

# 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

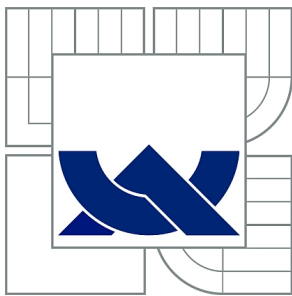
LABORATORNÍ NAPÁJECÍ ZDROJ 2X40V/10A SE SPÍNANÝM  
ZDROJEM A SÍŤOVÝM AKTIVNÍM USMĚRŇOVAČEM

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE  
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE  
AUTHOR

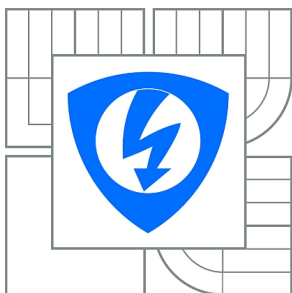
MICHAL ŠÍR

BRNO 2014



**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

## **LABORATORNÍ NAPÁJECÍ ZDROJ 2X40V/10A SE SPÍNANÝM ZDROJEM A SÍŤOVÝM AKTIVNÍM USMĚRŇOVAČEM**

LABORATORY SUPPLY SOURCE 2X40V/10A WITH A SWITCHING SUPPLY SOURCE AND  
ACTIVE INPUT RECTIFIER

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**MICHAL ŠÍR**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. PAVEL VOREL, Ph.D.**

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika

**Student:** Michal Šír

**ID:** 146969

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2013/2014

## NÁZEV TÉMATU:

**Laboratorní napájecí zdroj 2x40V/10A se spínaným zdrojem a síťovým aktivním usměrňovačem**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte desky plošných spojů pro zapojení zdroje navržené v semestrálním projektu a osadte je.
2. Sestavte software pro procesorovou řídicí část přístroje.
3. Oživte celé zapojení a proveďte sérii ověřovacích měření.
4. Sestavte technickou dokumentaci přístroje.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.

[2] Vorel P., Patočka M., Průmyslová elektronika, Vydání 1., skriptum FEKT VUT Brno, 2007

**Termín zadání:** 27.9.2013

**Termín odevzdání:** 2.6.2014

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:**

**doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.**

*Předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Bakalárska práca sa zaoberá návrhom a realizáciou silových a riadiacich obvodov laboratórneho napájacieho zdroja. Výsledkom práce je detailný návrh a realizácia prototypov dosiek plošných spojov silových obvodov aktívneho usmerňovača, meniča jednosmerného napätia a ich riadiacich obvodov.

## **Abstract**

This project deals with a design and realization of power and control circuits for a laboratory power supply source. Functional prototypes of input rectifier with active power factor correction, DC/DC converter and control circuits are the project results.

## **Kľúčové slová**

aktívny sieťový usmerňovač s nespojitým prúdom cievkou; jednočinný priepustný menič; jednočinný blokujúci menič; laboratórny zdroj

## **Keywords**

Critical conduction mode power factor correction; two-switch forward converter; flyback converter; Laboratory power supply

## **Bibliografická citace**

ŠÍR, M. *Laboratorní napájecí zdroj 2x40V/10A se spínaným zdrojem a síťovým aktivním usměrňovačem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2014. 74 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D. .

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma laboratorní napájecí zdroj 2x40V/10A se síťovým aktivním usměrňovačem a DC/DC měničem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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 .....

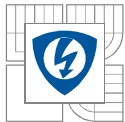
Podpis autora .....

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Pavlovi Vorlovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne .....

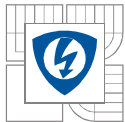
Podpis autora .....



## Obsah

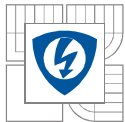
<b>ZOZNAM OBRÁZKOV.....</b>	<b>9</b>
<b>ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK.....</b>	<b>11</b>
<b>ÚVOD.....</b>	<b>13</b>
<b>1.1 PREHEAD TOPOLÓGIÍ SIEŤOVÝCH USMERŇOVAČOV.....</b>	<b>15</b>
1.1.1 MOSTÍKOVÝ USMERŇOVAČ BEZ KOREKČIE ÚČINNÍKA .....	15
1.1.2 MOSTÍKOVÝ USMERŇOVAČ S PASÍVNOU KOREKČIOU ÚČINNÍKA .....	16
1.1.3 MOSTÍKOVÝ USMERŇOVAČ S AKTÍVNOU KOREKČIOU ÚČINNÍKA.....	17
<b>1.2 PREHEAD TOPOLÓGIÍ MENIČOV JEDNOSMERNÉHO NAPÄTIA .....</b>	<b>19</b>
1.2.1 JEDNOČINNÝ BLOKUJÚCI MENIČ S IMPULZNÝM TRANSFORMÁTOROM.....	19
1.2.2 JEDNOČINNÝ PRIEPUSTNÝ MENIČ S IMPULZNÝM TRANSFORMÁTOROM .....	20
1.2.3 DVOJČINNÝ PRIEPUSTNÝ MENIČ S IMPULZNÝM TRANSFORMÁTOROM.....	20
<b>1.3 SYSTÉMOVÉ USPORIADANIE SILOVÝCH OBVODOV LABORATÓRNEHO ZDROJA .....</b>	<b>21</b>
<b>2 NÁVRH VSTUPNÉHO AKTÍVNEHO USMERŇOVAČA.....</b>	<b>22</b>
<b>2.1 NÁVRH VÝKONOVÝCH OBVODOV VSTUPNÉHO AKT. USMERŇOVAČA.....</b>	<b>22</b>
2.1.1 VÝBER VÝKONOVÝCH SPÍNACÍCH PRVKOV .....	24
<b>2.2 NÁVRH RIADIACICH OBVODOV VSTUPNÉHO USMERŇOVAČA .....</b>	<b>26</b>
2.2.1 PRINCÍP ČINNOSTI OBVODU .....	26
2.2.2 VÝPOČET PARAMETROV KOMPONENTOV .....	27
2.2.3 NÁVRH CIEVKY.....	30
2.2.4 NAVÍJACÍ PREDPIS CIEVKY.....	33
<b>3 NÁVRH MENIČA JEDNOSMERNÉHO NAPÄTIA.....</b>	<b>34</b>
<b>3.1 NÁVRH VÝKONOVÝCH OBVODOV IMPULZNÉHO ZDROJA .....</b>	<b>35</b>
3.1.1 NÁVRH TRANSFORMÁTORA .....	38
3.1.2 NAVÍJACÍ PREDPIS TRANSFORMÁTORA.....	42
3.1.3 VÝBER VÝKONOVÝCH SPÍNACÍCH PRVKOV, VÝPOČET STRÁT .....	42
3.1.4 NÁVRH VÝSTUPNÉHO LC FILTRA .....	45
3.1.5 NÁVRH CIEVKY LC FILTRA.....	46
3.1.6 NAVÍJACÍ PREDPIS CIEVKY LC FILTRA .....	48
<b>3.2 NÁVRH RIADIACICH OBVODOV MENIČA JEDNOSMERNÉHO NAPÄTIA .....</b>	<b>49</b>
<b>4 NÁVRH ZDROJA POMOCNÝCH NAPÄTÍ.....</b>	<b>51</b>
<b>4.1 NÁVRH VÝKONOVÝCH OBVODOV IMPULZNÉHO ZDROJA .....</b>	<b>51</b>
4.1.1 NÁVRH TRANSFORMÁTORA .....	52
4.1.2 NAVÍJACÍ PREDPIS TRANSFORMÁTORA.....	57
4.1.3 VÝBER VÝKONOVÝCH PRVKOV, VÝPOČET STRÁT .....	58
<b>4.2 NÁVRH RIADIACICH OBVODOV POMOCNÉHO ZDROJA .....</b>	<b>61</b>
<b>5 NÁVRH A KONŠTRUKCIA ZARIADENIA.....</b>	<b>63</b>
<b>6 SÉRIA KONTROLNÝCH MERANÍ.....</b>	<b>65</b>
<b>ZÁVER.....</b>	<b>71</b>





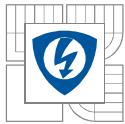
---

<b>LITERATÚRA A POUŽITÉ ZDROJE .....</b>	<b>72</b>
<b>ZOZNAM PRÍLOH .....</b>	<b>74</b>



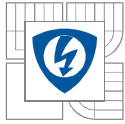
## ZOZNAM OBRÁZKOV

<i>Obr. 1</i>	<i>Bloková schéma regulátora pracujúceho v lineárnom režime .....</i>	<i>13</i>
<i>Obr. 2</i>	<i>Bloková schéma znižujúceho meniča bez impulzného transformátora.....</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 3</i>	<i>Dvojcestný usmerňovač .....</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 4</i>	<i>Dvojcestný usmerňovač s pasívnou korekciou účinníka .....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 5</i>	<i>Dvojcestný usmerňovač s aktívnou korekciou účinníka – nespojitý režim prúdu cievkou .</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 6</i>	<i>Dvojcestný usmerňovač s aktívnou korekciou účinníka – spojitý režim prúdu cievkou .....</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 7</i>	<i>Jednočinný blokujúci menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [12] .....</i>	<i>19</i>
<i>Obr. 8</i>	<i>Jednočinný priepustný menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [12] .....</i>	<i>20</i>
<i>Obr. 9</i>	<i>Dvojčinný priepustný menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [13] .....</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 10</i>	<i>Principiálna schéma zapojenia silových obvodov laboratórneho zdroja.....</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 11</i>	<i>Priebeh prúdu cievkou aktívneho usmerňovača .....</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 12</i>	<i>Vnútorne zapojenie obvodu L6562, prevzaté z [21] .....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 13</i>	<i>Priebeh signálu detegujúceho nulový prúd cievkou .....</i>	<i>27</i>
<i>Obr. 14</i>	<i>Geometrické rozmery jadra ETD44, prevzaté z [5].....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 15</i>	<i>Magnetizačná krivka a hysterézne straty materiálu 3C90, prevzaté z [9] .....</i>	<i>30</i>
<i>Obr. 16</i>	<i>Geometrické rozmery kostričky ETD44, prevzaté z [5].....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 17</i>	<i>Rozloženie vinutí cievky a jej vyhotovenie, prevzaté z [5] upravené autorom .....</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 18</i>	<i>Principiálne obvodomové usporiadanie DC/DC meniča .....</i>	<i>34</i>
<i>Obr. 19</i>	<i>Schéma zapojenia výkonovej časti meniča jednosmerného napätia.....</i>	<i>35</i>
<i>Obr. 20</i>	<i>Vplyv rozptylovej indukčnosti na striedu meniča.....</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 21</i>	<i>Prevádzka jednočinného meniča pri striede vyššej ako 0,5; prevzaté z [13] .....</i>	<i>37</i>
<i>Obr. 22</i>	<i>Presýtenie jadra transformátora pri nezaťaženom meniči .....</i>	<i>37</i>
<i>Obr. 23</i>	<i>Magnetizačná krivka a hysterézne straty materiálu N87, prevzaté z [6] .....</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 24</i>	<i>Rozloženie vinutí transformátora a jeho vyhotovenie, prevzaté z [5] upravené autorom</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 25</i>	<i>Prepínacie straty na polovodičových tranzistoroch, prevzaté z [13] .....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 26</i>	<i>Úbytok napätia na dióde BYV32E200 v priepustnom smere v závislosti na prechádzajúcom prúde, prevzaté z [30] .....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 27</i>	<i>Rozmery jadra PQ35/35 , prevzaté z [23] .....</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 28</i>	<i>Magnetizačná krivka a hysterézne straty pre materiál PC44, prevzaté z [24].....</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 29</i>	<i>Rozloženie vinutí cievky a jej vyhotovenie, prevzaté z [23] upravené autorom .....</i>	<i>48</i>
<i>Obr. 30</i>	<i>Bloková schéma prvej verzie riadiacich obvodov laboratórneho zdroja .....</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 31</i>	<i>Bloková schéma druhej verzie riadiacich obvodov laboratórneho zdroja.....</i>	<i>50</i>



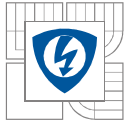
---

<i>Obr. 32</i>	<i>Obvodové usporiadanie zdroja pomocných napätí.....</i>	<i>51</i>
<i>Obr. 33</i>	<i>Rozmery jadra E25/13/7 , prevzaté z [4] .....</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 34</i>	<i>Parametre materiálu N87(EPCOS) a určenie merného stratového výkonu, prevzaté z [6] .....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 35</i>	<i>Rozloženie vinutí transformátora E25/13/7 .....</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 36</i>	<i>Obvodové usporiadanie riadiacich obvodov pomocného zdroja.....</i>	<i>61</i>
<i>Obr. 37</i>	<i>Detail obvodového usporiadania regulátora pomocného zdroja .....</i>	<i>62</i>
<i>Obr. 38</i>	<i>Plošný spoj - vstupný filter spolu s aktívnym usmerňovačom.....</i>	<i>63</i>
<i>Obr. 39</i>	<i>Výstupný modul zdroja ( DC/DC menič, pomocný zdroj a ich riadiace obvody).....</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 40</i>	<i>Plošný spoj osadený užívateľskými perifériami, dotykový display .....</i>	<i>64</i>
<i>Obr. 41</i>	<i>Priebeh napätia na kolektore tranzistora pomocného zdroja.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 42</i>	<i>Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 6V.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 43</i>	<i>Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka -10V.....</i>	<i>65</i>
<i>Obr. 44</i>	<i>Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 12V.....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 45</i>	<i>Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 50V.....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 46</i>	<i>Priebeh výstupného signálu prúdového transformátora (signál na vstupe procesora)....</i>	<i>66</i>
<i>Obr. 47</i>	<i>Nárast napätia na hradle GATE výkonového tranzistora.....</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 48</i>	<i>Pokles napätia na hradle GATE výkonového tranzistora.....</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 49</i>	<i>Priebeh napätia na hradle GATE pri minimálnom výstupnom napätí meniča.....</i>	<i>67</i>
<i>Obr. 50</i>	<i>Oneskorenie medzi riadiacim signálom procesora a výstupom budiča tranzistorov .....</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 51</i>	<i>Priebeh napätia na SOURCE vrchného tranzistora priepustného meniča .....</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 52</i>	<i>Priebeh výstupného napätia usmerňovača priepustného meniča (červený), priebeh výstupného napätia meniča po vyfiltrovaní (modrý).....</i>	<i>68</i>
<i>Obr. 53</i>	<i>Teplotná analýza usmerňovača pomocného zdroja (najteplejší bod - napäťový stabilizátor 51.8°C) .....</i>	<i>69</i>
<i>Obr. 54</i>	<i>Teplotná analýza DC/DC meniča (najteplejší bod - prepäťová ochrana 88.9°C), reálne zobrazenie [Obr. 39] .....</i>	<i>69</i>
<i>Obr. 55</i>	<i>Teplotná analýza aktívneho usmerňovača (najteplejší bod - riadiaci obvod 63.6°C).....</i>	<i>69</i>



## ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

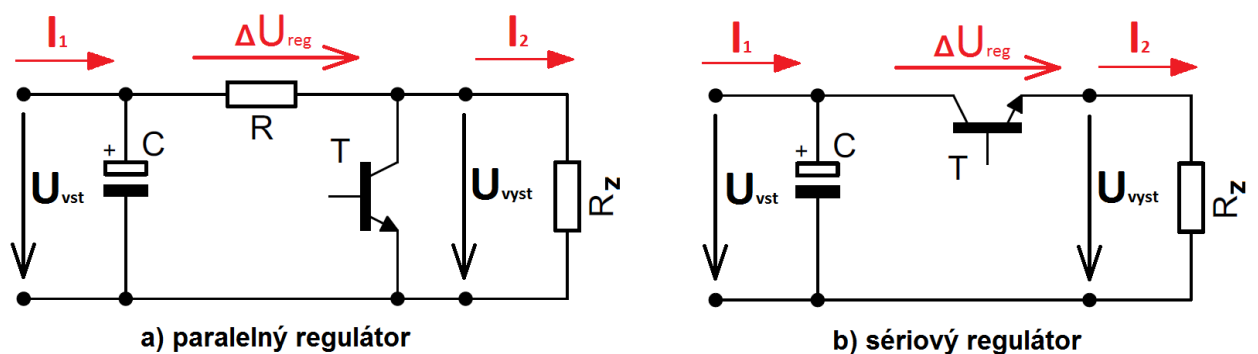
Symbol	Popis	Jednotka
$A_{Cu-min}$	minimálny prierez vodiča	[mm <sup>2</sup> ]
$A_{e-min}$	minimálny prierez jadra	[mm <sup>2</sup> ]
$A_{pom}$	teoretické zaplnenie okna kostričky	[%]
$B$	magnetická indukcia	[T]
$C_d$	kapacita v medzi obvode	[F]
$C_{in}$	vstupný kondenzátor aktívneho usmerňovača	[F]
$f_0$	rezonančná frekvencia	[Hz]
$f_{sw}$	pracovná frekvencia	[Hz]
$I_1$	prúd primárnym vinutím transformátora	[A]
$I_2$	prúd sekundárnym vinutím transformátora	[A]
$I_{AV}$	stredná hodnota prúdu	[A]
$I_d$	vstupný prúd meniča jednosmerného napätia	[A]
$I_{DO}$	prúd nulovou diódou	[A]
$I_{MAX}$	maximálna hodnota prúdu	[A]
$I_{RMS}$	efektívna hodnota prúdu	[A]
$I_{SW}$	prúd spínacím prvkom (tranzistorom)	[A]
$I_{výst}$	výstupný prúd	[A]
$I_Z$	prúd tečúci do záťaže	[A]
$I_\mu$	magnetizačný prúd	[A]
$J_{zvol}$	zvolená prúdová hustota	[A/mm <sup>2</sup> ]
$L$	indukčnosť	[H]
$l_{av}$	priemerná dĺžka jedného závitov kostričky	[m]
$l_{celk}$	celková dĺžka vodiča	[m]
$l_e$	dĺžka magnetického obvodu	[m]
$l_v$	dĺžka vzduchovej medzery	[m]
$N$	počet závitov	[-]
$p$	prevod transformátora	[-]
$P_{Cu-max}$	maximálna výkonová strata vo vinutí	[W]
$P_{diss}$	disipovaný výkon	[W]
$P_{vst}$	príkonný výkon	[W]
$P_{výst}$	výstupný výkon	[W]



<b>Symbol</b>	<b>Popis</b>	<b>Jednotka</b>
$r$	percentuálne zvlnenie napätia/prúdu	[%/100]
$R_{Cu-20^{\circ}C}$	odpor vodiča vinutia pri teplote 20°C	[ $\Omega$ ]
$R_{Cu-70^{\circ}C}$	odpor vodiča vinutia pri teplote 70°C	[ $\Omega$ ]
$R_d$	dynamický odpor	[ $\Omega$ ]
$R_{DS-ON}$	odpor kanála MOS tranzistora v otvorenom stave	[ $\Omega$ ]
$s$	strieda meniča	[%/100]
$U_2$	sekundárne indukované napätie transformátora	[V]
$U_3$	indukované napätie za usmerňovačom dc/dc meniča	[V]
$U_{AC}$	striedavé napätie	[V]
$U_d$	napätie v medziobvode	[V]
$U_{vst}$	vstupné napätie	[V]
$U_z$	napätie na záťaži	[V]
$\Delta I_{pk-pk}$	zvlnenie prúdu špička- špička	[A]
$\Delta P_D$	celková výkonová strata na dióde	[W]
$\Delta P_h$	hysterézne straty v jadre cievky/transformátora	[W]
$\Delta P_j$	výkonová strata na parazitných odporoch	[W]
$\Delta P_{prep}$	výkonová strata spôsobená komutáciou prúdu	[W]
$\Delta P_T$	celková výkonová strata na tranzistore	[W]
$\Delta P_{ved}$	výkonová strata spôsobená vedením prúdu	[W]
$\Delta U_D$	úbytok napätia na dióde	[V]
$\Delta U_{d\%}$	percentuálne zvlnenie napätia v medziobvode	[%/100]
$\Delta U_{pk-pk}$	zvlnenie výstupného napätia	[V]
$\Delta U_T$	úbytok napätia na tranzistore	[V]
$\eta$	účinnosť	[%]
$\mu_0$	permeabilita vákua	[Hm <sup>-1</sup> ]
$\mu_r$	relatívna permeabilita	[-]
$\lambda$	účinník	[-]

## ÚVOD

Každé zariadenie využívajúce k svojej činnosti elektrickú energiu, vyžaduje túto energiu v danom rozsahu parametrov (napätie, prúd). Či už je zariadenie statické a je napájané z elektrickej siete alebo sa jedná o zariadenie prenosné, takmer vždy je potrebné meniť parametre dostupného napájacieho zdroja na parametre, ktoré vyžaduje napájané zariadenie. O zmenu týchto parametrov sa spravidla stará elektronický napájací zdroj- menič. Podľa účelu zariadenia sú na tento elektronický menič kladené konečným užívateľom mnohé, často rozporuplné požiadavky. Na jednej strane sú požadované precízne výstupné parametre, vysoký výkon a na strane druhej nízka hmotnosť a široký rozsah pracovných podmienok. V súčasnom svete prudko rastúcej spotreby elektrickej energie je rovnako dôležitým parametrom pri posudzovaní napájacích zdrojov účinnosť a pri zaradeniach napájaných z elektrickej siete rovnako charakter odberu elektrickej energie- účinník. Z historického pohľadu bola požiadavka napájania elektronických zariadení z dôvodu nedostatku rýchlych polovodičových komponentov riešená zdrojom, ktorý pracoval v takzvanej lineárnej oblasti polovodičových súčiastok. Napriek pomerne ľahko dosiahnuteľnej vysokej kvalite výstupných parametrov však zdroje v tomto režime premieňali veľkú časť príkonu na teplo čo je príčinou ich nízkej účinnosti a veľkých rozmerov. Meniče v lineárnej oblasti pracujúceho z vstupného sieťového napätia obsahovali transformátor pracujúci na frekvencii 50Hz, ktorý mal spolu s chladičmi slúžiacimi na odvod tepla z polovodičov značnú hmotnosť a rozmery.



Obr. 1 Bloková schéma regulátora pracujúceho v lineárnom režime

Zjednodušené obvodové usporiadanie napájacieho zdroja pracujúceho v lineárnom režime je znázornené na obrázku vyššie. Úlohou oboch regulátorov na obrázku je znížiť vstupné napätie všeobecnej veľkosti na úroveň požadovanú zariadením, ktoré menič napája. Výkon disipovaný na polovodičovom prvku v obvode lineárne rastie s odoberaným prúdom záťaže:

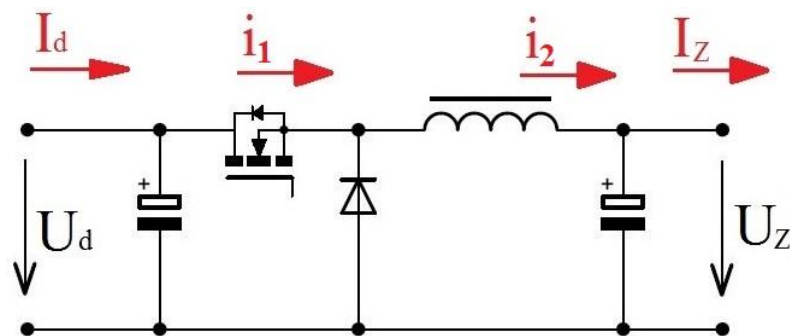
$$i_1(t) = i_2(t)$$
$$P_{diss} = \Delta U_{men} \cdot I_2 \quad (1)$$

Z tohto vzťahu je zřejmé, že konštrukcia zdroja s vyšším výstupným prúdom kladie značné požiadavky na chladenie výkonového prvku. Výkonová strata je závislá aj na úbytku napätia na výkonovom prvku, no v praxi toto napätie nie je nižšie ako približne 0,3V [18] ani pri dnešných nízko úbytkových stabilizátoroch.

Výsledná účinnost zdroja je definovaná vzťahom:

$$\eta = \frac{U_{vst} \cdot I_2}{(U_{vst} - \Delta U_{men}) \cdot I_2} = \frac{U_{vst}}{(U_{vst} - \Delta U_{men})} \quad (2)$$

Objav nových technológií výroby polovodičových súčiastok viedol k zlepšeniu ich dynamických parametrov a umožnil tak konštruovať zdroje pracujúce v takzvanom impulznom režime, ktorý priniesol nielen podstatne menšie rozmery napájacích zdrojov ale najmä vyššiu účinnosť premeny elektrickej energie, ktorá sa pri optimalizovaných konštrukciách môže blížiť až k 98% [10].



