

# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## **SVÁŘEČKA PRO OBLOUKOVÉ SVAŘOVÁNÍ SE SPÍNANÝM ZDROJEM**

DIPLOMOVÁ PRÁCE  
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

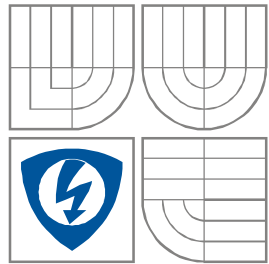
Bc. Josef Vaculík

BRNO 2011



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY  
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC  
ENGINEERING

## **SVÁŘEČKA PRO OBLOUKOVÉ SVAŘOVÁNÍ SE SPÍNANÝM ZDROJEM**

**WELDING MACHINE FOR ARCWELDING WITH SWITCH-MODE POWER SUPPLY**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

Bc. Josef Vaculík

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

Ing. Dalibor Červinka Ph. D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor  
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

**Student:** Bc. Josef Vaculík  
**Ročník:** 2

**ID:** 78308  
**Akademický rok:** 2010/2011

## NÁZEV TÉMATU:

**Svářečka pro obloukové svařování se spínaným zdrojem**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vytvořte software pro řízení svářečky navržené v předchozích projektech.
2. Zařízení sestavte a dokončete.
3. Provedte zatěžovací testy.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle doporučení vedoucího

**Termín zadání:** 23.9.2010

**Termín odevzdání:** 23.5.2011

**Vedoucí práce:** Ing. Dalibor Červinka, Ph.D.

**doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.**  
*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 objasněním principu činnosti pulsního zdroje svářecího proudu. Vysvětluje činnost použitého jednočinného propustného měniče a uvádí i příklady jiných typů měničů. Úkolem je navrhnout jednotlivé konstrukční části zdroje, tedy vstupní filtr, impulsní transformátor, výstupní tlumivku a výkonové polovodičové prvky. Nutnou součástí jsou samozřejmě také regulační obvody měniče, pomocný zdroj a budící obvody tranzistorů . Pokud bude vše v pořádku, bude vytvořen prototyp zdroje, který bude dále měřen a výsledky porovnávány s teoretickými předpoklady.

## **Abstract**

This diploma thesis theoretically deals about principle of pulse welding current source. Work explains operation principle of the single acting transmit converter used in realized construction and mention the others examples of converters types. Goal of the work is design individual parts of source : input filter, pulse transformer, output inductor and power semiconductors components. Thesis also contains description of the regulation circuitry of the converter, auxiliary power supply and pre-driver for power transistors. If everything will be all right prototype of the source will be assembled and measured. Results will be compared with theoretical assumptions.

## **Klíčová slova**

Spínaný zdroj; transformátor; tranzistor; budič; měnič; tlumivka; řídicí obvod; regulace na konstantní proud.

## **Keywords**

Switching power supply; transformer; transistor; exciter; inverter; inductor; control circuit; constant current control.

## **Bibliografická citace**

VACULÍK, J. *Svářečka pro obloukové svařování se spínaným zdrojem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 75 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Dalibor Červinka, Ph.D..

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou semestrální práci na téma Svářečka pro obloukové svařování se spínaným zdrojem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené semestrální práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 23.5.2011

Podpis autora .....

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Daliboru Červinkovi Ph. D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce. Také bych chtěl poděkovat panu doc. Ing. Pavlu Vorlovi Ph. D. a Ing. Ivu Pazderovi za pomoc při návrhu, výrobě a měření prototypu svářečky.

Stejný dík také zaslouží má rodina, která mě po celou dobu studia pomáhala a maximálně mě podporovala.

V Brně dne 23.5.2011

Podpis autora .....



## Obsah

<b>SEZNAM OBRÁZKŮ.....</b>	<b>9</b>
<b>SEZNAM TABULEK .....</b>	<b>11</b>
<b>1 ÚVOD .....</b>	<b>12</b>
<b>2 TEORETICKÝ ROZBOR .....</b>	<b>12</b>
2.1 <i>BLOKOVÉ SCHÉMA SVÁŘECÍHO ZDROJE .....</i>	<i>12</i>
2.2 <i>POŽADAVKY NA SPÍNANÝ ZDROJ.....</i>	<i>13</i>
2.3 <i>NĚKTERÉ MOŽNOSTI ZAPOJENÍ VÝKONOVÝCH MĚNIČŮ .....</i>	<i>14</i>
2.3.1 A) <i>JEDNOČINNÝ BLOKUJÍCÍ MĚNIČ: .....</i>	<i>14</i>
2.3.2 B) <i>JEDNOČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ: .....</i>	<i>14</i>
2.3.3 C) <i>DVA JEDNOČINNÉ MĚNIČE ZAPOJENÉ V PROTITAKTNÍM ZAPOJENÍ.....</i>	<i>17</i>
2.3.4 D) <i>DVOJČINNÝ PROPUSTNÝ MĚNIČ:.....</i>	<i>18</i>
<b>3 SÍŤOVÝ ODRUŠOVACÍ FILTR .....</b>	<b>18</b>
<b>4 NÁVRH IMPULSNÍHO TRANSFORMÁTORU .....</b>	<b>19</b>
4.1 <i>VÝBĚR VHODNÉHO JÁDRA.....</i>	<i>19</i>
A) <i>AMORFNÍ MATERIÁLY .....</i>	<i>19</i>
B) <i>FERITY .....</i>	<i>20</i>
4.2 <i>VOLBA SPÍNACÍHO KMITOČTU .....</i>	<i>20</i>
4.3 <i>VÝPOČET TRANSFORMÁTORU.....</i>	<i>21</i>
4.4 <i>URČENÍ ZTRÁT JÁDRA V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCI .....</i>	<i>24</i>
4.5 <i>VÝKONOVÉ MOŽNOSTI TRANSFORMÁTORU .....</i>	<i>25</i>
<b>5 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY .....</b>	<b>27</b>
<b>6 DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ.....</b>	<b>30</b>
6.1 <i>DIMENZOVÁNÍ TRANZISTORŮ .....</i>	<i>30</i>
6.2 <i>DIMENZOVÁNÍ DEMAGNETIZAČNÍCH DIOD .....</i>	<i>30</i>
6.3 <i>DIMENZOVÁNÍ DIOD NA SEKUNDÁRNÍ STRANĚ .....</i>	<i>31</i>
6.4 <i>VÝBĚR VHODNÝCH POLOVODIČŮ .....</i>	<i>31</i>
6.5 <i>VÝPOČET ZTRÁT NA POLOVODIČOVÝCH PRVCÍCH.....</i>	<i>32</i>
6.5.1 <i>ZTRÁTY NA DEMAGNETIZAČNÍCH DIODÁCH .....</i>	<i>32</i>
6.5.2 <i>ZTRÁTY NA SPÍNACÍCH TRANZISTORECH.....</i>	<i>33</i>
6.5.3 <i>ZTRÁTY NA SEKUNDÁRNÍCH DIODÁCH .....</i>	<i>35</i>
<b>7 DIMENZOVANÍ KONDENZÁTORU MEZIOBVODU .....</b>	<b>36</b>
<b>8 NÁVRH VÝSTUPNÍHO KONDENZÁTORU .....</b>	<b>37</b>
<b>9 ŘÍZENÍ.....</b>	<b>37</b>
9.1 <i>REGULACE NA KONSTANTNÍ NAPĚTÍ .....</i>	<i>38</i>
9.2 <i>REGULACE NA KONSTANTNÍ PROUD .....</i>	<i>38</i>



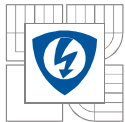


---

9.3 REGULACE NA KONSTANTNÍ VÝKON.....	38
9.4 POUŽITÝ MIKROPROCESOR A JEHO PARAMETRY .....	38
<b>10 SENZOR PROUDU .....</b>	<b>39</b>
10.1 MĚŘICÍ TRANSFORMÁTOR PROUDU.....	39
10.2 BOČNÍK .....	40
10.3 HALLOVA SONDA.....	40
10.4 KONSTRUKCE A USPOŘÁDÁNÍ ČIDLA PROUDU: .....	40
<b>11 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ .....</b>	<b>43</b>
<b>12 ZMĚNA KONCEPCE INVERTORU .....</b>	<b>47</b>
12.1 NÁVRH TRANSFORMÁTORU .....	48
12.2 ZTRÁTY NA POLOVODIČÍCH .....	52
12.3 VÝPOČET TLUMIVKY .....	53
<b>13 PROUDOVÝ TRANSFORMÁTOR.....</b>	<b>54</b>
<b>14 NÁVRH POMOCNÉHO ZDROJE 12V/24W .....</b>	<b>55</b>
14.1 VNITŘNÍ STRUKTURA A POPIS ČINNOSTI .....	56
14.2 NAPÁJECÍ ZDROJ 12V/20W DLE DOPORUČENÉHO ZAPOJENÍ .....	58
14.3 POPIS ČINNOSTI.....	58
14.4 NÁVRH TRANSFORMÁTORU .....	59
14.5 PRAKTICKÁ REALIZACE POMOCNÉHO ZDROJE .....	62
14.6 DÍLČÍ ZÁVĚR.....	69
<b>15 ZÁVĚR.....</b>	<b>70</b>
<b>16 LITERATURA .....</b>	<b>71</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZNAČEK.....</b>	<b>72</b>

## SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 2-1. Blokové schéma svářečského zdroje</i> .....	12
<i>Obrázek 2-2 Jednočinný propustný můstkový měnič</i> .....	15
<i>Obrázek 2-3 Měnič s demagnetizací Zenerovou diodou</i> .....	17
<i>Obrázek 2-4 Dva jednočinné měniče pracující v protitaktu</i> .....	17
<i>Obrázek 2-5 Hysterezní křivky jednočinného a dvojitinného měniče</i> .....	18
<i>Obrázek 3-1 Zapojení vstupního filtru</i> .....	19
<i>Obrázek 4-1 B-H charakteristika materiálů firmy Semic při 25°C</i> .....	22
<i>Obrázek 4-2 Ztráty materiálu při teplotě 25°C a sycení 200mT</i> .....	26
<i>Obrázek 4-3 Ztráty materiálu při teplotě 100°C a sycení 200mT</i> .....	26
<i>Obrázek 5-1 Řez tlumivkou</i> .....	28
<i>Obrázek 6-1 Graf závislosti vnitřního odporu na teplotě</i> .....	33
<i>Obrázek 6-2 Graf závislosti spínacích a vypínacích energií na velikosti proudu</i> .....	34
<i>Obrázek 7-1 Průběh usměrněného napětí s kondenzátorem meziobvodu</i> .....	36
<i>Obrázek 10-1 Vnitřní zapojení čidla</i> .....	40
<i>Obrázek 10-2 Celkové zapojení čidla</i> .....	41
<i>Obrázek 10-3 Princip měření</i> .....	41
<i>Obrázek 10-4 Graf citlivosti čidla</i> .....	41
<i>Obrázek 10-5 Graf výstupního napětí čidla v závislosti na proudu tlumivkou</i> .....	43
<i>Obrázek 11-1 Principiální schéma galvanicky odděleného budiče</i> .....	44
<i>Obrázek 11-2 Zapojení budiče tranzistorů MOS-FET</i> .....	45
<i>Obrázek 11-3 Teoretický průběh veličin v použitém budiči</i> .....	46
<i>Obrázek 12-1 Schématické zobrazení výstupního proudu</i> .....	53
<i>Obrázek 13-1 Proudový transformátor</i> .....	55
<i>Obrázek 14-1 Typické zpětnovazební zapojení regulátorů řady TOPSwitch</i> .....	56
<i>Obrázek 14-2 Vnitřní bloková struktura regulátorů TOPSwitch</i> .....	56
<i>Obrázek 14-3 Proces napájení regulátoru</i> .....	57
<i>Obrázek 14-4 Výrobce doporučené zapojení zdroje 12V/20W</i> .....	58
<i>Obrázek 14-5, 14-6 Magnetické vlastnosti materiálu N87 při <math>f=10\text{kHz}</math>, <math>T=25^\circ\text{C}</math> a <math>f=10\text{kHz}</math>, <math>T=100^\circ\text{C}</math></i> .....	61
<i>Obrázek 14-7 Konečné schéma pomocného zdroje</i> .....	63
<i>Obrázek 14-8 Rozložení součástek na DPS</i> .....	64



---

<i>Obrázek 14-9 Rozložení proudových tras a součástek na DPS.....</i>	<i>64</i>
<i>Obrázek 14-10 Průběh zvlnění výstupního napětí zdroje při <math>I_{\text{vyst}}=2\text{A}</math>.....</i>	<i>66</i>
<i>Obrázek 14-11 Průběh křivek elektromagnetické kompatibility v rozsahu 150kHz - 30MHz... </i>	<i>67</i>
<i>Obrázek 14-12 Termosnímek pomocného zdroje ze strany TOP .....</i>	<i>67</i>
<i>Obrázek 14-13 Termosnímek pomocného zdroje ze strany .....</i>	<i>68</i>
<i>Obrázek 14-14 Termosnímek pomocného zdroje ze strany Bottom.....</i>	<i>68</i>



## SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 4-1: Parametry materiálu CF138.....</i>	<i>20</i>
<i>Tabulka 4-2: Parametry feromagnetického jádra .....</i>	<i>21</i>
<i>Tabulka 4-3 Parametry transformátoru a vinutí .....</i>	<i>27</i>
<i>Tabulka 5-1 Parametry tlumivky.....</i>	<i>29</i>
<i>Tabulka 6-1 Proudů polovodičů.....</i>	<i>31</i>
<i>Tabulka 6-2 Parametry tranzistoru IPW60R045CP .....</i>	<i>32</i>
<i>Tabulka 6-3 Ztráty tranzistorů.....</i>	<i>35</i>
<i>Tabulka 6-4 Ztráty na sekundárních diodách.....</i>	<i>35</i>
<i>Tabulka 9-1: Parametry řídicího procesoru.....</i>	<i>39</i>
<i>Tabulka 10-1: Naměřené hodnoty výstupního napětí čidla při různých proudech tlumivkou ...</i>	<i>42</i>
<i>Tabulka 14-1 Naměřené a vypočtené hodnoty pomocného zdroje.....</i>	<i>65</i>

# 1 ÚVOD

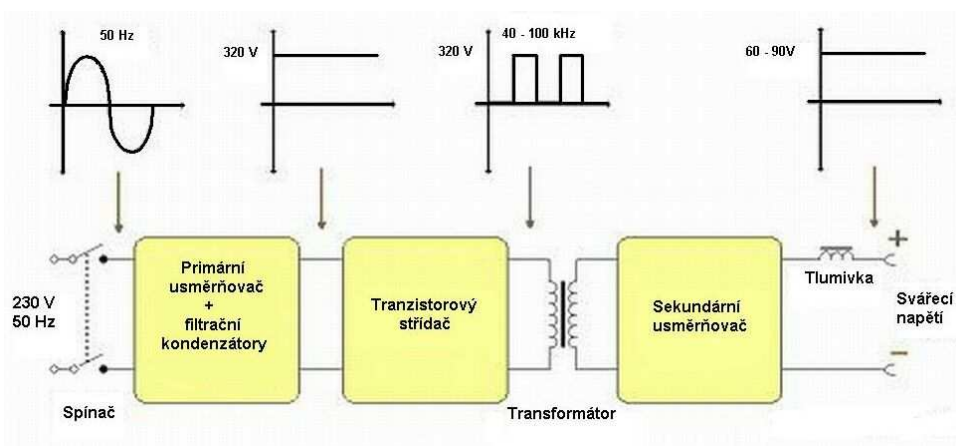
Úkolem této diplomové práce je shrnutí požadavků na spínaný zdroj pro obloukové svařování obalenou elektrodou, porovnání jednotlivých druhů zapojení vhodných pro konstrukci svařovacího zdroje a samotná výroba funkčního prototypu na základě požadavků vedoucího diplomové práce. Budou zde navrženy jednotlivé hlavní dílčí části zdroje – jedná se o návrh síťového usměrňovače, transformátoru vhodného pro tuto aplikaci, dimenzování všech polovodičových prvků obvodů, návrh budících obvodů tranzistorů, návrh regulace výkonové části zdroje. Samostatnou kapitolu tvoří návrh pomocných zdrojů, stejně jako možné varianty regulace svářecího zdroje.

## 2 TEORETICKÝ ROZBOR

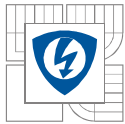
### 2.1 Blokové schéma svářecího zdroje

Pro svařování elektrickým obloukem se v dnešní době používají velmi často sestupné DC/DC měniče označované jako invertory. Jedná se o zdroje svářecího proudu, které využívají zvýšení frekvence vstupního síťového napětí k minimalizaci převodního transformátoru a k získání maximální možné účinnosti. Skládají se v základu z těchto základních dílů zobrazených na obrázku 2-1:

- Primární usměrňovač a filtrační kondenzátory
- Tranzistorový střídač
- Impulsní transformátor
- Sekundární usměrňovač
- Výstupní filtr
- Řídící obvody



Obrázek 2-1. Blokové schéma svářecího zdroje



### a) Primární usměrňovač a filtrační kondenzátory

Usměrňuje a filtruje vstupní střídavé napětí. Výsledkem je stejnosměrné filtrované napětí.

### b) Tranzistorový střídač

Rozděluje stejnosměrné napětí na jednotlivé impulsy nejčastěji o frekvenci 40 – 100 kHz. Tyto impulsy mohou být buď stejnosměrné, nebo střídavé, podle typu použitého měniče.

### c) Impulsní transformátor

Použití vysokofrekvenčního impulsního transformátoru je výhodné především z těchto důvodů:

- 1, Galvanicky odděluje vstupní a výstupní napětí.
- 2, Transformace umožňuje jednoduše měnit výstupní napětí a proud změnou převodu  $p$ , což je výhodné z hlediska proudového dimenzování polovodičových prvků umístěných na primární straně transformátoru

### d) Sekundární usměrňovač

Nejčastěji bývá tvořen pouze diodou zapojenou v propustném směru.

### e) Výstupní filtr

Zde se často používá filtr typu LC pracující jako dolní propust. Ale je také možné kondenzátor vůbec nezařazovat, protože na filtraci proudu má mnohem menší vliv než tlumivka.

## 2.2 Požadavky na spínaný zdroj

- 1) Zdroj by měl být schopen poskytnout dostatečný výkon pro svařování požadovanou elektrodou. Obecně se dá říct, že výstupní svařovací proud  $I_z$  má být přibližně čtyřicetinasobkem průměru (v milimetrech) použité elektrody. Tedy například pro elektrodu o průměru 3,15mm je výstupní proud asi 125A.
- 2) Zápalné napětí takové velikosti, aby nedocházelo k lepení elektrod. Toto napětí je pro jednotlivé technologické typy svářeček různé, ale obecně se pohybuje od asi 40V do 60V. U svářecích invertorů je často udáváno napětí vyšší (cca 60 – 90V, ale jedná se pouze o amplitudy napětí, nikoliv o trvalou hodnotu zápalného napětí). Pro usnadnění zažehnutí oblouku jsou moderní svářečky vybavovány tzv. Hot Startem.
- 3) Rychlost řízení natolik vysoká, aby umožnila pohodlné svařování ( funkce jako Arc Force nebo Anti stick).
- 4) Co nejvyšší účinnost zdroje
- 5) Nízká hmotnost a celková kompaktnost
- 6) Vysoká spolehlivost

Tyto požadavky se týkaly obecně svařovacích zdrojů. Požadavky na naši konkrétní konstrukci jsou v základě obdobné, ale vzhledem k výrobním podmínkám budeme klást požadavky především na:

- Co nejjednodušší konstrukci a tím i minimalizování možného výskytu poruch
- Jednoduchou reprodukovatelnost umožňující snadnou malosériovou výrobu
- Nízkou cenu

## 2.3 Některé možnosti zapojení výkonových měničů

### 2.3.1 A) Jednočinný blokující měnič:

Tento typ měniče nelze využít k realizaci svářecího zdroje, protože při jeho použití by nedocházelo u transformátoru ke kompenzaci magnetických účinků transformovaných proudů. Jinak řečeno je sycení jádra úměrné velikosti výstupního proudu. Vzhledem k tomu, že výstupní proud je dosti velký by k přesycení jistě došlo.

### 2.3.2 B) Jednočinný propustný měnič:

Tento typ měničů je vhodný pro přenos velkých výkonů, protože proud, který se podílí na přenosu výkonu nijak neovlivňuje sycení jádra transformátoru. Sycení jádra v tomto provedení měniče je dáno jen velikostí primárního napětí a počtem primárních závitů.

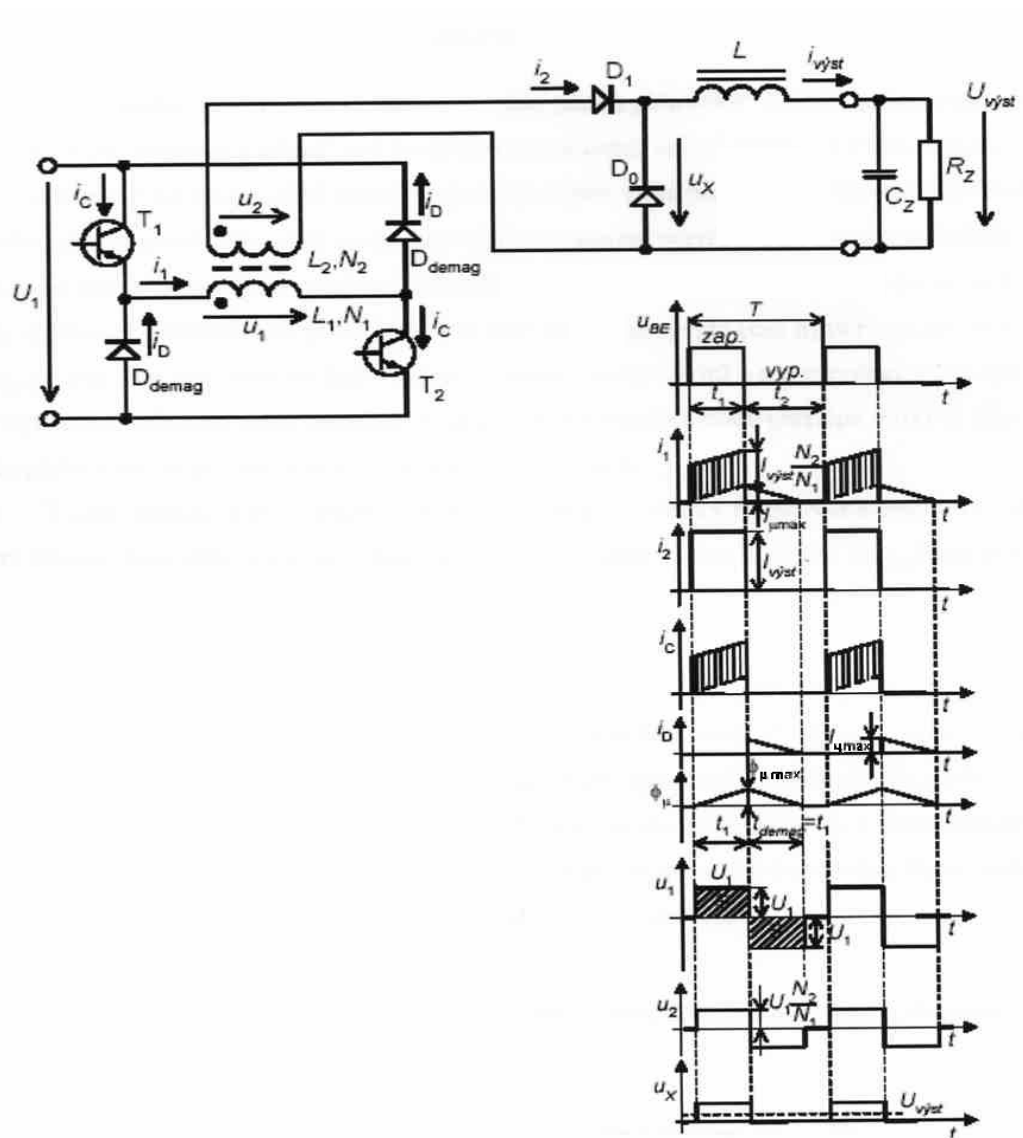
Nevýhodou tohoto typu zapojení je, že jsme schopni provádět sycení pouze v rozsahu  $B_r$  až  $B_{max}$ . Plocha této uzavřené smyčky je asi čtyřikrát menší než plocha smyčky u dvojčinného měniče, kde sytíme jádro v plném rozsahu od  $-B_{max}$  -  $B_{max}$ . Výhodou jsou naopak menší ztráty jak v jádře (kde vznikají pouze ztráty hysterezní, nikoliv ještě ztráty vířivými proudy), tak ztráty spínacích prvků. Další výhodou je také jednodušší řízení spínacích prvků.

