



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

SVÁŘEČKA MIG/MAG SE SPÍNANÝM ZDROJEM

MIG/MAG WELDER WITH SWITCHING POWER SUPPLY

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Michael Klejma

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Martiš

BRNO 2017



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Michael Klejma

ID: 155173

Ročník: 2

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Svářečka MIG/MAG se spínaným zdrojem

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Popište metodu svařování MIG/MAG, včetně potřebných proudových a napěťových charakteristik.
2. Dimenzujte silový obvod svářecího zdroje.
3. Navrhněte řídicí obvody.
4. Navrhněte a vyrobte všechny desky plošných spojů.
5. Svářecí zdroj sestavte, oživte a proveďte základní ověřovací měření důležitých parametrů a průběhů.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Miroslav Patočka: Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice
- [2] Pavel Vorel, Miroslav Patočka: Průmyslová elektronika, skriptum FEKT VUT Brno
- [3] Pavel Vorel, Petr Procházka: Řídicí členy v elektrických pohonech, skriptum FEKT VUT Brno

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 24.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Jan Martiš

Konzultant:

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem svařovacího zdroje pro metodu MIG/MAG a metodu MMA s trvalým výstupním proudem 120 A. První, teoretická část je věnována technologii svařovacího procesu, fyzikálním charakteristikám elektrického oblouku a popisu jednotlivých svařovacích metod.

Dále je řešena koncepce výkonového měniče. Návrh spínaného zdroje je založen na topologii plného můstku. Z důvodu implementace pokročilých regulací bylo zvoleno řízení pomocí mikroprocesoru ARM Cortex-M4. Vzhledem k velkému odběru krokového motoru pro pohon svařovacího drátu byl realizován i pomocný spínaný zdroj. Dokumentace popisující realizaci svařovacího zdroje a výsledky měření, se nachází v poslední části práce.

Svařovací zdroj jsme úspěšně oživil a bylo dosaženo jmenovitých parametrů. Svařování v ochranném plynu ale nebylo otestováno v praxi, neboť z důvodu rozsáhlosti práce na kompletní mechanickou realizaci nezbyl čas.

Klíčová slova

MIG/MAG, měnič napětí, plný most, mikroprocesor, ARM, svářečka

Abstract

This diploma thesis deals with design of welding power supply for MIG / MAG and MMA technique with continuous output current 120 A. The first, theoretical part is devoted to welding process technology, physical characteristics of electric arc and description of individual welding methods.

The thesis also deals with the concept of power converter. The design of the switched-mode power supply is based on a full bridge topology. In order to implement advanced controls of welding power supply, the ARM Cortex M4 microprocessor was selected. Due to the large power consumption of the stepper motor for drive the welding wire, an auxiliary switched-mode power supply was also implemented. The documentation describing the realization of the welding power supply and the results of the measurements are in the last part of the thesis.

The welding power supply was successfully revived and reached nominal parameters. Inert gas welding has not been tested yet, due to lack of time caused by extensive work in order to complete mechanical realization.

Keywords

MIG/MAG, Switched-mode power supply, full bridge, microprocessor, ARM, welding power supply

Bibliografická citace

KLEJMA, M. *Svářečka MIG/MAG se spínaným zdrojem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 75 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Martiš.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou závěrečnou práci na téma Svářečka MIG/MAG se spínaným zdrojem 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne **24. května 2017**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Martišovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne **24. května 2017**

.....
podpis autora

OBSAH

1 ÚVOD	11
2 SVAŘOVACÍ METODA A TOPOLOGIE ZDROJE	12
2.1 CHARAKTERISTIKA ELEKTRICKÉHO OBLOUKU	12
2.1.1 VLIV CHARAKTERISTIKY SVAŘOVACÍHO ZDROJE NA ELEKTRICKÝ OBLOUK.....	13
2.2 MMA SVAŘOVACÍ METODA	15
2.2.1 FUNKCE OBALU ELEKTRODY:.....	15
2.3 MIG/MAG SVAŘOVACÍ METODA	16
2.3.1 MIG (METAL INERT GAS).....	16
2.3.2 MAG (METAL ACTIVE GAS).....	17
2.4 VÝKONOVÉ MĚNIČE VE SVAŘOVACÍCH ZDROJÍCH	17
2.4.1 JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ SE DVĚMA SPÍNAČÍ.....	18
2.4.2 PLNÝ MŮSTEK.....	19
2.4.3 POLOVIČNÍ MŮSTEK	21
2.4.4 SHRNUTÍ A VÝBĚR KONKRÉTNÍ TOPOLOGIE	24
3 NÁVRH SVAŘOVACÍHO ZDROJE	25
3.1 KONCEPCE SVAŘOVACÍHO ZDROJE	25
3.1.1 PRIMÁRNÍ STRANA	26
3.1.2 SEKUNDÁRNÍ STRANA.....	26
3.2 PARAMETRY ZDROJE	27
3.3 SEKUNDÁRNÍ USMĚRŇOVAČ	28
3.3.1 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY.....	29
3.3.2 USMĚRŇOVACÍ DIODY	30
3.4 HLAVNÍ TRANSFORMÁTOR	31
3.5 DIMENZOVÁNÍ TRANZISTOROVÉHO MĚNIČE	35
3.5.1 ZTRÁTY NA IGBT TRANZISTORECH MŮSTKU.....	35
3.6 SÍŤOVÝ USMĚRŇOVAČ	36
3.7 VSTUPNÍ ODRUŠOVACÍ FILTR	38
3.8 ŘÍDICÍ OBVODY	39
3.8.1 MIKROPROCESOR.....	40
3.8.2 KONCEPT ŘÍZENÍ.....	41
3.9 POMOCNÝ ZDROJ	43
3.9.1 TRANSFORMÁTOR POMOCNÉHO ZDROJE	44
3.9.2 ZAPOJENÍ POMOCNÉHO ZDROJE.....	45
3.10 BUDICÍ OBVODY TRANZISTORŮ MĚNIČE	45

3.10.1 PARAZITNÍ JEVY PŘI BUZENÍ DVOJČINNÝCH MĚNIČŮ.....	47
3.10.2 GALVANICKY ODDĚLENÝ BUDIČ S TRANSFORMÁTOREM	48
4 REALIZACE SVAŘOVACÍHO ZDROJE	50
4.1 JEDNOTLIVÉ SOUČÁSTI SVÁŘEČKY	50
4.1.1 ODRUŠOVACÍ FILTR A SÍŤOVÝ USMĚRŇOVAČ.....	50
4.1.2 PLNÝ MŮSTEK S MEZIOBVODEM.....	50
4.1.3 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ MŮSTKU.....	51
4.1.4 HLAVNÍ TRANSFORMÁTOR SE SEKUNDÁRNÍM USMĚRŇOVAČEM A VÝSTUPNÍ TLUMIVKA	52
4.1.5 POMOCNÝ ZDROJ S REGULÁTOREM KROKOVÉHO MOTORU A MĚŘÍCÍMI OBVODY A SPÍNACÍMI OBVODY.....	54
4.1.6 VÝSTUPNÍ MĚŘÍCÍ DESKA.....	55
4.1.7 ŘÍDICÍ PROCESOROVÁ DESKA S LCD DISPLEJEM	55
4.1.8 POHON SVÁŘECÍHO DRÁTU	56
4.2 KOMPLETACE SOUČÁSTÍ DO CELKU.....	57
4.2.1 KOMPLETNÍ MECHANICKÉ ŘEŠENÍ SVAŘOVACÍHO ZDROJE	58
4.3 OŽIVENÍ ZDROJE	59
4.4 NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY VELIČIN.....	61
4.4.1 MĚŘENÍ BEZ NAPĚTÍ V SILOVÉM OBVODU	61
4.4.2 MĚŘENÍ NAPRÁZDNO.....	63
4.4.3 MĚŘENÍ PŘI JMENOVITÉM VÝKONU 25 V, 120 A (3 kW).....	65
5 ZÁVĚR.....	67
6 POUŽITÁ LITERATURA.....	68
7 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	69
8 PŘÍLOHA: TECHNICKÁ DOKUMENTACE	71

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2.1: Statická volt-ampérová charakteristika oblouku v závislosti na jeho délce (upraveno z [2]).....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 2.2: VA Charakteristika elektrického oblouku napájeného ze zdroje proudu (upraveno z [2]).....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 2.3: VA Charakteristika elektrického oblouku napájeného ze zdroje napětí (upraveno z [2]).....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 2.4: MMA (Manual MetalArc) – Ruční svařování obalenou elektrodou (upraveno z[5])....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 2.5: MIG/MAG svařovací metoda (upraveno z [6]).....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 2.6: Jednočinný propustný měnič se dvěma spínači.....</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 2.7: Plný most včetně vazebního kondenzátoru C2</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 2.8: Poloviční můstek.....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 3.1: Blokové schéma MIG/MAG svařovacího zdroje</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 3.2 Zapojení sekundárního usměrňovače</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 3.3 Primární strana tranzistorového měniče.....</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 3.4: Závislost efektivní hodnoty proudu kondenzátorem na teplotě okolí pro různé násobky katalogové životnosti. Kde I_A je reálný proud a I_R je katalogový maximální dovolený proud při teplotě okolí 105°C [9].....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 3.5 Vstupní odrušovací filtr s usměrňovačem a soft-startem.....</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 3.6 Blokové schéma řízení svařovacího zdroje</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 3.7 Nastavení pinů použitého procesoru.....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 3.8 Zapojení pomocného zdroje</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 3.9: Náboj hradla IGBT tranzistoru IKW50N65F5[11].....</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 3.10: Závislost přepínacích energií na sériového rezistoru R_g IGBT tranzistoru IKW50N65F5 [11].....</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 3.11 budicí obvod jedné větve plného můstku.....</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 4.1 Deska odrušovacího filtru a usměrňovače.....</i>	<i>50</i>
<i>Obr. 4.2 Plný můstek s kondenzátory meziobvodu a vazebními kondenzátory.....</i>	<i>51</i>
<i>Obr. 4.3 Proudový transformátor se 100 závitů.....</i>	<i>51</i>
<i>Obr. 4.4 Budicí transformátor - postup výroby: sekundár - primár - sekundár</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 4.5 Deska budičů.....</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 4.6 Výroba hlavního transformátoru.....</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 4.7 Kompletní transformátor včetně vývodů a sekundárních diod.....</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 4.8 Sekundární tlumivka</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 4.9 Pomocná deska se spínaným zdrojem.....</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 4.10 Výstupní měřicí deska.....</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 4.11 Řídicí panel s mikroprocesorovou deskou</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 4.12 Pohon svařovacího drátu.....</i>	<i>56</i>

<i>Obr. 4.13 Regulátor krokového motoru.....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 4.14 Sestavené sekundární výkonové obvody.....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 4.15 primární výkonové obvody s budiči.....</i>	<i>58</i>
<i>Obr. 4.16 Kompletní svařovací zdroj.....</i>	<i>58</i>
<i>Obr. 4.17 Vnutý zatěžovací rezistor z kanthalového drátu 3x 24 μH, 0,6 Ω.....</i>	<i>60</i>
<i>Obr. 4.18 Testovací pracoviště.....</i>	<i>61</i>
<i>Obr. 4.19 Průběhy napětí na řídicích elektrodách spodních tranzistorů (modrý průběh má špatně nastavený poměr sondy, skutečnost odpovídá 5V/dílek stejně jako průběh žlutý) – bez napětí silového obvodu</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 4.20 Detail zpoždění náběžné hrany řídicí elektrody proti řídicímu signálu, žlutý je průběh napětí řídicí elektrody (Modře je řídicí signál a odpovídá opět 5V/dílek) – bez napětí silového obvodu</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 4.21 Detail sestupné hrany řídicí elektrody – bez napětí silového obvodu.....</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 4.22 Napětí kolektoru spodního tranzistoru žlutě a napětí řídicí elektrody téhož tranzistoru modře (Modrý signál opět odpovídá 5V/dílek) - naprázdno.....</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 4.23 Průběh napětí na sekundární diodě - naprázdno.....</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 4.24 Napětí kolektoru spodního tranzistoru žlutě a řídicí elektrody modře – jmenovitý výkon.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 4.25 Zavírání sekundární diody – jmenovitý výkon.....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 4.26 Průběh primárního proudu z transformátoru se 100 závitů na bočnisku 16 Ω před usměrňovačem a filtrem.</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 7.1 Schéma odrušovacího filtru se soft-startem a síťový usměrňovač.....</i>	<i>71</i>
<i>Obr. 7.2 Schéma hlavního výkonového měniče - plný most.....</i>	<i>71</i>
<i>Obr. 7.3 Schéma budičů výkonových IGBT tranzistorů.....</i>	<i>72</i>
<i>Obr. 7.4 Schéma pomocného zdroje</i>	<i>73</i>
<i>Obr. 7.5 Schéma připojení driveru a pomocných spínacích a měřících obvodů.....</i>	<i>73</i>
<i>Obr. 7.6 Schéma mikroprocesorové desky.....</i>	<i>74</i>
<i>Obr. 7.7 Schéma výstupní měřící desky s Halloovou sondou, napětovým děličem a odrušením tlačítka hořáku.....</i>	<i>75</i>

1 ÚVOD

Svařování patří mezi nejvýznamnější způsoby nerozebíratelného spojení kovových materiálů. Využití nalézá jak ve velkých, automatizovaných, průmyslových procesech, tak na menších, dílenských projektech a opravách. V současné době je možno svařovat velké množství materiálů a slitin, za určitých podmínek i dvou různých. Z těchto důvodů se postupně vyvinula celá řada svařovacích metod. Vývoj výkonové elektroniky umožnil zvýšení energetické a především pak objemové efektivity.

Nezákladnější a nejrozšířenější metodou je ruční svařování obalovanou elektrodou MMA. Tato metoda už v řadě aplikací nesplňuje stále vyšší nároky kvalitu svařovaných spojů. Zásadní nevýhoda spočívá v nemožnosti implementace MMA metody do plně automatizovaných procesů.

Naopak svařovací metoda MIG/MAG umožňuje plnou robotizaci. Jedná se o tavnou obloukovou metodu svařování v ochranné atmosféře s širokým využitím. Lze svařovat velmi vysokými rychlostmi a díky „nekonečnému drátu“ s vysokou efektivitou bez neustálého vyměňování elektrody. Proto se v průmyslu jedná o nejvýznamnější metodu.

Náš svařovací zdroj bude využívat primárně technologii MIG/MAG, ale zároveň bude schopný přepnout do režimu MMA. Zdroj bude řešen jako spínaný. K řízení bude využit výkonný mikroprocesor s moderní architekturou jádra ARM Cortex-M4. Ten disponuje rozšířeným jádrem o digitální signálový procesor DSP (Digital Signal Processor), také jednotkou FPU (Floating Point Unit) čímž je umožněno v reálném čase velice rychle provádět matematické operace. Lze tedy implementovat pokročilé metody regulací svařovacího procesu, zároveň jednotlivá nastavení za chodu ladit a přednastavit několik režimů, mezi kterými půjde přepínat. Výstupní parametry budou respektovat možnosti běžně jištěné jednofázové sítě bez využití aktivní korekce účinníku.

2 SVAŘOVACÍ METODA A TOPOLOGIE ZDROJE

Návrh svařovacího zdroje vychází z požadované svařovací metody. Metody MIG/MAG i MMA se řadí mezi tavné obloukové svařování. Elektrický oblouk je nutno svařovacím zdrojem vhodně řídit, proto musíme znát jeho vlastnosti a charakteristiky, které si v následujících kapitolách popíšeme.

2.1 Charakteristika elektrického oblouku

Elektrický oblouk je samostatný výboj vznikající za atmosférického a vyššího tlaku. Mezi jeho charakteristické znaky se řadí velký proud, nízký napěťový úbytek a velmi vysoká teplota pohybující se v tisících až desetitisících Kelvinů, která je pro sváření klíčová. Elektrický oblouk může vznikat jak v obvodu stejnosměrného, tak i střídavého proudu.

Na Obr. 2.3 jsou zobrazena přibližná statická Volt-Ampérová charakteristika elektrického oblouku. Vidíme, že v oblasti nižších proudů je potřeba vyšších napětí pro udržení oblouku. Se zvyšujícím proudem se napětí zmenšuje. To je způsobeno postupnou ionizací prostředí. Na charakteristiku elektrického oblouku má významný vliv také použitá svařovací metoda včetně použitých materiálů a nastavených parametrů. Dynamická charakteristika se od statické mírně odklání, to je mimo jiné způsobeno setrvačností částic. K ionizaci částic dráhy oblouku dochází dvěma pochody:

- Nárázovou ionizací - kdy napětím urychlené elektrony narazí do atomů a vytrhnou tak valenční elektrony, čímž vzniknou nabitě částice.
- Tepelnou ionizací - kdy procházející proud způsobí zahřátí plynu, čímž se zvyšuje energie atomů a za dostatečné energie dochází při jejich srážce k vytržení elektronu.

Následkem ionizace má charakteristika z počátku klesající charakter. Po vyrovnání ionizačních a deionizačních pochodů se charakteristika začne narovnávat a mít charakter téměř lineárního odporu. Z obrázků vidíme, že obloukové napětí je v lineární oblasti závislé především na jeho délce, kdy se vzrůstající délkou roste napěťový úbytek.

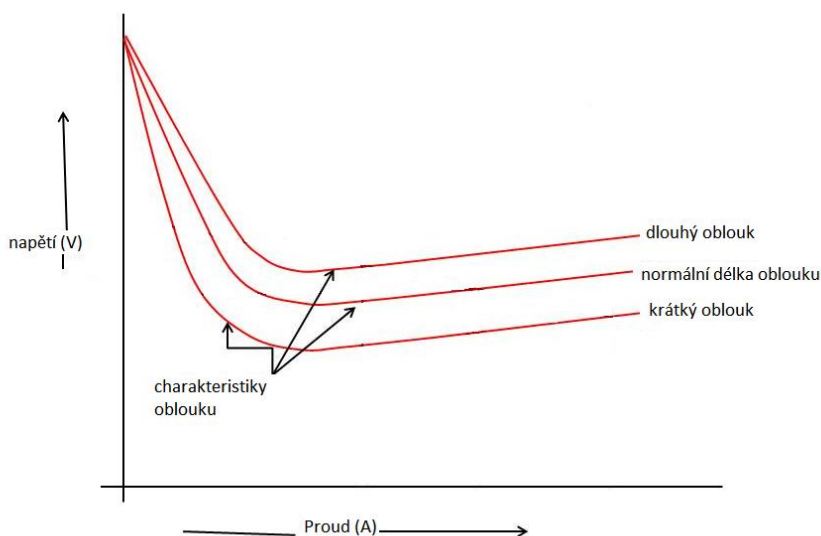
K tavení elektrody dochází tepelným výkonem $U \cdot I$. Pro některé materiály se udává specifické vznesené teplo dle [1]:

$$Q_s = \frac{\eta \cdot U \cdot I}{10^3 \cdot v_s} \text{ (kJ/mm)} \quad (2.1.)$$

Kde:

- η (-).....tepelná účinnost přenosu tepla (souvisí s metodou svařování)
- U (V).....napětí na oblouku
- I (A).....proud obloukem
- v_s (mm/s).....rychlost svařování

Z tohoto vztahu lze odvodit svařovací rychlost pro zachování definované struktury sváru.



Obr. 2.1: Statická volt-ampérová charakteristika oblouku v závislosti na jeho délce (upraveno z [2])

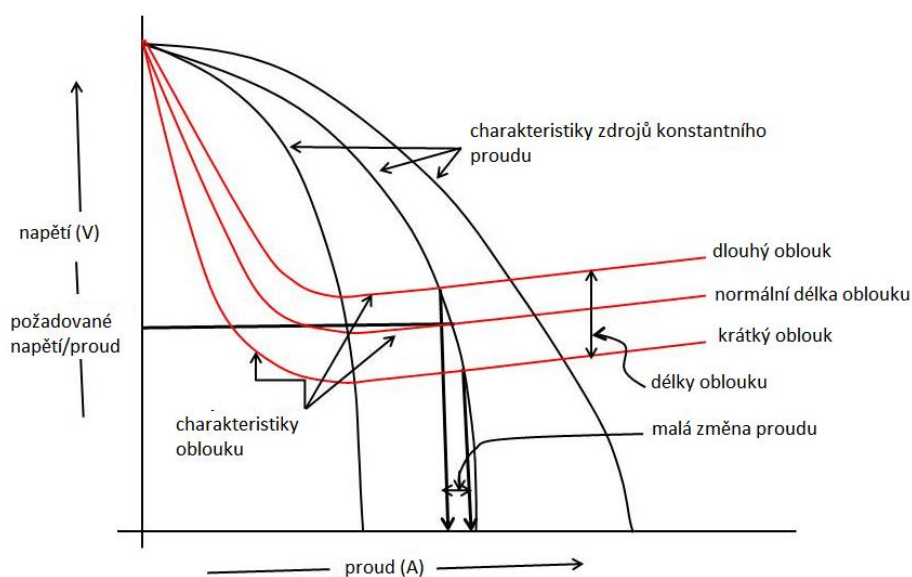
Vidíme, že v oblasti nižších proudů je potřeba vyššího napětí zdroje, proto mají svařovací zdroje napětí naprázdno výrazně vyšší než napětí při nominálním proudu, bezpečnostními předpisy je povoleno až 113V stejnosměrného napětí [3]. Vyšší napětí naprázdno usnadňuje zapálení oblouku a zároveň zmenší náchylnost k přilepení elektrody.

2.1.1 Vliv charakteristiky svařovacího zdroje na elektrický oblouk

Zde si uvedeme dva základní druhy charakteristik svařovacích zdrojů. Rozvoj výkonové a mikroprocesorové techniky však umožnil vhodnou zpětnovazební regulací modifikovat tyto charakteristiky a zdokonalit tak svařovací proces. Těchto pokročilých regulací se pokusíme dosáhnout. Vliv strmosti zdrojových charakteristik si popíšeme na dvou základních případech.

a) Zdroj konstantního proudu (strmá charakteristika)

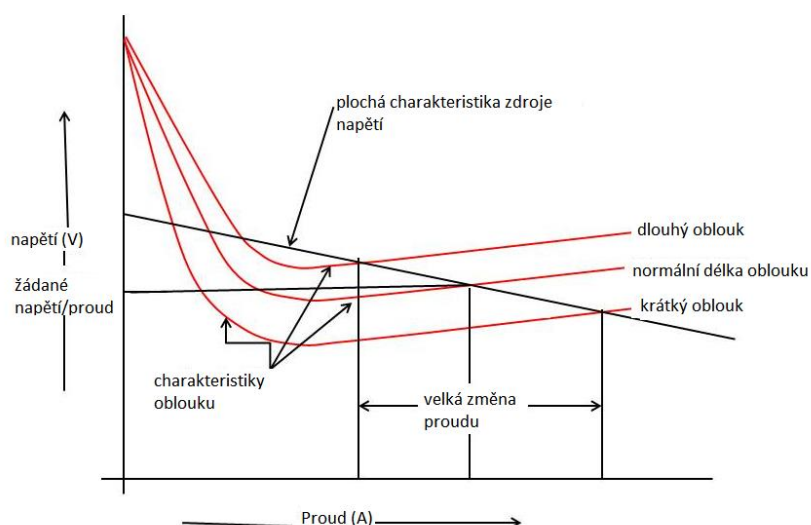
Regulace na konstantní proud je nejpoužívanější regulací svařovacích zdrojů pro ruční svařování. Obr. 2.2 zachycuje chování elektrického oblouku při napájení ze zdroje téměř konstantního proudu - tedy s velmi strmou VA charakteristikou. Při ručním svařování není dodržena konstantní vzdálenost elektrody a tedy délky oblouku, to má vliv na jeho napětí. Oddálením elektrody vzroste odpor oblouku a jeho napětí, čímž se zvýší generované teplo a tím zvyšuje nebezpečí propálení svařovaného materiálu. Na druhou stranu toto zvýšení generovaného tepla udržuje oblouk zapálený, protože větší délka způsobí intenzivnější deionizační pochody a mohlo by dojít k uhasnutí. Příliš velká délka oblouku má také negativní vliv na rozstřík materiálu.



Obr. 2.2: VA Charakteristika elektrického oblouku napájeného ze zdroje proudu (upraveno z [2])

b) Zdroj konstantního napětí (plochá charakteristika)

Regulace na konstantní napětí se pro ruční svařování obalenou elektrodou nehodí. Napětí na oblouku je dáno jeho délkou a při přílišném oddálení by bylo překročeno napětí zdroje a oblouk by uhasl. Naopak přílišné přiblížení velmi zvýší velikost proudu a tedy tepla vzneseného do sváru. Tato regulace se používá u svařovacích automatů a poloautomatů, kdy je vedení elektrody strojně řízeno a délka oblouku a proud regulován rychlostí posuvu drátu. Při konstantní rychlosti posuvu drátu se délka oblouku udržuje přibližně konstantní následujícím mechanismem: Přiblížení zvýší proud, následkem čehož dojde k rychlejšímu odhoření drátu a tím stabilizaci délky oblouku. Naopak oddálením se proud sníží a tím drát odhořívá pomaleji.



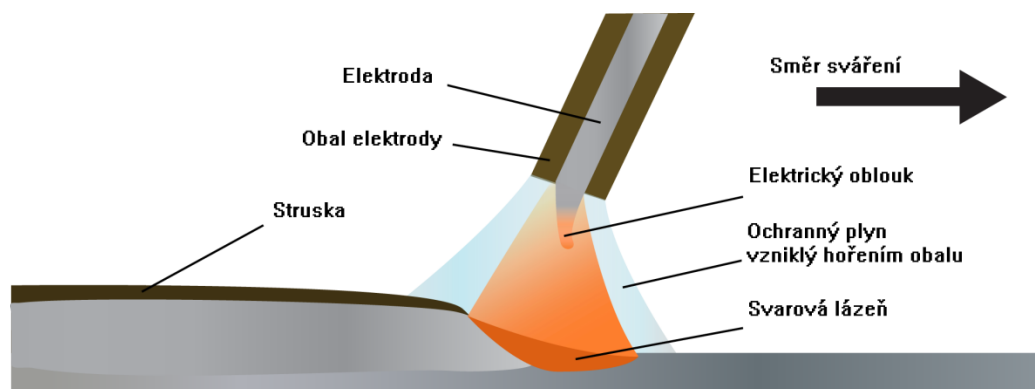
Obr. 2.3: VA Charakteristika elektrického oblouku napájeného ze zdroje napětí (upraveno z [2])

2.2 MMA svařovací metoda

MMA (Manual Metal Arc) je metoda pro ruční svařování obalenou elektrodou. Tato metoda je hojně využívána pro její jednoduchost a mnohostrannost. Neklade velké nároky na svařovací zdroj, ten může být velmi malých rozměrů a nízkých hmotností. Vstupní náklady jsou tedy relativně nízké. Výhodou je také možnost svářet ve všech polohách. Oproti sváření v ochranné atmosféře se zde méně uplatní nepříznivé povětrnostní podmínky. Z těchto důvodů se metoda používá v mobilních aplikacích, jako je například stavebnictví. Naopak nevýhodou je nižší rychlost svařování a nemožnost automatizace, proto se nepoužívá ve velkých sériových výrobcích. MMA metoda se také příliš nehodí se také pro svařování hliníkových slitin a vysoce legovaných ocelí. [3,4]

Princip zobrazuje Obr. 2.4. Využívá se jak střídavý tak i stejnosměrný proud, který je lepší z hlediska stability oblouku. Proudová hustota elektrody je relativně malá, proto se uplatňuje především zkratový přenos materiálu, kdy k přenosu materiálu dochází cyklickým zkratováním elektrody kapkou roztaveného materiálu. Volt-ampérovou charakteristiku oblouku lze popsat takzvanou standardizovanou volt-ampérovou charakteristikou dle následujícího vzorce. [3]

$$U = 0,04 \cdot I + 20 \text{ (V)} \quad (2.2.)$$



Obr. 2.4: MMA (Manual MetalArc) – Ruční svařování obalenou elektrodou (upraveno z[5])

2.2.1 Funkce obalu elektrody:

Při hoření obalu vznikají plyny, které brání přístupu vzduchu. Další ochranu roztavené lázně před chemickými reakcemi se vzduchem tvoří struska. Ta zároveň brání rychlému chladnutí svaru a tedy nežádoucímu pnutí materiálu. Obal elektrody zároveň stabilizuje hoření oblouku. Materiál obalu můžeme v základu rozdělit na bazický, rutilový a kyselý. Materiál ovlivňuje například také velikost a frekvenci přenosu kapek přídavného materiálu [3]

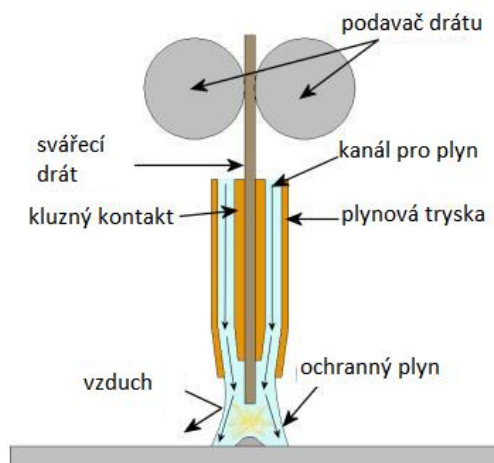
2.3 MIG/MAG svařovací metoda

MIG/MAG je metoda obloukového svařování v ochranné atmosféře. Jedná se o nejvýznamnější svařovací metodu. Využití nalézá v lehkém, středním i těžkém průmyslu. Sváret lze jak nízko a vysoce legované oceli, tak i neželezné kovy jako hliník. Zásadní je možnost dosažení plné robotizace a automatizace a to především díky automatickému podávání „nekonečného drátu“. Svařovací rychlosti jsou velmi vysoké, svár je bez strusky a při správném nastavení bez rozstříku, pak není nutno svár dodatečně čistit. Svařování je tedy velice efektivní a hodí se i pro sériovou výrobu. [1,3,4]

Princip metody je zobrazen na Obr. 2.1. Proud je do drátu přiváděn až v ústí hořáku přes kluzný kontakt. Takto je dosaženo minimálního proudového zatížení drátu a mohou být použity velmi velké proudové hustoty a tenké dráty. Proudová hustota má významný vliv na elektromagnetické síly a tedy přenos materiálu. Plyn je veden stejným hořákem a slouží zároveň jako chlazení. Používá se stejnosměrného proudu a jeho pulzních modifikací, čímž je dosaženo menšího tepelného ovlivnění svařovaného materiálu a výhodného impulzního, kapkového, bezkratového přenosu materiálu.