Obr. 2 Bloková schéma znižujúceho meniča bez impulzného transformátora

Obvodové usporiadanie obsahuje rovnako polovodičový prvok- tranzistor, no tento krát pracujúci iba v režimoch vypnutý- zapnutý. Vo vypnutom stave tranzistora využíva menič energiu naakumulovanú v magnetickom obvode tlmivky, čím je zabezpečený kontinuálny výstupný prúd odoberaný záťažou. Ak by sme v konštrukcii použili tranzistor ktorý by prechádzal z vypnutého stavu do zapnutého a opačne nekonečne rýchlo a nemal by žiadne straty vedením v otvorenom stave, pracoval by takýto menič so 100% účinnosťou (pri zanedbaní odporu vinutia tlmivky, vodičov a vnútorného odporu kondenzátora). V realite je však celková výkonová strata v meniči pracujúcom v impulznom režime reprezentovaná stratami v polovodičových prvkoch a Joulovými stratami na parazitných odporoch jednotlivých prvkov v obvode :

$$i_1(t) \neq i_2(t) \quad (3)$$

$$P_{dis} = \Delta P_{ved} + \Delta P_{prep} + \Delta P_j \quad (4)$$

$\Delta P_{ved}$  ... straty spôsobené vedením prúdu v režime zap.

$\Delta P_{prep}$  ... prepínacie straty pri prechode medzi režimom zap. – vyp.

$\Delta P_j$  ... straty na parazitných odporoch komponentov

Bakalárska práca sa zaoberá detailným návrhom regulovateľného zdroja slúžiaceho pre laboratórne účely, na ktorý sú kladené nasledovné požiadavky:

- Napájanie realizované z rozvodnej elektrickej siete:  $U_{AC}=185-265 \text{ VAC}$
- Celkový účinník zdroja:  $\lambda > 0.97$
- Počet výstupných nezávislých modulov: 2
- Možnosť nastavenia výstupného jednosmerného napätia modulu v rozsahu:  $U_{\text{vyst}}=0-40 \text{ V}$
- Možnosť nastavenia výstupného obmedzenia prúdu modulu v rozsahu:  $I_{\text{vyst}}=0-10 \text{ A}$
- Maximálny výstupný výkon jedného modulu:  $P_{\text{vyst}}=400 \text{ W}$
- Galvanicky oddelený vstup od výstupu zdroja a jednotlivé výstupné moduly navzájom
- Bez núteného chladenia ventilátorom

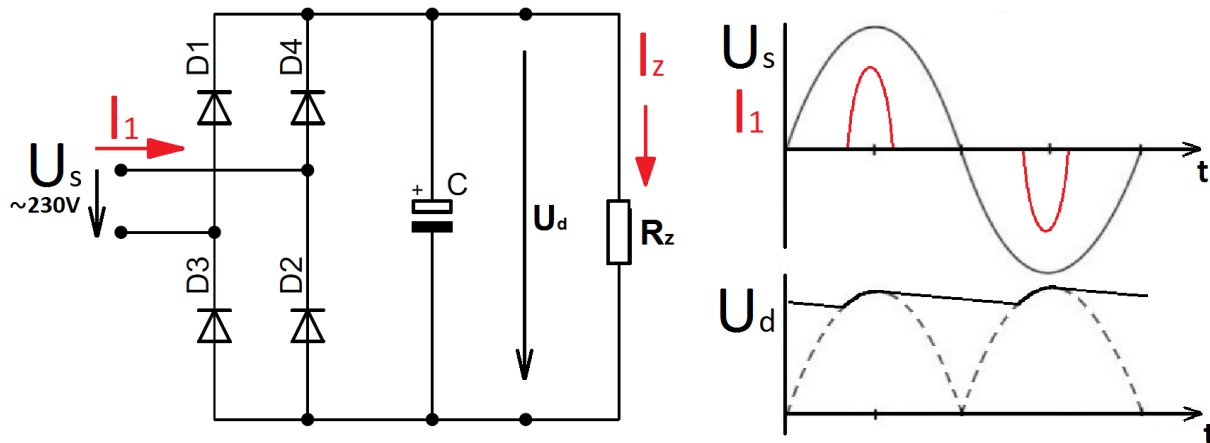
Z vyššie uvedeného porovnania možností realizácie napájacích zdrojov bude tento zdroj z dôvodu požiadavky na vysokú účinnosť konštruovaný ako zdroj v impulznom režime.

## 1.1 Prehľad topológií sieťových usmerňovačov

Z požiadaviek na zariadenie ktorého návrh je predmetom tohto projektu vyplýva, že sa jedná o zariadenie statické napájané z elektrickej rozvodnej siete s parametrami  $230\text{VAC} \pm 10\%$ ,  $50\text{Hz}$  (parametre Európskej elektrizačnej sústavy). Dostupné topológie meničov slúžiacich na zmenu úrovne napätia sú prakticky vždy napájané napätím jednosmerným, teda nie je možné realizovať takúto konverziu priamo z elektrickej siete bez použitia medzistupňa – sieťového usmerňovača s medziobvodom. Usmerňovače menia striedavé napätie siete na napätie jednosmerné a môžu mať podľa požiadaviek na výstupný výkon či charakter odoberaného prúdu rôzne vyhotovenie. Cieľom tejto kapitoly je popísať výhody a nevýhody jednotlivých obvodoých riešení vstupných usmerňovačov.

### 1.1.1 Mostíkový usmerňovač bez korekcie účinníka

Zapojenie tohto typu usmerňovača je tvorené štvoricou usmerňovacích diód a elektrolytickým filtračným kondenzátorom. Mostíkový usmerňovač umožňuje využiť energiu kladnej aj zápornej pólvlny sieťového napätia preto ho v niektorých literatúrach často nájdeme pod názvom dvojcestný usmerňovač. Označenie mostíkový znamená, že usmerňovač nepotrebuje na rozdiel od usmerňovačov uzlových k svojej činnosti nulový vodič.



Obr. 3 Dvojcestný usmerňovač

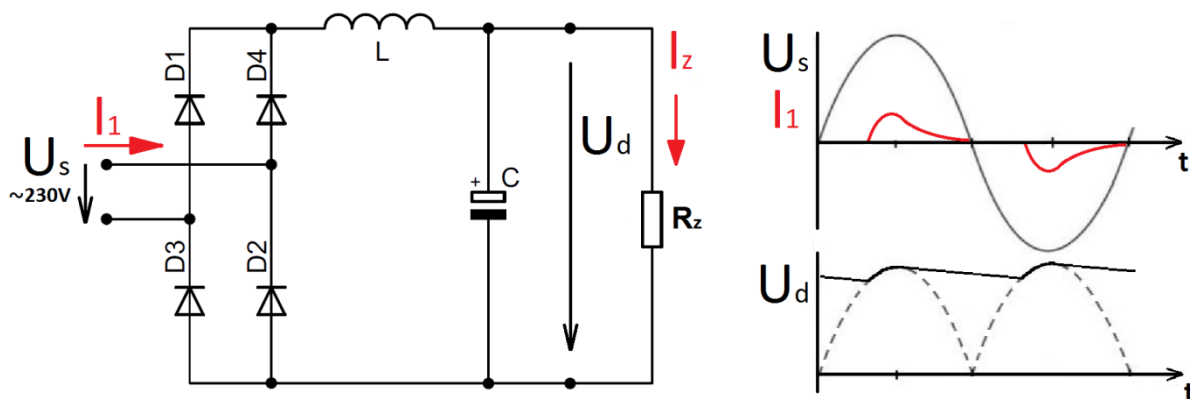


V okamihu, keď kladná polvlna sieťového napätia prekročí hodnotu na ktorú je nabitý elektrolytický kondenzátor v napäťovom medziobvode prechádzajú diódy D1 a D2 zo záverného stavu do stavu priepustného, dochádza k prechodu prúdu diódami a nárastu napätia na kondenzátore. Prúd preteká diódami do okamihu, kedy napätie siete dosiahne svoje maximum a kondenzátor sa nabije na napätie rovné veľkosti amplitúdy sieťového napätia (približne 325V pri jednofázovom vstupnom napätí). Čím je hodnota filtračného kondenzátora vyššia, tým je okamih vedenia prúdu diódami kratší no amplitúda prúdu vyššia. Po dosiahnutí vrcholu sieťového napätia dochádza k uzatvoreniu usmerňovacích diód a postupnému poklesu napätia kondenzátora spôsobeného prúdom, ktorý odoberá záťaž. K nárastu napätia na kondenzátore dôjde opäť v zápornej polvlnie sieťového napätia no tento krát prechádzajú do vodivého stavu diódy D3 a D4. Tento dej sa cyklicky každých 10ms (100Hz) opakuje.

Výhodou takto realizovaného usmerňovača je jeho jednoduchosť, vďaka čomu sa stal veľmi často používaným usmerňovačom pre aplikácie s nízkym výkonom do 100W, napr. nabíjačky pre mobilné telefóny, adaptéry atď. Značná nevýhoda je však zrejماً z Obr. 3 a tou je tvar odoberaného prúdu, ktorý svojim nízkym účinníkom  $\lambda=0,55-0,7$ ;  $\cos\varphi=0,85-0,95$ (kap. charakter) nadmerne zaťažuje rozvodnú sieť. K jednej z nevýhod tohto usmerňovača môžeme zaradiť aj prúdový ráz, ktorý vzniká pri pripojení zariadenia do rozvodnej siete. Tento jav je spôsobený nabíjaním kondenzátora v medziobvode, ktorý bol pred pripojením vybitý. Tento prúdový impulz môže pri častom odpájaní -pripájaní viesť k poškodeniam vidlice prípojky, a v krajnom prípade pri vyšších výkonoch k zareagovaniu istiacich prvkov. Táto nevýhoda sa však v praxi potlačuje zaradením NTC termistora do série so vstupnými svorkami usmerňovača.

### 1.1.2 Mostíkový usmerňovač s pasívnou korekciou účinníka

Hlavným problémom pri bežnom dvojcestnom usmerňovači je veľká amplitúda prúdu v čase dobíjania kondenzátora v medziobvode zo siete a tým súvisiaci problém pri jeho použití v zariadeniach s vyšším výkonom. Zaradením indukčnosti do obvodu usmerňovača (Obr. 4) znížime veľkosť amplitúdy nabíjacieho prúdu, čím čiastočne zlepšime účinník na  $\lambda=0,7-0,8$ . Takto upravený mostíkový usmerňovač je potom možné použiť pre zariadenia s maximálnym odoberaným výkonom menším ako približne 1000W.



Obr. 4 Dvojcestný usmerňovač s pasívnou korekciou účinníka

Nevýhodou takto realizovaného usmerňovača je nutnosť použitia cievky navinutej na železnom jadre pracujúcej na frekvencii 100Hz a tým väčšie rozmery a hmotnosť konštrukcie.

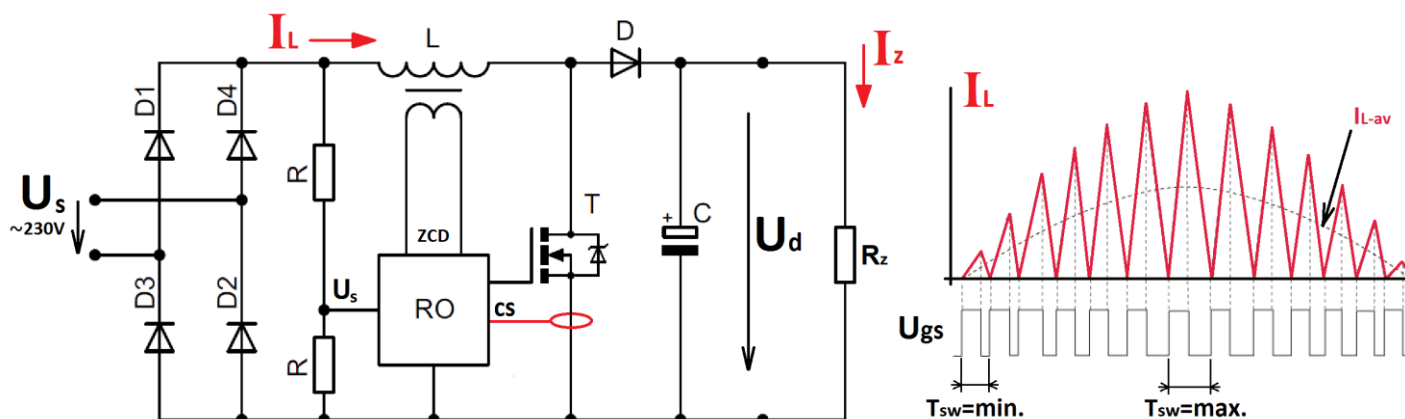
### 1.1.3 Mostíkový usmerňovač s aktívnou korekciou účinníka

Vzhľadom k dodržaniu účinnosti prenosovej sústavy je normami požadované, aby zariadenia ktoré presahujú výkon približne 300W, odoberali zo siete prúd blížiaci sa sínusovému priebehu s parametrami v rozmedzí  $\lambda=0,97-0,99$ ,  $\cos\varphi=0,95$ . Takto prísne požiadavky sme schopný splniť prakticky len s použitím mostíkových usmerňovačov s aktívnou korekciou účinníka. Pod týmto pojmom si môžeme predstaviť obvodové usporiadanie na Obr.5, ktoré obsahuje rovnako indukčnosť a kondenzátor ako usmerňovač s pasívnou korekciou účinníka, avšak v súčinnosti s tranzistorom pracuje táto cievka na frekvencii niekoľko kHz. Vzhľadom na vysokú pracovnú frekvenciu je táto cievka realizovaná spravidla na feritovom jadre čím sú jej rozmery podstatne menšie ako v prípade pasívnej korekcie.

Princíp činnosti obvodu je podobný s princípom činnosti zvyšujúceho meniča napätia, no žiadaná hodnota maximálneho prúdu tlmivkou je korigovaná riadiacim obvodom podľa aktuálneho napätia v sieti. Stredná hodnota takto odoberaného prúdu má tvar sínusového priebehu a je vo fáze s napätím siete. Podľa spôsobu riadenia môžeme aktívne usmerňovače rozdeliť na usmerňovače pracujúce s kontinuálnym prúdom cievkou (Continuous conduction mode power factor correction) a na usmerňovače pracujúce v prerušovanom prúdom cievkou (Critical conduction mode power factor correction). Výhodou takto realizovaných usmerňovačov je tiež vyššie výstupné napätie, ktoré sa vo väčšine konštrukcií pohybuje spravidla okolo 400V. Výstupné napätie je kontrolované regulátorom ktorý je súčasťou riadiacich obvodov, teda zapojenie je z princípu imúnnejšie proti náhodným poklesom a výpadkom napätia v rozvodnej sieti.

#### a.) Režim riadenia korektora účinníka - prerušovaný prúd cievkou

Riadiaci obvod schopný pracovať v tomto režime vyžaduje k svojej činnosti pomocné vinutie cievky, ktoré slúži na detekciu poklesu prúdu cievkou na nulovú hodnotu (zero cross detection). Po detekcii demagnetizácie jadra (nulový prúd cievkou) riadiaci obvod spúšťa nový cyklus otvorením tranzistora. Po dosiahnutí maximálneho požadovaného prúdu tranzistorom dôjde k jeho vypnutiu a dochádza k demagnetizácii jadra cievky do výstupného kondenzátora. Celý cyklus sa opakuje s variabilnou frekvenciou, ktorá závisí na aktuálnej hodnote sieťového napätia. Pri nízkom napätí siete je frekvencia najvyššia a musí byť limitovaná riadiacim obvodom. Naopak v amplitúde napätia je frekvencia najnižšia.

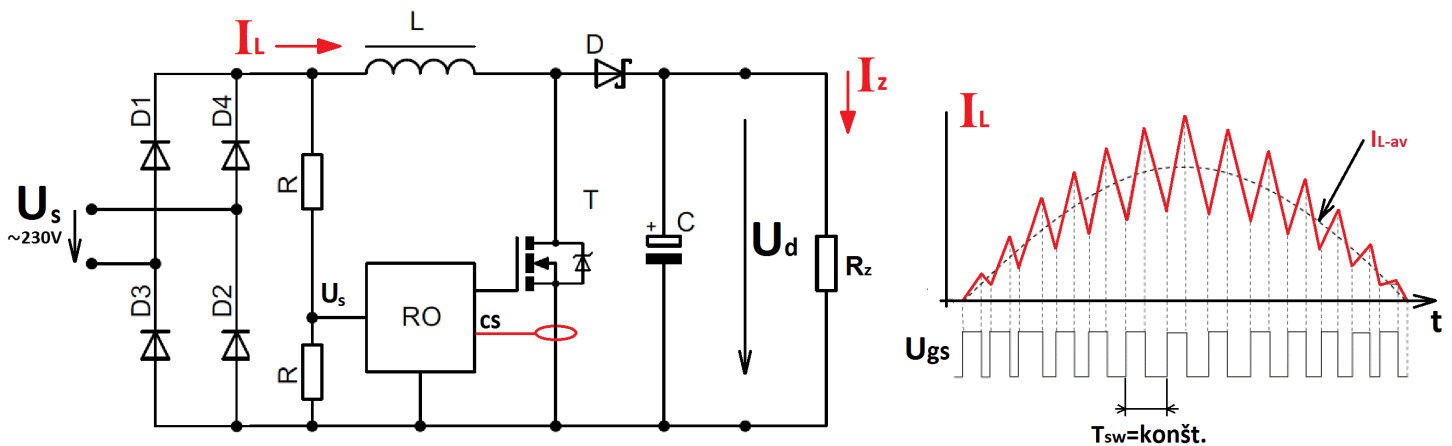


Obr. 5 Dvojestný usmerňovač s aktívnou korekciou účinníka – nespojitý režim prúdu cievkou

V čase otvárania tranzistora je prúd tlmivkou nulový a dióda sa nachádza v závernom smere, nedochádza tak k nadmernej komutačnej strate diódy a zvýšeným prepínacím stratám tranzistora. Realizácia vstupných aktívnych usmerňovačov v režime prerušovanom prúdov pre vyššie výkony naráža na niekoľko problémov. Realizácia vstupného filtra je problematická, keďže spínacia frekvencia tranzistora kolíše podľa úrovne sieťového napätia. Zvlnenie prúdu tlmivkou je vysoké, hysterézne straty v tlmivke sú značné čo nás núti použiť vyšší prierez jadra, než by bolo možné použiť v režime spojitého prúdu.

### b.) Režim riadenia korektora účinníka s kontinuálnym prúdom cievkou

V tomto režime riadiaci obvod spína tranzistor konštantnou frekvenciou a šírka riadiaceho impulzu (strieda) je definovaná veľkosťou žiadaného špičkového prúdu tlmivkou. V oblasti nízkeho napätia siete dosahuje strieda maximálnych hodnôt, keďže naakumulovanie energie do magnetického obvodu trvá najdlhší čas. Naopak v amplitúde sieťového napätia dosahuje strieda najnižších hodnôt, keďže napätie pripojené na cievku je zhodné s amplitúdou napätia siete.



Obr. 6 Dvojcestný usmerňovač s aktívnou korekciou účinníka – spojitý režim prúdu cievkou

Režim kontinuálneho prúdu cievkou v porovnaní s režimom prerušovaných prúdov pracuje s omnoho menším zvlnením prúdu cievkou, čo sa priamo odráža v nižších stratách v jej jadre. Nespornou výhodou je stabilná pracovná frekvencia, vďaka ktorej nie je návrh vstupného EMC filtra kritický. Naopak tento režim vyžaduje vysokú rýchlosť výstupnej usmerňovacej diódy, inak dochádza vplyvom záverného zotavovacieho prúdu k značným prepínacím stratám na tranzistore. Pre aplikácie s vysokým výkonom je možnosť pridať do zapojenia ešte jeden tranzistor a cievku, ktoré pracujú s fázovým posunom oproti pôvodnej dvojici. Jednou z výhod takejto úpravy je nižšie zvlnenie výstupného napätia.

## 1.2 Prehľad topológií meničov jednosmerného napätia

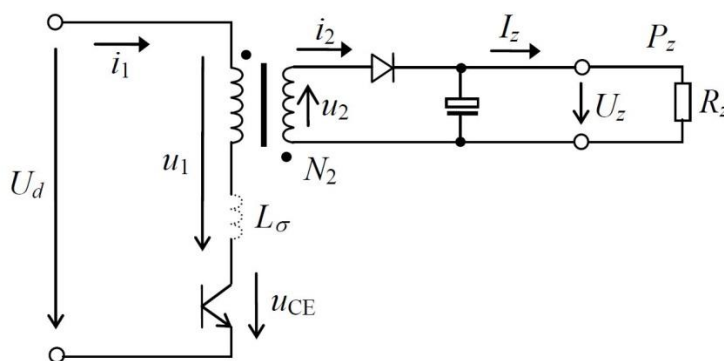
Z usmerneného sieťového napätia sa o ďalšiu konverziu napätia stará galvanicky oddelený menič jednosmerného napätia, často označovaný ako DC/DC menič. Rovnako ako sieťových usmerňovačov sa aj meničov napätia časom vyvinulo mnoho možných obvodových usporiadaní. Voľba správnej topológie DC/DC meniča rozhoduje o rozmeroch, účinnosti a v konečnom dôsledku aj cene konečného zariadenia. Pri návrhu zariadenia, ktoré je predmetom tejto práce bolo uvažované s niekoľkými možnými koncepciami DC/DC meničov. V nasledujúcich riadkoch budú popísané jednotlivé uvažované koncepcie spolu s ich výhodami a nevýhodami. Z bezpečnostných dôvodov je pri návrhu zdroja napájaného z rozvodnej siete nutné použiť galvanicky oddelený menič s impulzným transformátorom.

Podľa spôsobu činnosti môžeme meniče s impulzným transformátorom rozdeliť na:

- a.) Jednočinné meniče – priepustné, blokujúce meniče
- b.) Dvojčinné meniče

### 1.2.1 Jednočinný blokujúci menič s impulzným transformátorom

Princíp činnosti blokujúceho meniča je založený na akumulácii energie v jadre transformátora, ktorá sa po rozopnutí spínacieho prvku na primárnej strane uvoľní do sekundárneho obvodu. V čase demagnetizácie jadra sa transformuje výstupné napätie na primárnu stranu podľa závitového pomeru a toto pretransformované napätie sa sčítava s napätím vstupným. Toto napätie by spolu s prepätím vzniknutým uvoľnením energie z rozptylovej indukčnosti transformátora mohlo prekročiť maximálne dovolené napätie spínacieho prvku. Preto je nutné tento nepriaznivý jav eliminovať pridaním prepäťovej ochrany (RC článok prípadne transil spolu s usmerňovacou diódou) paralelne k primárnemu vinutiu, kde sa premení prebytočná energia na teplo.



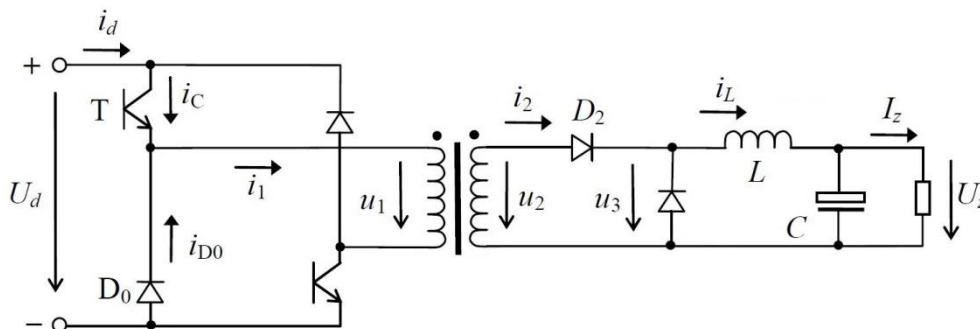
Obr. 7 Jednočinný blokujúci menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [12]

Transformátor blokujúceho meniča je spravidla konštruovaný na jadre so vzduchovou medzerou, pre transformátory na vyššie výkony činí táto medzera niekoľko milimetrov. Pri širokej vzduchovej medzere sa však časť magnetického toku vplyvom rozptylu uzatvára cez vinutia navinuté na kostičke, kde indukuje vírivé prúdy – dochádza k nadmernému ohrevu vinutia v okolí vzduchovej medzery. Tento jav je možné potlačiť konštrukciou vinutia spletaným vodičom, no aj napriek tomu sa blokujúce meniče v praxi používajú pre nízke výkony do 150W spravidla pre pomocné spínané zdroje (napájanie riadiacich obvodov a podobne).