Podle variant provedení jednočinného propustného měniče jej můžeme rozdělit do tří kategorií

- a) **můstkový**
- b) **s demagnetizačním vinutím**
- c) **s demagnetizací pomocí Zenerovy diody**

#### a) Jednočinný můstkový propustný měnič

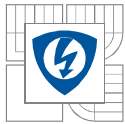
Jeho základ je tvořen horním a dolním spínačem (tranzistory  $T_1, T_2$ ) a demagnetizačními diodami  $D_1, D_2$ . Mezi tranzistory je zapojeno primární vinutí impulsního transformátoru. Napětí ze sekundárního vinutí je usměrněno jednocestným usměrňovačem s nulovou diodou Vyhlazeno filtrem. Časové průběhy v obvodu jsou zobrazeny na obr.2-2.



Obrázek 2-2 Jednočinný propustný můstkový měnič

Oba tranzistory pracují současně a připojují na primární vinutí napájecí napětí  $U_1$ , které bylo získáno usměrněním a filtrací síťového napětí. V důsledku toho začne přes otevřené tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  a procházet proud  $i_1$ . Ten se skládá ze dvou složek: magnetizační proud  $i_{1mag}$  a pracovní užitečný proud jehož velikost je dána velikostí sekundárního proudu  $i_2$  a transformačním poměrem transformátoru. Po rozepnutí tranzistorů se magnetizační proud uzavírá přes diody  $D_{demag}$ . Tím primární vinutí připojí samo sebe na napětí  $-U$  opačné polarity než bylo v době  $t_1$  při sepnutých tranzistorech. Pracovní proud neteče transformátorem, neboť sekundární napětí transformátoru má také opačnou polaritu a dioda  $D$  je v nevodivém stavu. Proud tlumivkou  $L$  převezme nulová dioda  $D_0$ . Regulací střídý výstupního napětí se mění stejnosměrná složka  $U_z$ , která se z obdélkového napětí získá dolní propustí typu LC. Tento typ měniče může pracovat s





maximální střídou  $s_{\max} = 0,5$ , aby magnetizační proud stačil klesnout na nulu. V praxi se však střída používá většinou menší z důvodu bezpečnosti provozu. Kdyby proud neklesl na nulu ( $s > 0,5$ ), během několika period spínání by se střední hodnota zvýšila natolik, že by došlo k přesycení jádra, prudce by klesla indukčnost primárního vinutí a nárůst magnetizačního proudu by měl tendenci se dále zvětšovat. Důsledkem by bylo překročení povolené hodnoty kolektorového proudu tranzistorů a jejich zničení. Na výstupní straně transformátoru smí být zapojen pouze jednocestný usměrňovač, protože jinak by nefungoval systém demagnetizace transformátoru (tato podmínka platí obecně pro všechny jednočinné měniče).

#### **Výhody tohoto zapojení:**

- 1) Vhodný pro velké výkony i velká výstupní napětí. Nevznikají zde velké parazitní napěťové špičky při vypínání tranzistorů.
- 2) Relativní jednoduchost řízení spínacích tranzistorů.

#### **Nevýhody:**

- 1) Tranzistory jsou v podstatě zapojeny v sérii, čímž vznikají dvojnásobné ztráty oproti měniči s demagnetizačním vinutím.
- 2) Je nutné zajistit dva shodné budící signály pro oba tranzistory. Tyto musí být ale vzájemně galvanicky oddělené – emitory tranzistorů totiž nejsou na společném potenciálu a není je tudíž možné vztáhnout ke společné zemi. Galvanické oddělení bývá nejčastěji řešeno pomocí oddělovacích impulsních transformátorků (tzv. budičů), případně pomocí optočlenů.

#### **b) Jednočinný propustný měnič s demagnetizačním vinutím**

Jedná se o zapojení, kde je pouze jeden spínací prvek a k demagnetizaci transformátoru je použito přídatného demagnetizačního vinutí.

**Výhoda** tohoto zapojení je minimum ztrát na spínacím prvku a jednoduchost řízení spínacích impulsů.

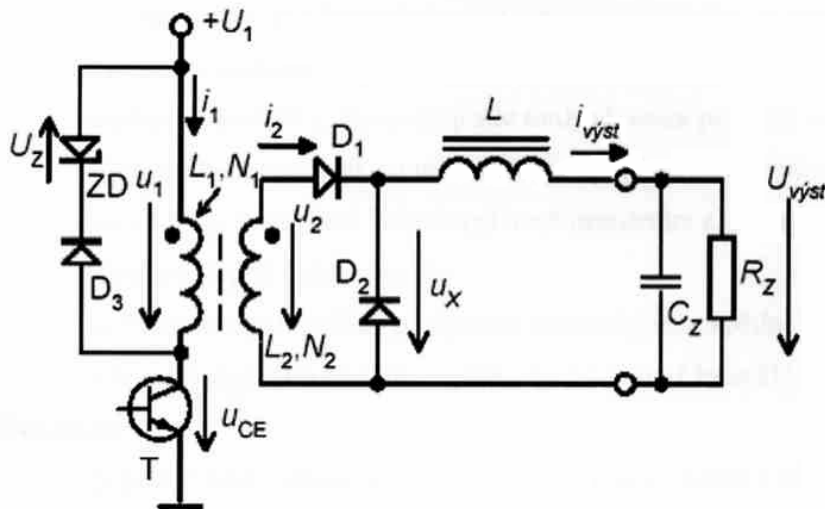
**Nevýhody** jsou v použití transformátoru s dalším vinutím, které musí mít dosti těsnou vazbu s primárním vinutím, jinak by nedocházelo k dokonalé demagnetizaci a rostly by ztráty. Je nutné použít tranzistor s větším dovoleným pracovním napětím. Vzhledem k tomu, že nejsme schopni zajistit dostatečně těsnou vazbu vinutí, je tento typ použitelný pouze pro zdroje malých výkonů.

### c) Jednočinný propustný měnič s demagnetizací pomocí Zenerovy diody

Zapojení je obdobné jako u měniče s demagnetizačním vinutím. K demagnetizaci jádra je zde využito napětí na Zenerově diodě, které nemagnetuje jádro v době, kdy je spínací prvek vypnut.

**Výhodou** je opět jednoduché řízení a minimum ztrát na spínací součástce.

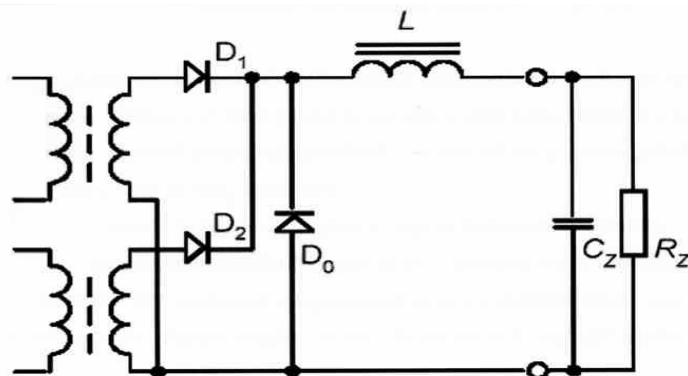
**Nevýhodou** je, že výkon neodevzdáváme zpět do zdroje, ale že tento se bez užitku mění na Zenerově diodě v teplo.



Obrázek 2-3 Měnič s demagnetizací Zenerovou diodou

### 2.3.3 C) Dva jednočinné měniče zapojené v protitaktním zapojení

Platí zde podobné podmínky jako u jednoho jednočinného měniče. Výhodou tohoto zapojení je větší přenášený výkon při relativní jednoduchosti řízení.

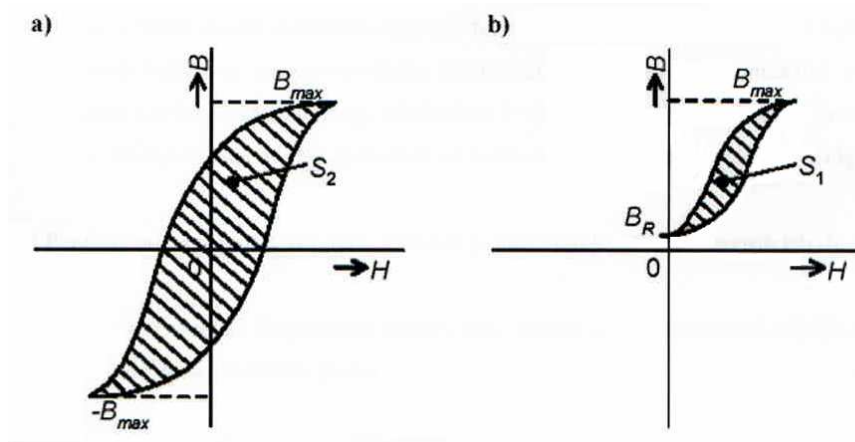


Obrázek 2-4 Dva jednočinné měniče pracující v protitaktu

### 2.3.4 D) Dvojčinný propustný měnič:

Tento měnič je vhodný pro přenášení maximálních výkonů – umožňuje totiž sycení jádra transformátoru v plném rozsahu, tedy od  $-B_{max}$  po  $+B_{max}$ , oproti měničů jednočinnému.

Další výhodou tohoto zapojení je, že k realizaci transformátoru o stejných parametrech nám stačí poloviční počet závitů. Naopak nevýhodou je vznik hysterezích ztrát uvnitř jádra, které jsou úměrné ploše hysterezní smyčky a přílišná složitost řízení spínacích impulsů. Měníčem tohoto typu jsou v dnešní době vybavovány pouze svařovací zdroje „vyšší střední třídy“.



Obrázek 2-5 Hysterezní křivky jednočinného a dvojčinného měniče

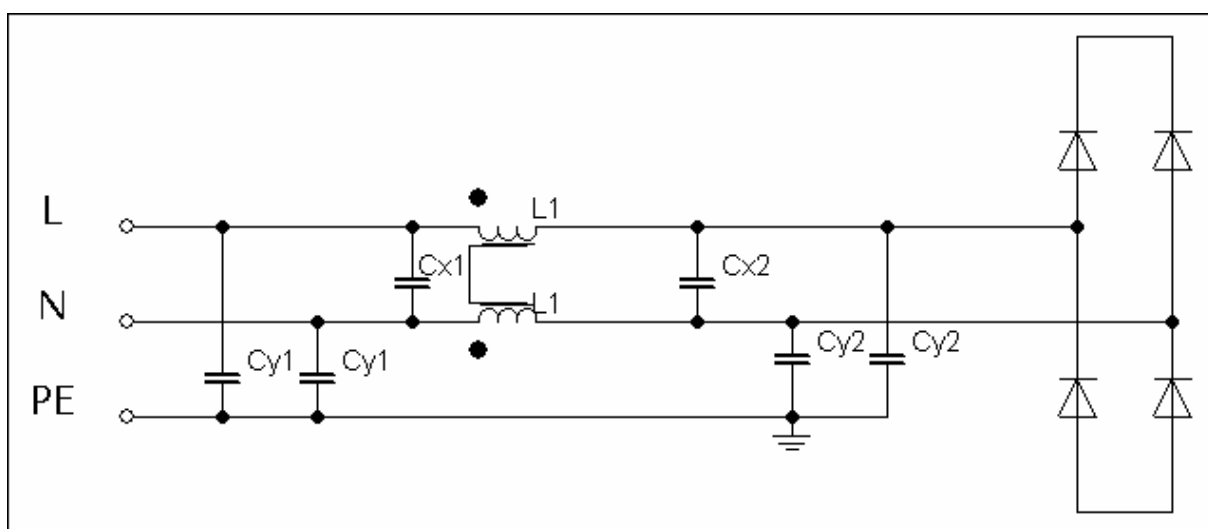
## 3 SÍŤOVÝ ODRUŠOVACÍ FILTR

Vzhledem k tomu, že použitý výkonový měnič je zdrojem intenzivního rušení v oblasti středních a vysokých kmitočtů, je potřeba zařadit na vstup měniče síťový odrušovací filtr, který toto rušení pohltí. Pokud budeme uvažovat napěťové rušení zdroje, je jeho nejvýraznější složkou soufázová složka měřená proti ochrannému vodiči PE. Pokud tedy toto rušení vztahujeme k vodiči PE, dají se fázový L a střední N vodič považovat za vodiče na stejném potenciálu – toto zajišťuje kapacita  $C_x$ , která pohlcuje rušivé zákmity. Naším dalším úkolem je tedy vyloučit rušivé kapacitní proudy – o to se starají kapacity  $C_y$ , jež propojují vodič PE s L a N. Tyto kondenzátory by měly být nejlépe bezindukční – polystyrenové či polypropylenové, a měly by být odolné proti průrazu na kostru měniče. Použijeme tedy např. kondenzátory 3,3nF/2000V. Kondenzátory typu X již stačí dimenzovat na napětí menší, takže použijeme kondenzátory 470nF/1000V nebo jiné blízké.

Další částí filtru je soufázová tlumivka (nebo také neutralizační transformátor). Jedná se o toroidní tlumivku bez vzduchové mezery vyrobenou nejčastěji z feritů. Její obě vinutí mají začátek na stejné straně. Takto navinutá tlumivka se při pracovním proudu jí procházejícím nemůže přesytit, protože tyto proudy se navzájem vruší. Stejně tak pro pracovní proud

představuje celkově prakticky nulovou indukčnost. Toto platí ale pouze v případě, že je dokonalá vazba mezi jednotlivými vinutími, což se samozřejmě vždy nepodaří. Pro soufázové rušení se však uplatňuje indukčnost tlumivky a celý filtr v případě, že je kvalitně proveden představuje pro soufázové rušení útlumový článek s útlumem až 40dB/dek. Toto platí pro ideální případ a v našem zapojení musíme počítat s útlumem poněkud nižším.

Tlumivka je navinuta vodičem (či vodiči) dostatečného průměru tak, aby byly pokud možno maximálně potlačeny mezizávitové kapacity – tedy např. pouze jednovrstvým vinutím izolovaným od materiálu jádra tlumivky.



Obrázek 3-1 Zapojení vstupního filtru

## 4 NÁVRH IMPULSNÍHO TRANSFORMÁTORU

### 4.1 Výběr vhodného jádra

Pro frekvence desítek kilohertzů není možné použít klasické jádro složené z transformátorových plechů. V úvahu připadají dva druhy materiálů:

#### A) Amorfní materiály

Výhodou těchto materiálů je, že vhodným termomagnetickým zpracováním lze získat hysterezní smyčka s nízkou permeabilitou a velmi nízkou remanencí. Tyto materiály mohou dosahovat dosti velkých hodnot magnetické indukce (až 1,5 T) a jsou velmi vhodné pro konstrukci filtračních tlumivek. Nevýhodou je jejich horší dostupnost, cena a jejich mechanické vlastnosti – jsou velmi křehké.

## B) Ferity

Materiály s permeabilitou v řádu tisíců. Umožňují sycení do hodnoty přibližně 0,3 – 0,4T. Jsou schopny pracovat běžně do frekvencí desítek až stovek kilohertzů. Mechanicky odolné. Často používané ve výkonové elektrotechnice. Z chemického hlediska jsou nejčastěji složeny z oxidů železa s přísávkou vysoce čistých oxidů prvků jako mangan, zinek, apod. Tyto materiály (manganato – zinečnaté ferity) jsou označovány jako materiály typu H.

Proti železným jádrům je jejich výhodou podstatně větší elektrický odpor a možnost využití v pásmu desítek až stovek kilohertz. Nevýhodou naopak je přibližně třikrát nižší hodnota indukce, kterou požadujeme co nejvyšší (výjimkou jsou např. materiály označované High Flux se sycením až 1,5T). Pro využití ve spínacím zdroji požadujeme, aby materiál měl úzkou hysterezní smyčku, protože její plocha násobená pracovní frekvencí v podstatě udává velikost ztrát jádra.

Vzhledem k požadavkům jsem se rozhodl zvolit za materiál jádra feritový materiál od firmy Semic s označením CF138 (tento materiál odpovídá materiálu H24 bývalého výrobce Pramet Šumperk). Jeho základní údaje jsou uvedeny v tabulce 4-1.

Permeabilita $\mu_r$	[-]	2100
$B_{max}$	[mT]	480
$B_r$	[mT]	150
Hustota $\rho$	[kg.m <sup>-3</sup> ]	4800

Tabulka 4-1: Parametry materiálu CF138

## 4.2 Volba spínacího kmitočtu

Vzhledem k tomu, že spínací kmitočet ovlivňuje počet závitů transformátoru a tím I přenášený výkon, musím se rozhodnout pro kmitočet, který bude výhodný jak z hlediska počtu závitů a přenášeného výkonu, tak pro kmitočet únosný z hlediska spínacích ztrát použitých polovodičových součástek a ztrát vířivými proudy jádra. Protože jako polovodičové spínače budou použity moderní MOS-FET tranzistory s velmi malým vnitřním odporem, rozhodl jsem se pro pracovní kmitočet  $f=100\text{kHz}$ . Výhodou takto vysokého kmitočtu bude zmenšení počtu závitů, čímž zlepším chlazení jádra a zmenším rozměry filtrační tlumivky.

### Výběr konkrétního jádra:

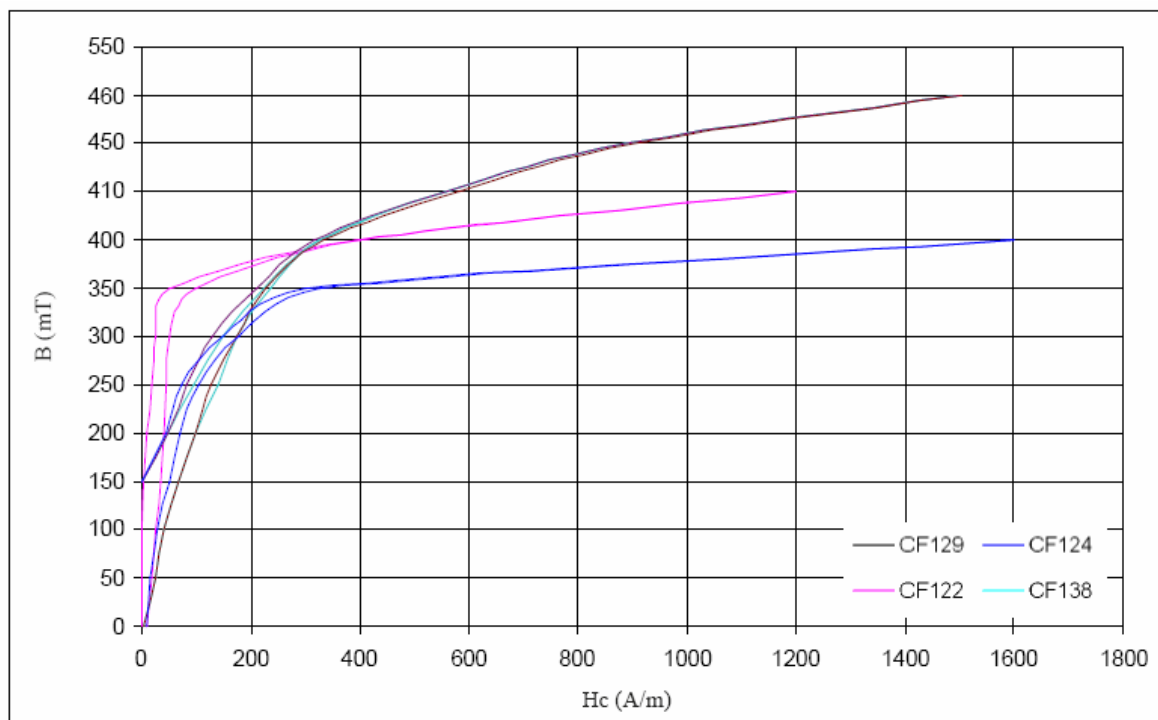
Z katalogu firmy Semic jsem vybral toroidní jádro s označením Lj T8022. Jeho důležité parametry jsou uvedeny v následující tabulce:

Vnější průměr	[mm]	80
Vnitřní průměr	[mm]	50
Výška	[mm]	22
Průřez mag. obvodu	[mm <sup>2</sup> ]	330
Střední délka siločáry	[mm]	204
Plocha okna	[cm <sup>2</sup> ]	19,63
Objem	[cm <sup>3</sup> ]	67,39

*Tabulka 4-2: Parametry feromagnetického jádra*

## 4.3 Výpočet transformátoru

Abych mohl vypočítat počet závitů vinutí, musím znát maximální indukci materiálu a jeho remanentní indukci. Tyto parametry určím z grafu, který poskytuje výrobce. Zde se ovšem poněkud liší tabulkové hodnoty a hodnoty grafické. Aby nedocházelo k přesycování, musím zvolit hodnotu, která nebude na mezích možnosti použitého materiálu. Volím proto hodnotu ještě před kolenem hysterezní smyčky – pak maximální sycení  $B_{\max}=300\text{mT}$ . Hodnota remanentní indukce je sice uvedena 180mT, ale vzhledem k tomu, že materiál nebude maximálně sytit, můžu zde předpokládat hodnotu nižší. Remanentní indukci jsme proto odhadli na 100mT.



Obrázek 4-1 B-H charakteristika materiálů firmy Semic při 25°C

Při provozu invertoru bude docházet k oteplení jádra a tím i k mírné změně magnetických vlastností a velikosti ztrát. Pokud předpokládám maximální teplotu jádra 60°C, není zde změna magnetických vlastností příliš výrazná a budu je proto považovat konstantní.

Vzhledem k tomu, že střída použitého měniče je maximálně 0,5, volím střidu 0,4. Při této hodnotě by mělo být zajištěno dostatečné odmagnetování jádra transformátoru.

Invertor bude napájen z jednofázové sítě 230V. Usměrněním tohoto napětí získáme střední hodnotu napětí v případě, že měnič nebude zatížen  $U_d=325V$ .

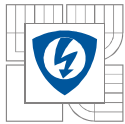
Nejdříve vypočteme magnetizační proud transformátoru:

$$I_{\mu \max} = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{\max} - B_R)^2 \cdot l_{fe} \cdot S_{fe}}{U_d \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rfe}} \quad (4.1)$$

Pak vypočteme počet primárních závitů vinutí:

$$N_1 = \frac{U_d \cdot s}{f \cdot (B_{\max} - B_R) \cdot S_{fe}} \quad (4.2)$$

Počet závitů by měl být zaokrouhlen směrem nahoru kvůli kolísání sítě a chodu naprázdno, ale pokud je výsledek velmi blízký nižšímu číslu, můžeme zaokrouhlit i na tuto hodnotu. Ve



většinou sítí je totiž nominální napětí nižší a případný ohřev vyšším napětím by pro transformátor neměl být kritický.

