvenci. Řídicí signál pro spínání tranzistoru je generován na základě komparace pilovitého průběhu se signálem z regulátoru proudu. Blok *KS* realizuje buzení tranzistoru. Zem aktivního usměrňovače je rovněž zemí řídicích obvodů a emitoru spínacího tranzistoru.



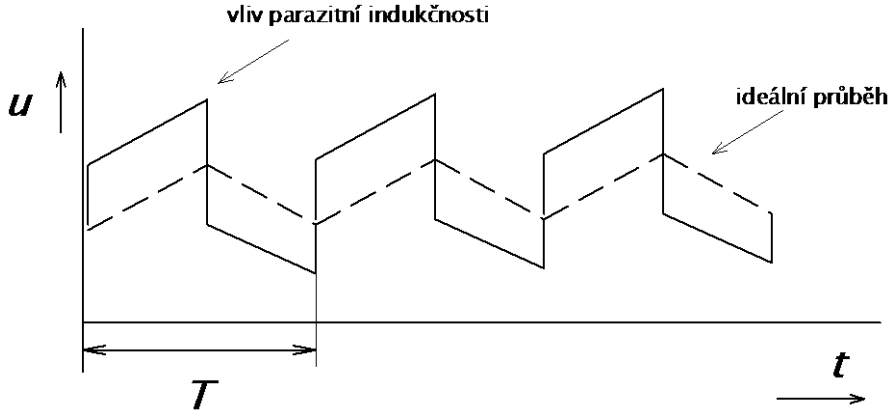
Obr. 2.4: Zapojení aktivního síťového usměrňovače, převzato z [4].

3 Možnosti měření výstupního proudu

Měření výstupního proudu je nutné pro správnou regulaci proudu. Nejčastějším způsobem je převod proudu na napětí, které se snadněji zpracovává v řídicích obvodech. Zapojení měření proudu by rovněž nemělo ovlivňovat regulátor například pomalou odezvou čidla proudu. V následující podkapitole je uvedena problematika snímání proudu odporovým bočníkem. Další podkapitolu tvoří čidlo LEM, a to jak v nekompenzované variantě, tak i kompenzované.

3.1 Měření výstupního proudu bočníkem

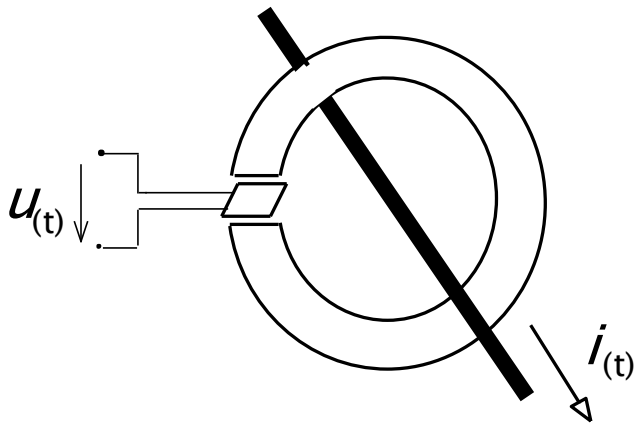
Z hlediska složitosti realizace je měření odporovým bočníkem nejjednodušší způsob získání informace o proudu. Bočník přímo převádí proud na napětí. Je vhodné jej použít zejména tam, kde se vyžaduje měření proudu kontinuálně. Nevýhoda bočníku bývá v jeho tepelné ztrátě, která nemusí být zanedbatelná. Pro proudy stovek ampérů může být ztráta jednotky až desítky wattů. Problém u bočníků bývá jejich indukčnost, což způsobuje parazitní napětí vzniklé strmostí hran $\Delta u/\Delta t$ a jeho parazitní indukčností L. Parazitní napětí je nutné dále filtrovat, čímž se zavadí zpoždění čidla proudu. Obr. 3.1 zobrazuje napětí snímané na bočníku, pilovitě zvlněný průběh měřeného napětí je způsoben průběhem výstupního proudu tlumivkou.



Obr. 3.1: Napětí snímané na odporovém bočníku s parazitní indukčností.

3.2 Proudové čidlo LEM

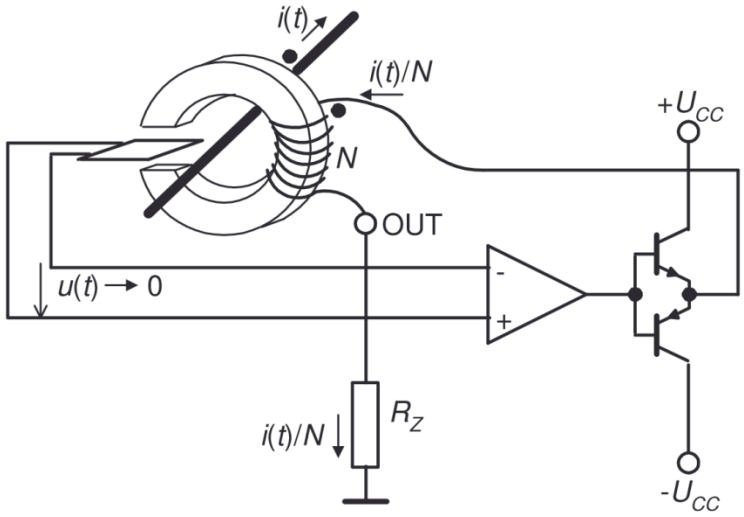
Čidlo pro měření proudu využívá Hallova jevu. Vlivem působení magnetického pole na polovodičovou destičku vzniká Hallovo napětí. Obr. 3.2 zobrazuje měřený vodič, který vytváří magnetické pole od průchodu proudu. V jádře je mezera, ve které vzniká vlivem průchodu proudu měřeným vodičem magnetické pole. Působením magnetického pole na Hallův článek vzniká napětí téměř úměrné snímanému proudu. Závislost napětí na proudu není přímo lineární, protože se projevuje nelinearita feromagnetika i Hallova článku. Výhodou je velká šířka pásma.



Obr. 3.2: Princip nekompenzovaného čidla LEM.

Mezi nejznámější výrobce patří firma LEM. Čidlo z katalogu firmy LEM typ HO 25-NP-0000 je dvacetipětiampérové čidlo pro měření střídavého i stejnosměrného proudu. Jedná se o nekompenzovanou variantu a výrobce uvádí šířku pásma f_{BW} = 250 kHz, převzato z [5].

Kompenzovaná varianta má menší šířku pásma oproti nekompenzované variantě, ale především vyniká svojí linearitou převodu měřeného proudu. Patří sem například čidlo LA 125-P/SP3, které měří střídavé i stejnosměrné průběhy v rozsahu I_{pn} = 0 - ±200 A. Šířka pásma je f_{BW} = 100 kHz, údaje jsou převzaty z [5]. Zapojení zobrazuje Obr. 3.3. U kompenzované varianty je zavedena zpětná vazba, která eliminuje nelinearitu jádra i Hallovy sondy. Použitím operačního zesilovače klesá výsledná šířka pásma. Čidlo se snaží udržet v jádře nulovou indukci. Za operačním zesilovačem následuje sledovač signálu pro posílení výstupního proudu zesilovače. Hodnota měřeného proudu se snímá na odporu R_z. Je vhodné tento odpor umístit co nejblíže k řídicí jednotce pro potlačení rušení. Výstup čidla je proudový, tím se stává odolnějším proti rušení.



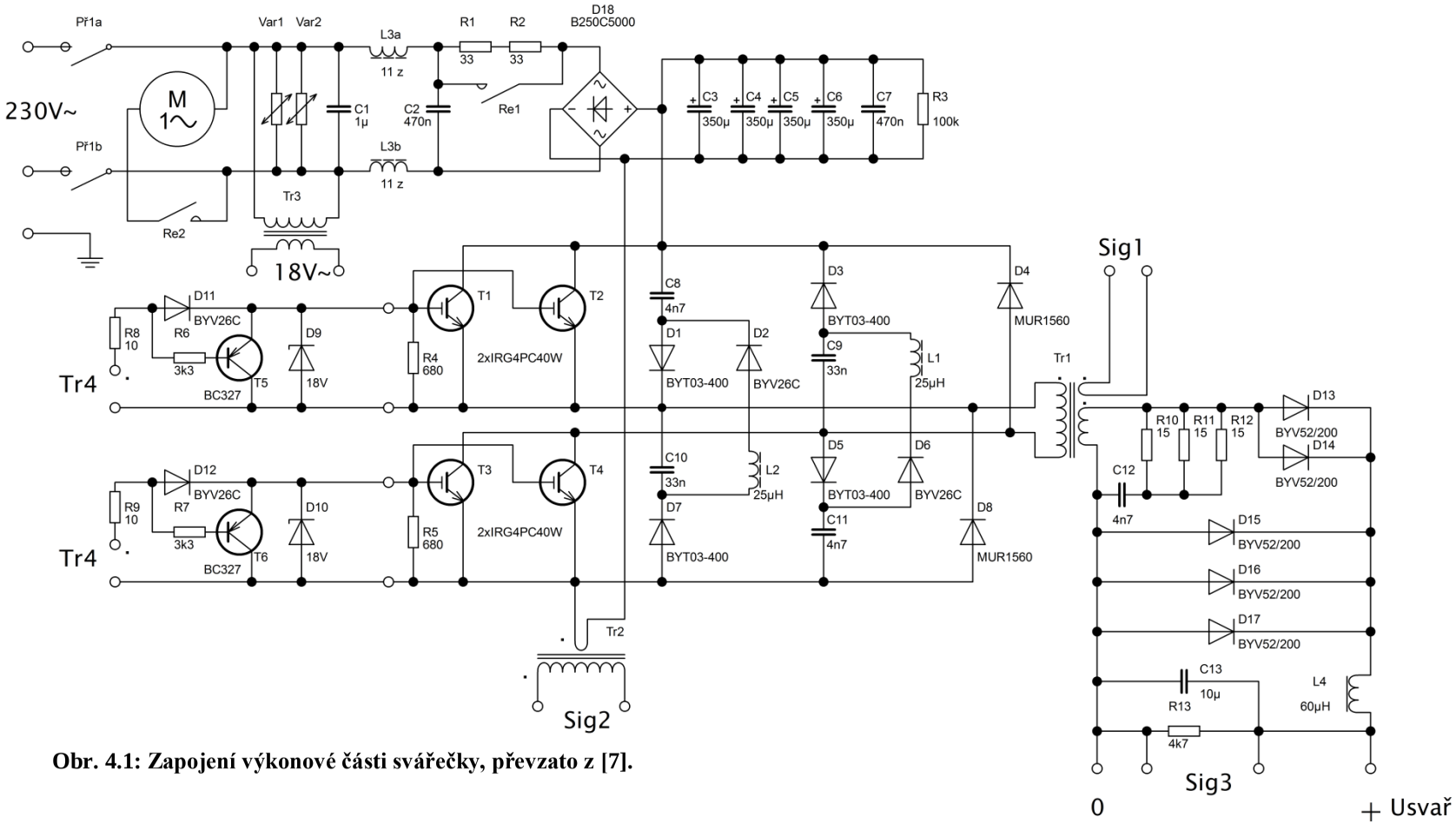
Obr. 3.3: Čidlo LEM, kompenzovaná varianta, převzato z [6].

4 Příklad realizace

V kapitole je uveden příklad realizace měniče pro účely svařování. Výstupní proud uvedené svářečky je 85 A. Svářečka je napájena z jedné fáze, čímž se stává nezávislá na třífázovém přívodu. Kapitola obsahuje řízení svářečky, kde srdcem řízení je integrovaný obvod SG3525A. Zapojení je převzato z [7].

4.1 Popis výkonové části

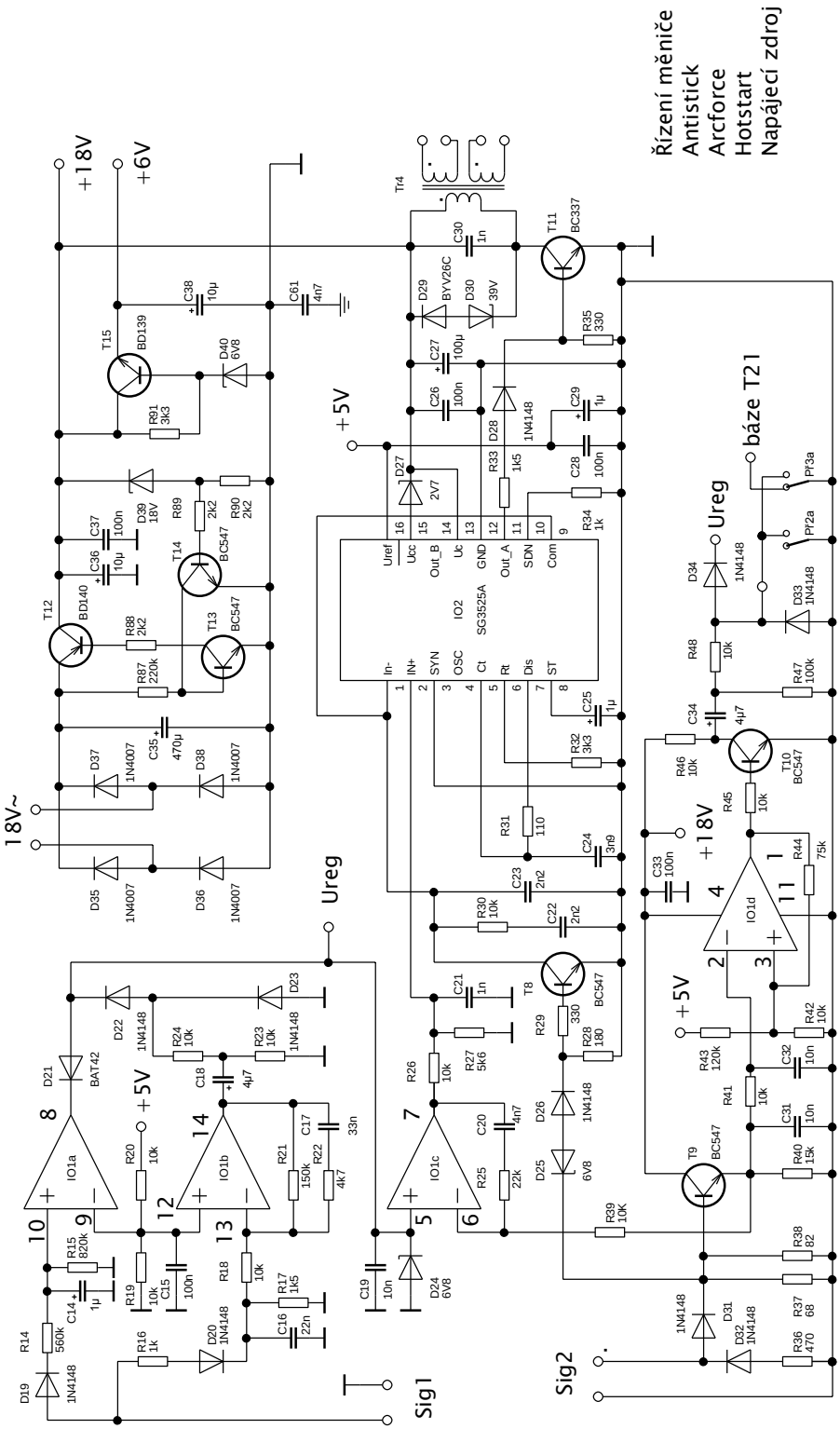
Po usměrnění síťového napětí usměrňovacím můstkem následují čtyři sběrné kondenzátory C_3 - C_6, pro vyhlazení napětí. Z důvodu odrušení je použit před usměrňovačem LC filtr skládající se z cívky L_{3a}, L_{3b} a kondenzátoru C_2. Měnič je napájen maximální hodnotou napětí U_d = 325 V, při zatížení může napětí klesnout na hladinu přibližně U_d = 280 - 300 V. Impulzní transformátor je spínán čtveřicí IGBT tranzistorů. Jedná se o tranzistory s parametry I_c = 20 A, U_{ce} = 600 V, údaje jsou z katalogu výrobce [8]. Tranzistory jsou buzeny galvanicky pomocí budicích obvodů. Impulzní transformátor má počet primárních závitů N_1 = 17 závitů a počet sekundárních závitů N_2 = 5 závitů. Proud tekoucí primárním vinutím je snímán pomocí proudového transformátoru, jehož signál je dále použit pro obvody řízení měniče. Sekundární vinutí je jednocestně usměrněno dvojicí diod D_{13} a D_{14}. Diody D_{15} -D_{17} jsou nulové diody tlumivky L_4. Napětí na diodě D_{15} je napětí vstupní pro LC filtr. Velikost napětí je dána převodem transformátoru ze sekundární na primární stranu a má velikost $U_d N_1/N_2$ = 82 V. Dostatečná hodnota napětí je důležitá z hlediska stability oblouku při svařování.



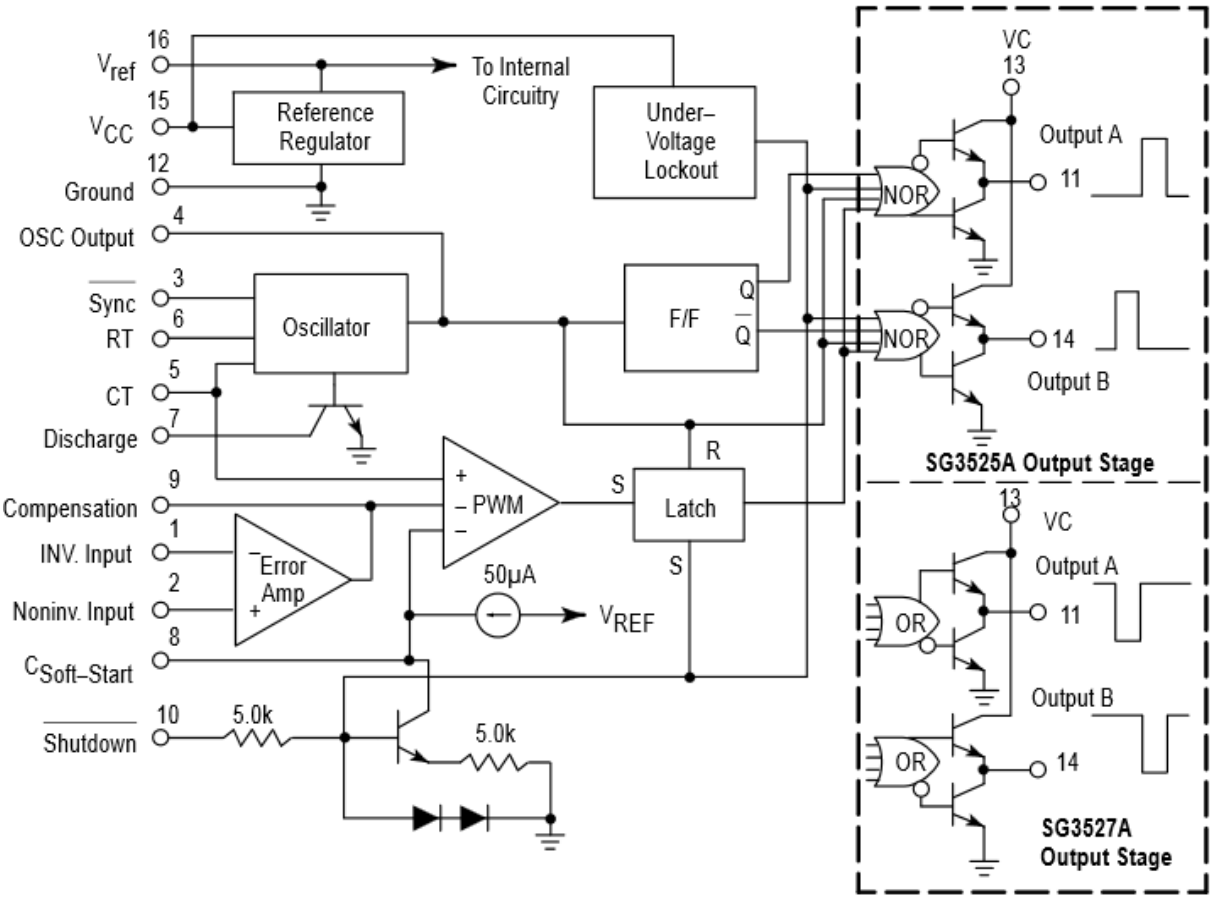
Obr. 4.1: Zapojení výkonové části svářečky, převzato z [7].

4.2 Popis zapojení řídicích obvodů

Schéma řízení měniče ukazuje Obr. 4.2. Srdcem řídicího obvodu je integrovaný obvod SG3525A od firmy ON-SEMICONDUCTOR. Jedná se o pulzní šířkový modulátor [9], jehož blokové schéma zobrazuje Obr. 4.3. Obvod je určen pro řízení měničů propustných jednočinných, ale i dvojčinných. Při použití dvojčinného měniče lze nastavit odskok spínání tranzistorů. Další užitečnou funkcí obvodu je hlídání napájecí hladiny, kdy při poklesu dojde k vybavení ochrany vypnutí spínání tranzistorů. Frekvence spínání je nastavena externě, hodnota spínací frekvence je nastavena asi na f = 53 kHz. Vstupem pro řízení PWM je hodnota napětí na vstupu IN+ a IN-. Pin IN+ je řízen komparátorem tvořeným IO_{1c}, kde porovnávané napětí je U_{reg}, získané z měření proudu tranzistorů a žádané hodnoty výstupního proudu. Provádí se regulace na výstupní proud. Regulace je bez podřízeného napěťového omezení, protože se nepředpokládá použití měniče jako rychlonabíječe akumulátorů.



Obr. 4.2: Zapojení řídicí části měniče, převzato z [7].



Obr. 4.3: Blokové schéma integrovaného obvodu SG3525A, převzato z [9].

5 Používané regulační struktury a matematický model řízení

V kapitole je uveden návrh pro regulaci měniče pomocí regulátoru proudové smyčky pro svařování elektrickým obloukem. Za účelem nabíjení akumulátorů je zde návrh kaskádní regulace s proudovým omezením. Možnosti řešení pomocí kaskádní regulace jsou převzaty z [1].

5.1 Regulace na konstantní proud

Daná regulace se nejčastěji používá při obloukovém svařování obalenou elektrodou. Při zapálení oblouku jím teče proud, který je dán nastavením proudu svářečky. Uvažujme, že je konstantní. U výkonových měničů je to téměř pravda, protože proud je regulován rychlou regulační smyčkou a mimo hodnotu proudu se vyskytuje jen zvlnění výstupní tlumivkou. Střední hodnota výstupního proudu je tedy konstantní. Aby bylo možné svařovaný materiál provařit, je k tomu zapotřebí výkon oblouku. Ten je dán součinem proudu a napětím na oblouku. Oblouk se chová jako nelineární zdroj s velmi malým dynamickým odporem, tedy napětí na zdroji roste pomalu, ale proud se mění v řádu desítek nebo stovek Ampérů. Chování oblouku při hoření závisí na vzdálenosti mezi elektrodou a svařovaným materiálem, protože tato vzdálenost určuje napětí na oblouku a tedy i výkon. Čím je vzdálenost větší, tím musí být napětí větší, aby bylo zaručeno stabilní hoření oblouku. Pokud se jedná jen o proudovou regulaci, je na svářeči, aby „natáhl“ oblouk podle potřeb svařování. Při příliš malé vzdálenosti hrozí zhasnutí oblouku vlivem přilepení elektrody. Naopak při velké vzdálenosti už nemusí být měnič schopen dát požadované napětí, protože jeho jmenovitý výkon to neumožňuje. Daný typ regulace je tedy vhodný na svařování materiálu s větší tloušťkou, není vhodné pro tenké materiály, jako je plech nebo tenkostěnné trubky.