Z hľadiska konštrukcie riadiacich obvodov sa v dnešnej dobe stali populárnym riešením integrované obvody obsahujúce spínací prvok (tranzistor) spolu s riadiacimi členmi v jednom púzdre. Široké spektrum takýchto obvodov pre výkony až do 150W ponúka výrobca Power Integrations (obvody rady TOP24X) [14].

### 1.2.2 Jednočinný priepustný menič s impulzným transformátorom

Priepustný menič na rozdiel od meniča blokujúceho nehromadí energiu v jadre impulzného transformátora, ale posiela energiu priamo zo vstupu na výstup v čase zopnutých primárnych tranzistorov. Po vypnutí spínacích prvkov na primárnej strane je nutné odvieť energiu nahromadenú v rozptylovej indukčnosti transformátora do napájacieho napätia diódami alebo ju jednoducho premeniť niektorým s dostupných spôsobov na teplo. Z tohto faktu rovnako plynie, že pracovná strieda meniča nesmie prekročiť polovicu periódy meniča, inak sa nestihne magnetizačná indukčnosť vybiť a pravdepodobne dôjde vplyvom nad prúdu za niekoľko pracovných cyklov k deštrukcii spínacích prvkov.



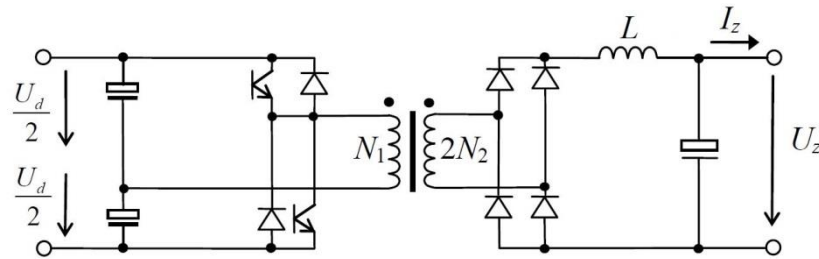
Obr. 8 Jednočinný priepustný menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [12]

Transformátor priepustného jednočinného meniča je konštruovaný bez vzduchovej medzery a tým odpadajú problémy súvisiace s rozptylom v okolí vzduchovej medzery. Jednočinné priepustné meniče nájdeme v praxi v aplikáciách až do 1kW (niektoré zväzacie inventory).

Z vyššie uvedených dôvodov je nutné riadiacimi obvodmi zabezpečiť, aby strieda meniča nikdy neprekročila hodnotu približne 47% z celkovej pracovnej periódy. Riadenie vrchného tranzistora je v praxi realizované budiacim transformátorom, prípadne oddeleným zdrojom napájania spolu s optočlenom.

### 1.2.3 Dvojjinný priepustný menič s impulzným transformátorom

Dvojjinný priepustný rovnako ako jednočinný nezhrmažďuje energiu v jadre impulzného transformátora. Rozdiel medzi dvojjinným a jednočinným meničom spočíva v časovom priebehu magnetického toku v jadre transformátora. Pri jednočinnom meniči nadobúda magnetický tok iba kladných hodnôt a má určitú strednú hodnotu, naopak pri meniči dvojjinnom má magnetický tok strednú hodnotu nulovú. Z toho vyplýva, že energia je prenášaná na výstup dvojjinne – v podobe kladného a záporného indukovaného napätia na sekundárnom vinutí. Usporiadanie spínacích prvkov na primárnej strane transformátora teda musí umožňovať dva smery prúdu primárnym vinutím. Rovnako sekundárny usmerňovač musí byť schopný usmerniť obe polarities indukovaného napätia.

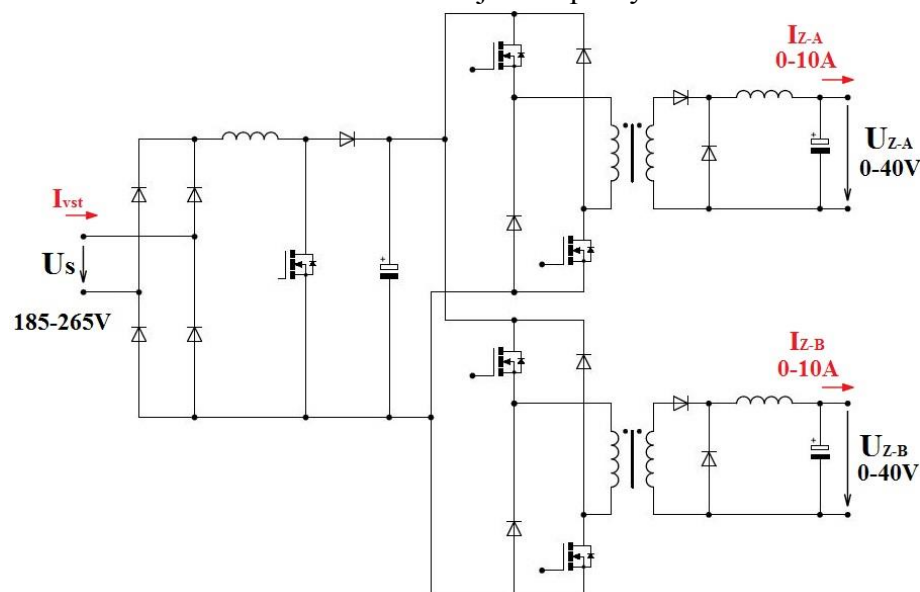


Obr. 9 Dvojčinný priepustný menič s impulzným transformátorom, prevzaté z [13]

Pri takto realizovanom meniči dimenzujeme výstupný LC filter na dvojnásobnú frekvenciu oproti frekvencii spínacích prvkov na primárnej strane meniča. V porovnaní s jednočinným meničom bude mať teda výstupný filter polovičnú veľkosť pri rovnakom výkone. Výhoda v menšom rozmere sa však odráža vo vyšších nárokoch na počet polovodičových prvkov a riadiaci obvod, ktorý musí byť schopný realizovať časové oneskorenie pri prepínaní medzi vrchným a spodným tranzistorom v polmostíku. V prípade nedodržania týchto časov hrozí skrat napájacieho napätia, keďže vypínacie pochody reálnych spínacích prvkov trvajú určitú dobu. Či už jednočinný alebo dvojčinný menič oba poskytujú určité výhody, ktoré môžu byť kľúčové práve pre cieľovú aplikáciu. Preto vytýčiť jednoznačné výhody a nevýhody pre obe topológie nie je možné.

### 1.3 Systémové usporiadanie silových obvodov laboratórneho zdroja

Po uvážení možností, ktoré ponúkajú jednotlivé topológie usmerňovačov a DC/DC meničov bolo rozhodnuté realizovať prototyp laboratórneho zdroja s obvodovým usporiadaním uvedeným na obrázku nižšie. Vstupná časť zdroja je tvorená aktívnym sieťovým usmerňovačom pracujúcim v režime nespojitých prúdov cievkou. Riadiaci obvod usmerňovača udržiava konštantné napätie 400V v napäťovom medziobvode na ktorý sú pripojené dva výstupné moduly. Výstupné moduly sú tvorené jednočinným priepustným DC/DC meničom. Každý z modulov má riadiace obvody napájané jednočinným blokujúcim meničom nízkeho výkonu. Podrobným návrhom jednotlivých stupňov celého zariadenia budú venované nasledujúce kapitoly.



Obr. 10 Principiálna schéma zapojenia silových obvodov laboratórneho zdroja



## 2 NÁVRH VSTUPNÉHO AKTÍVNEHO USMERŇOVAČA

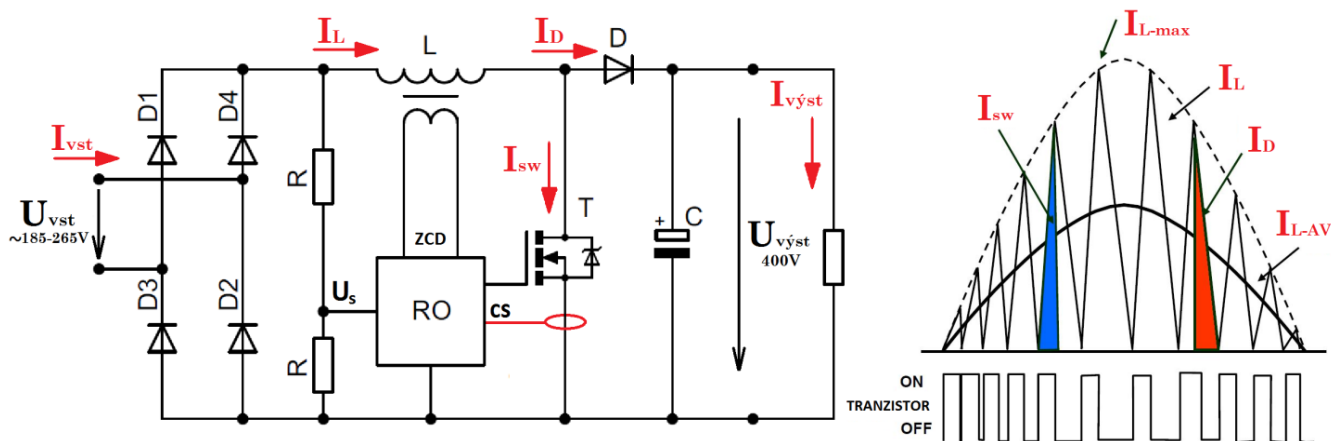
Vzhľadom na toleranciu parametrov rozvodnej siete musíme pri návrhu obvodových prvkov uvažovať s krajnými pracovnými podmienkami a zabezpečiť tak, aby sa výstupné parametre stupňa nachádzali vždy v požadovaných medziach. Nedodržaním výstupných parametrov aktívneho usmerňovača v celom rozmedzí vstupných pracovných podmienok (napätie siete, teplota okolia, atď.) požadovaných špecifikáciou navrhovaného laboratórneho zdroja, by došlo k obmedzeniu činnosti ďalších stupňov a v krajnom prípade nefunkčnosti celého zariadenia.

Súbor požiadaviek na aktívny sieťový usmerňovač:

- Napájanie realizované z rozvodnej elektrickej siete:  $U_{vst-AC}=185-265 \text{ VAC}$
- Účinník odoberaného prúdu:  $\lambda > 0.97$
- Výstupné napätie v medziobvode:  $U_{výst}=400 \text{ V} \pm 5\%$  (pri dynamickej zmene záťaže)
- Zvlnenie výstupného napätia pri plnom zaťažení:  $\Delta U_{výst}=22 \text{ V}$
- Maximálny výstupný výkon  $P_{výst}=1100 \text{ W}$
- Účinnosť pri plnom zaťažení  $\eta > 0.97\%$
- Minimálna pracovná frekvencia  $f_{sw-min}=30 \text{ kHz}$

### 2.1 Návrh výkonových obvodov vstupného akt. usmerňovača

Pri návrhu výkonovej časti stupňa uvažujeme s nasledujúcim obvodovým usporiadaním (Obr. 11). V prvej časti výpočtu budú definované pracovné parametre obvodu pri plnom zaťažení a následne zvolené reálne hodnoty a typy prvkov v obvode. Pri výpočte jednotlivých parametrov v obvode je uvažované zo vzťahmi ktoré uvádza výrobca použitého riadiaceho obvodu [16].



Obr. 11 Priebeg prúdu cievkou aktívneho usmerňovača

Maximálny výkon odoberaný z elektrickej siete - príkon:

$$P_{vst} = \frac{P_{výst}}{\eta} = \frac{1100}{0,97} = 1134W \quad (5)$$

Efektívna hodnota vstupného prúdu pri najnižšom vstupnom napätí:

$$I_{vst-RMS} = \frac{P_{vst}}{U_{vst-AC-min} \cdot \lambda} = \frac{1134}{185,0,97} = 6,32A \quad (6)$$

Výstupný prúd:

$$I_{výst} = \frac{P_{výst}}{U_{výst}} = \frac{1100}{400} = 2,75A \quad (7)$$

Pre návrh cievky je nutné poznať maximálnu hodnotu prúdu, ktorý ňou potečie. Uvažujeme, že maximálny prúd nastáva v okamihu maxima sieťového napätia. Nakoľko má prúd prechádzajúci cievkou trojuholníkový tvar, jeho amplitúda je približne dvojnásobok maxima strednej hodnoty (Obr. 11). Maximálny prúd cievkou je teda definovaný:

$$I_{L-max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{vst-RMS} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot 6,32 = 17,87A \quad (8)$$

Efektívna hodnota prúdu cievkou:

$$I_{L-RMS} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot I_{vst-RMS} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot 6,32A = 7,30A \quad (9)$$

Efektívna hodnota prúdu spínačom:

$$I_{SW-RMS} = I_{L-max} \cdot \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{U_{vst-AC-min}}{U_{výst}}} \quad (10)$$

$$I_{SW-RMS} = 17,87 \cdot \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{185}{400}} = 4,87A$$

Efektívna hodnota prúdu diódou:

$$I_{D-RMS} = I_{L-max} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{U_{vst-AC-min}}{U_{výst}}} \quad (11)$$

$$I_{D-RMS} = 17,87 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot \sqrt{2}}{9\pi} \cdot \frac{185}{400}} = 5,44A$$



Výpočet hodnoty vstupného bez indukčného kondenzátora. Vstupný kondenzátor priamo ovplyvňuje hodnotu účinníka, teda jeho hodnota môže byť korigovaná podľa výsledku merania skonštruovaného prototypu. Pri výpočte uvažujeme s konštantou  $r=0,2$ ; ktorá vyjadruje percentuálne zvlnenie napätia na tomto kondenzátore, kapacita kondenzátora je určená vzťahom:

$$C_{in} = \frac{I_{vst-RMS}}{2\pi \cdot f_{SW-min} \cdot r \cdot U_{vst-AC-min}} \quad (12)$$

$$C_{in} = \frac{6,32}{2\pi \cdot 30\,000 \cdot 0,2 \cdot 185} = 0,9\mu F$$

Aktívne usmerňovače uvažovanej topológie majú z princípu činnosti na výstupe zvlnenie s frekvenciou rovnej dvojnásobku frekvencie vstupného sieťového napätia. Veľkosť tohto zvlnenia je závislá na veľkosti maximálneho prúdu cievkou a vnútornej impedancie kondenzátora. Pri zanedbaní reálnej zložky odporu (viacero kondenzátorov paralelne, s nízkym ESR) je kapacita výstupného kondenzátora v medziobvode daná vzťahom:

$$C_d \geq \frac{P_{výst}}{2\pi \cdot f_{sieť} \cdot U_{výst} \cdot \Delta U_{výst}} \quad (13)$$

$$C_d \geq \frac{1100}{2\pi \cdot 50 \cdot 400 \cdot 25} = 423\mu F$$

Výpočet indukčnosti cievky pre maximálne a minimálne vstupné napätie:

$$L(VAC_{min}) = \frac{U_{vst-AC-min}^2 \cdot (U_{výst} - \sqrt{2} \cdot U_{vst-AC-min})}{2 \cdot f_{SW-min} \cdot P_{vst} \cdot U_{výst}} \quad (14)$$

$$L(VAC_{min}) = \frac{185^2 \cdot (400 - \sqrt{2} \cdot 185)}{2 \cdot 30\,000 \cdot 1134 \cdot 400} = 174\mu H$$

$$L(VAC_{max}) = \frac{U_{vst-AC-max}^2 \cdot (U_{výst} - \sqrt{2} \cdot U_{vst-AC-max})}{2 \cdot f_{SW-min} \cdot P_{vst} \cdot U_{výst}} \quad (15)$$

$$L(VAC_{max}) = \frac{265^2 \cdot (400 - \sqrt{2} \cdot 265)}{2 \cdot 30\,000 \cdot 1134 \cdot 400} = 65\mu H$$

Veľkosť potrebnej indukčnosti stanovíme približne  $150\mu H$ . Experimentálne je možné túto hodnotu s ohľadom na minimálnu pracovnú frekvenciu pri nominálnych parametroch meniť.

### 2.1.1 Výber výkonových spínacích prvkov

Spínací prvok – dimenzujeme na maximálne parametre, ktorým bude v navrhovanom obvode vystavený. Vzhľadom na veľkosť napätia a prúdu s ktorým bude spínací prvok v obvode pracovať, bol zvolený výkonový tranzistor MosFet.

Podľa pracovných parametrov – maximálny prúd približne 18A, maximálne pracovné napätie 450V – bol z katalógu súčiastok od výrobcu ST microelectronics zvolený tranzistor STB35N65. Maximálny dovolený prúd zvoleným tranzistorom je 27A a maximálne napätie prechodu Drain-Source 710V [19].

Zvolené parametre zahŕňajú určitú rezervu, nakoľko zariadenie napájané z rozvodnej siete môže byť vystavené krátkodobému prepätiu, podpätiu či krátkodobému výpadku trvajúcemu niekoľko milisekúnd.

Výkonová strata, ktorá vzniká na tranzistore pri jeho činnosti v obvode sa skladá zo straty spôsobenej vedením prúdu v otvorenom stave tranzistora, a takzvaných z prepínacích strát, ktoré vznikajú pri komutácií a náraste prúdu v obvode. Straty vedením sú pri tranzistore vyrobenom technológiou mosfet dané súčinom odporu kanála v otvorenom stave a kvadrátu efektívnej hodnoty prúdu, ktorý ním prechádza. Pre zvolený tranzistor udáva výrobca v katalógu hodnotu tohto odporu, označovaného  $R_{DS-on}=0,098\Omega$  (pri  $25^{\circ}\text{C}$ ) [19]. Výsledná výkonová strata vedením je daná vzťahom:

$$\Delta P_{ved-T} = R_{DS-on} \cdot I_{SW-RMS}^2 = 0,098 \cdot 4,87^2 = 2,32W \quad (16)$$

Prepínacie straty tranzistora dosahujú spravidla vyššej hodnoty ako straty vedením. Závisia na frekvencii s ktorou tranzistor pracuje, veľkosti prúdu a napätia približne podľa vzťahu:

$$\Delta P_{prep-T} = \frac{1}{3} \cdot U_d \cdot I_{L-max} \cdot f_{max} \cdot (t_{off} + t_{on}) \quad (17)$$

Nakoľko však riadiaci obvod aktívneho usmerňovača mení maximálny prúd podľa aktuálnej veľkosti napätia siete a rovnako pracovná frekvencia sa počas pol periódy sieťového napätia mení, je stanovenie prepínacích strát v tomto prípade značne problematické. Veľkosť strát je vzhľadom na meniace sa parametre daná vzťahom:

$$\Delta P_{prep-T} = I_{L-max} \cdot U_{výst} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} (\sin\alpha)^2 \cdot f_{sw}(U_{vst-AC}, \alpha) \cdot d\alpha \quad (18)$$

Kde  $\alpha$  je aktuálny uhol siete v radiánoch ( nadobúda hodnôt od 0 do  $\pi$  ).

Nakoľko je stanovenie strát výpočtom problematické, bude pri uvádzaní aktívneho usmerňovača do prevádzky jedným z dôležitých bodov kontroly teplota spínacieho prvku, ktorá nesmie presiahnuť dovolené hodnoty uvedené v katalógu  $\vartheta_{junction-max}=150^{\circ}\text{C}$ .

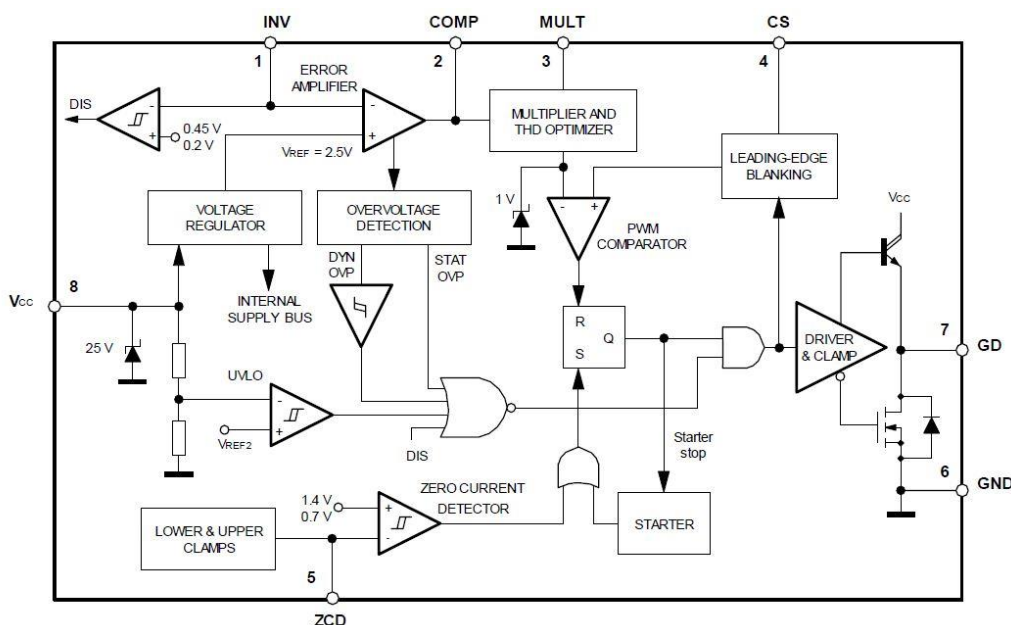
Pri výbere usmerňovacej diódy postupujeme prakticky rovnako ako pri výbere spínacieho prvku. Opäť nesmú byť maximálne dovolené hodnoty pre zvolený prvok prekročené pracovnými parametrami v obvode. Podľa vypočítaných parametrov bola zvolená dióda STTH3006 od výrobcu ST microelectronics. Výrobca udáva v katalógu maximálne záverné napätie 600V, prúd v priepustnom smere 30A, dynamický odpor  $R_d=0,011\Omega$  a úbytok napätia v priepustnom smere  $U_{th}=1,07V$  [20]. Výsledná výkonová strata je vďaka nespojitému módu cievkou (1.1.3) tvorená iba stratou spôsobenou vedením prúdu:

$$\Delta P_{ved-D} = U_{th} \cdot I_{vst-AV} + R_d \cdot I_{D-RMS}^2 \quad (19)$$

$$\Delta P_{ved-D} = 1,07 \cdot 2,75 + 0,011 \cdot 5,44^2 = 3,26W$$

## 2.2 Návrh riadiacich obvodov vstupného usmerňovača

Dôležitou časťou aktívneho usmerňovača je riadiaci obvod, ktorý sa stará o správnu činnosť výkonovej časti a reguluje výstupné napätie v medziobvode na konštantnú hodnotu. S ohľadom na princíp činnosti bol z katalógu dostupných riadiacich obvodov pre aktívne usmerňovače zvolený obvod L6562A [21]. Obvod ponúka vo svojom portfóliu výrobca ST microelectronics, ktorý rovnako poskytuje poznámky slúžiace k správnej aplikácii obvodu v navrhovanej aplikácii. Vnútorne zapojenie obvodu je uvedené na obrázku (Obr. 12).



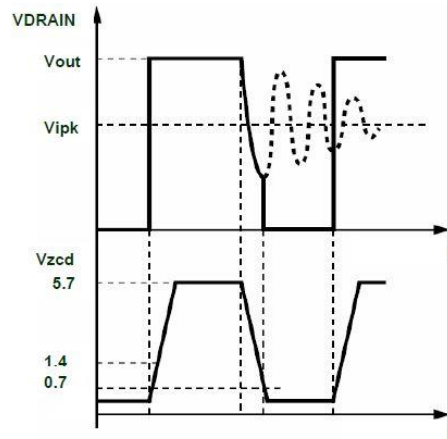
Obr. 12 Vnútorne zapojenie obvodu L6562, prevzaté z [21]

Návrh riadiaceho obvodu vychádza zo schémy zapojenia doporučenej výrobcom. Schéma modifikovaná s ohľadom na uvedené požiadavky je uvedená Príloha č. 1. Popis princípu činnosti obvodu ako celku a výpočet parametrov jednotlivých komponentov pre správnu činnosť riadiaceho obvodu bude predmetom tejto kapitoly.