Statickou volt-ampérovou charakteristiku oblouku lze popsat takzvanou standardizovanou volt-ampérovou charakteristikou dle následujícího vzorce: [3]

$$U = 0,035 \cdot I + 15 \text{ (V)} \quad (2.3.)$$



Obr. 2.5: MIG/MAG svařovací metoda (upraveno z [6])

Dle druhu ochranného plynu se metoda dále dělí na MIG a MAG.

2.3.1 MIG (Metal Inert Gas)

Metoda tavného svařování, kdy se používá inertního ochranného plynu. Inertní (nereagující s okolím) plyn chrání svarovou lázeň před chemickými účinky vzduchu, ale na samotném procesu se nepodílí. Používají se především inertní plyny Argon (Ar)

a Hélium (He). Tyto plyny používáme především pro sváření neželezných kovů, jako jsou například slitiny hliníku.

2.3.2 MAG (Metal Active Gas)

Metoda tavného svařování, kdy se používá aktivního ochranného plynu. Aktivní plyn také chrání svarovou lázeň před chemickými účinky vzduchu, na rozdíl od inertního se ale podílí na svářecím procesu. S výhodou nízké ceny se používá především oxid uhličitý (CO₂) buďto čistý nebo s příměsemi. Hloubka závaru je při požití oxidu uhličitého největší. Z důvodu aktivity plynu může svár lehce oxidovat a je vhodné použití legovaných přídavných materiálů. [3]

2.4 Výkonové měniče ve svařovacích zdrojích

Volba správné topologie měniče je klíčová a vychází především z požadovaných parametrů svařovacího zdroje. Vyjdeme z požadavku možnosti připojení na jednofázovou síť, jištěnou 16A jističem.

Spínací frekvence bude zvolena relativně nízká v rozmezí 30-40 kHz. Důvodem je použití IGBT tranzistorů, které jsou při požadovaných parametrech s ohledem na cenu výhodnější než tranzistory s MOSFET technologií. Jejich nevýhodou je menší rychlost a tím větší přepínací ztráty. S tím souvisí menší strmota napěťových hran du/dt . To je naopak výhodné, protože čím větší strmota napětí, tím větší rušení způsobené proudy protékajícími přes parazitní kapacity. Menší bude také proudová strmota di/dt , ta způsobuje v součinnosti s parazitními indukčnostmi nebezpečné přepětí na spínacích prvcích, rušivé úbytky na těchto indukčnostech a v neposlední řadě elektromagnetické rušení. Nevýhodou IGBT tranzistorů je jejich saturační úbytek napětí U_{CEsat} , paralelním řazením se tedy ztráty sníží jen minimálně. Naopak MOSFET tranzistory se v sepnutém stavu chovají přibližně jako lineární rezistor, jejich paralelním řazením se sníží celkový odpor a tím i ztráty vedením, které jsou dány vztahem $R \cdot I^2$. Při napětí meziobvodu $U_D = 300$ V proud nebude dosahovat vysokých hodnot a při tvrdém spínání relativně vysokých frekvencí budou dominovat ztráty přepínací.

Měniče používané ve svařovacích zdrojích lze rozdělit dle sycení jádra transformátoru na:

- a) Jednočinné propustné měniče
- b) Dvojčinné propustné měniče

Jednočinné měniče sytí jádro transformátoru pouze jednou polaritou magnetické indukce. Navíc magnetické materiály disponují takzvanou remanentní indukci. Ta se pohybuje u feritových jader okolo 0,12 T při 25°C, o tuto hodnotu je snížen zdvih sycení.

Zdvih syčení souvisí s velikostí transformátoru. Pokud ale pracujeme na vysokých frekvencích, plný zdvih nelze využít, protože hysterezní ztráty začnou být omezujícím faktorem. Hysterezní ztráty jsou závislé přibližně na kvadrátu zdvihu indukce. Jádro se musí v každé periodě demagnetovat, pak je energie přenášena pouze po její omezenou část, pro běžné konstrukce je to zpravidla polovina periody, čímž je navýšena efektivní hodnota proudu. Nicméně jednočinné měniče jsou konstrukčně jednodušší a pro menší výkony jsou ekonomičtější volbou. Navíc se jedná o robustní řešení s vysokou spolehlivostí.

Dvojčinné měniče sytí jádro transformátoru oběma polaritami magnetické indukce. Remanentní indukce nemá na zdvih syčení vliv. Zdvih je tedy teoreticky více než dvojnásobný. Prakticky ale pro vysoké frekvence není celý zdvih využitelný, protože by došlo k nadměrnému zvýšení hysterezních ztrát v jádře. Objem transformátoru tedy nemusí být výrazně menší. Také je dobré nechat větší rezervu od maximální indukce, protože vlivem nesymetrie řídicích signálů může při nedostatečném opatření, docházet ke stejnosměrnému syčení jádra. Výhodou je teoreticky dvojnásobná střída a tedy menší efektivní hodnota proudu. Také na tlumivce sekundárního usměrňovače je dvojnásobná frekvence, pak je při stejném zvlnění proudu její objem menší. Nevýhoda spočívá ve složitější konstrukci s větším sklonem k poruše.

Pro svářecí invertory se nejčastěji používají tři topologie DC-DC měničů, jejichž vlastnosti budou vysvětleny v následujících kapitolách.

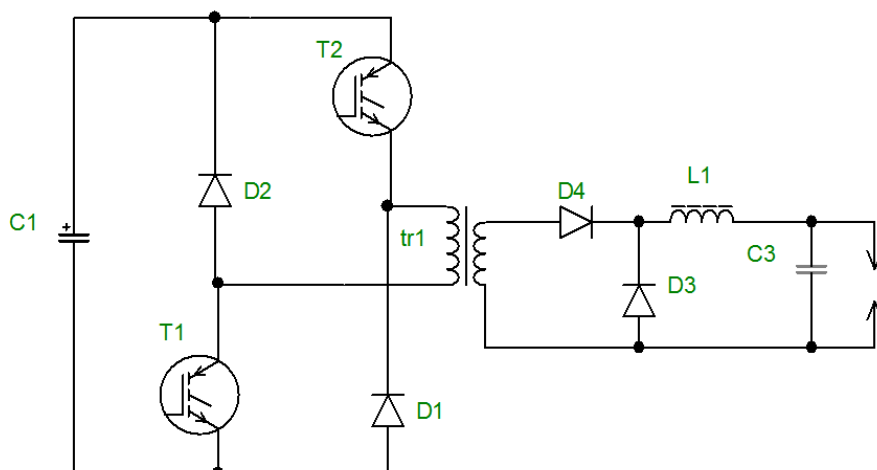
2.4.1 Jednočinný propustný měnič se dvěma spínači

Z pravidla jednofázové dílenské svařovací zdroje s menšími až středními výkony jsou řešeny jednočinným dvou-spínačovým propustným měničem.

Princip:

Zapojení měniče je vidět na Obr. 2.6. Tranzistory T1 a T2 jsou spínány vždy současně, postačí tedy pouze jeden budicí signál. Emitor(source) vrchního tranzistoru ale nemá stejný potenciál jako emitor tranzistoru spodního. Je tedy nutné použití plovoucího budiče. S výhodou se často používá budicí transformátor přenášející signál i energii. Vzhledem k fázovému spínání postačí pouze jeden transformátor se dvěma sekundárními vinutími. V době sepnutí tranzistorů transformátor přenáší energii na sekundární stranu přes usměrňovací diodu D4. Po vypnutí nedovolí dioda D4 demagnetizaci jádra transformátoru na sekundární stranu, jádro je tedy demagnetováno na straně primární přes diody D1 a D2 zpět do kapacity meziobvodu. Na sekundární straně tedy musí být jednocestný usměrňovač. K demagnetizaci je potřeba stejného času jako k magnetizaci. Měnič tedy pracuje teoreticky s maximální střídou 0,5. D3 je nulová dioda a Tlumivka L1 s kondenzátorem C3 tvoří výstupní filtr.

Důvodem častého použití tohoto typu měniče je jeho jednoduchost konstrukce a také jeho vysoká spolehlivost. V této koncepci není potřeba zabývat se ochranou stejnosměrného přesycení jádra vlivem nesymetrie budících signálů. Také odpadá nutnost vřazení mrtvého času tzv. „deadtime“, což je ochranná doba, po kterou musí být oba tranzistory ve větvi nad sebou vypnuty, aby nedošlo k současnému sepnutí celé větve a tedy tvrdému zkratu. Tato koncepce je vhodná i pro vysoké frekvence s velmi rychlými tranzistory. Umožňuje použití jednoduchých RCD odlehčovacích obvodů, čím je možno značně omezit strmé hrany napětí při vypínání. Takto dochází k omezení rušení, potlačení napěťového překmitu na tranzistorech a k výkonovému odlehčení tranzistorů. Pro dvojitý měnič je použití odlehčovacích RCD členů také možné, ale složitější. Jednočinný měnič disponuje dvojnásobným napětím naprázdno oproti jmenovitému napětí při maximální možné střídě, což je pro svářecí zdroje praktická výhoda. U dvojitých měničů při požadavku na napětí naprázdno nelze plnou střidu využít, čímž je návrh neefektivní. Nevýhodou jednočinného propustného měniče je větší objem transformátoru a filtrační tlumivky při stejné spínací frekvenci dvojitých měničů. Velikost filtrační tlumivky lze zmenšit, pokud zapojíme dva jednočinné měniče tak, aby pracovali v „protitaktu“ do společného LC filtru.



Obr. 2.6: Jednočinný propustný měnič se dvěma spínači

2.4.2 Plný můstek

Jedná se o dvojitý měnič. Jeho konstrukce je nejsložitější v porovnání se základními měniči s tvrdým spínáním. Objemová hustota plného můstku je však největší, může se tedy uplatnit v aplikacích s požadavky na minimální rozměry či hmotnost. Dále se používá především pro měniče velkých výkonů. Topologie plného mostu klade největší nároky na budící obvody výkonových tranzistorů, jak bude dále vysvětleno.

Princip:

Zapojení plného můstku je na Obr. 2.7. Tranzistory jsou spínány současně vždy v diagonále, tedy tranzistor T1 a T4 pro jeden směr proudu transformátoru a T2 s T3

pro směr opačný. Na sekundární straně je použit libovolný druh dvoucestného usměrňovače, většinou s filtrem. K řízení budičů jsou použity dva signály, mezi nimiž je vřazena ochranná doba „deadtime“, protože při překrytí budicích signálů by došlo k tvrdému zkratu větve a pravděpodobně k destrukci měniče, pokud nejsou použity aktivní ochranné obvody nebo minimálně k zvýšení ztrát. Při vypnutí obou diagonál dochází k demagnetizaci rozptylové indukčnosti primární strany transformátoru přes antiparalelní diody tranzistorů. Nicméně k demagnetizaci magnetizační indukčnosti transformátoru při spojitým sekundárním proudu nedochází, z důvodu otevření nulových sekundárních diod a tedy zkratu na sekundárním vinutí vlivem výstupního proudu tlumivky L1. Po skončení ochranné doby může být sepnuta protilehlá diagonála a děj se opakuje.

Jak již bylo zmíněno, dvojčinné měniče a tedy i plný můstek má výhodu v menší tlumivce a transformátoru. Další výhodou jsou menší efektivní hodnoty proudu primárního obvodu. Při kvalitním řízení z potenciálu sekundární strany, je nutné použití čtyř galvanicky oddělených budičů se dvěma oddělenými řídicími signály.

Dvojčinné měniče obsahují dva tranzistory ve větvi nad sebou, které nikdy nesmí sepnout ve stejný čas. Řídicí obvody tedy musí bezpečně za každých okolností tuto ochrannou dobu generovat. K sepnutí celé větve ale bohužel může dojít vlivem rušení plynoucího z principu funkce měniče a z parazitních vlastností obvodu. Například vlivem sepnutí spodního tranzistoru, potenciál emitoru klesá velmi strmě dolů a přes „Millerovu“ parazitní kapacitu tranzistoru proteče proud do řídicí elektrody, jejíž napětí se může dostat přes prahovou hodnotu a tranzistor otevřít. Tento proud může procházet i přes kapacitu budicího obvodu. K eliminaci těchto jevů je nutno postupovat při návrhu silových a budicích obvodů. K omezení odolnosti proti nežádoucímu sepnutí se používá negativního napětí pro vypínání tranzistorů.

Řídicí obvody musí poskytovat dva symetrické signály, protože při rozdílných střídách by docházelo ke stejnosměrné magnetizaci transformátoru a k jeho přesycení. Jelikož plný most neobsahuje napěťový dělič, který částečně brání stejnosměrnému přesycení transformátoru viz 2.4.3, je nutno použít jiné opatření, které tomu zabrání. Nejčastěji se používá stejnosměrně vřazený vazební kondenzátor s primárním vinutím transformátoru. Ten při stejném relativním poklesu napětí vychází přibližně čtvrtinový oproti dvěma kondenzátorům v kapacitním děliči polovičního můstku. Tento kondenzátor musí být bipolární a musí snášet velkou hodnotu efektivního proudu. Abychom byli schopni porovnat velikost vazebního kondenzátoru s velikostí kondenzátorů děliče polovičního můstku (viz kapitola 2.4.3), uvedeme orientační výpočet pro úbytek napětí na kondenzátoru 20 V.

$$C = \frac{I t_{on}}{\Delta U} = \frac{7,5 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6}}{20} \approx 4,5 \mu F \quad (2.4.)$$

Plný most lze řídit kromě klasického diagonálního spínání tranzistorů také s fázovým posuvem, tím lze docílit spínání tranzistorů v nule napětí, čímž se omezí zapínací ztráty.

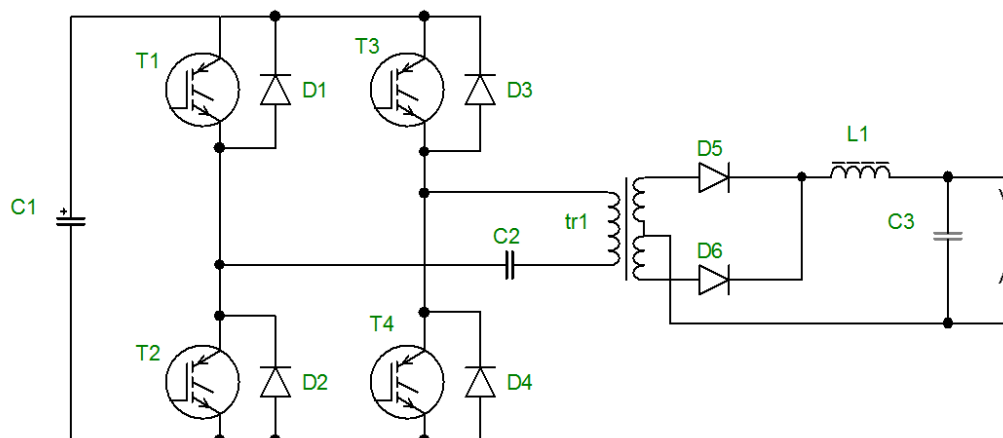
Zapínací ztráty ale vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru nejsou dominantní. Princip spočívá ve spínání tranzistorů v okamžiku, kdy je otevřena antiparalelní dioda, čímž se spíná téměř nulové napětí. Aby docházelo ke spínání v nule napětí i při malých zatíženích, je nutno předřadit tlumivku k primárnímu vinutí.

Nevýhoda v potřebě dvojnásobného počtu budičů

Při použití čtyř plnohodnotných samostatných budičů včetně ochranných vychází plný most skutečně nákladnější než poloviční most a hodí se až pro větší výkony, kde bude dominantní úspora materiálu. Existují ale i zjednodušená řešení.

Pro diagonální spínání tranzistorů je možné použít pouze jeden budicí transformátor přenášející jak informaci, tak energii pro všechny 4 tranzistory a vyhnout se tak potřebě galvanicky odděleným napájením. Je ale nutné budit transformátor dvojnásobně. Toto řešení je ve svářecích invertorech velmi často využíváno.

V levnějších většinou komerčních aplikacích mohou být řídicí obvody napájené na primární straně, pak lze spodní tranzistory budit bez galvanického oddělení a pomocí bootstrap nábojových pump budit tranzistory vrchní. Toto řešení je však nejméně odolné, nehodí se pro průmyslové aplikace.



Obr. 2.7: Plný most včetně vazebního kondenzátoru C2

2.4.3 Poloviční můstek

Další volbou by mohl být poloviční můstek, ten se ve svářecích invertorech používá nejméně z výše zmíněných topologií. Využívá se především v spotřební elektronice v rezonančním režimu, kdy dosahuje velmi dobrých účinností při relativně jednoduchém zapojení a malých rozměrech.

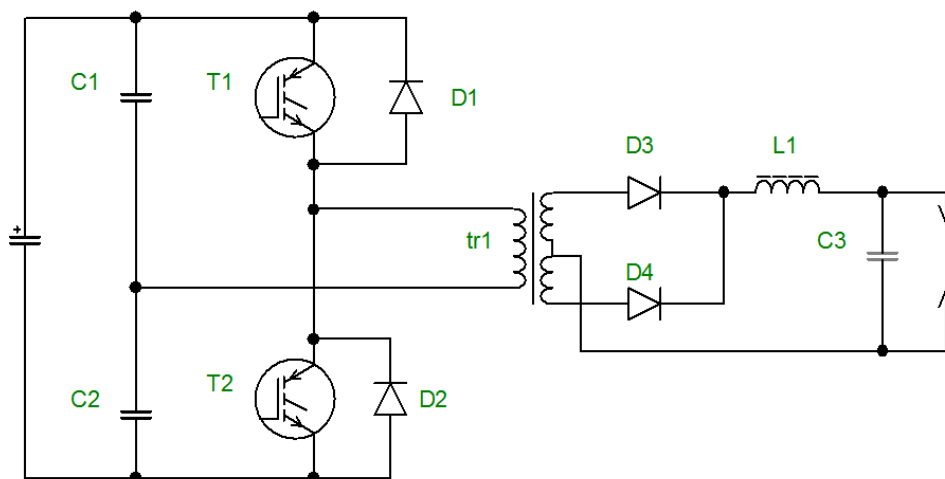
Princip:

Zapojení polovičního můstku je na Obr. 2.8. Princip funkce je podobný jako u plného můstku, ale jedna větev je nahrazena kapacitním děličem. Takto tranzistory spínají do

primárního vinutí pouze poloviční napětí a pro stejný výkon je tedy potřeba dvojnásobného proudu. Během spínání se posouvá napěťový potenciál společného bodu děliče a ten se tedy střídavě rozvažuje a to tím více, čím je menší jeho kapacita.

Zdánlivou výhodou polovičního můstku oproti mostu plnému je menší počet tranzistorů, protože jedna větev je nahrazena kapacitním děličem. Vlivem polovičního napětí primárního vinutí, musí protékat dvojnásobný proud při stejném výkonu. To ovšem znamená, že je nutno tranzistory dvojnásobně proudově dimenzovat, tím se výhoda v menším počtu tranzistorů neuplatní. Polovičnímu napětí je nutno také přizpůsobit počet závitů na primární straně transformátoru, který bude poloviční, ale s větším průřezem, objem mědi je tedy zachován. Jelikož teče na primární straně dvojnásobný proud, dvojnásobně se projeví napěťový překmit způsobený parazitní indukčností cest plošného spoje a kondenzátorů meziobvodu. Musí se tedy pečlivěji navrhovat deska plošných spojů s ohledem na minimalizaci parazitní indukčnosti, případně doplněním patřičnými ochrannými obvody. Vodivé cesty musí být také silnější. Nebezpečí parazitního sepnutí tranzistorů ve větvi nad sebou je způsobeno stejnými principy, popsány v kapitole o plném můstku. Zde je ale riziko stupňováno dvojnásobnou hodnotou proudu.

Nezpochybnitelná výhoda polovičního můstku nastává v potřebě polovičního počtu budičů, to může být úspora značná, neboť kvalitnější řešení s řízením na sekundární straně vyžaduje galvanické oddělení budičů i pro spodní tranzistory.



Obr. 2.8: Poloviční můstek

Kapacitní dělič jako náhrada větve plného mostu

Kapacitní dělič je klíčovou součástí polovičního mostu, proto si jeho vlastnosti důkladněji osvětlíme. Dělič částečně disponuje samoregulační schopností, pak při mírné nesymetrii budících signálů zabraňuje stejnosměrnému přesycení jádra. Důvodem je

rozvažování napětí na děliči. Pokud byl například horní tranzistor spínán delší dobu než spodní, napětí na spodním kondenzátoru by se zvyšovalo. Jelikož je magnetizační proud dán integrálem z napětí primárního vinutí, je zřejmé, že tento proud bude napětí opět vyrovnávat. Stejný samoregulační efekt má proud parazitní rozptylovou indukčností. Při rozvážení dosahuje v půlperiodě napájené z vyššího napětí špičková hodnota proudu rozptylovou indukčností primární strany vyšší hodnoty, energie v ní uložena je dána $\frac{1}{2} \cdot L_r \cdot I^2$ a její demagnetizací se napětí opět nepatrně vyrovnává. Tyto proudy ale tvoří zlomek celkového proudu, proto nesmí být nesymetrie příliš velká. Kapacitní dělič tvoří dva kondenzátory v sérii, to má nepříznivý vliv na jeho výslednou kapacitu, která bude poloviční s ohledem na využití jako blokovací kondenzátor. Dále je vhodné jeho oba kondenzátory napěťově dimenzovat na napětí meziobvodu, kdyby vlivem poruchy došlo k rozvážení jeho napětí. Elektrolytické kondenzátory vykazují parazitní sériovou indukčnost, nejsou tedy do děliče příliš vhodné a je lepší použít bohužel drahé, rozměrné polypropylenové kondenzátory, ty snesou také větší střídavý proud. Na druhou stranu dělič z polypropylenových kondenzátorů tvoří impulzní blokovací bezindukční kapacitu, která by se měla přidat, ať se jedná o most plný či poloviční. Potřebnou kapacitu lze učit ze vztahu:

$$I \cdot t_{on} = C \cdot \Delta U \quad (2.5.)$$

Konkrétně vyjde kapacita jednoho kondenzátoru pro frekvenci 40 kHz, proud meziobvodu 15 A, pokles napětí o 10 V přibližně:

$$C = \frac{I \cdot t_{on}}{2 \cdot \Delta U} = \frac{15 \cdot 12,5 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 10} \approx 9 \mu F \quad (2.6.)$$

Ve jmenovateli se objevil koeficient 2, ten respektuje jev, kdy při teoretickém poklesu napětí na vrchním kondenzátoru o 10 V se musí 10 V z meziobvodu rozložit mezi oba kondenzátory děliče rovnoměrně při jejich stejné kapacitě. Tedy 5 a 5 V, pak napětí pokleslo jen o polovinu. Nicméně tyto dva polypropylenové kondenzátory, každý o kapacitě 9 μF , jsou velmi rozměrné, ale na filtraci usměrněné sítě se téměř nepodílí, tudíž potřebná kapacita elektrolytických kondenzátorů meziobvodu se nezmenší.

Rozložení ztrát

Nevýhoda u zdroje našich parametrů je, že dvojnásobný proud polovičního můstku by na jednom tranzistoru způsobil ztráty, které se přes izolační podložku z jednoho pouzdra obtížněji odvádějí. Výhodnější tedy bude dát dva tranzistory paralelně. Paralelní řazení IGBT tranzistorů je ale obecně problémové. Většina totiž disponuje záporným teplotním koeficientem. Ten způsobí, že zahřátý tranzistor sníží svůj saturační úbytek a většinu proudu převezme pouze tento jeden tranzistor, dle konkrétní závislosti voltampérové charakteristiky na teplotě. Toto rozvážení se již nevyrovná. Tranzistor s větší teplotou čipu má zároveň delší spínací časy, čímž je problém prohlouben. Je tedy nutno volit tranzistory s kladným teplotním koeficientem, čímž je omezen výběr.

2.4.4 Shrnutí a výběr konkrétní topologie

U svářecího zdroje je zapotřebí dosáhnout určitého napětí naprázdno pro usnadnění zapálení oblouku. Pokud bychom požadovali například dvojnásobné napětí naprázdno oproti jmenovitému, pro dvojčinné měniče by to znamenalo využitelnost pouze poloviční střídý a tedy navýšení efektivních a špičkových hodnot proudů primárních obvodů. Řešením by mohl být externí zapalovací obvod, realizovaný například kondenzátorovým násobičem napětí. Jednočinný dvou-spínačový měnič má automaticky dvojnásobné napětí naprázdno, jelikož má principem omezenou střídu na 0,5. K žádné neefektivnosti návrhu by zde tedy nedocházelo. Zároveň je jednočinný měnič jednodušší a robustnější, nehrozí sepnutí tranzistorů do sebe a v podstatě ani přesycení transformátoru.

Pro zdroj námi požadovaných parametrů je jednočinný dvou-spínačový měnič pravděpodobně nejlepší volbou. Z pokusných důvodů ale přesto **zvolíme měnič dvojčinný**. Poloviční můstek se od plného liší polovičním počtem budičů a rozděleným napětím meziobvodu, kdy proud protéká pouze přes jeden tranzistor, ale hodnota proudu je dvojnásobná. To sebou přináší parazitní aspekty, které ohrožují spolehlivost měniče v podobě napěťových překmitů a rušivých sepnutí celé větve. Pro konstrukci svářovacího zdroje tedy **zvolíme topologii plného mostu**.