5.2 Regulace na konstantní napětí

Daná regulace je využívána při svařování v ochranné atmosféře bez obalené elektrody. Využívá se nastavitelné rychlosti přidávání drátu do hořícího oblouku. Regulace vyžaduje podřízenou proudovou smyčku pro nastavení omezení proudu. Napětí na oblouku je téměř konstantní a drát uhořívá tak rychle, aby bylo na oblouku nastavené napětí. Pokud by se vlivem přiblížení elektrody chtělo napětí na oblouku snížit, regulace zajistí přidání proudu, tím elektroda rychleji uhoří, zvětší se vzdálenost, pro kterou je dané napětí na oblouku. Pokud by nastal opačný případ, kdy by se elektroda vzdálila, regulátor sníží výstupní proud a tím zpomalí rychlost uhořívání drátu. Rychlost posuvu je regulovatelná. Pro danou regulaci je nutné regulovat rychlost posuvu drátu. Kdyby svářeč svařoval pouze napěťovou regulací, nebylo by možné vlivem chvějící se ruky udržet obloukem požadovaný proud a tedy i výkon.

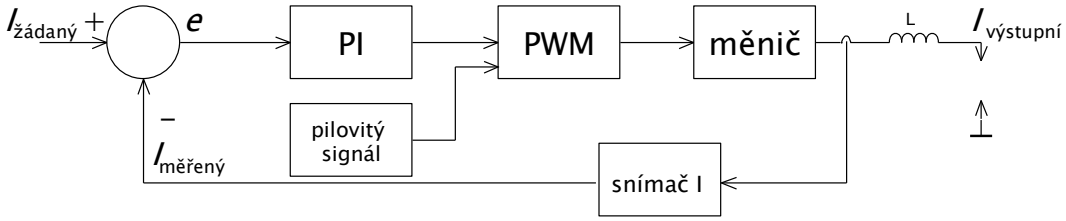
5.3 Regulace na konstantní výkon

Daná regulace je nejvhodnější pro ruční svařování. Při nastavení výkonu s podřízenou napěťovou a proudovou smyčkou svářeč vždy dodává do hořícího oblouku stejný nastavený výkon. Pokud by se vlivem oddálení elektrody od oblouku chtělo zvýšit napětí, tak se musí snížit proud, aby výkon zůstal stejný. Daná regulace je vhodná pro svařování i tenkých

materiálů, protože nehrozí propálení materiálů vlivem náhodného oddálení elektrody a tím zvýšení výkonu. Z hlediska realizace je nutné provádět součin okamžitých hodnot napětí a proudu, nabízí se řešení programovatelnými mikrokontroléry.

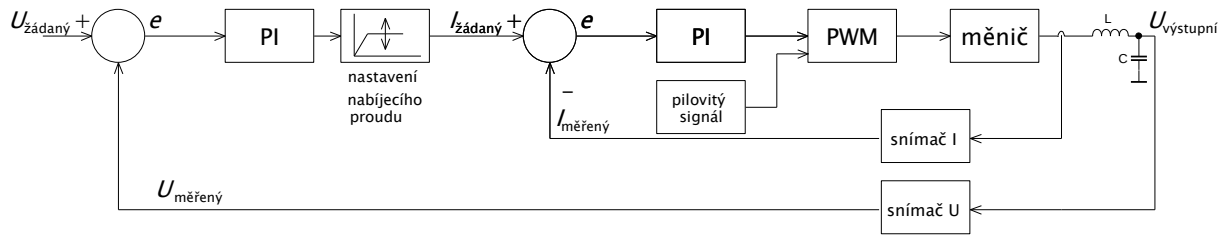
5.4 Regulace výstupních veličin pomocí PI regulátoru

Výstupní proud je regulován pomocí proudové smyčky. Schéma ukazuje Obr. 5.1, jedná se o regulaci výstupního proudu tlumivkou, kde se nepožaduje omezení a regulace výstupního napětí. Tato regulace se používá například při svařování elektrickým obloukem.
Nastavovaným prvkem je proud $I_{žádaný}$, který se v součtovém členu sčítá s měřenou hodnotou proudu. Vzniklá regulační odchylka e je přivedena do PI regulátoru. Následující blok PWM realizuje komparaci signálu z výstupu PI regulátoru a pilovitého signálu. Modulovaným PWM signálem je řízen měnič, kde dochází ke změně střídy. Proud cívkou je měřen snímačem proudu, jehož výstupem je měřený proud $I_{měřený}$, který je odečten v součtovém členu s žádanou hodnotou proudu.



Obr. 5.1: Schéma proudové smyčky, převzato z lit. [1].

Pro účely nabíjení akumulátoru je nutné použít kaskádní regulaci na Obr. 5.2. Při nabíjení akumulátoru známe kapacitu akumulátoru a jeho jmenovité napětí v nabitém stavu. Nastavujeme nabíjecí proud, jehož součin s časem přibližně udává, na jakou kapacitu je akumulátor nabitý. Napětí na akumulátoru je nutné měřit, protože plně nabitému akumulátoru při přebíjení se zkracuje životnost, kapacita a klesá počet nabíjecích cyklů. Energie při přebíjení se mění na teplo v akumulátoru a může dojít ke zničení vlivem ztrátového tepla. Aby tato skutečnost nenastala, je nutné použít kaskádní regulaci s omezením na výstupní napětí.



Obr. 5.2: Kaskádní regulace proudu s napěťovým omezením, převzato z lit. [1].

5.5 Simulace v prostředí Matlab-Simulink

Pro ověření správného návrhu regulátorů byl sestaven model zátěže svářečky. Výstupem simulace je odezva na jednotkový impulz řízení a na zatížení proudem svářečky. Podle výsledků simulace je možné odhadnout chování svářečky v praxi.

5.5.1 Výpočet hodnot proudového regulátoru

V této kapitole bude uveden postup návrhu regulátorů z předchozí kapitoly. Cílem je získání hodnot zesílení proporcionálního členu a integračního členu PI regulátoru. Při návrhu se postupovalo podle [10]. Byla zvolena metoda optimálního modulu.

Pro výpočet potřebných veličin byl napsán skript pro program Matlab:

```
%Parametry měniče:
Uout = 50;        % maximální hodnota výstupního napětí
Uin = 3.5;        % maximální hodnota řídicího napětí
Km = Uout/Uin     % zesílení měniče
f = 60e3;         % pracovní kmitočet
T = 1/f;          % perioda měniče
Tm = 1/(4*(f))    % časová konstanta dvou měničů

% Parametry zátěže:
R = 3.75e-3;      % odpor měděných přívodů k elektrickému
oblouku, délka = 5m
L = 10.4e-6;      % vypočtená hodnota výstupní indukčnosti
te = L/R          % časová konstanta zátěže
C = 440e-6;       % kapacita výstupního kondenzátoru
%  čidlo proudu
Ioutmax = 140;    % maximální hodnota výstupního proudu v A
Uiout = 140e-3;   % výstupní hodnota napětí při maximálním
výstupním proudu ve V
Ki = Uiout/Ioutmax  % zesílení čidla proudu
```

Přenos soustavy skládající se z měniče, zátěže a čidla proudu je dle rovnice (5.1).

$$F_{s(p)} = \frac{K_m}{1 + p\tau_m} \cdot \frac{1/R}{1 + p\tau_e} \cdot K_i \tag{5.1}$$

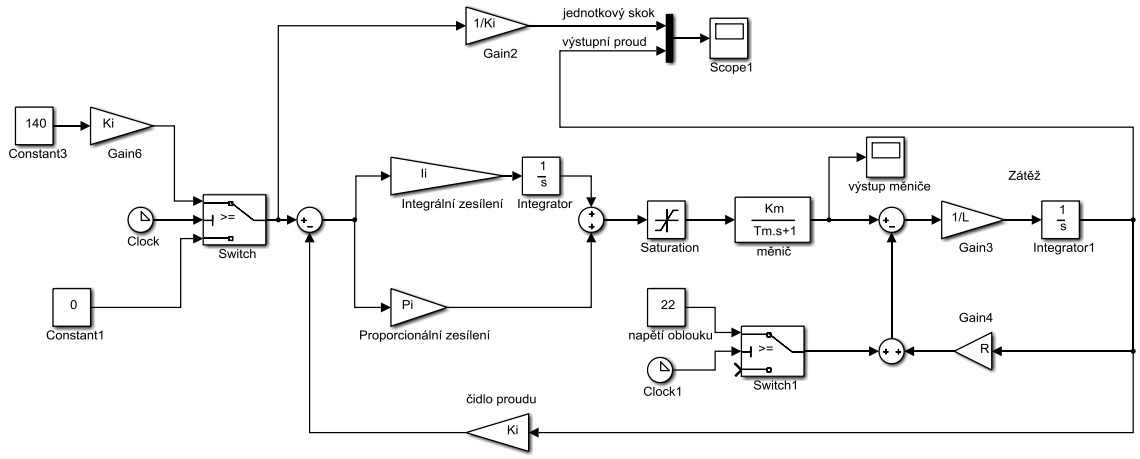
Tvar optimálního modulu podělíme přenosem soustavy podle rovnice (5.2), kde τ_σ je nová časová konstanta rovna τ_m.

$$F_{Ri(p)} = \frac{1}{F_{s(p)}} \cdot \frac{1}{2p\tau_\sigma(1 + p\tau_\sigma)} \tag{5.2}$$

Po dosazení a úpravě dostáváme potřebné zesílení integrátoru I_i = 16813 a proporcionálního členu P_i = 46,57.

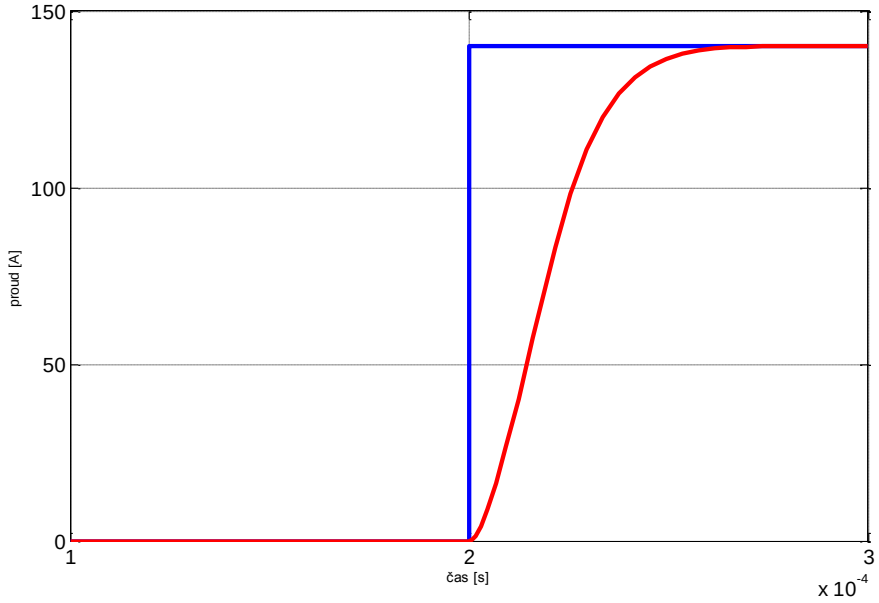
5.5.2 Matematický model proudové regulace

Model je sestaven v prostředí Matlab-Simulink, jehož parametry jsou známé z předchozí kapitoly. Obr. 5.3 zobrazuje model, kde jsou implementovány vypočtené hodnoty zesílení regulátorů a RL zátěže. Požadovaná hodnota bude realizována pomocí potenciometru, který bude napájen napětím o hladině 3,5 V, jehož jezdec bude tvořit dělič napětí. Řídicí napětí se sečte s hodnotou z proudového čidla. Vzniklá regulační odchylka *e* a je přivedena na PI regulátor, jehož výstup je saturován ± 3,5 V. Za výstupem regulátoru následuje přenosová funkce měniče. Zátěží je RL obvod sestavený z diskrétních bloků, výstupem zátěže je požadovaný proud. Do modelu zátěže je přivedena konstanta, která představuje napětí na oblouku. Odezva na jednotkový skok je delší, než bez simulování napětí oblouku.



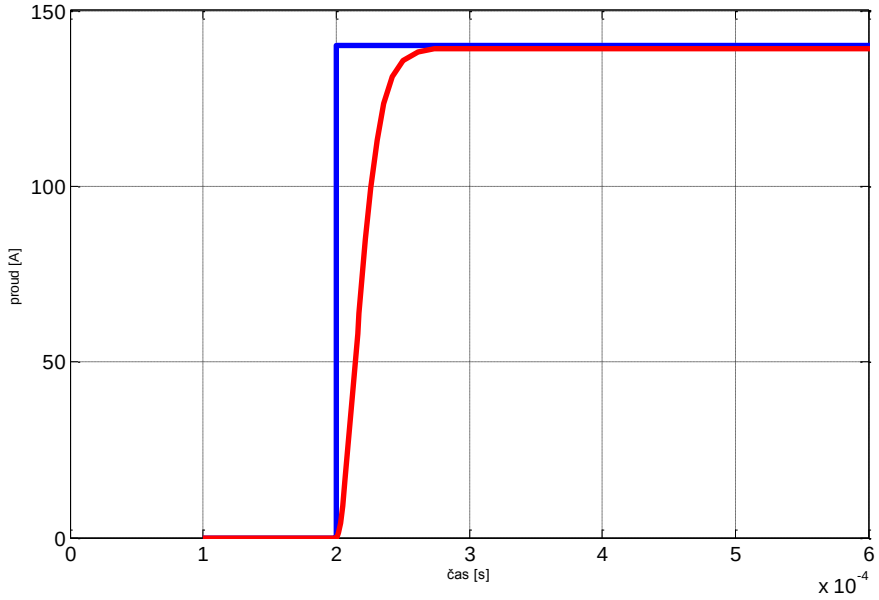
Obr. 5.3: Model PI regulátoru proudu.

Ověřením správné funkce regulátoru je odezva na jednotkový skok. Nastavení řídicího napětí na 3,5 V požadujeme výstupní proud I_z = 140 A. Obr. 5.4 zobrazuje odezvu systému na řídicí napětí, které má tvar pravoúhlého impulzu. Délka trvání odezvy po ustálení činí t = 70 μs. Ustálená hodnota proudu odpovídá nastavené hodnotě řídicího signálu. Simulací jsme ověřili, že soustava není kmitavá a po ustálení přechodového děje je stabilní.



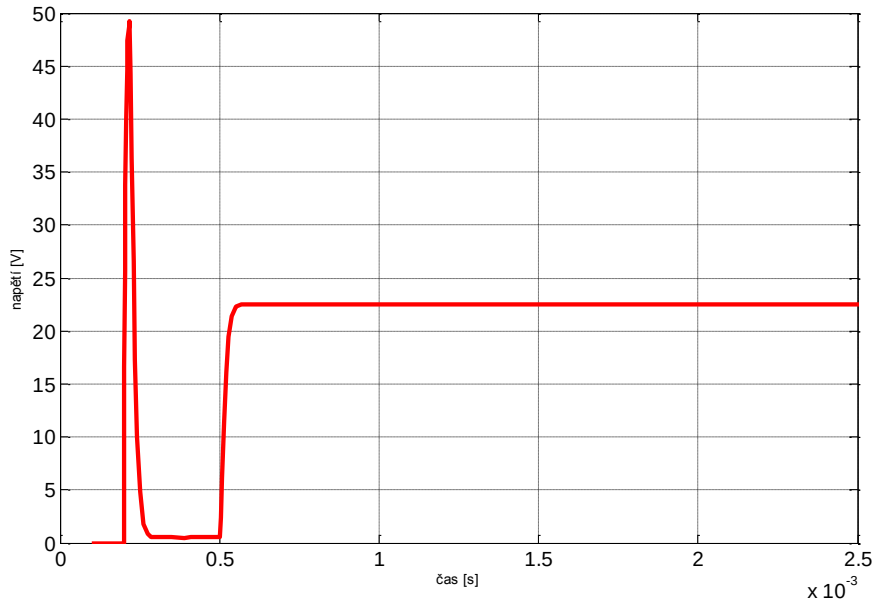
Obr. 5.4: Odezva proudové regulace PI regulátoru.

Obr. 5.5 zobrazuje průběh bez použití integrační složky v regulaci. Odchylka od žádané hodnoty proudu je I_{ch} = 1A.



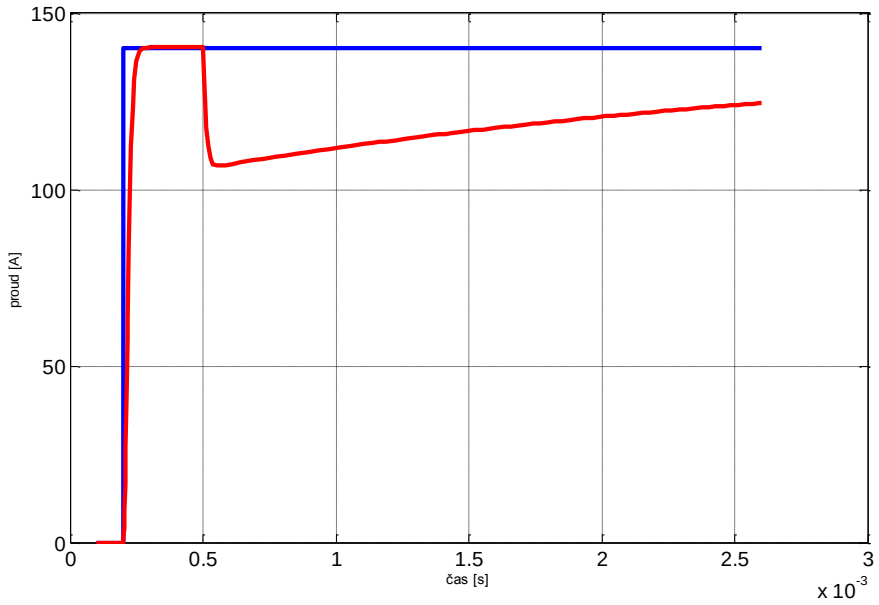
Obr. 5.5: Odezva proudové regulace P regulátorem.

Obr. 5.6 zobrazuje napětí na výstupu měniče. V čase t = 0,2 ms nastaví měnič maximální hodnotu výstupního napětí, aby výstupní proud rostl s velkou strmostí. Po ustálení přechodového děje a nastavení správné hodnoty proudu je výstupní napětí malé. V čase t = 0,5 ms je simulováno zapálení oblouku pomocí zdroje napětí o hodnotě U_{obl} = 22 V. V tomto okamžiku zvýší měnič napětí tak, aby pokryl úbytek napětí na oblouku a zachoval stejnou hodnotu výstupního proudu.



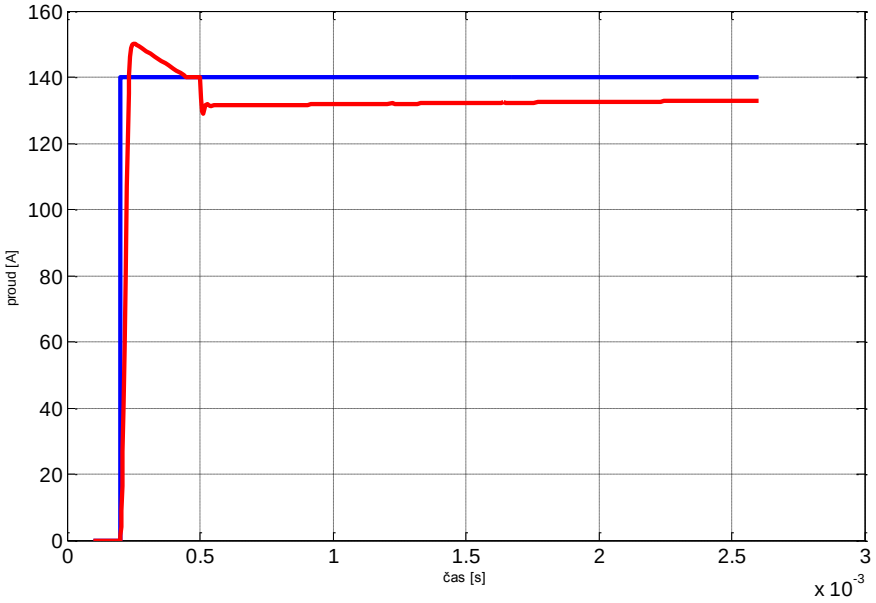
Obr. 5.6: Napětí na výstupu měniče.

Proud po zapálení oblouku klesne a regulační smyčka se jej snaží vyrovnat na žádanou hodnotu. Obr. 5.7 zobrazuje průběh proudu po zapálení oblouku. Snížení hodnoty proudu je patrné až na hodnotu I_z = 110 A. Zesílení integrační složky je patrně malé, protože proud roste podle simulovaného průběhu pomaleji, než v předchozí simulaci.

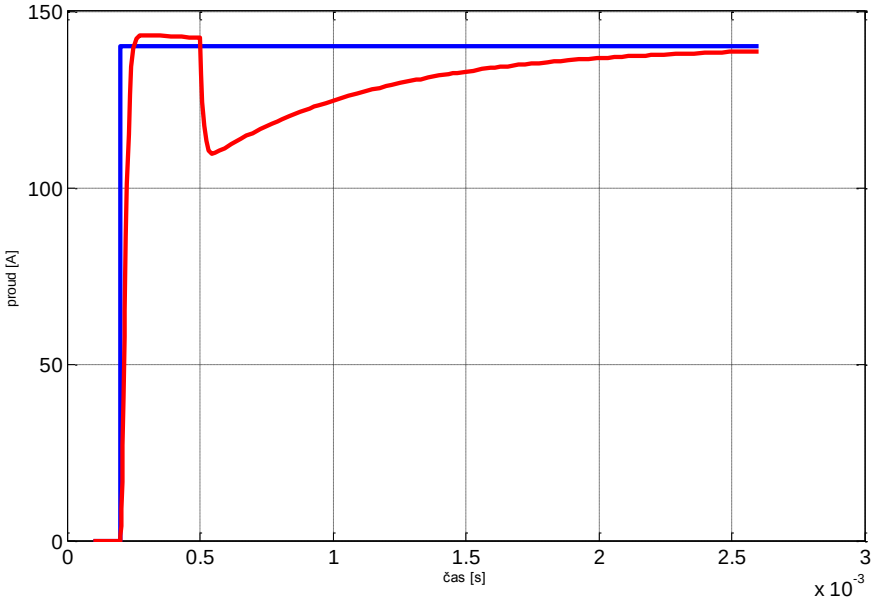


Obr. 5.7: Vliv zapálálení oblouku na regulační smyčku.

Obr. 5.8 zobrazuje průběh, který byl získán při nastavení čtyřikrát větším zesílení proporcionální složky. Při nastavení jednotkového skoku je patrný překmit proudu, což nemusí vadit, výhoda většího zesílení je v menší odchylce proudu po zapálení oblouku. Proud klesl na I_z = 130 A.



Obr. 5.8: Vliv zapálálení oblouku pro čtyři krát větší proporcionální zesílení.



Obr. 5.9: Vliv zapálení oblouku pro čtyřikrát větší integrační zesílení.

Z Obr. 5.9 je patrné, že při vyšší hodnotě integrační složky se výstupní proud ustálí rychleji, než v předchozím případě. Na základě této simulace je vhodné upravit zesílení integrační složky v obvodu řízení měniče tak, aby bylo dosaženo rychlejší odezvy na zvýšení proudu po zapálení oblouku.