### 2.2.1 Princíp činnosti obvodu

Po pripojení aktívneho usmerňovača na sieťové napätie začína prechádzať sériovou kombináciou odporov  $R_1, R_2, R_3$  prúd, ktorý nabíja kapacity pripojené k vstupu integrovaného obvodu označeného VCC- napájacie napätie obvodu. Po nabití kondenzátora na hodnotu, ktorá je vyššia ako minimálne napätie potrebné na štart ( Turn-on threshold = 12V) je na výstup označený GD (Gate Drive) pripojené napájacie napätie a dochádza k nabíjaniu kapacity Gate-Source výkonového tranzistora cez ochranný odpor  $R_7$ . V okamihu dosiahnutia prahového napätia na riadiacej elektróde tranzistora potrebného na jeho otvorenie, začína cievkou pretekať prúd. Tento prúd odoberaný zo zdroja je meraný bočníkom (paralelnou kombináciou rezistorov  $R_8-R_{11}$ ) pripojeným na vstup obvodu CS (Current Sense). Po dosiahnutí žiadanej hodnoty prúdu udávanej regulátorom výstupného napätia dochádza k rýchlemu poklesu napätia na výstupe GD a uzatvoreniu mosfet tranzistora (Peak current mode control). Prúd prechádzajúci cievkou zo siete sa po rozopnutí tranzistora presmeruje cez usmerňovaciu diódu do batérie výstupných kondenzátorov – do záťaže.

Po demagnetizácii jadra cievky začína ďalší cyklus opätovným otvorením tranzistora až po detekcii poklesu napätia na vstupe ZCD (Zero current detection) pod hranicu 0,7V. Správnym návrhom hodnoty rezistora R6 dochádza k otvoreniu tranzistora pri zníženom napätí na prechode Drain-Source a zníženiu tak zapínacích strát tranzistora. Tento pracovný cyklus sa s variabilnou frekvenciou neustále opakuje. Pomocné vinutie slúžiace na detekciu nulového prúdu cievkou slúži tiež ako napájací zdroj pre riadiaci integrovaný obvod, keďže rezistory R12,R13,R14 nedokážu pokryť spotrebu obvodu v pracovnom stave.



Obr. 13 Priebeh signálu detegujúceho nulový prúd cievkou

Veľkosť výstupného napätia v medziobvode je regulovaná na žiadanú hodnotu PI regulátorom, ktorý je súčasťou interného zapojenia obvodu. Nakoľko je veľkosť žiadanej hodnoty regulátora nastavená pevne internou referenciou na 2,5V je veľkosť výstupného napätia daná pomerom napäťového deliča (rezistory R15-19) pripojeného k vstupu INV (Invertujúci vstup regulátora) z výstupného napätia. Výstup regulátora je korigovaný multiplikačným koeficientom a táto hodnota reprezentuje maximálny žiadaný prúd tranzistorom. Multiplikačný koeficient je určený podľa aktuálnej hodnoty sieťového napätia meraného napäťovým deličom pripojeným k vstupu MULT a nevyhladenému sieťovému napätia za dvojcestným usmerňovačom. Násobením žiadaného prúdu multiplikačným koeficientom dosiahneme sínusový priebeh strednej hodnoty odoberaného prúdu z rozvodnej siete čo je hlavným účelom tohto zapojenia.

### 2.2.2 Výpočet parametrov komponentov

Návrh odporového deliča pripojeného k vstupu riadiaceho obvodu INV – meranie výstupného napätia. Pri návrhu vychádzame z hodnoty vstupného prúdu invertujúceho vstupu regulátora potrebného k zakročeniu prepäťovej ochrany výstupu. Tento prúd je definovaný vo výrobnej dokumentácii (40μA) – výhodou je možnosť definovať výstupné prepätie aj nominálne napätie jednoducho, pomocou dvoch rezistorov. Hodnoty rezistorov v odporovom deliči sú určené podľa vzťahu:

$$R_{15-17} = \frac{4V_{out}}{40\mu A} = \frac{30V}{40\mu A} = 750k\Omega \quad (20)$$

$$\frac{R_{15-17}}{R_{18,19}} = \frac{U_{výst}}{2,5V} - 1 = \frac{400V}{2,5V} - 1 = 159 \quad (21)$$

$$R_{18,19} = \frac{R_{15-17}}{159} = \frac{750k\Omega}{159} = 4,71k\Omega \quad (22)$$

Výkonová strata na rezistoroch pri nominálnom zaťažení:

$$I_{R_{15-19}} = \frac{U_{výst}}{R_{15-17} + R_{18,19}} = \frac{400}{750\,000 + 4700} = 0,53\text{mA} \quad (23)$$

$$P_{15-17} = R_{15-17} \cdot I_{18,19}^2 = 750\,000 \cdot 0,530 \cdot 10^{-6} = 0,21\text{W} \quad (24)$$

$$P_{18,19} = R_{18-19} \cdot I_{18,19}^2 = 4700 \cdot 0,530 \cdot 10^{-6} = 1,32\text{mW} \quad (25)$$

Ak by prebehol návrh veľkosti puzdier odporov iba podľa výkonovej straty, bolo by možné použiť oba rezistory v púzdre pre povrchovú montáž (SMD) rozmeru 1206 ( $P_{\max} < 0,25\text{W}$ ). Vzhľadom však na veľkosť napätia, ktorému je vrchný rezistor v deliči vystavený, je nutné rozdeliť hodnotu odporu medzi tri rezistory v púzdre SMD1206 s hodnotami  $2 \times 240\text{k}\Omega$ ,  $270\text{k}\Omega$ .

Pri návrhu bočníka zapojeného v sérii s tranzistorom, vychádzame z hodnoty napätia na vstupe CS (current sense), ktoré riadiaci obvod vyhodnotí ako maximálne dovolené – definuje maximálny prúd tranzistorom. Toto napätie udáva výrobca vo výrobných dokumentáciách a zodpovedá hodnote 1,7V. Maximálny prúd spínacím prvkom musí byť vyšší ako je pracovný maximálny prúd cievkou. S určitou rezervou ktorá priamo ovplyvňuje dynamiku výstupu je táto hodnota zvolená na 20A. Veľkosť odporu bočníka je daná vzťahom:

$$R_{8-11} < \frac{V_{CSmin}}{I_{L-max}} \quad (26)$$

$$\frac{V_{CSmax}}{I_{sw-max}} = \frac{1,7\text{V}}{20\text{A}} = 85\text{m}\Omega \quad (27)$$

$$P_{R_{8-11}} = R_{8-11} \cdot I_{SW-RMS}^2 = 0,085 \cdot 4,87^2 = 2,02\text{W} \quad (28)$$

Vzhľadom na stratu ktorá na bočníku vzniká, je nutné realizovať bočník štvoricou paralelne radených rezistorov SMD 2512 ( $P_{dis-max} < 0,5\text{W}$ ). Pri nabíjaní kapacity Gate-Source tranzistora prechádza bočníkom pomerne vysoký prúd. Ak by vzniknutý úbytok napätia trval dlhšie ako 200ns (doba počas ktorej obvod ignoruje informáciu o prúde – leading edge blanking), mohol by túto falošnú informáciu o prúde riadiaci obvod vyhodnotiť ako poruchu vo výkonovom obvode. Preto treba pri návrhu plošného spoja uvažovať s pozíciami pre komponenty filtra prvého rádu, ktorý sa v prípade potreby osadí súčiastkami s empiricky zistenými hodnotami.

Na vstupe riadiaceho obvodu MULT je pripojený napäťový delič z dvojcestne usmerneného napätia siete. Výstupné napätie tohto deliča určuje multiplikačný koeficient, ktorým je korigovaná žiadaná hodnota prúdu. Hodnotu deliča určíme zo vzťahov uvedených vo výrobných dokumentáciách obvodu:

$$V_{MULT,max} = \frac{I_{L-max} \cdot R_{8-11}}{1,9} \cdot \frac{V_{ACmax}}{V_{ACmin}} = \frac{20 \cdot 0,085}{1,9} \cdot \frac{265}{185} = 1,28\text{V} \quad (29)$$

$$k_p = \frac{V_{MULT-max}}{\sqrt{2} \cdot V_{ACmax}} = \frac{1,28}{\sqrt{2} \cdot 265} = 3,42 \cdot 10^{-3} \quad (30)$$

$$R_{4,5} = \frac{k_p}{1 - k_p} \cdot R_{1,2,3} \quad (31)$$

Vzhľadom na veľkosť napätia s ktorou delič pracuje, volíme veľkosť vrchného rezistora v deliči na 1,8MΩ. Potrebná veľkosť spodného rezistora v deliči sa rovná :

$$R_{4,5} = \frac{3,42 \cdot 10^{-3}}{1 - 3,42 \cdot 10^{-3}} \cdot 1,9 \cdot 10^6 = 6200\Omega \quad (32)$$

Z dôvodu veľkosti napätia s ktorou vrchný rezistor v deliči pracuje, je nutné rozdeliť hodnotu rezistora pracujúceho s vyšším napätím medzi tri rezistory v púzdre SMD1206 s hodnotami 3x620kΩ. Overenie výkonovej straty:

$$P_{1,2,3} = R_{4,5} \cdot I_{mult-rms}^2 \quad (33)$$

Efektívna hodnota jednocestne usmerneného prúdu je daná vzťahom:

$$I_{max} = \frac{U_{vst-max}}{R_{1,2,3} + R_{4,5}} = \frac{265 \cdot \sqrt{2}}{1\ 866\ 200} = 0,2mA \quad (34)$$

$$I_{mult-rms} = \frac{I_{max}}{2} \cdot \sqrt{\frac{T_0}{T}} = \frac{0,0002}{2} \cdot \sqrt{\frac{20ms}{10ms}} = 1,41 \cdot 10^{-4}A \quad (35)$$

$$P_{1,2,3} = 1\ 860\ 000 \cdot (1,41 \cdot 10^{-4})^2 = 37mW \quad (36)$$

Výkonová strata nepresahuje maximálnu dovolenú pre použité puzdro SMD1206 rezistora. Vzhľadom na rušenie ktoré sa nachádza v meranom obvode je vhodné umiestniť kondenzátor malej kapacity (10nF) blízko k vstupu MULT.

O napájanie integrovaného obvodu počas jeho činnosti slúži pomocné vinutie navinuté na pracovnej cievke. Prakticky môžeme považovať pomocné vinutie za sekundárne vinutie transformátora ktorého primárna strana pracuje ako cievka aktívneho usmerňovača. Potrebný pomer závitov určíme podľa nasledovného vzťahu:

$$p_{aux} = \frac{U_{výst} - \sqrt{2} \cdot U_{vst-AC-max}}{1,4V \cdot 1,15} = \frac{400 - \sqrt{2} \cdot 265}{1,4V \cdot 1,15} = 15,7 \quad (37)$$

Výrobca udáva maximálne napätie na vstupe detekujúcom nulový prúd cievkou 5,7V (Upper clamp voltage) a dovolený prúdu do tohto vstupu 0,6mA. Pri demagnetizácii cievky do výstupného napätia je veľkosť rezistora daná vzťahom:

$$R_6 = \frac{\frac{U_{výst}}{p_{aux}} - U_{ZCD-upper\ clamp}}{I_{ZCD-max}} = \frac{\frac{400}{15,7} - 5,7}{0,0006} = 32,96k\Omega \quad (38)$$

Pri magnetizácii je cievka pripojená na napätie, ktoré je v krajnom prípade maximálne sieťové napätie 265VAC. Veľkosť rezistora je potom daná:

$$R_6 = \frac{\frac{\sqrt{2} \cdot U_{vst-AC-max}}{p_{aux}}}{I_{ZCD-max}} = \frac{\frac{\sqrt{2} \cdot 265}{15,7}}{0,0006} = 39,78k\Omega \quad (39)$$

Aby ani pri jednej z pracovných stavov nedošlo k prekročeniu dovoleného prúdu do vstupu ZCD, je zvolená najbližšia vyššia veľkosť rezistora z dostupnej rady - 47kΩ.



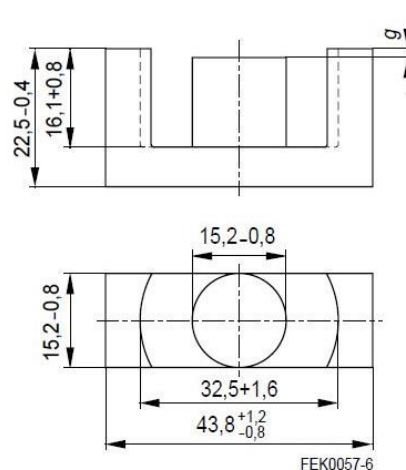
### 2.2.3 Návrh cievky

Vyhotovenie cievky je uvažované na feritovom jadre ETD44 vyrobenom z materiálu 3C90 od výrobcu FERROXCUBE. Veľkosť jadra cievky bola zvolená podľa výpočtov pre niekoľko feritových jadier s rôznymi rozmermi (ETD34,ETD39,ETD44). Pri jadre ETD44 vychádzalo teoretické zaplnenie okna kostičky vinutím pod 50% teda dané vinutie s počtom závitov bude možné bez problémov vyhotoviť.

#### Magnetic characteristics (per set)

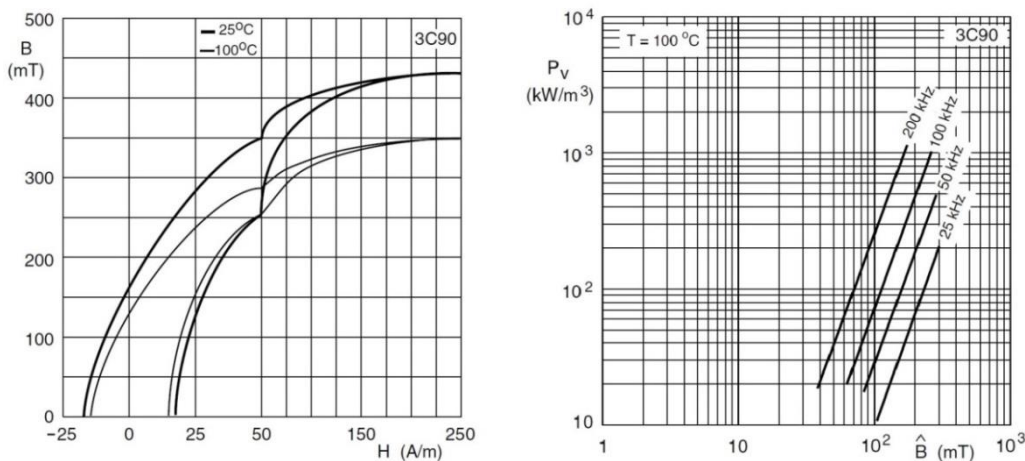
$$\begin{aligned} \Sigma l/A &= 0.6 \text{ mm}^{-1} \\ l_e &= 103 \text{ mm} \\ A_e &= 173 \text{ mm}^2 \\ A_{\min} &= 172 \text{ mm}^2 \\ V_e &= 17800 \text{ mm}^3 \end{aligned}$$

Approx. weight 94 g/set



Obr. 14 Geometrické rozmery jadra ETD44, prevzaté z [5]

Prvým krokom pri návrhu počtu závitov na určitom zvolenom tvare jadra je definovanie maximálnej magnetickej indukcie pre dostupný materiál jadra. Pri voľbe veľkosti indukcie navrhovaného magnetického obvodu vychádzame z B-H krivky udanej výrobcom materiálu. Čím drahší materiál je použitý, tým vykazuje menšie hysterézne straty pri rovnakej magnetickej indukcií. Zvolená magnetická indukcia musí mať dostatočnú rezervu od maximálnej dovolenej hodnoty, inak hrozí presýtenie jadra, pokles indukčnosti a následná deštrukcia meniča vplyvom nad prúdu. Od veľkosti sýtenia a frekvencie s ktorou jadro pracuje sa odvíjajú hysterézne straty v magnetickom obvode. Straty indukovanými prúdmi v jadre sú pre práškové feritové materiály prakticky zanedbateľné vďaka technológiám ich výroby (prášková metalurgia). Premennivá frekvencia nám neumožňuje stanoviť straty v magnetickom obvode priamo odčítaním z grafickej závislosti poskytovanej výrobcom (Obr. 15), preto experimentálne zvolíme maximálne sýtenie 0,29T a teplota jadra bude predmetom merania pri uvádzaní meniča do prevádzky.



Obr. 15 Magnetizačná krivka a hysterézne straty materiálu 3C90, prevzaté z [9]

Zvolená magnetická indukcia je pri pohľade na B-H krivku pomerne vysoká. Pri maximálnom sýtení však bude jadro pracovať len krátky čas v oblasti amplitúdy vstupného napätia (pri výpočte počtu závitov je nutné uvažovať s medzným prípadom - najvyšší prúd induktorom pri minimálnom vstupnom napätí). Počet potrebných závitov a veľkosť vzduchovej medzery určíme z nasledujúcich vzťahov, potrebná indukčnosť určená predchádzajúcim výpočtom ((14),(15))  $L=150\mu\text{H}$ :

$$N_c = \frac{L \cdot I_{L-\max-\text{nom}}}{B \cdot A_{e-\text{min}}} = \frac{145 \cdot 10^{-6} \cdot 17,87}{0,29 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} = 51,64z. \quad (40)$$

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{L-\max-\text{nom}}}{B} - \frac{l_e}{\mu_r} = \frac{52 \cdot 17,87 \cdot \mu_0}{0,29} - \frac{0,103}{2500} = 4,13\text{mm} \quad (41)$$

Počet závitov sekundárneho vinutia slúžiaceho ako pomocný zdroj napätia pre riadiaci obvod určíme podľa vypočítaného závitového pomeru v predošlej časti (37):

$$N_{aux} = \frac{N_c}{p_{aux}} = \frac{52z}{15,7} = 3,31z \doteq 3z. \quad (42)$$

### Určenie prierezu vodiča vinutia

V predchádzajúcich výpočtoch bol určený počet potrebných závitov (52z.) na jadre ETD44. Pri výpočte prierezu vodiča, ktorým bude cievka realizovaná musíme zabezpečiť aby pracovná teplota vinutia neprekročila maximálnu dovolenú teplotu izolácie udanej výrobcom. Teplota vinutia je závislá na výkonovej strate ktorá sa na vodiči o určitom priereze uvoľní prechodom prúdu – prúdová hustota.

Pri voľbe prúdovej hustoty musí byť zohľadnený nedokonalý prestup tepla medzi jednotlivými vrstvami vodičov v cievke - najhoršia situácia nastáva na najspodnejších vrstvách vinutia (najhorší prestup tepla do okolitého prostredia) kde je aj najväčšia pravdepodobnosť tepelného poškodenia izolácie. Pri tvorbe navíjacieho predpisu je rovnako dôležité aj napätie, ktorému sú jednotlivé vodiče vystavené. Prekročením dovoleného napätia izolácie môže dôjsť pri prechode vodiča viacerými vrstvami vinutia k nožičkám kostričky, preto je nutné tieto riziká pri návrhu uvážiť a prípadne použiť prídavnú izoláciu (zmršťovacie bužírky, izolačná páska). Vinutím cievky bude prechádzať prúd s efektívnou hodnotou (9):

$$I_{L-RMS} = 7,30\text{A}$$

Maximálna prúdová hustota pri minimálnom vstupnom sieťovom napätí je zvolená s ohľadom na uloženie vinutia -  $J_{zvol}=6\text{A}/\text{mm}^2$ . Pri zníženom napätí siete uvažujeme so zvýšenou pracovnou teplotou vinutia, preto je zvolená prúdová hustota na vrstvené vinutie pomerne vysoká. Minimálny potrebný prierez vodiča pri zvolenej prúdovej hustote určíme zo vzťahu:

$$A_{cu-\text{min}} = \frac{I_{L-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{7,30}{6} = 1,217 \text{mm}^2 \quad (43)$$

Výrobca udáva priemernú dĺžku závitú kostričky ETD44  $l_{av-ETD44}=77\text{mm}$  [5], približnú dĺžku vinutia určíme zo vzťahu:

$$l_{celk} = l_{av-ETD44} \cdot N_c = 77 \cdot 52 = 4,04\text{m} \quad (44)$$



Vinutie je realizované na cievke so vzduchovou medzerou. Aby nedochádzalo k zvýšenej teplote vinutia v okolí tejto medzery vplyvom vírivých prúdov uvažujeme so spletaným vodičom. Pre odhadnutý minimálny prierez vyberieme z tabuľky výrobcu Elekrisola najbližší vyšší prierez spletaného vodiča  $\rightarrow 165 \times 0,1 \text{ mm} \rightarrow A_{\text{celk}} = 1,296 \text{ mm}^2$ . Výrobca tiež udáva mernú rezistivitu použitej medi pri teplote  $20^\circ\text{C}$   $\zeta = 0,0171 \text{ } \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ , teplotný súčiniteľ rezistivity  $\alpha = 0,004 \text{ K}^{-1}$  [2].

Celkový odpor vodiča s dĺžkou  $4,04 \text{ m}$  pri teplote  $\vartheta_{\text{prac}} = 20^\circ\text{C}$  určíme podľa vzťahu:

$$R_{Cu-20^\circ\text{C}} = \zeta \cdot \frac{l_{\text{celk}}}{A} = 0,0171 \cdot \frac{4,04}{1,296} = 0,0533 \text{ } \Omega \quad (45)$$

Odpor vodiča pri pracovnej teplote  $\vartheta_{\text{prac}} = 70^\circ\text{C}$ ,  $\alpha = 0,004$  :

$$R_{Cu-70^\circ\text{C}} = R_{Cu-20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta_{\text{prac}} - \vartheta_{20^\circ\text{C}})) \quad (46)$$

$$R_{Cu-70^\circ\text{C}} = 0,0533 \cdot (1 + 0,004 \cdot (70 - 20)) = 0,064 \text{ } \Omega$$

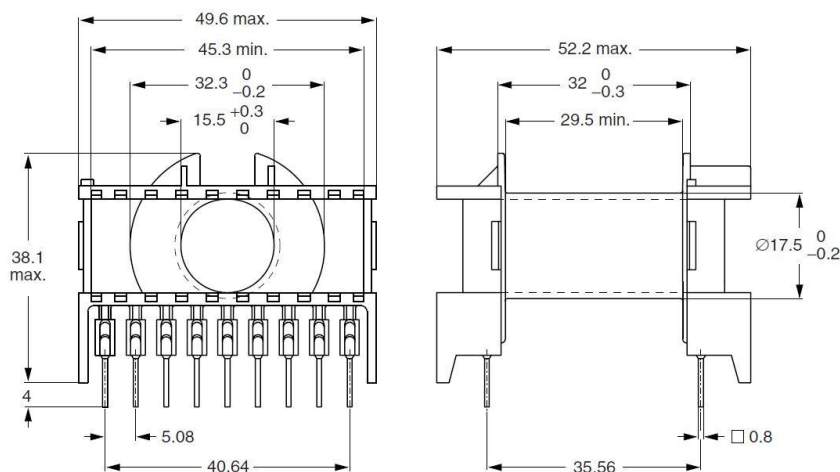
Výsledná maximálna výkonová strata vo vinutí cievky pri pracovnej teplote:

$$P_{Cu-\text{max}} = R_{Cu-70} \cdot I_{p-\text{rms}}^2 = 0,064 \cdot (7,3)^2 = 3,41 \text{ W} \quad (47)$$

Podrobný výpočet strát pre sekundárne vinutie nie je potrebný, nakoľko vinutím preteká v pracovnom stave minimálny prúd daný odberom integrovaného obvodu a je umiestnené na povrchu, teda má najlepšie pomery pri odvode disipovaného tepla. Prierez vodiča zvolíme z dostupných trojito izolovaných vodičov odhadom  $- 0,36-0,45 \text{ mm}$  (AWG27-AWG25).

### Uloženie vinutia v kostričke

K feritovému jadrú dodáva výrobca plastovú kostričku s nasledovnými rozmermi uvedenými vo výrobnej dokumentácii:



Obr. 16 Geometrické rozmery kostričky ETD44, prevzaté z [5]

Z hľadiska uloženia komponentov na plošnom spoji vznikla požiadavka, aby sa začiatok a koniec vinutia nachádzal na jednej strane kostričky. Z tohto dôvodu musíme rozdeliť požadovaný počet závitov (52z.) na párny počet vrstiev  $\rightarrow 4$  vrstvy po 13 závitov.