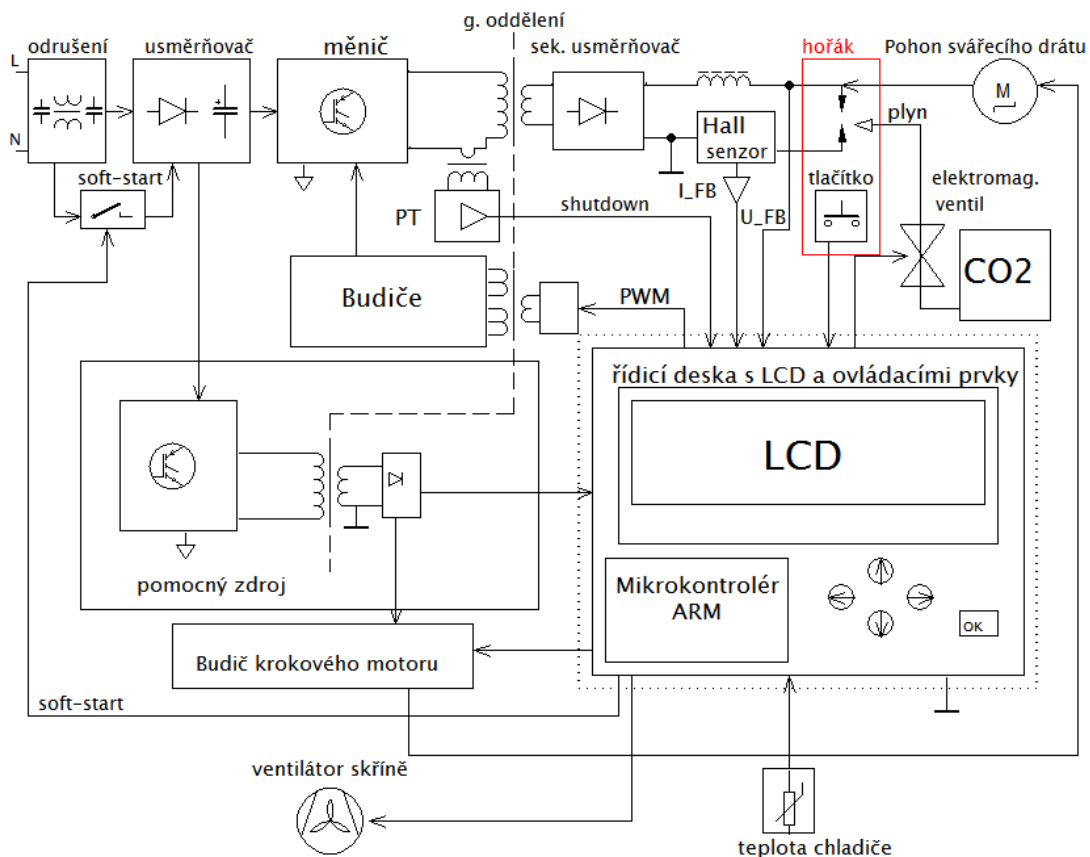
3 NÁVRH SVAŘOVACÍHO ZDROJE

3.1 Koncepte svařovacího zdroje

Primární požadavek je kladem na bezpečnostní galvanické oddělení sekundární strany s hořákem, který je přístupný dotyku od síťové části zdroje. Svařovací zdroj bude řešen jako spínaný pro dosažení kompaktních rozměrů a vysoké účinnosti. Připojení se předpokládá na jednofázovou síť jištěnou jističem o jmenovitém proudu minimálně 16 A a více, nouzově při nižším nastavení i 10 A jistič.

MIG/MAG svařovací zdroje obsahují oproti zdrojům pro svařování obalovanou elektrodou více členů, které je nutno řídit. Navíc moderní zdroje používají pokročilé metody regulace pro optimalizaci svařovacího procesu a dnes už standardní funkce pro například zabránění přilepení elektrody (Antistick), optimalizované zapálení oblouku (Hotstart) a mnoho dalších. Náš svařovací zdroj bude těmito vybranými funkcemi vybaven a to včetně volby druhu regulace. Kromě standardní regulace na konstantní proud bude možnost volit například svařování konstantním napětím, výkonem a především pak pulzním proudem, který je v kvalitních MIG/MAG svářečkách nejpoužívanější regulací. Parametry jednotlivých regulací navíc půjde modifikovat a ukládat. Řešit tyto algoritmy analogově by bylo prakticky nemožné, proto bude použit výkonný mikrokontrolér s jádrem ARM Cortex-M4, to zároveň usnadní ladění.

Z hlediska galvanického oddělení máme dvě možnosti umístění řídicích obvodů. Jednodušší variantou z hlediska buzení tranzistorů je umístit řídicí obvody na primární stranu, protože pak není potřeba pro spodní tranzistory signály oddělovat. Pro složitější řešení, jako to naše, je výhodnější mít veškeré obvody galvanicky spojené se sekundární stranou a tedy výstupem. Pak lze rychleji, přesněji a jednodušeji provádět regulaci, protože nevzniká žádné zkreslení ani zpoždění na optočlenech nebo jiných oddělovacích členech. Zároveň nehrozí nebezpečí úrazu při poškození izolace ovládacích prvků, které by museli být izolovány od síťového napětí. Celkové řešení MIG/MAG svařovacího zdroje zachycuje Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Blokové schéma MIG/MAG svařovacího zdroje

3.1.1 Primární strana

Síťové napětí je přivedeno přes hlavní vypínač a jištěno tavnou pojistkou. Prvním blokem je odrušovací filtr, který nachází uplatněním v každém spínaném síťovém zdroji kvůli požadavku na elektromagnetickou kompatibilitu, jelikož měnič sám o sobě generuje rušení. Následuje můstkový usměrňovač s vyhlazovacím filtrem. Rázový proud při nabíjení kapacity je omezen pomocí procesorem řízeného soft-startu. Z usměrňovače je napájen hlavní měnič i pomocný spínaný zdroj níže. Pomocný zdroj napájí řídicí mikroprocesorovou desku a budič krokového motoru. Hlavní měnič typu plný most je buzen impulzními transformátory. Proudový transformátor PT v sérii s primárním vinutím hlavního transformátoru slouží pouze jako ochrana působící na shutdown (rychlé shození výstupu) PWM regulátoru. Regulace ovšem bude vypočítávána přímo z čidla na sekundární straně.

3.1.2 Sekundární strana

Nejdříve je potřeba sekundární napětí usměrnit. Elektrický oblouk má nejvyšší stabilitu, pokud proud neprochází nulou. Zároveň by velká frekvence přes indukčnost přívodů omezila proud, takto by docházelo ke skin-efektu a dalším nežádoucím jevům. Jelikož požadujeme výstupní proud až 120 A, je nutno použít takový usměrňovač, který způsobí

co nejmenší ztráty viz kapitola 3.3. Dále je proud vyhlazen tlumivkou, aby bylo dosaženo přípustného zvlnění. Proud bude měřen čidlem založeným na Hallově jevu. Srdce sekundární strany tvoří řídicí deska s mikrokontrolérem a LCD displejem. Ta bude oddělena a odstíněna od silové části z důvodu zamezení rušení. Umístěna bude přímo na čelním panelu svařovacího zdroje. Veškeré signály budou vedeny stíněnými vodiči. Kontrolér bude přímo v každé periodě vypočítávat regulaci a nastaví střídu následujícího pulzu na základě signálů z proudového a napěťového čidla. Hořák obsahuje tlačítko, při stisku procesor provede zásah dle nastaveného programu (předfuk, pohon drátu, regulace). Pohon drátu obstarává krokový motor napájený regulátorem řízeným pulzy z procesoru. Ventilátor pro chlazení výkonových komponent bude řízen na základě signálů z teplotních čidel.

3.2 Parametry zdroje

Na základě předchozích kapitol jsme pro realizaci měniče zvolili topologii plného mostu. Sekundární usměrňovač bude dvoucestný uzlový, je tedy nutno vyvést střed sekundárního vinutí.

Příkon měniče bude vycházet z maximální možné efektivní hodnoty proudu z jednofázového **jističe 16 A**. Ten po dobu jedné hodiny nesmí vypnout 1,1 násobek jmenovitého proud, tedy efektivní proud 17,6 A. Efektivní hodnota napětí jednofázové sítě má hodnotu 230 V +10 %. Potom při hodnotě napětí přesně 230 V je možné odebírat zdánlivý příkon:

$$S = U_{ef} \cdot I_{ef} = 230 \text{ V} \cdot 17,6 \text{ A} = 4048 \text{ VA} \quad (3.1.)$$

Požadavek na střední hodnotu výstupního proudu při napájení z 16 A jističe je 110 A. Této hodnotě při metodě MIG/MAG odpovídá napětí:

$$U = 0,035 \Omega \cdot 110 \text{ A} + 15 \text{ V} = 18,85 \text{ V} \quad (3.2.)$$

Jmenovitý výkon svářecího zdroje je tedy:

$$P_{out} = U_{out} \cdot I_{out} = 18,85 \text{ V} \cdot 110 \text{ A} \approx \mathbf{2074 \text{ W}} \quad (3.3.)$$

Účinnost odhadneme na 85 %. Příkon neboli potřebný činný výkon odebíraný ze sítě je přibližně:

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{2074 \text{ W}}{0,85} \approx \mathbf{2440 \text{ W}} \quad (3.4.)$$

Minimální hodnotu potřebného účinníku určíme dle vztahu:

$$\lambda = \frac{P_{in}}{S} = \frac{2440 \text{ W}}{4048 \text{ VA}} \approx 0,6 (-) \quad (3.5.)$$

Účinník spínaných zdrojů napájených z jednofázové sítě bez použití aktivní korekce účinníku se běžně pohybuje mezi 0,45-0,65. Jelikož umožníme **kolísání napětí meziobvodu ΔU_a 100 V** vlivem malé hodnoty kapacity filtračního kondenzátoru

meziobvodu, prodlouží se doba nabíjení filtračního kondenzátoru. Tím se zmenší efektivní hodnota fázového proudu, pak můžeme odhadem reálně očekávat hodnotu účinníku 0,6.

Napětí naprázdno je jeden ze základních údajů. Pro svářecí zdroje pracující se stejnosměrným napětím je povolena maximální hodnota 113 V. Obecně platí, že čím je napětí větší, tím lépe se oblouk zapaluje. Bohužel zvýšení napětí naprázdno omezuje střidu propustným měničů ve jmenovitém bodě, tím se zvyšuje hodnota efektivního proudu a tedy i ztráty. Proto zvolíme hodnotu **napětí naprázdno 50 V**. Aby se zapalování zlepšilo, vybavíme svářecí zdroj funkcí hotstart, tedy zvýšením proudu při dotyku elektrody.

Zdroj bude dimenzován na **trvalý výstupní proud 120 A** při obloukovém napětí **25 V**. Tedy **3 kW výkon**, přestože takový proud není možno z 16 A jističe bez korekce účinníku odebrat. Špičkový proud bude omezen až na **150 A**, aby bylo umožněno svařování pulzním proudem.

3.3 Sekundární usměrňovač

Volba sekundárního usměrňovače je dána vysokým svářecím proudem přes 100 A. Můstkový usměrňovač je zde nepoužitelný, protože v každém okamžiku protéká proud přes dva polovodiče v sérii.

Běžně se zde tedy používá dvoucestný uzlový usměrňovač. Ten má výhodu v proudu protékajícím v každém okamžiku pouze přes jeden polovodič v sérii. Nevýhodou je nutnost rozdělení sekundárního vinutí transformátoru na dvě poloviny. Každá polovina vinutí pak vede pouze polovinu z celkové střidy, tím se navýší efektivní hodnota proudu odmocnina ze dvou při zachování střední hodnoty proudu.

Tyto dvě nevýhody výše zmíněných usměrňovačů odstraňuje proudový zdvojovač, ten nemá rozdělené vinutí a v sérii je pouze jeden polovodič. Nevýhoda spočívá v rozdělení na dvě dílčí tlumivky, jejíž celkový objem vychází větší než jedna tlumivka pro stejné zvlnění proudu.

Zvolíme tedy **dvoucestný uzlový usměrňovač**. Pro metody MIG/MAG při výstupním proudu hodnoty 100 A dosahuje napětí oblouku přibližně pouze 18,5 V. Schottkyho diody potřebných parametrů mívají při velkých proudech úbytek okolo 1 V. Pak jsou na těchto diodách ztráty přibližně 5 % pouze vedením. Řešením by mohl být synchronní usměrňovač, ve kterém jsou diody nahrazeny MOSFET tranzistory. Pak lze jejich paralelním řazením snížit ztráty vedením. Cena tohoto řešení při znatelném snížení ztrát by byla ale výrazně vyšší. Další nevýhodou je složitost a potenciální poruchovost. Zvolíme tedy **Schottkyho diody**.

3.3.1 Návrh výstupní tlumivky

Hodnota potřebné indukčnosti je závislá na povoleném zvlnění proudu. Zvolíme 20 A. Tuto hodnotu nepatrně sníží i indukčnost svářecích kabelů. Na ni ale nelze spoléhat, neboť je závislá na aktuálním geometrickém uspořádání. Výstupní napětí naprázdno požadujeme 50 V.

Napětí cívky je dáno vztahem:

$$u_L = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{V, H, A, s}) \quad (3.6.)$$

Pokud vyjádříme L, za u_L dosadíme $U_0 \cdot (1-s)$ a za dt $s/2f$, kde U_0 je napětí na sekundárním vinutí transformátoru. Získáme vztah pro potřebnou indukčnost, kdy za střídu dosadíme 0,5, to je hodnota při které zvlnění proudu dosahuje nejvyšší hodnoty:

$$L = \frac{U_0(1-s) \cdot s}{\Delta i \cdot 2 \cdot f} = \frac{50 \text{ V} \cdot (1-0,5) \cdot 0,5}{20 \text{ A} \cdot 2 \cdot 35 \text{ kHz}} = 9 \mu\text{H} \quad (3.7.)$$

Tlumivka pro velké proudy musí vždy obsahovat vzduchovou mezeru nebo jiný magnetický odpor. Máme dvě základní možnosti jaký materiál jádra použít.

a) Feritová jádra

Výhoda feritů je v jejich velkém elektrickém odporu a tedy téměř nulových vířivých ztrátách. Nevýhoda pak v malé hodnotě saturační indukce okolo 0,39 T. Z důvodu nutnosti vzduchové mezery nelze použít feritových toroidních jader, které mají výhodu především ve velkém povrchu chlazení v porovnání s EE jádry.

b) Železo-prachová jádra

Jedná se v podstatě o miniaturní železné kuličky slisované k sobě do tvaru jádra. Pak je zde parazitně vřazena vzduchová mezera a jak jsme zmínili, ta je pro tlumivky nutná. I přes elektrickou vodivost materiálu kuliček nejsou vířivé ztráty velké právě díky malému rozměru kuliček. Výhodou je podstatně vyšší saturační indukce více než 1 T. Nevýhodou je nelinearita magnetické permeability, ta pro vysoké hodnoty indukce/magnetického napětí výrazně klesá a s tím i indukčnost. Návrh bude probíhat pro maximální hodnotu proudu, z toho plyne, že při menších prouděch bude zvlnění proudu klesat. Výhodou je tvar toroidu a tedy možnost vyšší proudové hustoty. Protože máme zvoleno relativně velké zvlnění proudu, v železo-prachovém jádru by vznikaly příliš velké ztráty.

Zvolíme tedy feritové jádro tvaru EE a nastavíme potřebnou vzduchovou mezeru.

Bylo vybráno jádro **CF139 EE6527** s následujícími parametry:

- Průřez sloupku $S_{Fe} = 530 \text{ mm}^2$
- Maximální indukce při 100°C $B_{sat} = 390 \text{ mT}$
- Střední délka magnetické siločáry $l_e = 147 \text{ mm}$

Sycení zvolíme s rezervou 350 mT. Počet závitů vypočteme podle vztahu:

$$N = \frac{L \cdot I_{max}}{B_{sat} \cdot S_{Fe}} = \frac{9 \mu\text{H} \cdot 150 \text{ A}}{350 \text{ mT} \cdot 530 \text{ mm}^2} \approx 7,2 \text{ z} \quad (3.8.)$$

Zaokrouhlíme na 7 závitů. Indukčnost klesne na:

$$L = \frac{N \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}}{I_{max}} = \frac{7 \cdot 350 \text{ mT} \cdot 530 \text{ mm}^2}{150 \text{ A}} \approx 8,7 \mu\text{H} \quad (3.9.)$$

Potřebná délka vzduchové mezery po zanedbání magnetického odporu feromagnetika bude dle Ampérova zákona přibližně polovina z:

$$l_e = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{max}}{B_{max}} = \frac{7 \cdot 1,26 \mu\text{H/m} \cdot 150 \text{ A}}{350 \text{ mT}} \approx \mathbf{3,4 \text{ mm}} \quad (3.10.)$$

Vinutí bude realizováno pomocí měděného pásku o rozměru 1x30 mm. Takto vychází proudová hustota při jmenovitém proudu:

$$\sigma_{ef} = \frac{I_{ef}}{S_{Cu}} = \frac{120 \text{ A}}{30 \text{ mm}^2} = \mathbf{4 \text{ A/mm}^2} \quad (3.11.)$$

To je na tlumivku, kde není zapotřebí bezpečnostní izolace nízká hodnota, tlumivka se tedy bez problémů uchladí.

3.3.2 Usměrňovací diody

Uzlový usměrňovač namáhá diody napětím $2 \cdot U_0$ + překmit na parazitní indukčnosti při zavírání diody. Je tedy nutné zvolit diody s maximálním závěrným napětím 200 V.

Maximální střední hodnota proudu bude 120 A, z toho plyne střední hodnota jednou diodou 60 A. Diody se běžně dimenzují na střední hodnotu proudu, pokud je ale efektivní hodnota výrazně vyšší, je nutno počítat se zvýšením ztrát a omezením povolené hodnoty. Zvolíme tedy diody **V60200PGW**. V každém směru dvě pouzdra, které obsahují dvě Schottkyho diody. Každá dvojice diod je schopná přenést střední hodnotu 60 A. Maximální teoretická střední hodnota proudu tedy bude $4 \cdot 60 \text{ A} = 240 \text{ A}$.

Ztráty vedením střední hodnoty proudu určíme dle napěťového úbytku na diodě při teplotě čipu 100 °C. Ten je pro poloviční povolený proud přibližně 0,7 V. Přídavné ztráty vlivem střídavy menší než 1 odhadneme na základě grafu v datasheetu pro hodnotu střední hodnoty proudu jedním pouzdem 30 A na 7 W. Pak jsou ztráty vedením na jedné diodě.

$$P_{ved} = \Delta U_{ved} \cdot I_{stř} + 7 \text{ W} = 0,7 \text{ V} \cdot 30 \text{ A} + 7 \text{ W} = \mathbf{28 \text{ W}} \quad (3.12.)$$

Ztráty přepínací nelze na základě datasheetu diody V60200PGW určit, nicméně budou více než řádově menší. Celkové ztráty na usměrňovacích diodách by neměli překročit **120 W**.

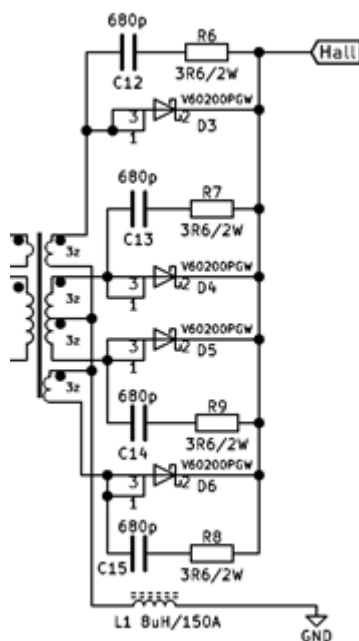
Problém schottkyho diod je jejich záporný teplotní koeficient, konkrétně naše diody mají při proudu 30 A úbytek napětí pro 25 °C 1,28 V a pro 125 °C 0,77 V. To je problém, protože je potřebujeme řadit paralelně. Takto dioda, která se z nějakého důvodu více zahřeje, převezme většinu proudu a mohlo by dojít k destrukci. Konkrétní rozdělení proudu, určí rozdíl teplot jednotlivých pouzder a sériový diferenciální odpor. Je

nezbytně nutné, aby přívodní vodiče měly stejnou hodnotu odporu a diody byly na chladiči blízko sebe. Bezpečnějším řešením by mohlo být rozdělení tlumivek pro každou diodu. To by znamenalo 4 dílčí tlumivky, což by bylo velice neefektivní a zároveň bychom diody museli izolovat od chladiče.

Řešením bude rozdělení sekundárního vinutí tak, aby každá dioda měla svoje vlastní izolované vinutí a přívod do anody. Zároveň je potřeba dodržet přibližně stejné délky přívodů pro jednotlivé diody. Úbytek napětí na rozptylové indukčnosti a sériovém odporu vinutí bude tyto proudy rozdělovat rovnoměrně i přes mírné rozdíly v úbytcích na diodách.

Připojení katod usměrňovacích diod na společný chladič bez izolačních podložek by znamenal při umístění tlumivky do kladného pólu střídavý potenciál chladiče proti zemi měřících obvodů. Vlivem strmých hran napětí a velké ploše chladiče by zde vznikaly kapacitní rušivé proudy. Umístíme tedy tlumivku do pólu záporné elektrody.

Na obrázku Obr. 3.2 je zobrazeno konkrétní zapojení sekundárního usměrňovače. RC členy $3,6 \Omega$ a 680 pF slouží k omezení napěťových překmitů Schottkyho diod. Kapacita jedné diody V60200PGW je dle katalogu přibližně 100 pF , přídavná kapacita 680 pF ke každé diodě by tedy měla překmit výrazně snížit. Rezistor musí být výkonový (2 W), neboť při každém nabití kondenzátoru se na něm ztratí polovina energie.



Obr. 3.2 Zapojení sekundárního usměrňovače

3.4 Hlavní transformátor

Pro správu funkci transformátoru a měniče je potřeba zajistit co nejtěsnější vazbu primárního a sekundárního vinutí. EE jádro má nevýhodu, že vinutí nemůže být vinuto kolem celé délky magnetického obvodu. Pak musí být vinutí ve více vrstvách. Tím je

zhoršena vazba a zároveň chlazení. Zvolíme proto **toroidní jádro**. Vinutí tak může být vinuto po celé délce magnetického obvodu, čímž nám postačí pouze jedna vrstva, pak je vazba velmi těsná. Zároveň lze zvolit vyšší proudovou hustotu ve vodičích, neboť má povrch vinutí větší povrch chlazení. Další výhodou toroidního jádra je omezení přibližovacího jevu, jedná se ovlivňování okolních vodičů magnetickým polem a tím ke zvýšení efektivního odporu vodičů. Tento jev vzniká pouze na okrajích vinutí. Vinutí toroidního transformátoru je ale uzavřené do kruhu a při rovnoměrném rozložení se přibližovací jev částečně vyruší, protože zde neexistuje okraj vinutí.

Výstupní napětí propustného měniče je dáno převodem hlavního transformátoru a střídou za sekundárním usměrňovačem dle vztahu:

$$U_{out} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \quad (\text{V}) \quad (3.13.)$$

Při požadavku na napětí naprázdno $U_0 = 50 \text{ V}$, bude jmenovitá střída na sekundární tlumivce při maximálním možném předpokládaném obloukovém napětí $U_{out} = 26 \text{ V}$.

$$s_{jmen} = \frac{U_{out}}{U_0} = \frac{26 \text{ V}}{50 \text{ V}} = 0,52 \quad (-) \quad (3.14.)$$

Vlivem rozptylové indukčnosti transformátoru bude střída na sekundární straně menší, než na primární, proto počítáme pouze se střídou omezenou řídicími obvody na **0,7**. Protože napětí meziobvodu bude kolísat téměř o 100 V, byla by střída 0,7 nedostatečná. Aby střída mohla být omezena na hodnotu 0,7 při plném napětí a zároveň mohla být zvětšena během poklesu napětí meziobvodu, zavedeme v algoritmu regulace přídatnou střídu. Tu po každém výpočtu regulace přičteme k základní, regulátorem vypočtené proměnné střída. Součet základní a přídatné střídy bude omezen na hodnotu **0,9**. Při prodloužení střídy vlivem poklesu napětí ve stejném poměru se ale nezvětší sycení transformátoru. Takto se běžně kompenzuje zvlnění meziobvodu pro frekvenční měniče, čímž se dosáhne lepší funkce regulátorů. Nám to zároveň umožní poddimenzovat navrhovaný transformátor z hlediska sycení.

Převod transformátoru je daný špičkovým napětím meziobvodu a napětím naprázdno.

$$p = \frac{U_{dmax}}{U_0} = \frac{325 \text{ V}}{50 \text{ V}} = 6,5 \quad (-) \quad (3.15.)$$

Bylo zvoleno **toroidní jádro CF139 T76325C**

- Saturační indukce B_s pro 25°C je 490 mT, pro 100°C je 390 mT.
- Průřez $S_{Fe} = 306 \text{ mm}^2$
- Magnetická vodivost $A_L = 5300 \text{ nH/z}^2$
- Vnější průměr $D = 63 \text{ mm}$, vnitřní průměr $D1 = 38 \text{ mm}$, výška $H = 25 \text{ mm}$
- Objem jádra $V_{Fe} = 46528 \text{ mm}^3$
- Měrné ztráty pro 200 mT a 35 kHz z datasheetu přibližně $p_j = 80 \text{ kW/m}^3$

Jmenovitý zdvih sycení zvolíme 0,4 T s ohledem na minimalizaci hysterezních ztrát, kdy se i při 100°C budeme pohybovat hluboko pod kolenem B-H charakteristiky. Pak počet závitů primárních vodičů, lze pro diskretní magnetický obvod s konstantními veličinami určit ze vztahu.

$$N_1 = \frac{U_d \cdot S_{max}}{2 \cdot f \cdot \Delta B \cdot S_{Fe}} = \frac{325 \text{ V} \cdot 0,52}{2 \cdot 35 \text{ kHz} \cdot 0,4 \text{ T} \cdot 306 \text{ mm}^2} \approx 19,7 \text{ z} \quad (3.16.)$$

Počet sekundárních závitů je dán převodem.

$$N_2 = \frac{N_1}{p} = \frac{19,7}{6,5} \approx 3,04 \text{ z} \quad (3.17.)$$

Sekundární závity zaokrouhlíme na **$N_2 = 3$ závity** a primární na **$N_1 = 19$ závitů**. Nový převod transformátoru je **6,33**. Ověříme maximální sycení pro softwarově omezenou střihu 0,7. hysterezních ztrát jádra feritu určíme skutečný zdvih sycení při maximálním zatížení pro MMA, kdy jmenovitá střída podle rovnice (3.16) dosahuje 0,52.

$$\Delta B_{max} = \frac{U_{d+10\%} \cdot S_{max}}{2 \cdot f \cdot N_1 \cdot S_{Fe}} = \frac{357 \text{ V} \cdot 0,7}{2 \cdot 35 \text{ kHz} \cdot 19 \text{ z} \cdot 306 \text{ mm}^2} \approx 0,61 \text{ T} \quad (3.18.)$$

Toto sycení je v pořádku.