5.5.3 Výpočet hodnot napěťového regulátoru

Pro výpočet hodnot parametrů napěťové regulace zjednodušíme tvar proudové regulace na rovnici (5.3).

$$F_{Ri(p)} = \frac{1/K_i}{(1 + 2p\tau_m)} \tag{5.3}$$

Metodou symetrického optima, která je dána rovnicí (5.4), navrhneme napěťový regulátor dosazením do rovnice (5.5).

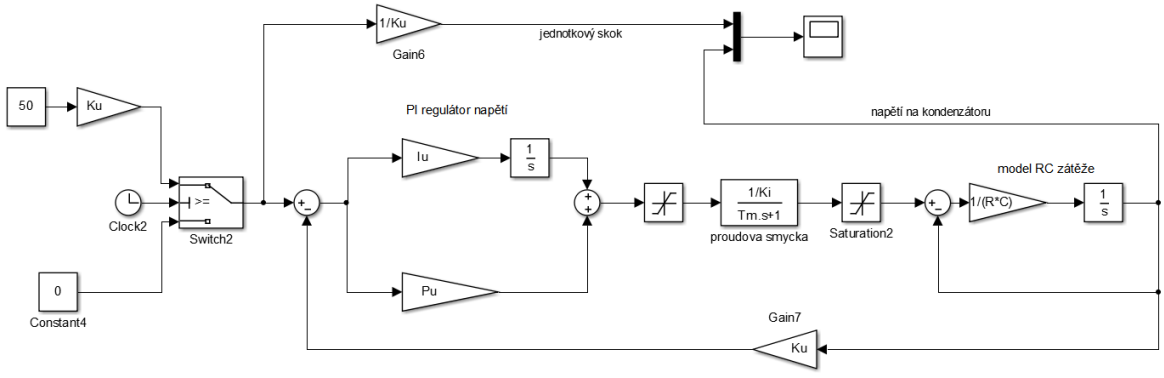
$$F_{so(p)} = \frac{1 + 4p\tau_\sigma}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + p\tau_\sigma)} \tag{5.4}$$

$$F_{Ru(p)} = F_{so(p)} \frac{1}{F_{Ri(p)}} \tag{5.5}$$

Výsledkem je zesílení proporcionální složky $P_u = 0{,}75$ a integrační složky $I_u = 45257$.

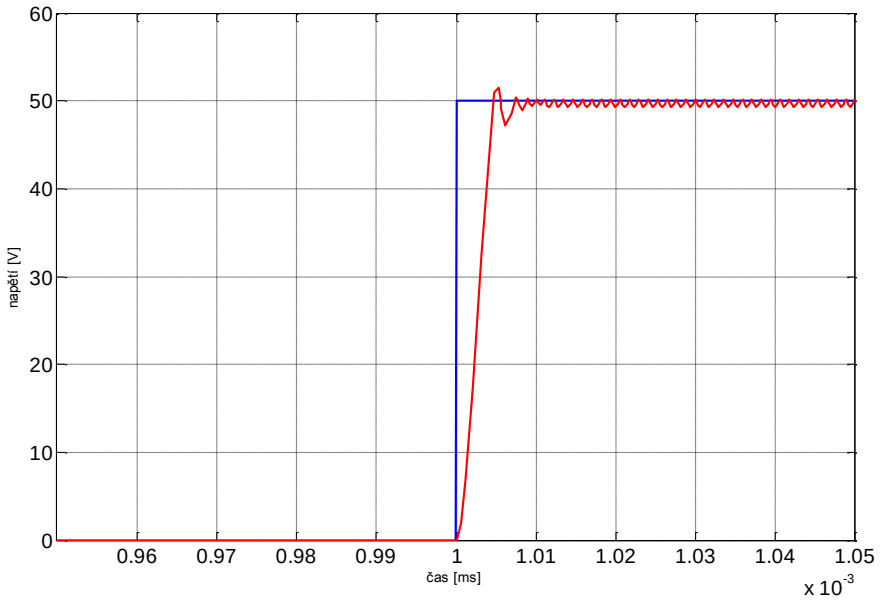
5.5.4 Matematický model napěťové regulace

Model zobrazuje Obr. 5.10. Jednotkový skok představuje nastavení výstupního napětí $U_z = 50$ V. Následující PI regulátor je omezen saturací na výstupu.



Obr. 5.10: Model regulace napětí.

Výsledek simulace zobrazuje Obr. 5.11. Proudové omezení je nastaveno saturací výstupu regulátoru na hodnotu $I_z = 4$ A. Odezva na skok řízení trvá asi $\tau_u = 10$ µs. Po odeznění přechodového děje se výstupní napětí ustálí na žádaného hodnotě $U_z = 50$ V.



Obr. 5.11: Odezva napěťového regulátoru.

6 Obvodový a konstrukční návrh měniče

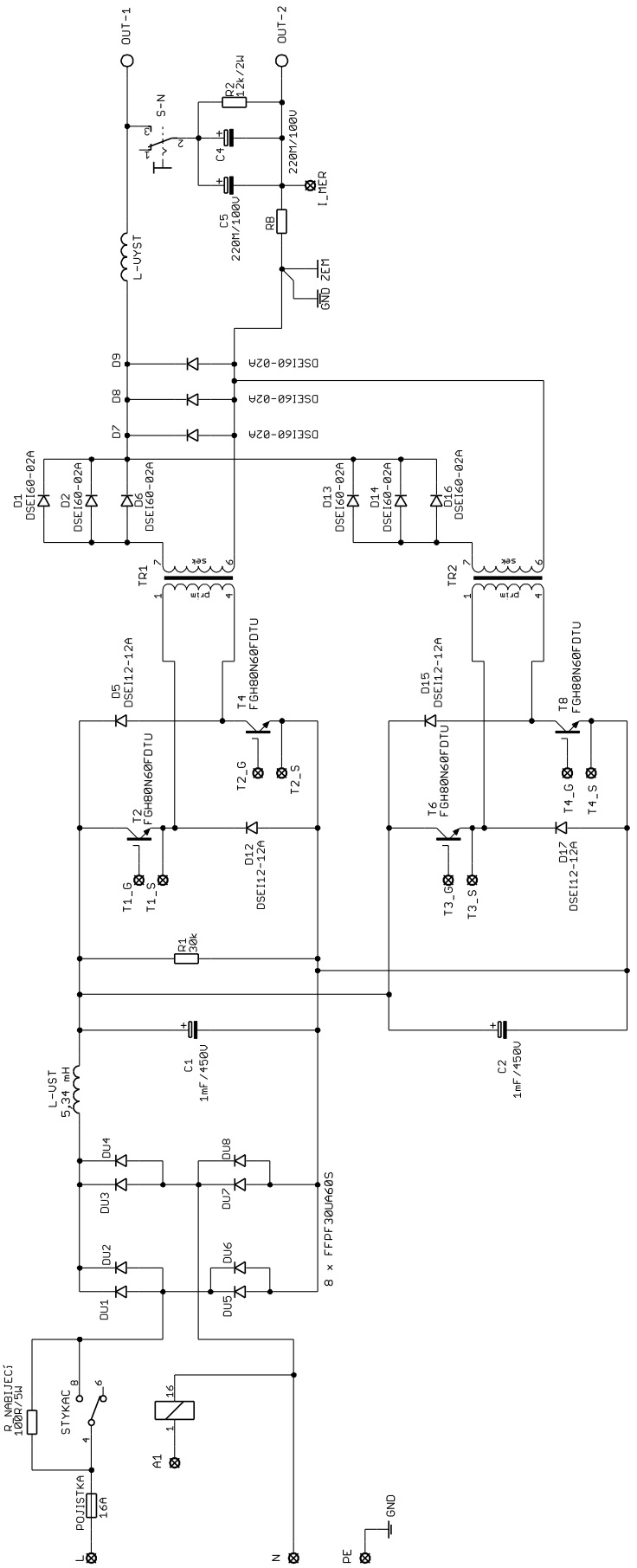
Na základě srovnání jednotlivých typů měničů byl vybrán typ měniče jednočinného. Aby bylo dosaženo většího výstupního výkonu, jsou použity dva jednočinné měniče zapojené v protitaktu a pracující do společné zátěže. V kapitole je uveden návrh jednotlivých částí svářečky. Na základě návrhu jsou jednotlivé komponenty realizovány a měřením jsou ověřeny jejich vlastnosti.

6.1 Silová část

Zapojení zobrazuje Obr. 6.1. Měnič je napájen ze sítě jedné fáze přes jistič. Pro ochranu proudového omezení jsou v prvním okamžiku zapnutí kondenzátory nabíjeny přes odpor $R_{\text{nabíjecí}}$, který je přemostěn po krátkém okamžiku stykačem. Odpor R_1 slouží k vybití kondenzátorů po vypnutí svářečky. Přepínačem *S-N* se přepíná režim na svařování nebo nabíjení, kde pro svařování je řízen výstupní proud výstupní tlumivkou. Při nabíjení je řízeno napětí na kondenzátorech C_4,C_5 na konstantní napětí a proud tlumivkou je řízen proudovým omezením. Seznam použitých součástek je uveden v Tab. 6.1. Diody $D_{U1} - D_{U8}$ jsou zapojeny dvě paralelně z důvodu proudového posílení. Výstup měniče je OUT-1 a OUT-2. Zem zapojení je mezi bočníkem a anodami diod $D_7 - D_9$. Do této země je připojen zelenožlutý ochranný vodič PE a zem řídicích obvodů.

Tab. 6.1: Seznam součástek silové části.

počet	hodnota, název	součástka
1	100Ω/5W	$R_{\text{nabíjecí}}$
1	12kΩ/2W	R_2
1	16,25 µH	$L_{\text{výst}}$
1	16A	pojistka
2	1mF/450V	C_1, C_2
2	220µF/100V	C_4, C_5
1	25A	stykač
1	30kΩ	R_1
1	5,34 mH	L_{vst}
4	DSEI12-12A	D_5, D_{12}, D_{15}, D_{17}
9	DSEI60-02A	D_1, D_2, D_6, D_7, D_8,D_9,D_{13},D_{14},D_{16}
8	FFPF30UA60S	D_{U1}-D_{U8}
4	FGH80N60FDTU	T_2, T_4, T_6, T_8
2	$N_1 = 20$, $N_2 = 5$	TR_1, TR_2



Obr. 6.1: Zapojení silové části.

6.2 Návrh výkonového transformátoru

V dané kapitole je uveden postup výpočtu parametrů transformátoru podle zadaných a zvolených konstant. Uvedené rovnice pro výpočet parametrů jsou převzaty z [1].

Zadané hodnoty konstant:
Napájecí napětí $+U_d$ = 196,2 V, z důvodu napájení tlumivkou a kondenzátorem, viz kapitola napájení měniče. Napětí na zátěži U_z = 26 V. Součin střední hodnoty výstupního napětí a střední hodnoty výstupního proudu je činný výkon na zátěži. Když výkon na zátěži podělíme odhadovanou účinností měniče γ = 0,93, je požadovaný příkon měniče P = 3640 W. Činitel plnění jádra mědí je zvolen k = 0,2, proudová hustota σ = 5 A/mm^2, maximální hodnota magnetické indukce jádra B_{max} = 0,35 T. Střída jednoho měniče s = 0,35 je zvolena s ohledem na možnost regulačního zásahu. Měrný odpor mědi ρ_{cu} = 0,018 Ωmm^2/m, spínací frekvence jednoho měniče f = 60 kHz.

Pro výpočet počtu primárních závitů je použita rovnice (6.1). Rovnice (6.2) určuje počet sekundárních závitů, výpočet primární indukčnosti rovnice (6.3), kde λ_m je magnetická vodivost jádra. Maximální hodnota magnetizačního proudu je dána rovnicí (6.4)

$$N_1 = \frac{U_d}{2f(B_{max} - B_{min})S_{Fe}} \tag{6.1}$$

$$N_2 = \frac{U_z \cdot N_1}{U_d \cdot s} \tag{6.2}$$

$$L_1 = N_1^2 \cdot \lambda_m \tag{6.3}$$

$$I_{\mu max} = \frac{U_d}{2 \cdot f L_1} \tag{6.4}$$

Efektivní hodnota primárního proudu je dána součtem magnetizačního proudu a proudu pracovního. Vztah popisuje rovnice (6.5), efektivní hodnotu sekundárního proudu popisuje rovnice (6.6), průřez primárního vinutí spočítáme podle rovnice (6.7), rovnice (6.8) pro průřez sekundárního vinutí.

$$I_{ef1} = (I_z \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max})\sqrt{s} \tag{6.5}$$

$$I_{ef2} = I_z \cdot \sqrt{s} \tag{6.6}$$

$$S_{cu1} = \frac{I_{ef1}}{\sigma} \tag{6.7}$$

$$S_{cu2} = \frac{I_{ef2}}{\sigma} \tag{6.8}$$

Nyní můžeme ověřit, zda se vinutí vejde do obsahu okna jádra podle rovnice (6.9).

$$N_1 \cdot S_{1cu} + N_2 \cdot S_{2cu} \leq k \cdot S_o \tag{6.9}$$

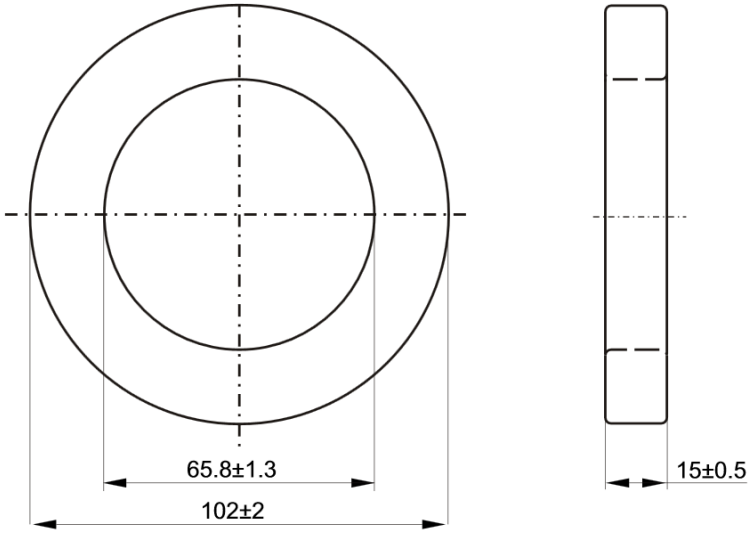
výsledkem levé strany rovnice je 81, pravé strany 392. Vinutí se vejde do obsahu okna jádra. Pro ověření, zda s vybraným jádrem je možné přenášet požadovaný výkon, je uvedena rovnice (6.10), kde S_o je obsah okna a S_{Fe} je obsah feritu jádra.

$$P_{č} = k\ \sigma\ f\ B\ \sqrt{s}\ S_O S_{Fe}\ [W] \tag{6.10}$$

Pro realizaci výkonového transformátoru bylo vybráno jádro T102/66/15-3C11 od výrobce EPCOS. Toroidní jádro je vhodné pro jeho malý rozptylový tok. Jádro je upraveno od výrobce hladkým povrchem bez ostrých hran. Nákres zobrazuje Obr. 6.2, parametry jádra jsou uvedeny v Tab. 6.2.

Tab. 6.2: Parametry jádra T102/66/15-3C11, [11].

název parametru	značka	hodnota	jednotka
magnetická vodivost	λ_m	5300 ± 25%	nH/N^2
obsah průřezu jádra	S_{fe}	267,2	mm^2
obsah okna	S_o	3421	mm^2



Obr. 6.2: Nákres jádra T102/66/15-3C11, převzato z [11].

Vypočtené hodnoty:

N_1 = 20,34 ≈ 20 závitů, podle rovnice (6.1).
N_2 = 5,10 ≈ 5 závitů, podle rovnice (6.2).
L_1 = 2120μH, podle rovnice (6.3).
$I_{\mu max}$ = 0,77 A, podle rovnice (6.4).
I_{ef1} = 21,16 A, podle rovnice (6.5).
I_{ef2} = 82,83 A, podle rovnice (6.6).
S_{cu1} = 4,23 mm^2, podle rovnice (6.7).
S_{cu2} = 16,57 mm^2, podle rovnice (6.8).
$S_{vinutí}$ = 167 mm^2, podle rovnice (6.9).
$P_{č}$= 9734 W, podle rovnice (6.10).

Pro porovnání zvolíme počet sekundárních závitů N_2 = 1. Tato skutečnost vnutí transformátoru další podmínku a transformátor není optimálně navržen na minimální objem. V našem případě tato skutečnost nevadí, podle rovnice (6.11) spočítáme potřebný průřez jádra S_{FeN1} a pomocí rovnice (6.12) spočítáme velikost okna jádra.

$$S_{FeN1} = \frac{U_Z}{2fs(B_{max} - B_r)} \tag{6.11}$$

$$S_{oN1} = \frac{2\sqrt{s} \cdot P_{č}}{U_Z k\sigma} \tag{6.12}$$

Po dosazení do rovnice (6.11) je S_{FeN1} = 2222 mm^2, podle rovnice (6.12) je S_{oN1} = 194 mm^2. Pro daný výsledek by bylo nutné použít velmi tlustého jádra, proto transformátor bude realizován pro N_2 = 5 závitů. Nyní jsou vypočteny parametry transformátoru. Zbývá návrh konstrukce vinutí.

Skin efekt
Skin efekt se projevuje změnou vodivosti v průřezu vodiče v závislosti na frekvenci protékajícího proudu. Při rostoucí frekvenci je proud vytlačován ve vodiči směrem k okraji a tím klesá jeho vodivost. Aby se zamezilo skin efektu, je nutné spočítat maximální průřez vodiče, při kterém skin efekt neuplatní. Pro výpočet průřezu vodiče je použita rovnice (6.13). Po dosazení za pracovní frekvenci jednoho měniče f_{mez} = 60 kHz, měrný odpor mědi ρ_{cu} = 0,018 Ωmm^2/m, je výsledný průměr D_{cu} = 0,55 mm.

$$D_{cu} = \sqrt{\frac{4 \cdot \rho}{\pi \mu_0 \mu_r f_{mez}}} \tag{6.13}$$

Konstrukce vinutí
Primární závity jsou vinuty lakovaným drátem o průměru D_{cu} = 0,6 mm. Počet paralelně vinutých vodičů je 12 a jsou vinuty vedle sebe v jedné vrstvě tak, aby se nekřížily. Závity doléhají těsně na sebe, tím je docíleno velké pokrytí celého obvodu jádra. Jeden závit zabírá 1/20 obvodu jádra.

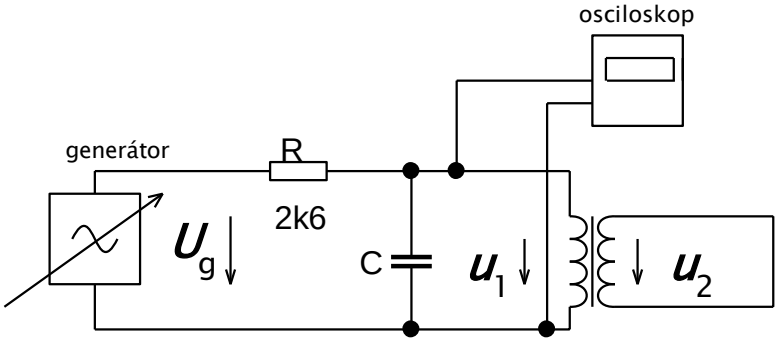
Sekundární závity jsou vinuty stejným drátem, počet paralelních vodičů je 31. Provedení je stejné jako u primárního vinutí. Jeden závit zabírá 1/5 obvodové délky jádra. Mezi vinutími je izolace z teflonu a PVC pásky. Primární vinutí bylo před ovinutím izolací zalito polyuretanovým lakem. Konce vinutí jsou obnaženy a jednotlivé dráty jsou sletovány do jednoho lanka. Hotové primární vinutí zobrazuje Obr. 9.1, část sekundárního vinutí je zobrazena na Obr. 9.2.

Změřené parametry transformátoru

Měření parametrů probíhalo podle zapojení na Obr. 6.3. Transformátor je zapojen paralelně s kondenzátorem. Vzniklý paralelní rezonanční obvod je buzen přes odpor generátorem s nastavitelnou frekvencí. Napětí na rezonančním obvodu je měřeno osciloskopem a frekvence je měřena čítačem. Při měření primární rozptylové indukčnosti je sekundární vinutí zkratováno. Napětí na generátoru bylo nastaveno U_g = 1,5 V. Frekvence f_{1k} = 321,62 kHz je změřená při rozptylové indukčnosti. Podle Thomsonova vztahu se spočítala rozptylová indukčnost L_{1k} = 2,4269 μH. Použitý kondenzátor měl kapacitu C_{1k} = 100,9 nF. Primární Indukčnost spolu s kondenzátorem C_1 = 5,64 μH měla rezonanční frekvenci f_1 = 1,4684 kHz. Potom L_1 = 2083 μH. Rovnice (6.14) určuje činitel vazby *k*.

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{1k}}{L_1}} \tag{6.14}$$

Po dosazení za L_{1k} a L_1 je činitel vazby *k* = 0,999417.



Obr. 6.3: Měření indukčností transformátoru.

6.3 Vstupní filtr

Vstupní filtr LC je zvolen z možnosti většího odebíraného proudu při relativně malé efektivní hodnotě oproti filtru se sběracím kondenzátorem. Filtrace napětí je rovněž vhodná, protože měnič tak bude napájen téměř konstantním napětím U_d. Vypočtená hodnota indukčnosti tlumivky podle rovnice (2.12) nebude realizována, protože by tlumivka byla rozměrná a nákladná. Z tohoto důvodu byla zvolena hodnota indukčnosti L = 6 mH. Pro realizaci bylo vybráno C jádro z ocelových plechů o ploše železa S_{fe} = 900 mm^2 a S_o = 2250 mm^2.

Zvolené parametry tlumivky jsou:
B = 1,45 T
I_{max} = 20 A

Vypočtené parametry:
N = 90 závitů, podle rovnice (6.26).
l = 1,242 mm, podle rovnice (6.27).

Tlumivka je navinuta na kostru v šesti vrstvách. Jedna vrstva vinutí má 45 závitů. Aby se dosáhlo požadovaného počtu závitů, jsou dvě vrstvy spojeny sériově. Mezi jednotlivými vinutími je izolace z PVC. Před zaizolováním bylo vinutí zalito polyuretanovým lakem. Vinutí je z drátu o průměru D_{cu} = 1,6 mm s jednou vrstvou laku. Aby bylo dosaženo vhodné proudové hustoty v mědi, jsou vedeny paralelně tři vodiče. Výsledná plocha jednoho vodiče S_{cu} = 2,01 mm^2. Potom proudová hustota σ = 3 A/mm^2 je při I_{ef} = 18 A. Při ověření parametrů tlumivky se postupovalo podle zapojení Obr. 6.3, kde místo transformátoru je zapojena tlumivka. Použitý kondenzátor měl kapacitu C = 5,64 μF. Změřená frekvence rezonance byla f_{rez} = 917 Hz. Výsledná dopočítaná indukčnost podle Thomsonova vztahu L = 5,34 mH. Délka vzduchové mezery byla realizována vložením impregnovaným transformátorovým papírem potřebné tloušťky. Papír byl ve spoji vyplněn polyuretanovým lakem. Po složení jader k sobě se obě části stlačily stolařskými svorkami. Po zaschnutí laku bylo možné ověřit měřením indukčnost a namontovat do svářečky.