Hodnota výstupního napětí je rovna:

$$U_2 = 2 \cdot s \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot U_d \quad (4.3)$$

Zde by jsme měli vycházet ze vztahu pro napětí elektrického oblouku - tzv standardní statické voltampérové charakteristiky oblouku, která vyjadřuje závislost proudu na napětí oblouku při konstantní délce oblouku

$$U_{obl} = 20 + 0.04 \cdot I \quad \text{kde } I \text{ je proud obloukem} \quad (4.4)$$

Pro naše parametry je toto napětí maximálně  $U_{obl} = 25.2V$ , ale aby došlo ke kvalitnímu zažehnutí oblouku po přiložení elektrody, bývá napětí inverterů podstatně vyšší (cca 60 – 90V). Z toho důvodu bude muset být také transformátor navržen na napětí vyšší. Toto napětí pak bude řídicími obvody při zažehnutí oblouku sníženo na požadovanou hodnotu. Proto jsem se rozhodl výstupní napětí transformátoru nastavit na hodnotu  $U_2 = 90V$ .

Pak:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_2}{U_d} \quad (4.5)$$

Nyní když máme navrženy počty závitů transformátoru, musíme vypočítat parametry primárního a sekundárního vinutí. Nejdříve musíme zvolit proudovou hustotu vinutí. Jestliže maximální používané proudové zatížení vodičů při silném externím chlazení je  $12A/mm^2$ , rozhodl jsem se pro proudovou hustotu primárního vinutí  $J_1 = 6A/mm^2$  a sekundárního vinutí  $J_2 = 10A/mm^2$ . Důvodem takto relativně vysokého proudového zatížení je fakt, že vinutí bude složeno z velkého množství tenkých vodičů, čímž se zlepší jejich chlazení a dále bude zařízení také vybaveno externím chlazením. Dalším důvodem je také činitel plnění okna transformátoru, protože kdyby bylo proudové zatížení malé, mohly by nastat problémy s praktickou realizací. Tato proudová hustota je vztažena k efektivním hodnotám proudu. Ten určíme:

$$I_{2ef} = I_z \cdot \sqrt{s} \quad \text{kde } I_z = 130A \quad (4.6)$$

Převodem transformátoru nyní určíme efektivní hodnotu primárního proudu a nyní můžeme psát vztah:

$$I_{1ef} = I_{2ef} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (4.7)$$



Z vypočtených hodnot proudů získáme průřezy obou vinutí:

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1ef}}{J_1}, \quad S_{Cu2} = \frac{I_{2ef}}{J_2} \quad (4.8)$$

Vzhledem k vysoké pracovní frekvenci transformátoru se bude dosti výrazně projevovat skin- efekt. Zde si musíme definovat veličinu zvanou hloubka vniku. Jedná se o hloubku materiálu, do které vnikne vysokofrekvenční proud. To znamená, že pro vysoké frekvence vede proud pouze určitá povrchová vrstva vodiče. Jedná se o tzv. hloubku vniku  $\delta_{Cu}$ . Pro její výpočet platí vztah:

$$\delta_{Cu} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi \cdot f \cdot \mu_{Cu}}} \quad \text{nebo také} \quad \delta_{Cu} = \frac{65}{\sqrt{f}} \quad (4.9)$$

Aby byl použitý vodič plně využit musí platit:

$$r \leq \delta_{Cu} \quad (4.10)$$

Samozřejmě je možné použít i vodič silnějšího průřezu, ale nebude plně využit a zvýšili by jsme tak pouze činitel zaplnění okna. Pokud máme vypočítanou hloubku vniku, musíme zvolit a vypočítat průřez a počet jednotlivých vodičů ve svazku. Platí:

$$n_1 = \frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi \cdot d^2}, \quad n_2 = \frac{4 \cdot S_{Cu2}}{\pi \cdot d^2} \quad (4.11, 4.12)$$

Protože jsme zvolili  $d > 2 \cdot \delta_{Cu}$  nebudou použité vodiče plně využity. Pro použitý drát o průměru 0,6mm je plocha využitelná k vedení proudu  $S_V = 0,254 \text{mm}^2$ . Výhodou svazku z tlustších vodičů je menší počet vodičů a menší pracnost navíjení. Svazky získané z jednotlivých vodičů nyní navineme na jádro transformátoru. V délce vinutí si musíme nechat určitou rezervu, aby bylo možné později s transformátorem manipulovat a výstupy vinutí umístit na nejvhodnější místa na DPS.

#### 4.4 Určení ztrát jádra v závislosti na frekvenci

Ztráty jádra transformátoru se uvádějí nejčastěji jako ztráty kW/kg nebo kW/m<sup>3</sup>. Abychom mohli vypočítat ztráty jádra, musíme nejdříve vypočítat objem jádra:

$$V_j = r_1^2 \cdot \pi \cdot v - r_2^2 \cdot \pi \cdot v \quad (4.13)$$

Tím získáme objem jádra 67,39 cm<sup>3</sup>, což je 0,00006739 m<sup>3</sup>. Z grafů ztrát pro daný materiál pak odečteme ztráty pro frekvenci 100kHz při teplotě 25°C a pro teplotu 100°C. Pak platí:

$$P_{j1} = P_{C1} \cdot V_j \quad P_{j2} = P_{C2} \cdot V_j \quad (4.14, 4.15)$$

Tím získáme dvoje ztráty jádra pro různé teploty. Pokud budeme předpokládat, že transformátor bude pracovat při teplotě 60°C Vypočítáme ztráty při této teplotě přibližně jako aritmetický průměr obou získaných ztrát. Tyto ztráty musíme ale ještě podělit čtyřmi, protože

uvedené ztráty jsou pro měnič dvojpulzní a jsou úměrné ploše ohraničené B-H křivky – jak již bylo uvedeno je plocha u jednopulzního měniče přibližně čtyřikrát menší, tomu pak odpovídají i úměrně nižší ztráty.

$$P_j = \frac{P_{j1} + P_{j2}}{2 \cdot 4} \quad (4.16)$$

Určení ztrát vinutí zde neuvádím, protože výpočet je jednoduchý, ale zdlouhavý. Ve skutečném provedení budou ztráty vinutí zřejmě vyšší, protože se nám nepodaří jednotlivá vinutí dokonale navinout.

#### 4.5 Výkonové možnosti transformátoru

Na závěr návrhu transformátoru musíme zjistit, zda je použité jádro při daném vinutí schopno přenést požadovaný výkon. Budeme vycházet z následujících tří vztahů:

$$\frac{N_1}{U_1} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot (B_{\max} - B_r) \cdot S_{Fe}} \quad (4.17)$$

$$N_2 = \frac{k_{pl} \cdot J_s \cdot S_{okna}}{2 \cdot I_Z \cdot \sqrt{s}} \quad (4.18)$$

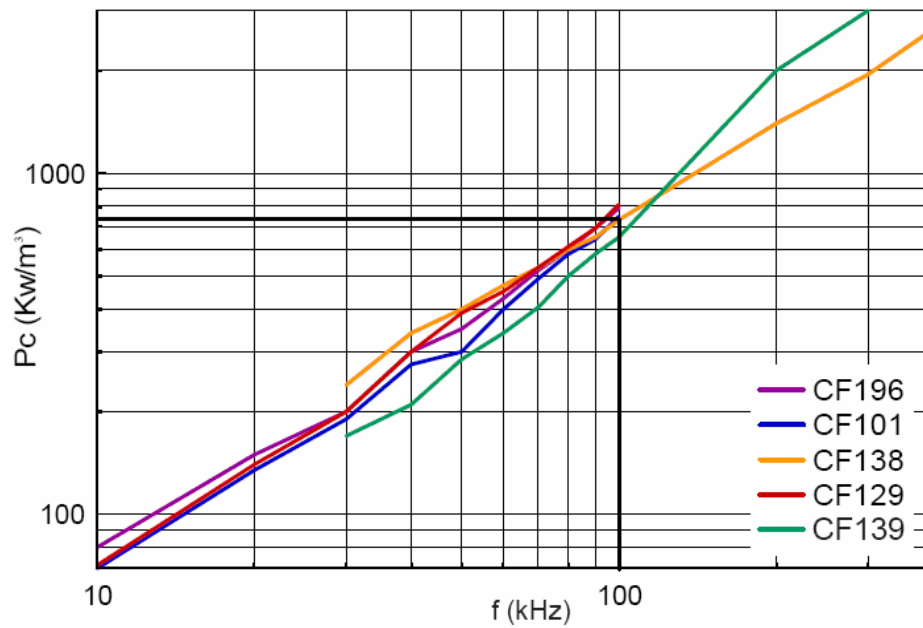
$$U_2 = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s \quad (4.19)$$

Uvedené první dvě rovnice dosadíme do rovnice 4.19 a po úpravě získáme vztah pro maximální přenášený výkon transformátoru:

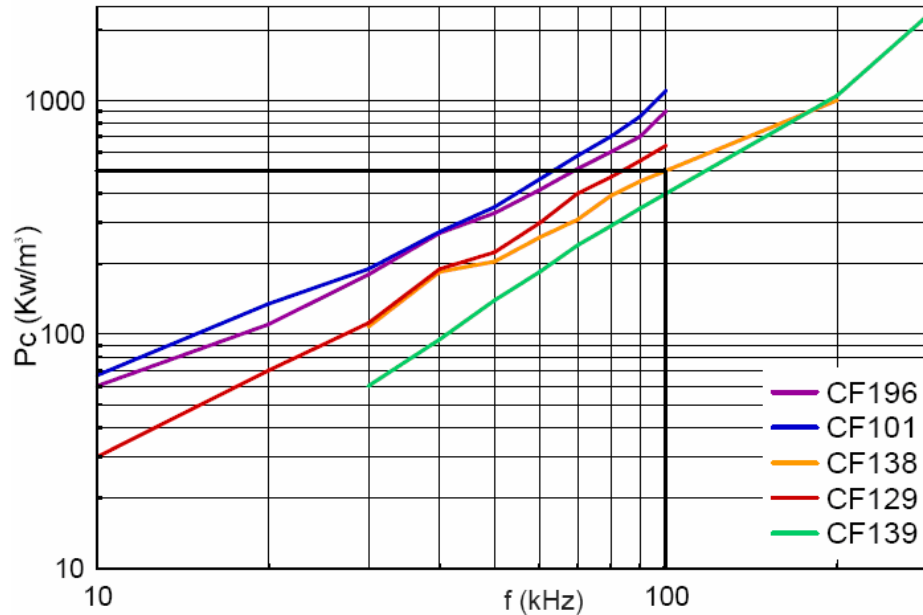
$$P_{\check{c}} = S_{okna} \cdot S_{Fe} \cdot k_{pl} \cdot J_s \cdot f \cdot (B_{\max} - B_r) \cdot \sqrt{s} \quad (4.20)$$

Střední proudovou hustotu můžeme uvažovat  $J_s = 7 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$ . Zde musíme ale dosazovat proudovou hustotu v jednotce  $\text{A/m}^2$ . V uvedeném vztahu musíme také odhadnout činitel plnění okna. Pokud by jsme jej odhadli i velmi nízký, např.  $k_{pl}=0.1$ , vychází pak maximální přenášený výkon  $P_{\check{c}} = 5737 \text{ W}$ , což je pro naše účely zcela dostatečné.

### Ztráty materiálů firmy Semic:



Obrázek 4-2 Ztráty materiálu při teplotě 25°C a sycení 200mT



Obrázek 4-3 Ztráty materiálu při teplotě 100°C a sycení 200mT

		Primární vinutí	Sekundární vinutí
Počet závitů	[-]	20	6
Efektivní hodnota proudu	[A]	24,7	82,2
Proudová hustota	[A/mm]	6	8
Průřez vinutí	[mm]	4,11	8,22
Průměr jednotlivých vodičů	[mm]	0,6	0,6
Počet vodičů svazku	[-]	17	33
Hloubka vniku	[mm]	0,205	0,205
Ztráty vinutí	[W]	5,4	8,3
Magnetizační proud	[A]	0,133	
Ztráty jádra	[W]	10	

Tabulka 4-3 Parametry transformátoru a vinutí

## 5 NÁVRH VÝSTUPNÍ TLUMIVKY

V zásadě máme při výběru výstupní tlumivky dvě možné varianty provedení:

- Tlumivka s feromagnetickým jádrem
- Tlumivka vzduchová

**a) Tlumivka s jádrem:** Bývá složena z feromagnetického jádra s mezerou na kterém je namotáno vinutí. Výhodou této tlumivky je menší velikost a větší indukčnost.

**b) Tlumivka vzduchová:** Má podstatně menší indukčnost než cívka s jádrem, ale její výhodou by měla být nižší hmotnost a nižší pořizovací cena.

Při rozhodování, který druh cívky použijeme jsme se rozhodli pokusně pro cívku vzduchovou. V případě, že to bude možné, upevníme do okna tlumivky vhodné jádro, čímž zvýšíme indukčnost a snížíme zvlnění výstupního proudu.

Při návrhu tlumivky vycházíme z předpokladu výstupního zvlnění proudu. Toto zvlnění se většinou volí přibližně 5 – 40% z  $I_z$ . V našem případě jsme zvolili výstupní zvlnění  $\Delta I = 10 \text{ A}$ .

Nyní si musíme uvědomit, jak bude cívka prakticky pracovat: Pokud není zažehnut oblouk, je na cívce nulové napětí a neprotéká jí prakticky žádný proud. Pokud zažehneme oblouk, začne cívkou procházet pilovitý proud namodulovaný na požadovaném výstupním proudu. V tento okamžik zareagují řídicí obvody a pulsně šířkovou modulací sníží napětí  $U_2$  na napětí  $U_{obl}$ . Protože se změní střída, musíme ji vypočítat:

$$s_2' = \frac{U_{obl}}{U_2} \quad (5.1)$$

Pokud tedy známe  $s_2$  a periodu ( $T = \frac{1}{f}$ ), můžeme vypočítat dobu sepnutí při maximálním zatížení:

$$t_{zap} = T \cdot s_2' \quad (5.2)$$

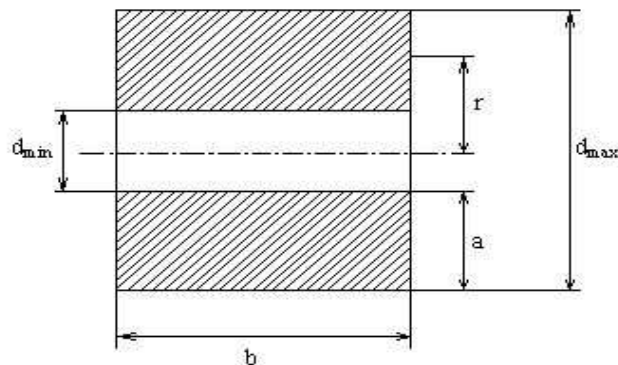
Z maximální změny velikosti proudového zvlnění (tedy  $\Delta I$ ) a doby sepnutí  $t_{zap}$  můžeme určit velikost požadované indukčnosti  $L$ . Platí:

$$\frac{di}{dt} = \frac{U}{L} \Rightarrow \frac{\Delta I}{t_{zap}} = \frac{U}{L} = \frac{U_2 - U_{obl}}{L} \quad (5.3)$$

Odtud vyplývá vztah pro požadovanou indukčnost:

$$L = \frac{U_2 - U_{obl}}{\frac{\Delta I}{t_{zap}}} \quad (5.4)$$

Nyní se můžeme zabývat návrhem tlumivky, která by splňovala požadované parametry.



Obrázek 5-1 Řez tlumivkou

Pokud máme cívku s parametry uvedenými dle obrázku, můžeme pro indukčnost vzduchové cívky psát obecně platný vztah:

$$L = \frac{0.315 \cdot r^2 \cdot N^2}{6 \cdot r + 9 \cdot b + 10 \cdot a} \quad (5.5)$$

Musí samozřejmě platit, že realizovatelná je pouze cívka, kde:

$$r \geq \frac{a}{2} \quad (5.6)$$

Pro délku vodiče cívky platí:

$$l_{cm} = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot r \quad (5.7)$$

Nyní si musíme zvolit vhodný vodič pro navinutí. Pokud bude výstupní hodnota proudu  $I_z = 130A$ , a když by jsme uvažovali proudovou hustotu stejnou jako u sekundárního vinutí transformátoru ( $J_2=10A/mm^2$ ), byl by vhodný vodič o průřezu  $13mm^2$ . Pro praktickou realizaci máme k dispozici ale pouze vodič obdélníkového profilu o průřezu  $10mm^2$ . Cívka tedy bude pokusně navinuta a odzkoušena na oteplení při daném výstupním proudu a průřezu  $10mm^2$ .

Vzhledem k tomu, že použitý vodič je obdélníkového průřezu, není potřeba do výpočtů zahrnovat činitel plnění, který by indukčnost navržené cívky snižoval. Samozřejmě cívku se nepodaří navinout ideálně, ale činitel plnění budeme moci odhadnout až po navinutí.

Samotný návrh tlumivky je proveden pomocí programu Microsoft Excel, kde jsou zadány veškeré výše uvedené údaje a cívka je zde navržena tak, aby měla optimální rozměrové parametry, které jí budou umožňovat jak maximální možné chlazení tak zároveň možnost umístění tyčového feritového jádra. Vložení tohoto jádra by se indukčnost tlumivky vzhledem k navrženým rozměrům měla zvětšit přibližně 4 – 10 násobně. To bude otázkou dalších pokusů.

Požadovaná indukčnost	[ $\mu H$ ]	18.14
Dosažená indukčnost	[ $\mu H$ ]	18.93
Délka	[cm]	9,6
Vnější průměr	[cm]	7
Vnitřní průměr	[cm]	6.5
Počet závitů ve vrstvě	[-]	12
Počet vrstev	[-]	2
Profil použitého vodiče	[mm]	8 · 1.25

*Tabulka 5-1 Parametry tlumivky*

## 6 DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ

### 6.1 Dimenzování tranzistorů

V případě, že jsou tranzistory sepnuty, jsou namáhány protékajícím proudem – jmenovitě proudem špičkovým, středním a efektivním. Tyto proudy vypočítáme ze vztahů:

$$I_{T \max} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} + \Delta I_p + I_\mu = 42,133 \text{ A} \quad (6.1)$$

$$I_{Tstř} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s = 15,6 \text{ A} \quad (6.2)$$

$$I_{Tef} = I_Z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s} = 24,66 \text{ A} \quad (6.3)$$

kde  $\Delta I_p$  je výstupní zvlnění (10A) přepočítané na primární stranu

Použitý tranzistor musíme vybírat podle maximální hodnoty protékajícího proudu.

Pokud tranzistory nevedou proud, jsou namáhány napětím  $U_1$ . K tomuto napětí musíme ještě připočíst napětí, které vzniká při vypínání tranzistorů na parazitní indukčnosti obvodu tvořeného vyhlazovacím kondenzátorem, tranzistorem a demagnetizační diodou. Abychom tuto parazitní indukčnost omezili a tím snížili i napěťový impulz, musíme geometrickou plochu uvedené smyčky co nejvíce zmenšit. Ke snížení indukčnosti přispěje také použití speciálního bezindukčního kondenzátoru.

Vzhledem k uvedeným napěťovým zákmitům budeme použité tranzistory dimenzovat na maximální závěrné napětí  $U_Z=600\text{V}$ .

Dále musíme také zajistit, aby měnič nepracoval se střídou menší než asi  $s=0.1$ , protože při tomto režimu dochází ke zvýšenému opotřebování tranzistorů. Toto bude úkolem řídicích a regulačních obvodů.

### 6.2 Dimenzování demagnetizačních diod

Diody jsou stejně jako tranzistory namáhány jednotlivými složkami proudu, které vypočítáme podle následujících vztahů:

$$I_{Dem \max} = I_\mu = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{\max} - B_r)^2 \cdot l_{fe} \cdot S_{Fe}}{U_1 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rfe}} \quad (6.4)$$

$$I_{Demstř} = \frac{1}{2} \cdot I_{D \max} \cdot s \quad (6.5)$$

$$I_{Demef} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_{D \max} \cdot \sqrt{s} \quad (6.6)$$

Je potřeba si ale uvědomit, že demagnetizační diody jsou namáhány malými efektivními proudy, ale velkými proudy špičkovými. K tomu je potřeba přihlídnout při jejich volbě.

### 6.3 Dimenzování diod na sekundární straně

Při výpočtu jednotlivých proudů na sekundární straně vycházíme ze vztahů:

$$I_{D1\max} = I_Z \quad (6.7)$$

$$I_{D1stř} = I_Z \cdot s \quad (6.8)$$

$$I_{D1ef} = I_Z \cdot \sqrt{s} \quad (6.9)$$

Pro nulovou diodu můžeme psát:

$$I_{D0\max} = I_Z \quad (6.10)$$

$$I_{D0stř} = I_Z \cdot (1 - s_{\min})$$

$$I_{D0ef} = I_Z \cdot \sqrt{1 - s_{\min}} \quad (6.11)$$

$s_{\min}$  je minimální zvolená střída – volím  $s_{\min}=0.1$

Sekundární diody budeme napětově dimenzovat na napětí přibližně o 50% vyšší, než je napětí dáno převodem transformátoru. Důvodem jsou napětové výkyvy v síti a případné nežádoucí napětové špičky vznikající na indukčnostech měniče.

Proud [A]	Maximální hodnota	Efektivní hodnota	Střední hodnota
Tranzistory	42.13	24.66	15.60
Demagnetizační diody	0.133	0.0486	0.0266
Dioda $D_1$	130	82.2	52
Nulová dioda $D_0$	130	123	117

Tabulka 6-1 **Proudy polovodičů**

### 6.4 Výběr vhodných polovodičů

Podle vypočtených proudů a napětí můžeme vybrat vhodné polovodiče. Při výběru si musíme uvědomit, že proudy polovodičů bývají udávány pro teplotu okolí 20 nebo 25°C. Protože polovodiče budou velmi silně ohřívány, musíme počítat s tím, že i při sebevětší snaze nebude



teplota výkonových polovodičů při intenzivním svařování nižší než asi 60°C, toto musíme proto při výběru zohlednit.

Tranzistory jsou vybrány z katalogu firmy Infineon. Vybrali jsme tranzistor typu Mosfet – N s označením IPW60R045CP. V dnešní době se jedná o tranzistor se špičkovými parametry. Ty jsou uvedeny v následující tabulce:

$U_Z$	[V]	650
$I_{T25}$	[A]	60
$I_{T100}$	[A]	38
$I_{Tmax}$	[A]	230
$P_{tot25}$	[W]	431
$R_{DS}$	[mΩ]	0.045
Pouzdro	[-]	TO247

*Tabulka 6-2 Parametry tranzistoru IPW60R045CP*

Jako demagnetizační diody jsme vybrali diody typu MUR1660CT.

Nulovou diodu jsme vybrali z katalogu firmy Infineon. Jedná se o diodu 100EWE60 s maximálním proudem  $I_{Dmax}=150A$  při 25°C a  $I_{Dmax}=104A$  při 90°C při závěrném napětí  $U_Z=600V$ . Protože proud diodou je na hranici jejich možností, rozhodli jsme se zařadit dvě paralelně.

Pro stejný typ diody jsme se rozhodli i u diody  $D_1$ , kde opět vzhledem k velikosti proudu zařadíme dvě diody paralelně.

## 6.5 Výpočet ztrát na polovodičových prvcích

### 6.5.1 Ztráty na demagnetizačních diodách

Tyto ztráty jsou relativně zanedbatelné a samotné diody se pravděpodobně obejdou bez použití chladiče.