Měrné ztráty v jádře lze určit dle katalogu výrobce. Z grafu jsme odečetli přibližně hodnotu 80 kW/m³ při teplotě 100°C pro frekvenci 35 kHz a střídavou indukci špička-špička 400 mT. Pro výpočet zvolíme s rezervou měrné ztráty 100 kW/m³.

$$P_{hyst} = P_{měr} \cdot V_{Fe} = 100 \frac{\text{kW}}{\text{m}^3} \cdot 46582 \text{ mm}^3 \approx 4,7 \text{ W} \quad (3.19.)$$

Indukčnost primárního vinutí.

$$L = A_L \cdot N^2 = 5300 \frac{\text{nH}}{\text{z}^2} \cdot 19^2 = 1,9 \text{ mH} \quad (3.20.)$$

Pak je špičkový magnetizační proud pro horní toleranci síťového napětí a maximální střihu 0,7.

$$I_{\mu\check{s}p} = \frac{U_{dmax+10\%}}{L \cdot 2} \cdot T_{on} = \frac{1,1 \cdot 325 \text{ V}}{1,9 \text{ mH}} \cdot \frac{1}{35 \text{ kHz}} \cdot 0,7 \approx 1,9 \text{ A} \quad (3.21.)$$

Maximální střední hodnota výstupního proudu je 120 A, pak je střední výška pulzu primárního vinutí:

$$I_{1z} = \frac{I_{out}}{p} = \frac{120 \text{ A}}{6,33} = 19 \text{ A} \quad (3.22.)$$

Střední absolutní hodnota primárního proudu je dána jmenovitou střidou.

$$I_{1stř} = I_{1z} \cdot s = 19 \cdot 0,52 \approx 10 \text{ A} \quad (3.23.)$$

Špičková hodnota proudu primárního vinutí je.

$$I_{1\check{s}p} = I_{1z} + I_{1z} \cdot \frac{\frac{\Delta I}{2}}{I_{outpulzní}} + I_{\mu\check{s}p} = 19 \text{ A} + 19 \text{ A} \cdot \frac{\frac{20 \text{ A}}{2}}{120 \text{ A}} + 1,9 \text{ A} \quad (3.24.)$$

$$\approx \mathbf{22,4 \text{ A}}$$

Efektivní hodnota proudu primárního vinutí při zanedbání magnetizačního proudu.

$$I_{1ef} = I_{1z} \cdot \sqrt{s} = 19 \text{ A} \cdot \sqrt{0,52} \approx \mathbf{13,7 \text{ A}} \quad (3.25.)$$

Zvolíme efektivní proudovou hustotu ve vinutí **4 A/mm²**. Plocha okna toroidu je.

$$S_o = \frac{\pi \cdot D^2}{4} = \frac{\pi \cdot 38^2 \text{ mm}^2}{4} \approx 1134 \text{ mm}^2 \quad (3.26.)$$

Průřez primárního vodiče.

$$S_{Cu1celk} = \frac{I_{1ef}}{\sigma_{ef}} = \frac{13,7 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} \approx \mathbf{3,5 \text{ mm}^2} \quad (3.27.)$$

Efektivní hodnota proudu jednoho sekundárního vinutí je dle [8].

$$I_{2ef} = \frac{I_{out}}{2} \cdot \sqrt{1 + 2s} = \frac{120 \text{ A}}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot 0,52} \approx \mathbf{85,7 \text{ A}} \quad (3.28.)$$

Průřez sekundárního vodiče

$$S_{Cu2celk} = \frac{I_{2ef}}{\sigma_{ef}} = \frac{85,7 \text{ A}}{4 \text{ A/mm}^2} \approx \mathbf{21,5 \text{ mm}^2} \quad (3.29.)$$

Celková plocha okna mědi

$$\begin{aligned} S_{Cu,celk} &= S_{Cu1celk} \cdot N_1 + N_2 \cdot 2 \cdot S_{Cu2celk} \\ &= 3,8 \text{ mm}^2 \cdot 19 + 2 \cdot 3 \cdot 21,5 \text{ mm}^2 \approx \mathbf{202 \text{ mm}^2} \end{aligned} \quad (3.30.)$$

To odpovídá činiteli plnění přibližně 0,18, kterého nebude problém dosáhnout, zároveň uprostřed toroidu nevznikne zbytečně velké okno. Pro vysoké frekvence střídavého proudu nastává Skin-efekt, což je jev, při kterém se zmenšuje efektivní průřez vodiče vlivem vytlačování proudu směrem k povrchu vodiče. Je nutné zvolit takový průměr vodiče, který je maximálně dvakrát větší než hloubka vniku. Tu lze určit dle [8].

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu_0}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,02 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m}}{2 \cdot \pi \cdot 35 \text{ kHz} \cdot 1,26 \text{ } \mu\text{H}/\text{m}}} \approx \mathbf{0,38 \text{ mm}} \quad (3.31.)$$

Zvolíme vodiče o průměru mědi **D_{Cu} = 0,7 mm**. Průřez jednoho je:

$$S_{Cu2} = \frac{\pi \cdot D_{Cu}^2}{4} \approx \mathbf{0,38 \text{ mm}^2} \quad (3.32.)$$

Potřebný počet paralelně řazených vodičů je tedy:

$$N_{p2} = \frac{S_{Cu2celk}}{S_{Cu2}} = \frac{21,5 \text{ mm}^2}{0,38 \text{ mm}^2} \approx \mathbf{58 (-)} \quad (3.33.)$$

Počet primárních vodičů paralelně je obdobně **N_{p1} = 10**.

Střední délka jednoho závitu je přibližně $l_e = 120 \text{ mm}$. Pak lze ztráty ve vinutí určit z objemu mědi a proudové hustoty

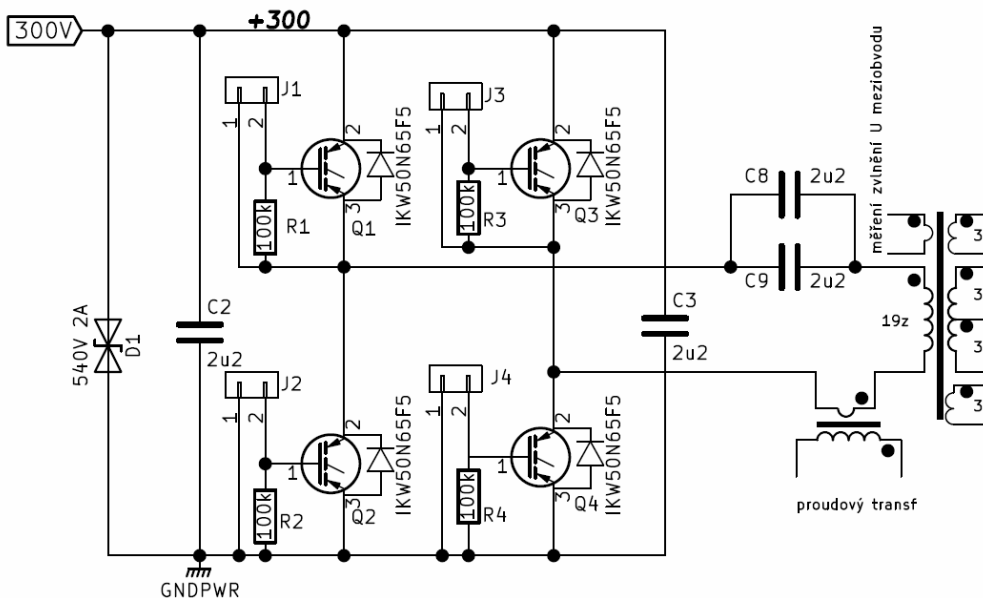
$$\begin{aligned} P_{Cu} &= S_{Cu,celk} \cdot l_e \cdot \rho_{Cu,110^\circ\text{C}} \cdot \sigma_{ef}^2 \\ &= 202 \text{ mm}^2 \cdot 120 \text{ mm} \cdot 2,3 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega\text{m} \cdot 4^2 \text{ A/mm}^2 \approx \mathbf{9 \text{ W}} \end{aligned} \quad (3.34.)$$

Celkové, vypočtené ztráty transformátoru činí přibližně **14 W**. Ve skutečnosti jsou navýšeny přibližovacím jevem, jehož analýza je velmi obtížná. Jak již bylo zmíněno, u toroidního jádra se tento jev projevuje méně, transformátor se tedy i tak uchládí.

3.5 Dimenzování tranzistorového měniče

Vzhledem k parametrům zdroje budou použity IGBT tranzistory. Na Obr. 3.3 je vidět zapojení plného můstku. Kondenzátory C2 a C3 jsou bezindukční polypropylenové kondenzátory, sloužící především k pohlcení napěťových překmitů. Tyto překmity vznikají vlivem parazitních indukčností elektrolytických kondenzátorů a vodičů proudové smyčky během vypínání tranzistorů.

Význam vazebních kondenzátorů C8 a C9 a jejich výpočet byl detailně popsán v kapitole 2.4.2. Proudový transformátor působí na „shutdown“ řídicích obvodech v případě přesycení hlavního transformátoru. Sycení proudového transformátoru je dáno napětím na sekundárním vinutí.



Obr. 3.3 Primární strana tranzistorového měniče

3.5.1 Ztráty na IGBT tranzistorech můstku

Tranzistory je nutno dimenzovat na špičkovou, střední a nejlépe i efektivní hodnotu proudu, pokud se od střední výrazně liší. Střední hodnota proudu jedním tranzistorem je poloviční než střední hodnota proudu primárním vinutím, tedy $I_{Tstř} = 10/2 = 5 \text{ A}$. Efektivní hodnota je $I_{Tef} = 13,7/\sqrt{2} \approx 10 \text{ A}$. Špičková hodnota je stejná tedy $I_{Tšp} = 22,4 \text{ A}$.

Použity budou IGBT tranzistory IKW50N65F5 s rychlou antiparalelní diodou. Mají následující parametry:

- Závěrné napětí $U_{CE} = 650 \text{ V}$
- Kolektorový proud $I_c = 56 \text{ A}$ (100°C)
- Saturační úbytek napětí $U_{CEsat} = 1,5 \text{ V}$ (150°C , $I_c = 30 \text{ A}$)
- Náboj hradla $Q_C = 120 \text{ nC}$ ($U_{cc} = 540 \text{ V}$, $U_{GE} = 15 \text{ V}$)

- Energie sepnutí $E_{on} = 0,68 \text{ mJ}$ (150°C , $U_{cc} = 400 \text{ V}$, $I_c = 25 \text{ A}$, $L_\sigma = 30 \text{ nH}$)
- Energie vypnutí $E_{off} = 0,21 \text{ mJ}$ (150°C , $U_{cc} = 400 \text{ V}$, $I_c = 25 \text{ A}$, $L_\sigma = 30 \text{ nH}$)

Ztráty vedením jednoho tranzistoru lze určit ze střední hodnoty proudu a saturačního úbytku

$$P_{ztr,ved} \approx U_{CEsat} \cdot I_{Tstř} \approx 1,5 \text{ V} \cdot 5 \text{ A} \approx \mathbf{7,5 \text{ W}} \quad (3.35.)$$

Přepínací ztráty jednoho tranzistoru se přibližně určí z energií udávaných v katalogu výrobce. Tyto energie platí pro obvod se spínanou indukčností 30 nH, tedy výrazně méně než očekáváme rozptylovou indukčnost transformátoru. Odhadneme energii zapnutí na 0,05 mJ. Střední hodnota napětí U_d bude přibližně 280 V, špičkový proud 22,4 A. V katalogu se energie udává pro napětí 400 V a proud 25 A. Pro vypínací ztráty použijeme katalogový údaj.

$$P_{ztr,přep} \approx (E_{on} + E_{off}) \cdot f \approx (0,05 \text{ mJ} + 0,21 \text{ mJ}) \cdot 35 \text{ kHz} \approx \mathbf{9,1 \text{ W}} \quad (3.36.)$$

Celkové ztráty na jednom tranzistoru budou:

$$P_{ztr} \approx P_{ztr,ved} + P_{ztr,přep} \approx 7,5 \text{ W} + 9,1 \text{ W} \approx \mathbf{16,6 \text{ W}} \quad (3.37.)$$

Celkové ztráty na 4 tranzistorech by tedy měly být okolo **66 W**.

Vzhledem k relativně nízké rychlosti tranzistorů nebudou použity odlehčovací obvody, které jsou pro dvojčinné měniče příliš složité a jednoduchá řešení v podobě RC členů nejsou příliš účinné.

3.6 Síťový usměrňovač

Pro usměrnění jednofázové sítě bude použit klasický můstkový usměrňovač s filtračním kondenzátorem. Měnič bude při špičce síťového napětí sítě pracovat s poloviční střídou, aby bylo dosaženo žádaného zápalného napětí naprázdno cca 50 V. Není tedy problém, pokud bude napětí klesat o třetinu, tím se pouze zvýší střída o třetinu a měnič může pracovat s konstantním výkonem. Z předchozích kapitol jsme zavedli pokles napětí meziobvodu ΔU_d 100 V. Pak napětí meziobvodu bude klesat k hodnotě 225 V.

Tento jev má negativní vliv na celkové ztráty vedením. Během poklesu napětí na polovinu se při konstantním odebíraném výkonu musí zdvojnásobit střední hodnota proudu. Musí se tedy přibližně zdvojnásobit střída a efektivní hodnota proudu se zvyšuje s odmocninou ze střídy. Nicméně použití pasivní nebo aktivní korekce účinníku celkové ztráty zařízení vždy zvýší. Na druhou stranu kolísáním napětí se sníží přepínací ztráty přibližně v poměru poklesu napětí, protože špičková hodnota proudu, která má na vypínací ztráty vliv se nezmění. Celkové ztráty na tranzistorech se tedy zvýšit nemusí.

Okamžitou hodnotu síťového napětí lze popsat funkcí sinus nebo cosinus:

$$u_{(t)} = U_{\dot{s}p} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{T} \cdot t + \varphi\right) \quad (\text{V, V, s, s, rad}) \quad (3.38.)$$

Kde T je perioda sítě v sekundách a φ je počáteční úhel v radiánech. Vyjádřením času t a dosazením získáme čas nabíjení kondenzátoru z 225 V na 325 V.

$$t_{nab} = \frac{T \cdot \cos^{-1}\left(\frac{u_t}{U_{\dot{s}p}}\right)}{2\pi} = \frac{20 \text{ ms} \cdot \cos^{-1}\left(\frac{225 \text{ V}}{325 \text{ V}}\right)}{2\pi} \approx 2,66 \text{ ms} \quad (3.39.)$$

Pro dvoupulzně usměrněnou síť trvá vybíjení filtračního kondenzátoru na 225 V.

$$t_{vyb} = \frac{T}{2} - t_{nab} = \frac{20 \text{ ms}}{2} - 2,66 \text{ ms} \approx 7,34 \text{ ms} \quad (3.40.)$$

Střední hodnota vybíjecího proudu je při špičkovém napětí přibližně:

$$I_{stř,min} = \frac{P_{in}}{U_{d,\dot{s}p}} = \frac{2440 \text{ W}}{325 \text{ V}} \approx 7,5 \text{ A} \quad (3.41.)$$

Při minimálním dovoleném napětí bude:

$$I_{stř,max} = \frac{P_{in}}{U_{d,\dot{s}p}} = \frac{2440 \text{ W}}{225 \text{ V}} \approx 10,8 \text{ A} \quad (3.42.)$$

Průměrná střední hodnota proudu v periodě sítě je pouze s přibližnou, ale zároveň dostatečnou přesností:

$$I_{stř} = \frac{10,8 \text{ A} + 7,5 \text{ A}}{2} \approx 9,17 \text{ A} \quad (3.43.)$$

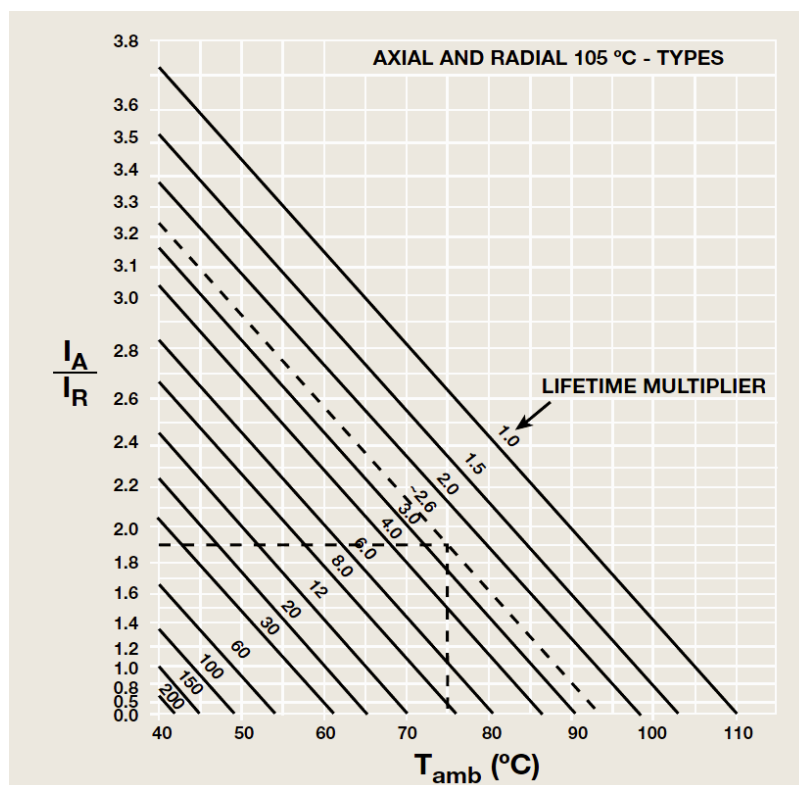
Hodnota potřebné kapacity filtračního kondenzátoru je minimálně:

$$C = I_{stř} \cdot \frac{t_{vyb}}{\Delta U_d} = 9,17 \text{ A} \cdot \frac{7,34 \text{ ms}}{100 \text{ V}} \approx \mathbf{673 \mu F} \quad (3.44.)$$

Elektrolytické kondenzátory se vyznačují vysokým ztrátovým činitelem, pro napětí do 400 V běžně okolo hodnoty 0,2. Ten souvisí s ekvivalentním sériovým odporem ESR. Při průchodu efektivní hodnoty střídavého proudu tímto odporem dochází k výkonovým ztrátám, které zahřívají kondenzátory. Teplota má velmi významný vliv na jejich životnost. Přibližně lze tvrdit, že každý nárůst teploty o 10°C zkrátí životnost na polovinu viz Obr. 3.4. S rostoucí kapacitou ESR klesá, proto kondenzátory o malé kapacitě neumožňují průchod velké hodnoty efektivního proudu. Pro kondenzátor určený do teploty 105°C o kapacitě 100 μF, může být maximální hodnota střídavého proudu až přes 1 A. Efektivní hodnotu proudu kondenzátorem usměrňovače nelze jednoduše stanovit, určitě ale bude výrazně vyšší než střední hodnota proudu meziobvodu, odhadneme ji na 18 A. Vidíme, že při 7 paralelně zařazených 100 μF kondenzátorech bude překročen maximální proud více než dvojnásobně. Nicméně zvětšením kapacity se sice zvýší povolený proud, ale zkrátí se doba nabíjení kondenzátorů, čímž se zvýší efektivní hodnota proudu. Nepřekračovat dovolenou hodnotu proudu je tedy pro síťové usměrňovače ve spínaných zdrojích téměř nemožné, proto jsou kondenzátory přetěžované a jejich selhání je velmi častý případ poruchy spínaných zdrojů. Katalogová hodnota proudu je ale definovaná pro teplotu okolí 105°C a garantovanou životnost, při menších teplotách tedy lze tento proud překračovat. Z obr. Obr. 3.4 plyne, že při zajištění teploty okolí maximálně 60 °C lze katalogovou hodnotu zvlnění proudu překročit trojnásobně a zároveň zachovat katalogovou životnost. Je tedy nutno chlazení navrhnout tak, aby nasávaný okolní vzduch chladil

nejdříve elektrolytické kondenzátory. Další důvod, který nám umožní překračovat průchozí proud je očekávaný provoz zdroje v řádu desítek hodin ročně.

Růst povoleného proudu s rostoucí kapacitou není lineární, vyplatí se proto řadit více menších kondenzátorů paralelně. Zvolíme tedy filtrační elektrolytický kondenzátor **8x paralelně 100 μF** do teploty 105 °C na maximální stejnosměrně napětí 400 V. K usměrnění proudu použijeme integrovaný můstek na napětí 400 V a jmenovitý proud **25 A**.



Obr. 3.4: Závislost efektivní hodnoty proudu kondenzátorem na teplotě okolí pro různé násobky katalogové životnosti. Kde I_A je reálný proud a I_R je katalogový maximální dovolený proud při teplotě okolí 105°C [9]

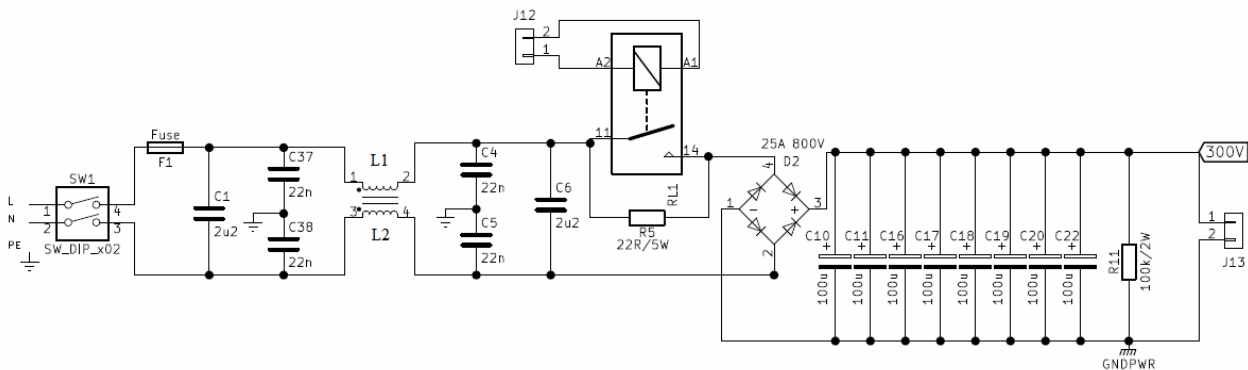
3.7 Vstupní odrušovací filtr

Z hlediska elektromagnetické kompatibility jsou spínané zdroje producentem vysokofrekvenčního rušení vznikajícího při přepínání výkonových polovodičů, které se přes usměrňovač i jeho parazitní kapacity v závěrném směru šíří do sítě. Míru dovolených úrovní vf rušení upravují normy. Měníče pracují na vysokých kmitočtech, jsou tedy sami z principu funkcí zdrojem vysokofrekvenčních proudů. Hlavní zdroj rušení vzniká při přepínání tranzistorů vlivem strmých hran napětí na zátěži, která má určitou parazitní kapacitu proti PE vodiči (například vinutí proti kostře nebo tranzistory proti chladiči). Přes tyto kapacity pak protékají impulzní proudy. Strmosti nárůstu

napětí dosahují velikosti až cca 100 kV/ μ s u tranzistorů MOSFET. Tato rušení má co nejlépe potlačit odrušovací filtr. Tvoří v podstatě dolní propust 2. řádu. Kondenzátory jsou potřeba bezindukční a vinutí bezkapacitní. Na obrázku Obr. 3.5 je vidět použité zapojení odrušovacího filtru včetně relé soft-startu a síťového usměrňovače. [10]

Protifázové rušení, které se šíří po fázovém vodiči a vrací se nulovým vodičem je zkratováno kondenzátory CX (C1 a C6). Navíc rozptylová indukčnost „soufázové tlumivky“ (s vinutími L1, L2), která se někdy úmyslně navrhuje vyšší, pracuje ve spojitosti s kondenzátory CX jako filtr typu Π -článek (CLC).

Soufázové rušení, které se šíří oběma pracovními vodiči se skrz parazitní kapacity zátěže uzavírá přes PE vodič. Toto rušení zkratují kondenzátory s vysokou napěťovou odolností CY (C4, C5, C37, C38). Sériové tlumivky L1, L2 jsou navinuty na stejném jádře tak, že pracovní proud tekoucí skrz pracovní vodiče nezpůsobí magnetický tok. Soufázové rušení šířící se po obou pracovních vodičích ale magnetický tok způsobí, tzn. projeví se vlastní indukčnost vinutí L1 a L2, které požadujeme co nejvyšší – použijeme feritové jádro s vysokou permeabilitou. Kondenzátory CY a vlastní indukčnost soufázové tlumivky zde rovněž působí jako CLC filtr pro soufázové rušení. [10]



Obr. 3.5Vstupní odrušovací filtr s usměrňovačem a soft-startem

3.8 Řídicí obvody

Svařovací metoda MIG/MAG vyžaduje komplexnější řízení než metoda pro sváření obalenou elektrodou. Hlavním rozdílem je nutnost řízení pohonu drátu a ovládání ventilu ochranné atmosféry. Náš zdroj bude navíc vybaven těmito funkcemi:

- ANTI STICK – zabraňuje přilepení elektrody
- HOT START – během zapalování oblouku výrazně zvýší proud
- ARC FORCE – regulace parametrů pro zlepšení stability hoření oblouku
- PULSE ARC – výstupní proud během hoření oblouku pulzuje mezi maximální a udržovací hodnotou proudu s frekvencí okolo 100 Hz, to je mimořádně výhodné pro svařování tenkých a hliníkových materiálů
- Dále funkcí soft-startu, kompenzací zvlnění napětí meziobvodu, řízením předfuku, dofuku, řízení ventilátoru na základě teploty

Jedná se tedy z hlediska řízení o velmi rozsáhlou úlohu. Řešit tyto požadavky pomocí analogových obvodů by bylo velmi náročné se spoustou nevýhod.

3.8.1 Mikroprocesor

Jako mimořádně výhodné se jeví řízení pomocí **mikroprocesoru**, které nám přináší především tyto výhody:

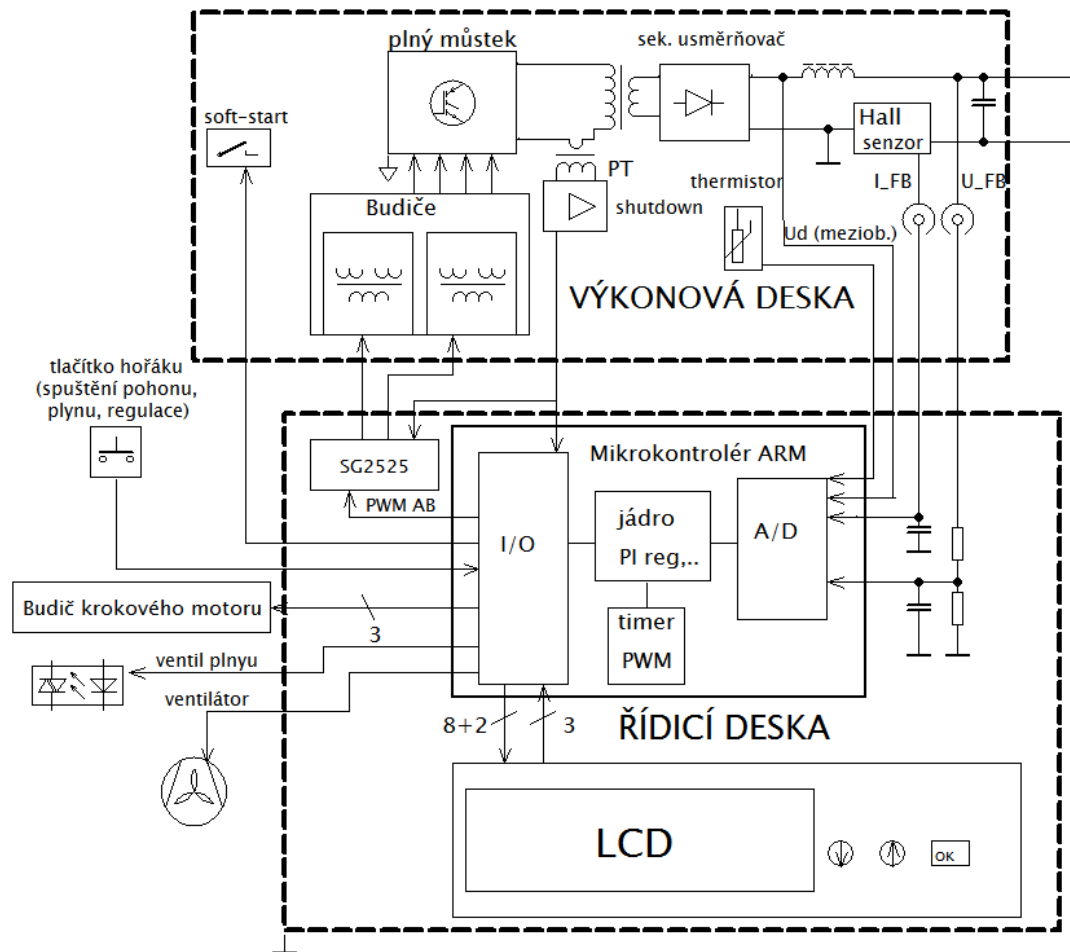
- Během vývoje lze jednoduše ladit a optimalizovat veškeré řídicí algoritmy například výše zmíněných funkcí
- Lze implementovat několik zatěžovacích charakteristik najednou s libovolným tvarem
- Mikroprocesor mívá velký počet analogových a digitálních vstupů/výstupů, jedním obvodem lze tedy zpracovávat a řídit celý svařovací zdroj
- Jeden procesor má v sobě veškeré informace o řízení, je tedy možné vše zobrazovat pomocí jediného LCD a řídit jedním rozhraním
- Procesor obsahuje paměť, je tedy možné volit mezi přednastavenými režimy

Na Obr. 3.6 **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** je zobrazeno blokové schéma řízení. Řídicí deska bude oddělena od silové a bude umístěna přímo pod ovládacím panelem s LCD displayem. Jejím srdcem je mikroprocesor STM32F302RE s jádrem ARM Cortex-M4, má tyto vlastnosti:

- Jádro ARM 32-bit Cortex-M4 s FPU (72 MHz), jedno-cyklové násobení a HW dělení, DSP instrukce
- až 15-kanálový, 12-bit ADC převodník
- až 51 I/O portů
- až 9 časovačů, včetně pokročilého generování 6-kanálové PWM s deadtime
- teplotní senzor
- a mnoho dalších

32-bitové jádro vybavené DSP (Digital Signal Processor) instrukcemi jako například vynásobení a přičtení v jediném taktu a další instrukce využívající DSP je mimořádně vhodné pro řízení a zpracování signálů v reálném čase. FPU (Floating Point Unit) je koprocesor určený pro efektivní výpočty s desetinnými čísly s vysokou přesností.