Kondenzátory byly vybrány od firmy Vishay. Jedná se o výkonové provedení kondenzátoru s vnitřním odporem R_{max} = 59 mΩ. Maximální provozní napětí U_r = 450 V. Uvedené parametry jsou převzaty z [12]. Kapacita kondenzátoru byla pomocí Thomsonova vztahu spočtena tak, aby rezonance LC filtru byla pod frekvencí usměrněné sítě. Výsledná kapacita LC filtru je C = 2 mF při použití dvou kondenzátorů o jmenovité kapacitě C = 1 mF.

6.4 Dimenzování polovodičů

Dimenzování polovodičů je důležité z hlediska spolehlivé funkce zařízení. Pod pojmem dimenzování se rozumí namáhání polovodičů špičkovou, efektivní a střední hodnotou proudu. Na špičkovou hodnotu proudu musí být polovodiče navrženy s rezervou. V kapitole je rovněž napěťové dimenzování polovodičů. Dimenzování diody D_5, D_6 popisuje rovnice (6.15-a, b, c, d), pro diodu D_7 rovnice (6.16-a, b, c, d). Dimenzování tranzistorů je uvedeno v rovnici (6.16-a, b, c, d) a dimenzování primární nulové diody je v rovnici (6.18-a, b, c, d). Uvedené vztahy jsou převzaty z lit. [1].

$$I_{D5šp} = I_z, I_{D5stř} = I_z \cdot s, I_{D5ef} = I_z \cdot \sqrt{s}, U_{KAmax} = \frac{U_z}{s} \quad \text{(6.15-a, b, c, d)}$$

$$I_{D7šp} = I_z, I_{D7stř} = I_z \cdot (1-s), I_{D7ef} = I_z \cdot \sqrt{1-s}, U_{KAmax} = \frac{U_z}{s} \quad \text{(6.16-a, b, c, d)}$$

$$I_{CEšp} = I_{\mu max} + I_z \frac{N_2}{N_1}, I_{CEstř} = I_z \frac{N_2}{N_1} \cdot s, I_{CEef} = I_z \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s}, U_{CEmax} = U_d \quad \text{(6.17-a, b, c, d)}$$

$$I_{D0šp} = I_{\mu max} + I_z \frac{N_2}{N_1}, I_{D0stř} = I_{\mu max} \frac{s}{2}, I_{D0ef} = I_{\mu max} \cdot \sqrt{s/2}, U_{KAmax} = U_d \quad \text{(6.18-a, b, c, d)}$$

Tepelné dimenzování:
Polovodiče v měniči jsou tepelně namáhány, je nutné odvádět vzniklé teplo, aby se zamezilo zničení vlivem tepla. Cílem je nalezení odporu chladiče a poté výběr chladiče, který bude vhodný pro chlazení polovodičů. Vztahy pro výpočty jsou převzaty z [13]. Odpor chladiče, který je nutné vybrat z katalogu výrobce, se vypočte podle rovnice (6.19).

$$R_{\upsilon H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\upsilon JC} - R_{\upsilon CH} \quad (6.19)$$

Kde $R_{\upsilon H}$ je hledaný odpor chladiče, ΔT povolené oteplení čipu polovodiče oproti vztažné teplotě T_0, P_{ztr} je vypočtená hodnota ztrátového výkonu, $R_{\upsilon JC}$ je tepelný odpor čip-pouzdro a $R_{\upsilon CH}$ je tepelný odpor přechodu součástky a chladiče. Hodnoty $R_{\upsilon JC}$,$R_{\upsilon CH}$ udává výrobce ve svém katalogu. Výpočet ztrátového výkonu na diodě je podle rovnice (6.20). Rovnice vychází ze zjednodušení pro nahrazení charakteristiky diody lomenou přímkou (hokejkou). Ztráty tranzistoru IGBT způsobené vedením proudu jsou podle (6.20)

$$P_{ztr} = I_{stř} \cdot U_p + R_d \cdot I_{ef}^2 \quad (6.20)$$

Přepínací ztráty tranzistorů
Ztráty vzniklé dynamickými jevy přepínáním tranzistoru jsou dány vztahy uvedenými v [14]. Přepínací ztráty jsou dány rovnicí (6.21), kde W_{on} je tepelná energie vzniklá při zapínacím ději, podobně W_{off} je energie vzniklá při vypínacím ději, f je frekvence spínání tranzistorů.

$$P_{přep} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (6.21)$$

Energii W_{on} je možné spočítat integrálem podle rovnice (6.22), kde doba t_{on} je délka trvání zapínacího děje.

$$W_{on} = \int_0^{ton} u_d \cdot i_C \, dt \approx \frac{1}{4} U_d I_z t_{on} \tag{6.22}$$

Podobně je určena energie W_{off}, rovnice (6.23), kde doba t_{off} je délka trvání zapínacího děje. Čas t_{on} a t_{off} bývá uveden v katalogu výrobce pro danou součástku.

$$W_{off} = \int_0^{toff} u_d \cdot i_C \, dt \approx \frac{1}{4} U_d I_z t_{off} \tag{6.23}$$

Výsledný vztah pro přepínací ztráty má podobu rovnice (6.24).

$$P_{přep} = f \cdot (\frac{1}{4} U_d I_z t_{on} + \frac{1}{4} U_d I_z t_{off}) \tag{6.24}$$

Sekundární nulové diody
parametry diody jsou převzaty z lit. [15].
U_p = 1,08 V
R_d = 4mΩ
$R_{\upsilon JC}$= 0,75 K/W
$R_{\upsilon CK}$ = 0,35 K/W
t_{rr} = 50 ns
Proudy jedné diody jsou
I_{ef} = 39 A, podle rovnice (6.15-b).
$I_{stř}$ = 32 A,podle rovnice (6.15-c).
Potom ztrátový výkon na jedné diodě je P_{ztr} = 41 W, podle rovnice (6.20).

Odpor chladiče spočítáme pro 3 diody umístěné na jednom chladiči, potom bude celkový ztrátový výkon P_{ztr} = 123 W. Zvolená teplota okolí T_0 = 30 °C, teplota čipu je zvolena T_j = 130 °C. Po dosazení do rovnice (6.19) je potřebný odpor chladiče $R_{\upsilon H}$ = 0,446 K/W.

Sekundární usměrňovací diody
parametry diody jsou převzaty z lit. [16].
U_p = 1,08 V
R_d = 4 mΩ
$R_{\upsilon JC}$= 0,75 K/W
$R_{\upsilon CK}$ = 0,35 K/W
t_{rr} = 50 ns
Proudy jedné diody jsou
I_{ef} = 27,6 A, podle rovnice (6.15-b).
$I_{stř}$ = 16,3 A, podle rovnice (6.15-c).
Potom ztrátový výkon na jedné diodě je P_{ztr} = 31 W, podle rovnice (6.20).

Odpor chladiče spočítáme pro 3 diody umístěné na jednom chladiči, potom bude celkový ztrátový výkon P_{ztr} = 93 W. Zvolená teplota okolí T_0 = 30 °C, teplota čipu je zvolena T_j = 130 °C. Po dosazení do rovnice (6.19) je potřebný odpor chladiče $R_{\upsilon H}$ = 0,709 K/W.

Poznámka:
Sekundární nulové diody a sekundární usměrňovací diody pracují s rozdílnou střídou v jedné periodě měniče. Například při střídě jednoho měniče s = 0,4 je hodnota střídy na sekundárních usměrňovacích diodách rovna s = 0,4. Potom střída, kterou "cítí" nulová sekundární dioda, je s = 0,2. Tato skutečnost vzniká v důsledku střídy na filtru, která je s = 0,8 a doplňkovou střídou, tedy s_{D0} = (1-s) je namáhána sekundární nulová dioda. Je vhodné umístit usměrňovací i nulové diody na společný chladič a vzájemně střídat umístění nulové diody a usměrňovací diody tak, aby byl tepelný ztrátový výkon rovnoměrně rozložen po celém chladiči.
Konstrukčně výhodné je galvanické odizolování chladiče, na který se připevní diody bez použití izolační podložky. Diody je vhodné vybrat tak, aby měly chladící plochu společnou s katodou. Tím vznikne z chladiče společná katoda a celý chladič je potom výstupem sekundárního usměrňovače.

Usměrňovací můstek
Parametry diody jsou převzaty z lit. [16].

U_{pmax} = 2,2 V
R_d = neuveden
$R_{\upsilon JC}$= 2,5 K/W
t_{rr} = 90 ns
Proudy jedné diody jsou
I_m = 20 A
I_{ef} = 14,1 A, podle rovnice (6.15-b).
$I_{stř}$ = 10 A, podle rovnice (6.15-c).
Potom ztrátový výkon na jedné diodě je P_{ztr} = 22 W, podle rovnice (6.20).

Odpor chladiče spočítáme pro 4 diody umístěné na jednom chladiči, potom bude celkový ztrátový výkon P_{ztr} = 88 W. Zvolená teplota okolí T_0 = 30 °C, teplota čipu je zvolena T_j = 130 °C. Po dosazení do rovnice (6.19) je potřebný odpor chladiče $R_{\upsilon H}$ = 0,511 K/W.

Tranzistory IGBT
parametry diody jsou převzaty z lit. [17].

U_{RCEON} = 1,6 V, odečteno z katalogu výrobce, při U_g = 15 V a T_j = 175 °C.
R_{CEON} = 18,6 mΩ, odečteno z katalogu výrobce,při U_g = 15 V a T_j = 175 °C.
$R_{\upsilon JC}$= 0,45 K/W
t_{don} = 23 ns, při teplotě čipu 125 °C
t_{doff} = 273 ns, při teplotě čipu 125 °C

Proudy jednoho tranzistoru jsou
I_m = 35 A, podle rovnice (6.17-a)
I_{ef} = 20,71 A, podle rovnice (6.17-b)
$I_{stř}$ = 12,25 A, podle rovnice (6.17-c)

Ztrátový výkon na jednom tranzistoru vlivem vedení proudu je P_{ztrved} = 27 W, podle rovnice (6.20). Ztrátový výkon vlivem přepínacích ztrát je podle rovnice (6.24) $P_{přep}$ = 31 W. Celkový ztrátový výkon je součtem dvou předešlých ztrátových výkonů P_{ztr} = 58 W. Odpor chladiče spočítáme pro 2 tranzistory umístěné na jednom chladiči, potom bude celkový ztrátový výkon P_{ztr} = 116 W. Zvolená teplota okolí T_0 = 30 °C, teplota čipu je zvolena T_j = 130 °C. Po dosazení do rovnice (6.19) je potřebný odpor chladiče $R_{\upsilon H}$ = 0,637 K/W.

Primární nulové diody
Podle katalogu výrobce [18] je tepelný odpor čipu a okolí $R_{\upsilon JA}$ = 60 K/W. Výpočet potřebného chladiče podle (6.19) $R_{\upsilon H}$ = 264 K/W. Součástka se tedy ochladí bez chladiče.

6.5 Bočník pro snímání proudu

Bočník je realizován jako více paralelních vodičů z odporového materiálu o dané délce. Materiálem pro zhotovení je manganinový drát o průměru D_{ma} = 0,56mm a měrném odporu manganinového drátu R_m = 1,761 Ω/m. Aby byl bočník co nejkratší a tedy měl i malou parazitní indukčnost, je délka jednoho vodiče l_{ma} = 21 mm. Počet paralelních vodičů je 37 a celkový odpor bočníku je R_b = 1 mΩ. Při proudu I_z = 140 A je ztrátový výkon na bočníku P_{ztrb} = 19,6 W. Dráty jsou připájeny z vnější strany mezi dvě měděné desky, které byly předem předvrtány pro jednotlivé vodiče. Ztrátový výkon vzniklý na bočníku je odváděn ofukováním ventilátoru, proto je nutné bočník umístit pod proudění vzduchu od ventilátoru.

6.6 Výstupní tlumivka

V kapitole je uveden matematický návrh pro výpočet indukčnosti výstupní tlumivky. Kondenzátor LC filtru nebude vypočítán, protože by se neuplatnila jeho funkce. Za tuto skutečnost může charakteristika oblouku, protože jeho dynamický odpor je velice malý a kondenzátor se neuplatní.

Pro návrh tlumivky platí, že na výstupu usměrňovače jsou pravoúhlé impulzy se střídou s a výškou u_3. Proud má průběh pilovitě zvlněného signálu se střední hodnotou. Maximální zvlnění proudu nastává pro případ, kdy je střída s = 0,5. Výpočet hodnoty indukčnosti je podle rovnice (6.25), kde f je kmitočet jednoho měniče.

$$L = \frac{u_3}{4 \cdot f \cdot \Delta I}(1 - s)s \qquad (6.25)$$

Po dosazení za ΔI = 5 A, u_3 = 50 V, f = 60 kHz, s = 0,5 do rovnice (6.25) je výsledná indukčnost L = 10,4 μH. Proud ΔI je hodnota proudu, která je rozdílem maximální hodnoty pilovitě zvlněného proudu a střední hodnoty proudu tekoucím zátěží. Rovnice (6.25) je výsledkem pro dva jednočinné propustné měniče pracující do společné zátěže. Právě v tomto případě cítí filtrační tlumivka dvojnásobnou frekvenci pravoúhlých impulzů. Tato skutečnost dvakrát sníží hodnotu výstupní indukčnosti tlumivky. Počet závitů je určen rovnicí (6.26). Aby byla zaručena stálost indukčnosti do maximálního proudu I_{max}, je mezi dvěma díly jádra realizována vzduchová mezera vypodložením. Délka vzduchové mezery je dána rovnicí (6.27).

$$N = \frac{I_{max} \cdot L}{B_{max} \cdot S_{Fe}} \tag{6.26}$$

$$l_v = \frac{N\mu_0 I_{max}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} \tag{6.27}$$

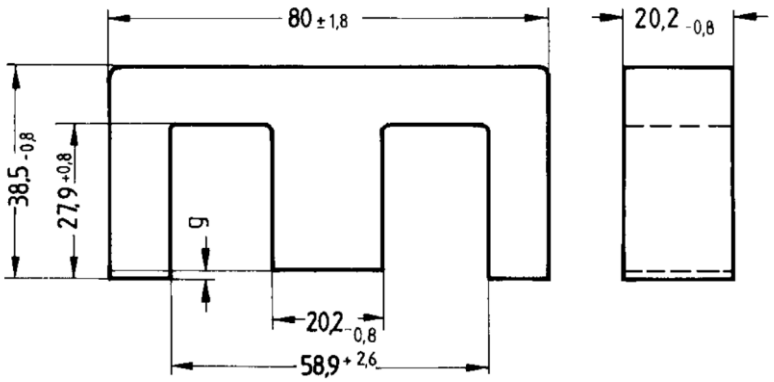
Po dosazení do rovnice (6.26) za I_{max} = 145 A, B_{max} = 0,3 T, S_{fe} = 780 mm^2 je potřebný počet závitů N = 5. Obsah průřezu jádra je dvojnásobný z důvodu použití dvou jader vedle sebe. Potřebná délka vzduchové mezery l_v = 2,92 mm byla vypočtena rovnicí (6.27), kde l_{Fe} = 184 mm, μ_{rFe} = 1550 pro materiál N27. Výslednou délku vzduchové mezery je nutné podělit dvěma, z důvodu rozděleného magnetického toku do dvou částí jádra. Potom je potřebná délka vzduchové mezery l_v = 1,46 mm.

Realizace tlumivky

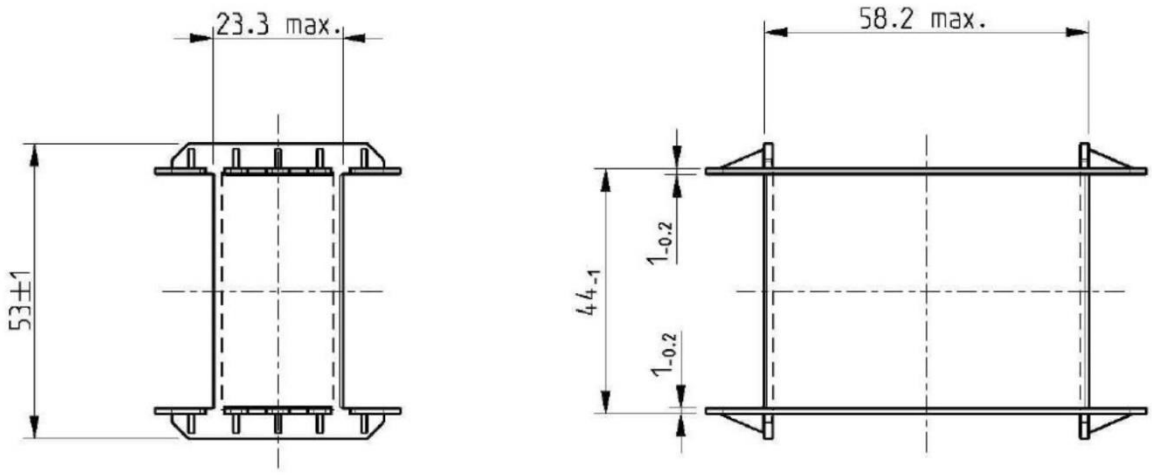
Tlumivka je realizována na feritovém jádře typu E65. Byl vybrán typ B66375 od firmy EPCOS [19]. Parametry jádra jsou uvedeny v Tab. 6.3, nákres ukazuje Obr. 6.4. Kostru tlumivky zobrazuje Obr. 6.5.

Tab. 6.3: Parametry jádra pro konstrukci tlumivky, [19].

název parametru	Značka	hodnota	jednotka
obsah okna	S_o	882	mm^2
obsah průřezu jádra	S_{Fe}	390	mm^2
délka feromagnetika	l_{Fe}	184	mm
délka vzduchové mezery	g	0,5	mm



Obr. 6.4: Nákres jádra pro realizaci tlumivky, převzato z [19].



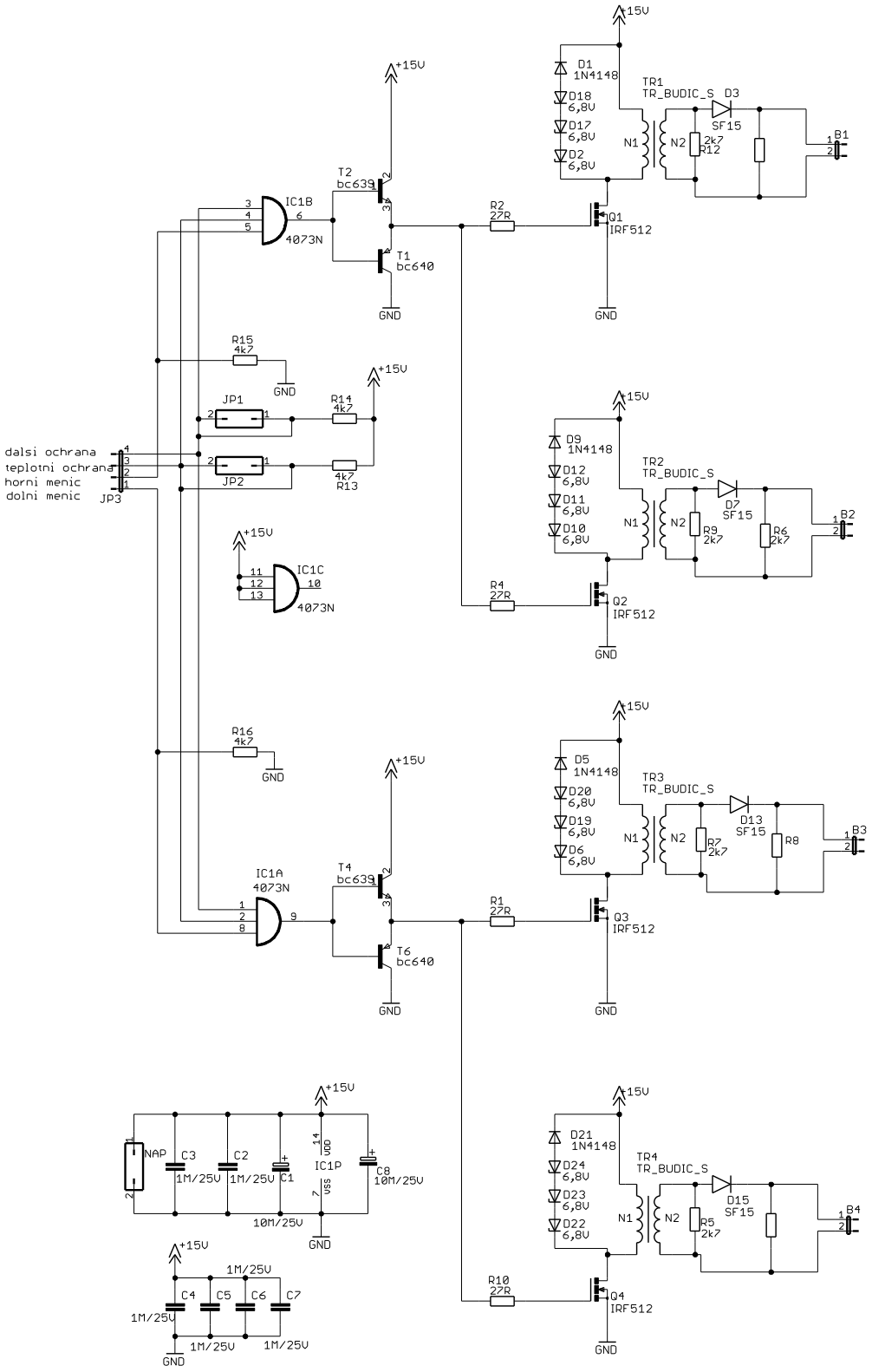
Obr. 6.5: Nákres kostry pro vinutí výstupní tlumivky, převzato z [20].

Realizace vinutí

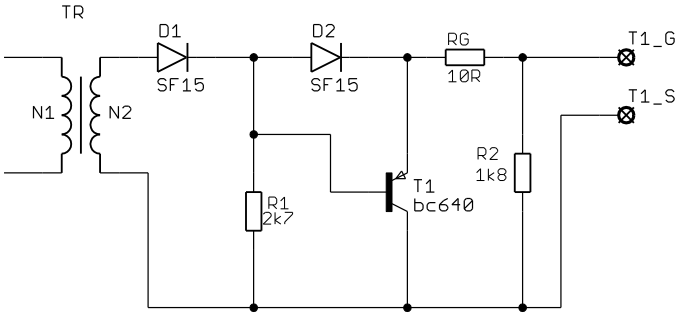
Pro vinutí byl použit lakovaný drát o průměru D_{cu} = 1,15 mm. Počet vodičů je 32 paralelně a výsledná proudová hustota je $\sigma_{Lvýst}$ = 3,64 A/mm^2. Činitel plnění okna mědí k_{pcu} = 0,33. Pro výplň vzduchové mezery byla použita PVC fólie ve více vrstvách pro dosažení vypočítané tloušťky mezery. Každá vrstva byla prosycena polyuretanovým lakem. Jádra jsou vložena mezi dvě hliníkové pásoviny, které jsou staženy čtyřmi šrouby M6 vzdálenými od jádra. Mezi ferit a hliníkovou pásovinu je vložena měkká pryž z důvodu silného uložení bez rizika prasknutí jader.