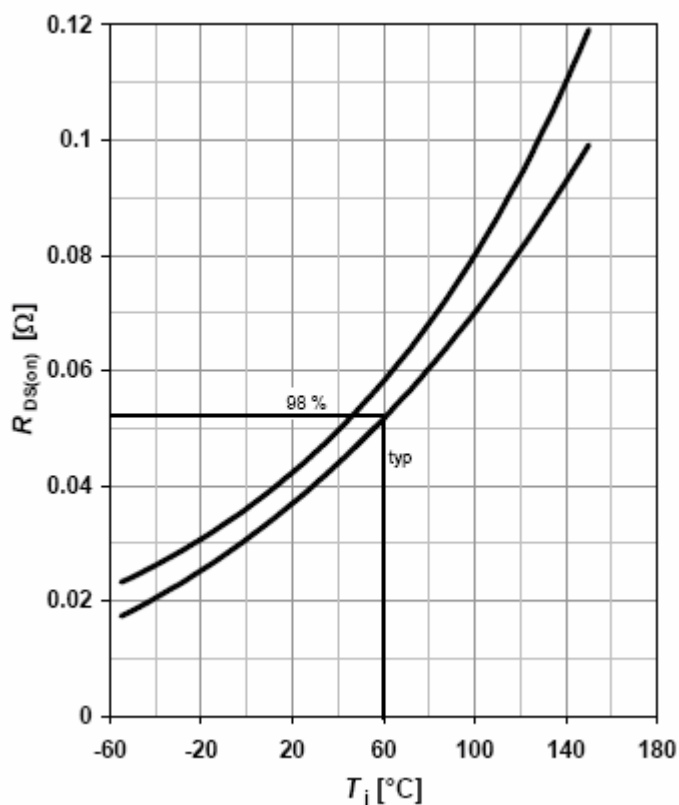
## 6.5.2 Ztráty na spínacích tranzistorech

Ztráty tranzistorů můžeme rozdělit na dvě skupiny:

První skupinu ztrát tvoří ztráty v propustném směru způsobené protékajícím proudem. Na vnitřním odporu tranzistoru  $R_{DS}$  pak vznikají ztráty vyjádřené vztahem:

$$P_{ps} = R_{DS} \cdot I_{lef}^2 \quad (6.12)$$

Běžně bývá hodnota  $R_{DS}$  udávána v katalogu výrobce. Tato hodnota platí ale pro určité podmínky. Protože naše podmínky nebudou stejné, musíme  $R_{DS}$  určit z grafu závislosti odporu na teplotě. Protože předpokládáme teplotu součástek asi  $60^\circ\text{C}$ , budeme také odpor odečítat z následujícího grafu pro tuto teplotu.



Obrázek 6-1 Graf závislosti vnitřního odporu na teplotě

Z grafu jsme odečetli hodnotu  $R_{DS}=0.052\Omega$ .

Dalšími ztrátami jsou ztráty přepínací, které vznikají v době zapínání a vypínání tranzistorů. Tyto ztráty jsou způsobeny konečnou rychlostí spínání a vypínání tranzistorů. Tyto ztráty je možné vypočítat ze vztahů:

$$P_{př} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \quad (6.13)$$

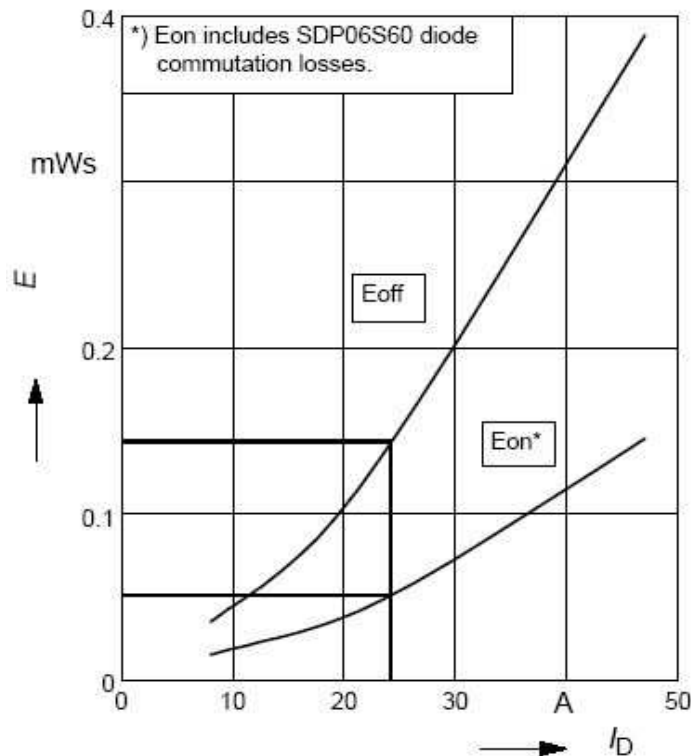
$$W_{on} = \frac{1}{4} \cdot t_{on} \cdot U_d \cdot I_{Tmax} \quad (6.14)$$

$$W_{off} = \frac{1}{4} \cdot t_{off} \cdot U_d \cdot I_{Tmax} \quad (6.15)$$

Protože ale  $t_{on}$  a  $t_{off}$  nejsou stejné, není možné počítat rychlosti spínání tranzistoru pomocí rychlosti spínání tranzistoru ( námi vybraný tranzistor např.  $\frac{du}{dt} = 50V \cdot ns^{-1}$  ).

Ztráty  $W_{on}$  a  $W_{off}$  tedy musíme stanovit z grafu. Protože ale pro tento typ tranzistoru nejsou přepínací ztráty graficky vyjádřeny, musíme použít grafy pro tranzistor blízky tranzistoru vybranému. Nejbližše námi vybranému tranzistoru je tranzistor s označením SPW47N60C3, jehož proudové parametry jsou asi o 30% nižší.

V následujícím grafu jsou uvedeny přepínací ztráty tranzistoru SPW47N60C3 při teplotě 125°C. Vzhledem k tomu, že náš tranzistor bude pracovat při nižší teplotě, dá se předpokládat, že i přepínací ztráty budou nižší. Proto budu ve výpočtech počítat s hodnotami odečtenými z tohoto grafu, tedy  $W_{on} = 0.05mWs$ ,  $W_{off} = 0.15mWs$ .



Obrázek 6-2 Graf závislosti spínacích a vypínacích energií na velikosti proudu

Celkové ztráty jsou pak dány součtem dílčích ztrát:

$$P_{sp} = P_{ps} + P_{př} \quad (6.16)$$

Ztráty obou tranzistorů jsou následně tedy:

$$P_{spcelk} = 2 \cdot P_{sp} \quad (6.17)$$

Typ ztrát	$P_{ps}$	$P_{př}$	$P_{sp}$	$P_{spcelk}$
[W]	31.72	20	51.72	103.44

Tabulka 6-3 Ztráty tranzistorů

### 6.5.3 Ztráty na sekundárních diodách

Ztráty u diod rozlišujeme opět dvojího druhu. Prvním druhem jsou ztráty v propustném směru. Ty vypočítáme pomocí vztahu:

$$P_{D1} = U_p \cdot I_{Dstř} \quad (6.18)$$

$$P_{D0} = U_p \cdot I_{D0stř} \quad (6.19)$$

kde  $U_p$  je prahové napětí diody, které je přibližně 0.6V

Dalším druhem ztrát jsou ztráty přepínací, které vznikají během zotavovací doby  $t_{rr}$ . Zotavovací čas je doba, po kterou vede dioda proud v závěrném směru, protože jí bylo vnuceno závěrné napětí. Výpočet tohoto druhu ztrát je jen přibližný. Platí pro něj:

$$P_{Drr} = \frac{1}{4} \cdot U_2 \cdot I_Z \cdot t_{rr} \cdot f \quad (6.20)$$

$t_{rr}$  je údaj, který získáme v katalogových listech. Pro vybranou diodu je  $t_{rr} = 120\text{ns}$  pro  $T = 25^\circ\text{C}$  a  $t_{rr} = 168\text{ns}$  pro  $T = 125^\circ\text{C}$ . Vzhledem k předpokládané pracovní teplotě zvolím  $t_{rr} = 140\text{ns}$ .

Ztrátový výkon obou sekundárních diod je pak:

$$P_{Dcelk} = P_{D1} + P_{D0} + 2 \cdot P_{Drr} \quad (6.21)$$

Typ ztrát	$P_{D1}$	$P_{D0}$	$P_{Drr}$	$P_{Dcelk}$
[W]	31.2	70.2	40.95	183.3

Tabulka 6-4 Ztráty na sekundárních diodách

## 7 DIMENZO VANÍ KONDENZÁTORU MEZIOBVODU

Napětí, které získáme usměrněním vstupního střídavého napětí je velmi zvlněné a pro pulzní spínání tranzistory nevhodné. Proto je nutné jej vyfiltrovat pomocí filtračních kondenzátorů. Jejich velikost musí být kompromisem mezi požadovaným minimálním zvlněním při daném proudovém odběru a velikostí rušení, které v případě že jsou kondenzátory příliš velké způsobují. Navíc při síťovém napětí a velikosti kondenzátorů nad kapacitu přibližně 2mF nedochází k přesnému kopírování nabíjení a nabíjecího napětí. Vstupní napětí je neúměrně deformováno a kondenzátor se nenabíjí na plnou hodnotu napětí. Navíc samozřejmě musíme uvažovat nárůst ceny v případě větších kapacit.

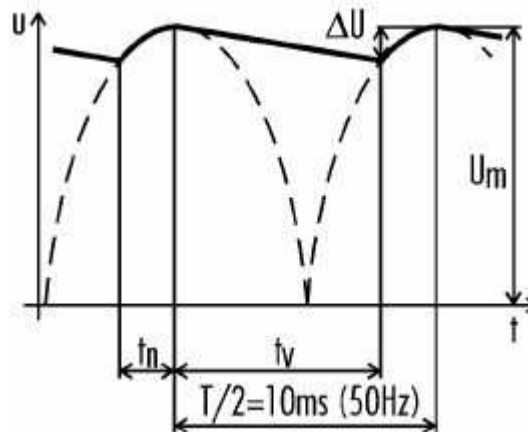
Při návrhu vycházíme z definice velikosti proudu:

$$i(t) = C \cdot \frac{du}{dt} \quad (7.1)$$

z čehož po úpravě vyplývá velikost filtrační kapacity:

$$C_F = i(t) \cdot \frac{dt}{du} = I_{stř} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta U} \quad (7.2)$$

kde za  $\Delta t$  je považován čas  $t_v$  po který se kondenzátor vybíjí. Běžná je hodnota přibližně 8ms.



Obrázek 7-1 Průběh usměrněného napětí s kondenzátorem meziobvodu

Pro zvolenou hodnotu výstupního zvlnění  $\Delta U = 40V$  vychází velikost filtračního kondenzátoru 2,08mF. Volíme tedy nejlépe tři paralelně řazené kondenzátory 680μF/400V.

## 8 NÁVRH VÝSTUPNÍHO KONDENZÁTORU

Abychom zlepšili vyhlazení výstupního napětí, můžeme zařadit do obvodu filtrační kondenzátor. Jeho návrh je jednoduchý, ale musíme zvolit rozumné zvlnění výstupního napětí, aby kondenzátor nebyl zbytečně příliš velký, ale přitom aby zvlnění nebylo příliš vysoké. Při návrhu vycházíme ze vztahu:

$$C_v = \frac{(1-s) \cdot s \cdot U_2}{16 \cdot f^2 \cdot L \cdot \Delta U} \quad (8.1)$$

kde  $\Delta U$  je zvolené zvlnění výstupního napětí, volím  $\Delta U = 1V$ .

Při tomto zvlnění vychází velikost kondenzátoru  $C = 7.128\mu F$ . Z katalogu firmy GME volíme kondenzátor  $10\mu F/160V$ .

Dále ještě můžeme spočítat proud tímto kondenzátorem dle vztahu:

$$I_{cef} = \frac{\Delta I}{\sqrt{3}} \quad (8.2)$$

Výsledný proud je pak  $I_{Cef} = 5.77A$ .

Poznámka: Tento kondenzátor při praktické realizaci možná nebude vůbec použit, protože pro samotné svařování je nejdůležitější proud a proudové zvlnění, nikoli napěťové zvlnění.

## 9 ŘÍZENÍ

Řízení spínání jednotlivých výkonových tranzistoru v měniči je v nejběžnějších případech realizováno buďto:

- 1) Pomocí analogových logických a klopných obvodů a speciálních obvodů pro PWM
- 2) Pomocí programovatelné jednotky, kterou může být nějaký menší typ mikroprocesoru či mikrokontroléru

Výhodou první varianty je možnost poskládat celé řízení z běžně dostupných integrovaných obvodů. Přitom není nutná žádná znalost programování jak je tomu v případě, že se rozhodneme pro řízení mikroprocesorem. Nevýhodou je ale složitost při návrhu desky a její realizaci a také nemožnost nějakým efektivním způsobem měnit parametry řízení. Naopak v případě použití programovatelného procesoru je deska relativně jednodušší a kdykoliv máme možnost změnit parametry řízení v závislosti na získaných poznacích ze svařování. Vzhledem k uvedeným skutečnostem jsme se rozhodli pro navržení řízení, které bude realizováno mikroprocesorem. Toto bude realizováno na oddělené desce plošných spojů, která se bude zasunovat do výkonové části přes vhodný konektor.

Z hlediska řízení samotného svařovacího oblouku rozlišujeme obecně tři typy regulace, a to:

1. **Regulace na konstantní napětí**
2. **Regulace na konstantní proud**
3. **Regulace na konstantní výkon**

## 9.1 Regulace na konstantní napětí

Jedná se o regulaci, kdy proudové smyčce je nadřazena smyčka napěťová. Informace o napětí může být získávána například napěťovým děličem na výstupu celého obvodu, případně jiným způsobem. Tato hodnota je vedena do regulátoru, který ji porovnává s žádanou hodnotou nastavovanou z vnějšku. Výstupní veličinou z tohoto regulátoru je žádaná hodnota pro podřízenou proudovou smyčku. Tento druh regulace je vhodný především pro svařovací automaty, kde jsou zaručeny konstantní rychlosti sváření a pohybu elektrody.

## 9.2 Regulace na konstantní proud

Při tomto druhu regulace je svařovací proud konstantní bez ohledu na vzdálenost svařovací elektrody – to znamená, že proud obloukem je prakticky nezávislý na velikosti obloukového napětí, které je závislé na vzdálenosti elektrody od svařovaného místa. Z toho vyplývá vysoká stabilita oblouku s vyloučením nežádoucího prskání oblouku. Z předchozího popisu je patrné, že energie dodávaná do oblouku je tedy při různých vzdálenostech elektrody (a tedy i napětí) různá. Z toho vyplývají problémy nerovnoměrného prohřívání svárů. Další nevýhodou je, že se touto metodou špatně svařují tenké materiály, které se snadno propalují.

## 9.3 Regulace na konstantní výkon

Tato regulace je zřejmě nejvýhodnější, protože zajišťuje optimální závislost svařovacího proudu a napětí oblouku. Většinou bývá realizována tak, že proudové smyčce je nadřazena smyčka výkonu. Výkon dodávaný do oblouku je relativně snadné zjistit, protože informaci o proudu získáme z čidla a reálné napětí oblouku získáme z děliče, případně procesorově přepočítáme napětí na výstupu transformátoru a střídu, čímž získáme hodnotu výstupního napětí.

## 9.4 Použitý mikroprocesor a jeho parametry

Procesor, který jsme se rozhodli použít je typ 56F8322 od výrobce Motorola. Jedná se o malý 48 pinový procesor v provedení SMT pracující na frekvenci 60MHz. Je vybaven vnitřní programovatelnou pamětí o velikosti 32kB a operační pamětí 4kB.

Některé další parametry jsou uvedeny v následující tabulce:

Feature	56F8322
Guaranteed Speed	60MHz/60 MIPS
Program RAM	4KB
Data Flash	8KB
PWM	1 x 6
CAN	1
Quadrature Decoder	1 x 4
Temperature Sensor	1

Tabulka 9-1: *Parametry řídicího procesoru*

## 10 SENZOR PROUDU

K tomu, abychom byli schopni regulovat svářecí proces je nutné, abychom měli informace o chování velikosti napětí a proudu na výstupu svářečky. Zjistit velikost výstupního napětí je relativně jednoduché, protože jeho střední hodnota je definována velikostí vstupního napětí, transformátorového poměru a střídavy. Platí tedy:

$$U_{sv} = U_1 \cdot k \cdot s \quad (10.1)$$

Tato informace není samozřejmě zcela přesná, neboť zde neuvažujeme úbytek napětí na výstupní indukčnosti ani úbytky napětí na usměrňovací diodě. K tomu se zjevně přidává ještě fakt kolísání napětí  $U_1$  při různém zatížení. Pro samotnou regulaci ale tato informace ale nebude příliš důležitá, neboť regulace bude odvozována především od velikosti výstupního, tedy svářecího proudu.

Výstupní proud je možné měřit v zásadě několika způsoby:

1. Proudovým transformátorem
2. Bočníkem
3. Nekontaktním čidlem proudu tvořeným nejčastěji Hallovým článkem

### 10.1 Měřicí transformátor proudu

Jeho výhodou je bezkontaktní a relativně přesné měření neovlivňující žádným způsobem měřený objekt. Jeho nevýhodou je to, že není schopen měřit stejnosměrné proudy.



## 10.2 Bočník

Nejjednodušší možný způsob získávání informace o velikosti výstupního proudu. Je přesný, nenáchylný k mechanickým vlivům okolí, levný a přesný. Nevýhodou jsou výkonové ztráty které na něm nutně vznikají a malá hodnota získaného signálu.

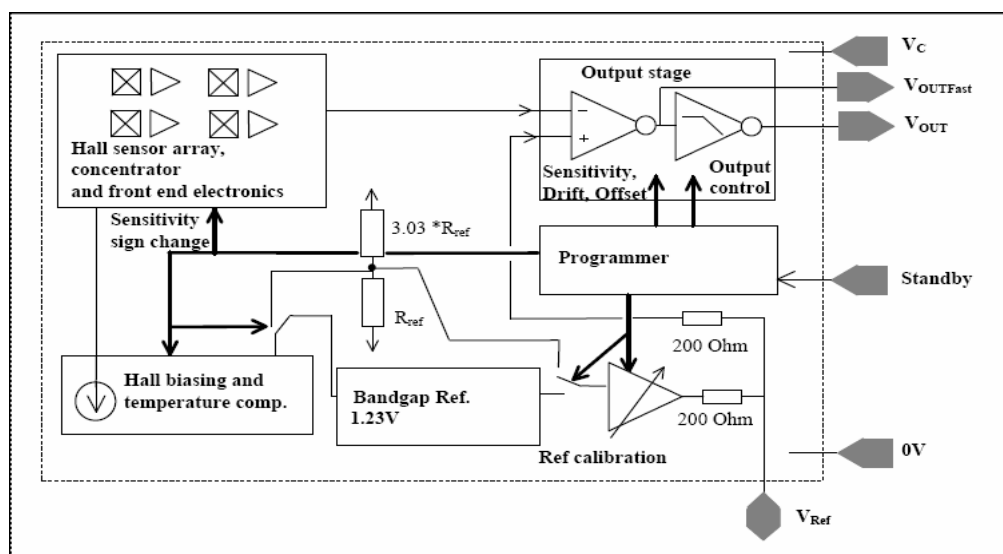
## 10.3 Hallova sonda

Může být tvořen čidlem umístěným v odolném obalu, který se připojuje přímo na výstupní svorku nebo čidlem umístěným v pouzdře běžného integrovaného obvodu at' už v klasickém provedení nebo v provedení SMT. Výhodou těchto čidel je jejich přesnost a relativně velká velikost výstupního signálu. Jejich nevýhodou je ale cena a náchylnost k zarušení vnějším elektromagnetickým polem.

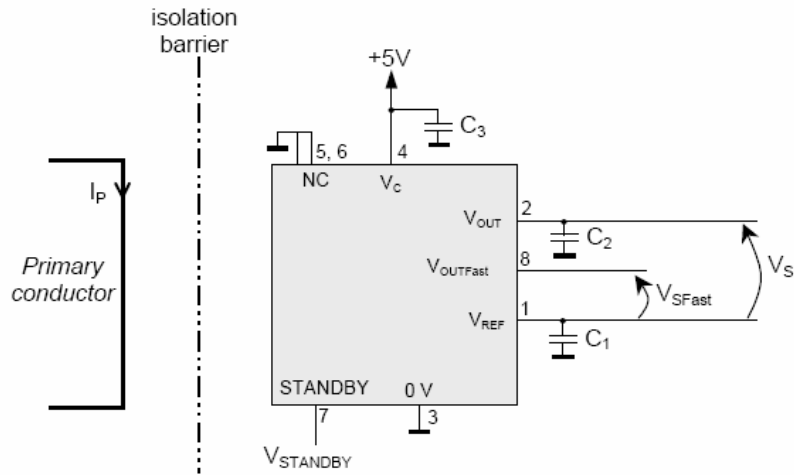
Vzhledem k tomu, že projekt této svářečky je v jistém slova smyslu brán jako pokusný a ověřující určité předpoklady, rozhodli jsme se, že jako čidlo proudu použijeme Hallův článek.

## 10.4 Konstrukce a uspořádání čidla proudu:

Použité čidlo Minisense pochází od firmy LEM. Je zapouzdřeno v pouzdru SO8 (DIL8 v SMT provedení) a jeho maximální rozsah je 0-80A v případě těsného upevnění nad procházející proudovou cestu. Jeho rozsah je však možné zvýšit tím, že jej pozvedneme do určité definované výšky nad procházející proud a tím snížíme počet elmg. siločar jím procházejících.



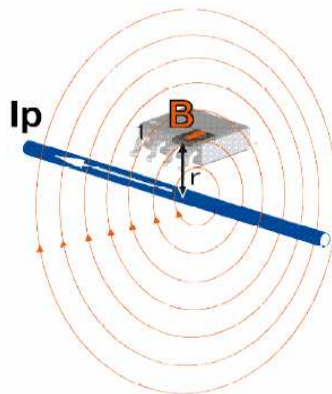
Obrázek 10-1 Vnitřní zapojení čidla



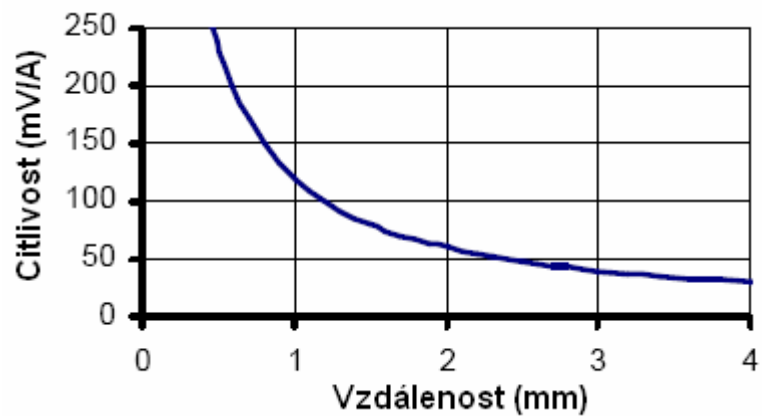
Obrázek 10-2 Celkové zapojení čidla

Kondenzátory uvedené ve schéma tu jsou vazební o velikosti  $C_1 = C_3 = 47\text{nF}$ ,  $C_2 = 4,7\text{nF}$

Z následujícího obrázku je patrný princip měření proudu:



Obrázek 10-3 Princip měření



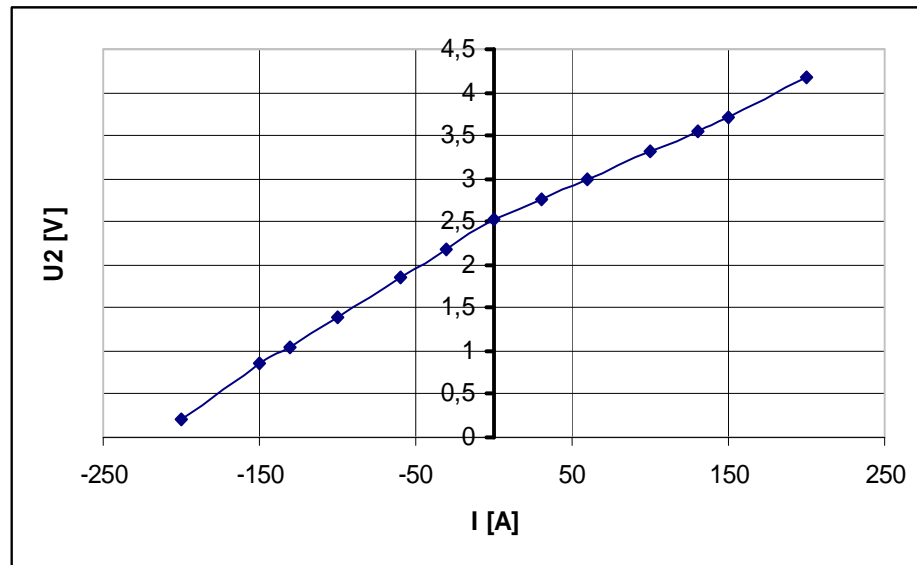
Obrázek 10-4 Graf citlivosti čidla

Jak bylo uvedeno, je možné citlivost snížit zvětšením vzdálenosti od měřené proudové trasy, ale druhou možností je také natočení čidla o konkrétní úhel k měřené trase – tím se sníží počet siločar jím procházejících, čímž zvýšíme měřený proudový rozsah. Tuto druhou variantu použijeme v našem případě, přičemž čidlo umístíme pod určitým úhlem dovnitř vzduchové tlumivky. Zde bude chráněno jak před mechanickým poškozením, tak také částečně před rušivým elmg. polem vznikajícím činností transformátoru. Navíc výhodou bude, že pokud čidlo vhodně uvnitř cívky natočíme, získáme maximální nebo téměř maximální velikost signálu právě při nejvyšším zatěžovacím proudu.