3.8.2 Koncept řízení



Obr. 3.6 Blokové schéma řízení svařovacího zdroje

Řídicí deska má potenciál sekundárního usměrňovače, napětí je tedy měřeno děličem napětí s filtrační RC článkem. Pro zamezení rušení, je dělič umístěn až na řídicí desce. Proud bude měřen senzorem založeným na Hallově jevu, výhoda oproti bočníku je především v nižších ztrátách a indukčnosti. Dále bude měřena teplota chladiče polovodičových prvků. Všechny tyto analogové signály budou vedeny pomocí stíněných kabelů do řídicí desky, na desce vyfiltrovány a přivedeny na analogově-digitální převodník (A/D). Ten předá výsledky do jádra procesoru, kde se provede výpočet regulace.

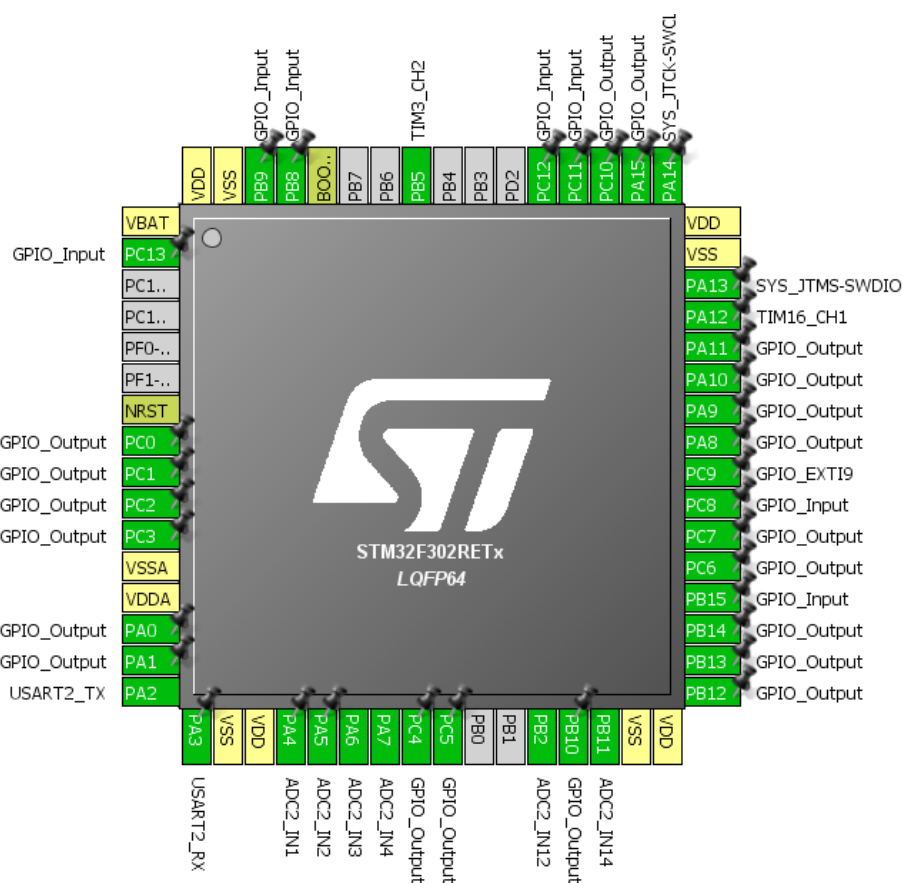
Timer (PWM modulátor) nastaví střihu a předá ji na výstupní pin I/O (Input/Output). Procesor tedy generuje pouze jeden signál, ten je předán do obvodu SG2525, který vytvoří dva zesílené PWM signály. Procesor by také mohl generovat dva kanály, ale ty by bylo i tak nutné zesílit a zvednout úroveň, použijeme tedy obvod SG2525. To nám usnadní práci s procesorem a proudový transformátor bude působit na shutdown obvodu SG2525 v případě přesycení jádra transformátoru, případně při

zkratu zapůsobí rychleji než Hallova sonda. Zároveň je využita podpěťová ochrana integrovaného obvodu.

Soft-start, který zabrání impulsnímu nabití kondenzátorů meziobvodu, bude řízen na základě signálu pulzů generovaných pomocným obvodem s optočlenem. Při průchodu síťového napětí nulou, optočlen generuje pulzy, které mikroprocesor počítá, pokud pulzy přestanou, procesor dá povel k odpojení relé soft-startu.

Tlačítko stisknuté svářečem předá signál pro započetí procesu. Tedy pomocí optotriaku otevření ventilu ochranné atmosféry s žádaným předfukem, regulace výstupních parametrů, impulzy pro buzení krokového motoru. Ventilátor je řízen dvoustavově na základě teploty chladiče.

LCD display je ovládán procesorem pomocí I/O portů, kdy pro posílání dat je potřeba 8-bitů (vodičů). Nastavení umožní tlačítka a potenciometr, jehož analogový signál je převeden na digitální hodnotu.



Obr. 3.7 Nastavení pinů použitého procesoru

3.9 Pomocný zdroj

Nejjednodušší galvanicky oddělené spínané zdroje bývají založeny na blokujícím měniči. Ty se s výhodou používají ve spotřební elektronice a obecně v nízko-výkonových aplikacích pro jeho nízkou cenu. Využívá se především integrovaných PWM kontrolérů pracujících v proudovém režimu s napěťovou zpětnou vazbou. Pomocí bočníku nebo odporu samotného tranzistoru se snímá magnetizační proud primárním vinutím a je zde tedy automaticky ochrana proti přesycení jádra transformátoru. Není vyžadováno výstupního LC filtru, jako u propustných měničů, jelikož transformátor plní funkci sekundární tlumivky, stačí pouze filtrační kondenzátor. Pro jednoduchost tedy zvolíme blokující měnič.

Pomocný zdroj bude mít pouze dvě sekundární vinutí. Jedno bude dimenzováno na minimální výkon s potenciálem primární strany invertoru pro napájení řídicích obvodů pomocného zdroje s PWM kontrolérem UC3844. Druhé bude napájet celou sekundární stranu invertoru tedy řídicí procesorovou desku s LCD displejem, ventilátor a především krokový motor, jehož odběr je omezen na 1 A. Procesorová deska má odběr do 100 mA při 5 V. Pro budiče a motor je výhodnější použít vyššího napětí. Použijeme tedy hodnotu napětí 18 V, ze kterých se bodu nižší napětí dosahovat pomocí lineárních stabilizátoru, aby bylo dosaženo žádané stability. Pro budiče 15 V dále 12 V, 5 V a 3,3 V pro řídicí desku, vznikne tedy uchlazitelná ztráta. Takto není velký požadavek na stabilitu sekundárního napětí. Výkon měniče zvolíme s rezervou 50 W a očekávaným příkonem 60 W.

Výkon blokujícího měniče je dán energií uloženou v jádře a spínací frekvencí v režimu přerušovaného toku. Zvýšení magnetické energie se dosahuje pomocí zařazení vzduchové mezery transformátoru. Blokující měnič namáhá spínací tranzistor napětím meziobvodu plus přetransformovaným napětím, které je na primárním vinutí během přenosu energie na sekundární stranu plus překmitem vznikajícím na rozptylové indukčnosti. Toto napětí lze volit pomocí poměru primárních a sekundárních závitů transformátoru. S tím přímo souvisí využitelná střída měniče. My použijeme tranzistor MOSFET se závěrným napětím 900 V a zvolíme transformované napětí ze sekundární strany přibližně 250 V. Takto bude tranzistor namáhám napětím s ohledem na toleranci sítě $325 + 10\% + 250 \approx 610$ V plus případný překmit.

Blokující měnič může pracovat se spojitými nebo přerušovanými proudy. Pro přerušované proudy vychází nepatrně menší transformátor a nevznikají zapínací ztráty na tranzistoru, ale dosahuje se větších špičkových hodnot proudu. V režimu kontinuálních proudů je dosahováno menších efektivních hodnot proudu a je tedy dosaženo menších ztrát vedením a menšího zvlnění výstupního napětí. V našem případě zdroj budeme navrhovat přibližně na hranici přerušovaných proudů

3.9.1 Transformátor pomocného zdroje

Veškerý proud primárním vinutím je magnetotvorný, jeho střední hodnota tedy určuje výkon přenášený transformátorem. Průběh proudu je trojúhelníkový, pak je potřebná špičková hodnota polovinou hodnoty střední násobená střídou, pokud proud zaniká k nule. Maximální střída je dána zvoleným napětím transformovaným ze sekundární strany 250 V a napětím meziobvodu. Vztah je odvozen z rovnosti integrálů napětí během sepnutí a vypnutí tranzistoru.

$$s_{max} = \frac{U_{2tr}}{U_{d,min} + U_{2tr}} = \frac{250 \text{ V}}{250 \text{ V} + 250 \text{ V}} \approx 0,5 \text{ (-)} \quad (3.45.)$$

Potřebný špičkový proud při znalosti vstupního napětí, střídý a přibližné účinnosti určíme jednoduše.

$$I_{mag} = \frac{2 \cdot \frac{P_{out}}{\eta}}{U_{d,min} \cdot s_{max}} = \frac{2 \cdot \frac{50 \text{ W}}{0,8}}{250 \text{ V} \cdot 0,5} \approx 1 \text{ A} \quad (3.46.)$$

Zvolíme frekvenci 50 kHz, tomu odpovídá primární indukčnost.

$$L_1 = \frac{U_{d,min} \cdot s_{max}}{I_{mag} \cdot f} = \frac{250 \text{ V} \cdot 0,5}{1 \text{ A} \cdot 50 \text{ kHz}} \approx 2,5 \text{ mH} \quad (3.47.)$$

K dispozici máme **feritové jádro CF139 E3213 s průřezem 113 mm²**.

Potřebný počet primárních závitů primárního vinutí.

$$N_1 = \frac{L_1 \cdot I_{mag}}{B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{2,5 \text{ mH} \cdot 1 \text{ A}}{0,35 \text{ T} \cdot 113 \text{ mm}^2} \approx 63 \text{ z} \quad (3.48.)$$

K dosažení požadovaného magnetizačního proudu a indukčnosti musíme nastavit polovinu vzduchové mezery.

$$l_v = \frac{N_1 \cdot \mu_0 \cdot I_{mag}}{B_{max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{Re}} = \frac{63 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \cdot 1 \text{ A}}{0,39 \text{ T}} - \frac{66 \text{ mm}}{2100} \approx 0,22 \text{ mm} \quad (3.49.)$$

Aby transformované napětí bylo 250 V, při výstupním napětí 18 V, je sekundární počet závitů dán vztahem.

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{out} + \Delta U_{diod}}{U_{2tr}} \approx 63 \cdot \frac{18 \text{ V} + 1 \text{ V}}{250 \text{ V}} \approx 5 \text{ z} \quad (3.50.)$$

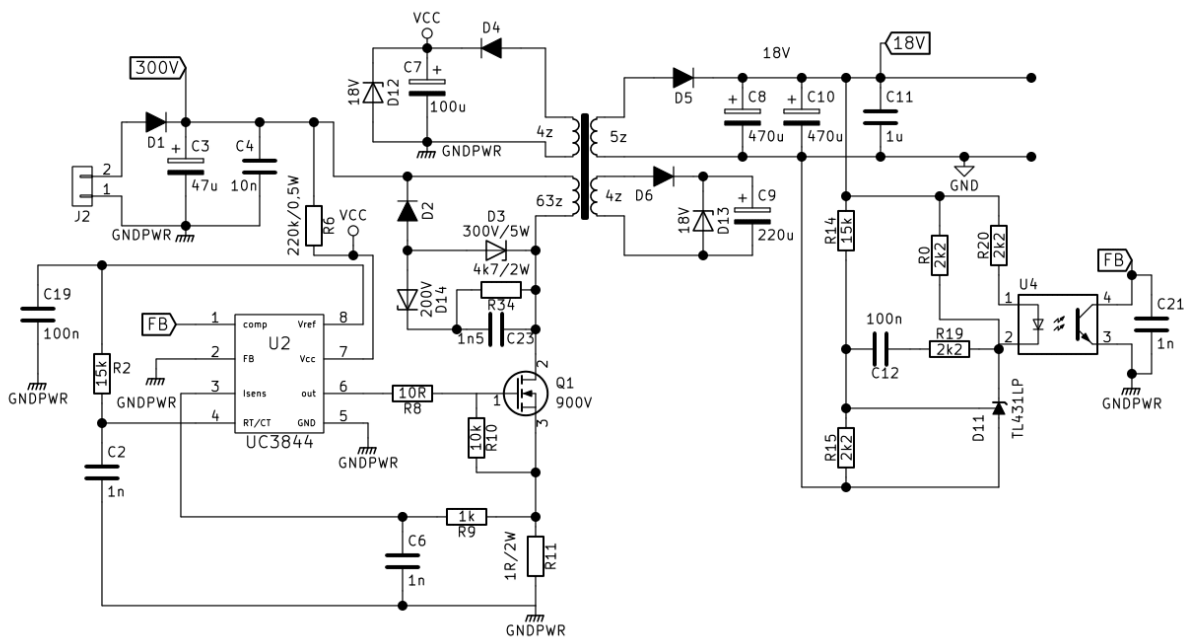
Pomocné vinutí napájející primární stranu má počet závitů.

$$N_3 = N_1 \cdot \frac{U_{cc} + \Delta U_{diod}}{U_{2tr}} \approx 63 \cdot \frac{15 \text{ V} + 1 \text{ V}}{250 \text{ V}} \approx 4 \text{ z} \quad (3.51.)$$

3.9.2 Zapojení pomocného zdroje

Na obrázku je vidět konkrétní zapojení pomocného zdroje. Prvotní napájení PWM kontroléru UC3844 zajišťuje výkonový „start-up“ rezistor R6. Po dosažení hranice napětí podpětové ochrany 16 V a začne být buzen tranzistor Q1. Dále se již obvod napájí z pomocného vinutí přibližně 15 V přes diodu D4. Frekvence je nastavena časovacím obvodem R2 a C2, napájeném z 5 V napětové reference. Vstupem 3 (*I_{sense}*) kontroléru je snímán úbytek na výkonovém bočníku R11, aby nedocházelo k nežádoucímu vypínání vlivem rušení nebo indukčnosti bočníku, signál je filtrován RC členem R9, C6.

Regulaci výstupního napětí obstarává PI regulátor realizovaný pomocí napětové reference TL431, ta je zapojena v podstatě jako PI regulátor. Reference reguluje proud diody optočlenu, aby na své řídicí elektrodě dosáhla napětí 2,5 V, výstupní napětí sekundární strany je tedy nastaveno děličem R14, R15. Všechny ostatní vinutí mají napětí odvozeno poměrem závitů. Aby i na ostatních vinutí bylo napětí stabilní, je nutno zajistit dostatečný odběr z vinutí, ze kterého je vedena zpětná vazba, to náš zdroj bezpečně splňuje.

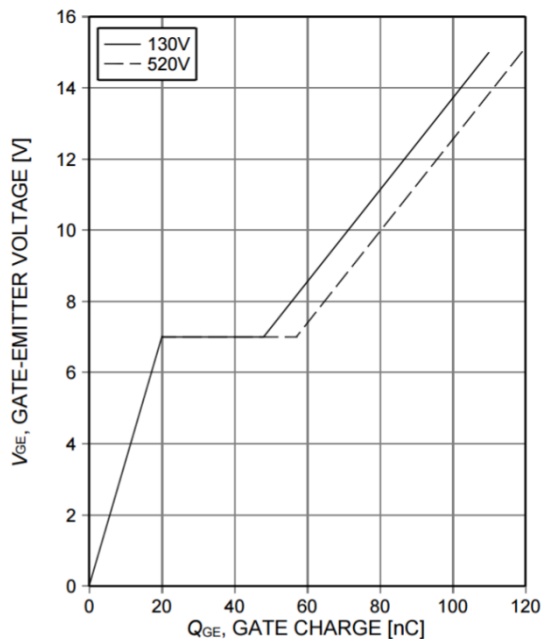


Obr. 3.8 Zapojení pomocného zdroje

3.10 Budicí obvody tranzistorů měniče

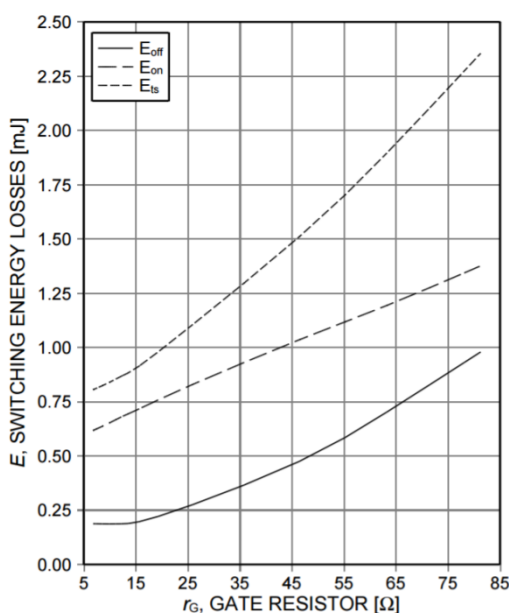
Tranzistory IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), jak už název napovídá, jsou v podstatě napětím řízené bipolární tranzistory. Pro jejich dostatečné sepnutí je nutno na řídicí elektrodu přivést patřičné napětí přibližně 15 až 20 V. Řídicí elektroda ale disponuje určitou kapacitou, u malých tranzistorů většinou jednotek nF. Kapacita gate-emitor samotná nic nevyovídá o náboji, který je potřeba dodat do hradla při spínacím pochodu. To proto, že potřebný náboj je velmi ovlivněn reverzní takzvanou „Millerovou“

kapacitou. Ta je navíc silně závislá na napětí kolektor-emitor. Princip je tedy podobný jako u diodových varikapů. Výrobci proto v katalogu uvádějí celkový náboj, který je do hradla zapotřebí přivést respektující Millerovu kapacitu při určitém pracovním napětí. Pro naše tranzistory IKW50N65F5 je to dle Obr. 3.9 přibližně 120 nC.



Obr. 3.9: Náboj hradla IGBT tranzistoru IKW50N65F5[11]

Rychlost spínání tranzistoru je ovlivněna rychlostí dodání potřebného náboje do hradla (120 nC), tedy v podstatě hodnotou budicího proudu. Budicí proud se nastavuje hodnotou sériového rezistoru mezi budičem a hradlem. Rychlost spínání ovlivňuje přepínací ztráty na tranzistoru a ty požadujeme většinou co nejmenší. Tato rychlost je zároveň omezena samotným tranzistorem a proto není žádoucí dávat rezistor co nejmenší nebo dokonce žádný. Zkratové nabíjení a vybíjení hradla by mohlo způsobovat rezonanční kmitání s parazitní indukčností budiče a nežádoucí přivírání tranzistoru. Na následujícím obrázku vidíme závislost zapínacích a vypínacích ztrát v závislosti na sériovém rezistoru hradla R_g .



Obr. 3.10: Závislost přepínacích energií na sériového rezistoru R_g IGBT tranzistoru IKW50N65F5 [11]

Je zřejmé, že pro náš tranzistor je k dosažení minimálních vypínacích ztrát vhodné použít hodnotu rezistoru přibližně 10-12 Ω .

K vypnutí tranzistoru je nutno náboj z hradla opět odvést a držet na něm přibližně nulové napětí. Výrobci často doporučují vypínat IGBT tranzistory záporným napětím okolo -5 V. Záporné napětí ale není běžně vyžadováno pro tranzistory se jmenovitým proudem menším než přibližně 100 A.

3.10.1 Parazitní jevy při buzení dvojčinných měničů

Dvojčinné měniče mívají dva tranzistory ve větvi nad sebou, náš plný most má tyto větve dvě. Při sepnutí spodního tranzistoru se projeví zapínací strmota napětí du/dt na emitoru a gate vrchního tranzistoru. Tato strmota způsobí protékání kapacitních proudů přes Millerovu kapacitu, tento proud může hradlo nabít až nad prahovou hodnotu a tranzistor přiotevřít, čímž se větev může dostat do zkratu. Z hlediska Millerovi kapacity je tedy vhodné volit vypínací rezistor R_g , co nejmenší, pak na něm kapacitní proud způsobí menší úbytek a náboj se rychleji odvede. Pro potlačení tohoto jevu se někdy používá aktivních obvodů, které vyzkratují hradlo po dobu, kdy má být tranzistor vypnut takzvané „Active Miller clamp“ obvody. Takto se omezí nabíjení hradla přes Millerovu kapacitu.

Další nežádoucí otevření může být způsobeno kapacitou mezi oddělením řídicích obvodů a budičů. Typickým problémem je malá odolnost optočlenů proti strmým hranám napětí tranzistorů, ty ve složitých výkonných aplikacích bývají nahrazeny signálovými transformátory nebo optickými vlákny.

Ochrany proti nežádoucímu sepnutí tedy mohou být realizovány například aktivními obvody, přidavnou kapacitou hradla a nebo v nejlepší případě vypínáním tranzistoru záporným napětím.

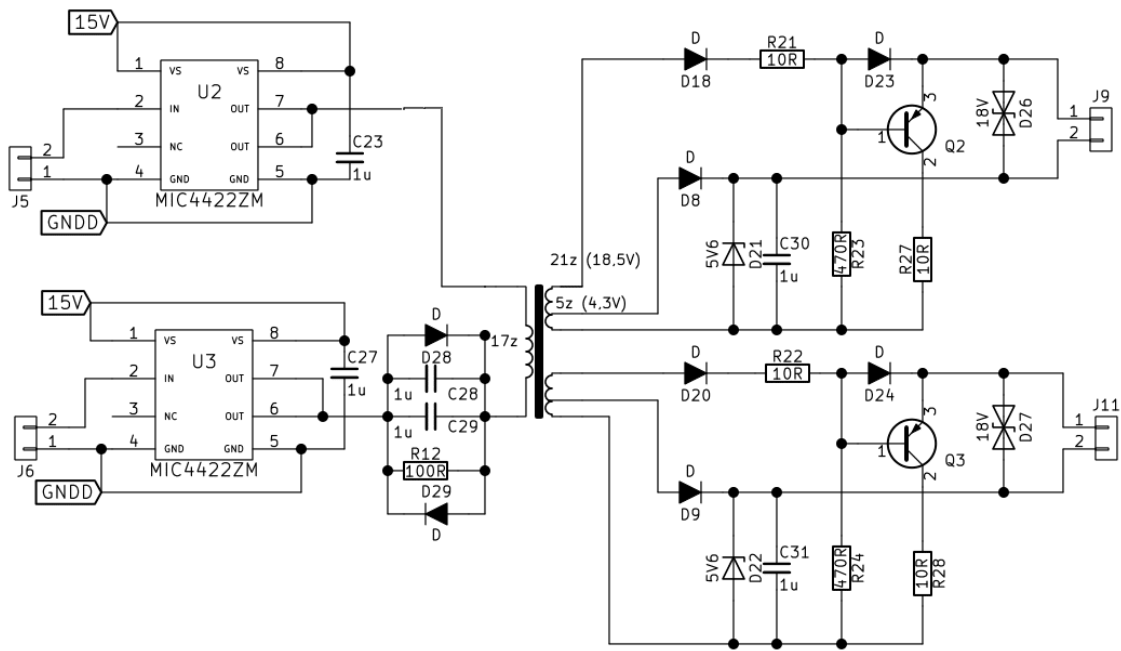
3.10.2 Galvanicky oddělený budič s transformátorem

Základní požadavek pro buzení plného můstku je galvanicky oddělit řídicí a budicí signály. Nejjednodušší je použití nábojových pump, kdy spodní tranzistory jsou napájeny přímo a horní z plovoucích kondenzátorů. Toto řešení je ale nedostatečně odolné a pro svářecí invertor se nehodí. Naopak pro složité průmyslové měniče bývá použito samostatných plovoucích zdrojů, kdy je možno realizovat řadu aktivních ochranných jako například saturační ochranu, která je schopna při zkratu větve velmi rychle vybavit a tedy zabránit destrukci tranzistorů. Signály jsou pak přenášeny signálními transformátory nebo optickými vlákny. Pro pomalé spínací pochody (menší du/dt strmosti), je možno použít vysoce odolných, stíněných optočlenů. Další variantou je **přenos informace i energie transformátorem**, toto řešení použijeme.

Pro co nejvyšší odolnost vůči nechtěnému sepnutí jsme navrhli budič generující záporné napětí při vypínání. Primární vinutí je buzeno dvojčinně v můstku pomocí dvou integrovaných obvodů MIC4422ZM. Tyto obvody dokáží dodat špičkový proud 9 A a dlouhodobě 2 A. Dvojčinné buzení je odolnější proti rušení, protože primární vinutí má oba konce po dobu vypnutí zkratovány, zkrat je tedy i na sekundární straně. Další výhodou jsou menší ztráty, protože u jednočinného měniče je nutno magnetizační energii „zmařit“ například na Zenerově diodě. Nevýhodou je pak vyšší složitost a nutnost zamezení stejnosměrného sycení jádra, k tomu slouží kondenzátory C28 a C29, jejich maximální napětí je dáno diodami, jež kondenzátory přemostí.

V době sepnutí je IGBT tranzistor buzen přes rezistor R21, dioda D23 zavírá PNP tranzistor Q5. Zároveň se ze spodního, rozděleného vinutí nabíjí kondenzátor C30 na napětí téměř 4 V. V době vypnutí (zkratu primárního vinutí) se otevírá PNP tranzistor přes rezistor R23 a gate IGBT tranzistor se vybíjí přes rezistor R27 a kondenzátor C30, který má několikanásobně větší kapacitu, než je parazitní kapacita řídicí elektrody IGBT, na níž tedy bude záporné napětí více než 3 V. Při druhé polaritě primárního vinutí se stejný děj opakuje na spodním sekundárním obvodu. Tím, že jeden transformátor budí celou větev, nemůže dojít ke zkratu větve ani při zarušení řídicích obvodů, to je velká praktická výhoda. V nejhorším případě dojde k částečnému přiotevření, zatímco je druhý tranzistor zavírán.