Vzhľadom na maximálne dovolené napätia izolácie použitého spletaného vodiča (Polyuretánová izolácia – typ Polysol155, prierné napätie 180V pri teplote 20°C [3]) je nutné vložiť medzi jednotlivé vrstvy izolačnú pásku a začiatok a koniec vinutia obaliť izolačnou priechodkou. Sekundárne vinutie je zrealizované na povrchu hlavného vinutia tromi závitmi izolovaným vodičom v jednej vrstve. Vinutie je nutné prepleť páskou, aby nedochádzalo k samovoľnému odmotávaniu pri ďalšej manipulácii.

Teoretické zaplnenie okna kostričky je určené pomerom obsahu celkovej plochy okna kostričky a súčtu prierezov prechádzajúcich všetkých vodičov (52závitov). Výpočet nezahŕňa nerovnomerné uloženie vodičov, medzery medzi samotnými lankami v spletanom vodiči a plochu ktorú zaberá izolačná páska. Teoretické zaplnenie by podľa praktických skúseností malo byť menšie ako približne 40%, inak hrozia potenciálne problémy pri výrobe.

$$A_{pom} = \frac{N_c \cdot A_{vodič}}{A_{kostrička}} \cdot 100 < 40\% \quad (48)$$

$$A_{pom} = \frac{52 \cdot 1,296}{29,5 \cdot \frac{(32,3 - 17,5)}{2}} \cdot 100 = 30,8\% < 40\%$$

#### 2.2.4 Navíjací predpis cievky

Počet závitov vinutia: 52

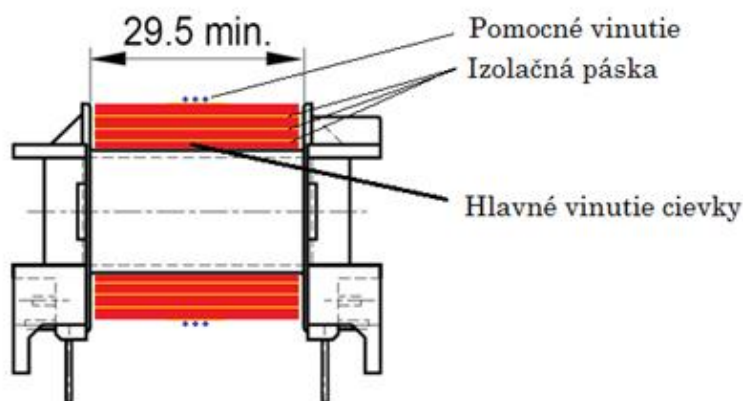
Typ vodiča: Elektrisola litz-wire 165x0,1mm

Počet vrstiev vinutia: 4

Počet závitov pomocného vinutia: 3

Typ vodiča: Rubadue triple-insulated 0,36-0,45mm

Počet vrstiev pomocného vinutia: 4



Obr. 17 Rozloženie vinutí cievky a jej vyhotovenie, prevzaté z [5] upravené autorom

- Pri navíjaní vložiť medzi jednotlivé vrstvy vinutia izolačnú pásku.
- Začiatok a koniec vinutia je nutné izolovať izolačnou priechodkou.
- Po vyhotovení vinutia vybrúsiť vzduchovú medzeru rovnomerne do oboch častí jadra pre dosiahnutie požadovanej indukčnosti 150μH (približne 4,13mm+), prípadne vypodložiť časti jadra nevodivým materiálom.

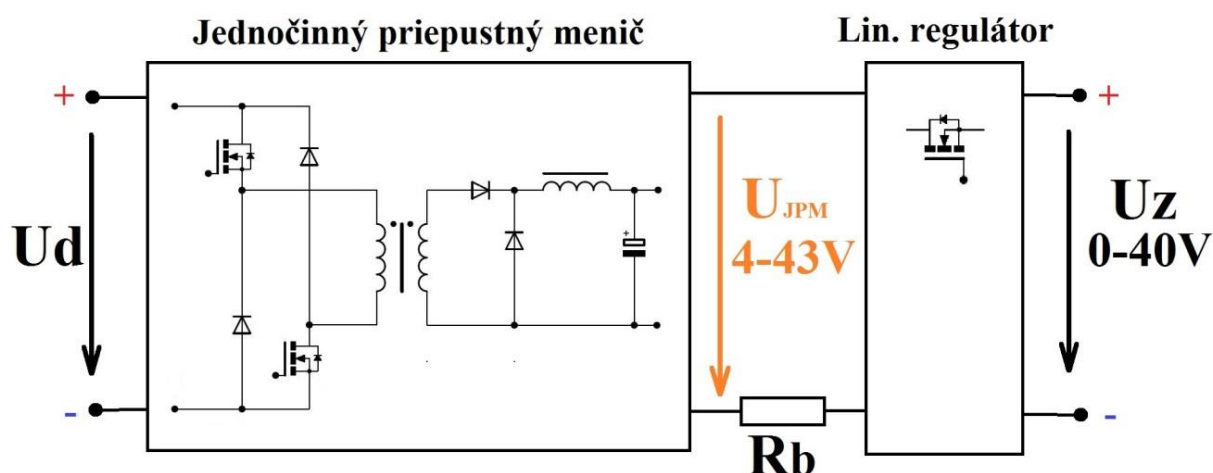
### 3 NÁVRH MENIČA JEDNOSMERNÉHO NAPÄTIA

Konverzia napätia medziobvodu na napätie regulovateľné výstupné je úloha meniča jednosmerného napätia – DC/DC meniča. Cieľom tejto kapitoly je návrh meniča jednosmerného napätia, ktorý musí byť schopný zachovať výstupné parametre v požadovaných medziach pri určenom rozsahu vstupného napätia a rozsahu pracovných teplôt.

Súbor požiadaviek na menič jednosmerného napätia:

- Napájanie realizované z medziobvodu:  $U_d=400V \pm 5\% \text{ VDC}$
- Výstupné regulovateľné napätie :  $U_z=0-40V \pm 5\%$  (pri dynamickej zmene záťaže)
- Výstupný regulovateľný prúd :  $I_z=0-10A \pm 5\%$  (pri dynamickej zmene záťaže)
- Zvlnenie výstupného napätia pri plnom zaťažení:  $\Delta U_{z-pk-pk}= 20\text{mV}$
- Maximálny výstupný výkon  $P_z=400\text{W}$
- Účinnosť pri plnom zaťažení  $\eta > 0.85\%$
- Pracovná frekvencia  $f_{sw}=100\text{kHz}$

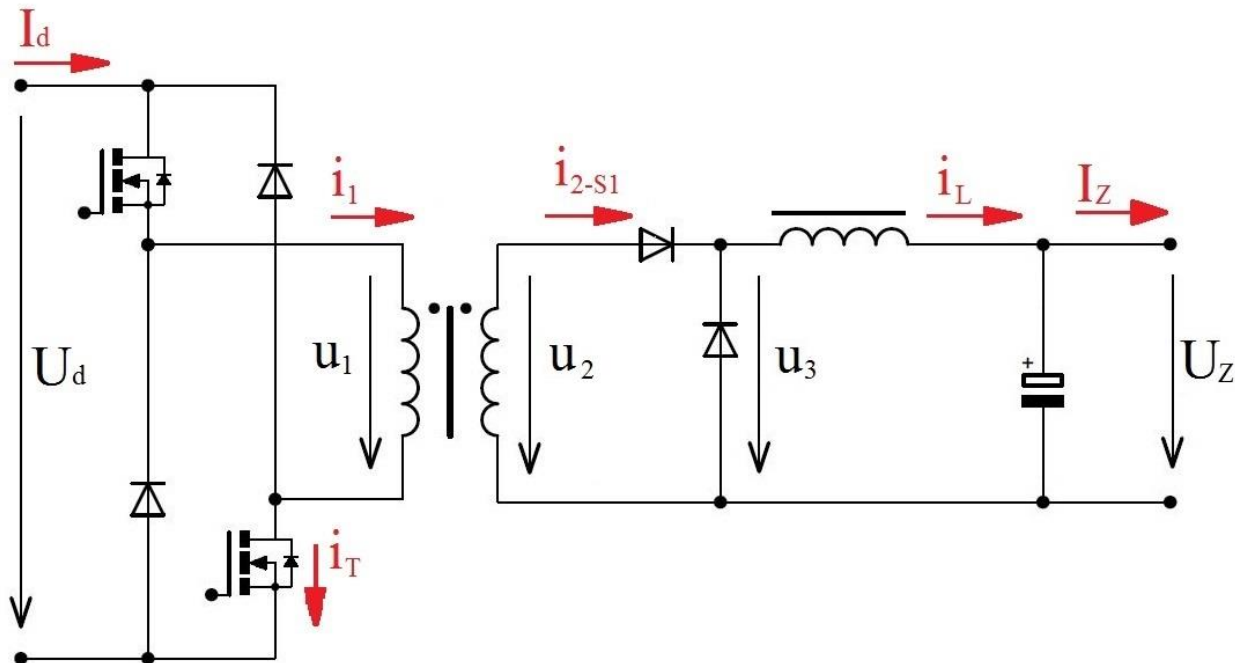
Vzhľadom na požadované parametre výstupných veličín a účinnosť zariadenia je menič jednosmerného napätia rozdelený na dve časti – jednočinný priepustný menič pracujúci v impulznom režime a regulátor pracujúci v režime lineárnom. Jednočinný priepustný menič plní úlohu galvanického oddelenia od rozvodnej siete a rovnako zabezpečuje napájanie lineárneho regulátora, ktorého úlohou je rýchla a precízna regulácia výstupného napätia (Obr. 18). Rozdiel medzi výstupným napätím a napätím impulznej časti dc/dc meniča je úmerný výkonovej strate na lineárnom regulátore, čo negatívne vplyva na výslednú účinnosť zdroja ako celku. Výkonová strana na regulátore je však daň za lepšiu kvalitu výstupných parametrov zdroja. Vzhľadom na možnosť udržania konštantného úbytku na regulátore dosahuje toto riešenie podstatne väčšiu účinnosť a menšie rozmery, ako bežne dostupné konštrukcie laboratórnych zdrojov pracujúce výhradne v lineárnom režime.



Obr. 18 Principiálne obvody usporiadanie DC/DC meniča

### 3.1 Návrh výkonových obvodov impulzného zdroja

Pri návrhu impulznej časti meniča uvažujeme s nasledujúcim obvodovým usporiadaním :



Obr. 19 Schéma zapojenia výkonovej časti meniča jednosmerného napätia

Prvým krokom pri návrhu výkonovej časti meniča je určenie potrebného pomeru primárneho a sekundárneho počtu závitov transformátora. Výstupné napätie meniča je pri zanedbaní všetkých úbytkov definované prevodom transformátora a pracovnou triedou meniča. Z požiadaviek na tento blok vyplýva, že výstupné napätie je potrebné regulovať približne v rozsahu 4-43V. Pri snahe regulovať výstupné napätie pod nižšiu hodnotu ako 4V iba zmenou striedy meniča (sekundárne vinutie bez odbočky), narážame na zásadný problém – nízka strieda meniča. Pri zvolenej pracovnej frekvencii 100kHz a striede meniča pod 4% je čas vedenia prúdu tranzistormi na primárnej strane menší ako 400ns čo kladie vysoké nároky na rýchlosť budiča a spínacích súčiastok v obvode a teda aj cenu celej konštrukcie. So spodnou hranicou výstupného napätia je nutné uvažovať pri dimenzovaní výkonových prvkov lineárneho regulátora – pri uvažovaní skratu na výstupe zdroja dochádza k navýšeniu výkonovej straty, ktorá je úmerná súčinu maximálneho výstupného prúdu (daný nastavením nadprúdovej ochrany) a minimálneho výstupného napätia impulznej časti zdroja.

Cieľom nasledujúcich riadkov je výpočet potrebnej veľkosti sekundárneho indukovaného napätia. V tomto štádiu návrhu nie sú známe presné veľkosti úbytkov napätí na polovodičových prvkoch, keďže ich presný typ zatiaľ nebol definovaný. Preto bude uvažované s úbytkom na polovodičových usmerňovacích diódach 0,8V.

Potrebnú veľkosť strednej hodnoty napätia  $U_{3AV}$  za usmerňovačom určíme zo vzťahu (výstupné napätie  $U_z=40,0$  V, úbytok na lineárnom regulátore  $U_{LR}=1,8$  V):

$$U_{3AV} = U_z + \Delta U_{LR} = 40 + 1,8 = 41,8 \text{ V} \quad (49)$$

Úbytok napätia na odpore vinutia tlmivky zanedbávame. K strednej hodnote napätia za usmerňovačom je však nutné pripočítať úbytok napätia  $\Delta U_{L\sigma}$ , ktorý reprezentuje úbytok napätia na rozptylovej indukčnosti transformátora. Tento úbytok vzniká v okamihu pripojenia napätia na primárnu stranu transformátora, kedy rozptylová indukčnosť bráni nárastu prúdu obvodom a dochádza tak k redukcii striedy nastavenej riadiacim obvodom. Pri výpočte maximálneho napätia po usmernení vychádzame z nasledovných vzťahov:

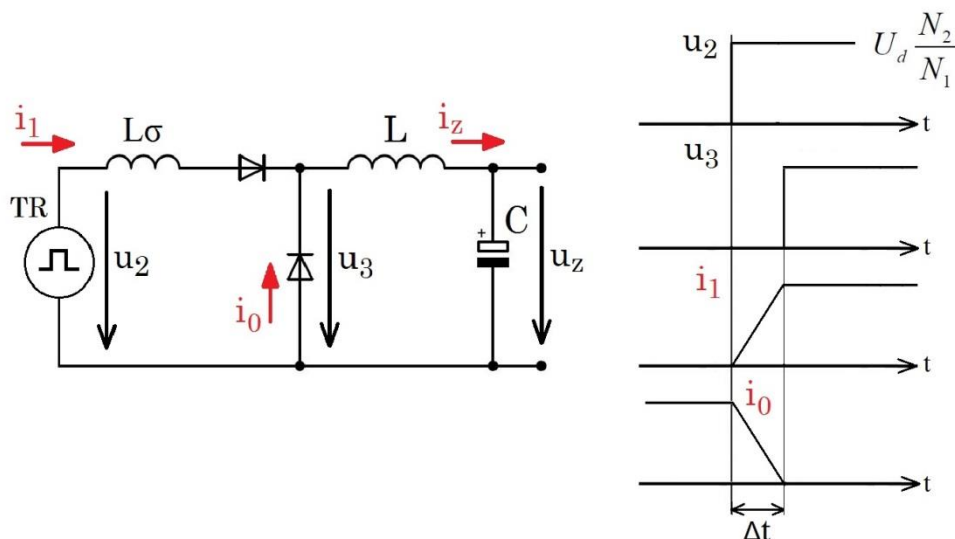
$$U_L = L_\sigma \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta t = \frac{L_\sigma \cdot I_z}{U_2}$$

$$U_{3AV} = U_2 \cdot \frac{t_{on} - \Delta t_\sigma}{T} = U_2 \cdot s - U_2 \cdot \Delta t \cdot \frac{1}{T}$$

$$U_{3AV} = U_{3max} \cdot s - U_{3max} \cdot \frac{L_\sigma \cdot I_z}{U_2} \cdot f = U_2 \cdot s - L_\sigma \cdot I_z \cdot f$$

$$U_{3max} \cdot s = U_{3AV} + L_\sigma \cdot I_z \cdot f$$

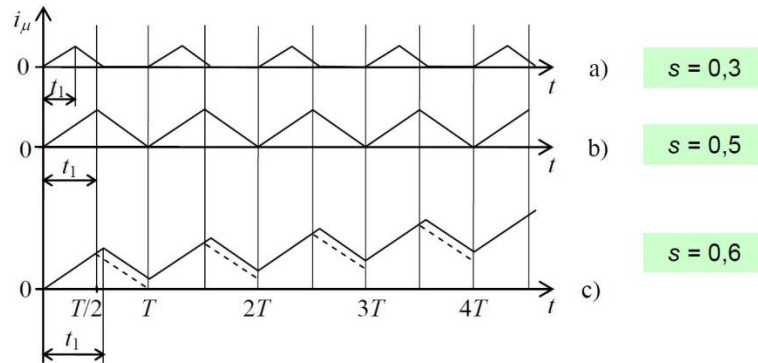
$$U_{3max} = \frac{U_{3AV} + L_\sigma \cdot I_z \cdot f}{s} \quad (50)$$



Obr. 20 Vplyv rozptylovej indukčnosti na striedu meniča

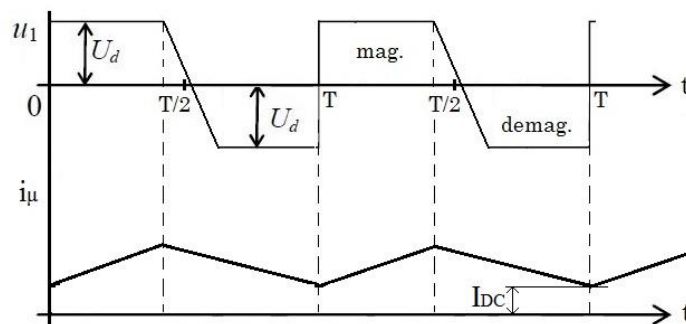
V tomto štádiu návrhu nie je možné určiť meraním hodnotu rozptylovej indukčnosti transformátora, no s ohľadom na činiteľ väzby  $k$  vinutí pre jadro ETD a rozmer transformátora, bude pri výpočte uvažované s veľkosťou rozptylovej indukčnosti  $0,5\mu\text{H}$ . Z princípu činnosti je zrejmé, že nie je možné prevádzkovať menič so striedou vyššou ako 0,5.

Pri prekročení maximálnej dovolenej striedy by neprebehla úplná demagnetizácia jadra transformátora do napájacieho napätia a tento stav by viedol k nárastu strednej hodnoty magnetického toku v jadre transformátora. Výsledkom prevádzky v takomto režime je presýtenie jadra, pokles magnetizačnej indukčnosti a deštrukcia spínacích prvkov na primárnej strane vplyvom nadprúdu.



Obr. 21 Prevádzka jednočinného meniča pri striede vyššej ako 0,5; prevzaté z [13]

Rovnako kritický stav však môže nastať aj pri pracovnej striede menšej ako 0,5. Ak majú použité spínacie prvky určitú paralelnú parazitnú kapacitu, dochádza pri prevádzke nezaťaženého meniča v čase rozpojenia tranzistorov k ich pomalému nabíjaniu prúdom, ktorého veľkosť je rovná magnetizačnému prúdu transformátora. Pomalý nárast záporného napätia na vinutí transformátora môže opäť viesť k nedostatočnej demagnetizácii jadra – výskyt jednosmernej zložky magnetizačného prúdu. Tento stav sa prejaví prehrievaním jadra transformátora vplyvom zvýšenej magnetickej indukcie pri nezaťaženom meniči. Predísť tomuto stavu je možné uvažovaním maximálnej pracovnej striedy  $s_{n-max}=0,42$  pri nízkom zaťažení meniča. Pri voľbe veľkosti tejto striedy vychádzame z veľkosti paralelných parazitných kapacít spínacích prvkov a magnetizačný prúd transformátora.



Obr. 22 Presýtenie jadra transformátora pri nezaťaženom meniči

S ohľadom na rozsah vstupného napätia a určitú rezervu pre rýchle pokrytie poklesu napätia pri dynamickej zmene záťaže je zvolená pracovná strieda pri zaťaženom meniči na  $s=0,43$  (maximálna strieda je limitovaná riadiacimi obvodmi  $s_{max}=0,45$ ).



S uvažovaním rozptylovej indukčnosti (50) určíme potrebné indukované napätie na sekundárnom vinutí transformátora:

$$U_{2-max} = \frac{U_{3-AV} + L_{\sigma} \cdot I_z \cdot f}{S} + \Delta U_D \quad (51)$$

$$U_{2-max} = \frac{41,8 + 0,5 \cdot 10^{-6} \cdot 10,5 \cdot 100 \cdot 10^3}{0,43} + 0,8 = 99,23 \text{ V}$$

Prevod transformátora určíme zo vzťahu:

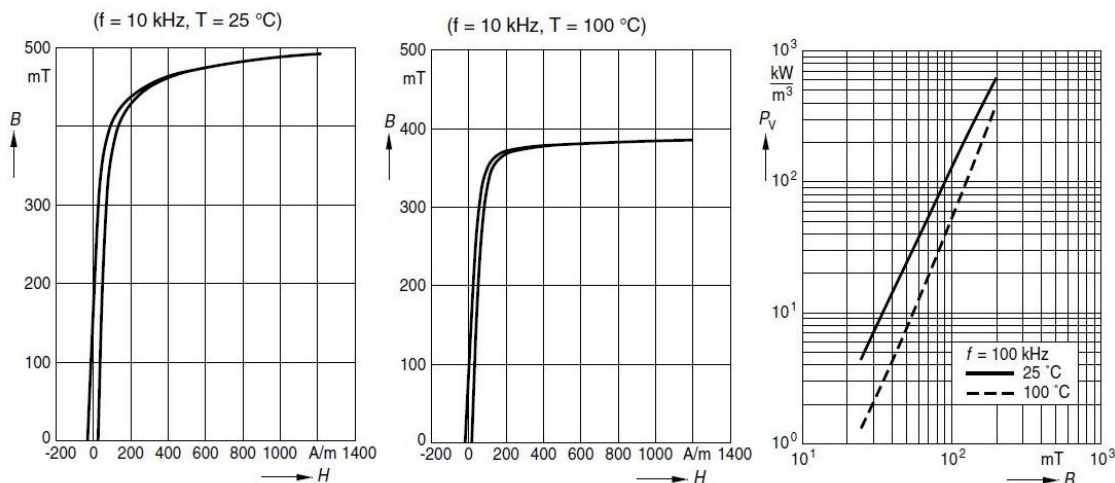
$$p_{S1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{d-nom.}}{U_{2-max.}} = \frac{400}{99,23} = 4,0 \quad (52)$$

Usmerňovacie diódy pre odbočku S1 je nutné dimenzovať na indukované napätie transformátora pri maximálnom napätí v medziobvode:

$$U_{2-max} = \frac{U_{d-nom.} \cdot (1 + \Delta U_{d\%})}{p_{S1}} = \frac{400 \cdot (1 + 0,05)}{4,0} = 105 \text{ V} \quad (53)$$

### 3.1.1 Návrh transformátora

Vyhotovenie transformátora je rovnako ako cievka aktívneho usmerňovača uvažované na jadre ETD44. Jadro transformátora je však tentokrát z lacnejšieho materiálu od výrobcu EPCOS s označením N87. Veľkosť jadra bola zvolená porovnaním viacerých jadier z pohľadu teoretického zaplnenia okna kostričky a strát vznikajúcich v jadre transformátora.



Obr. 23 Magnetizačná krivka a hysterézne straty materiálu N87, prevzaté z [6]

Pri voľbe veľkosti magnetickej indukcie je nutné uvažovať s veľkosťou hysterézných strát, ktoré spôsobujú nárast pracovnej teploty jadra. Veľkosť hysterézných strát je možné určiť odčítaním z grafickej závislosti poskytnutej výrobcom podľa pracovnej frekvencie. S rastúcou teplotou jadra klesá maximálna dovolená magnetická indukcia (Obr. 23). Pri voľbe magnetickej indukcie musíme dodržať bezpečnostnú rezervu aby aj pri zvýšení teploty jadra nedošlo k jeho presýteniu.