Při praktické realizaci a umístění čidla pod úhlem přibližně 85 stupňů od roviny osy tlumivky jsme byli schopni měřit dokonce proudy o velikosti 200 A bez toho, aniž bychom překročili rozsah čidla. Naměřené hodnoty jsou vyneseny v následující tabulce:

$I_z$	$U_2$
[A]	[V]
200	4,17
150	3,716
130	3,553
100	3,32
60	2,988
30	2,75
0	2,535
-30	2,192
-60	1,85
-100	1,385
-130	1,034
-150	0,854
-200	0,204

*Tabulka 10-1: Naměřené hodnoty výstupního napětí čidla při různých proudtech tlumivkou*



Obrázek 10-5 Graf výstupního napětí čidla v závislosti na proudu tlumivkou

Tyto hodnoty budou následně proloženy přímkou a budou referenčními hodnotami pro procesor, který bude řídit regulaci svařování, přičemž pro procesor bude čidlo dodávat napětí referenční pro nulový proud a v případě zvyšování proudu bude tato hodnota klesat k nulové hodnotě napětí. Toto je z důvodu následně jednoduššího programování řídicího procesoru.<sup>[7]</sup>

## 11 BUDIČE VÝKONOVÝCH TRANZISTORŮ

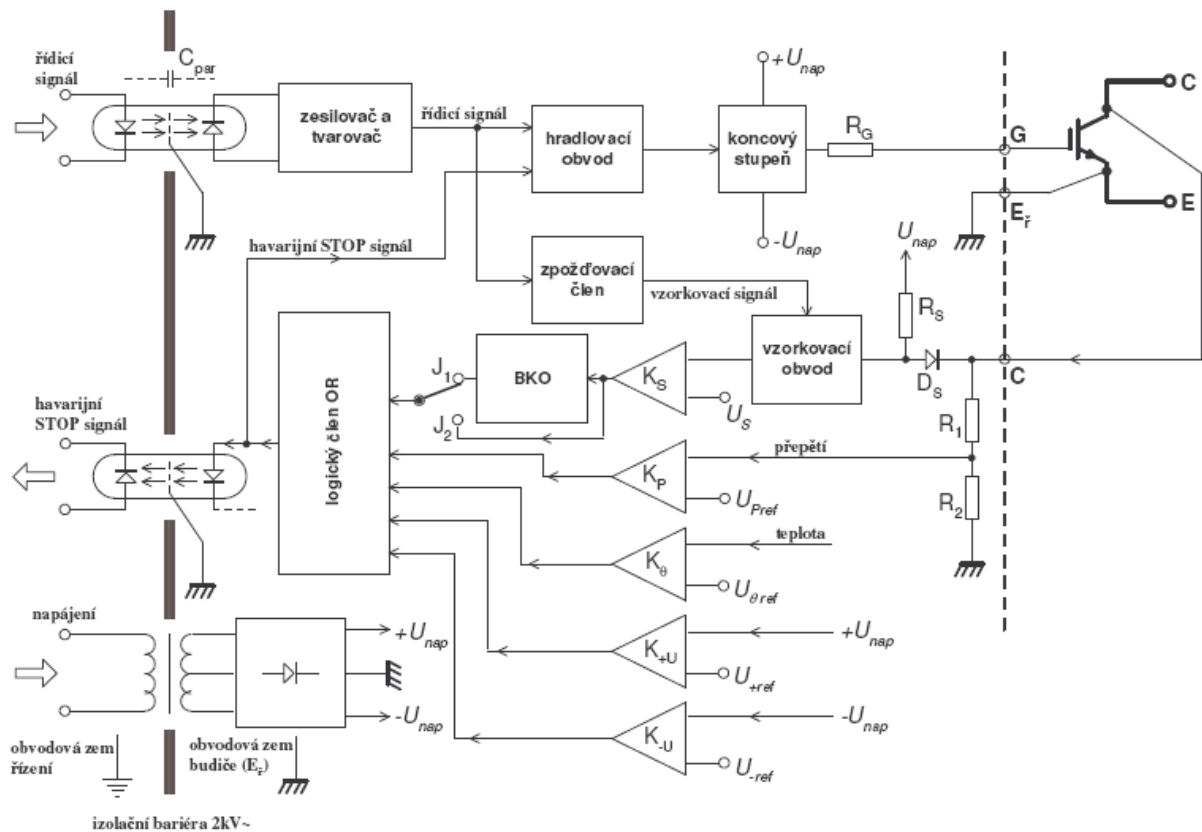
Jako budič ( z angl. také často používaný výraz driver ) tranzistoru rozumíme obvod, který zajišťuje generování řídicího signálu pro spínaný tranzistor, přičemž tento signál je mezi řídicí elektrodou a emitorem tranzistoru. Takto generovaný signál musí mít dostatečně velkou napěťovou a proudovou úroveň, aby bylo zajištěno dokonalé otevření, nebo uzavření přechodů tranzistoru. Neméně důležitou úlohou budiče je galvanické oddělení řídicího signálu na přechodu mezi řídicím a silovým obvodem měniče. Přitom je nutné dbát na to, aby toto galvanické oddělení mělo dostatečnou napěťovou pevnost a minimální parazitní kapacitu, protože při spínání moderních rychlých, výkonových tranzistorů je strmost  $\frac{du}{dt}$  velmi vysoká, což při parazitní kapacitě způsobuje velmi vysoké a úzké proudové impulzy. Pokud vezmeme v potaz, že strmost  $\frac{du}{dt}$  je u moderních tranzistorů až 100kV/ $\mu$ s a odolnost optočlenů proti rušení je vyhovující do strmosti asi 20kV/ $\mu$ s je zřejmé, že nad tuto strmost je nutné použít jiný princip budiče. Praktickou a často nedílnou součástí budiče je co možná nejrychlejší elektronická ochrana spínaného tranzistoru, která poruchový či nestandardní stav tranzistoru hlásí řídicímu systému opět přes galvanicky oddělenou cestu. Jakýkoliv budič potřebuje být napájen z vlastního galvanicky odděleného zdroje, který bývá vždy řešen jako impulsní transformátopek.

Pokud je strmost spínání větší než zmíněných  $20\text{kV}/\mu\text{s}$ , máme prakticky na výběr ze dvou různých principů budičů

- 1) Použít budič na magnetickém principu
- 2) Použít budič na optickém principu

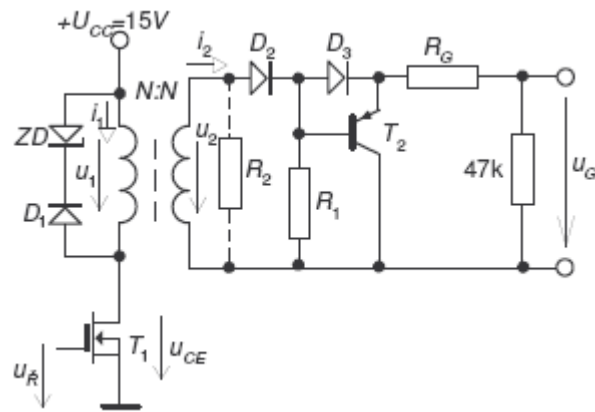
Pokud by jsme nebyli finančně omezeni, je výhodné využít optický přenos, který využívá k přenosu informace optické vlákno. Výhodou opt. vláken je jejich úplná odolnost vůči elektromagnetickému rušení, protože optika je elektricky zcela nevodivá, tudíž těžce rušitelná. Ale jak bylo naznačeno, takovéto řešení budiče je velmi drahé a použitelné pro výrazně náročnější a dražší měniče.

Zbývá nám tedy možnost použít budič magnetický princip, jehož blokové schéma je na obr. 11-1:



Obrázek 11-1 Principiální schéma galvanicky odděleného budiče

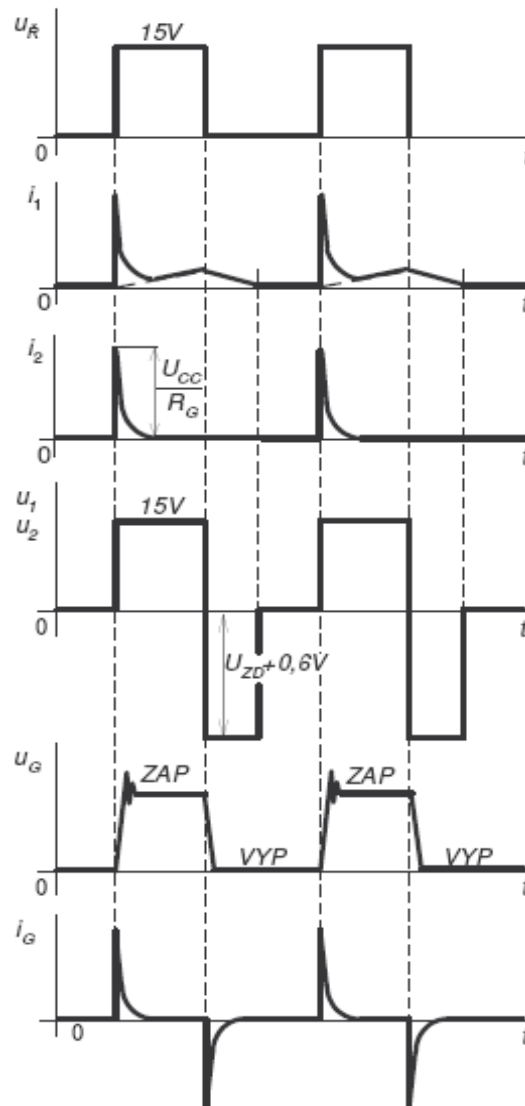
Vzhledem k tomu, že tranzistory použité v našem měniči jsou typu MOS-FET, použijeme následující typ budiče vhodný právě pro tento druh tranzistorů:



Obrázek 11-2 Zapojení budiče tranzistorů MOS-FET

Jedná se o jednoduchou variantu budiče s impulsním transformátorkem, který přenáší oba signály – výkonový i spínací. Tranzistory MOS-FET je možné jednoduše vypnout vybitím kapacity hradla na nulový potenciál – stejným způsobem je toto vypnutí řešeno i v našem případě. Nevýhodou tohoto budiče je nepřítomnost elektronických ochran, výhodou zase jednoduchost impulsního transformátorku – bude uvedeno později.

Nyní si můžeme udělat rozbor činnosti budiče. Všechny důležité průběhy jsou uvedeny na následujícím obrázku:



Obrázek 11-3 Teoretický průběh veličin v použitém budiči

Pokud sepne řídicí signál  $u_r$ , tedy tranzistor  $T_1$ , objeví se na primárním i sekundárním vinutí transformátorku napájecí napětí. Z tohoto napětí se přes diody  $D_2, D_3$  a přes odpor  $R_G$  nabíjí řídicí elektroda (hradlo) buzeného tranzistoru tranzistor se otevírá. Po skončení přechodného jevu je kapacita přechodu nabitá a tranzistor je sepnut. V době sepnutí spínaného

tranzistoru je napětí na obou stranách transformátorku konstantní a magnetizační proud v primárním vinutí proto lineárně narůstá. K této hodnotě proudu se navíc ještě připočítává v primárním vinutí přetransformovaný budící proudový impulz ze sekundární strany transformátorku.

Pokud vypne tranzistor  $T_1$  nemůže magnetizační proud který teče přes primární vinutí skokem zaniknout, ale dále se uzavírá přes diodu  $D_1$  (která zabezpečuje, aby při sepnutí tranzistoru  $T_1$  netvořila Zenerova dioda v propustném směru zkrat primárního vinutí) a demagnetizační

Zenerovu diodu. Pomocí diod  $D_1$  a Zenerovy diody je na primárním vinutí udržována konstantní hodnota napětí přibližně 0,6V v opačné polaritě, než napětí v době sepnutí tranzistoru. To je důvodem toho, že magnetizační proud transformátorkem lineárně zaniká, přičemž rychlost zániku je dána velikostí Zenerova napětí diody.

Vypnutí buzeného tranzistoru je zajištěno tranzistorem  $T_2$  typu NPN, který se při změně polarity sekundárního napětí z kladné na zápornou sepne a kapacita hradla buzeného tranzistoru se vybije přes odpor  $R_G$  na nulový potenciál.<sup>[8]</sup>

## 12 ZMĚNA KONCEPCE INVERTORU

V předchozích kapitolách jsme popisovali a navrhovali svářečí invertor, který byl obecně koncepčně řešen jako jednočinný propustný měnič pracující na frekvenci  $f = 100\text{kHz}$  s paralelním řazením dvou tranzistorů v každé větvi, kompaktním monolitickým transformátorem průměru 80mm, vzduchovou tlumivkou a programovatelným řízením na samostatné desce, která se zasunuje do desky výkonové části zdroje.

Vzhledem k poměrně překotnému vývoji v oblasti spínaných zdrojů všech typů a rychlému zdokonalování polovodičových výkonových technologií jsme se v průběhu vývoje tohoto zdroje rozhodli ke změně celkové koncepce. Bylo to dáno také tím, že jsme se rozhodli zdroj dále miniaturizovat a k řízení použít jednoduše dosažitelný integrovaný obvod, který je pro každého snadno dostupný.

Celkově se změna dotkla prakticky všech částí zdroje. Tyto změny jsou uvedeny dále:

- 1) změna pracovní frekvence ze 100kHz na 200kHz
- 2) k řízení není použit procesor, ale IO UC3845
- 3) jednodílná deska samotného invertoru s připevněným pomocným zdrojem 12V/2A  
výkonový transformátor složen z více menších jader
- 4) umístění tlumivky na výkonovém transformátoru
- 5) jako čidlo proudu je použit proudový transformátor namísto Hallovy sondy

Výsledné hodnoty jsou následující:

$$U_1 = 300V$$

$$I_{2\max} = 130A$$

$$f = 200\text{kHz}$$

$$U_2 = 35V$$

$$s_{\max} \cong 0,43$$



## 12.1 Návrh transformátoru

Protože došlo ke všem výše uvedeným změnám, změnily se také podmínky návrhu a celkové uspořádání DPS. Aby se miniaturizovala velikost a zlepšilo chlazení, rozhodli jsme se, že ke konstrukci transformátoru použijeme více menších jader vzájemně slepených, na kterých budou navinuta jednotlivá vinutí. Ke konstrukci jsme použili feritová jádra firmy Semic z materiálu CF139. Jedná se o jádra typu LjT3813 s vnějším průměrem 38,1mm, vnitřním průměrem 25,4mm a výškou 12,7mm. Celkově se transformátor skládá ze čtyř jader vzájemně spojených, na kterých je dále namotáno primární a sekundární vinutí. Celý transformátor je pak omotán výstupní tlumivkou.

Charakteristika tohoto materiálu jsou spolu s charakteristikami materiálu CF138 a tabulkou jader je uvedena v literatuře [13].

Celkový efektivní magnetický průřez vybraných jader LjT3813 je:  $S_{\text{jádra}} = 77,5 \cdot 4 = 310 \text{ mm}^2$

Pokud uvažujeme maximální dobu sepnutí  $s_{\text{max}} = 0,43$  a frekvenci spínání 200 kHz, můžeme spočítat velikost magnetické indukce v jádře, která je závislá na počtu primárních závitů. Pokud tedy chceme, aby se maximální sycení pohybovalo kolem 0,2T, dosadíme do následujícího vztahu vhodný počet primárních závitů:

$$N_1 = \frac{U_1 \cdot t_{\text{zap}}}{B \cdot S_{\text{jádra}}} = \frac{300 \cdot 2,15 \cdot 10^{-6}}{0,2 \cdot 310 \cdot 10^{-6}} = 10,4 \approx 11 \quad (12.1)$$

kde

$$t_{\text{zap}} = s_{\text{max}} \cdot \frac{1}{f} = 0,43 \cdot \frac{1}{200 \cdot 10^3} = 2,15 \mu\text{s} \quad (12.2)$$

Pokud má být střední hodnota výstupního napětí naprázdno přibližně 35V, můžeme psát:

$$N_2 = \frac{U_2 \cdot N_1}{U_1 \cdot s} = \frac{35 \cdot 10}{300 \cdot 0,43} = 2,713 \approx 3 \quad (12.3)$$

Při započítání maximálního kolísání napájecí sítě  $\pm 10\%$  získáme hodnotu maximálního vstupního napětí

$$U_{1\text{max}} = (230 + (0,1 \cdot 230)) \cdot \sqrt{2} = 358 \text{ V} \quad (12.4)$$

Z tohoto plyne také maximální teoretická špičková hodnota  $U_{2\text{max}}$

$$U_{2\text{max}} = U_{1\text{max}} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 358 \cdot 0,3 = 107,4 \text{ V} \quad (12.5)$$

Hodnota maximálního možného výstupního napětí po započítání střídavy tedy bude:

$$U_{\text{výst}} = U_{2\text{max}} \cdot s_{\text{max}} = 96,7 \cdot 0,43 = 46,18 \text{ V} \quad (12.6)$$

Pokud budeme uvažovat vstupní napětí  $U_d=300V$ , bude střední hodnota výstupního napětí rovna:

$$U_{\text{výst}} = U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s_{\text{max}} = 300 \cdot \frac{3}{10} \cdot 0,43 = 38,7V \quad (12.7)$$

Velikost tohoto výstupního napětí je ale vypočítána bez vlivu rozptylové indukčnosti. Pokud bychom chtěli toto dopočítat, musíme znát velikost indukčnosti sekundárního vinutí transformátoru.

Velikost této indukčnosti určíme z náběžné hrany proudu – viz přílohy. Platí:

$$L_R = \frac{U_1}{\frac{di}{dt}} = \frac{300}{\frac{50}{400 \cdot 10^{-9}}} = 2,4 \mu H \quad (12.8)$$

Pak pro  $L_{R2}$  platí:

$$L_{R2} = L_R \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = 2,4 \cdot 10^{-6} \cdot \left(\frac{3}{10}\right)^2 = 216 nH \quad (12.9)$$

Pro změnu proudu v čase platí u transformátoru vztah:

$$\frac{\Delta I}{\Delta t} = \frac{U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1}}{L_{R2}} \Rightarrow \Delta t = \frac{\Delta I \cdot L_{R2}}{U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1}} = \frac{130 \cdot 0,216 \cdot 10^{-6}}{300 \cdot \frac{3}{10}} = 312 ns \quad (12.10)$$

To znamená, že při maximálním proudu zdroje 130 A bude velikost napětí snížena na přibližně:

$$U_{\text{výst}} = U_1 \cdot \frac{t_{\text{zap}} - \Delta t}{T} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 300 \cdot \frac{(2,15 - 0,312) \cdot 10^{-6}}{5 \cdot 10^{-6}} \cdot \frac{3}{10} = 33,08V \quad (12.11)$$

$$I_{1\text{max}} = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} = 130 \cdot 0,3 = 39 A \quad (12.12)$$

Nyní by jsme měli stanovit teoretickou maximální hodnotu magnetizačního proudu.

Pro námi použitá toroidní jádra je velikost hodnoty  $A_L = 2100 nH / \text{zav}^2$

Pro čtyři spojená jádérka je tedy

$$A_{L_{\text{celk}}} = 4 \cdot A_L = 4 \cdot 2100 = 8,4 \mu H / \text{zav}^2 \quad (12.13)$$

Indukčnost primárního vinutí je tedy teoreticky:

$$L_1 = N_1^2 \cdot A_{L_{\text{celk}}} = 10^2 \cdot 8,4 \cdot 10^{-6} = 840 \mu H \quad (12.14)$$

Velikost magnetizačního proudu je v nejhroším případě napájení teoreticky rovna:

$$I_{\mu \max} = \frac{U_{1 \max} \cdot t_{zap}}{L_1} = \frac{358 \cdot 2,15 \cdot 10^{-6}}{2,11 \cdot 10^{-3}} = 0,916 \text{ A} \quad (12.15)$$

Jako primární vinutí je použit 120ti žilový rupalitový vodič jednotlivého průměru 0,2mm. Celkový průřez primárního vinutí je tedy:

$$S_{prim} = 120 \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} = 10 \cdot \frac{\pi \cdot 0,2^2}{4} = 3,77 \text{ mm}^2 \quad (12.16)$$

Při této ploše primárního vinutí má celkové proudové zatížení velikost:

$$J_{prim} = \frac{I_{Cef}}{S_{prim}} = \frac{25,6}{3,77} = 6,79 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (12.17)$$

Celková délka primárního vinutí je

$$l_{prim} = 10 \cdot (101,6 + 101,6 + 6,35 + 6,35) \text{ mm} = 2,15 \text{ m} \quad (12.18)$$

Pokud započítáme i délku přívodu, zvýší se celková délka na cca 2,4 m.