Návrh svařovacího zdroje



Obr. 3.11 budící obvod jedné větve plného můstku

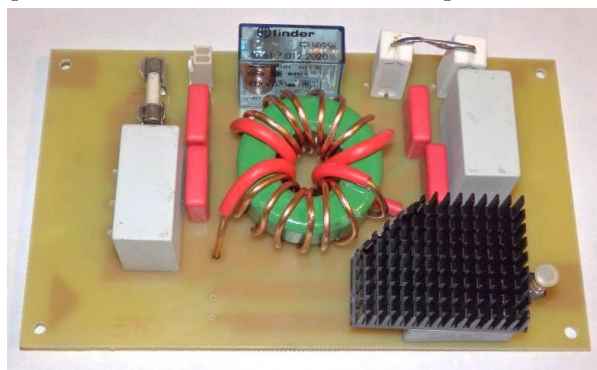
4 REALIZACE SVAŘOVACÍHO ZDROJE

4.1 Jednotlivé součásti svářečky

4.1.1 Odrušovací filtr a síťový usměrňovač

Desku vidíme na Obr. 4.1. Fázové napětí je přivedeno přes síťový vypínač do vstupní desky jištěné tavnou pojistkou. EMI filtr obsahuje bezpečnostní polypropylenové kondenzátory a kompenzovanou tlumivku navinutou osmi závity 1,5 mm lakovaným vodičem na vysoce permeabilním toroidním jádře. Ovládání relé soft-startu je vyvedeno pomocí konektoru. Usměrňovací můstek se chladí přídatným chladičem, přilepeným teplovodivým lepidlem.

Deska je umístěna ve spodní části skříně svařovacího zdroje, připevněna distančními sloupky ke spodnímu, nosnému, ocelovému plechu.

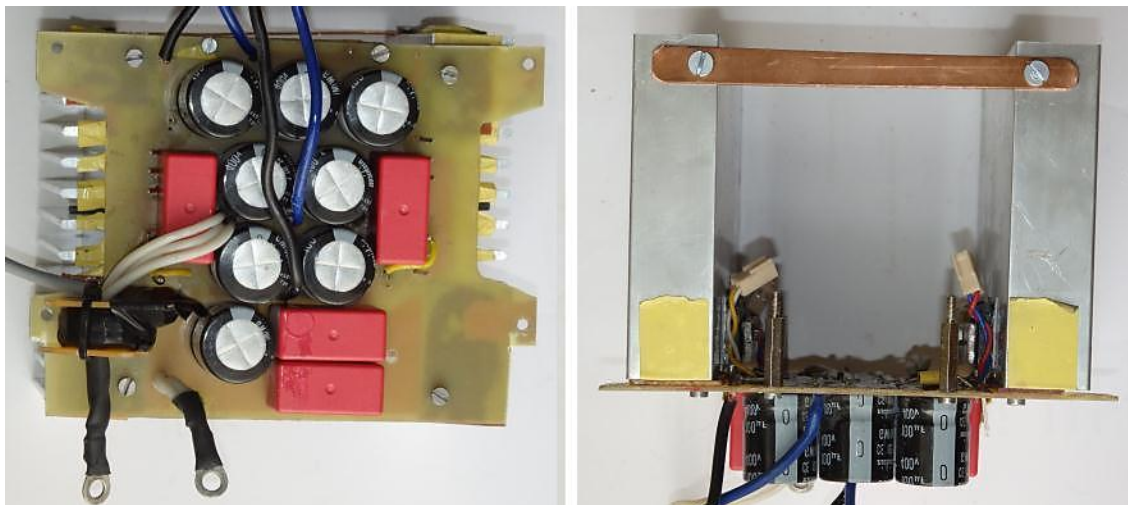


Obr. 4.1 Deska odrušovacího filtru a usměrňovače

4.1.2 Plný můstek s meziobvodem

Ztráty IGBT tranzistorů můstku byly vypočteny v kapitole 3.5.1 přibližně na 66 W. Z důvodu lepšího proudění vzduchu a mechanických důvodů jsou použity dva hliníkové chladiče s malou hloubkou 25 mm, s tepelným odporem 1,15 K/W. Každá větev má tedy svůj vlastní chladič, čímž má každý tranzistor stejné tepelné podmínky. Žebrování je umístěno svisle pro dosažení komínového efektu, zároveň směřuje k vnějšímu plášti skříně, kde dojde k ochlazení i vzduchu, který ještě není ze skříně odveden. Takto se co nejvíce omezuje proudění odvedeného, ohřátého vzduchu přes ostatní obvody. Chladiče jsou spojeny měděným páskem, který bude připojen na ochranný vodič PE. Tranzistory tedy musí být od chladiče izolovány, neboť jejich chladicí ploška má potenciál kolektoru. Použity jsou silikonové izolační podložky s vysokou izolační schopností a nízkým tepelným odporem. Pro lepší odvod tepla z pouzder tranzistorů je použita teplovodivá pasta. Potřebný přítlak tranzistorů k chladiči zajišťuje hrazdička z duralového plechu, která je přitlačována ke chladiči pomocí M3 šroubu. Duralový plech disponuje pružností,

kdy při přitažení šroubu dochází k potřebnému mechanickému předpětí, ale nikoliv jeho trvalé deformaci. Osazený můstek je vidět na Obr. 4.2.



Obr. 4.2 Plný můstek s kondenzátory meziobvodu a vazebními kondenzátory

Kondenzátory meziobvodu jsou montovány ze spodní strany desky plného můstku. Důvod poddimenzování elektrolytických kondenzátorů byl vysvětlen v kapitole 3.2. Takto jsou kondenzátory umístěny přímo na vstupu okolního vzduchu a nejsou teplotně ovlivňovány žádným cizím zdrojem tepla. Zároveň dostatečně blízko k tranzistorům, čímž je eliminována parazitní indukčnost výkonové smyčky. Bezindukční, polypropylenový kondenzátor má každá větev můstku naletovaný přímo u vývodů tranzistorů. Obr. 4.3 zobrazuje proudový transformátor ještě bez bezpečnostní izolace.



Obr. 4.3 Proudový transformátor se 100 závitů

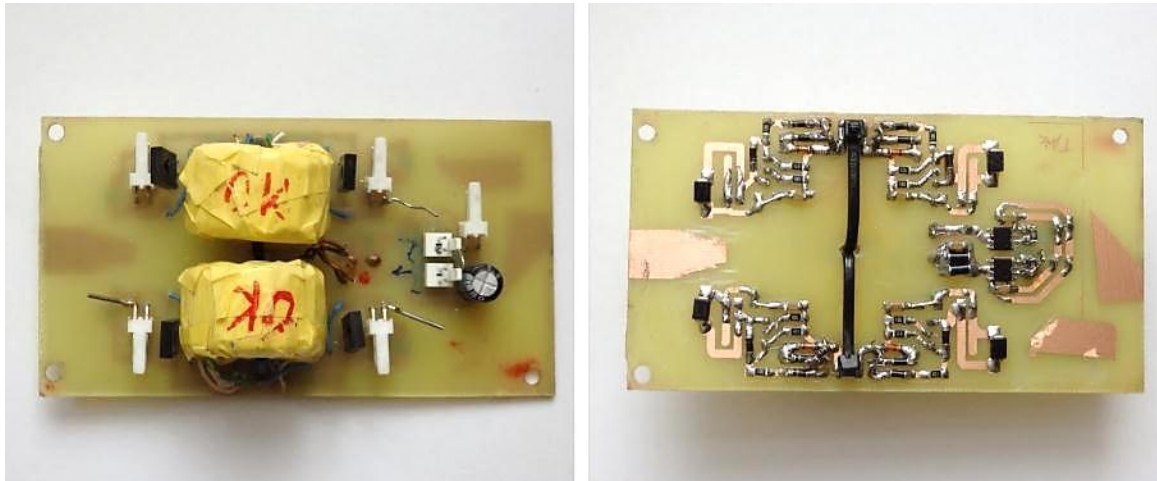
4.1.3 Budiče výkonových tranzistorů můstku

Budicí transformátory jsou pro dosažení malé rozptylové indukčnosti navinuty na toroidních jádrech. Sekundární vinutí jsou vinuty 0,4 mm lakovaným drátem, primární pak izolovaným vodičem z UTP kabelu. Z důvodů realizace záporného napětí pro odbuzování tranzistorů, je na sekundární straně potřeba více závitů než na straně primární, nelze tedy transformátory vinout trifilárně. Z bezpečnostních důvodů jsou jednotlivé vrstvy prokládány izolační páskou viz Obr. 4.4



Obr. 4.4 Budicí transformátor - postup výroby: sekundár - primár - sekundár

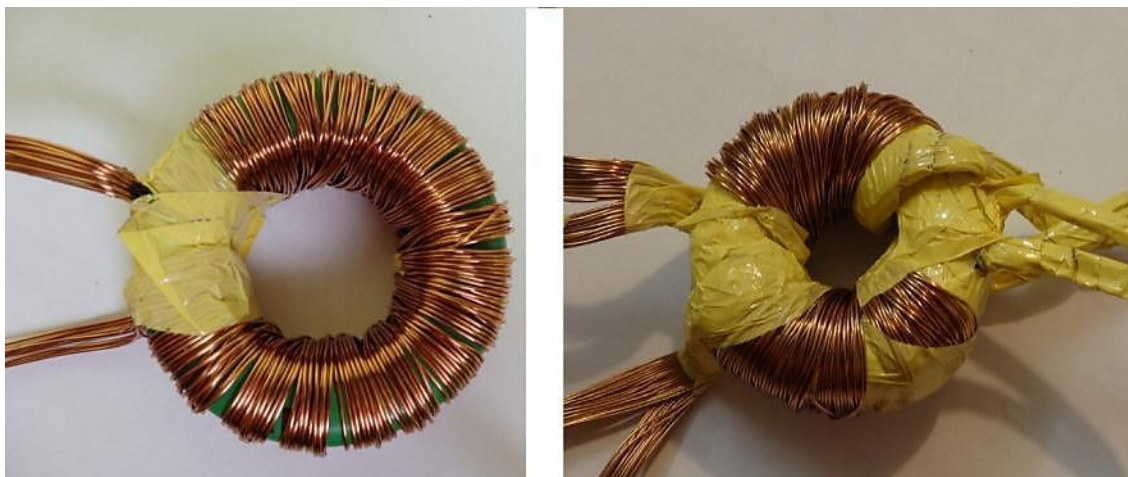
Transformátory jsou k desce přichyceny pomocí stahovacích pásek. Deska budičů je umístěna na distančních sloupcích přímo mezi tranzistory můstku. Tranzistory jsou k budičům připojeny pomocí kroucené dvojlinky. Řídicí signál i zem jsou vedeny stíněnými vodiči, jelikož rozhodovací úroveň integrovaného budiče je typicky pouze 1,3 V. Většina součástek je volena pro povrchovou montáž.



Obr. 4.5 Deska budičů

4.1.4 Hlavní transformátor se sekundárním usměrňovačem a výstupní tlumivka

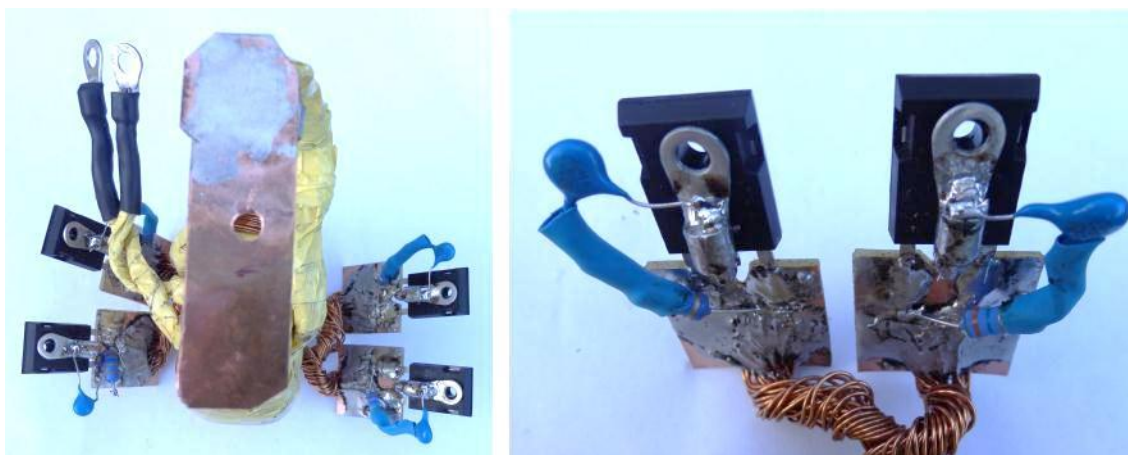
Hlavní transformátor je navinut na toroidním jádře paralelními vodiči, kdy se dosahuje lepší vazby, než při použití vysokofrekvenčního lanka, protože vinutí je rozloženo rovnoměrněji po celém obvodu toroidu. Vrstvy vinutí jsou vidět na Obr. 4.6.



Obr. 4.6 Výroba hlavního transformátoru

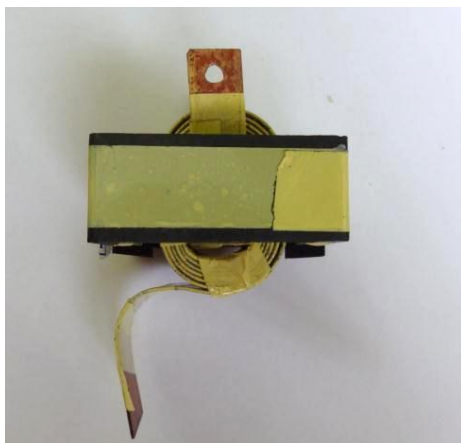
Napojení sekundárního usměrňovače je realizované pájením na plošku destičky se 70 μm silnou vrstvou mědi, která je dále posílena vrstvou cínu. Pro co nejlepší omezení překmitů jsou ochranné RC články připájeny přímo k diodám. Pro co nejlepší odvod tepla z pouzdra jsou diody připojené M3 šroubem na chladič bez izolační destičky. Protože je šroub ocelový, je katoda vyvedena dalšími kabelovými oky přímo na chladič, na Obr. 4.7 tento spoj není prozatím realizován.

Všimněme si, že sekundární vývody transformátoru jsou velmi krátké, to je z důvodu, aby zbytečně nenarůstala rozptylová indukčnost transformátoru, která by zvyšovala překmit usměrňovacích diod a zároveň „změkčovala“ transformátor. Primární vývody jsou relativně dlouhé, ale jejich indukčnost je demagnetována antiparalelními diodami IGBT tranzistorů můstku, takže její vliv není nebezpečný.



Obr. 4.7 Kompletní transformátor včetně vývodů a sekundárních diod

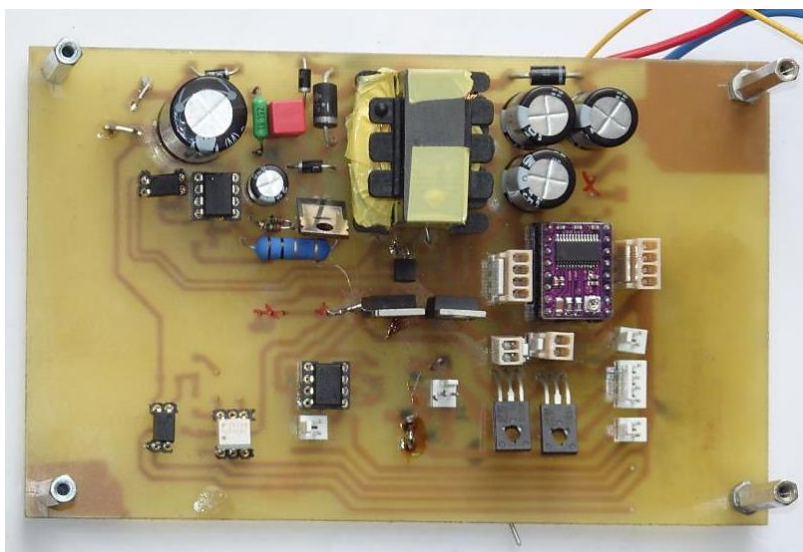
Tlumivka (Obr. 4.8) je realizována na EE jádře, mezeru vymezuje podložka z tvrdé pryže. Jádru stahují šroubové svorníky, které zároveň upevňují tlumivku do horní části chladičů sekundárních diod. Vývody mají otvory na šrouby M5.



Obr. 4.8 Sekundární tlumivka

4.1.5 Pomocný zdroj s regulátorem krokového motoru a měřícími obvody a spínacími obvody

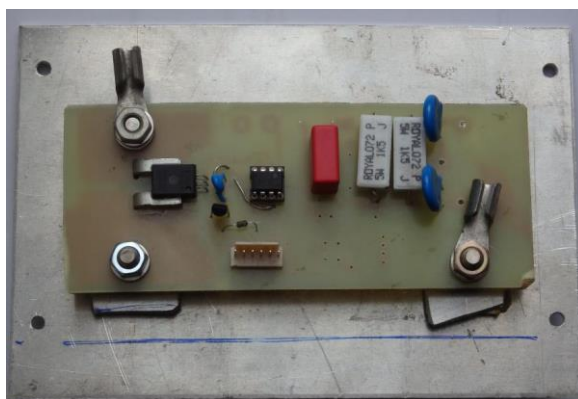
Deska s pomocným spínaným zdrojem je na Obr. 4.9. Obsahuje digitální vstupy i jeden analogový vstup na řídicí desku procesoru, proto je umístěna přímo za předním panelem procesorové desky, tak aby spojení bylo co nejkratší. Veškeré signály jsou umístěny v řadě pravé části desky, jdou na procesorovou desku jedním stíněným svazkem vodičů, aby nevznikaly proudové smyčky. Ostatní konektory uvnitř desky slouží napájení relé soft-startu, ventilátoru, připojení fází krokového motoru a čidla teploty. Dále se zde nachází optočlen pro snímání průchodu síťového napětí nulou a také optotriak, pro spínání ventilu plynu. Fialová deska je regulátor krokového motoru, připojený přes pinheadery.



Obr. 4.9 Pomocná deska se spínaným zdrojem

4.1.6 Výstupní měřící deska

Výstupní měřící deska (Obr. 4.10) zajišťuje zpětnou vazbu digitálního regulátoru. Měření proudu zajišťuje Hallova sonda, která převádí výstupní proud na napětí. Napětí je snímáno pomocí rezistorového děliče s RC filtrem. Pro zajištění co nejkratších spojů je umístěna pod procesorovou deskou přímo na výstupních výkonových svorkách M6 šroubů pro svařovací kabely. Signální vodiče jsou stíněny. Přes Hallovu sondu prochází celý výstupní proud, plošný spoj je proto posílen měděným páskem. PE vodič nemůže být spojen s výstupem přímo. V případě nechtěného dotyku elektrody uzemněného předmětu by došlo uzavření svářecího proudu přes elektroinstalaci, čímž by došlo k přehoření ochranného vodiče. PE vodič je tedy připojen přes keramické kondenzátory CY.

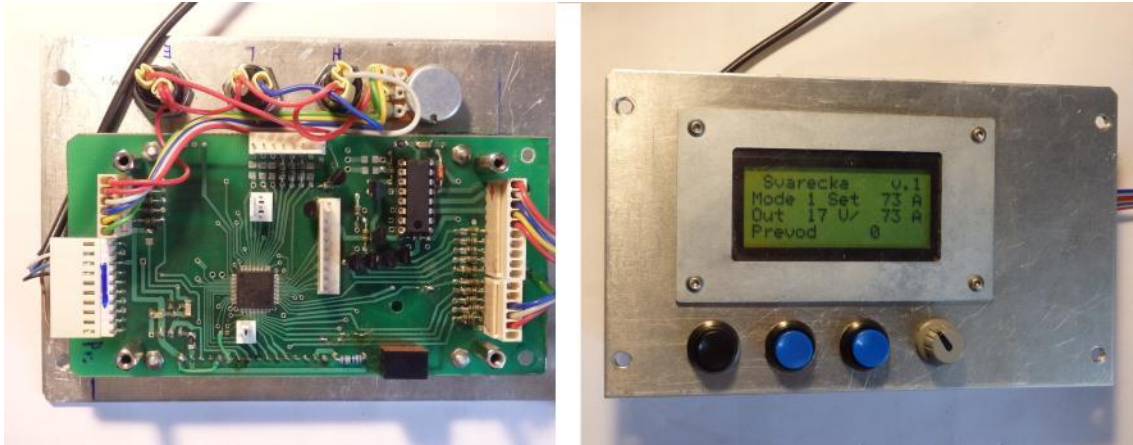


Obr. 4.10 Výstupní měřící deska

4.1.7 Řídicí procesorová deska s LCD displejem

Pouzdro procesoru STM32F302RE má rozteč vývodů 0,5 mm. Z toho důvodu byla deska (Obr. 4.11) vyrobená profesionálně a oboustranně. Deska obsahuje kromě procesoru také stabilizovaný zdroj 3,3 V. Na téměř všech vstupech je možnost osadit filtrační RC články. Dále se zde nachází PWM regulátor SG3525. Všechny vývody jdou po stíněných vodičích.

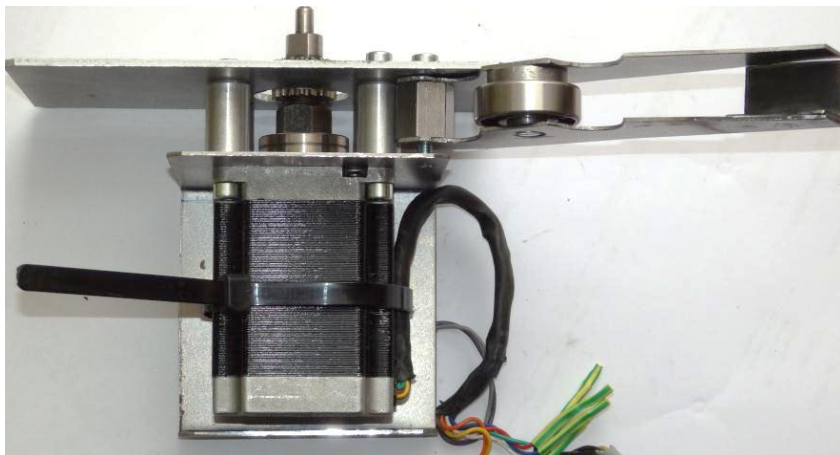
Deska tvoří celek s LCD displejem a ovládacími prvky. Tento celek je osazen do sešikmené části předního panelu skříně svařovacího zdroje a je stíněn plechem od výkonových obvodů.



Obr. 4.11 Řídicí panel s mikroprocesorovou deskou

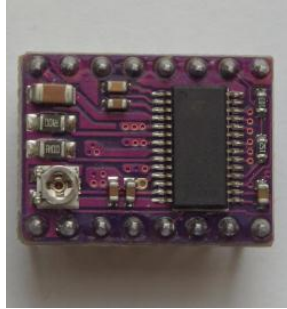
4.1.8 Pohon svářecího drátu

Pohon svářecího drátu je realizován pomocí krokového motoru SX23-1020 se statickým momentem 2 Nm. Jedná se o dvoukladkový systém. Přímo na hřídeli, bez převodu je umístěna kladka s vyfrézovanou „V“ drážkou, pro vedení svařovacího drátu. Proti ní je přitlačována přes rameno a pružinu (která na Obr. 4.12 chybí) kladka druhá, která nemá drážku, jedná se o obyčejné kuličkové ložisko. Ložisko takto bývá použito i v profesionálních MIG/MAG podavačích.



Obr. 4.12 Pohon svařovacího drátu

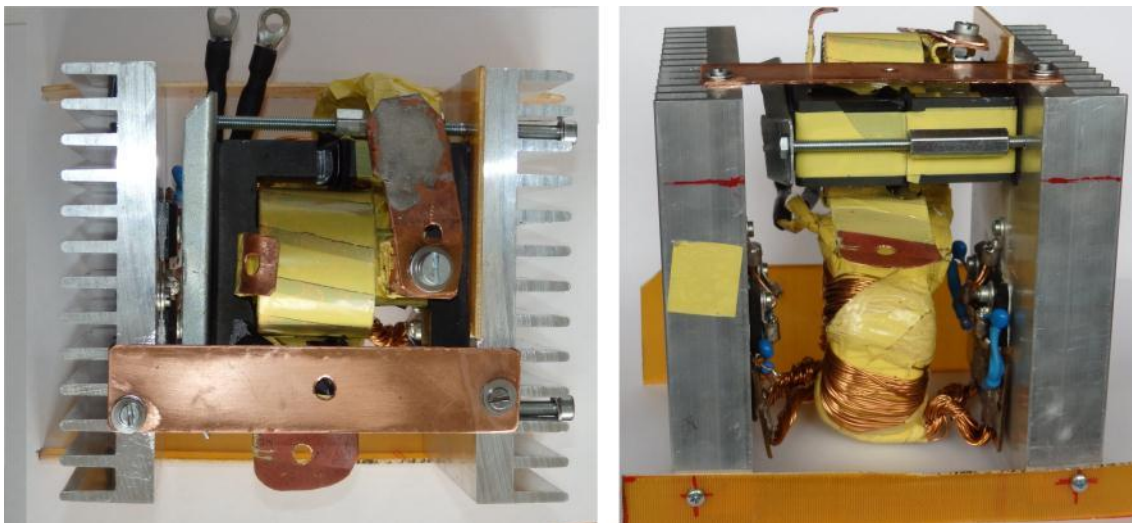
Na Obr. 4.13 je zobrazen zakoupený regulátor krokového motoru, osazen do pomocné desky je vidět na Obr. 4.9.



Obr. 4.13 Regulátor krokového motoru

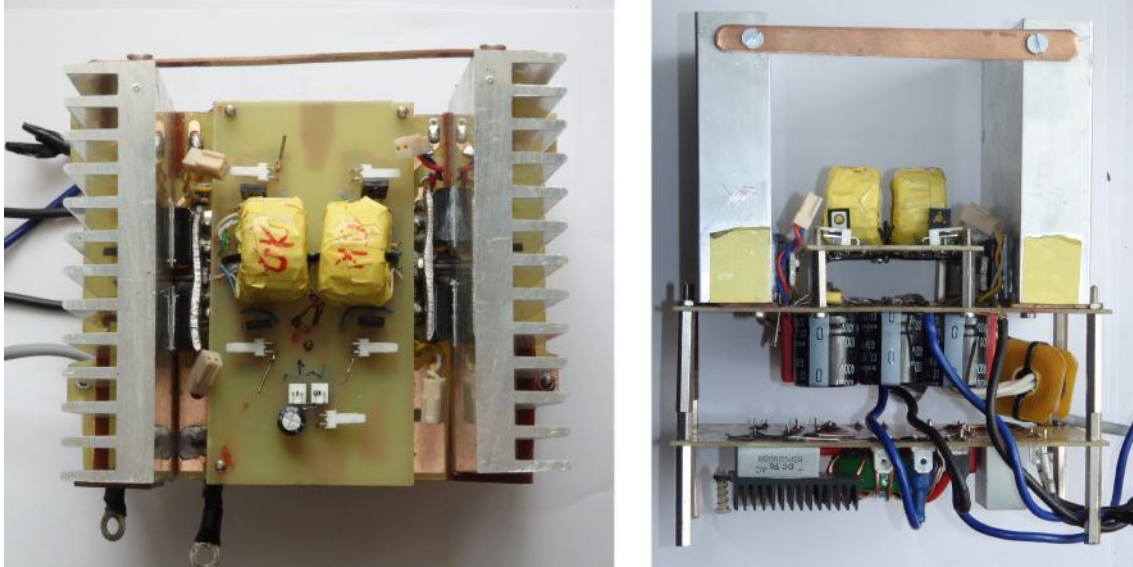
4.2 Kompletace součástí do celku

Sekundární výkonové obvody s transformátorem a chladiči tvoří jeden celek (Obr. 4.14). Protože se na chladičích nachází kladný potenciál, je celý sekundární blok do skříně přišroubován přes izolační laminátové desky, které dávají konstrukci zároveň dostatečnou tuhost. Chladiče sekundárních diod jsou opět symetrické se stejnou roztečí jako primární chladiče a žebrování mají rovněž svisle natočeno k plášti skříně. Kladný pól výstupního proudu je vyveden přímo z chladičů pomocí měděného pásku.



Obr. 4.14 Sestavené sekundární výkonové obvody

Primární obvody s budiči tvoří rovněž jeden konstrukční celek (Obr. 4.15)



Obr. 4.15 primární výkonové obvody s budiči

4.2.1 Kompletní mechanické řešení svařovacího zdroje

Zkompletovaný svařovací zdroj je na Obr. 4.16. Okolní vzduch vstupuje do skříně přes 120 mm ventilátor ze zadní části, kde se nachází také síťový přívod. Výfuk ohřátého vzduchu bude pomocí perforovaného plechu ve vrchní přední části zdroje, tak aby byl podpořen komínový efekt a zároveň vzduch procházel podél celé skříně.