6.7 Budič výkonových tranzistorů

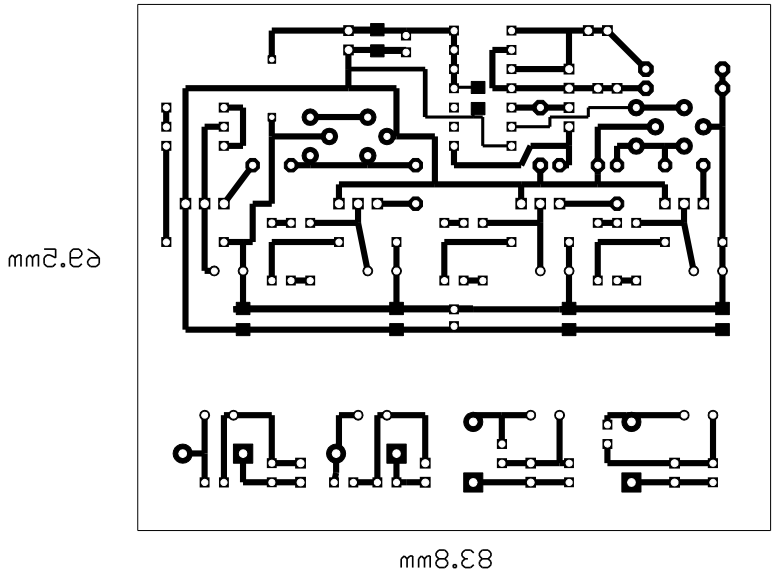
Úkolem budiče měniče je generovat pravoúhlé impulzy pro spínání výkonového tranzistoru. Hlavní požadavky jsou na velkou strmost náběžné a sestupné hrany signálu a stálé úrovně výstupního napětí. Schéma zobrazuje Obr. 6.6. Budič je napájen na svorce NAP napětím z napájecího zdroje. Vstupy jsou čtyři, jeden pro horní měnič, pro dolní měnič a dva pro obvody ochran. Hradlo AND umožňuje blokaci měniče při přivedení logické nuly na jeden ze vstupů, například od modulu ochran. Zároveň hradlo slouží jako tvarovač hran signálu. Za hradlem následuje dvojice tranzistorů, které jsou zapojeny jako emitorový sledovač pro posílení výstupního proudu hradla. Následuje jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Odpor paralelně připojen k sekundárnímu vinutí slouží k zatlumení přechodového děje při přenášení signálu. Konektory $B_1 - B_4$ slouží k připojení vodiče mezi modulem budiče a druhou částí sekundárního zapojení ze strany budiče. Aby bylo dosaženo co nejmenší parazitní indukčnosti při vypínání tranzistoru, jsou součástky podle Obr. 6.7 umístěny přímo na mřížce tranzistoru. Jedná se o D_2, R_1, R_2, R_g a T_1. Obr. 6.8 zobrazuje DPS pro tvorbu budiče a Obr. 6.9 osazovací plán budiče. Seznam použitých součástek je uveden v Tab. 6.4. Na Obr. 9.7 jsou zobrazeny hotové budiče se čtyřmi oddělovacími toroidními transformátorky.



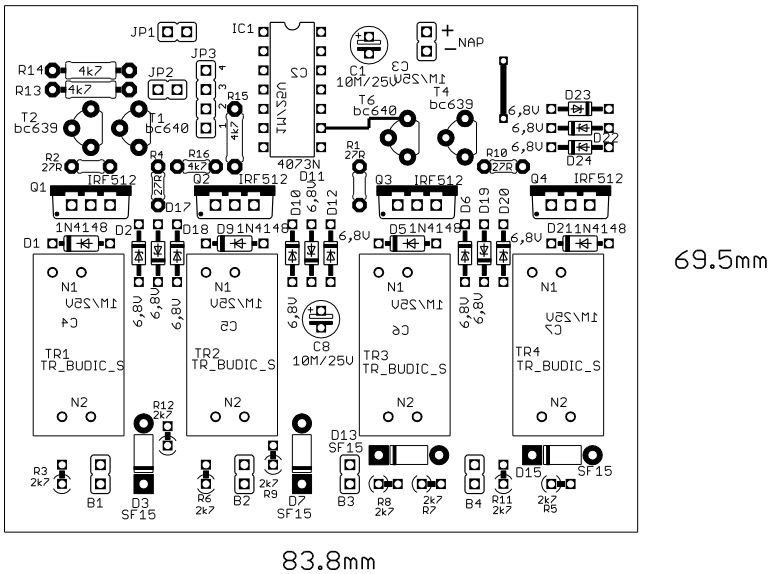
Obr. 6.6: Zapojení budiče výkonových tranzistorů.



Obr. 6.7: Sekundární strana budiče.



Obr. 6.8: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1.



Obr. 6.9: Osazovací plán, strana TOP, M1:1.

Tab. 6.4: Seznam použitých součástek.

počet	hodnota	typ	pouzdro	označení
1	10M/25V		C_EL_2	C_1
4	10R	R_10	R-10	R_G, R_{G1}, R_{G2}, R_{G3}
2	1M/25V	C-EUC1206	C1206	C_2, C_3
4	1N4148	1N4148DO35-7	DO35-7	D_1, D_5, D_9, D_{21}
4	1k	R_10	R-10	R_3, R_6, R_8, R_{11}
4	1k8	R_10	R-10	R_5, R_7, R_9, R_{12}
4	27R	R_10	R-10	R_1, R_2, R_4, R_{10}
4	2k7	R_10	R-10	R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{18}
2	4073N	4073N	DIL14	IC_1, IC_2
2	4k7	R_10	R-10	R_{13}, R_{14}
12	6,8V	Zenerova dioda	P1Z12	D_1, D_2, D_6, D_{10}, D_{11}, D_{12}, D_{18}, D_{19}, D_{20}, D_{22}, D_{23}, D_{24},D_{17}
4		IRF510	TO220	Q_1, Q_2, Q_3, Q_4
8		SF15	DO41	D_3, D_4, D_7, D_8, D_{13}, D_1, D_{15}, D_{16}
4		TR_BUDIC	toroidní	TR_4, TR_5, TR_6, TR_7
2		BC639	TO-92C	T_2, T_4
6		BC640	TO-92C	T_1, T_3, T_5, T_6, T_7, T_8

6.8 Návrh transformátoru pro budič

Pro návrh je použito jádro z feritového materiálu od výrobce Epcos typ R20. Jedná se o toroidní jádro s parametry uvedené v Tab. 6.5, rozměry jsou uvedené v Tab. 6.6. Jádro je povrchově upraveno epoxidovou vrstvou a hrany jsou zaoblené, což umožňuje přímo navíjet cívku bez použití kostry.

Tab. 6.5: Parametry jádra pro budič, převzato z [21].

název parametru	značka	hodnota	jednotka
magnetická vodivost	λ_l	4160-+ 25%	nH/N^2
obsah průřezu jádra	S_{fe}	33,63	mm^2
obsah okna	S_o	3421	mm^2

Tab. 6.6: Rozměry jádra pro budič, převzato z [21].

rozměry [mm]	
vnější průměr	20
vnitřní průměr	10
výška	7

Pro výpočet parametrů vinutí jsou zadány tyto hodnoty:
U_d = 17,9 V
U_{2imp} = 17 V
s_{max} = 0,5

Pro výpočet potřebného počtu primárních závitů je použita rovnice

(6.28).

$$N_1 = \frac{U_d^2 \cdot s_{max}^2}{\sqrt{2 \cdot f \cdot A_l \cdot P_{ZD,max}}} \tag{6.28}$$

za zvolený maximální ztrátový výkon na Zenerově diodě P_{ZD} = 1 W je potřebný počet primárních závitů $N_1 \approx 11$. Ověříme podle rovnice (6.1), zda je nízká indukce v jádře. Pro snížení indukce v jádře je vhodné zvýšit počet primárních závitů na hodnotu N_1 = 15. Počet sekundárních závitů $N_2 \approx 18$ určíme podle rovnice (6.29).

$$U_{2imp} = U_d \frac{N_2}{N_1} \tag{6.29}$$

Rovnice (6.30) určuje hodnotu primární indukčnosti L_1 = 936 μH.

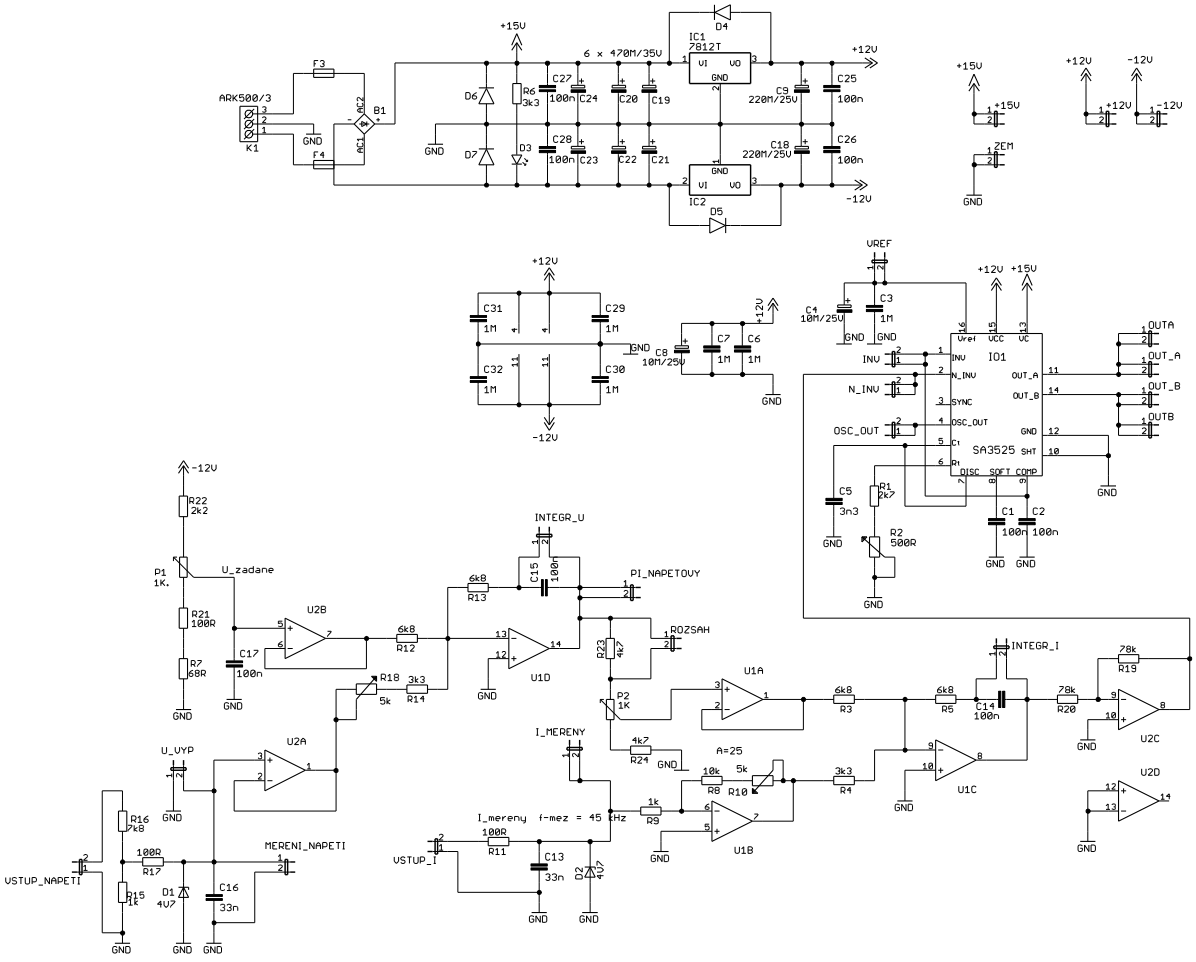
$$L_1 = N_1^2 \cdot A_L \tag{6.30}$$

Magnetizační proud je určen rovnicí (6.31), po dosazení za $t_{z,max}$ = 8,33 µs je maximální hodnota magnetizačního proudu $I_{\mu max}$ = 159 mA.

$$I_{\mu,max} = \frac{U_d \cdot t_{z,max}}{L_1} \tag{6.31}$$

6.9 Zapojení řídicích obvodů

Úkolem řídicích obvodů je generování řídicího signálu na základě nastavené hodnoty proudu a napětí a měřené hodnoty. Zapojení zobrazuje Obr. 6.10, regulátor napětí, proudu, zdrojová část a modulátor PWM jsou umístěny na jedné DPS, která je uložena na čtyřech distančních sloupcích v měděné uzemněné krabičce. Tímto způsobem by se mělo omezit rušivé napětí. DPS zobrazuje Obr. 6.11, osazovací plán zobrazuje Obr. 6.12, seznam použitých součástek je uveden v Tab. 6.7.



Obr. 6.10: Zapojení řídicích obvodů.

Regulátor napětí

Regulátor napětí je typu PI. Žádaná hodnota se nastavuje potenciometrem P_1, který je napájen přes odpory ze záporného napětí U_n = -12 V. Za potenciometrem následuje sledovač, výstup sledovače jde do sumátoru, který je realizováno operačním zesilovačem U_{1D}. Měřené napětí je přivedeno na svorku $vstup_{napětí}$, kde přes odporový dělič R_{15}, R_{16} je snížena jeho

hodnota vhodná pro zpracování. Za děličem následuje filtr R_{17}, C_{16} pro filtrování měřeného signálu. Měřené kladné napětí je přivedeno na sumátor, kde se sčítá se zápornou hodnotou žádaného napětí. Funkce sumátoru a PI regulátoru pro napětí je sloučena v OZ U_{1D}. Jumprem $INTEGR_U$ je možné vyřadit z činnosti složku I z regulace. Výstup je veden na potenciometr P_2.

Regulátor proudu

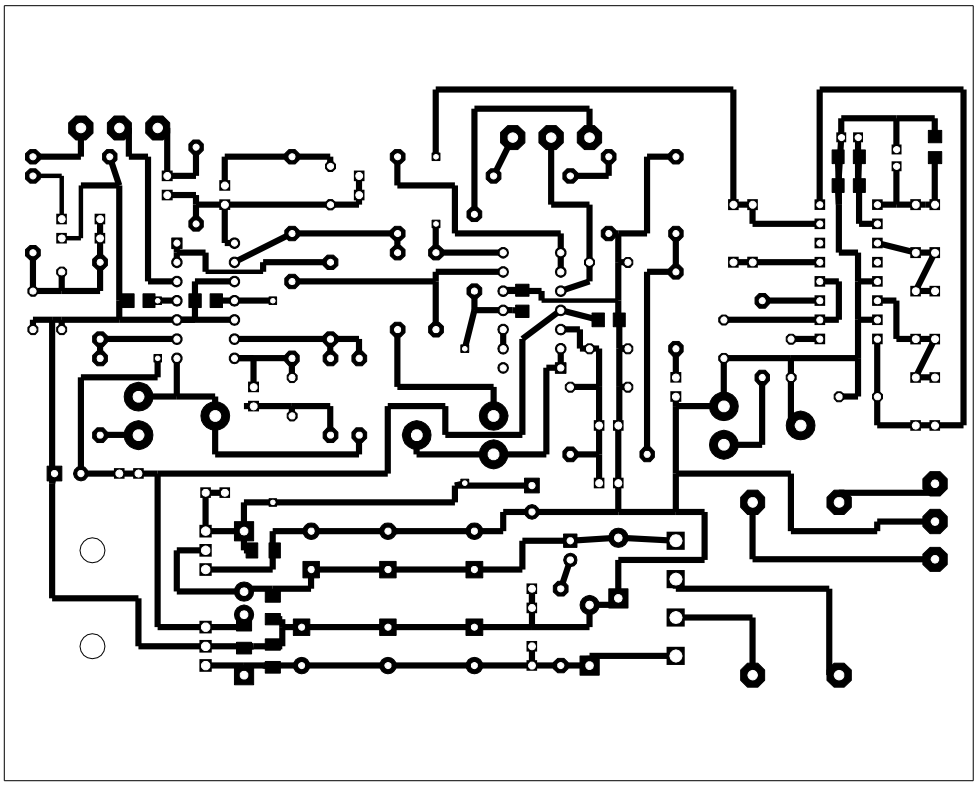
Potenciometr P_2 slouží k nastavení žádané hodnoty proudu. Jumper *rozsah* je určen k připojení přepínače k přemostění odporu R_{23}. Tím se docílí změny rozsahu pro uživatelsky přívětivější možnost nastavení výstupního proudu. Vstup měřeného proudu je na svorku $vstup_I$ a přes filtr je tento signál veden na zesilovač se zesílením A = 10÷15. Výstup z potenciometru je přes sledovač veden do sumátoru, kde se sčítá s měřeným proudem. OZ U_{1A} slučuje funkci sumátoru a PI regulátoru. Jumperem $INTEGR_I$ je možné vyřadit I složku z proudového regulátoru. Výstup je veden přes sledovač do PWM modulátoru.

Modulátor PWM

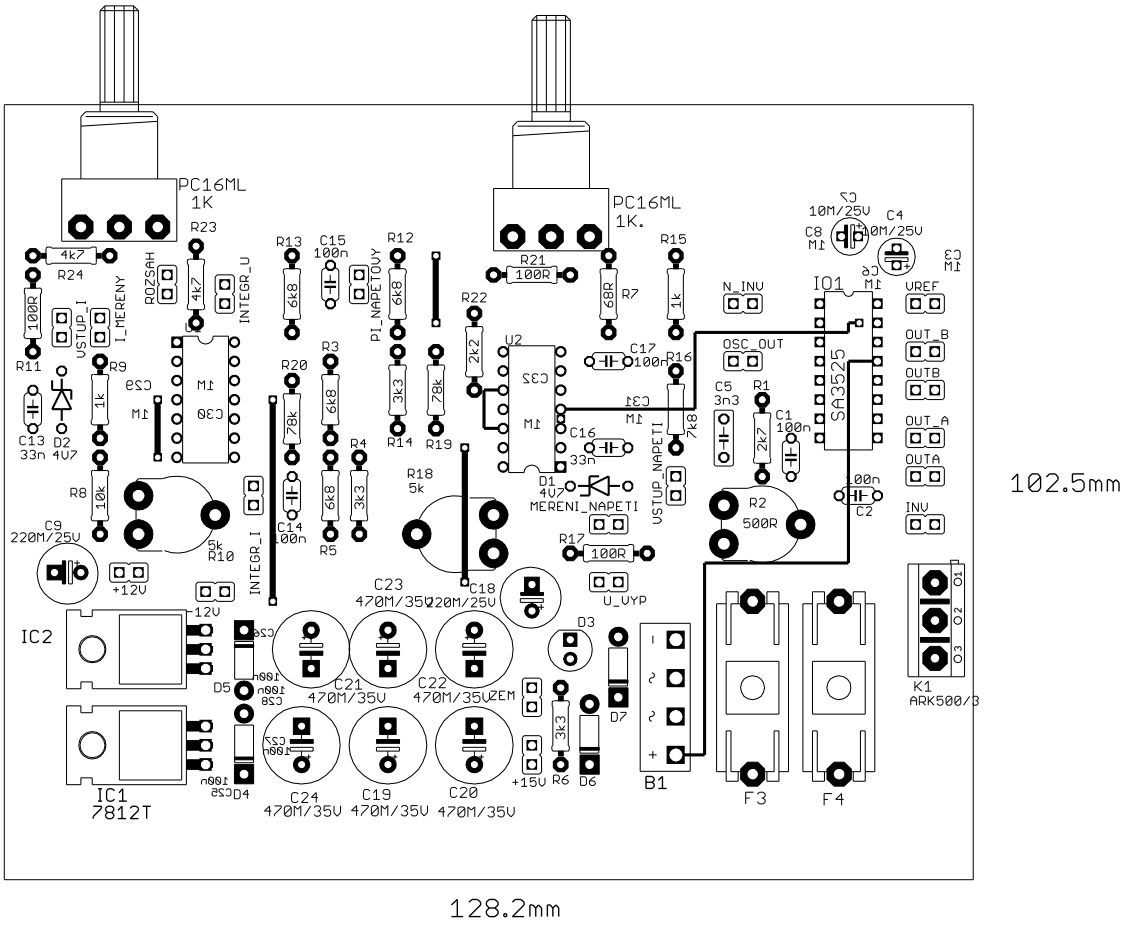
Modulátor PWM je realizován integrovaným obvodem SG3525. Pin N_{INV} je určen pro napětí z regulátoru. Kondenzátor C_5 a odpor R_1 slouží k nastavení frekvence, kde trimrem R_2 lze doladit frekvenci. Pin V_{ref} je napěťová reference +5 V. Funkce sofstartu není pro svářečku použitá. Napájení obvodu je pomocí pinu V_{CC} +12 V a koncový stupeň tranzistorů je napájen přes pin V_c +15 V. Výstupem modulátoru jsou pin OUT_A pro jeden měnič a OUT_B pro druhý měnič. Výstupní signály jsou vedeny přímo do budiče.

Napájecí část

Pro napájení slaboproudých obvodů slouží toroidní transformátor se sekundárním vinutím 2 x 12 V/ 50 W. Vinutí jsou zapojena na svorku K_1, kde následují pojistky T-1A. Pro budič je napájení vyvedeno na svorku +15V a *zem*. Operační zesilovače jsou napájeny ze stabilizovaného napětí U_n = ±12 V. Diody D_4, D_5 slouží jako ochrana stabilizátoru napětí. Vodič sloužící k zemnění je připojen na DPS v místě, kde jsou kondenzátory C_{21}- C_{24}. Tento bod je zemí řídicí části. Geometrické spojení co nejblíže kondenzátorům je nutné z hlediska nabíjecích proudů kondenzátorů, které by mohly způsobovat úbytek na jiných částech cest DPS a tím rušit řídicí část.



Obr. 6.11: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1.



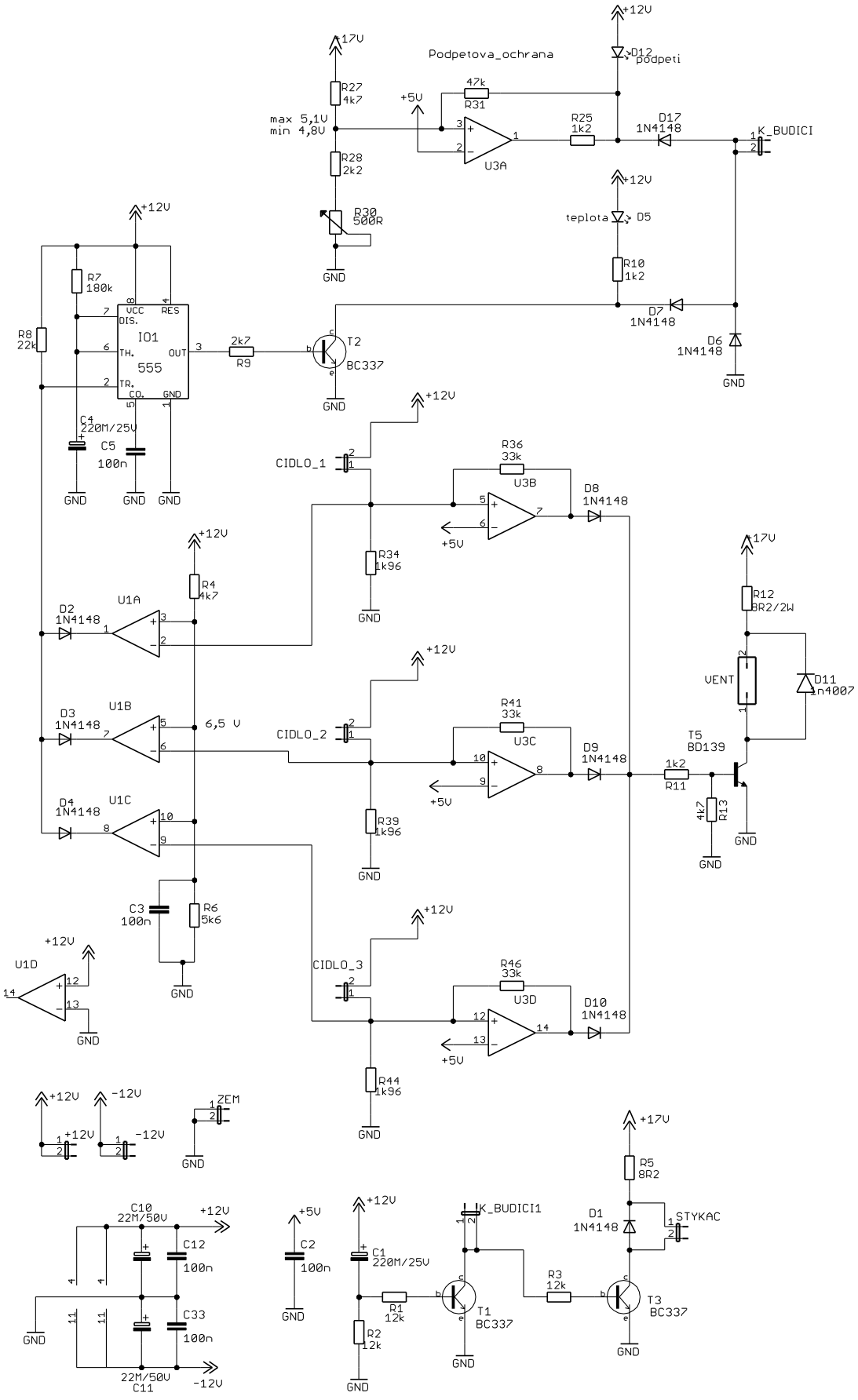
Obr. 6.12: Osazovací plán, strana TOP, M1:1.