V navrhovanom meniči bude magnetický obvod pracovať s frekvenciou 100kHz ( $\pm 0,5\%$ ) a s pracovnou teplotou približne  $\vartheta_{prac}=70$  °C. Veľkosť magnetickej indukcie je zvolená na  $B_{max}=0,21$ T. Pri výpočte počtu primárnych závitov bude uvažované s nominálnymi pracovnými parametrami  $U_d=400$ V,  $s=0,43$ . Pracovná frekvencia meniča je určená presnosťou oscilátora použitého ako zdroj signálu pre PWM moduláciu v riadiacich obvodoch. Vplyvom meniacej sa teploty okolia však dochádza k zmene frekvencie a pri návrhu je nutné uvažovať s krajnými pracovnými hranicami oscilátora (99,5kHz-100,5kHz). Počet primárnych závitov transformátora je daný vzťahom:

$$N_1 = \frac{U_{d-nom} \cdot s}{f_{min} \cdot B_{max} \cdot A_{e-min}} = \frac{400 \cdot 0,43}{99500 \cdot 0,21 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} = 47,59 \doteq 48z. \quad (54)$$

Počet závitov sekundárneho vinutia je určená z vypočítaného prevodu transformátora:

$$N_{S1} = \frac{N_1}{p} = \frac{48}{4,0} = 12z. \quad (55)$$

Veľkosť magnetizačnej indukčnosti primárnej strany transformátora určíme zo vzťahu:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{A_{e-min}}{l_e} = 48^2 \cdot 2200 \cdot \mu_0 \cdot \frac{0,000173}{0,103} = 10,7mH \quad (56)$$

Veľkosť magnetizačného prúdu transformátora určíme podľa vzťahu:

$$I_{\mu max} = \frac{U_{d-nom} \cdot s}{f_{min} \cdot L_1} = \frac{400 \cdot 0,43}{99500 \cdot 10,7 \cdot 10^{-3}} = 161,6mA \quad (57)$$

Geometrické rozmery jadra ETD44 udáva výrobca vo výrobnej dokumentácii (Obr. 14). Veľkosť magnetickej indukcie je nutné overiť pre krajné pracovné podmienky, ktoré nastanú pri skokovej zmene záťaže či krátkodobom preťažení meniča. Pri týchto prechodných stavoch nesmie dôjsť k presýteniu jadra transformátora.

$$B_{max} = \frac{U_{d-max} \cdot s_{max}}{f_{min} \cdot N_1 \cdot A_{e-min}} \quad (58)$$
$$B_{max} = \frac{430 \cdot 0,45}{99500 \cdot 48 \cdot 173 \cdot 10^{-6}} = 0,234 T < 0,35 T (N87,100^\circ C)$$

Pri prechodných dejoch nastáva krátkodobé zvýšenie strát v jadre transformátora vplyvom zvýšenej magnetickej indukcie. Toto zvýšenie však nemá vďaka tepelným kapacitám transformátora výrazný vplyv na výslednú pracovnú teplotu. Hysterézne straty v materiáli pri nominálnych pracovných podmienkach odčítame z grafu vytvoreného výrobcom (Obr. 23) pre frekvenciu 100kHz a polovičnú veľkosť maximálnej magnetickej indukcie.



Pomerné straty pre materiál N87 odčítané z grafu majú veľkosť  $\Delta P_{H-pom}=150\text{kW/m}^3$ . Výsledné straty v jadre ETD44 s objemom  $17800\text{mm}^3$  určíme zo vzťahu:

$$\Delta P_{H-Tr} = V_{ETD44} \cdot \Delta P_{H-pom} = 17,8 \cdot 10^{-6} \cdot 150000 = 2,67\text{W} \quad (59)$$

### Určenie prierezu vodičov vinutí

Pri určovaní prierezu vodičov jednotlivých vinutí vychádzame z efektívnej hodnoty prúdu, ktorá preteká vodičom pri nominálnych parametroch. Maximálny prúd primárnym vinutím sa skladá z magnetizačného prúdu transformátora a z výstupného maximálneho prúdu (jednosmerná zložka výstupného prúdu + zvlnenie prúdu). Zvlnenie prúdu cievkou je zvolené na 18% hodnoty výstupného prúdu. Maximálny prúd primárnym vinutím je určený vzťahom:

$$I_{1max} = I_{\mu} + \frac{\Delta I_{Lpk-pk}}{2 \cdot p} + \frac{I_z}{p} = 0,162 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2 \cdot 4,0} + \frac{10,5}{4,0} = 3,23\text{A} \quad (60)$$

Pri výpočte efektívnej hodnoty primárneho prúdu je však uvažované len s efektívnou hodnotou prepočítaného sekundárneho prúdu. Magnetizačný prúd a zvlnenie výstupného prúdu vzhľadom na ich veľkosť zanedbáme. Efektívna hodnota primárneho prúdu vinutím:

$$I_{1RMS} = \frac{I_z}{p} \cdot \sqrt{s} = \frac{10,5}{4} \cdot \sqrt{0,43} = 1,72\text{A} \quad (61)$$

Pre dosiahnutie najlepšieho možného činiteľa väzby vinutí k uvažujeme s prekladaním primárneho a sekundárneho vinutia. Prvá vrstva primárneho vinutia je však uložená na najspodnejšej vrstve s najhoršími pomermi pri odvoде tepla, preto je maximálna prúdová hustota s ohľadom na rozmery a stratový výkon vo vinutí zvolená  $J_{zvol}=3,3\text{A/mm}^2$ . Zo zvolenej prúdovej hustoty je určený potrebný prierez vodiča:

$$A_{cu-min} = \frac{I_{1RMS}}{J_{zvol}} = \frac{1,72}{3,3} = 0,521\text{mm}^2 \quad (62)$$

Výrobca udáva priemernú dĺžku závitú kostričky ETD44  $l_{av-ETD44}=77\text{mm}$ , približnú dĺžku vinutia určíme zo vzťahu:

$$l_{v-p} = l_{av-ETD44} \cdot N_1 = 0,077 \cdot 48 = 3,696\text{m} \quad (63)$$

Transformátor musí mať z bezpečnostného hľadiska určitú izolačnú pevnosť medzi primárnym a sekundárnym vinutím, keďže zabezpečuje galvanické oddelenie od nebezpečného napätia v rozvodnej elektrickej sieti. Pre splnenie tejto požiadavky je zvolený trojito izolovaný primárny vodič od výrobcu Rubadue (typ: Reinforced-TCA3  $0,519\text{mm}^2$  – AWG20), ktorého izolácia má garantované prierazné napätie  $U_{brk}=7\text{kV}$  [15]. Odpor vodiča primárneho vinutia pri  $20^\circ\text{C}$  a  $\zeta=0,0175\ \Omega\text{mm}^2/\text{m}$  je daný vzťahom:

$$R_{Cu-20^\circ\text{C}} = \zeta \cdot \frac{l}{A} = 0,0175 \cdot \frac{3,696}{0,519} = 0,125\ \Omega \quad (64)$$

Odpor vodiča pri  $70^\circ\text{C}$ ,  $\alpha = 0,006$  :

$$R_{Cu-70^\circ\text{C}} = 0,125 \cdot (1 + 0,006 \cdot (70 - 20)) = 0,163\ \Omega \quad (65)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri plnom výkone meniča a nominálnych parametroch:

$$\Delta P_{Cu-P} = R_{Cu-70^{\circ}C} \cdot I_{1RMS}^2 = 0,163 \cdot (1,72)^2 = 0,482W \quad (66)$$

Maximálny prúd sekundárnym vinutím pri nominálnych parametroch je daný súčtom výstupného prúdu a zvoleného zvlňenia cievkou:

$$I_{2-max} = I_{out} + \frac{\Delta I_{pk-pk}}{2} = 10,5 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2} = 11,45A \quad (67)$$

Pri zanedbaní zvlňenia prúdu určíme efektívnu hodnotu prúdu zo vzťahu:

$$I_{2-RMS} = I_{out} \cdot \sqrt{s} = 10,5 \cdot \sqrt{0,43} = 6,89A \quad (68)$$

Pre sekundárne vinutie je zvolená prúdová hustota  $J_{zvol}=3A/mm^2$ . Minimálny prierez vinutia určený zo zvolenej prúdovej hustoty a efektívneho hodnoty prúdu:

$$A_{cu-min} = \frac{I_{2-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{6,89}{3,0} = 2,3 \text{ mm}^2 \quad (69)$$

Približná dĺžka sekundárneho vinutia:

$$l_{v-S} = l_{av-ETD44} \cdot N_2 = 0,077 \cdot 12 = 0,924m \quad (70)$$

Z dôvodu lepšej manipulácie s vodičom pri navíjaní transformátora je zvolený spletaný vodič od výrobcu Elektrisola  $2,59mm^2$  ( $330 \times 0,1mm$ ). Výrobca udáva mernú rezistivitu použitej medi pri teplote  $20^{\circ}C$   $\zeta=0,0171 \Omega mm^2/m$ , teplotný súčiniteľ rezistivity  $\alpha=0,004 K^{-1}$ . Odpor vodiča sekundárneho vinutia je daný vzťahom:

$$R_{Cu-20^{\circ}C} = \zeta \cdot \frac{l}{A} = 0,0171 \cdot \frac{0,924}{2,59} = 0,0061\Omega \quad (71)$$

Odpor vodiča pri  $70^{\circ}C$  :

$$R_{Cu-70^{\circ}C} = 0,0061 \cdot (1 + 0,004 \cdot (70 - 20)) = 0,00732\Omega \quad (72)$$

Strata v sekundárnom vinutí pri plnom výkone meniča:

$$\Delta P_{Cu-S} = R_{Cu-70^{\circ}C} \cdot I_{2-RMS}^2 = 0,00732 \cdot (6,89)^2 = 0,348W \quad (73)$$

Posledným krokom je overenie vyrobiteľnosti navrhnutého vinutia. Teoretické zaplnenie kostričky ETD44 je určené vzťahom (dosadené prierezy vodičov sú vrátane izolácie):

$$A_{pom} = \frac{N_1 \cdot A_P + N_2 \cdot A_S}{A_{okno TR}} \cdot 100 \quad (74)$$
$$A_{pom} = \frac{48,0,76 + 12,2,6}{218,3} \cdot 100 = 31,8\% < 40\%$$

Celková vypočítaná výkonová strata transformátora pri plnom výkone meniča:

$$\Delta P_{TR} = \Delta P_H + \Delta P_{Cu-P} + \Delta P_{Cu-S} = 2,67 + 0,482 + 0,348 = 3,5W \quad (75)$$

### 3.1.2 Navíjací predpis transformátora

Počet závitov primárneho vinutia: 52

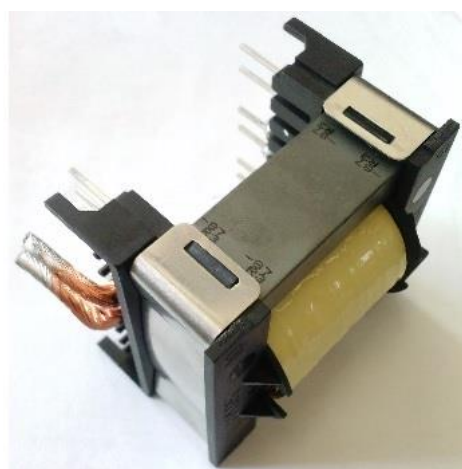
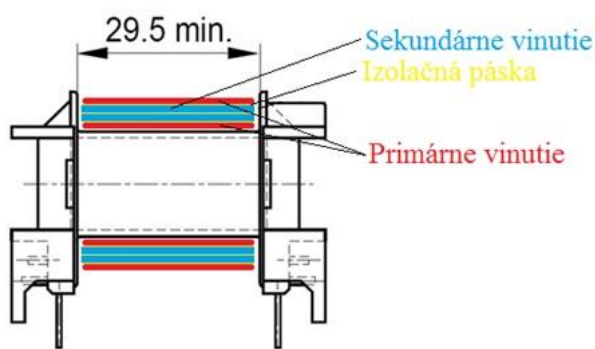
Typ vodiča: Rubadue TCP3-AWG20

Počet vrstiev vinutia: 2

Počet závitov sekundárneho vinutia: 14

Typ vodiča: Elektrisola 330x0,1mm

Počet vrstiev pomocného vinutia: 2



Obr. 24 Rozloženie vinutí transformátora a jeho vyhotovenie, prevzaté z [5] upravené autorom

- Pri navíjaní vložiť medzi jednotlivé vrstvy vinutia izolačnú pásku.
- Začiatok a koniec vinutia je nutné izolovať izolačnou priechodkou.

### 3.1.3 Výber výkonových spínacích prvkov, výpočet strát

Pri výbere konkrétnych typov polovodičových súčiastok je nutné zabezpečiť, aby parametre ktorým budú v uvažovanom obvode vystavené neboli vyššie ako ich maximálne dovolené. Pri výbere je z hľadiska spoľahlivosti vhodné uvažovať s určitou rezervou, ktorá sa však priamo odráža na cene jednotlivých komponentov. Od ceny komponentov sa rovnako odvíjajú aj vlastnosti, ktoré súvisia so stratovým výkonom vznikajúcim pri ich činnosti a majú tak priamy vplyv na účinnosť celého zariadenia. Z týchto dôvodov je výber správnej súčiastky spravidla kompromisom medzi jednotlivými jej vlastnosťami, cenou.

#### Výber primárnych spínacích prvkov – tranzistorov

Vzhľadom na napäťovú hladinu a výkon s ktorým tranzistory pracujú, boli zvolené tranzistory vyrobené technológiou mosfet. V obvode sú tranzistory vystavené maximálnemu napätiu približne 450V a preteká nimi prúd s maximálnou hodnotou 3,9A. Z katalógu výrobcu ST microelectronics boli zvolené tranzistory STB25NM60 s maximálnym napätím 650V a maximálnym prúdom 20A. Odpor kanála v otvorenom stave výrobca deklaruje menší ako 0,140Ω [22]. Výkonová strata na tranzistore v obvode sa skladá zo strát vedením a strát prepínacích.

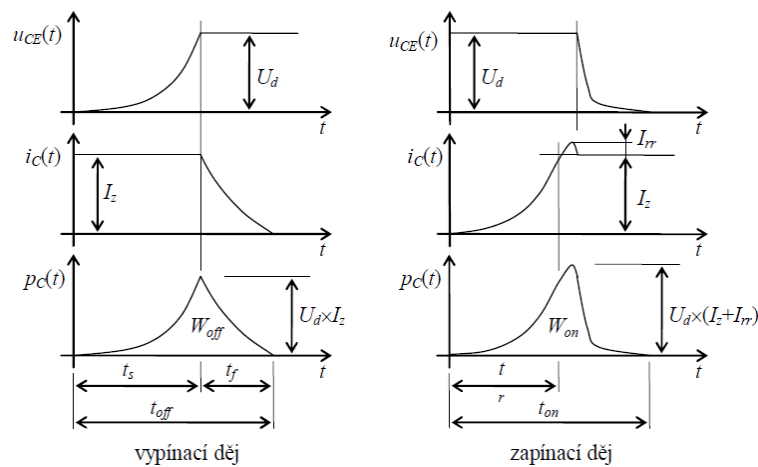
Straty vedením jedného z dvojice tranzistorov sú určené vzťahom:

$$\Delta P_{T-ved} = R_{DS-ON} \cdot I_{T-RMS}^2 = 0,14 \cdot 1,72^2 = 0,414W \quad (76)$$

Prepínacie straty závisia na rýchlosti ktorou prechádzajú tranzistory z vypnutého zapnutého stavu a opačne. Tieto časy udáva výrobca v katalógu  $t_{on}=90ns$  ( $t_r + t_{do}$ ) a  $t_{off}=80ns$  ( $t_f + t_{df}$ ) [22]. Prepínacie straty jedného z dvojice tranzistorov sú určené vzťahom:

$$\Delta P_{T-prep} = \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_{T-max} \cdot f_{sw} \cdot (t_{off} + t_{on}) \quad (77)$$

$$\Delta P_{T-prep} = \frac{1}{4} \cdot 400,3,23 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot (90 + 80) \cdot 10^{-9} = 5,49W$$



Obr. 25 Prepínacie straty na polovodičových tranzistoroch, prevzaté z [13]

Celková výkonová strata na dvoch tranzistoroch je určené vzťahom:

$$\Delta P_{T-celk} = 2 \cdot (\Delta P_{T-ved} + \Delta P_{T-prep}) = 2 \cdot (0,414 + 5,49) = 11,81W \quad (78)$$

### Výber primárných demagnetizačných diód

Diódy D8 a D9 (Príloha č. 2) slúžiace k demagnetizácii jadra sú namáhané napájacím napätím a maximálnym prúdom daným súčtom demagnetizačného prúdu a prúdu spôsobeného rozptylovou indukčnosťou transformátora. Tento prúd je určený vzťahom:

$$I_{D0-max} = I_{\mu max} + \left( I_z + \frac{\Delta I_{Lpk-pk}}{2} \right) \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (79)$$

$$I_{D0-max} = 0,162 + \left( 10,5 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2} \right) \cdot \frac{12}{48} = 3,02A$$

Stredná hodnota prúdu demagnetizačnými diódami:

$$I_{D0-AV} = I_{\mu max} \cdot \frac{s}{2} = 0,162 \cdot \frac{0,43}{2} = 0,035A \quad (80)$$

Z katalógu výrobcu Diotec bola zvolená rýchla dióda ER2J ( $t_{rr}=35\text{ns}$ ) so záverným napätím 600V a strednou hodnotou prúdu v priepustnom smere 2A [1]. Približná výkonová strata na oboch diódach pri uvažovaní konštantného úbytku napätia ( $1,4\text{V} - 0,155\text{A}$ ) v priepustnom smere je určená vzťahom:

$$\Delta P_{2*D0} = 2 \cdot (U_{th} \cdot I_{D0AV}) = 2 \cdot (1,4 \cdot 0,035) = 0,1\text{W} \quad (81)$$

### Výber sekundárnych diód pre usmerňovač odbočky S1

Usmerňovacie diódy D1 a D2 (Príloha č. 2) pracujú s maximálnym indukovaným napätím transformátora 105V a maximálnym prúdom 11,45A. Z katalógu výrobcu VISHAY bola zvolená dióda s maximálnym napätím v závernom smere 200V a prúdom v priepustnom smere 16A (Dve diódy v púzdre TO220, maximálna stredná hodnota prúdu jednou diódou 8A). Diódy v usmerňovači pracujú s odlišnou strednou hodnotou, preto ich stratový výkon nie je rovnaký.

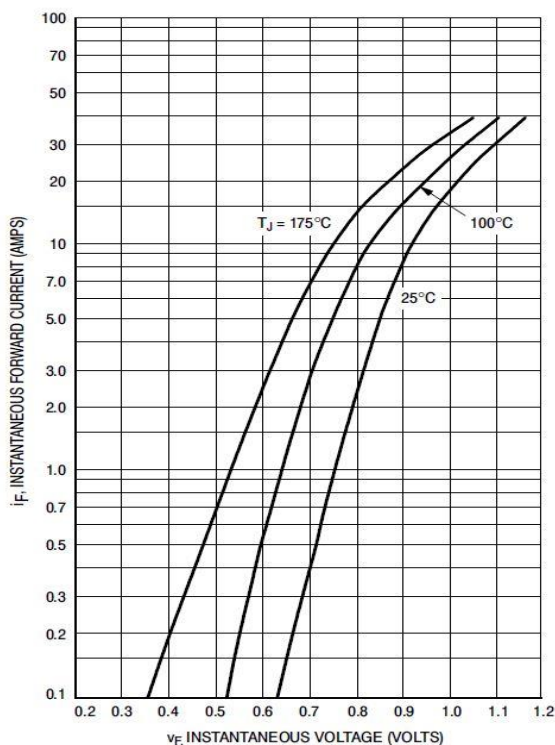
Stredná hodnota prúdu diódou D1 pri nominálnych parametroch:

$$I_{D1-AV} = I_z \cdot s = 10,5 \cdot 0,43 = 4,515\text{A} \quad (82)$$

Maximálna stredná hodnota prúdu diódou D2 pri uvažovaní nízkej pracovnej striedy:

$$I_{D2-AV} = I_z \cdot (1 - s_{min}) = 10,5 \cdot (1 - 0,05) = 9,975\text{A} \quad (83)$$

Výrobca udáva vo výrobných dokumentáciách grafickú závislosť úbytku napätia v priepustnom smere na prechádzajúcom prúde pre obe diódy v púzdre zapojené paralelne.



Pri odčítaní úbytku v priepustnom smere vychádzame z maximálnej hodnoty prúdu ktorá diódou prechádza v otvorenom stave.

Pri prechádzajúcom prúde vzniká na dióde úbytok 0,84V (100°C, Obr. 26).

Obr. 26 Úbytok napätia na dióde BYV32E200 v priepustnom smere v závislosti na prechádzajúcom prúde, prevzaté z [30]

Maximálnu veľkosť výkonovej straty pre diódu D1 určíme zo vzťahu:

$$\Delta P_{D1} = (U_{th} \cdot I_{D1-AV}) = (0,84 \cdot 4,515) = 3,793W \quad (84)$$

Maximálnu veľkosť výkonovej straty pre diódu D2 určíme zo vzťahu:

$$\Delta P_{D2} = (U_{th} \cdot I_{D2-AV}) = (0,84 \cdot 9,975) = 8,38W \quad (85)$$

### 3.1.4 Návrh výstupného LC filtra

S ohľadom na typ záťaže, ktorá je na impulzný zdroj pripojená je výstupný filter tvorený kombináciou cievky a kondenzátora. Potrebnú indukčnosť cievky filtra pre vinutie vypočítame zo vzťahu:

$$L = (1 - s) \cdot s \cdot \frac{U_{3-max}}{2 \cdot f \cdot \frac{\Delta I_{pk-pk}}{2}} \quad (86)$$

$$L = (1 - 0,43) \cdot 0,43 \cdot \frac{100}{2 \cdot 99500 \cdot 0,95} = 130 \mu H$$

Na základe veľkosti indukčnosti cievky je určená veľkosť výstupného kondenzátora:

$$C = \frac{U_{3-max} \cdot (1 - s) \cdot s}{8 \cdot \Delta U_{pk-pk} \cdot f_{min}^2 \cdot L_{S1}} \quad (87)$$

$$C = \frac{100 \cdot (1 - 0,43) \cdot 0,43}{8 \cdot 0,02 \cdot 99500^2 \cdot 130 \cdot 10^{-6}} = 1190 \mu F$$

Rezonančná frekvencia filtra musí byť podstatne nižšia ako pracovná frekvencia meniča. Ak by sa dostal výstupný filter do rezonancie, mohlo by vzniknuté prepätie poškodiť zariadenie pripojené na výstup laboratórneho zdroja. Použitý kondenzátor je zložený z paralelnej kombinácie viacerých elektrolytických kondenzátorov z dôvodu nižšieho výsledného vnútorného odporu. Pre použité komponenty – elektrolytické kondenzátory NICHICON  $C=3 \times 470 \mu F$  ( $ESR_{celk}=0,02 \Omega$ )  $L_1=130 \mu H$  je veľkosť rezonančnej frekvencie určená vzťahom:

$$f_{0-s1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{1410 \cdot 10^{-6} \cdot 130 \cdot 10^{-6}}} = 372 Hz \quad (88)$$

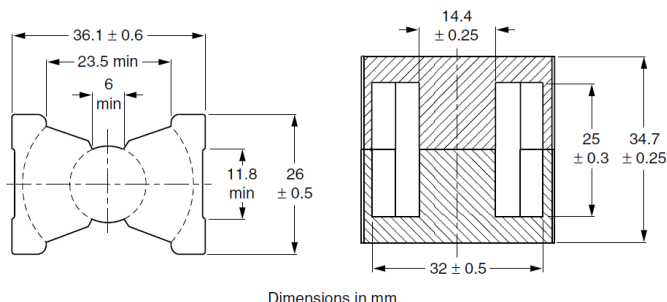
Porovnaním viacerých rozmerov jadier je pri návrhu výstupnej tlmivky uvažované s feritovým jadrom PQ35/35. Pri výpočte bolo uvažované aj s použitím toroidného železoprachového jadra, avšak vysoká nominálna permeabilita a jej následný pokles pri náraste prúdu cievkou nie je v tejto aplikácii žiaduci.