Obr. 4.16 Kompletní svařovací zdroj

4.3 Oživení zdroje

Pro prvotní oživení jsme použili galvanicky odděleného zdroje se sníženým napětím a omezením proudu. Takto je možno osciloskopem měřit napětěvé průběhy primárních silových obvodů a zároveň nehrozí nebezpečí úrazu.

Nejprve jsme oživilí desku s pomocným spínaným zdrojem. Pro rozběh se sníženým napětím jsme museli zmenšit hodnotu start-up rezistoru. Výstup zdroje jsme při prvotním testu odlehčili. Zkontrolovali jsme odběr proudu a funkci měniče. Dále jsme měnič připojili na síťové napětí přes jednocestný usměrňovač, takto jsme mohli změřit průběhy napětí primární strany měniče. Zkontrolovali jsme zejména napětěvý překmit na kolektoru výkonového MOSFET tranzistoru. Poté jsme zdroj postupně zatížili až do jeho jmenovitých parametrů, kdy už střída dosahovala maxima a sekundární napětí začalo klesat. Zjistili jsme, že dochází k přehřívání demagnetizačního transilu, proto jsme přidali paralelně RC člunek, čímž se problém vyřešil.

Dále jsme ověřili správnou funkci budičů bez zatížení řídicími elektrodami. Zejména jsme zkontrolovali úroveň napětí při sepnutí a vypnutí. Poté jsme budiče připojili na výkonové IGBT tranzistory můstku bez napětí a opět jsme zkontrolovali průběhy napětí, zejména kvalitu náběžných a sestupných hran.

Pro získání oscilogramů z tranzistorů plného můstku pod síťovým napětím jsme jednocestně, trojpulzně usměrnili trojfázovou síť, takto jsme definovali zem meziobvodu na potenciál ochranného vodiče PE. Takto jsme mohli osciloskopem měřit bez galvanického oddělení, které by mohlo způsobovat zkreslení měřených oscilogramů vlivem parazitních kapacit.

Prvotní test hlavního měniče jsme provedli naprázdno bez zátěže. Zkontrolovali jsme velikost výstupního napětí a napětěvé namáhání výkonových polovodičů. Při plné střídě jsme proudovým transformátorem zkontrolovali sycení hlavního transformátoru.

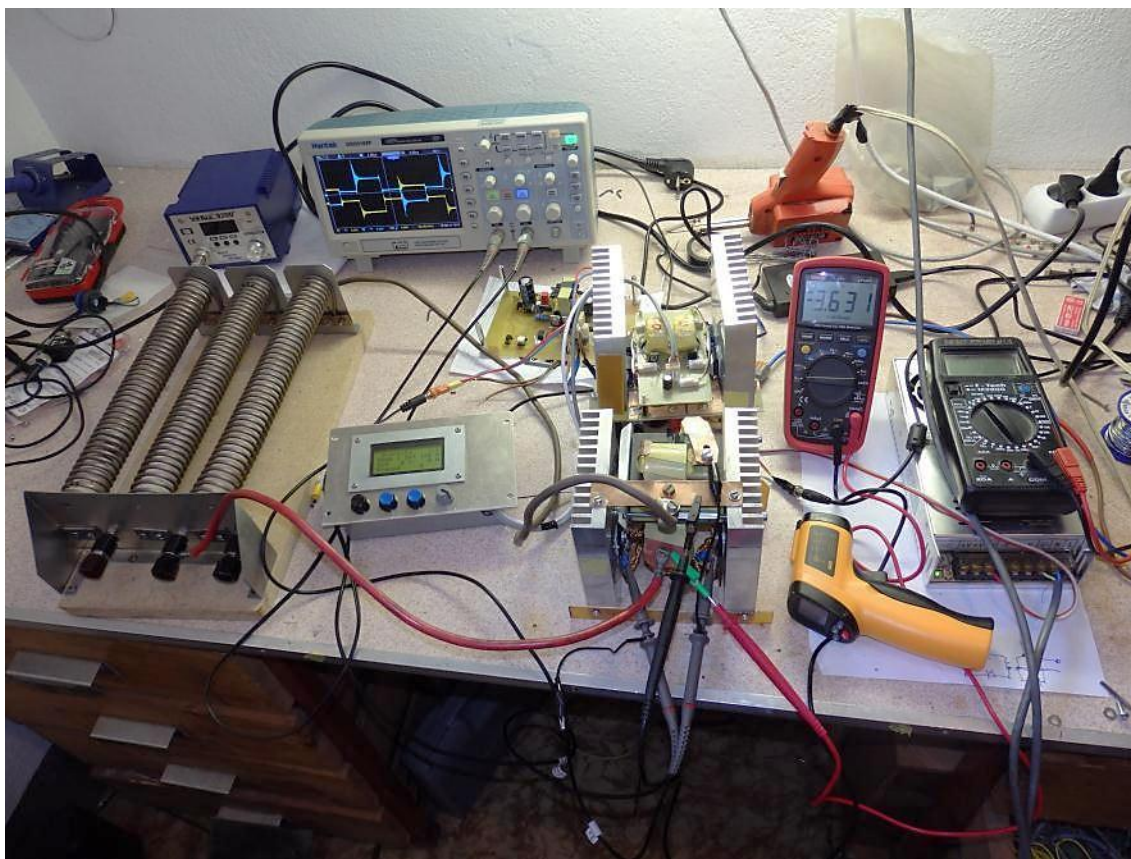
K testování jmenovitého výkonu byla použita vinutá odporová zátěž z teplotně odolného a stabilního kanthalu viz Obr. 4.17. Každá spirála má odpor $0,6 \Omega$ a poměrně značnou indukčnost $24 \mu\text{H}$, tato indukčnost vyzařuje do okolí značné elektromagnetické rušení. Jednou spirálou tedy při 25 V (jmenovité napětí zdroje) protéká proud 40 A . Pro kontrolu výstupního proudu jsme do série se zatěžovacím rezistorem vřadili bočník s převodem $1 \text{ mV} = 0,66 \text{ A}$.



Obr. 4.17 Vinutý zatěžovací rezistor z kanthalového drátu 3x 24 μH , 0,6 Ω

Při zvyšování zatěžovacího proudu docházelo ke značnému rušení indukovaného z odporové spirály do signálů pro budičí obvody. Tranzistory se začali nechtěně, vysokofrekvenčně spínat a došlo k destrukci jedné z větví můstku. Zjistili jsme, že v provizorním testovacím propojení viz Obr. 4.18. vznikla chyba v propojení zemí řídicích a budičích obvodů, kdy napájení budičů se zemí bylo přivedeno z pomocné desky, kdežto budičí signály byly vedeny z desky procesorové. Vodiče v provizorním zapojení navíc nebyly stíněny. Vznikla vysokoimpedanční signálová smyčka, do které se indukovalo rušení z vinutého rezistoru.

Po odstranění této chyby a výměně tranzistorové větve jsme naměřili průběhy napětí v klíčových bodech svařovacího zdroje naprázdno i při jmenovitém zatížení viz kapitola 4.4.

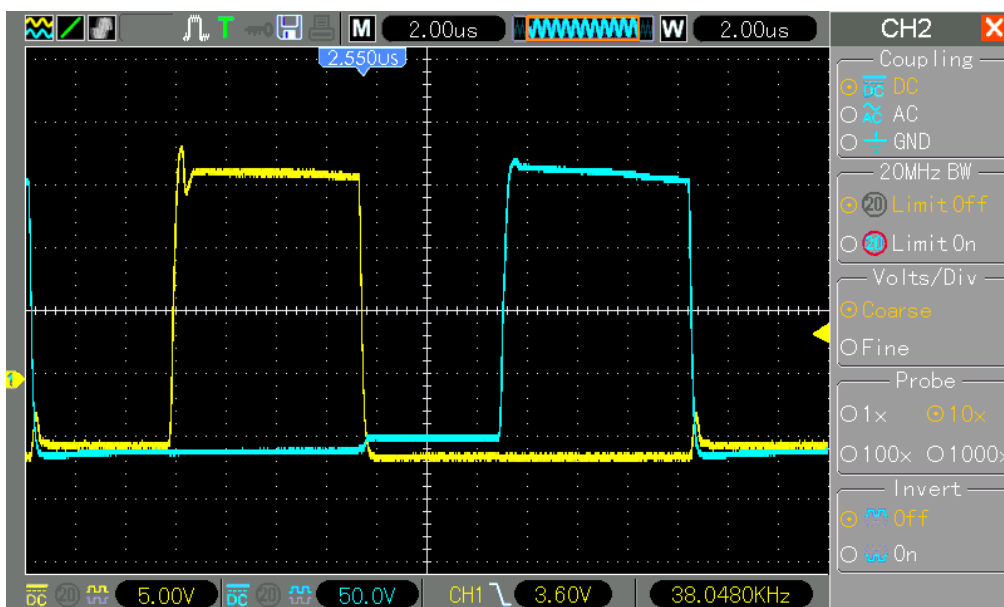


Obr. 4.18 Testovací pracoviště

4.4 Naměřené průběhy veličin

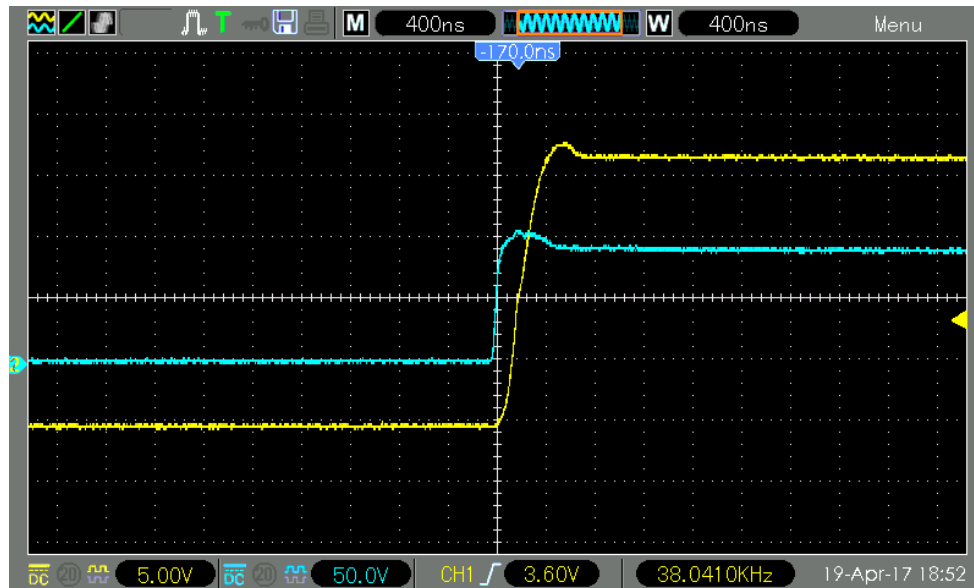
4.4.1 Měření bez napětí v silovém obvodu

Na Obr. 4.19 Průběhy napětí na řídicích elektrodách spodních tranzistorů. Vidíme, že během sepnutí je napětí na elektrodě přibližně 17 V a postupně klesá asi o 1 V. To je způsobeno vazebním kondenzátorem s primárním vinutím, který se v průběhu sepnutí nabíjí a zmenšuje tedy budicí napětí. Na žlutém průběhu je znatelný rezonanční napěťový překmit způsobený rozptylovou indukčností budicího transformátoru a kapacitou hradla. Důvodem proč se u modrého průběhu překmit projevuje méně, je způsob vinutí jednotlivých vrstev transformátoru. Kde vinutí se žlutým průběhem bylo navinuto až jako poslední na vnějšku toroidu, kdežto vinutí modrého průběhu je vinuto přímo na jádře toroidu viz Obr. 4.4 Budicí transformátor - postup výroby: sekundár - primár - sekundár Obr. 4.4. Nicméně buzením přes relativně velkou hodnotu rezistoru 10 Ω , nedochází ke zpomalení zapínacího děje. Při vypnutí tranzistorů je napětí na řídicích elektrodách drženo v záporných hodnotách, pouze při vypínání druhého tranzistoru ve větvi dojde k mírnému poklesu záporného napětí, které ale i tak zůstává kolem hranice -4 V, to je stále velká rezerva.



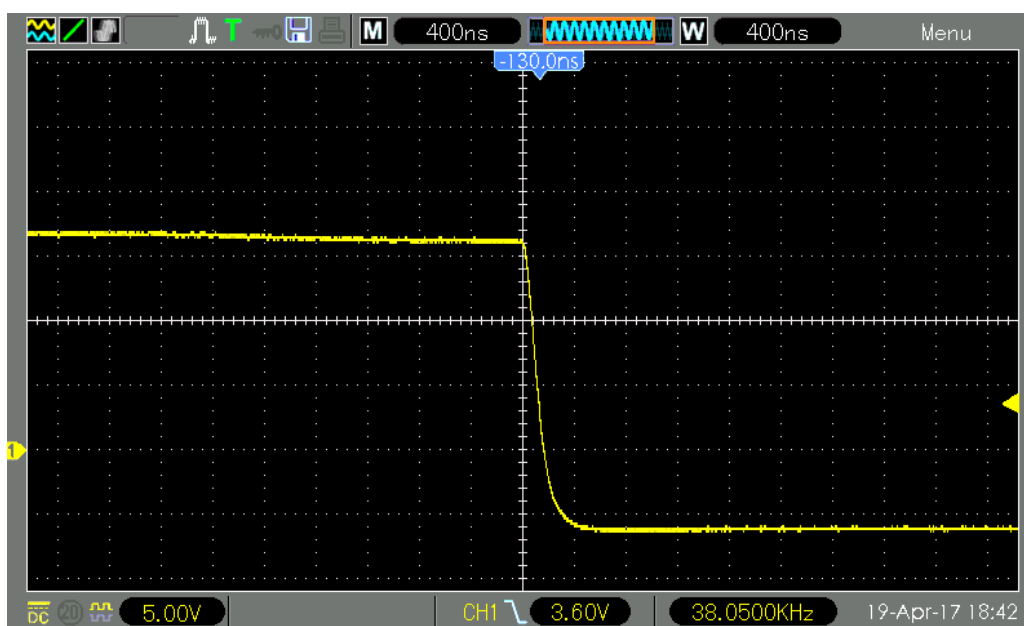
Obr. 4.19 Průběhy napětí na řídicích elektrodách spodních tranzistorů (modrý průběh má špatně nastavený poměr sondy, skutečnost odpovídá 5V/dílek stejně jako průběh žlutý) – bez napětí silového obvodu

Detail náběžné hrany a její zpoždění oproti řídicímu signálu ukazuje Obr. 4.20. Dopravní zpoždění je velmi malé, do 50 ns. Prahového napětí je dosaženo přibližně po 200 ns, plného pak přibližně za 400 ns.



Obr. 4.20 Detail zpoždění náběžné hrany řídicí elektrody proti řídicímu signálu, žlutý je průběh napětí řídicí elektrody (Modře je řídicí signál a odpovídá opět 5V/dílek) – bez napětí silového obvodu

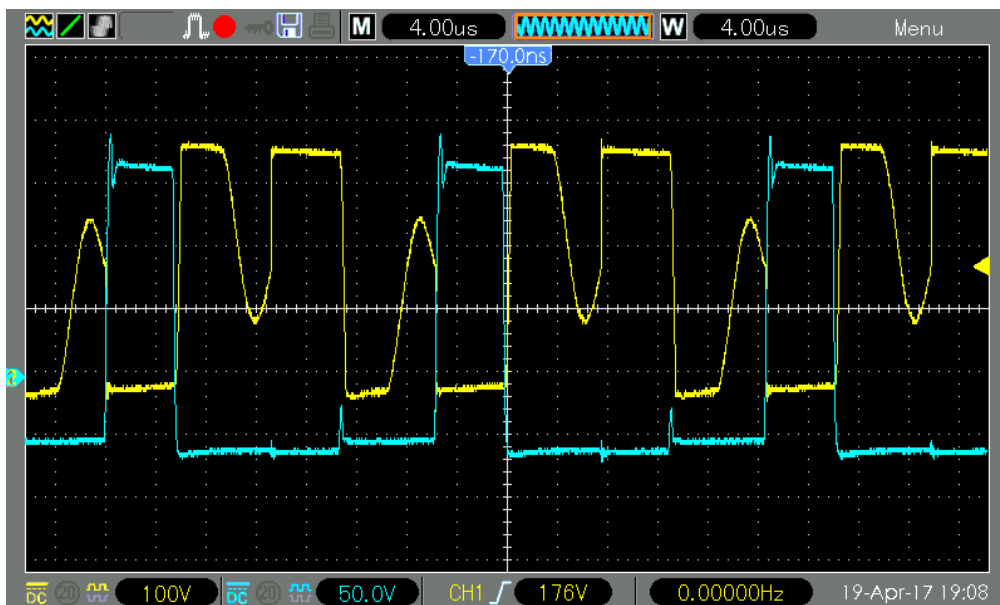
Detail sestupné hrany řídicí elektrody zobrazuje Obr. 4.21. Vidíme, že prahového napětí je dosaženo přibližně za 100 ns, nulové hodnoty pak za 150 ns.



Obr. 4.21 Detail sestupné hrany řídicí elektrody – bez napětí silového obvodu

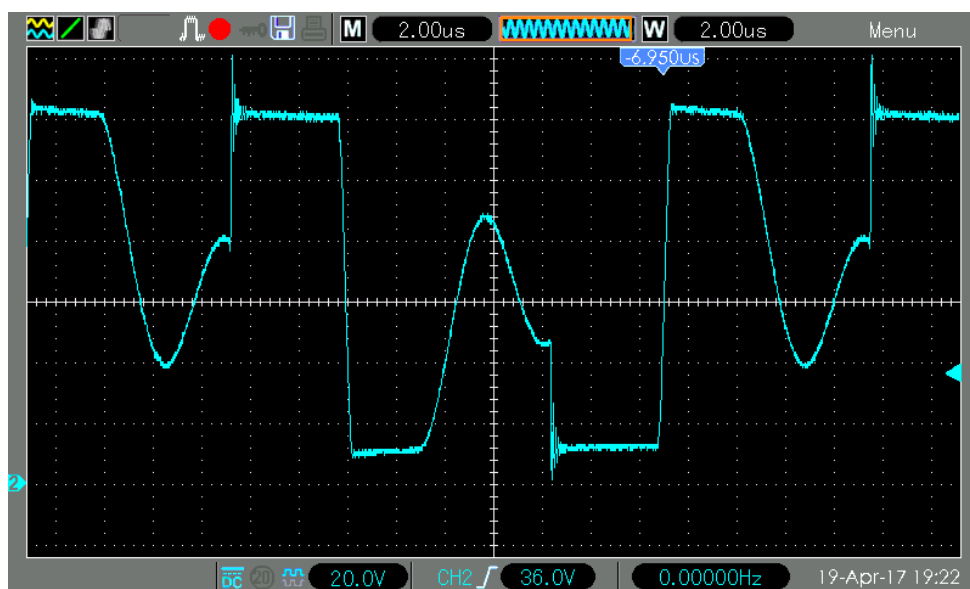
4.4.2 Měření naprázdno

Průběh napětí na kolektoru spodního IGBT tranzistoru můstku v závislosti na napětí jeho řídicí elektrody ukazuje Obr. 4.22. Vidíme, že s napětím řídicí elektrody klesá napětí kolektoru pod úroveň 0 V, ve skutečnosti je to způsobeno nepřesností vysokonapěťové sondy, napětí by se při chodu naprázdno mělo k nule pouze blížit. Po vypnutí dochází k demagnetizaci magnetizační indukčnosti transformátoru pomocí antiparalelních diod druhé diagonály napětím meziobvodu, trvá tedy přibližně stejnou dobu 5 μ s jako doba sepnutí. Překmit zde žádný není, neboť je zdroj naprázdno. Po demagnetizaci by měla být na spodním tranzistoru polovina napětí meziobvodu, jelikož druhá polovina je na tranzistoru horním. Ve skutečnosti zde dochází k rezonanci s parazitními kapacitami, která zde ničemu nevadí. Během sepnutí druhé diagonály je tranzistor opět namáhán napětím meziobvodu.



Obr. 4.22 Napětí kolektoru spodního tranzistoru žlutě a napětí řídicí elektrody téhož tranzistoru modře (Modrý signál opět odpovídá 5V/dílek) - naprázdno

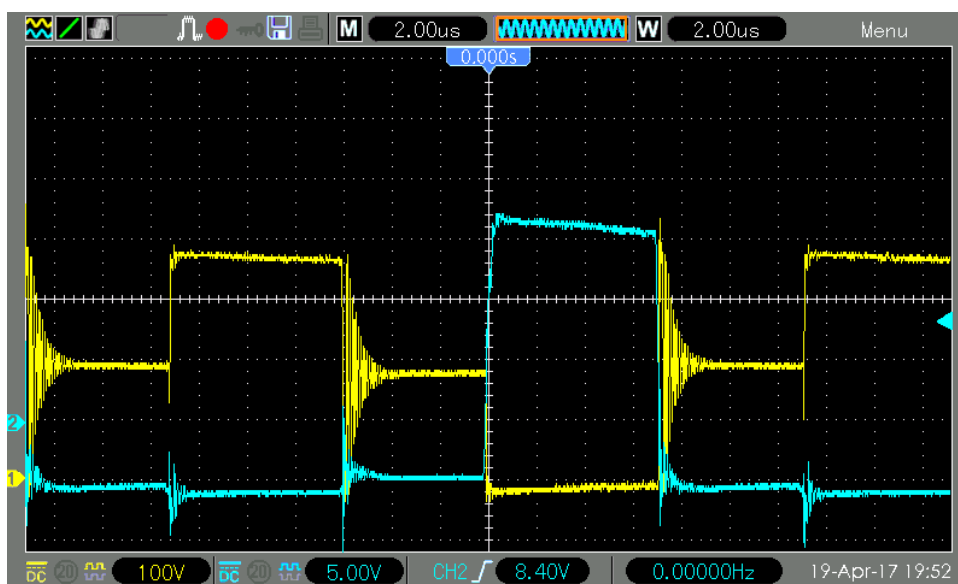
Na Obr. 4.23 ukazuje průběh napětí na sekundární usměrňovací diodě. Vidíme, že je dioda v závěrném směru namáhána napětím přibližně 110 V, vysokofrekvenční kmitání při zavírání diody může být způsobeno parazitní kapacitou Schottkyho diody, která je velmi malá nebo kapacitou osciloskopické sondy, to by znamenalo, že na diodě ve skutečnosti k žádnému kmitání nedochází.



Obr. 4.23 Průběh napětí na sekundární diodě - naprázdno

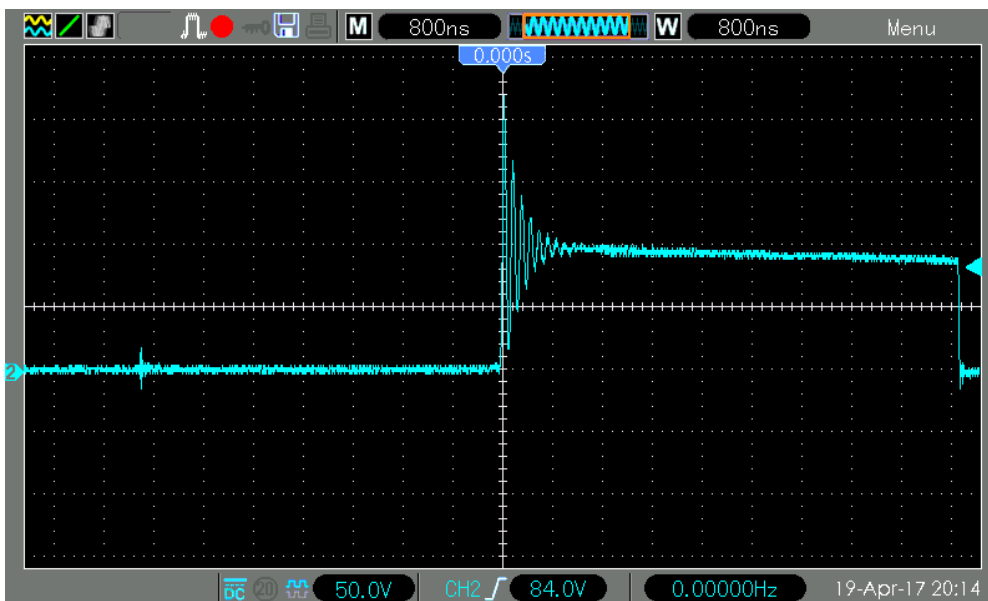
4.4.3 Měření při jmenovitém výkonu 25 V, 120 A (3 kW)

Napětí kolektoru a řídicí elektrody spodního tranzistoru při jmenovitém výkonu znázorňuje Obr. 4.24. Vidíme, že při vypnutí tranzistoru se již neotevírají antiparalelní diody, jako tomu bylo naprázdno viz Obr. 4.22. To je způsobeno otevřením sekundárních diod usměrňovače vlivem výstupního proudu tlumivkou. Tyto diody by se ale mohly otevírat i vlivem rozptylové indukčnosti. To že k otevření antiparalelních diod nedochází, je známka malé rozptylové indukčnosti transformátoru. Zároveň na tranzistoru není napěťový překmit, to je známkou dobře navrženého primárního obvodu můstku měniče.



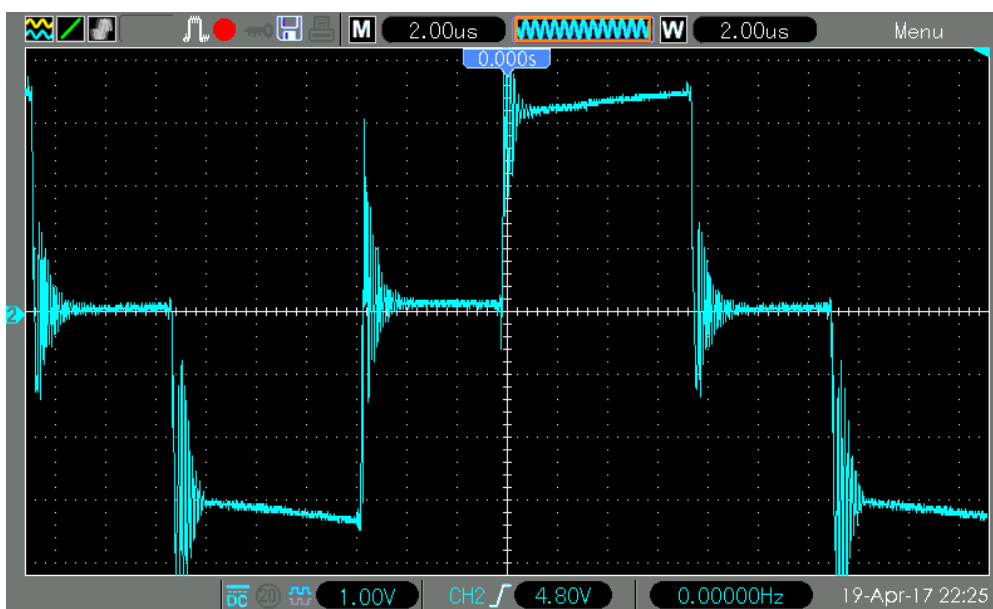
Obr. 4.24 Napětí kolektoru spodního tranzistoru žlutě a řídicí elektrody modře – jmenovitý výkon

Detail zavírání sekundární diody je zobrazen na Obr. 4.25, Vidíme, že dochází tlumenému kmitání s překmitem až k 200 V. Toto kmitání má malou energii a není nebezpečné i kdyby došlo k průrazu diody, nedojde k její destrukci.



Obr. 4.25 Zavírání sekundární diody - jmenovitý výkon

Průběh proudu primárním vinutím zachybuje oscilogram na Obr. 4.26. Proudový transformátor má 100 závitů a bočník má hodnotu 16Ω . 1 V tedy odpovídá hodnotě proudu 6,25 A při zanedbání chyby. Zvlnění výstupního proudu tedy odpovídá přibližně hodnotě 15 A špička-špička, to je hodnota menší než navrhovaná, protože výstupní indukčnost zvyšuje vinutý zatěžovací rezistor.