V tento okamžik můžeme spočítat celkovou velikost odporu primárního vinutí.

$$R_{prim} = \rho \cdot \frac{l_{prim}}{S_{prim}} = 0,0178 \cdot \frac{2,15}{3,77} = 10,15 \text{ m}\Omega \quad (12.19)$$

Ztráty v primárním vinutí budou:

$$P_{prim} = I_{lef}^2 \cdot R_{prim} = 25,6^2 \cdot 10,15 \cdot 10^{-3} = 6,65 \text{ W} \quad (12.20)$$

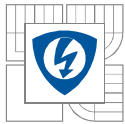
Celková délka sekundárního vinutí je

$$l_{sek} = 3 \cdot (101,6 + 101,6 + 6,35 + 6,35) \text{ mm} = 0,647 \text{ m} \quad (12.21)$$

Pokud uvažujeme i délku přívodu, získáme přibližně  $l_{sek} = 0,9 \text{ m}$

Sekundární vinutí se skládá ze dvou paralelně vinutých rupalitových vodičů  $300 \cdot 0,2 \text{ mm}$ . Celková plocha je tedy:

$$S_{sek} = 2 \cdot 300 \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} = 2 \cdot 300 \cdot \frac{\pi \cdot 0,2^2}{4} = 18,85 \text{ mm}^2 \quad (12.22)$$



Celková hodnota odporu sekundárního vinutí je:

$$R_{sek} = 0,5 \cdot \rho \cdot \frac{l_{sek}}{S_{sek}} = 0,5 \cdot 0,0178 \cdot \frac{0,9}{18,85} = 0,425 \text{ m}\Omega \quad (12.23)$$

V případě, že efektivní proud sekundárem je:

$$I_{2ef} = I_{1ef} \cdot \frac{N_1}{N_2} = 25,6 \cdot \frac{10}{3} = 85,33 \text{ A} \quad (12.24)$$

Pak ztráty v mědi sekundárního vinutí jsou:

$$P_{sek} = I_{2ef}^2 \cdot R_{sek} = 85,33^2 \cdot 0,425 \cdot 10^{-3} = 3,09 \text{ W} \quad (12.25)$$

Celková hodnota sekundární proudové hustoty je:

$$J_{sek} = \frac{I_{2ef}}{S_{sek}} = \frac{85,33}{18,85} = 4,53 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2} \quad (12.26)$$

Celkové ztráty obou vinutí jsou:

$$P_{vinuti} = P_{prim} + P_{sek} = 6,65 + 3,09 = 9,74 \text{ W} \quad (12.27)$$

K celkovým ztrátám je nutno započítat ještě ztráty ve feritu. Ty vycházejí z charakteristiky ztrát v závislosti na magnetickém sycení materiálu a na frekvenci. Výrobce udává pro sycení  $B = 0,2 \text{ T}$  ztráty:

$$P_h = 2000 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} \quad \text{při } T=25^\circ\text{C}$$

$$P_h = 1050 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} \quad \text{při } T=100^\circ\text{C}$$

Pokud předpokládáme přibližnou teplotu jádra za provozu  $60\text{-}80^\circ\text{C}$ , budou ztráty přibližně:

$$P_{hc} = 1400 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} \quad \text{při } T=25^\circ\text{C}$$

$$B = \frac{U_D \cdot t_{zap}}{S \cdot N_1} = \frac{300 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}}{310 \cdot 10^{-6} \cdot 10} = 0,212 \text{ T} \quad (12.28)$$

$$P_h = P_{hc} \cdot \left(\frac{B}{\Delta B}\right)^2 = 1400 \cdot \left(\frac{0,212}{0,4}\right)^2 = 393 \text{ kW} \cdot \text{m}^{-3} \quad (12.29)$$

$\Delta B$  je rovna sycení  $\pm 0,2 \text{ T}$

Což při objemu transformátorku  $V_c = 4 \cdot 7525 = 30100 \text{ mm}^3 = 30,1 \cdot 10^{-6} \text{ m}^3$  představuje ztráty:

$$P_h = P_h \cdot V = 393 \cdot 10^3 \cdot 30,1 \cdot 10^{-6} = 11,8 \text{ W} \quad (12.30)$$

## 12.2 Ztráty na polovodičích

Pokud bychom použili tranzistor typu SPW47N60CFD, jehož parametry jsou:

$$U_{\max} = 600V$$

$$I_{\max} = 46A$$

$$t_{on} = 60ns$$

$$t_{off} = 115ns$$

$$R_{DSon} = 83m\Omega$$

Mohli by jsme vyjádřit efektivní velikost proudu a následně ztráty na tranzistoru při nejhorším možném případě

$$I_{Cef} = I_{1\max} \cdot \sqrt{s_{\max}} = 39 \cdot \sqrt{0,43} = 25,6A \quad (12.28)$$

Ztráty redukované:

$$P_{red} = I_{1ef}^2 \cdot R_{DSon} = 25,6^2 \cdot 0,083 = 54,3W \quad (12.29)$$

Ztráty přepínací:

$$P_{př} = \frac{t_{off} \cdot U_D \cdot I_{1\max}}{4} \cdot f = \frac{115 \cdot 10^{-9} \cdot 300 \cdot 39}{4} \cdot 200 \cdot 10^3 = 67,3W \quad (12.30)$$

Celkové ztráty na tranzistoru po zanedbání ztrát zapínacích, které jsou u tohoto typu zapojení velmi malé, jsou tedy:

$$P_{celk} = P_{red} + P_{př} = 54,3 + 67,3 = 121,6W \quad (12.31)$$

Toto jsou ztráty na jednom tranzistoru. Na dvou tranzistorech je tedy celková ztráta 243,2 W.

Jako sekundární diody použijeme typ STTH6003CW, což jsou diody 2·30 A s maximálním závěrným napětím 300V

V tabulkách k dané diodě je uvedeno maximální propustné napětí pro dvě teploty pouzdra – pro teplotu 25°C a 30 A je  $U_F = 1,25V$ , a pro teplotu 125°C je  $U_F = 1V$ . Pokud předpokládáme, že teplota chladiče by mohla být kolem 60°C, pak by jsme mohli odhadnout velikost napětí  $U_F$  na cca 1,1 V.

Předpokládáme, že nulová i usměrňovací dioda budou párované. Celková ztráta na diodách při plném zatížení bude

$$P_{celk} = U_F \cdot I_{2\max} = 1,1 \cdot 130 = 143W \quad (12.32)$$

Celkový příkon zdroje je přibližně  $P_{\max} = 2,5 \text{ kW}$ . Z tohoto můžeme dopočítat také ztráty na vstupním usměrňovači. A velikost vstupního proudu

$$I_d = \frac{P_{\max}}{U_1} = \frac{2500}{300} = 8,33 \text{ A} \quad (12.33)$$

Celkové ztráty na Grätzově usměrňovači jsou při  $U_{F\text{Grätz}}$  odhadnutém na 1 V:

$$P_{\text{Grätz}} = 2 \cdot U_{F\text{Grätz}} \cdot I_d = 2 \cdot 1 \cdot 8,3 = 16,6 \text{ W} \quad (12.34)$$

Celkové hlavní ztráty, které musíme uchladiť na chladiči jsou

$$P_{\text{Chladič}} = P_{\text{Grätz}} + P_{\text{Dcelk}} + P_{\text{Tcelk}} = 16,6 + 143 + 243,2 \cong 402,8 \text{ W} \quad (12.35)$$

### 12.3 Výpočet tlumivky

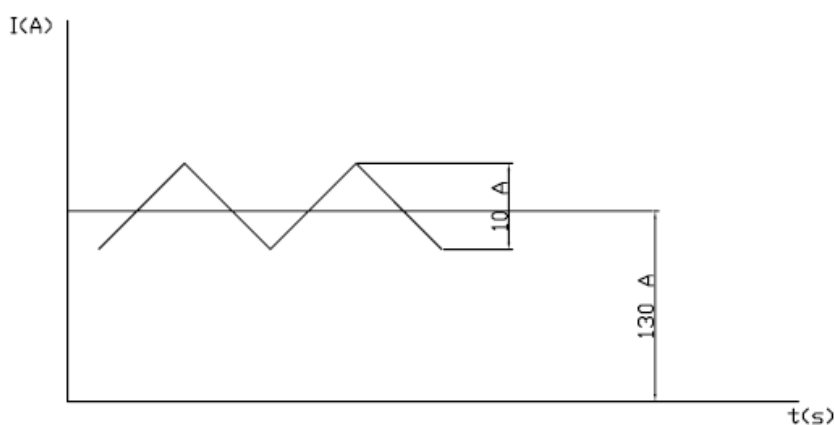
Výstupní tlumivka se většinou dimenzuje na zvlnění, které se rovná přibližně jedné desetíně maximálního proudu. V našem případě by se tedy jednalo o špičkové zvlnění přibližně v rozsahu 10 – 16 A. Zvolíme-li menší hodnotu, bude obvod reagovat rychleji, v případě vyšší hodnoty by bylo zapojení z hlediska dynamiky soustavy pomalejší. Rozhodli jsme se proto pro velikost  $\Delta I = 10 \text{ A}$ , což představuje asi 7,7% maximální hodnoty výstupního proudu.

Protože platí vztah:

$$\Delta I = \frac{U}{4 \cdot L \cdot f} \quad (12.36)$$

Velikost nutné indukčnosti následně vypočítáme pomocí odvození z tohoto vztahu:

$$L = \frac{U_1 \cdot \frac{N_2}{N_1}}{4 \cdot f \cdot \Delta I} = \frac{300 \cdot \frac{3}{11}}{4 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 10} = 10,2 \mu\text{H} \quad (12.37)$$



Obrázek 12-1 Schématické zobrazení výstupního proudu

Konstrukčně je tlumivka udělána tak, že jednotlivé její závity jsou namotány na výkonovém transformátoru, od kterého je izolována gumovými vložkami. Tato konstrukce šetří místo a umožňuje dokonalejší chlazení, protože transformátor je podélně profukován větrákem – tím pádem je chlazena i tlumivka.

Tlumivka je motána měděnou páskovinou průřezu  $4.5 \cdot 2 \text{ mm}$ . Celková plocha je tedy  $9 \text{ mm}^2$ , což při proudu  $I_z = 130 \text{ A}$  představuje proudovou hustotu  $14.4 \text{ A/mm}^2$ . Celkově má tlumivka 14 závitů a změřenou indukčnost  $L = 10,5 \mu\text{H}$ .

## 13 PROUDOVÝ TRANSFORMÁTOR

K měření proudu jsme se rozhodli zvolit proudový transformátor, který má primární závit umístěn na primárním vinutí výkonového transformátoru, takže v podstatě snímáme proud primárním vinutím a ne sekundárním, jako tomu bylo u předchozího návrhu čidla proudu, kdy jsme použili Hallovu sondu. Při výpočtu vycházíme z celkové velikosti proudu protékajícího primárním vinutím:

$$I_{1\max} = I_2 \cdot \frac{N_2}{N_1} = 130 \cdot \frac{3}{10} = 39 \text{ A} \quad (13.1)$$

Aby nedocházelo k zarušení signálu, zvolíme rozumnou velikost proudu sekundárním vinutím. Tuto nastavíme pomocí rezistoru  $R_2$ , který jsme zvolili  $R_2 = 3,3 \Omega$ . Výsledný proud při napětí 1V je pak:

$$I_{TR} = \frac{U}{R_2} = \frac{1}{3,3} = 0,3 \text{ A} \quad (13.2)$$

Celkový počet sekundárních závitů vypočteme z následujícího vztahu:

$$N = \frac{I_{1\max}}{I_{TR}} = \frac{39}{0,3} \cong 130 \quad (13.3)$$

Abychom drát správně dimenzovali, musíme vypočítat efektivní hodnotu proudu vinutím:

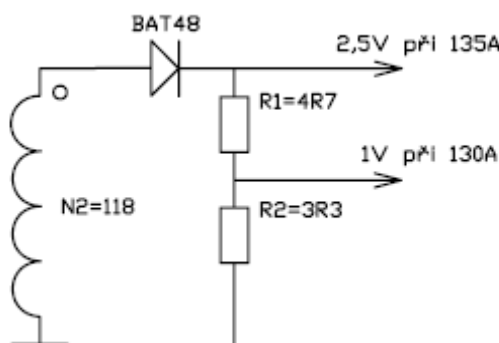
$$I_{T\text{Ref}} = I_{TR} \cdot \sqrt{s} = 0,3 \cdot \sqrt{0,43} = 0,197 \text{ A} \quad (13.4)$$

Pak při proudové hustotě  $J = 3 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$  získáme průřez:

$$S = \frac{I_{T\text{Ref}}}{J} = \frac{0,197}{3} = 0,066 \text{ mm}^2 \quad (13.5)$$

Což je vodič o průměru:

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot S}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,066}{\pi}} = 0,355 \text{ mm}^2 \quad (13.6)$$



Obrázek 13-1 Proudový transformátor

## 14 NÁVRH POMOCNÉHO ZDROJE 12V/24W

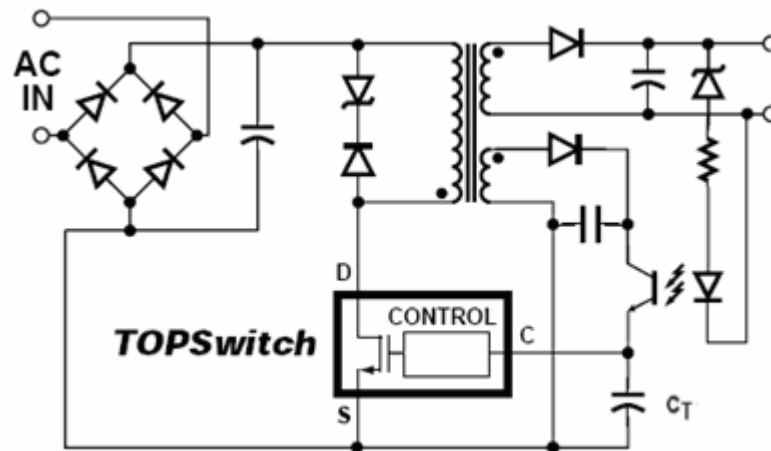
K řízení spínaného zdroje jsme použili regulátor TOPSwitch 223Y od firmy Power Integration. Jedná se o spínaný regulátor pracující na frekvenci 100kHz s maximálním výstupním výkonem 50W v případě napájecího napětí 100/115/230 VAC. Regulátor je umístěn v pouzdru TO 220. Stejný typ s označením TOP 223P je k dispozici také v pouzdru DIP8 s maximálním výkonem omezeným na 25W.

Výhodou použitého regulátoru je poměrně vysoká spínací frekvence, minimální množství externích součástek nutných k regulaci, schopnost automatického restartu, termální a proudová ochrana integrované přímo ve vnitřní struktuře.

Mezi nevýhody naopak patří nutnost pomocného vinutí a nepřítomnost frekvenčního chvění (Frequency Jitter) pro snížení elektromagnetického vyzařování.

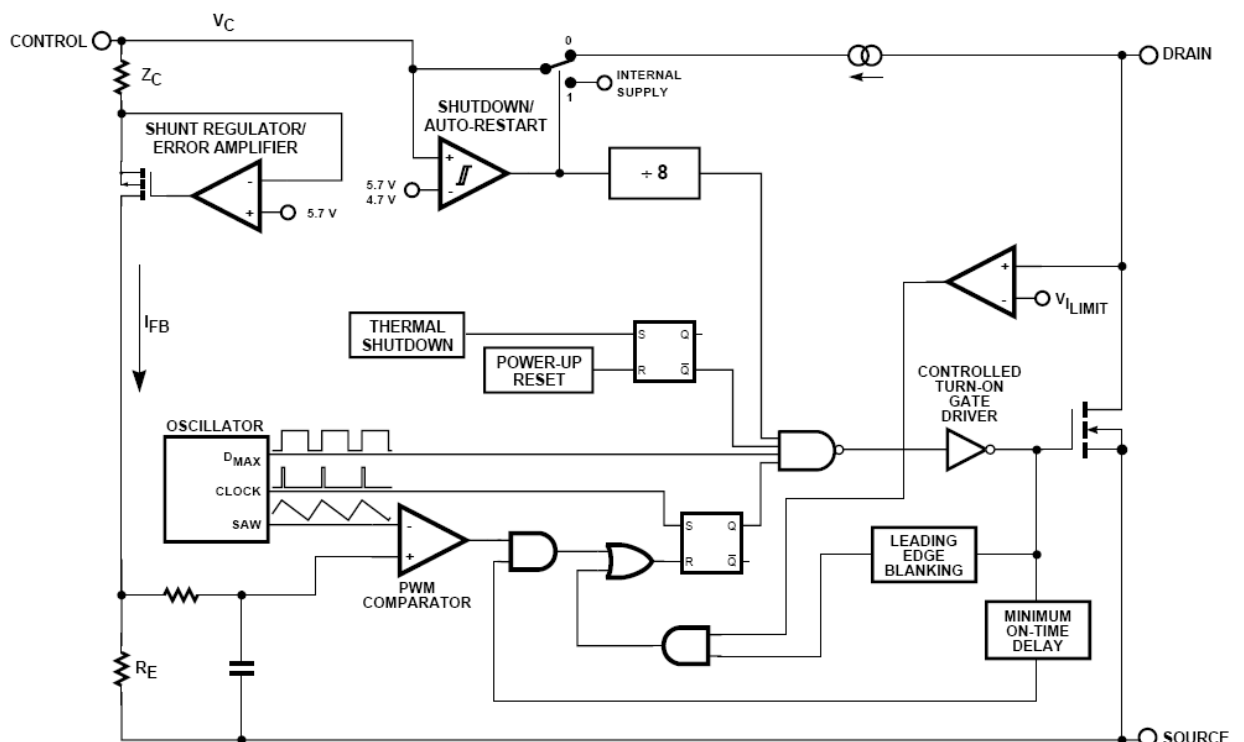
Základní schématické zapojení zdroje TOPSwitch je na následujícím obrázku:





Obrázek 14-1 Typické zpětnovazební zapojení regulátorů řady TOPSwitch

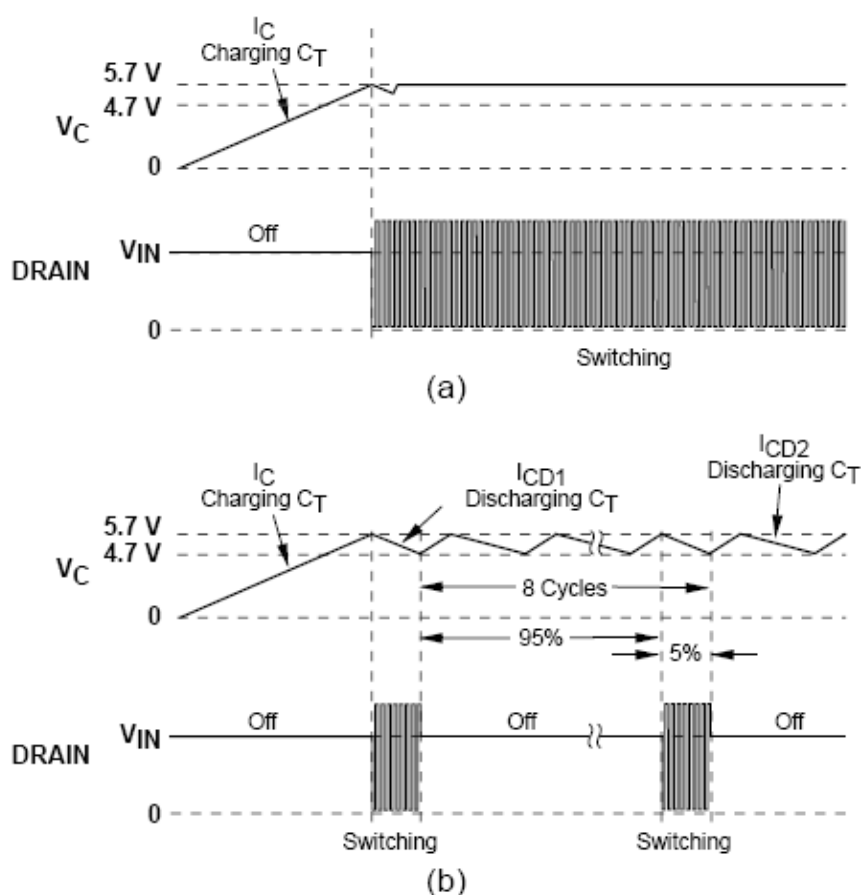
## 14.1 Vnitřní struktura a popis činnosti



Obrázek 14-2 Vnitřní bloková struktura regulátorů TOPSwitch

V okamžiku připojení regulátoru na usměrněné napětí je kondenzátor  $C_T$  nabíjen z vysokonapěťové části obvodu přes vnitřní zdroj proudu regulátoru. V okamžiku, kdy napětí na

kondenzátoru  $C_T$  dosáhne hodnoty 5,7V se proudový zdroj odpojí a regulátor začne spínat s jmenovitou frekvencí, přičemž na kondenzátoru  $C_T$  udržuje konstantní napětí 5,7V. V případě, že na výstupu dojde k poruše je kondensátor v osmi cyklech nabit a vybit, přičemž nabíjen je v tento okamžik z vysokonapěťové části. Až po uplynutí této doby je regulátor opět sepnut. V případě, že porucha trvá se proces opakuje. Tento proces můžeme názorně vidět na následujícím obrázku, kde pod odrážkou a) je normální provoz, b) provoz chybový:



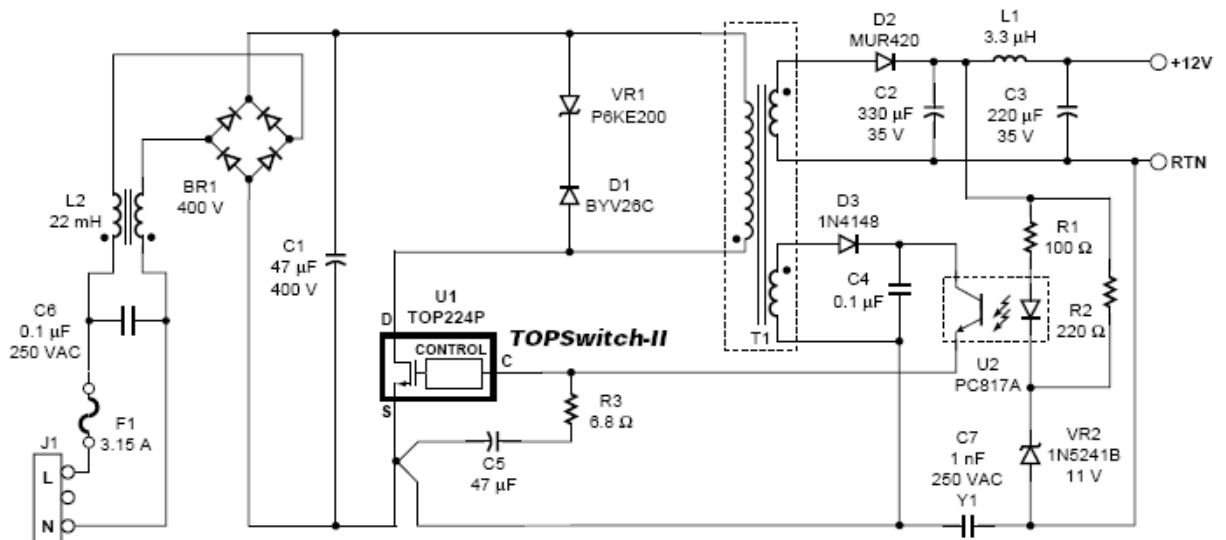
Obrázek 14-3 *Proces napájení regulátoru*

Samotná regulace je závislá na velikosti napětí přiloženého na vstup control. Toto napětí „protlačí“ přes impedanci  $Z_c$  proud  $I_{FB}$  právě takový, aby napětí na vstupu + „šuntovacího“ chybového zesilovače bylo pokud možno co nejbližší hodnotě 5,7V se kterou je porovnáván. Proud  $I_{FB}$  vytvoří na rezistoru  $R_E$  úbytek napětí  $U_{RE}$ , který je dále veden přes RC článek do PWM komparátoru, kde je srovnáván s pilovitým napětím generovaným oscilátorem. Podle velikosti napětí  $U_{RE}$  je následně spínán výkonový Mosfet tranzistor regulátoru, přičemž platí, že čím nižší napětí  $U_{RE}$ , tím delší doba sepnutí a obráceně.

Regulátor je dále vybaven termální ochranou, která odpojuje obvody typicky při překročení teploty 135°C, obvodem kontroly minimální doby zapnutí a obvodem rozlišení chybového impulsu na náběžné hraně při sepnutí tranzistoru (Internal Leading Edge Blanking).