Tab. 6.7: Seznam použitých součástek.

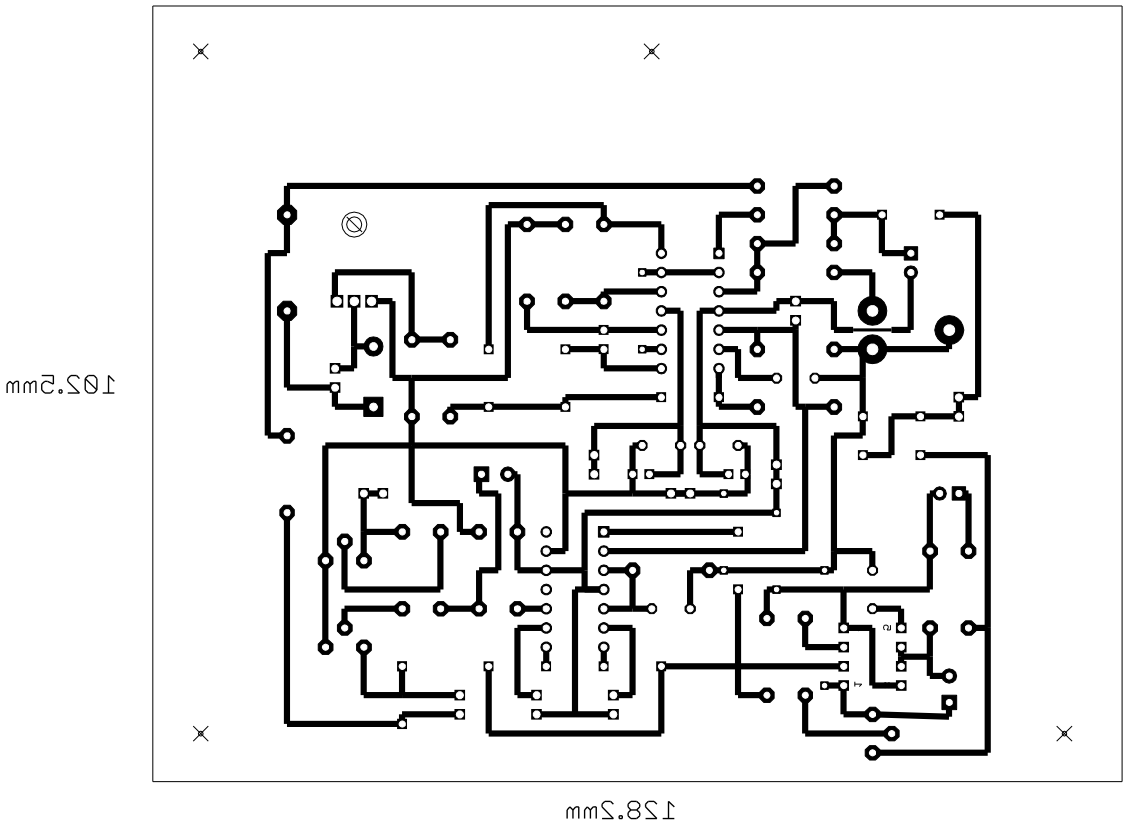
počet	hodnota	typ	pouzdro	označení
4		1N4007	DO41	D_4, D_5, D_6, D_7
1		7912T	TO220H	IC_2
2		FUSEKS20	FUSE_KS20	F_3, F_4
1		KBL	KBL	B_1
1		LED_5	LED_5	D_3
2		TL084	DIL-14	U_1, U_2
3	100R	R_10	R-10	R_{11}, R_{17}, R_{21}
5	100n	C-EU050-024X044	C050-024X044	C_1, C_2, C_{14}, C_{15}, C_{17}
4	100n	C-EUC1206K	C1206K	C_{25}, C_{26}, C_{27}, C_{28}
2	10M/25V	10M/25V	C_EL_2	C_4, C_8
1	10k	R_10	R-10	R_8
7	1M	C-EUC1206	C1206	C_3, C_6, C_7, C_{29}, C_{30},C_{31},C_{32}
2	1k	R_10	R-10	R_9, R_{15}
2	220M/25V	220M/25V	C_EL_3,5	C_9, C_{18}
1	2k2	R_10	R-10	R_{22}
1	2k7	R_10	R-10	R_1
2	33n	C-EU050-024X044	C050-024X044	C_{13}, C_{16}
3	3k3	R_10	R-10	R_4, R_6, R_{14}
1	3n3	C-EU050-025X075	C050-025X075	C_5
6	470M/35V	470M/35V	C_EL_5	C_{19}, C_{20}, C_{21}, C_{22}, C_{23},C_{24}
2	4V7	Zenerova dioda	ZDIO-7.5	D_1, D_2
2	4k7	R_10	R-10	R_{23}, R_{24}
1	500R	PT10V	PT10V	R_2
2	5k	PT10V	PT10V	R_{10}, R_{18}
1	68R	R_10	R-10	R_7
4	6k8	R_10	R-10	R_3, R_5, R_{12}, R_{13}
1	12V	7812T	TO220H	IC_1
2	78k	R_10	R-10	R_{19}, R_{20}
1	7k8	R_10	R-10	R_{16}
1		ARK500/3	ARK500/3	K_1
2	1k	PC16ML	PC16ML	P_1, P_2
1		SA3525	DIL16	IO_1

6.10 Zapojení ochran

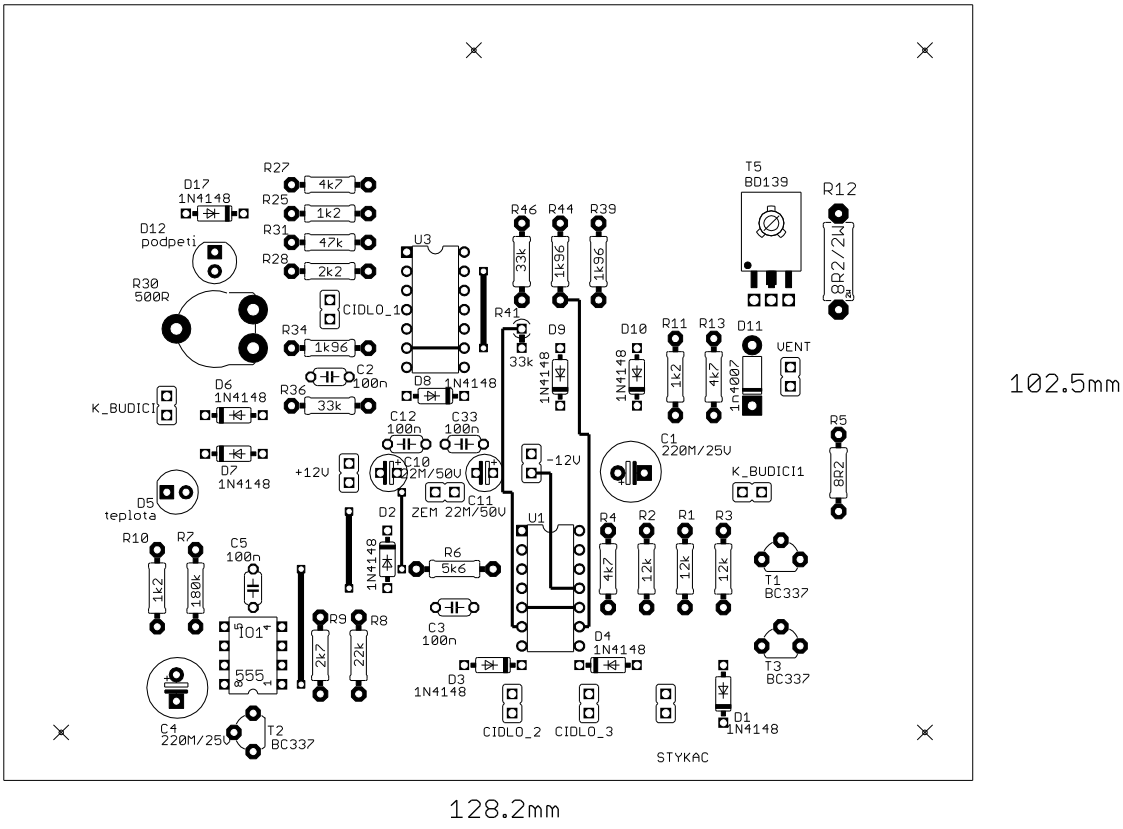
Svářečka má tepelnou ochranu pro hlídání teplot chladičů. Při překročení teploty na povrchu chladiče nad 40 °C dojde k sepnutí ventilátoru. Pokud by se nadále zvyšovala teplota, dojde k zablokování budiče. Schéma zobrazuje Obr. 6.13, kde další ochranou je podpěťová ochrana realizovaná komparátorem U_{3A}. Ochrana je nutná z hlediska správného sepnutí výkonového tranzistoru, kde je nutné jej spínat určitou velikostí napětí na mřížce. Kdyby pro sepnutí byla hladina na mřížce nižší, tranzistor by sepnul s menší vodivostí a tím by na něm vznikl ztrátový výkon, který by překročil maximální povolený ztrátový výkon. Komparátor snímá hladinu napětí, ze které je napájen budič. K vypnutí budiče dojde při U_{nd} = 15 V. Pro eliminaci kmitání komparátoru je zde zavedena hystereze a k opětovnému povolení budiče dojde při U_{nh} = 16,2 V. Ochrana tepelná je realizována komparátory pro porovnávání nastavené hodnoty a měřené hodnoty teplotního čidla. Pro snímání tepla je použit negativní termistor, Tab. 9.1 zobrazuje jeho změřenou teplotní charakteristiku. Komparační úroveň je nastavena na 40 °C pro zapnutí ventilátoru. V době, kdy se svářečka zapne a chladiče mají nízkou teplotu, ventilátor bude vypnutý. Tím se docílí menšího víření prachu v prašném prostředí, kdy svářeč například pouze bodově svařuje a střední výstupní výkon je malý. Při překročení teploty 50 °C dojde ke spuštění monostabilního klopného obvodu s integrovaným obvodem 555. Výstup je veden na tranzistor T_2, který zablokuje budič. Nedojde k vypnutí celé svářečky, ale pouze k blokaci silové části. Tento způsob umožní, aby i napájení řídicích obvodů bylo v činnosti a ventilátor byl zapnutý.
Další ochrana svářečky spočívá v postupném připojení LC filtru silové části. Aby se zamezilo nežádoucím proudovým impulzům a přepětí v napájecí části, je LC filtru zpočátku připojen na napájecí síť přes odpor $R_{nabíjecí}$ = 100 Ω. Po čase asi 1 s je odpor přemostěn stykačem. Zpoždění je nastaveno časovou konstantou C_1 a $R_1//R_2$, během této doby je rovněž zablokován budič. Všechny ochrany použité ve svářečce jsou regenerativní. To znamená, že při odeznění poruchy povolí obvody ochran funkci svářečky. Poruchu překročení teploty signalizuje LED D_5 a poruchu podpětí LED D_{12}.



Obr. 6.13: Zapojení ochran.



Obr. 6.14: Deska plošných spojů, strana BOTTOM, M1:1.



Obr. 6.15: Osazovací plán, strana TOP, M1:1.

Tab. 6.8: Seznam použitých součástek.

počet	hodnota	typ	pouzdro	označení
1		JP1Q	JP1	*VENT*
2		TL084	DIL-14	U_1, U_3
5	100n	C-EU050	C050-024X044	C_2, C_3, C_5, C_{12}, C_{33}
3	12k	R_10	R-10	R_1, R_2, R_3
1	180k	R_10	R-10	R_7
10		1N4148	DO35-7	D_1, D_2, D_3, D_4, D_6, D_7, D_8, D_9, D_{10}, D_{17}
3	1k2	R_10	R-10	R_{10}, R_{11}, R_{25}
3	1k96	R_10	R-10	R_{34}, R_{39}, R_{44}
1		1N4007	DO41	D_{11}
2	220M/25V	220M/25V	C_EL_3,5	C_1, C_4
2	22M/50V	22M/50V	C_EL_2	C_{10}, C_{11}
1	22k	R_10	R-10	R_8
1	2k2	R_10	R-10	R_{28}
1	2k7	R_10	R-10	R_9
2	33k	R_10	R-10	R_{36}, R_{46}
1	33k	R_10	R-STOJ	R_{41}
1	47k	R_10	R-10	R_{31}
3	4k7	R_10	R-10	R_4, R_{13}, R_{27}
1	500R	PT	PT10V	R_{30}
1		555	DIL8	IO_1
1	5k6	R_10	R-10	R_6
1	8R2	R_10	R-10	R_5
1	8R2/2W	R-2W	R-2W	R_{12}
3		BC337	TO-92	T_1, T_2, T_3
1		BD139	TO126	T_5
1		LED	LED_5	D_{12}
1		LED	LED_5	D_5
9		JP1E	JP1	*+12V*, *-12V*, *ČIDLO*$_1$, *ČIDLO*$_2$, *ČIDLO*$_3$, *K BUDIČI*, *K BUDIČI*$_1$, *STYKAČ*, *ZEM*

7 Oživení svářečky

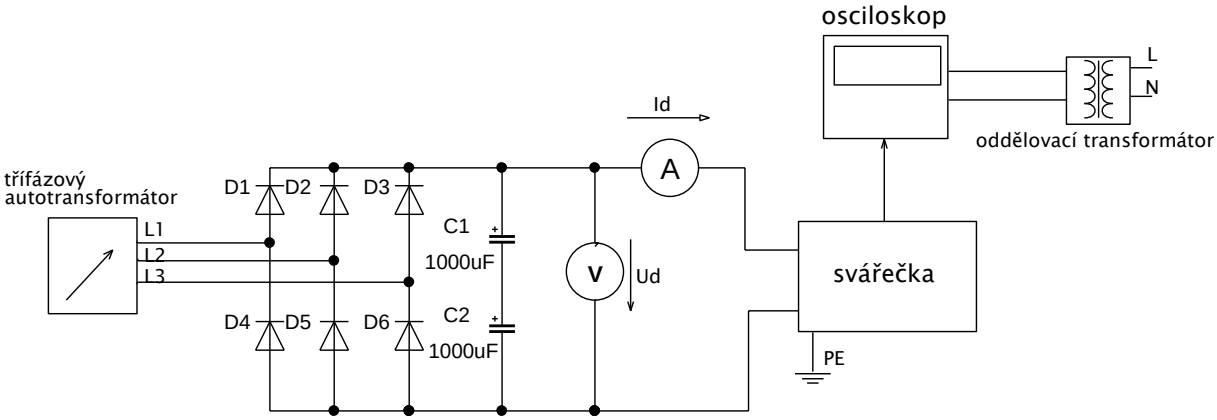
Správný postup oživení svářečky je nutný z hlediska včasného odhalení chyb, které by mohly způsobit zničení jednotlivých částí svářečky. V první řadě se oživila řídicí část bez napájení silové části. Pro posouzení, zda regulační obvody regulují správně, byl vyřazen z činnosti PI regulátor a zapojen byl pouze P regulátor. Tím bylo možné měnit střídu řídicího obvodu. Po změření napájecího napětí se osciloskopem prohlédl signál pro budiče. Po ověření správné činnosti bylo možné přistoupit k oživení silové části.

7.1 Oživení silové části bez zatížení

Napájení silové části a měření probíhalo podle Obr. 7.1. Pro napájení byl použit třífázový autotransformátor, který byl následně šesti pulzně usměrněn. Napětí bylo vyhlazeno sběracími kondenzátory C_1 a C_2. Takto usměrněné napětí se přivedlo na vstupní LC filtr svářečky. Hodnota usměrněného napětí před filtrem byla stejná jako napájecí napětí meziobvodu U_d. Napětí U_d a proudu I_d byl měřen stejnosměrnými analogovými přístroji. Aby bylo možné ověřit správné průběhy v místech svářečky, byl použit osciloskop napájený z ochranného oddělovacího transformátoru. Konstrukce svářečky byla uzemněna na ochranný vodič PE. Napětí U_d bylo pro první oživení silové části nastaveno na U_d = 30 V. Následně se osciloskopem prohlédly průběhy napětí na transformátoru, tranzistorech a na sekundárním usměrňovači. Svářečka byla bez zatížení výstupním proudem. Po ověření správnosti všech průběhů se zvýšilo napětí U_d = 60 V, 120 V, 160 V, 200 V.

7.2 Oživení silové části při zatížení zkratem na výstupu

Hodnota U_d = 200 V je nominální hodnota napájení v meziobvodu. Svářečka se při tomto napětí zatížila na výstupu zkratem. Napřed se střída řídicího obvodu nastavila na minimum, aby se ověřila funkce regulátoru. Při sledování osciloskopem střídy měniče se rovněž ověřilo, že při malém napětí U_d je střída větší než pří napětí U_d = 200 V. Proud při malém napětí U_d byl větší než při nominálním napětí. Tato skutečnost je kvůli regulátoru proudu, kdy regulátor chce na výstupu požadovaný proud.
Proud na výstupu byl měřen pomocí bočníku s převodem 50mV/200 A. Výstupní proud se při konstantním U_d nastavoval od I_z = 20A až po I_z = 140 A. Při plném výstupním proudu se trimrem R10 upravilo zesílení signálu z bočníku, aby při plném vytočení potenciometru nastavujícího výstupní proud právě tekl proud 140 A. Napěťový regulátor pro měření proudu byl vyřazen z činnosti. Tímto postupem bylo dosaženo oživení svářečky pro maximální proud I_z při napájecím meziobvodu U_d = 200 V.



Obr. 7.1: Oživení svářečky.

7.3 Ověření správného sycení jádra transformátoru

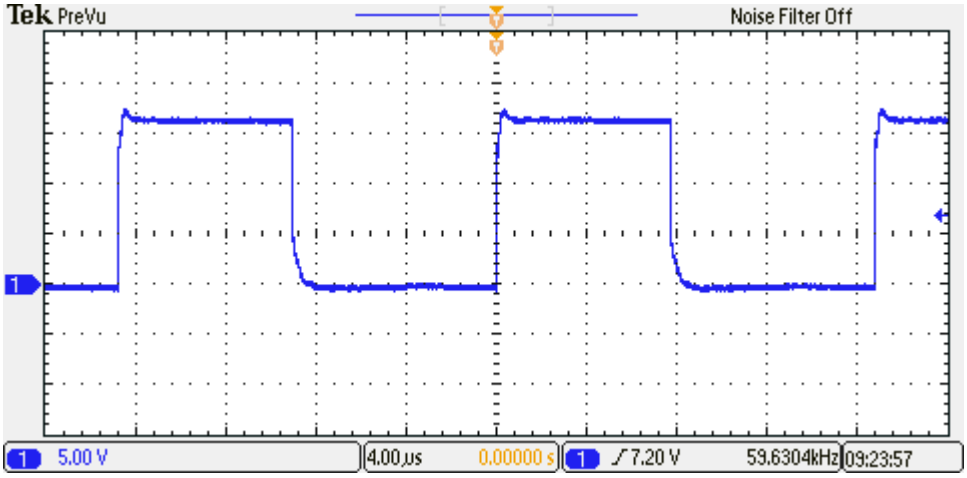
V režimu zatížení svářečky proud odebíraný z napětí meziobvodu nedovolí, aby napětí U_d bylo větší než 209 V. Při napájení ze sítě 230 V a při stavu bez zatížení se LC filtr chová jako špičkový detektor. To znamená, že napětí $U_d \approx 325$ V. Pokud by napětí bylo trvale na této hodnotě a měnič by pracoval se stejnou střídou, tedy doba magnetizace by byla stejná jako při napětí $U_d \approx 200$ V, tak by při sepnutí primárního vinutí rostl magnetizační proud s větší strmostí a došlo by k přesycení jádra transformátoru a nárůstu magnetizačního proudu, kterým by byly namáhány tranzistory. Z tohoto důvodu bylo napětí v meziobvodu zvýšeno až na napětí $U_d = 350$ V a svářečka byla zatížena zkratem. Byl nastaven pouze minimální výstupní proud. Protože je napěťový převod transformátoru konstantní, tak napětí u_3 je 1,75 krát větší. Aby byl zachován stejný výstupní proud, je střída s o tuto hodnotu menší. Tuto skutečnost zajišťuje regulátor proudu. To tedy znamená, že napětí U_d je větší, proud magnetizační poroste strměji. Čas, pro který proud roste, se úměrně zmenší a k přesycení nedojde ani při napětí vyšším, než na jaké je transformátor navržen.

7.4 Režim přerušovaných proudů

Střídu s je možné nastavit na maximální hodnotu asi 0,45 jednoho měniče. Potom výstup svářečky pracuje se střídou $s_{max} = 0{,}9$. Při maximální střídě by svářečka měla umět dát výstupní proud $I_z = 140$ A při střední hodnotě výstupního napětí $U_z = 26$ V. Pravý opak maximálního výstupního výkonu je zkrat na výstupu svářečky a malý výstupní proud asi $I_z = 5$ A. Tomuto výstupnímu proudu odpovídá střída $s \approx 0{,}002$. Této střídě odpovídá čas zapnutí $t_{zap} \approx 33$ ns. Takto krátký čas není možné realizovat, protože integrovaný obvod SG3525 neumí realizovat tak nízkou výstupní střídu pro budiče a také s ohledem na zapínací a vypínací děj tranzistoru není možné toho dosáhnout. Proud zátěží je ale možné nastavit na hodnotu $I_z = 5$ A. tuto skutečnost umožňuje regulátor proudu, a to tím způsobem, že vynechá zapnutí jednoho nebo obou měničů po určitou dobu. Tím se sníží pracovní frekvence měniče a tedy i první harmonická, která se dostane svojí frekvencí do oblasti slyšitelného pásma. Tento režim svářečky je slyšitelný a projevuje se šustěním. Šustění je způsobeno rozmítáním frekvence. Kdyby byla frekvence stejná, tak by byl slyšitelný jeden tón. Tím, že je frekvence rozmítaná, je možné na osciloskopu pozorovat, že se například sepne jeden měnič a po dobu tří period se vynechá sepnutí a druhý měnič nemusí sepnout vůbec. Z hlediska řídicí jednotky tuto skutečnost zapříčiňuje záporná odchylka e.