Obr. 4.26 Průběh primárního proudu z transformátoru se 100 závity na bočníku 16Ω před usměrňovačem a filtrem.

5 ZÁVĚR

V diplomové práci byla řešena problematika návrhu svařovacího zdroje včetně potřebné technologie obloukového svařování a aspekty metody MIG/MAG pro poloautomatické svařování v ochranné atmosféře v porovnání s metodou MMA. Bylo zjištěno, že statická volt-ampérová charakteristika oblouku se pro jednotlivé metody odlišuje a tomu je potřeba přizpůsobit regulace svařovacího zdroje. U metody MIG/MAG se nejlepších výsledků dosahuje regulací na pulzní proud.

Pro svařovací zdroj byla vybrána topologie plného mostu. Ta je sice konstrukčně složitá, s větším potenciálem k poruše, ale nabízí nejlepší objemovou hustotu výkonu. Návrh je optimalizován pro provoz na jednofázové síti, jištěné 16 A jističem. Pro mírné zvýšení účinníku zdroje byl navržen meziobvod s poddimenzovanou kapacitou. Vzhledem k vyšší hodnotě zápalného napětí přes 50 V, je využitelná střída při jmenovitém zatížení za sekundárním usměrňovačem pouze přibližně 0,5, kolísání napětí meziobvodu je tedy doregulováno rozšířením střídy, čímž se zachovává konstantní výkon. Hodnota spínací frekvence byla navýšena oproti původnímu návrhu na 38 kHz, takto se nepatrně zvýšila rezerva v syčení transformátoru. Měnič využívá IGBT tranzistory, pro které byl navrhnut transformátorový budič přenášející signál i energii a také generuje záporné napětí při vypnutém stavu. Budič zároveň fyzikálně zamezuje sepnutí dvou tranzistorů ve větvi, neboť jeden transformátor dvojčinně budí celou větev. Hlavní, toroidní transformátor má sekundární vinutí realizováno tak, že každá Schottkyho dioda sekundárního usměrňovače disponuje vlastním vývodem vinutí, čímž je docíleno rovnoměrného rozložení proudu těmito diodami.

Pro řízení spínaného zdroje a veškerých periferních obvodů je použit mikroprocesor s výkonným jádrem ARM, ten zároveň zobrazuje hodnoty na LCD displeji, který společně s tlačítky a nastavovacím potenciometrem slouží jako uživatelské rozhraní.

Vzhledem k velkému odběru krokového motoru pro pohon drátu je pomocný zdroj realizován jako spínaný s blokujícím měničem řízeným obvodem UC3844.

Svařovací zdroj jsme úspěšně oživilí a bylo dosaženo požadovaného výstupního proudu 120 A. Chlazení pomocí symetricky rozdělených chladičů je dostatečné. Poddimenzovaný je ale chladič síťového usměrňovače, proto musí být 120 mm ventilátor v provozu neustále. Tento chladič bude v budoucnu vyměněn. Napěťové překmity na výkonových polovodičích jsou i při jmenovitém výkonu minimální. Pohon krokového motoru jsme oživilí také. Nicméně svařování v ochranné atmosféře nebylo otestováno v praxi, neboť celý projekt je natolik rozsáhlý a složitý, že na konstrukci kompletní mechaniky pohonu a plynu nezbylo dostatek času.

Zdroj bude v budoucnu doplněn o zbylou mechaniku. Regulace na pulzní proud pravděpodobně bude vyžadovat odladění v reálném provozu, stejně tak jako funkcionality pro minimalizaci lepení elektrody.

6 POUŽITÁ LITERATURA

- [1] MÁŠOVÁ, P. *Možnosti regulace tepla vneseného do svaru při MIG/MAG svařování*. Brno, 2009. Vysoké učení technické v Brně. Vedoucí práce Doc. Ing. Ladislav Daněk, CSc.
- [2] MATHERS, G. *Power source characteristics* [online]. In: . [cit. 2016-11-20]. Dostupné z: <http://www.twi-global.com/technical-knowledge/job-knowledge/power-source-characteristics-121/>
- [3] KUBÍČEK, J. *Technologie II.: svařování* [online]. Brno, 2006 [cit. 2016-11-29]. Dostupné z: <http://ust.fme.vutbr.cz/svarovani/opory.htm>
- [4] Svařování obalenou elektrodou. In: *Fronius* [online]. [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: http://www.fronius.com/cps/rde/xchg/SID-34283B92-24733500/fronius_ceska_republika/hs.xsl/29_3921.htm#.WGwx6FPhCFR
- [5] Welding. In: *Ideate.xsead.cmu* [online]. 2016 [cit. 2016-12-01]. Dostupné z: <http://ideate.xsead.cmu.edu/gallery/projects/welding>
- [6] *MIG Welding* [online]. In: . [cit. 2016-12-05]. Dostupné z: http://www.engineerstudent.co.uk/mig_welding.php
- [7] *Semic* [online]. [cit. 2016-12-10]. Dostupné z: <http://www.semic.cz/>
- [8] PATOČKA, M. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [9] Aluminum Capacitors in Power Supplies: Ripple Current and Lifetime Calculations. *Vishay* [online]. , 18 [cit. 2017-01-01]. Dostupné z: http://www.vishay.com/docs/49663/49663_pl0359.pdf
- [10] KLEJMA, M. Zdroj vysokého napětí pro měření elektrické pevnosti izolantů . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 59 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jan Martiš.
- [11] *IKW50N65F5: datasheet* [online]. 2015 [cit. 2017-05-02]. Dostupné z: http://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IKW50N65F5-DS-v02_01-EN.pdf?fileId=db3a30433afc7e3e013afe09fcdb00e5

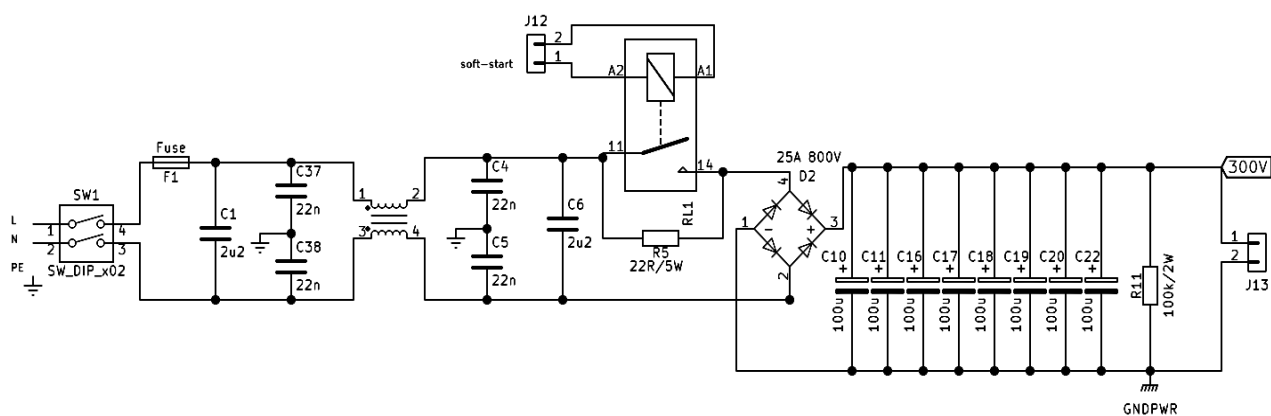
7 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Význam	Jednotka
B_{\max}	Maximální hodnota indukce	T
ΔB	Zdvih indukce	T
C	Kapacita	F
H	Intenzita magnetického pole	Oe
I	Proud	A
$I_{\text{šp}}$	Špičková hodnota proudu	A
$I_{\text{stř}}$	Střední hodnota proudu	A
I_{ef}	Efektivní hodnota proudu	A
$I_{\mu\text{šp}}$	Špičková hodnota magnetizačního proudu	A
$I_{\mu\text{ef}}$	Efektivní hodnota magnetizačního proudu	A
I_{1z}	Střední hodnota výšky pulzu primárním vinutím	A
$u(t)$	Okamžitá hodnota napětí	V
U	Napětí	V
U_{out}	Výstupní napětí	V
U_d	Napětí meziobvodu	V
ΔU_d	Zvlnění napětí meziobvodu	V
$U_{d\max+10}$	Maximální napětí meziobvodu včetně tolerance sítě	V
U_0	Napětí naprázdno	V
$K_{p,Cu}$	Činitel plnění mědi	m ²
N	Počet závitů	Z
N_1	Počet závitů primární strany	Z
N_2	Počet závitů sekundární strany	Z
L	Indukčnost	H
p	Převod transformátoru	-
P	Výkon	W
P_{in}	Příkon zdroje	W
P_{out}	Výkon zdroje	W
P_{ved}	Ztráty vedením	W
$P_{\text{přep}}$	Ztráty přepínací	W
S	Zdánlivý výkon zdroje	VA
t_{nab}	Čas nabíjení	s
t_{vyb}	Čas vybíjení	s
T_{on}	Čas sepnutí	s
S	Střída	-
S_{jmen}	Střída při jmenovitých parametrech	-
S_{max}	Maximální povolená střída	-
S_0	Plocha okna feromagnetika	m ²
S_{Cu}	Plocha mědi v okně feromagnetika	m ²
S_{Fe}	Průřez feromagnetika	m ²
v_s	Svařovací rychlost	m/s
δ	Hloubka vniku	m

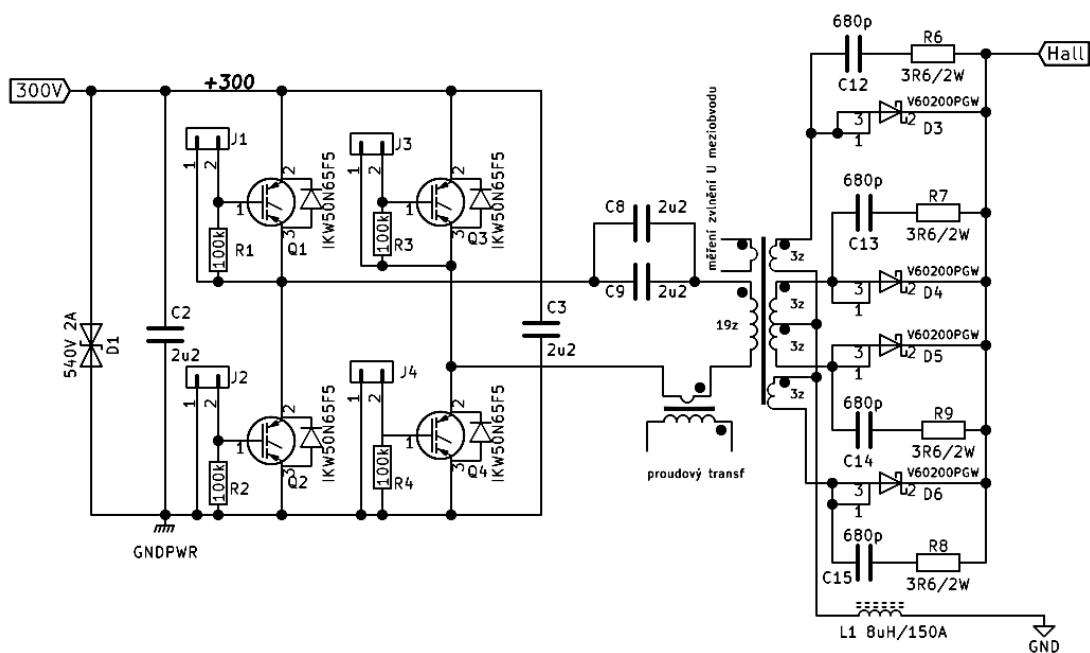
Seznam symbolů a zkratek

Symbol	Význam	Jednotka
η	Účinnost	-
λ	Účíník	-
Ψ	Spřažený magnetický tok	Wb
MIG	Metal Inert Gas	
MAG	Metal Active Gas	
MMA	Manual Metal Arc	
FPU	Flouting Point Unit (jednotka pro práci s plovoucí	
DSP	Digital Signal Processor (digitální signálový procesor)	
HW	Hardware	
Deatime	Čas po kterou jsou vypnuty oba tranzistory ve větvi	s

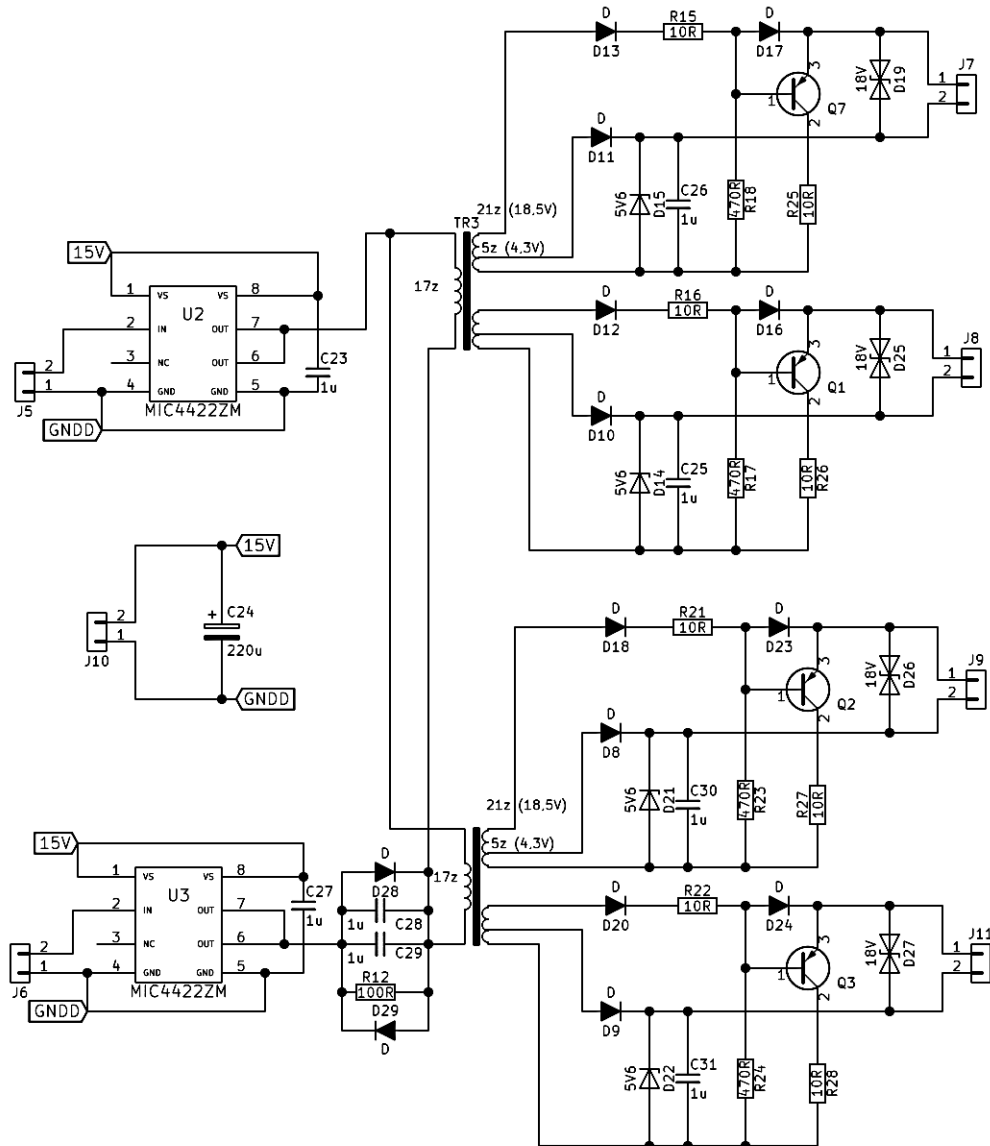
8 PŘÍLOHA: TECHNICKÁ DOKUMENTACE



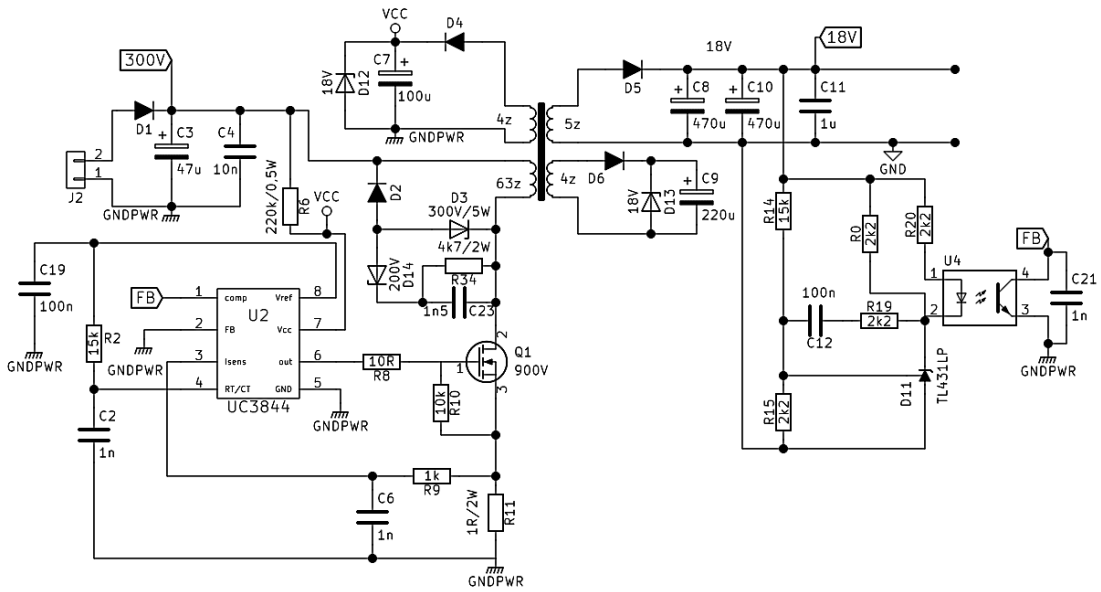
Obr. 8.1 Schéma odrušovacího filtru se soft-startem a síťový usměrňovač



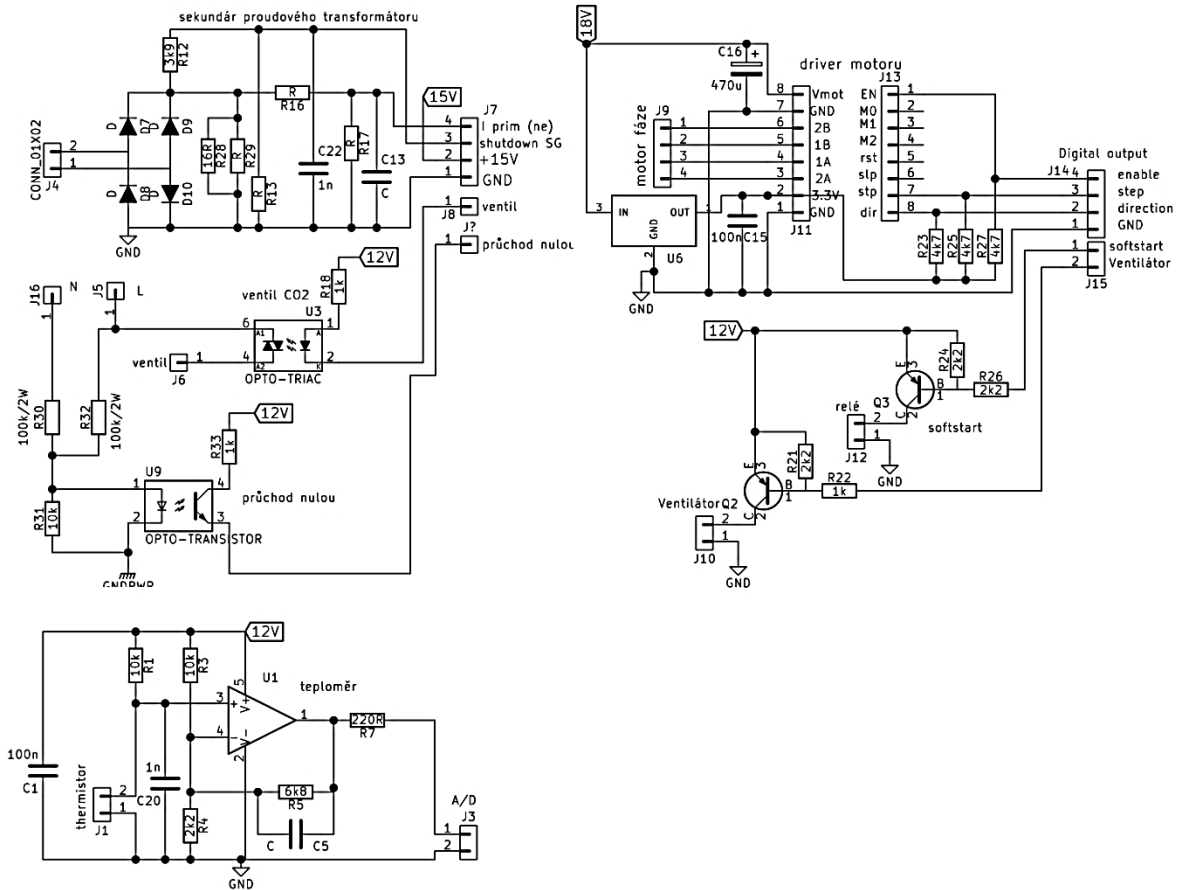
Obr. 8.2 Schéma hlavního výkonového měniče - plný most



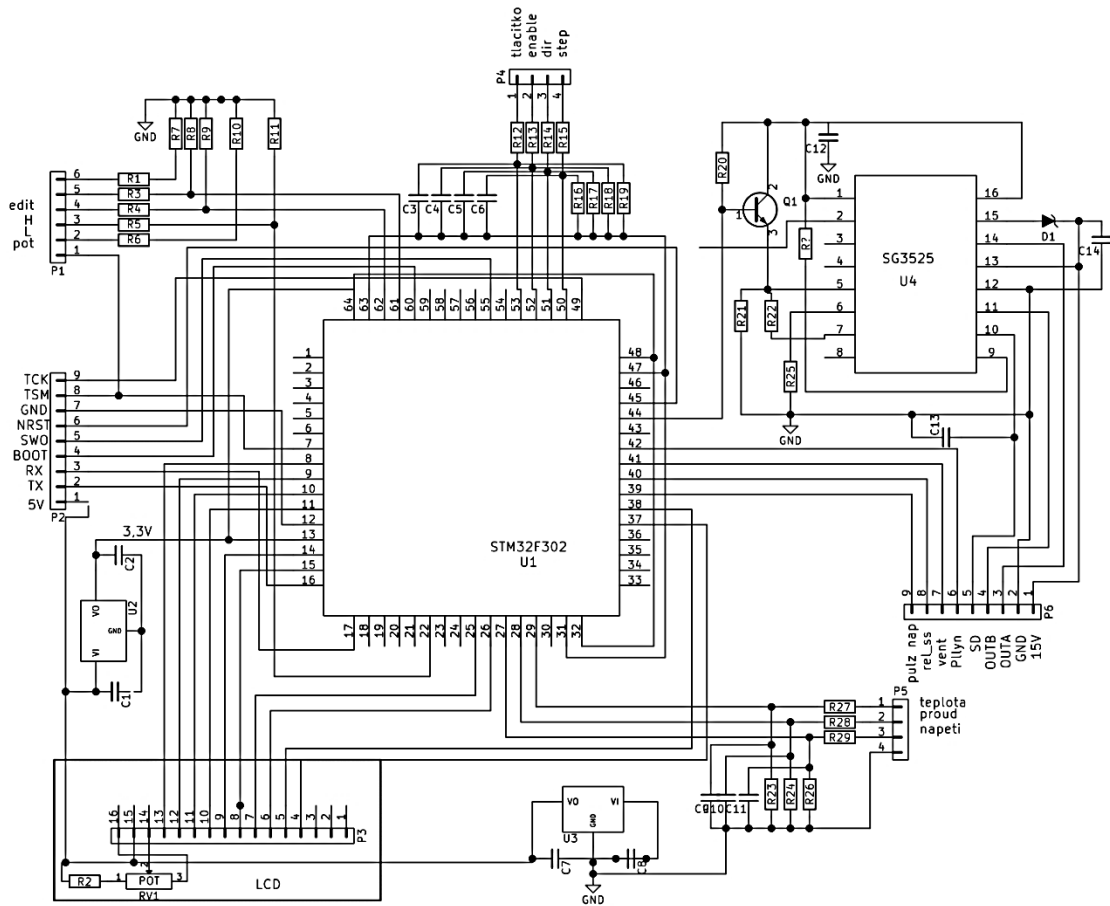
Obr. 8.3 Schéma budičů výkonových IGBT tranzistorů



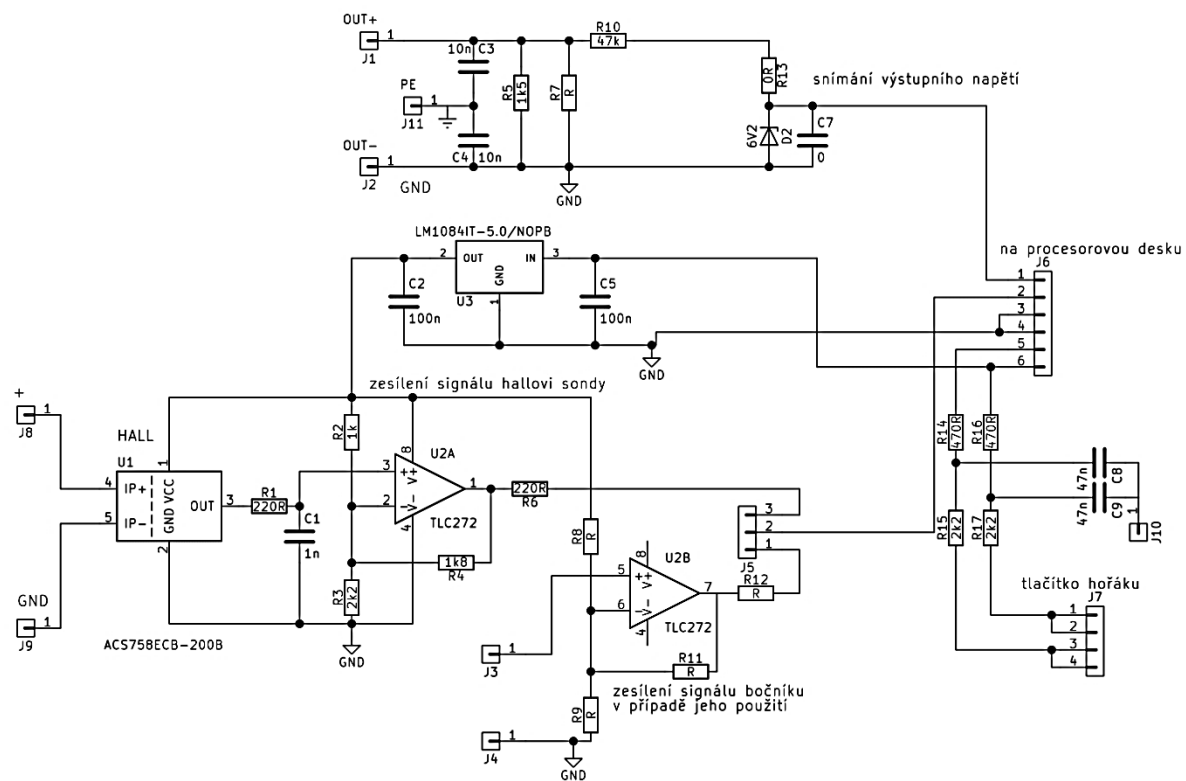
Obr. 8.4 Schéma pomocného zdroje



Obr. 8.5 Schéma připojení driveru a pomocných spínacích a měřících obvodů



Obr. 8.6 Schéma mikroprocesorové desky



Obr. 8.7 Schéma výstupní měřicí desky s Hallovoú sondou, napěťovým děličem a odrušením tlačítka hořáku