## 14.2 Napájecí zdroj 12V/20W dle doporučeného zapojení

Vzhledem k tomu, že požadavky na napájecí zdroj jsou prakticky identické, je možné použít mírně modifikované výrobcem doporučené zapojení, které je na následujícím obrázku:



Obrázek 14-4 Výrobcem doporučené zapojení zdroje 12V/20W

## 14.3 Popis činnosti

Vstupní síťové napětí je přes X kondenzátor a soufázovou tlumivku L2 vedeno na usměrňovací můstek BR1, kde je usměrněno a kondenzátorem C1 vyhlazeno. Toto napětí slouží jako primární napětí transformátoru. Člen VR1, D1 slouží pohlcování energie vzniklé na rozptylové indukčnosti transformátoru. Jak bude ještě uvedeno, je kvalita navinutí transformátoru určující pro velikost rozptylové indukčnosti a tím pádem také rozptylových ztrát transformátoru, které se právě na VR1 a D1 mění na teplo.

TopSwitch je zařazen sériově s primárním vinutím a velikostí střídá mění velikost výstupního proudu. Napětí z výkonové sekundárního vinutí transformátoru je usměrněno diodou D2 a vyhlazeno přes C2, L1 a C3.

Informaci o velikosti výstupního napětí získáváme prostřednictvím optočlenu U2. Zpětná vazba funguje tak, že napětí na katodě diody D2 napájí LED diodu optočlenu. Podle velikosti napětí se přímoúměrně mění také intenzita vyzařování LED diody. Platí pak nepřímá úměra mezi svítivostí LED diody a velikostí napětí  $U_{CS}$ . Toto napětí následně ovlivňuje velikost střídá regulátoru, jak bylo uvedeno v popisu regulátoru.

## 14.4 Návrh transformátoru

Při návrhu transformátoru vycházíme prioritně z toho, jaký celkový výkon by měl transformátor přenášet. Čímž je myšlen celkový maximální výkon na výstupu a tepelné ztráty v jednotlivých prvcích obvodu. V našem případě jsme celkový výkon určili přibližně na  $P=35\text{W}$ . Dále musíme určit, pro jaká minimální a maximální napětí musí být transformátor schopen požadovaný výkon přenést bez toho, aby se tepelně nebo magneticky nezničil.

Počítáme-li s napájením ze sítě 230VAC a kolísáním sítě  $\pm 10\%$  pak maximální a minimální napětí jsou:

$$U_{1\max} = (U_1 + 0.1 \cdot U_1) \cdot \sqrt{2} = 357.8\text{V} \quad (14.1)$$

$$U_{1\min} = (U_1 - 0.1 \cdot U_1) \cdot \sqrt{2} = 292.8\text{V} \quad (14.2)$$

Teoreticky by jsme tedy mohly počítat s celkovou průměrnou hodnotu těchto napětí

$$U_{1\text{artm}} = \frac{U_{1\max} + U_{1\min}}{2} = 325.2\text{V} \quad (14.3)$$

ale ve skutečnosti je nutné počítat, s ohledem na kolísání napětí na vstupním kondenzátoru, s minimální hodnotou napětí sníženou ještě o přibližně 20%. Reálně tedy musí transformátor pracovat při napětí

$$U_{\text{vst}} = ((U_1 - 0.1 \cdot U_1) \cdot \sqrt{2}) \cdot 0.8 = 234.2\text{V} \quad (14.4)$$

Nyní můžeme počítat celkový převodový poměr transformátoru. Vycházíme ze vztahu:

$$p = \frac{\left(\frac{T}{t_1} - 1\right)}{U_{\text{vst}} \cdot \nu} = 0.096 \quad (14.5)$$

Kde  $T$  je perioda regulátoru  $= 10\mu\text{s}$ ,  $t_1$  je odhadnutá doba po kterou teče proud primárním vinutím při nominální zátěži výstupu – v našem případě jsme odhadli  $t_1 = 4\mu\text{s}$ , a  $\nu$  je předpokládaná účinnost transformátoru. Pro takto malý výkon jsme odhadli účinnost na  $\nu = 0.8$ .

Nyní spočítáme maximální velikost impulsního proudu v sekundárním vinutí (na tento proud bude později nutné dimenzovat sekundární usměrňovací diodu).

$$I_{2\max} = I_{\text{vyst}} \cdot \frac{T}{t_{2\min}} = 5.714\text{A} \quad (14.6)$$

Kde  $t_2$  je minimální doba, po kterou neteče proud primárním vinutím. Jinými slovy je to doba, po kterou není sepnut TOPSwitch. Vzhledem k tomu, že maximální doba sepnutí regulátoru je 67%,

odhadli jsme  $t_{2\min} = 3.5\mu\text{s}$ . V tento okamžik je energie naakumulovaná ve vzduchové mezeře předávána na výstup sekundárního vinutí.

Pokud známe  $I_{2\max}$ , můžeme z převodového poměru vypočítat maximální proud primárním vinutím  $I_{1\max}$ :

$$I_{1\max} = p \cdot I_{2\max} = 0.55A \quad (14.7)$$

Dalším krokem v návrhu transformátoru je výpočet primární indukčnosti. Vycházíme ze základního vztahu pro cívku:

$$P = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \cdot f \text{ z toho pak platí:} \quad (14.8)$$

$$L = \frac{2 \cdot P}{i^2 \cdot f} = 0.00231H = 2.31mH \quad (14.9)$$

Nyní je potřeba určit minimální průřez jádra transformátoru. Zde vycházíme víceméně z empirického vztahu

$$S = 0.08 \cdot \sqrt{P} = 0.473\text{cm}^2 \quad (14.10)$$

Nyní zvolíme z normované řady transformátorových jadérek nejbližší větší. V našem případě se jedná o transformátorek s jádérkem EF25 s průřezem  $0.515\text{cm}^2$  firmy Epos vyrobený z materiálu N87.

Počet primárních závitů vypočteme podle vztahu:

$$N_{1\min} = \frac{L \cdot i_{1\max}}{B \cdot S_{Fe}} = 112 \quad (14.11)$$

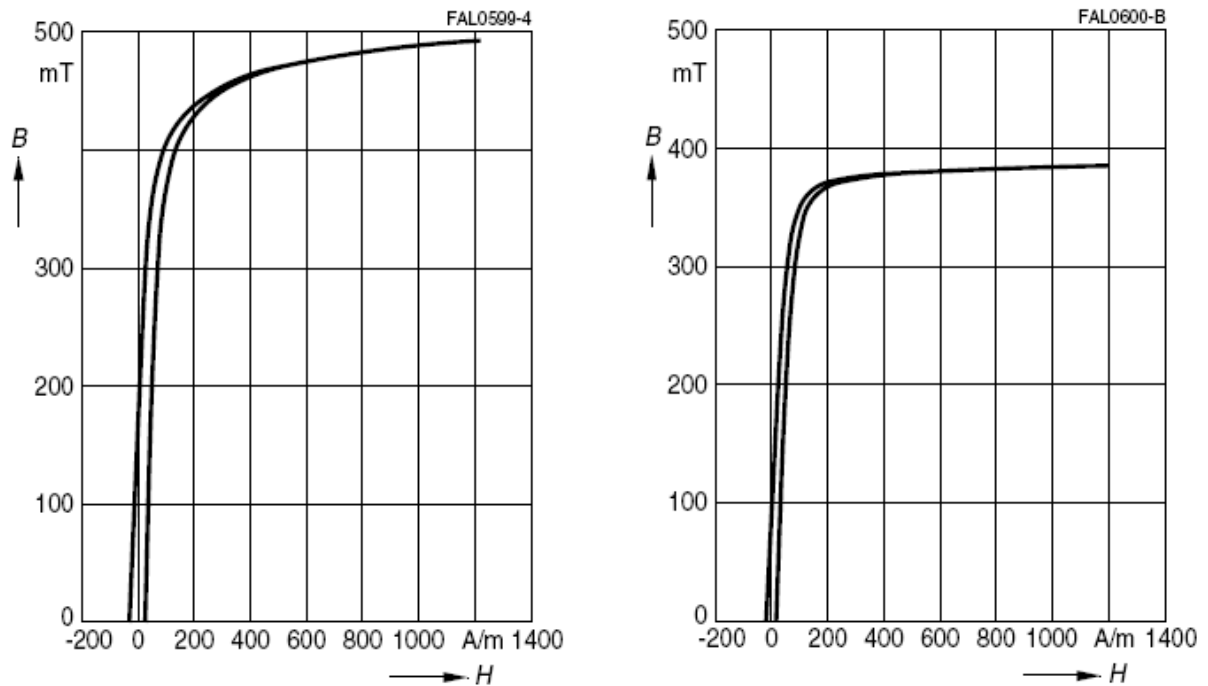
Přičemž magnetickou indukci volíme s ohledem na oteplení jádra a stejnosměrné sycení  $B=0.22T$ . Je nutné zmínit, že výrobcem udávaný tepelný odpor daného materiálu a daného jádra je pro sycení  $B = 0.2T$   $40K \cdot W^{-1}$  a ztráty pro frekvenci 100kHz jsou 1.6W, nepočítaje ztráty v mědi. Tyto ztráty platí ale pravděpodobně pro sycení  $\pm 0.2T$  při užití jádra v dvojčinném měniči. Celkové oteplení by v takovém případě bylo:

$$\Delta\vartheta = 1.6W \cdot 40K \cdot W^{-1} = 64K \quad (14.12)$$

Pokud by jsme tedy uvažovali teplotu okolí  $40^\circ\text{C}$ , získaly by jsme výslednou teplotu transformátoru

$$\vartheta_{ir} = \vartheta_{prac} + \Delta\vartheta = 104^\circ\text{C} \quad (14.13)$$

Volit vyšší hodnotu sycení jádra by tedy v případě použití pro dvojčinný měnič představovalo teplotní sebevraždu pro daný transformátorek. V našem případě bude oteplení nižší, a mohlo by tvořit přibližně 25% z výše vypočtených ztrát.



Obrázek 14-5, 14-6 Magnetické vlastnosti materiálu N87 při  $f=10\text{kHz}$ ,  $T=25^\circ\text{C}$  a  $f=10\text{kHz}$ ,  $T=100^\circ\text{C}$

Z předchozích výpočtů následně můžeme určit pomocí převodového poměru  $p$  počet sekundárních závitů:

$$N_{2\text{min}} = p \cdot N_{1\text{min}} = 11 \quad (14.14)$$

Poté, co jsme stanovili minimální počet primárních a sekundárních závitů, musíme stanovit parametr  $A_l$ , který je definován jako indukčnost na jeden závit vinutí.

$$A_l = \frac{L}{N_1^2} = 184.1\text{nH} \quad (14.15)$$

Prostřednictvím tohoto parametru a koeficientů  $K_1$  a  $K_2$  můžeme vypočítat potřebnou délku vzduchové mezery:

$$s = \left( \frac{A_l}{K_1} \right)^{\frac{1}{K_2}} = 0.376\text{mm} \quad (14.16)$$

Pro materiál N87 udává výrobce  $K_1 = 90$ ,  $K_2 = -0.731$ . Je nutné podotknout, že koeficient  $A_l$  se při výpočtu vzduchové mezery zadává v jednotkách nH.

Nyní zbývá navrhnout vhodný průřez vodičů primárního a sekundárního vinutí. Uvažujeme-li primární vinutí, jeví se jako nejvhodnější lakovaný drát průměru 0.225mm. Důvod je ten, že při tomto průměru vychází 112 závitů přesně do dvou vrstev. Proudové zatížení je pak

$$J = \frac{I_{vyst} \cdot \frac{U_{vyst} + U_D}{U_{vst}}}{(0.5 \cdot d)^2 \cdot \pi} = 2.71 \frac{A}{mm^2} \quad (14.17)$$

kde  $U_D$  je předpokládaný úbytek napětí na diodě 0.6V.

Jako sekundární vinutí volíme dvojitě vinutý drát TEXE  $\square$  0.4mm. Proudová hustota je pak:

$$J = \frac{I_{vyst}}{2 \cdot (0.5 \cdot d)^2 \cdot \pi} = 7.95 \frac{A}{mm^2} \quad (14.18)$$

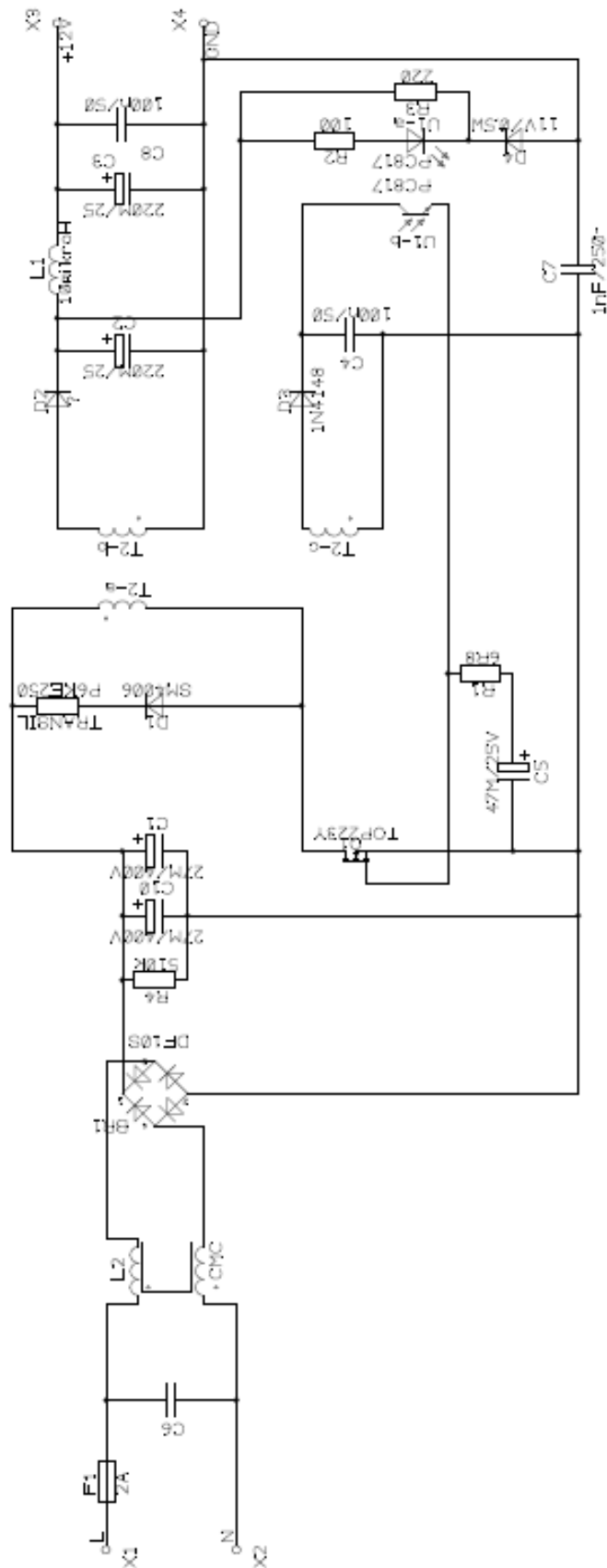
Drát TEXE má deklarovanou napěťovou odolnost 1kV, volíme jej tedy z důvodů bezpečnosti před elektrickým proražením primárního vinutí na sekundární vinutí.

Počet závitů sekundárního pomocného vinutí byl určen v podstatě experimentálně, protože vzhledem k regulaci optočlenem je velikost napětí na pinu Control regulována automaticky. Celkově jsme navrhli počet sekundárních závitů pomocného vinutí na  $N_3 = 12$

Návrh transformátoru jsme provedli nejenom tímto způsobem, ale využili jsme také výpočetní systém firmy Egston System, který je určen pro výpočet transformátorů různých druhů a typů na základě databáze materiálů a vstupních zadaných hodnot. Pomocí tohoto programu bylo vypočteno množství primárních a sekundárních závitů prakticky totožně s předchozím výpočtem. List výpočtu je uveden v příloze práce.

## 14.5 Praktická realizace pomocného zdroje

Celý zdroj je realizován na jednostranné desce plošných spojů s rozměry 79x36mm. Návrh byl prováděn v programu Pulsonix, který je blízký programu Eagle. Ve srovnání s výrobcem doporučeným zapojením bylo nutné pozměnit některé hodnoty součástek a některé součástky přidat.



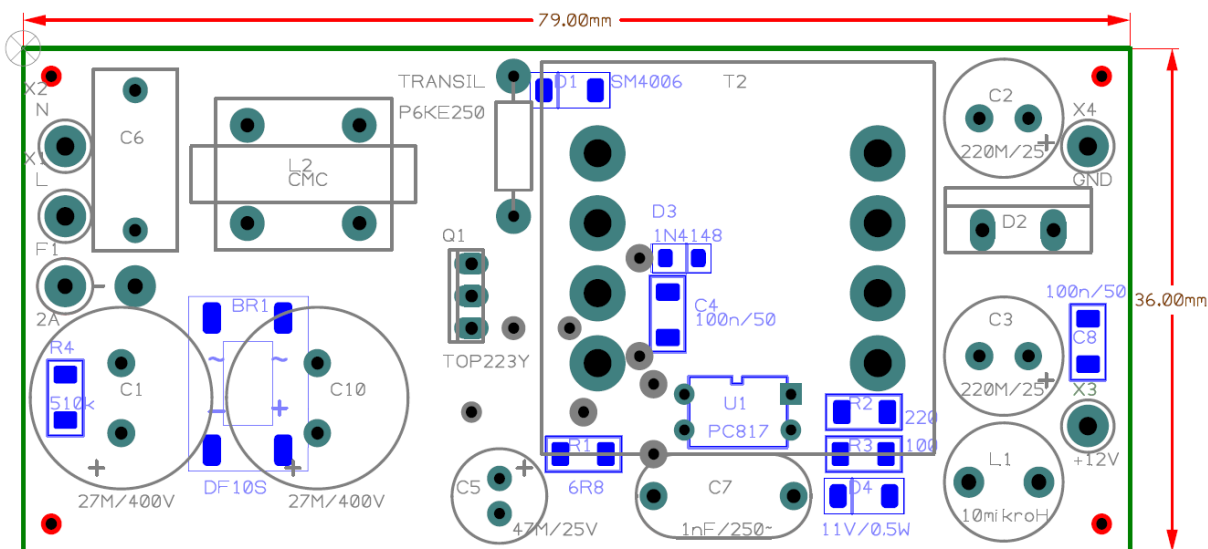
Obrázek 14-7 Konečné schéma pomocného zdroje



Schéma bylo nutné doplnit o rezistor R4 který je paralelně připojený k vstupním vyhlazovacím kondenzátorům. Tyto se totiž neměly původně po odpojení zátěže a následném odpojení sítě jak vybijet a zůstávalo na nich vstupní napětí.

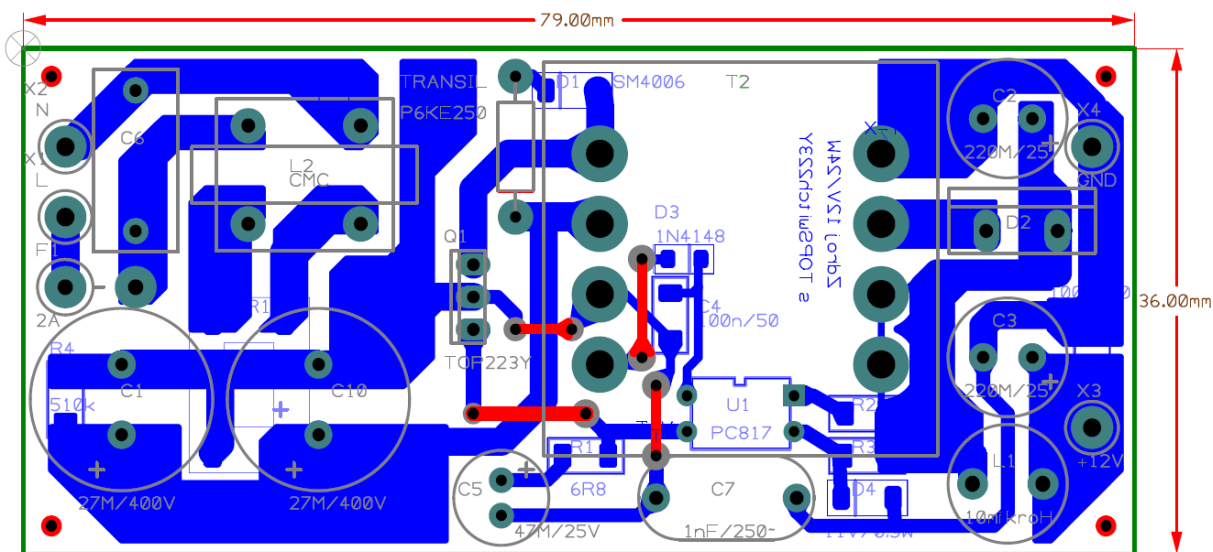
Dále jsme zavedli paralelně k výstupnímu kondenzátoru co nejbližě výstupních svorek keramický kondenzátor C8=100nF/50V k omezení rychlých zákmitů.

Výsledné rozložení součástek můžeme vidět na následujícím obrázku:



Obrázek 14-8 Rozložení součástek na DPS

Proudové cesty společně se součástkami vidíme na obrázku následujícím:



Obrázek 14-9 Rozložení proudových tras a součástek na DPS

Při oživování zdroje se projevil markantní vliv rozptylových ztrát transformátoru na celkové ztráty zdroje a oteplení kompenzačního zapojení dioda-transil v primárním vinutí. V případě, že byl transformátorek motán způsobem: primární vinutí - sekundární vinutí výkonové – sekundární vinutí pomocné, byla rozptylová indukčnost  $L_{rozptyl} = 65.1 \mu H$  a ztráty na kombinaci dioda-transil natolik neúnosné, že zdroj bylo možné zatěžovat pouze do maximální velikosti  $I_{vyst} = 0.75 A$ , protože pak docházelo k přehřátí těchto součástek. Transformátorek bylo tedy nutné navinout tak, aby nejdříve byla namotána jedna vrstva primárního vinutí, následně bylo namotáno sekundární vinutí tak, aby jeden konec zůstával volný a toto sekundární vinutí pak bylo překryto druhou vrstvou vinutí primárního. Konec sekundárního vinutí byl pak připojen až nad touto druhou vrstvou. Následně bylo jako poslední navinuto pomocné sekundární vinutí. Mezi jednotlivými vrstvami byla vkládána izolační fólie.

Tímto způsobem se podařilo snížit rozptylovou indukčnost na  $L_{rozptyl} = 11 \mu H$ . Tyto měření probíhaly na přesném laboratorním přístroji Wayne Kerr 3260B, při frekvenci 10kHz a napětí 50mV, což jsou podmínky, při kterých se běžně měří feritové materiály.