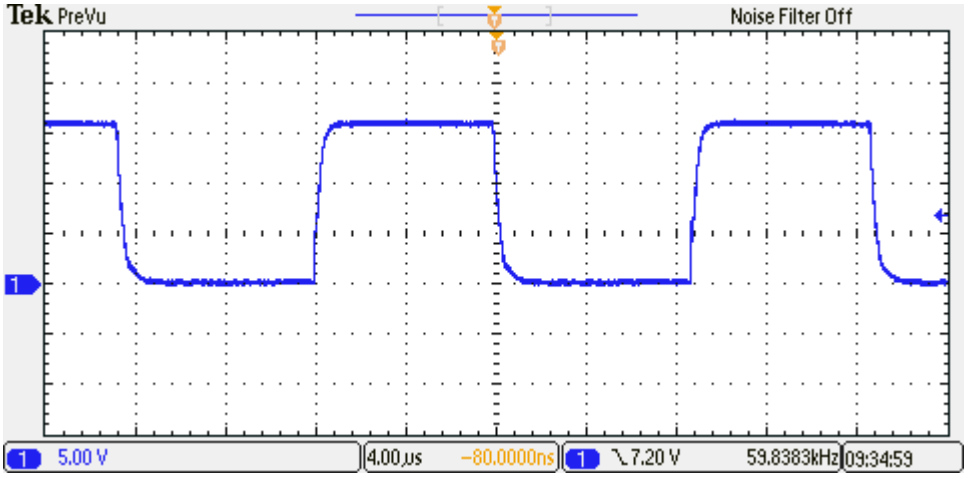
7.5 Změřené průběhy měniče

Pro posouzení správné činnosti budicích obvodů byl změřen průběh napětí budiče, který spíná výkonové tranzistory. Pro posouzení je důležité napětí na mřížce tranzistoru a průběh nástupné a sestupné hrany. Obr. 7.2 zobrazuje více pravoúhlých signálů z budiče o frekvenci f = 59,630 kHz. Napětí signálu je u_{min} = 0V a $u_{max} \approx$ 17 V.

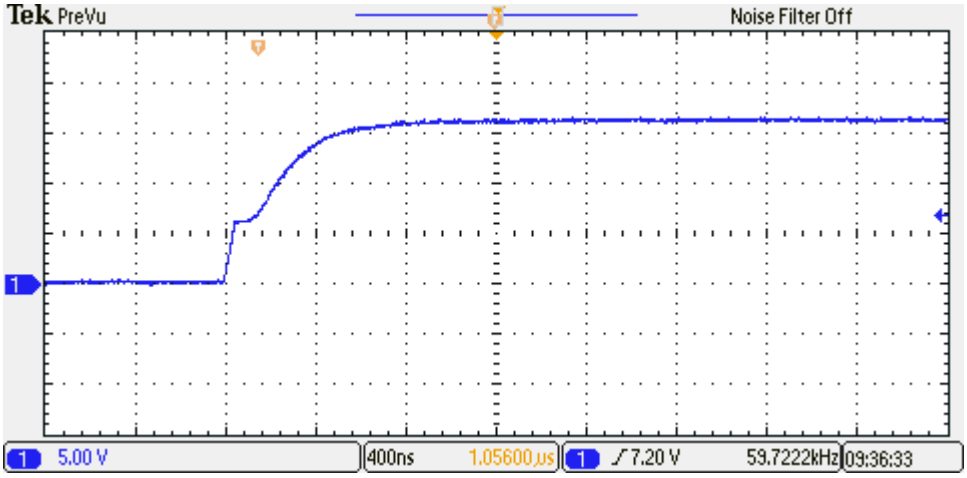


Obr. 7.2: Průběh napětí z budiče.

Obr. 7.3 zobrazuje signál na mřížce tranzistoru bez zatížení. Na náběžné i sestupné hraně lze vidět exponenciální průběh RC článku. Přes odpor R_g se nabíjí nebo vybíjí kapacita mřížky tranzistoru.

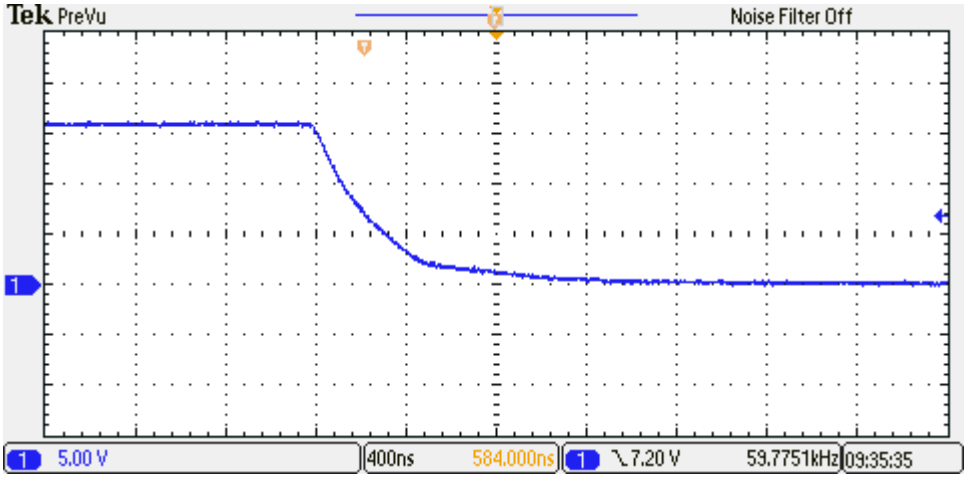


Obr. 7.3: Signál na mřížce tranzistoru.



Obr. 7.4: Nástupná hrana na mřížce tranzistoru.

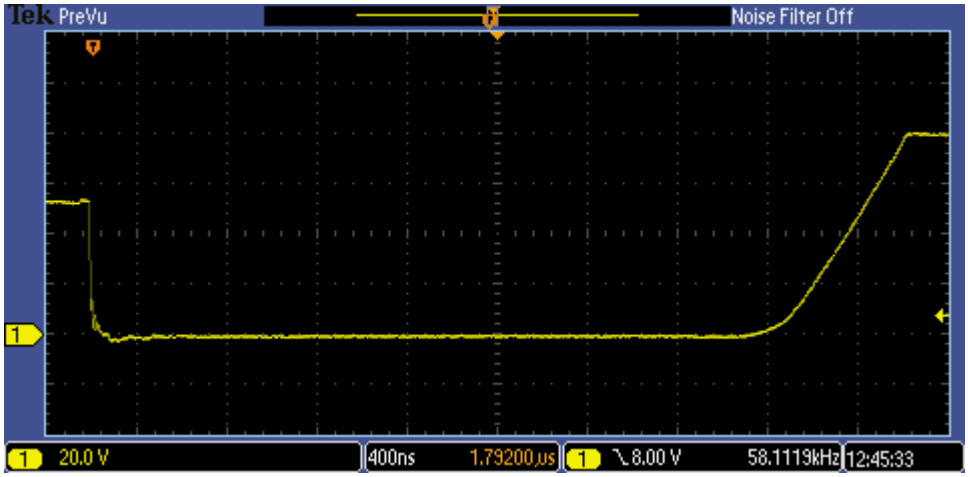
Obr. 7.4 zobrazuje nástupnou hranu na mřížce tranzistoru. Délka trvání nástupné hrany je $t_{nab} \approx 600$ ns. V době zapnutí napětí roste lineárně až po viditelnou pomlku. Pomlka trvá $t_{pom} \approx 80$ ns. V tomto čase je napětí na budiči a proud do mřížky tranzistoru teče přes stejný odpor R_g. Napětí ale neroste, může za to chování mřížky, která se v tomto okamžiku chová jako nekonečně veliká kapacita, protože proud kapacitou teče, ale napětí na kapacitě neroste. Tato skutečnost je zapříčiněna ději uvnitř čipu tranzistoru.
Obr. 7.5 zobrazuje sestupnou hranu na mřížce tranzistoru. Děj trvá přibližně $t_{sest} = 800$ ns. Dobu nelze přesně určit, protože napětí klesá zpočátku strmě, ale poté se pouze přibližuje k nule. Nástupná a sestupná hrana na mřížce tranzistoru je bez překmitů.



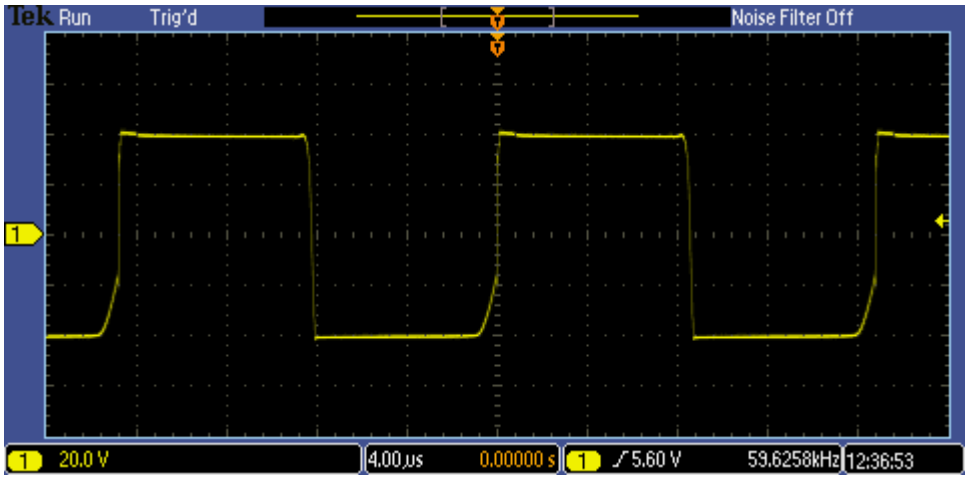
Obr. 7.5: Sestupná hrana na mřížce tranzistoru.

Obr. 7.6 zobrazuje vypínací a zapínací děj tranzistoru při $U_d = 80$ V. V čase $t = 0$, kde se nachází kurzor, je tranzistor zapínán a napětí mezi kolektorem a emitorem klesá. Vypínací děj trvá asi $t_{vyp} = 600$ ns, kdy napětí na tranzistoru roste. Delší čas při vypínání způsobuje rozptylová indukčnost transformátoru, která nedovolí okamžitý zánik proudu a proud začíná téct primárními nulovyými diodami s určitou strmostí. V době, kdy převezmou demagnetizační proud diody, může být tranzistor zcela vypnut. Obr. 7.7 je výsledkem zachycení průběhu na primárním vinutí transformátoru při $U_d = 80$ V.

Napětí má velikost přibližně U_d, snížené o úbytky na tranzistorech. Vinutí se stíhá demagnetovat, tuto skutečnost potvrzuje sestupná hrana.

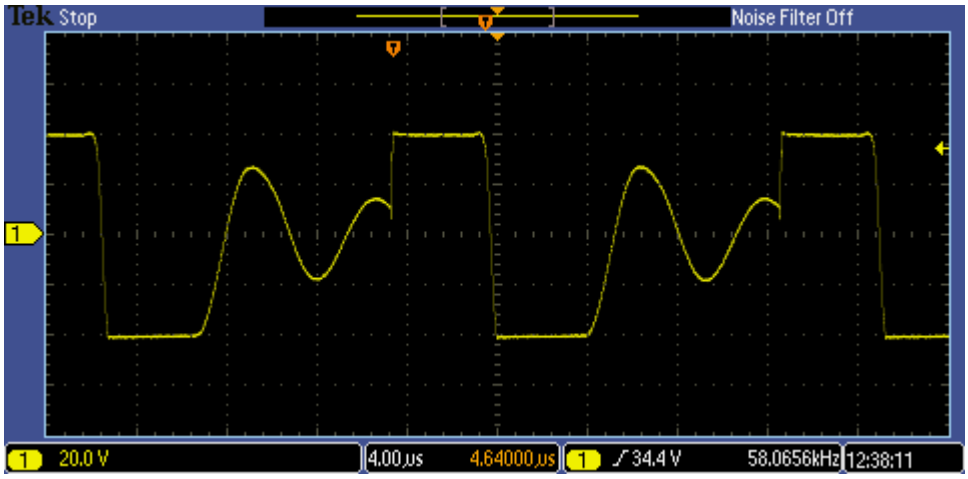


Obr. 7.6: Vypínací a zapínací děj tranzistoru.



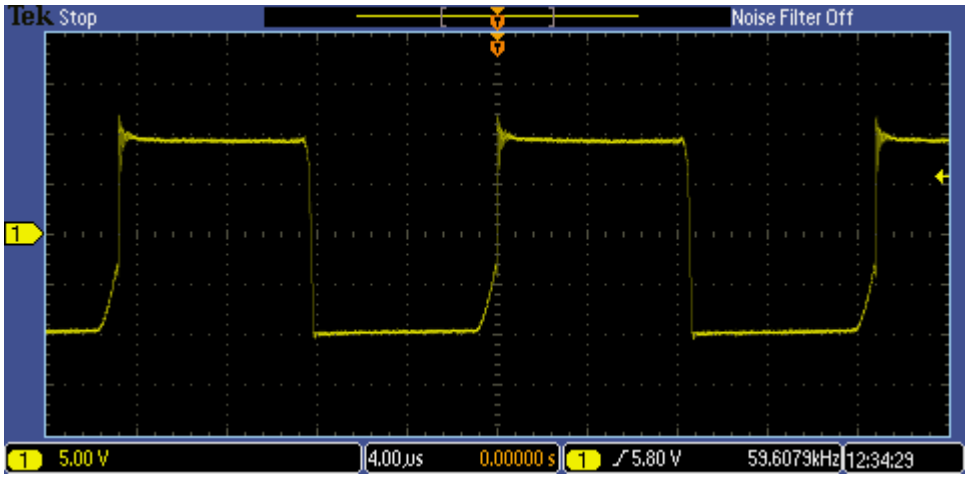
Obr. 7.7: Průběh napětí na primárním vinutí transformátoru.

Na Obr. 7.8 je patrný kmitavý průběh po skončení demagnetizace transformátoru, který je při střídě $s \approx 0{,}3$. Tato skutečnost je z důvodu možného kmitání rozptylové indukčnosti transformátoru a kapacity vinutí.



Obr. 7.8: Primární vinutí transformátoru při menší střídě.

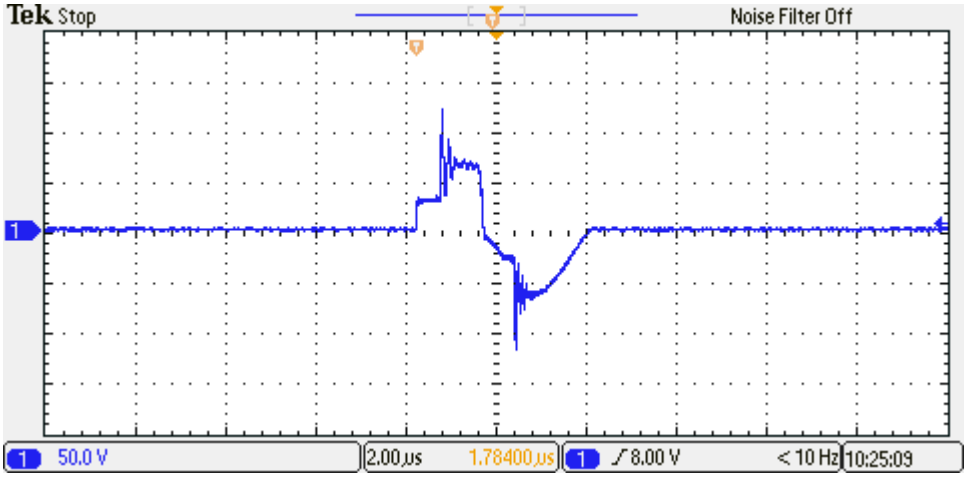
Obr. 7.9 zobrazuje průběh napětí na sekundárním vinutí při maximální střídě, kterou lze nastavit řídicí jednotkou.



Obr. 7.9: Průběh napětí na sekundárním vinutí.

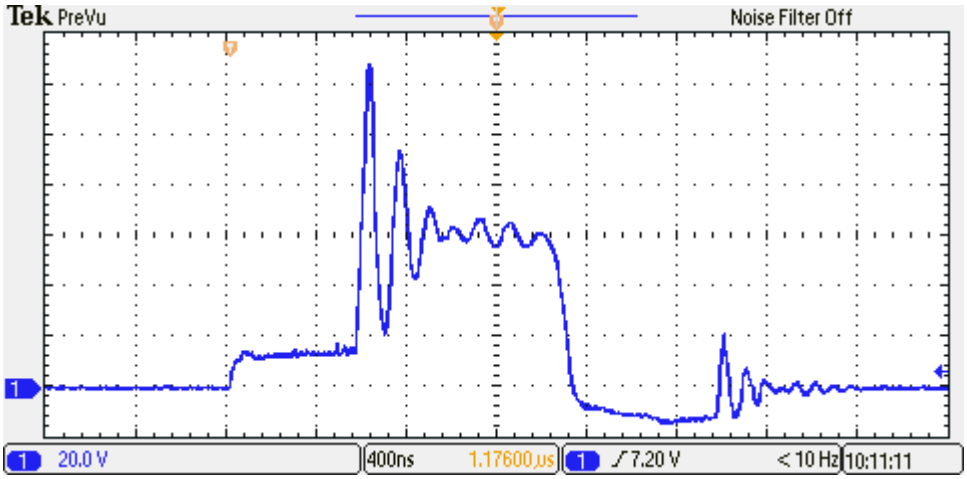
Obr. 7.10 zobrazuje průběh napětí na sekundárním vinutí při proudu I_z = 100 A. Vlivem velké strmosti du/dt vzniká na rozptylové indukčnosti transformátoru i na vodičích úbytek napětí. Z naměřeného průběhu je možné spočítat rozptylovou indukčnost $L_{rozptyl}$. Po dosazení do rovnice (7.1) za Δi = 100 A, Δt = 3 µs a U_L = 50 V je rozptylová indukčnost $L_{rozptyl} \approx 1{,}5$ µH.

$$L_{rozptyl} = U_L \cdot \frac{\Delta t}{\Delta i} \qquad (7.1)$$



Obr. 7.10: Průběh napětí na sekundárním vinutí transformátoru.

Obr. 7.11 zobrazuje průběh napětí na sekundární nulové diodě. Důležitá je velikost překmitu, kterým je namáhána dioda v závěrném směru. Překmit je závislý na strmosti proudu a nemá vliv na velikost výstupního napětí. Překmit má velikost asi 70 V.



Obr. 7.11: Průběh napětí na sekundární nulové diodě.

8 Závěr

Diplomová práce se zabývá výkonovými měniči pro svařování elektrickým obloukem. V teoretické části je uveden přehled jednotlivých typů propustných měničů, vysvětlení principu funkce a zobrazení důležitých průběhů napětí a proudů. Po zhodnocení výhod a nevýhod jednotlivých řešení bylo pro účely realizace vybráno zapojení dvou jednočinných měničů pracujících v protitaktu do společné zátěže.

V práci je rovněž rozebrána problematika síťového napájení z hlediska přenášení výkonu z jednofázové sítě. Jako vhodné řešení je zvoleno napájení LC filtrem. I přes nevýhodu snížení napětí v meziobvodu a zvýšení hmotnosti je zapojení s LC filtrem výhodnější z hlediska většího přenášeného výkonu oproti zapojení se sběracím kondenzátorem.

Dále je uveden návrh a postup realizace výkonového impulzního transformátoru, který se podařilo realizovat s velkým činitelem vazby k = 0,9994. Výsledek je způsoben precizní konstrukcí vinutí, která spočívá v rozložení obou vinutí v jedné vrstvě po celém obvodu toroidního jádra.

Na základě dimenzování polovodičových součástek byly vybrány kvalitní součástky od renomovaných výrobců, jako například tranzistory IGBT od firmy Infineon. Výběrem součástek je rovněž položen základ pro správnou funkci a dlouhou životnost zařízení.
Použitím silových vodičů z měděného plechu tloušťky d_{cu} = 0,55 mm byl odstraněn skinefekt. Rozmístěním součástek v silové části se podařilo výrazně snížit parazitní indukčnost meziobvodu. Tuto skutečnost dokazuje naměřený překmit napětí ve vypínacím ději tranzistoru, který má hodnotu pouze $u_{tp} \approx 25$ V. V práci jsou rovněž zachyceny průběhy napětí v měniči, které odpovídají svým tvarem i velikostí teoretickým předpokladům.

Svářečka je řízena kaskádní regulací napětí s podřízenou proudovou smyčkou. Přepínačem na čelní straně lze přepnout režim sváření - nabíjení. V režimu nabíjení je možné nastavit omezení výstupního napětí v rozmezí U_{nab} = 4,5 ÷ 30 V, tím je možné nabíjet akumulátory různého jmenovitého napětí. Nabíjecí proud je omezen proudovou regulací, která je opatřena přepínačem rozsahu. Přepínač umožňuje uživatelsky přívětivé nastavení nabíjecího proudu i v malém rozsahu 0 ÷ 70 A. V režimu sváření je napěťová regulace vyřazena a PI regulátor reguluje výstupní proud tlumivkou, který lze nastavit v rozsahu I_z = 0 ÷ 140 A, podle zvoleného zadání. Samotný měnič by byl schopen dodat i vyšší výstupní proud, ale v tomto případě by již docházelo k přetěžování rozvodné sítě.

Výstupní proud byl měřen odporovým bočníkem o hodnotě R_b = 1 mΩ. Krátká délka bočníku je předpokladem pro jeho nízkou parazitní indukčnost a použití manganinového vodiče se vyznačuje stálou hodnotou odporu téměř bez závislosti na teplotě.
Na základě simulací byl proudový regulátor doladěn zvýšením zesílení integrační složky. Rovněž ze simulací vyplývá rychlá odezva regulátoru proudu na jednotkový skok řídicího signálu, časová hodnota odezvy měniče je pouze t = 70 μs.

Práce obsahuje rovněž návrh i realizaci budicích obvodů. Pro přenos budicích signálů je použit jednočinný propustný měnič s demagnetizací do Zenerovy diody. Budič zajišťuje galvanické oddělení mezi silovou a řídicí částí pomocí impulzního transformátorku.

Další součástí je návrh a realizace zapojení ochranných obvodů. Jedná se o tepelnou ochranu polovodičů snímáním teploty na chladiči pomocí termočlánku. Podpěťovou ochranu zajišťuje komparátor s hysterezí. Modul ochran obsahuje i zpožděné sepnutí řídicích obvodů při zapnutí.

Mechanická kostra svářečky svařená z ocelových L-profilů a obal z hliníkového plechu tl.2 mm zaručuje vysokou mechanickou odolnost. Výpočtem tepelného odporu a výběrem chladičů je docíleno velké tepelné setrvačnosti a spolehlivého chlazení, které je doplněno ventilátorem spouštěným pouze při dosažení vyšší provozní teploty chladiče.

Výhledově v budoucnosti by mohla být svářečka doplněna o regulaci na konstantní výkon, čímž by se rozšířila možnost používání i pro svařování tenkých plechů. Rovněž by bylo vhodné doplnit svářečku schránkou pro předehřívání elektrod. Další možností je rozšíření modulu ochran o automatické odpojení od sítě při překročení dovoleného proudu tranzistorů.

Seznam použité literatury

[1] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978 80-214-4003-6.

[2] Infineon: CoolMos C6. *Infineon* [online]. 2010 [cit. 2014-05-18]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/IPW60R125C6_2_1.pdf?folderId=db3a3043163797a6011637d4bae7003b&fileId=db3a30432313ff5e01235b1ae8fc4910

[3] PATOČKA, Miroslav. Výkonová elektronika, 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí, skriptum FEKT, Brno, 2010 (cs).

[4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: svazek II*. Brno, 2005.

[5] LEM. *LEM Website* [online]. 2014 [cit. 2014-05-17]. Dostupné z: http://www.lem.com/

[6] VOREL, Pavel a PROCHÁZKA, Petr. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. Brno, 2009.

[7] MACHÁČEK, Z. Amatérský invertor z Brna!. *Svarbazar* [online]. Brno, 2009 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: http://www.svarbazar.cz/phprs/view.php?cisloclanku=2009033002

[8] International rectifier: NINSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR. *International rectifier* [online]. 2014 [cit. 2014-05-17]. Dostupné z: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irg4pc40w.pdf

[9] ON SEMICONDUCTOR. *SG3525A: Pulse WidthModulatorControlCircuit* [online]. 2005 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: http://onsemi.com

[10] SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické regulované pohony*. Brno, 2007.

[11] FERROXCUBE. *T102/66/15-3C11* [online]. 2007 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1595833.pdf

[12] FARNELL. *Aluminum Capacitors Power Long Life* [online]. 2012 [cit. 2014-05-18]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1722478.pdf

[13] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky*. Vyd. 3. Brno: Zdeněk Novotný, 2004, 61 s. ISBN 80-214-2742-6.

[14] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky: Svazek I, tepelné jevy, činný výkon*. Brno, 2005.

[15] IXYS. Fast recovery diode: DSEI 60-02A [online]. 2000 [cit. 2013-12-17]. Dostupné z: www.ixys.com

[16] IXYS. Fast Recovery Epitaxial Diode: DSEI 12-12A [online]. 2000 [cit. 2013-12-17]. Dostupné z: www.ixys.com

[17] INFINEON TECHNOLOGIES AG. IKW50N60H3: 600 V high speed switching third generation [online]. 2010 [cit. 2013-12-17]. Dostupné z: www.infineon.com

[18] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. FFPF30UA60S: UItrafast II Diode [online]. 2013 [cit. 2013-12-17]. Dostupné z: www.fairchildsemi.com

[19] TDK. *LargeSize Ferrite CoresforHighPower* [online]. 2013 [cit. 2013-12-15]. Dostupné z: http://www.tdk.co.jp/tefe02/ferrite.htm

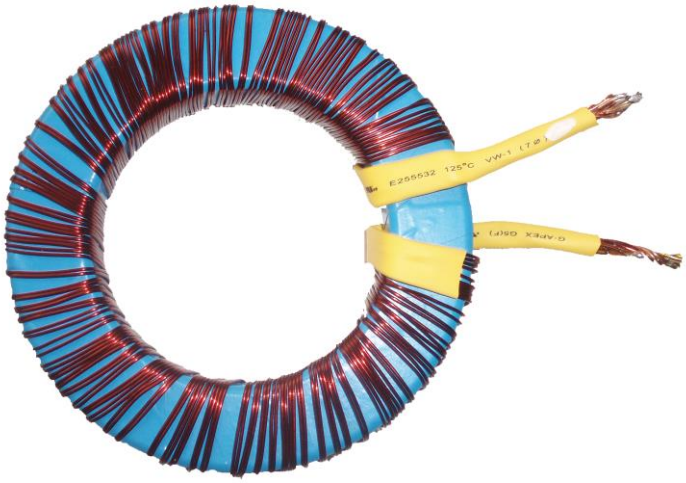
[20] EPCOS. *Ferrites and accessories: E 65/32/27* [online]. 2006 [cit. 2014-05-18]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1734416.pdf

[21] EPCOS. *Ferrites and accessories: Toroids R 18.4, R 20.0* [online]. 2006 [cit. 2014-05-18]. Dostupné z: http://www.farnell.com/datasheets/1734378.pdf

9 Přílohy

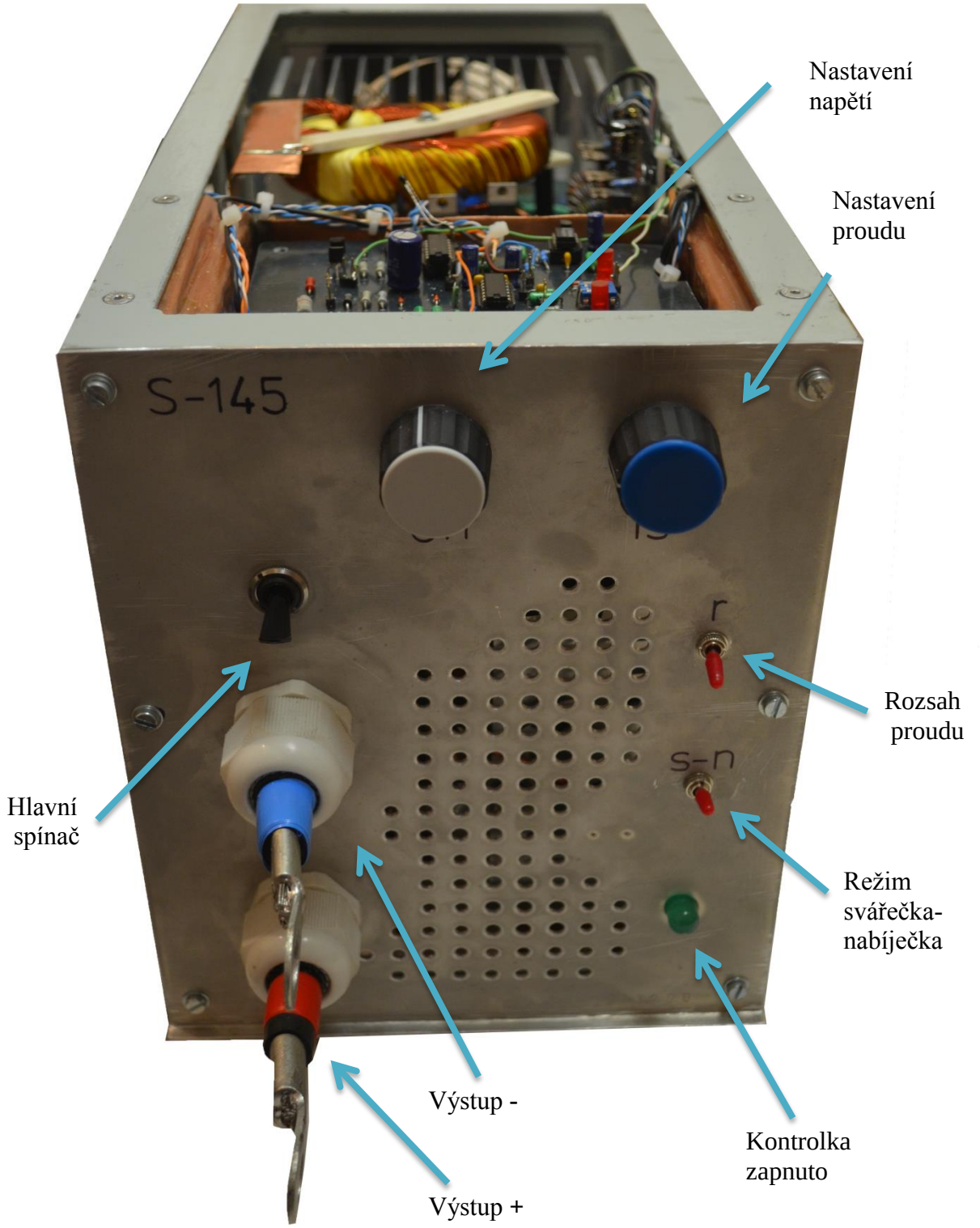
Tab. 9.1: Teplotní závislost termočlánku NTCM-HP-5K.

teplota [°C]	odpor [kΩ]
50	1,64
40	2,50
37	2,90
34	3,17
31	3,70

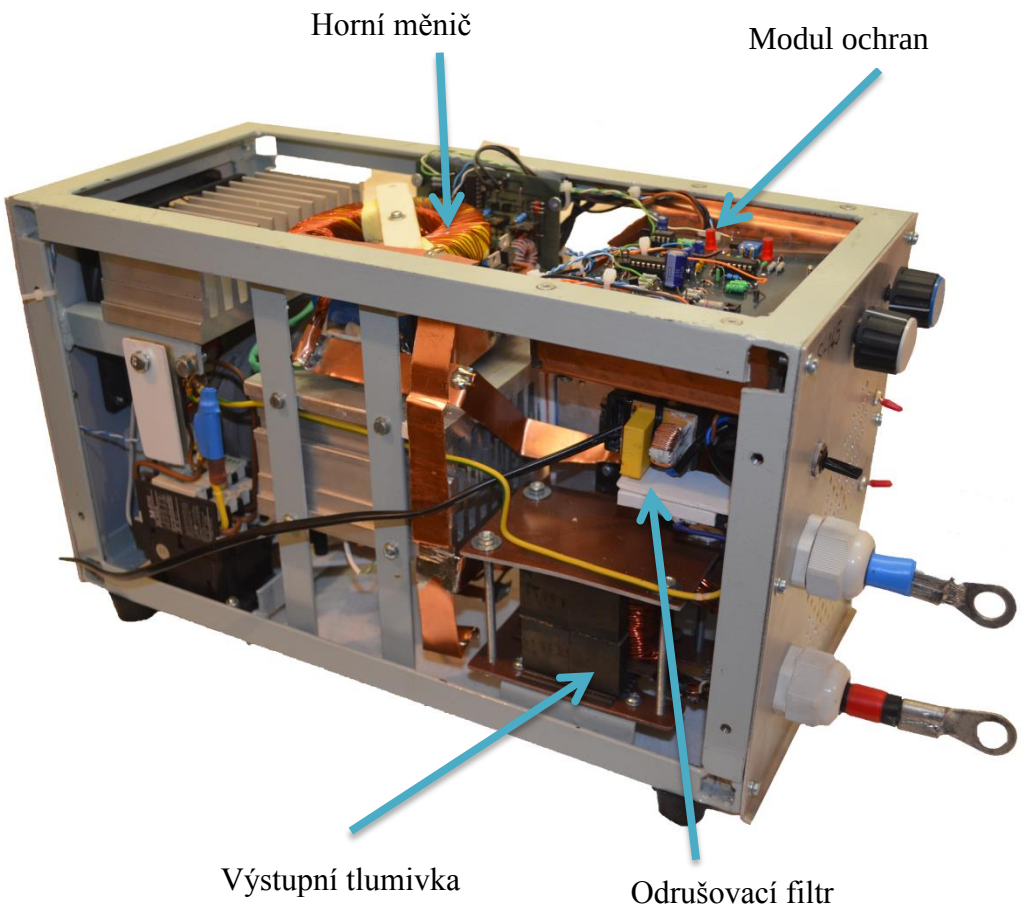


Obr. 9.1: Primární vinutí transformátoru výkonového transformátoru.

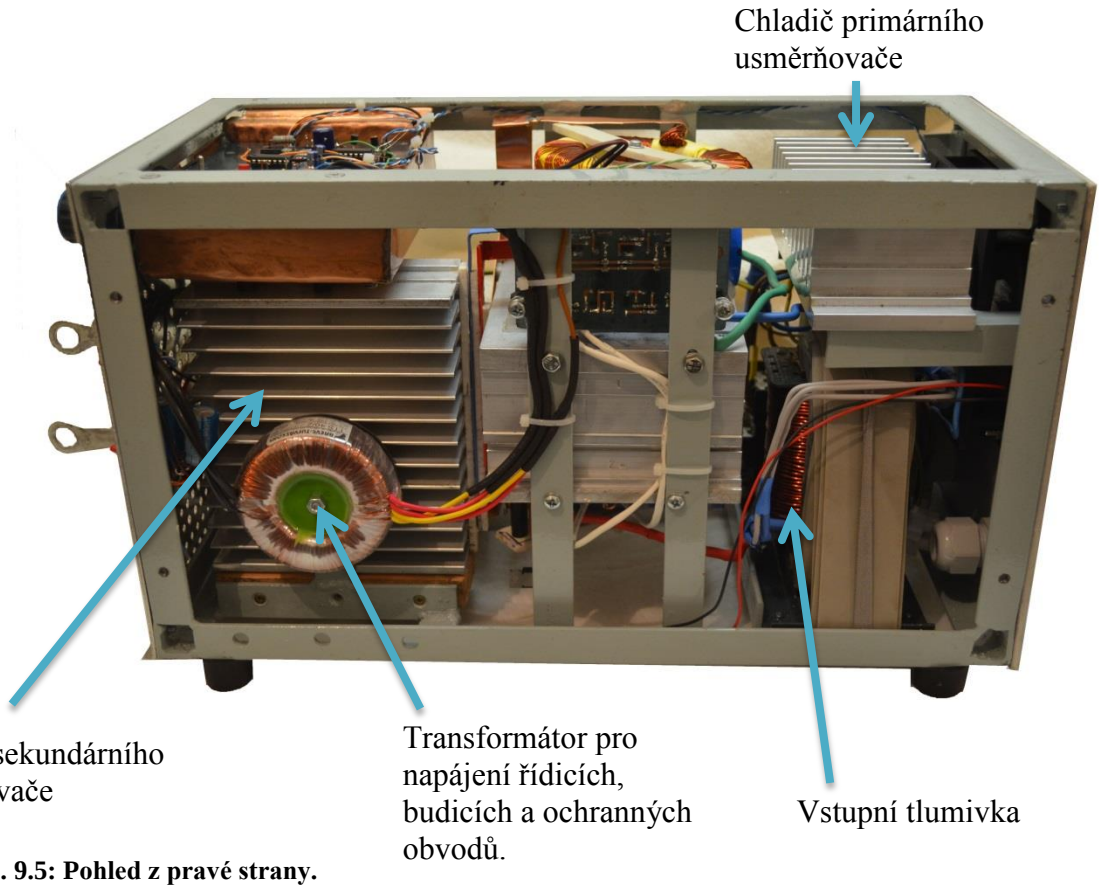
Obr. 9.2: Sekundární vinutí výkonového transformátoru, zobrazena je část vinutí, kde je ještě možné rozeznat počet závitů.



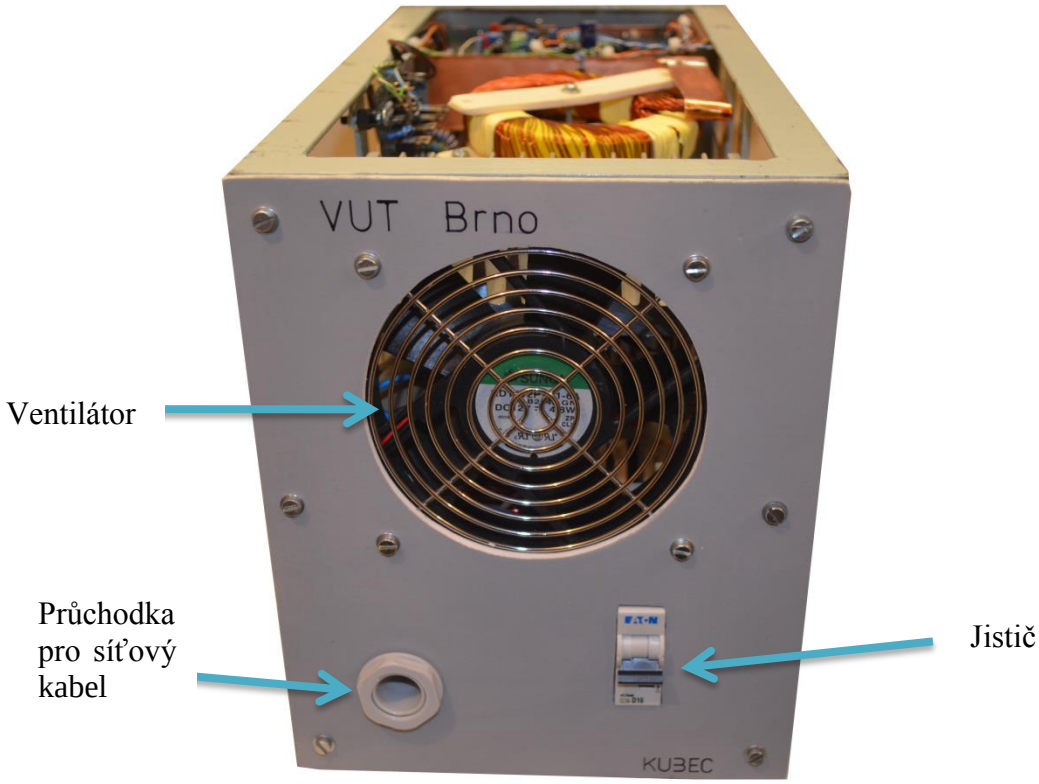
Obr. 9.3: Pohled na přední stranu.



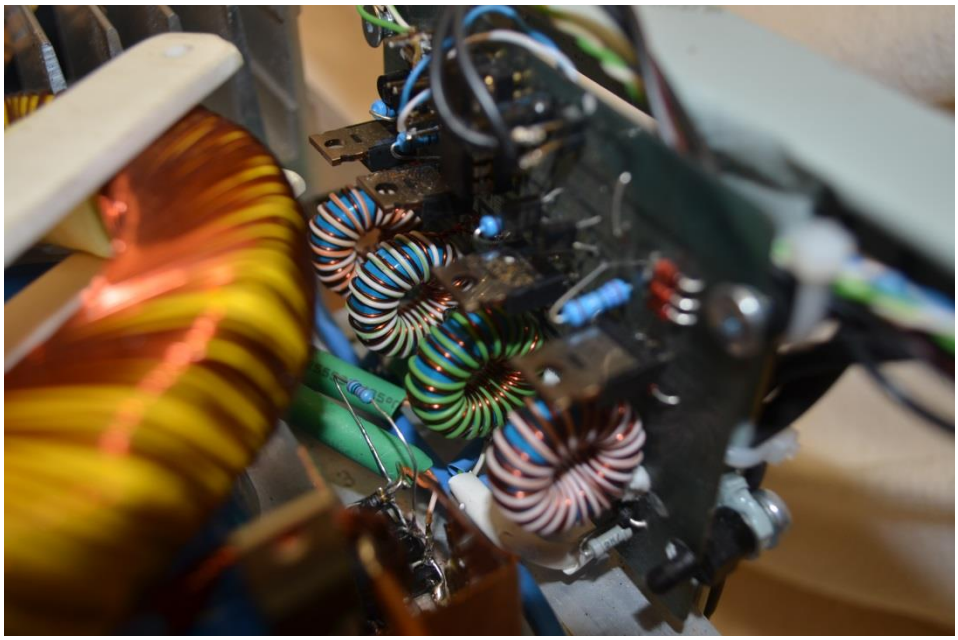
Obr. 9.4: Pohled z levé strany.



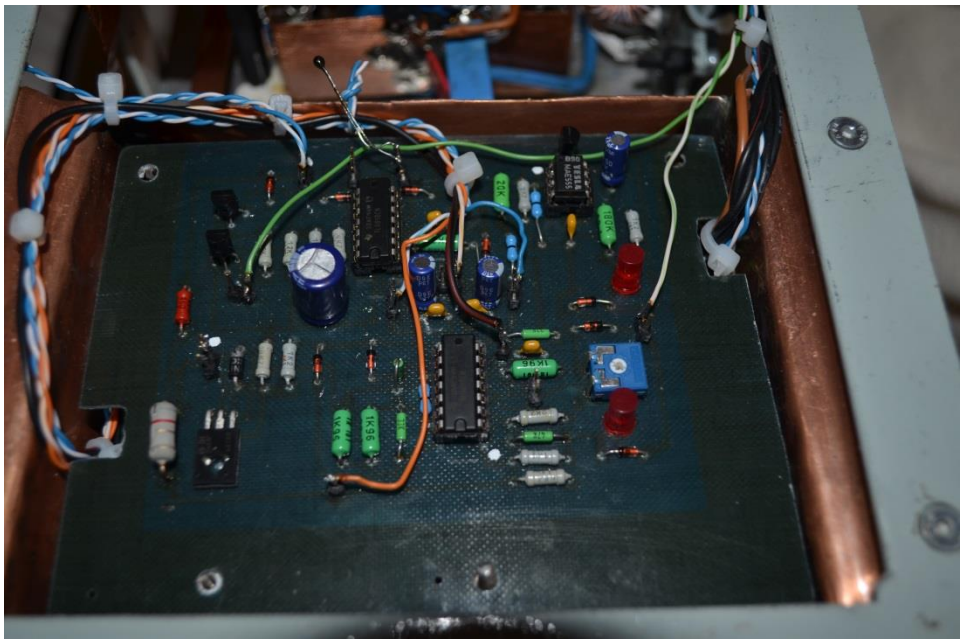
Obr. 9.5: Pohled z pravé strany.



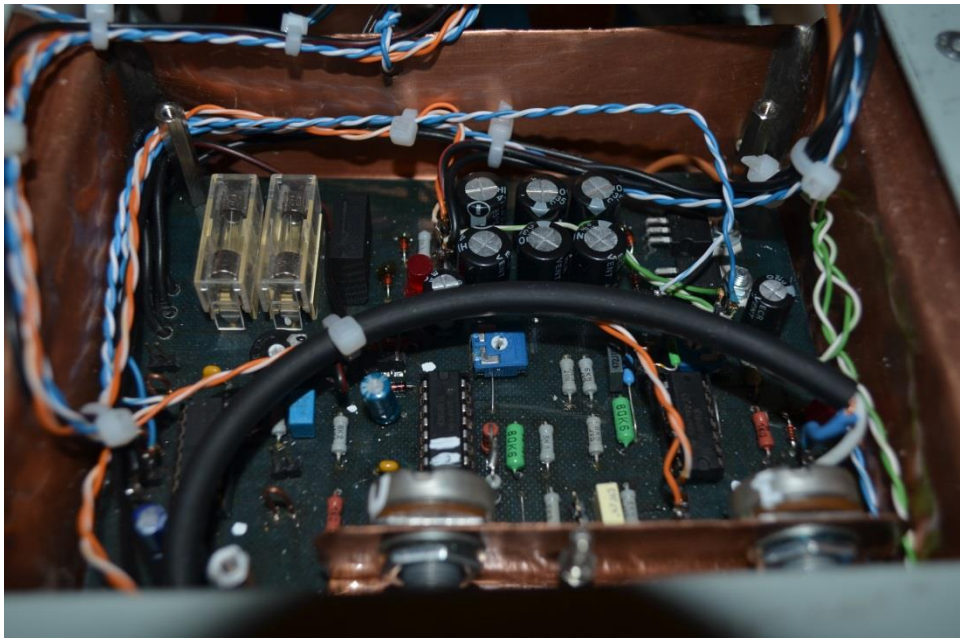
Obr. 9.6: Zadní strana.



Obr. 9.7: Zobrazení čtyř budičů s toroidními oddělovacími transformátorky.

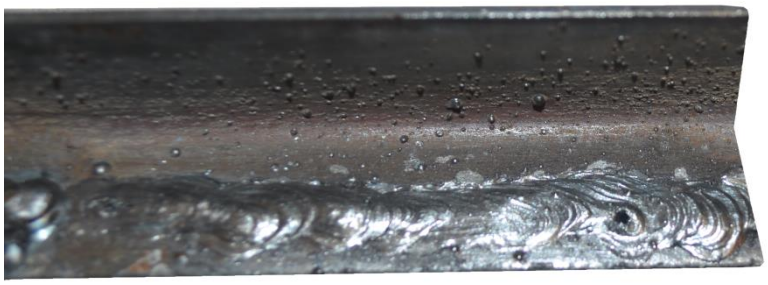


Obr. 9.8: Modul ochran.



Obr. 9.9: Řídicí obvody.

Obr. 9.10: Fotografie z vývojového pracoviště.



Obr. 9.11: Návarek obalenou elektrodou průměru 2 mm, při $I_z \approx 100$ A.