Při oživování jsme narazili na problém, kdy se při proudu přibližně 1,5A zdroj rozkmital a přestal fungovat. Následně bylo nutné odpojit napájení, vybit vstupní kondenzátory a zdroj opět spustit. Pravděpodobnou hlavní příčinou byla kombinace RC připojená mezi svorky Control – Source regulátoru. Po změně hodnoty rezistoru z výrobcem doporučených  $6.8 \Omega$  na hodnotu  $12 \Omega$  je nyní možné zdroj zatěžovat permanentně až do nominální hodnoty výstupního proudu 2A. Přičemž zdroj pracoval do proudů přesahujících stanovené 2A. Celkové naměřené parametry zdroje jsou uvedeny v následující tabulce:

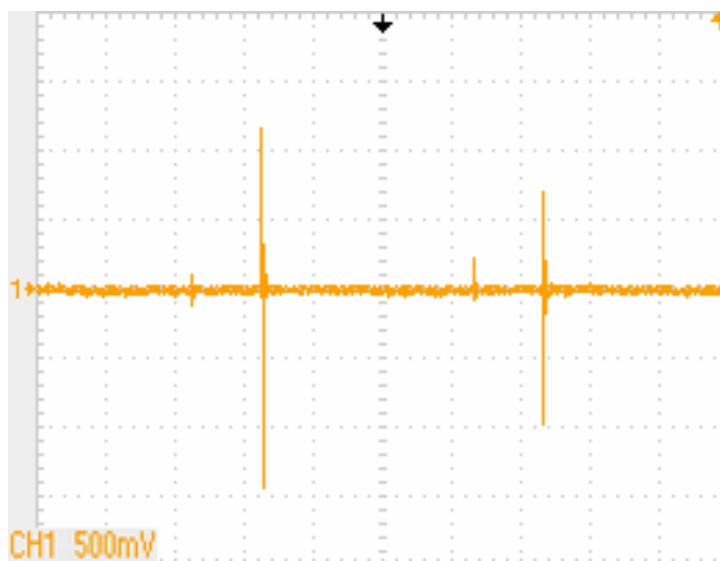
I <sub>vyst</sub> (A)	0.00	0.20	0.40	0.60	0.80	1.00	1.20	1.40	1.60	1.80	2.00
I <sub>prim</sub> (mA)	13.30	33.50	53.97	73.00	93.50	109.10	130.65	155.70	174.30	196.20	217.00
P <sub>prim</sub> (W)	1.08	3.52	6.10	8.71	11.64	14.10	17.15	20.70	23.70	26.90	29.90
S <sub>prim</sub> (VA)	3.02	7.57	12.12	16.48	21.03	24.60	29.60	34.80	39.00	43.90	48.70
U <sub>vyst</sub> (V)	12.55	12.13	12.09	12.07	12.03	12.02	12.02	11.95	11.95	11.95	11.92
U <sub>ss</sub> (V)	476	536	556	588	596	600	588	588	592	600	596
V (%)	-	<b>68.93</b>	<b>79.32</b>	<b>83.11</b>	<b>82.68</b>	<b>85.25</b>	<b>84.08</b>	<b>80.82</b>	<b>80.68</b>	<b>79.96</b>	<b>79.70</b>

Tabulka 14-1 Naměřené a vypočtené hodnoty pomocného zdroje

Z uvedené tabulky je zřejmé, že pokles napětí při různých zatěžovacích proudech je poměrně nízký, pokud nebereme v úvahu napětí v okamžiku, kdy není zdroj zatížen.

Výstupní napětí má velmi malé zvlnění, které je ale nahodile deformováno úzkými deformačními impulzy, které se vyskytují nahodile a nemají souvislost se spínáním regulátoru. Pro jejich

odstranění jsme co nejbližší výstupu zařadili malý kondenzátor 100nF/50V. Bohužel toto řešení nemělo vliv na četnost nebo amplitudu rušivých pulzů. V případě, že zdroj nebyl zatížen, byl výskyt impulzů častější, ale jejich špičková hodnota nepřesahovala obecně velikost 250mV. Teoreticky je možné, že snímané pulzy ve skutečnosti na výstupu nefigurovali a že se jednalo o chybu vzniklou na trase k osciloskopu.

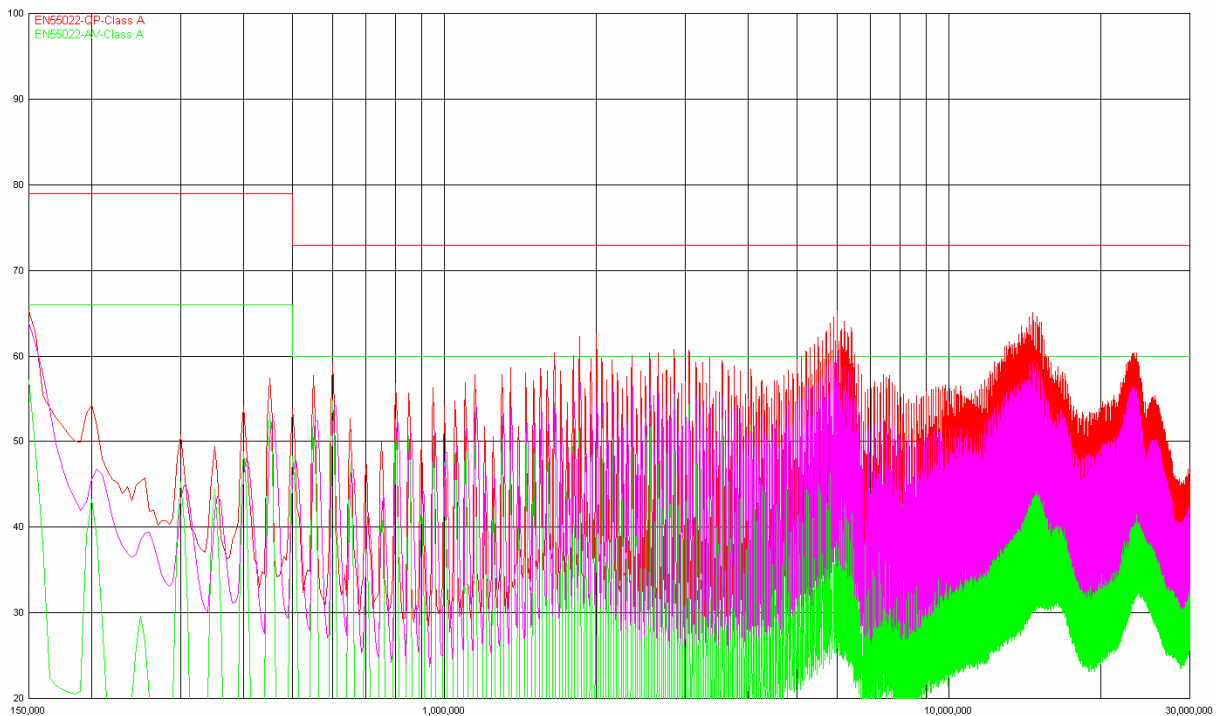


Obrázek 14-10 Průběh zvlnění výstupního napětí zdroje při  $I_{vyst}=2A$

Celkové maximální napětí, které se objevuje na svorkách regulátoru Drain-Source všeobecně nepřesahuje 600V. Vzhledem k tomu, že výkonový Mosfet tranzistor je dimenzován na napětí 700V, považujeme napěťovou rezervu za dostatečnou.

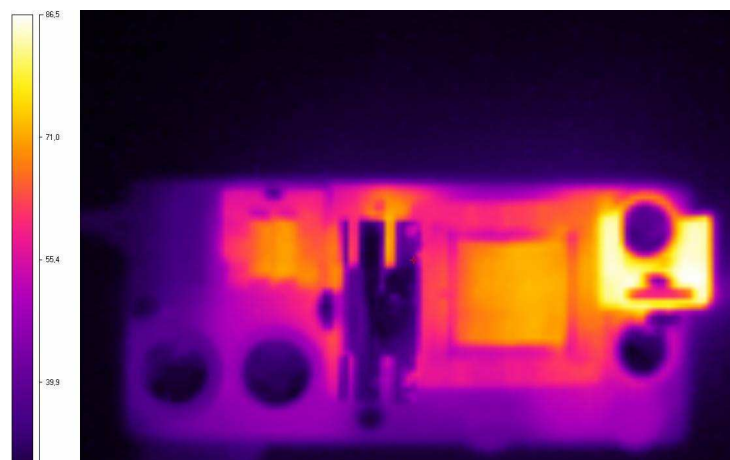
Účinnost zdroje se pohybuje přibližně kolem hodnoty 82%, což je v této výkonové kategorii relativně dobré, problémem ke splnění jakýchkoliv norem EUP je spotřeba zdroje naprázdno, která při napájení 230VAC představuje 1.11W, což zcela nespĺňuje normu, která požaduje maximální odběr 0.3W. Celkový výstupní list s výsledky měření výkonu a ztrát dle norem EUP je uveden v příloze.

Vzhledem k tomu, že zdroj není vybaven obvodem pro frekvenční chvění, nespĺňuje zdroj limity elektromagnetické kompatibility pro zdroje, které pracují v domácnosti. Splňuje ale normy pro průmyslový provoz. Špičky rušení kvazišpičkové, špičkové a střední hodnoty, které se objevují nejsou rozloženy a bohužel dosahují poměrně vysokých hodnot. Výstupní křivka elektromagnetické kompatibility pro frekvenci do 30 MHz je uvedena na následujícím obrázku:

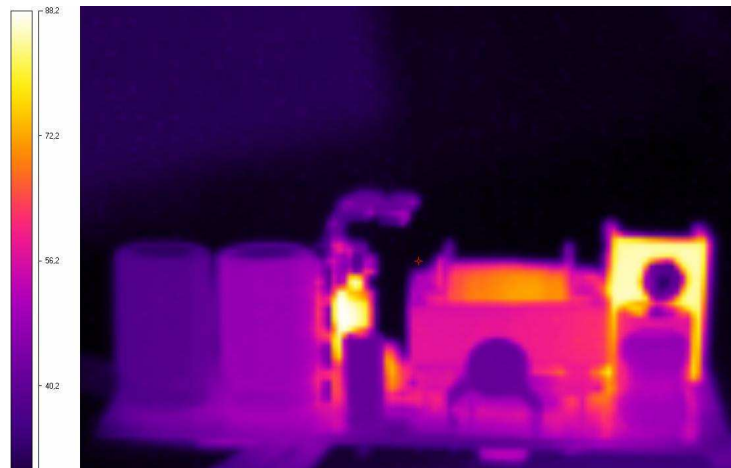


Obrázek 14-11 Průběh křivek elektromagnetické kompatibility v rozsahu 150kHz - 30MHz

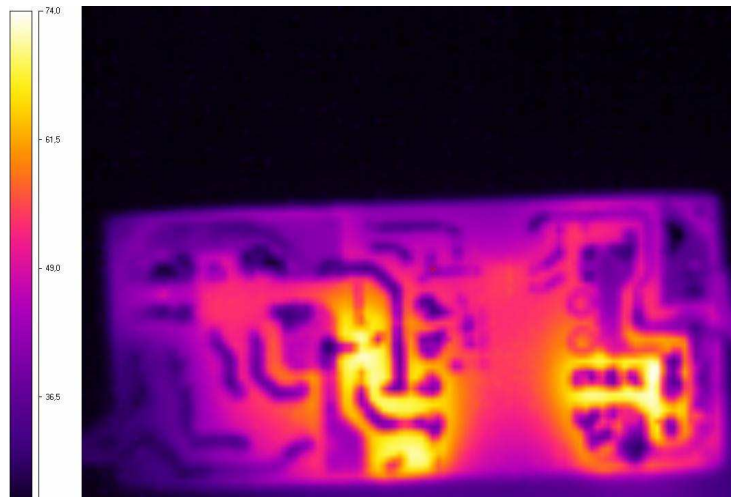
V případě, že je zdroj zatížen proudem 2A je celková maximální teplota naměřená na zdroji přibližně 88°C. Tuto teplotu jsme mohli naměřit na chladiči výstupní usměrňovací diody. Teplota regulátoru je ve srovnání s diodou vždy nižší. TOPSwitch by byl schopný – dle měření – pracovat až do proudu cca 1.2A bez použití chladiče. Celkové tepelné vyzařování při výstupním proudu 2A můžeme vidět na následujících třech obrázcích:



Obrázek 14-12 Termosnímek pomocného zdroje ze strany TOP

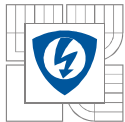


*Obrázek 14-13 Termosnímek pomocného zdroje ze strany*



*Obrázek 14-14 Termosnímek pomocného zdroje ze strany Bottom*

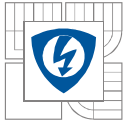
Vzhledem k tomu, že zvýšená teplota okolí snižuje životnost elektrolytických kondenzátorů, není umístění chladiče diody umístěno nejšťastněji. Vzhledem tomu, že dioda je dvouvývodová v pouzdru TO220, je možné ji později umístit i s chladičem na spodní část DPS, aby nebyly ohřívány kondenzátory v blízkosti chladiče. Otázkou je, jak velký vliv by měla zvýšená teplota na životnost kondenzátorů při běžném provozu svářecího invertoru.



## 14.6 Dílčí závěr

Zadaný pomocný zdroj jsme navrhli a realizovali jak bylo uvedeno výše. Zdroj trpí bohužel některými problémy, které se nepodařilo odstranit. Prvním z nich je úzké napěťové rušení na výstupu zdroje. Dále je to opětovné spínání regulátoru během pracovního cyklu a poměrně dosti vysoké elektromagnetické rušení v oblasti do 30MHz, které je způsobeno tím, že zdroj nepracuje s frekvenčním chvěním nosného kmitočtu. Jeho výhodou je naopak proudová přetížitelnost, zkratuodolnost a relativně nízká teplota jednotlivých částí zdroje.

Jako ekvivalentní regulátor by jsme mohli doporučit integrovaný obvod NCP 1271D65 nebo D100, který je proveden jako sedmivývodový v pouzdru DIL. D65 a D100 označuje pracovní frekvenci. Jeho podrobný popis můžeme nalézt pod vyhledávačem [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com). Jeho výhodou je výrazně lepší externí možnost regulací ve srovnání s námi použitým regulátorem. Navíc je vybaven obvodem frekvenčního chvění a zpožďovacím obvodem Leading Edge Blanking. Jeho účinnost je navíc zcela srovnatelná, ne-li lepší, než u obvodů TOPSwitch.<sup>[9]</sup>

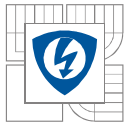


---

## 15 ZÁVĚR

V zadané diplomové práci jsme se seznámili s problematikou řešení svářecího zdroje, jak po stránce výkonové, tak po stránce řízení a regulace. Probrali jsme jednotlivé možnosti zapojení měničů použitelných při konstrukci spínaného zdroje, navrhli silové a řídicí obvody svářečky a vybrali materiály a komponenty vhodné pro výrobu. Koncepce zdroje prošla zásadní změnou, jak je uvedeno v kapitole 12. Vlastní deska nebyla pro finální verzi navržena a celé zařízení bylo sestaveno na pokusné desce plošných spojů. Zdroj pomocného napětí 12V/2A, který je navržen v kapitole 14, nebude ve finální verzi použit. Po domluvě by měl být na finální verzi použit zdroj s IO UC3825, který je uveden v celkovém schématu svářečky – viz příloha. Tento zdroj je zcela funkční a byl sestaven v rámci jiné práce.

Výsledky měření uvedeny v příloze jsou platné pro odporovou zátěž, do které jsme zdroj zatěžovali. Měření nebyla prováděna při skutečném svařování. V nové verzi svářečky jsme navrhli více transformátorů, které nejsou v práci uvedeny, ale až verze poslední, uvedená v kapitole 12 splňovala všechny předpoklady pro úspěšné svařování, pro tuto verzi jsou také uváděny veškeré průběhy uvedené v přílohách.



## 16 LITERATURA

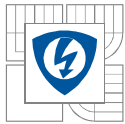
- [1] Korunka, P.: Návrh a dimenzování silového obvodu pulsního měniče pro obloukové svařování. Semestrální projekt, Brno: VUT, 2004. 38 s. FEKT.
- [2] Skopal P.: Průmyslová svářečka. Diplomová práce, Brno: VUT, 2002. 89 stran, FEKT.
- [3] Patočka M.: Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek I., Brno: skriptum VUT, 2005. 61 s FEKT.
- [4] Patočka M.: Nedokončená skripta Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek III, Brno: skriptum VUT FEKT
- [5] Sutorý T.: Řídící jednotka vířivého dynamometru, Diplomová práce, Brno: VUT, 76 stran FEKT
- [6] Krejčířík A.: Napájecí zdroje II. Integrované obvody ve spínaných zdrojích, Praha 1996
- [7] Vaculík J.: Spínaný zdroj pro obloukové svařování, Bakalářská práce, Brno VUT, 2008. 53 stran, FEKT
- [8] Vaculík J.: Svářečka pro obloukové svařování se spínaným zdrojem, Semestrální práce, Brno VUT, 2009. 19 stran, FEKT
- [9] Vaculík J.: Návrh svářečky pro obloukové svařování se spínaným zdrojem, Semestrální práce, Brno VUT, 2010. 34 stran, FEKT
- [10] <http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/110102/POWERINT/TOP223Y.html>
- [11] <http://www.svarbazar.cz>
- [12] <http://www.infineon.com>
- [13] <http://www.semic.cz>
- [14] <http://www.gme.cz>
- [15] <http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smps/smps.html>
- [16] [www.gme.cz](http://www.gme.cz)
- [17] [http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF\\_\\_N87,property=Data\\_\\_en.pdf;/PDF\\_N87.pdf](http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF__N87,property=Data__en.pdf;/PDF_N87.pdf)
- [18] <http://www.alldatasheet.com>



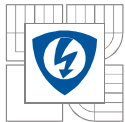


## SEZNAM SYMBOLŮ A ZNAČEK

Symbol	Význam	Jednotka
$A_L$	indukčnost na závit	$H/z^2$
$A_{Lcelk}$	celková indukčnost na závit	$H/z^2$
$B$	magnetická indukce	T
$B_{max}$	maximální magnetická indukce	T
$B_r$	remanentní magnetická indukce	T
$C_V$	kapacita výstupního filtračního kondenzátoru	F
$d$	průměr vodiče	m
$d_1, d_2$	vnější a vnitřní průměr jádra transformátoru	m
$d_{min}, d_{max}$	vnější a vnitřní průměr tlumivky	m
$f$	pracovní frekvence měniče	Hz
$C_F$	kapacita vstupního filtračního kondenzátoru	F
$I_{Cef}$	efektivní hodnota primárního proudu transformátorem	A
$I_{CVef}$	efektivní hodnota proudu filtračním kondenzátorem	A
$I_d$	proud usměřovačem	A
$I_{Demef}, I_{Demstř}$	efektivní, střední a maximální hodnota proudu demag. diodami	A
$I_{Demmax}$		
$I_{Dmax}$	maximální proud vybranou nulovou a usměřovací diodou	A
$I_{D1ef}, I_{D1stř}$	efektivní, střední a maximální hodnota proudu usměřovací diodou	A
$I_{D1max}$		
$I_{D0ef}, I_{D0stř}$	efektivní, střední a maximální hodnota proudu nulovou diodou	A
$I_{D0max}$		
$I_{Tef}, I_{Tstř}$	efektivní, střední a maximální hodnota proudu tranzistorem	A
$I_{Tmax}$		
$I_{T25}$	maximální proud tranzistorem při teplotě 25°C	A
$I_{T100}$	maximální proud tranzistorem při teplotě 100°C	A



$I_Z$	požadovaný výstupní proud zdroje	A
$I_{1ef}, I_{2ef}$	efektivní hodnota proudu prim. a sek vinutím transformátoru	A
$I_{1max}$	maximální hodnota proudu sekundárem transformátoru	A
$I_\mu$	magnetizační proud jádra	A
$I_{\mu max}$	maximální hodnota magnetizačního proudu transformátoru	A
$J_S$	střední proudová hustota při výpočtu ztrát jádra	A/mm <sup>2</sup>
$J_1, J_2$	Proudová hustota v primárním a sekundárním vinutí transformátoru	A/mm <sup>2</sup>
$k_{pl}$	činitel plnění	-
$l_{prim}$	délka primárního vinutí transformátoru	m
$L$	indukčnost filtrační tlumivky	H
$L_1$	indukčnost primárního vinutí transformátoru	H
$L_R$	rozptylová indukčnost transformátoru	H
$l_{cm}$	délka vodiče cívky	m
$l_{Fe}$	střední délka siločáry jádra	m
$n_1, n_2$	počet vodičů ve svazku prim. a sek. vinutí transformátoru	-
$N$	počet závitů tlumivky	-
$N_1, N_2$	počet závitů primárního a sekundárního vinutí transformátoru	-
$P_c$	maximální přenášený výkon jádra transformátoru	W
$P_{Cchladič}$	celkové ztráty na chladiči	W
$P_{Dcelk}$	celkové ztráty diod $D_1$ a $D_0$	W
$P_{Drr}$	přepínací ztráty diod	W
$P_{D1}, P_{D0}$	ztráty v propustném směru diod $D_1$ a $D_0$	W
$P_{Grätz}$	ztráty na Grätzově usměřňovači	W
$P_h$	ztráty jádra transformátoru	kW/m <sup>3</sup>
$P_j$	celkové ztráty jádra transformátoru	W
$P_{j1}, P_{j2}$	ztráty jádra transformátoru pro různé teploty	W
$P_{prim}$	ztráty na primárním vinutí transformátoru	W
$P_{př}$	přepínací ztráty tranzistoru	W
$P_{ps}$	propustné ztráty tranzistoru	W
$P_{red}$	redukované ztráty	W



$P_{\text{sek}}$	ztráty na sekundárním vinutí transformátoru	W
$P_{\text{sp}}, P_{\text{spcelk}}$	celkové ztráty tranzistoru, a celkové ztráty obou tranzistorů	W
$P_{\text{Tcelk}}$	celkové ztráty tranzistoru bez ztrát zapínacích	W
$P_{\text{tot}25}$	dovolené ztráty tranzistoru při 25°C	W
$P_{\text{vinutí}}$	celkové ztráty primárního a sekundárního vinutí transformátoru	W
$R_{\text{DS}}$	odpor tranzistoru při daných okolnostech	$\Omega$
$R_{\text{prim}}$	odpor primárního vinutí transformátoru	$\Omega$
$S_{\text{Cu1}}$	průřez primárního vinutí transformátoru	$\text{m}^2$
$S_{\text{Cu2}}$	průřez sekundárního vinutí transformátoru	$\text{m}^2$
$S_{\text{Fe}}$	plocha magnetického obvodu jádra transformátoru	$\text{m}^2$
$S_{\text{okna}}$	plocha okna jádra	$\text{m}^2$
$S_{\text{V}}$	využitelná plocha vodiče použitého k vinutí transformátoru	$\text{m}^2$
$S, S_{\text{min}}$	střída měniče a minimální střída	-
$S_{\text{max}}$	maximální střída	-
$s_2'$	změněná střída při sepnutí regulace zdroje	-
$T$	perioda spínání měniče	s
$t_{\text{on}}$	doba spínání tranzistoru	s
$t_{\text{off}}$	doba vypínání tranzistoru	s
$t_{\text{rr}}$	doba zotavení diody	s
$t_{\text{zap}}$	doba sepnutí tranzistorů	s
$U_{\text{d}}, U_1$	napětí na primární straně transformátoru	V
$U_{\text{F}}$	prahové napětí diod	V
$U_{1\text{max}}$	maximální napětí meziobvodu	V
$U_{\text{obl}}$	napětí na svařovacím oblouku	V
$U_{\text{p}}$	zvolené prahové napětí diod	V
$U_{\text{výst}}$	celková hodnota výstupního napětí transformátoru	V
$U_{\text{Z}}$	závěrné napětí polovodičů	V
$U_2$	napětí na výstupu transformátoru	V



---

$U_{2max}$	maximální výstupní napětí transformátoru	V
$V_j$	objem jádra transformátoru	$m^3$
$V_c$	celkový objem jádra transformátoru – var. 2	$m^3$
$W_{on}$	ztrátová energie při zapínání tranzistoru	J
$W_{off}$	ztrátová energie při vypínání tranzistoru	J
$\Delta I$	zvlnění výstupního proudu	A
$\Delta I_p$	výstupní zvlnění přepočtené na primární stranu	A
$\Delta U$	zvolené zvlnění výstupního napětí	V
$\mu_0$	permeabilita vakua	H/m
$\mu_{rFe}$	relativní permeabilita jádra transformátoru	-
$\delta_{Cu}$	hloubka vniku při daném kmitočtu	m