### 3.1.5 Návrh cievky LC filtra

#### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.454	$\text{mm}^{-1}$
$V_e$	effective volume	16300	$\text{mm}^3$
$l_e$	effective length	86.1	mm
$A_e$	effective area	190	$\text{mm}^2$
$A_{\min}$	minimum area	162	$\text{mm}^2$
m	mass of set	$\approx 73$	g



Obr. 27 Rozmery jadra PQ35/35, prevzaté z [23]

Počet závitov tlmivky realizovanej na jadre PQ35/35 je určený nasledovným vzťahom:

$$N = \frac{L \cdot I_{Lmax}}{B_{max} \cdot A_{e-min}} = \frac{130 \cdot 10^{-6} \cdot (10,5 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2})}{0,30 \cdot 162 \cdot 10^{-6}} = 30,6 = 31z. \quad (89)$$

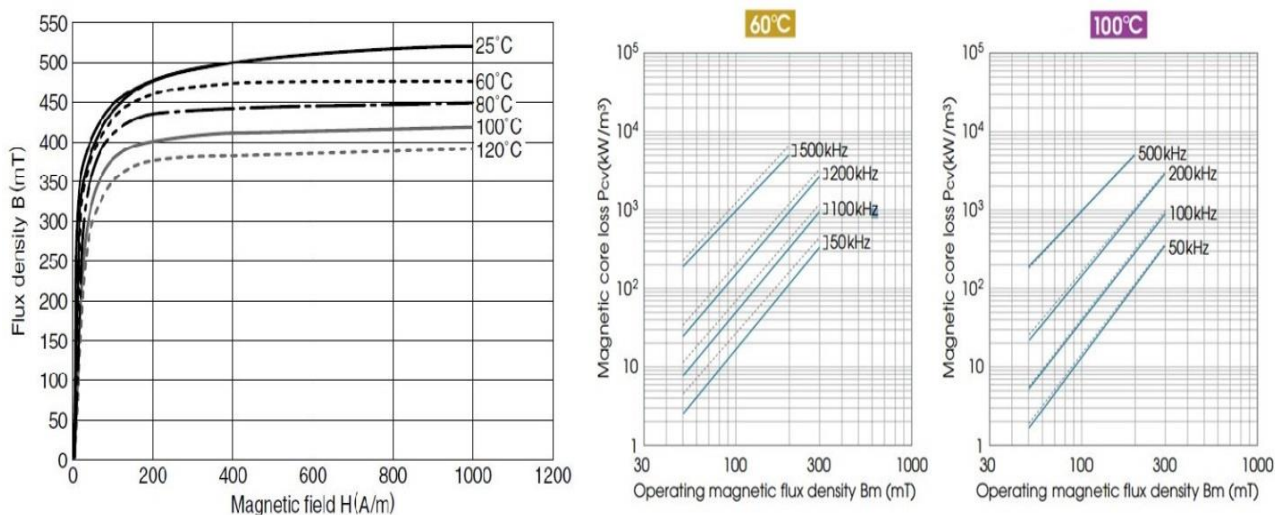
Maximálna veľkosť magnetickej indukcie je zvolená pre materiál PC44 od výrobcu TDK(EPCOS) [24]. Približnú veľkosť vzduchovej medzery určíme podľa vzťahu:

$$l_v = \frac{N \cdot (I_{out} + \frac{\Delta I_{pk-pk}}{2}) \cdot \mu_0}{B_{max}} \quad (90)$$

$$l_v = \frac{31 \cdot (10,5 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2}) \cdot \mu_0}{0,30} = 1,49 \text{ mm}$$

Približné hysterézne straty s ktorými bude jadro cievky pracovať určíme z grafu poskytovaného výrobcom -  $\Delta P_{H-pom} = 140 \text{ kW/kg}$ .

$$\Delta P_{H-L} = V_{RM14} \cdot \Delta P_{H-pom} = 16,3 \cdot 10^{-6} \cdot 140 \cdot 10^3 = 2,282 \text{ W} \quad (91)$$



Obr. 28 Magnetizačná krivka a hysterézne straty pre materiál PC44, prevzaté z [24]

### Návrh a dimenzovanie vinutí tlmivky

Maximálny prúd vinutím:

$$I_{Lmax} = I_{out} + \frac{\Delta I_{pk-pk}}{2} = 10,5 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2} = 11,445A \quad (92)$$

$$I_{L-RMS} = I_z \cdot \sqrt{1 + \frac{\Delta I_{Lpk-pk}}{2I_z}} = 10,5 \cdot \sqrt{1 + \frac{10,5 \cdot 0,18}{2 \cdot 10,5}} = 10,96A \quad (93)$$

S ohľadom na vyhotovenie tlmivky je zvolená prúdová hustota  $6A/mm^2$ . Minimálny prierez vinutia je určený vzťahom:

$$A_{cu-min} = \frac{I_{L-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{10,96}{6,0} = 1,83 \text{ mm}^2 \quad (94)$$

Približná dĺžka vinutia je určená pomocou priemernej dĺžky závitú udanej výrobcom kostričky pre jadro PQ35/35 :

$$l_{av} = l_{av-PQ35} \cdot N = 0,075 \cdot 31 = 2,325m \quad (95)$$

Pre odhadnutý minimálny prierez vyberieme z tabuľky výrobcu Elektrisola najbližší vyšší prierez spletaného vodiča  $\rightarrow 240 \times 0,1mm \rightarrow A_{celk} = 1,88mm^2$ . Výrobca tiež udáva mernú rezistivitu použitej medi pri teplote  $20^\circ C$   $\zeta = 0,0171 \Omega mm^2/m$ , teplotný súčiniteľ rezistivity  $\alpha = 0,004 K^{-1}$ . Odpor vinutia pri  $20^\circ C$ :

$$R_{Cu-20^\circ C} = \zeta \cdot \frac{l}{A} = 0,0171 \cdot \frac{2,325}{1,88} = 0,0211\Omega \quad (96)$$

Odpor vodiča pri pracovnej teplote tlmivky  $70^\circ C$ ,  $\alpha = 0,004$  :

$$R_{Cu-70^\circ C} = 0,0211 \cdot (1 + 0,004 \cdot (70 - 20)) = 0,0253 \Omega \quad (97)$$

Strata vo vinutí tlmivky pri plnom výkone meniča:

$$\Delta P_{Cu-nom} = R_{Cu-70^\circ C} \cdot I_{p-rms}^2 = 0,0253 \cdot (10,96)^2 = 3,04W \quad (98)$$

Celkové straty v tlmivke pri plnom výkone meniča:

$$\Delta P_{TR} = \Delta P_{H-L} + \Delta P_{Cu-nom} = 2,282 + 3,04 = 5,322W \quad (99)$$

Posledným krokom je overenie vyrobiteľnosti navrhnutého vinutia. Teoretické zaplnenie okna kostričky PQ35 je určené vzťahom :

$$A_{pom} = \frac{N \cdot A_{vodič}}{A_{okno}} \cdot 100 = \frac{31 \cdot 1,9}{152} \cdot 100 = 38,75\% < 40\% \quad (100)$$

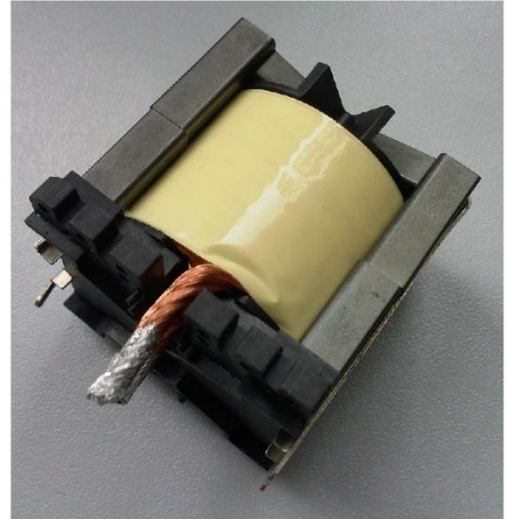
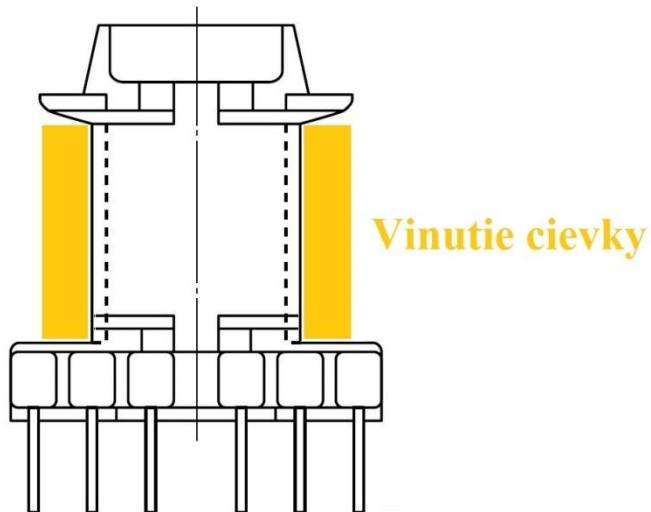


### 3.1.6 Navíjací predpis cievky LC filtra

Počet závitov vinutia L1: 31

Typ vodiča: Elektrisola litz-wire 240x0,1mm

Počet vrstiev vinutia L1: 4



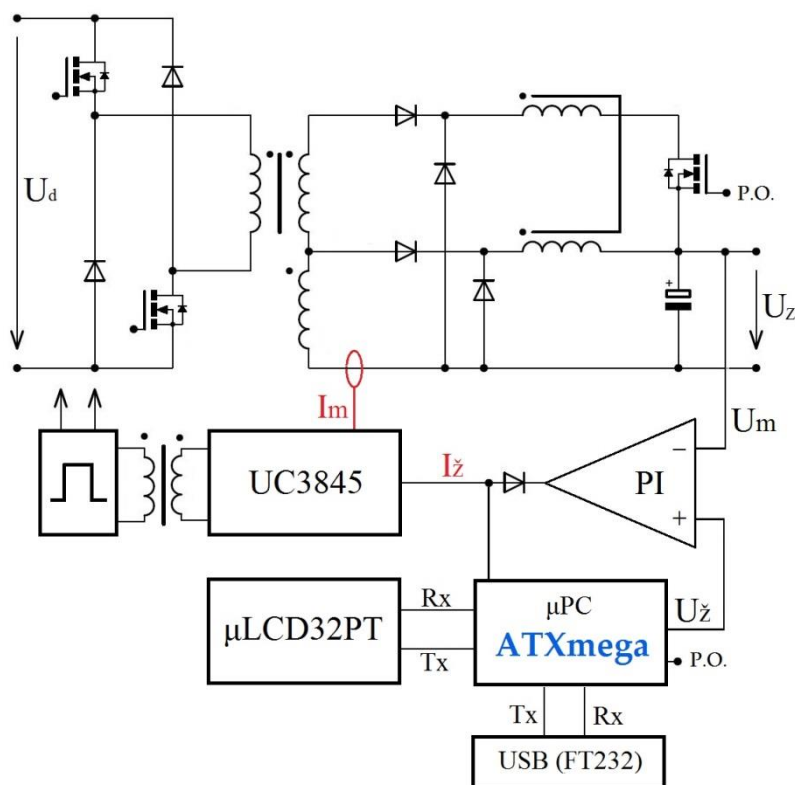
Obr. 29 Rozloženie vinutí cievky a jej vyhotovenie, prevzaté z [23] upravené autorom

- Pri navíjaní vložiť medzi jednotlivé vrstvy vinutia izolačnú pásku.
- Po vyhotovení vinutia vybrúsiť vzduchovú medzeru rovnomerne do oboch častí jadra pre dosiahnutie požadovanej indukčnosti  $130\mu\text{H}$  (približne 1,5mm+).

### 3.2 Návrh riadiacich obvodov meniča jednosmerného napätia

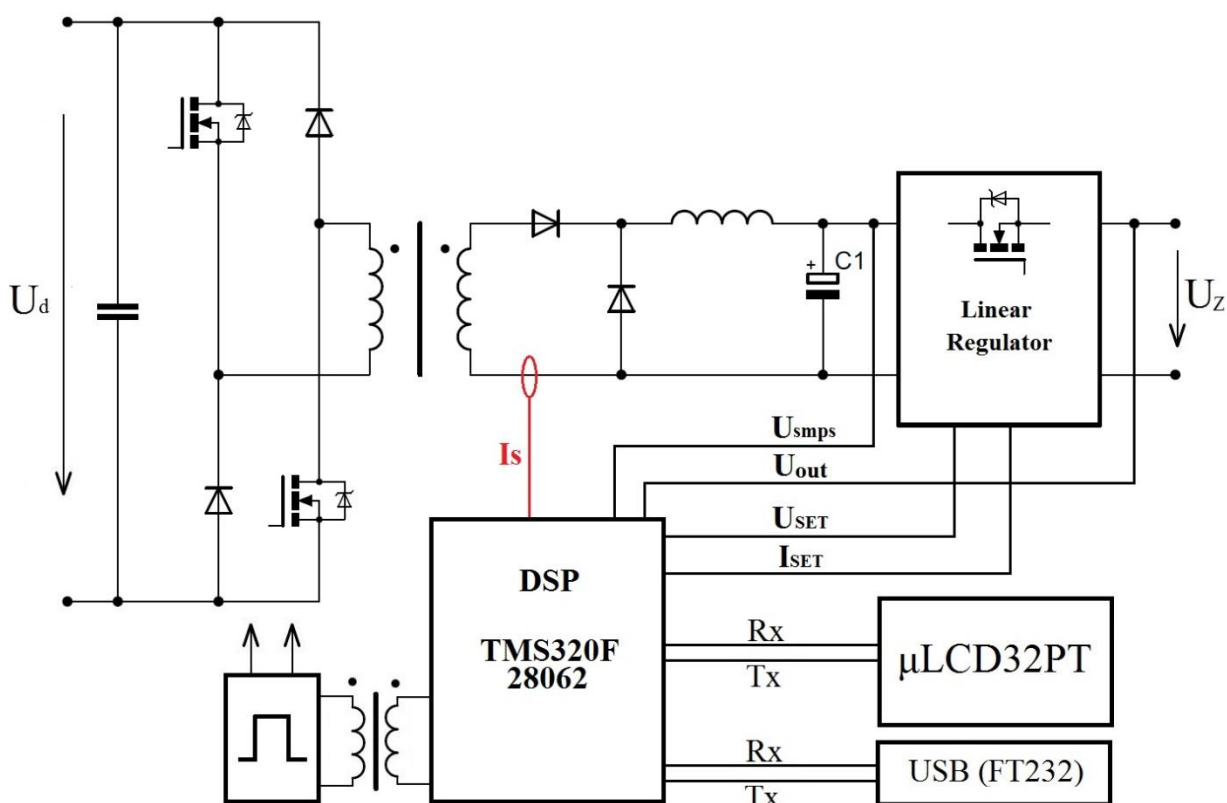
Úlohou riadiacich obvodov meniča jednosmerného napätia je realizovať užívateľom požadované veličiny na výstupné svorky laboratórneho zdroja. Podľa spôsobu realizácie môžeme riadiace obvody rozdeliť na analógové, digitálne prípadne analógovo-digitálne, pod ktorými si môžeme predstaviť kombináciu predchádzajúcich dvoch spôsobov. Pri výbere typu riadiacich obvodov musíme uvažovať s usporiadaním ovládacích prvkov, respektíve akým spôsobom bude užívateľ žiadanú hodnotu výstupného napätia a prúdu zadávať. Dôležitým kritériom pri návrhu riadiacich obvodov je bezpečnosť, preto je nutné zabezpečiť galvanické oddelenie od sieťového napätia.

Prvá verzia riadiacich obvodov bola realizovaná kombináciou analógovo digitálnych obvodov, kde digitálna časť – procesor prevádzkala žiadané hodnoty veličín zadané užívateľom v digitálnej forme na veličiny analógové. Regulácia výstupného napätia impulzného zdroja bola tvorená analógovým obvodom (UC3845) a niekoľkými operačnými zosilňovačmi. Keďže výstupné napätie impulzného zdroja bolo zároveň aj výstupným napätím celého zariadenia, nebolo možné dosiahnuť precíznosť regulácie pri nízkych výstupných napätiach z dôvodu veľmi nízkej pracovnej striedy meniča ( $s_{nom} < 4\%$ ). Problém s nízkou pracovnou striedou bol odstránený zapojením, ktoré umožňovalo zmenu prevodu vinutí transformátora. Zásadný problém sa však objavil pri obmedzení výstupného prúdu, kde vplyvom pracovných oneskorení komparátora prúdu obvodu (UC3845) nebolo možné dosiahnuť jeho precízne nastavenie ( $< 1A$ ), ktoré je pri laboratórnom zdroji dôležitou funkciou.



Obr. 30 Bloková schéma prvej verzie riadiacich obvodov laboratórneho zdroja

Vzhľadom na zistenia v prvej verzii riadiacich obvodov bola druhá verzia doplnená o lineárny regulátor, ktorý zabezpečuje precíznu reguláciu výstupného napätia a rýchle obmedzenie výstupného prúdu. Impulzný zdroj pracuje tento krát ako zdroj napätia, ktorý udržiava na lineárnom regulátore konštantný úbytok napätia (približne 1,3V). V prípade skratu výstupného napätia lineárneho regulátora je úlohou regulačných obvodov impulzného zdroja rýchle zníženie napätia, aby nedošlo k výkonovému preťaženiu polovodičového prvku lineárneho regulátora. Uvedené riešenie dosahuje síce horšiu účinnosť (~85%) ako prvá verzia, no je to daň za vyššiu kvalitu výstupných veličín zdroja.



Obr. 31 Bloková schéma druhej verzie riadiacich obvodov laboratórneho zdroja

V druhej verzii riadiacich obvodov je výstupné napätie impulzného zdroja regulované zo sekundárnej strany meniča digitálnym signálnym procesorom TMS320F (Texas Instruments), ktorý rovnako zabezpečuje komunikáciu s užívateľom cez periférne obvody. Procesor tiež zadáva žiadanú hodnotu napätia a prúdu v analógovej podobe rýchlemu lineárnemu regulátoru regulujúceho výstup zdroja.

Užívateľ má možnosť nastaviť žiadanú hodnotu veličín cez klávesnicu zobrazenú na dotykovom displeji  $\mu$ LCD32PTU (výrobca 4Dsystems), komunikáciou so zdrojom po galvanicky oddelenej sériovej linke či enkódermi umiestnenými na prednom paneli zariadenia. Podrobný rozbor digitálnej riadiacej časti a jej softwaru bude predmetom diplomovej práce. Schéma zapojenia druhej verzie riadiacich obvodov- analógovej a digitálnej časti je priložená v Príloha č. 3 a Príloha č. 4. Schéma zapojenia užívateľských rozhraní je priložená v Príloha č. 6.

## 4 NÁVRH ZDROJA POMOCNÝCH NAPÄTÍ

Napájanie elektronických obvodov riadiacej časti je úlohou zdroja pomocných napätí. Zdroj je napájaný z napäťového medziobvodu a vzhľadom na jeho nízky výkon (do 30W) je realizovaný topológiou jednočinného blokujúceho meniča.

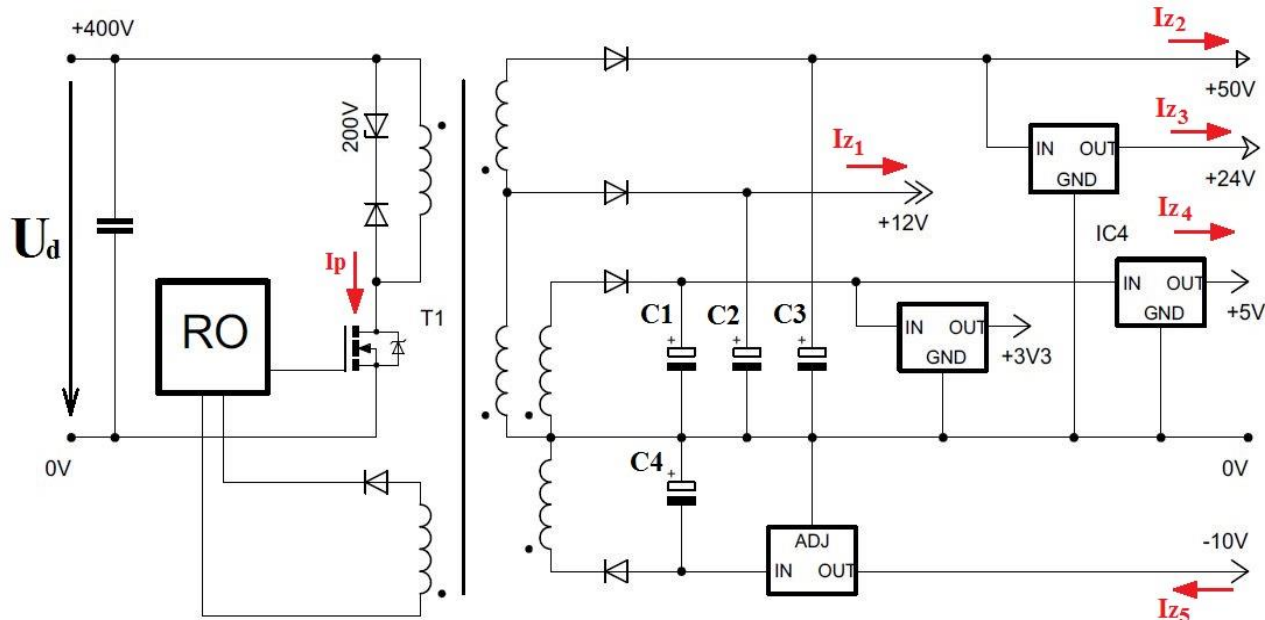
Cieľom tejto kapitoly je návrh jednočinného blokujúceho meniča s minimálnymi rozmermi (počtom komponentov) a požadovaným počtom výstupných napätí.

Súbor požiadaviek na menič pomocných napätí:

- Napájanie realizované z medziobvodu:  $U_d=400\text{ V} \pm 5\% \text{ VDC}$
- Požadované výstupné napätia a prúdy :  
-10V (0,05A); 3,3V(0,2A); 5V(0,5A); 12V(0,25A); 25V(10mA); 50V(40mA)
- Účinnosť pri plnom zaťažení  $\eta > 0.60\%$
- Maximálne zvlnenie výstupného napätia 50mV (pre všetky odbočky)
- Minimálna pracovná frekvencia  $f_{sw} > 100\text{ kHz}$

### 4.1 Návrh výkonových obvodov impulzného zdroja

Vzhľadom na veľký počet odlišných výstupných napätí (transformátorových odbočiek) a s tým spojený potenciálny problém pri vyhotovení transformátora je uvažované s použitím integrovaných lineárnych stabilizátorov pre napätia 5V; 3,3V a 25V. Uvedenou úpravou dochádza k redukcii počtu odbočiek vinutí transformátora na štyri ( -10V, +6V, +12V, +50V). Obvodové usporiadanie z ktorého bude návrh vychádzať je uvedené na obrázku (Obr. 32).



Obr. 32 Obvodové usporiadanie zdroja pomocných napätí

Prvým krokom pri návrhu blokujúceho meniča je určenie maximálneho demagnetizačného napätia ktorým sú následne určené prevody jednotlivých vinutí transformátora. Demagnetizačné napätie musí byť nižšie ako hodnota pôsobenia prepäťovej ochrany, ktorá bráni vzniku prepätí na spínacom prvku spôsobenými rozptylovou indukčnosťou transformátora. Veľkosť prahového napätia prepäťovej ochrany je s ohľadom na kolísanie vstupného napätia meniča zvolená nižšia ako maximálne dovolené napätie spínacieho prvku – tranzistora.

Vzhľadom na veľkosť napájacieho napätia meniča je zvolený tranzistor s maximálnym dovoleným napätím 700V. Prepäťová ochrana je tvorená sériovou kombináciou diódy a transilu (Obr. 32) s priernou hodnotou napätia 200V. Demagnetizačné napätie primárneho vinutia je tak zvolené na hodnotu 150V. Maximálna strieda meniča je následne určená vzťahom:

$$s_{nom} = 1 - \frac{U_d}{U_d + U_{demag}} = 1 - \frac{400V}{400V + 150V} = 0,273 \text{ (27,3\%)} \quad (101)$$

Celkový výkon meniča je daný sumou výkonov jednotlivých odbočiek:

$$P_{výst} = \sum_{i=0}^n U_i \cdot I_i = 10,0,05 + 6,0,7 + 12,0,25 + 50,0,05 = 10,2 \text{ W} \quad (102)$$

Príkion meniča určíme prostredníctvom odhadovanej výslednej účinnosti zdroja 80%:

$$P_{vst} = \frac{P_{výst}}{\eta_{odh.}} = \frac{10,2}{0,80} = 12,75 \text{ W} \quad (103)$$

Minimálna pracovná frekvencia transformátora určená radiaciami obvodmi je 124kHz. Požadovaná hodnota indukčnosti primárneho vinutia transformátora je určená vzťahom:

$$L_p = \frac{(U_d \cdot s_{nom})^2}{2 \cdot P_{vst} \cdot f_{smin}} = \frac{(400 \cdot 0,273)^2}{2 \cdot 12,75 \cdot 124000} = 3,76 \text{ mH} \quad (104)$$

Maximálna hodnota primárneho magnetizačného prúdu transformátora je určená vzťahom:

$$I_{p-max} = \frac{U_d \cdot s_{nom}}{L_p \cdot f_{smin}} = \frac{400 \cdot 0,273}{3,76 \cdot 10^{-3} \cdot 124 \cdot 10^3} = 234 \text{ mA} \quad (105)$$

Efektívna hodnota prúdu primárnym vinutím:

$$I_{P-RMS} = \sqrt{\frac{s_{nom}}{3}} \cdot I_{p-max} = \sqrt{\frac{0,273}{3}} \cdot 232 = 70,0 \text{ mA} \quad (106)$$

#### 4.1.1 Návrh transformátora

Pri návrhu transformátora je uvažované s feritovým jadrom z materiálu N87 a označením E25/13/17. Zvolené jadro je pre daný výkon (10,2W) na prvý pohľad predimenzované, avšak daný počet sekundárnych odbočiek vedie k menšiemu činiteľu plnenia medi a následnej potrebe väčšieho prierezu okna kostričky.

##### Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 1,1 \text{ mm}^{-1}$$

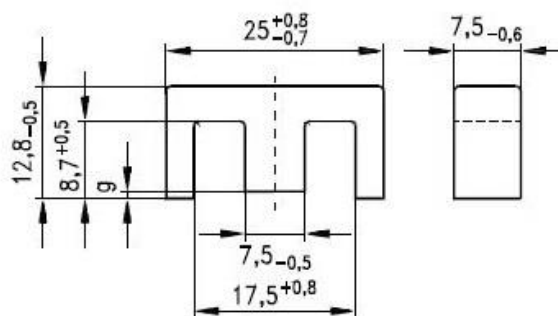
$$l_e = 57,5 \text{ mm}$$

$$A_e = 52,5 \text{ mm}^2$$

$$A_{min} = 51,5 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 3020 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 16 g/set



Obr. 33 Rozmery jadra E25/13/17, prevzaté z [4]

Pre daný materiál volíme veľkosť magnetickej indukcie 0,25T. Počet závitov primárneho vinutia následne určíme zo vzťahu:

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_{p-max}}{B_{max} \cdot S_{min}} = \frac{3,76 \cdot 10^{-3} \cdot 0,234}{0,25 \cdot 51,5 \cdot 10^{-6}} = 70,02 = 70z. \quad (107)$$

Približná veľkosť vzduchovej medzery:

$$l_v = \frac{N_p \cdot \mu_0 \cdot I_{p-max}}{B} - \frac{l_e}{\mu_r} = \frac{70 \cdot 0,234 \cdot \mu_0}{0,25} - \frac{0,0575}{2500} = 0,059mm \quad (108)$$

**Prevod a počet závitov pre odbočku s výstupným napätím -10V:**

$$p_{10V} = \frac{U_{demag}}{10V + \Delta U_D} = \frac{150}{10 + 0,5} = 14,29 \quad (109)$$

$$N_{10V} = \frac{N_p}{p_{10V}} = \frac{70}{14,29} = 4,89 = 5z.$$

Maximálna a efektívna hodnota demagnetizačného prúdu:

$$I_{S\ 10V-max} = \frac{2 \cdot I_{S\ 10V-AV}}{(1 - s_{nom})} = \frac{2 \cdot 0,05}{(1 - 0,273)} = 0,138A \quad (110)$$

$$I_{S\ 10V-RMS} = \sqrt{\frac{s_{nom}}{3}} \cdot I_{S\ 10V-max} = \sqrt{\frac{(1 - 0,273)}{3}} \cdot 0,138 = 0,068A$$

**Prevod a počet závitov pre odbočku s výstupným napätím +6V:**

$$p_{6V} = \frac{U_{demag}}{6V + \Delta U_D} = \frac{150}{6 + 0,5} = 23,08 \quad (111)$$

$$N_{6V} = \frac{N_p}{p_{6V}} = \frac{70}{23,08} = 3,03 = 3z.$$

Maximálna a efektívna hodnota demagnetizačného prúdu:

$$I_{S\ 6V-max} = \frac{2 \cdot I_{S\ 6V-AV}}{(1 - s_{nom})} = \frac{2 \cdot 0,7}{(1 - 0,273)} = 1,925A \quad (112)$$

$$I_{S\ 6V-RMS} = \sqrt{\frac{(1 - s_{nom})}{3}} \cdot I_{S\ 6V-max} = \sqrt{\frac{(1 - 0,273)}{3}} \cdot 1,925 = 0,948A$$

**Prevod a počet závitov pre odbočku s výstupným napätím +12V:**

$$p_{12V} = \frac{U_{demag}}{12V + \Delta U_D} = \frac{150}{12 + 0,5} = 12 \quad (113)$$

$$N_{12V} = \frac{N_p}{p_{12V}} = \frac{70}{12} = 5,83 = 6z.$$

Maximálna a efektívna hodnota demagnetizačného prúdu:

$$I_{S\ 12V-max} = \frac{2 \cdot I_{S\ 12V-AV}}{(1 - s_{nom})} = \frac{2,0,25}{(1 - 0,273)} = 0,688A \quad (114)$$

Pri výpočte strát vo vinutí tejto odbočky je nutné uvažovať s celkovým prúdom, ktorý vinutím preteká. Z tohto dôvodu je nutné pripočítať k tejto hodnote aj maximálnu hodnotu demagnetizačného prúdu pre odbočku 50V (Obr. 32), ktorý určíme zo vzťahu:

$$I_{S\ 50V-max} = \frac{2 \cdot I_{S\ 50V-AV}}{(1 - s_{nom})} = \frac{2,0,05}{(1 - 0,273)} = 0,138A$$

$$I_{S\ 12V-max\ celk.} = I_{S\ 12V-max} + I_{S\ 50V-max} = 0,688 + 0,138 = 0,826A \quad (115)$$

$$I_{S\ 12V-RMS} = \sqrt{\frac{(1 - s_{nom})}{3}} \cdot I_{S\ 12V-max} = \sqrt{\frac{(1 - 0,273)}{3}} \cdot 0,826A = 0,406A$$

**Prevod a počet závitov pre odbočku s výstupným napätím +50V:**

$$p_{50V} = \frac{U_{demag}}{50V + \Delta U_D} = \frac{150}{50 + 0,5} = 2,97 \quad (116)$$

$$N_{50V} = \frac{N_p}{p_{50V}} = \frac{70}{2,97} = 23,56 = 24z.$$

Efektívna hodnota demagnetizačného prúdu:

$$I_{S\ 50V-RMS} = \sqrt{\frac{(1 - s_{nom})}{3}} \cdot I_{S\ 50V-max} = \sqrt{\frac{(1 - 0,273)}{3}} \cdot 0,138A = 0,068A \quad (117)$$

### Dimenzovanie a výpočet strát vo vinutí

Pri určovaní prierezu vodičov jednotlivých vinutí vychádzame z efektívnej hodnoty prúdu, ktorá preteká vodičom pri nominálnych vstupných parametroch a zvolenej prúdovej hustoty. Pri návrhu uloženia vinutí je cieľom dosiahnuť najnižšiu možnú rozptylovú indukčnosť prekladaním jednotlivých vrstiev vinutia. Z hľadiska bezpečnosti a dodržania izolačnej pevnosti medzi primárnou a sekundárnou stranou transformátora musí byť jedno z vinutí (primár/sekundár) v prevedení s trojitou izoláciou. Vzhľadom na počet primárnych závitov je vhodnejšie použiť trojito izolovaný vodič na sekundárnej strane transformátora.

#### Primárne vinutie

Prierez jednotlivých vodičov určíme zo zvolenej prúdovej hustoty  $J_{zvol}=3A/mm^2$ . Prierez vodiča primárneho vinutia je určený zo vzťahu:

$$A_{p-min} = \frac{I_{p-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{0,070}{3} = 0,0233\ mm^2 \quad (118)$$



Z katalógu výrobcu Elektrisola je zvolený vyšší prierez vodiča  $0,0707\text{mm}^2$  (priemer  $0,3\text{mm}$ ). Zvolený prierez je viac ako dvojnásobne väčší ako prierez vypočítaný, dôvodom je problematická práca s tenkými vodičmi pri malých prierezoch vodičov a ručnom navíjaní vinutí transformátora. Výrobca kostričky udáva priemernú dĺžku závitú kostričky E25/13/7  $l_{av-ETD44}=69,2\text{mm}$ ; približnú dĺžku primárneho vinutia určíme zo vzťahu:

$$l_{v-P} = l_{av E25} \cdot N_p = 69,2 \cdot 70 = 4,844\text{m} \quad (119)$$

Výrobca vodiča udáva mernú rezistivitu pri teplote  $20^\circ\text{C}$   $\varsigma_{20^\circ\text{C}}=0,0171 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$  a teplotný súčiniteľ rezistivity  $\alpha=0,004 \text{K}^{-1}$  [2]. Merná rezistivita prepočítaná na pracovnú teplotu transformátora  $70^\circ\text{C}$ :

$$\begin{aligned} \varsigma_{70^\circ\text{C}} &= \varsigma_{20^\circ\text{C}} \cdot (1 + \alpha \cdot (\vartheta_{prac.} - \vartheta_{20^\circ\text{C}})) \\ \varsigma_{70^\circ\text{C}} &= 0,0171 \cdot (1 + 0,004 \cdot (70 - 20)) = 0,02052 \Omega\text{mm}^2/\text{m} \end{aligned} \quad (120)$$

Odpor vodiča primárneho vinutia pri pracovnej teplote  $70^\circ\text{C}$  je daný vzťahom:

$$R_{p-70^\circ\text{C}} = \varsigma_{70^\circ\text{C}} \cdot \frac{l}{A} = 0,02052 \cdot \frac{4,844}{0,0707} = 4,41\Omega \quad (121)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_p = R_{p-70^\circ\text{C}} \cdot I_{P-RMS}^2 = 4,41 \cdot (0,070)^2 = 0,0069\text{W} \quad (122)$$

### Sekundárne vinutie – 10V

Prierez sekundárneho vinutia - odbočky 10V je určený zo vzťahu:

$$A_{10V-min} = \frac{I_{10V-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{0,068}{3} = 0,023 \text{mm}^2 \quad (123)$$

Z katalógu výrobcu trojito izolovaných vodičov je zvolený prierez  $0,051\text{mm}^2$  (priemer  $0,254\text{mm}$ ). Odpor vodiča pri pracovnej teplote  $70^\circ\text{C}$  je daný vzťahom:

$$\begin{aligned} l_{v-10V} &= l_{av E25} \cdot N_{10V} = 69,2 \cdot 5 = 0,335\text{m} \\ R_{10V-70^\circ\text{C}} &= \varsigma_{70^\circ\text{C}} \cdot \frac{l_{v-10V}}{A} = 0,02052 \cdot \frac{0,335}{0,051} = 0,135\Omega \end{aligned} \quad (124)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_{10V} = R_{10V-70^\circ\text{C}} \cdot I_{S 10V-RMS}^2 = 0,135 \cdot (0,068)^2 = 0,001\text{W} \quad (125)$$

### Sekundárne vinutie – 6V

Prierez sekundárneho vinutia - odbočky 6V je určený zo vzťahu:

$$A_{6V-min} = \frac{I_{6V-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{0,948}{3} = 0,316 \text{mm}^2 \quad (126)$$

Z katalógu výrobcu trojito izolovaných vodičov je zvolený prierez  $0,126\text{mm}^2$  (priemer  $0,4\text{mm}$ ) vinutý trojito – výsledný prierez vodičov  $0,377 \text{mm}^2$ .



Odpor vodiča pri pracovnej teplote 70°C je daný vzťahom:

$$l_{v-6V} = l_{av E25} \cdot N_{6V} = 69,2 \cdot 3 = 0,207m \quad (127)$$

$$R_{S10V-70^\circ C} = \zeta_{70^\circ C} \cdot \frac{l_{v-6V}}{A} = 0,02052 \cdot \frac{0,207}{0,377} = 0,011\Omega \quad (128)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_{6V} = R_{S6V-70^\circ C} \cdot I_{S6V-RMS}^2 = 0,011 \cdot (0,948)^2 = 0,011W \quad (129)$$

### Sekundárne vinutie – 12V

Prierez sekundárneho vinutia - odbočky 12V je určený zo vzťahu:

$$A_{12V-min} = \frac{I_{12V-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{0,406}{3} = 0,135 mm^2 \quad (130)$$

Z katalógu výrobcu trojito izolovaných vodičov je zvolený prierez 0,126mm<sup>2</sup> (priemer 0,4mm). Odpor vodiča pri pracovnej teplote 70°C je daný vzťahom:

$$l_{v-12V} = l_{av E25} \cdot N_{12V} = 69,2 \cdot 6 = 0,415m$$

$$R_{S12V-70^\circ C} = \zeta_{70^\circ C} \cdot \frac{l_{v-12V}}{A} = 0,02052 \cdot \frac{0,415}{0,126} = 0,07\Omega \quad (131)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_{12V} = R_{S12V-70^\circ C} \cdot I_{S12V-RMS}^2 = 0,07 \cdot (0,406)^2 = 0,012W \quad (132)$$

### Sekundárne vinutie – 50V

Prierez sekundárneho vinutia - odbočky 50V je určený zo vzťahu:

$$A_{50V-min} = \frac{I_{50V-RMS}}{J_{zvol}} = \frac{0,068}{3} = 0,023 mm^2 \quad (133)$$

Z katalógu výrobcu trojito izolovaných vodičov je zvolený prierez 0,051mm<sup>2</sup> (priemer 0,254mm). Odpor vodiča pri pracovnej teplote 70°C je daný vzťahom:

$$l_{v-50V} = l_{av E25} \cdot (N_{50V} - N_{12V}) = 69,2 \cdot (24 - 6) = 1,245m$$

$$R_{S50V-70^\circ C} = \zeta_{70^\circ C} \cdot \frac{l_{v-50V}}{A} = 0,02052 \cdot \frac{1,245}{0,051} = 0,50\Omega \quad (134)$$

Výkonová strata v primárnom vinutí pri nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_{50V} = R_{S50V-70^\circ C} \cdot I_{S50V-RMS}^2 = 0,50 \cdot (0,068)^2 = 0,002W \quad (135)$$

### Určenie strát v jadre transformátora

Pomerné straty pre materiál N87 odčítané z grafu určeného výrobcom majú veľkosť  $\Delta P_{H-pom} = 180kW/m^3$ . Výsledné straty v jadre E25/13/7 s objemom 3020mm<sup>3</sup> určíme zo vzťahu:

$$\Delta P_H = V_{E25} \cdot \Delta P_{H-pom} = 3,020 \cdot 10^{-6} \cdot 180 \cdot 10^3 = 0,544W \quad (136)$$

## Celkové straty v transformátore

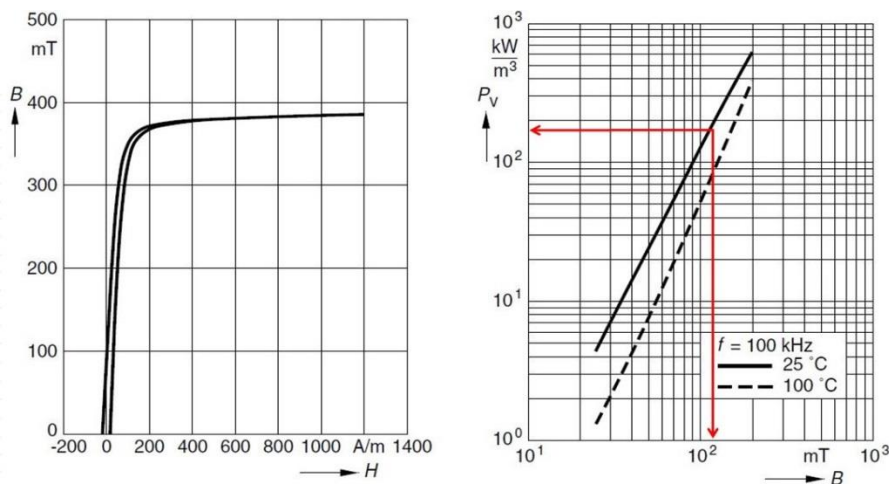
Celková výkonová strata vo vinutí transformátora pri plnom výkone meniča a nominálnych vstupných parametroch:

$$\Delta P_{Cu} = \Delta P_p + \Delta P_{10V} + \Delta P_{6V} + \Delta P_{12V} + \Delta P_{50V} \quad (137)$$

$$\Delta P_{Cu} = 0,0069 + 0,001 + 0,011 + 0,012 + 0,002 = 32,9 \text{ mW}$$

Suma strát v jadre a vo vinutí:

$$\Delta P_{TR} = \Delta P_H + \Delta P_{Cu} = 0,544 + 0,0329 = 0,577W \quad (138)$$



Obr. 34 Parametre materiálu N87(EPCOS) a určenie merného stratového výkonu, prevzaté z [6]

### 4.1.2 Navíjací predpis transformátora

Počet závitov primárneho vinutia: 70

Počet závitov sekundárneho vinutia 10V: 5

Počet závitov sekundárneho vinutia 6V: 3

Počet závitov sekundárneho vinutia 12V: 6

Počet závitov sekundárneho vinutia 50V: 25

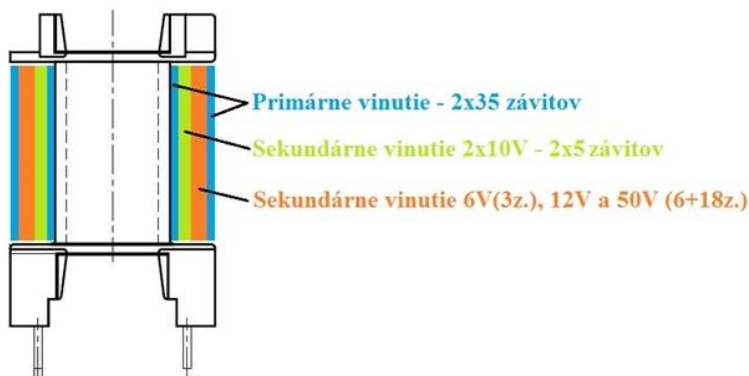
Typ vodiča: Elektrisola 0,3mm

Typ vodiča: Rubadue TCA 0,254mm

Typ vodiča: Rubadue TCA 3x0,4mm

Typ vodiča: Rubadue TCA 0,4mm

Typ vodiča: Rubadue TCA 0,254mm



Obr. 35 Rozloženie vinutí transformátora E25/13/7

- Po vyhotovení vinutia vybrúsiť vzduchovú medzeru rovnomerne do oboch častí jadra pre dosiahnutie požadovanej indukčnosti 3,8mH (približne 0,06mm+), prípadne vypoľožiť časti jadra nevodivým materiálom.

### 4.1.3 Výber výkonových prvkov, výpočet strát

Cieľom nasledujúcej kapitoly je výber vhodných polovodičových komponentov pre primárnu a sekundárnu stranu pomocného zdroja napätí a ich správne dimenzovanie.

#### Výkonový tranzistor meniča

Tranzistor pracujúci na primárnej strane meniča môže byť vystavený krátkodobým prepätiam v rozvodnej sieti, preto je nutné uvažovať pri voľbe maximálneho dovoleného napätia s určitou rezervou. Rovnako je vystavený prepätiu, ktoré vzniká sčítaním demagnetizačného napätia a napätia napájacieho, prípadne prepätiam vzniknutým z rozptylovej indukčnosti transformátora. Uvážení týchto faktov je zvolený tranzistor MosFet s maximálnym napätím 700V.

Výrobca zvoleného tranzistora udáva maximálny odpor kanála v otvorenom stave  $9\Omega$  a maximálny prúd tranzistorom 1,4A. Straty vedením pri nominálnych parametroch meniča určíme zo vzťahu:

$$\Delta P_{T-ved} = R_{DS-ON} \cdot I_{p-RMS}^2 = 9 \cdot 0,070^2 = 0,044W \quad (139)$$

Prepínacie straty závisia na rýchlosti ktorou prechádzajú tranzistory z vypnutého zapnutého stavu a opačne. Tieto časy udáva výrobca v katalógu pod označením  $t_{on}=100ns$  a  $t_{off}=50ns$  [22]. Prepínacie straty tranzistora sú tak určené vzťahom:

$$\Delta P_{T-prep} = \frac{1}{3} \cdot (U_d + U_{dem}) \cdot I_{T-max} \cdot f_{sw} \cdot t_{off} \quad (140)$$

$$\Delta P_{T-prep} = \frac{1}{3} \cdot (400 + 150) \cdot 0,232 \cdot 127 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-9} = 0,27W$$

Celková výkonová strata na tranzistore:

$$\Delta P_{T-celk} = (\Delta P_{T-ved} + \Delta P_{T-prep}) = (0,044 + 0,27) = 0,314W \quad (141)$$

#### Prepät'ová ochrana výkonového tranzistora

Prepät'ová ochrana je tvorená sériovou kombináciou diódy a rýchlej zenerovej diódy pripojenej paralelne na primárne vinutie transformátora. Dióda v takomto usporiadaní je namáhaná napájacím napätím  $U_d$ , preto je jej maximálne záverné napätie zvolené na hodnotu 600V. Konkrétny typ zvolenej diódy je ER2J (600V,  $I_{AV}=2A$ ) [1] od výrobcu Diotec. Napätie pri ktorom pôsobí prepät'ová ochrana závisí na parametroch zenerovej diódy. Podľa predchádzajúcich výpočtov je zvolený typ 1SMB170 ( $V_{BR}=190V$ ) od výrobcu ON SEMI [11]. Nakoľko výkonová strata, ktorá vzniká na prepät'ovej ochrane pri činnosti meniča úzko súvisí s rozptylovou indukčnosťou transformátora, je jej výpočet v tomto štádiu návrhu problematický. Pri uvádzaní meniča do prevádzky bude meranie teploty zenerovej diódy jedným z dôležitých bodov kontroly návrhu.

### Usmerňovacia dióda pre sekundárne vinutie 10V:

Potrebnú veľkosť záverného napätia diódy určíme podľa indukovaného napätia na sekundárnej strane transformátora (v čase zopnutia tranzistora na primárnej strane). Veľkosť indukovaného napätia je určená vzťahom:

$$U_{I\ 10V-max} = \frac{U_d}{p_{10V}} = \frac{400}{14,29} = 27,99V \quad (142)$$

Z dostupných diód bola zvolená dióda od výrobcu International Rectifier, typ 10BQ060 [28] s maximálnym záverným napätím 60V a dovolenou strednou hodnotou prúdu 1A. Výrobca tiež udáva úbytok napätia v priepustnom smere  $U_{th}=0,57V$  (pri max. strednej hodnote prúdu). Dióda pracuje v obvode so strednou hodnotou prúdu 0,05A; výsledná výkonová strata je tak určená zo vzťahu:

$$\Delta P_{D-10V} = (U_{th} \cdot I_{10V-AV}) = (0,57 \cdot 0,05) = 28,5mW \quad (143)$$

### Usmerňovacia dióda pre sekundárne vinutie 6V:

Veľkosť indukovaného napätia na sekundárnom vinutí je určená vzťahom:

$$U_{I\ 6V-max} = \frac{U_d}{p_{6V}} = \frac{400}{23,08} = 17,33V$$

Z dostupných diód bola zvolená dióda od výrobcu VISHAY, typ 30BQ040 [29] s maximálnym záverným napätím 40V a dovolenou strednou hodnotou prúdu 3A. Výrobca tiež udáva úbytok napätia v priepustnom smere  $U_{th}=0,46V$  (pri max. strednej hodnote prúdu). Dióda pracuje v obvode so strednou hodnotou prúdu 0,7A; výsledná výkonová strata je tak určená zo vzťahu:

$$\Delta P_{D-6V} = (U_{th} \cdot I_{6V-AV}) = (0,46 \cdot 0,7) = 0,322W \quad (144)$$

### Usmerňovacia dióda pre sekundárne vinutie 12V:

Veľkosť indukovaného napätia na sekundárnom vinutí je určená vzťahom:

$$U_{I\ 12V-max} = \frac{U_d}{p_{12V}} = \frac{400}{12,0} = 33,3V$$

Z dostupných diód bola zvolená dióda od výrobcu International Rectifier, typ 10BQ060 [28] s maximálnym záverným napätím 60V a dovolenou strednou hodnotou prúdu 1A. Výrobca tiež udáva úbytok napätia v priepustnom smere  $U_{th}=0,57V$  (pri max. strednej hodnote prúdu). Dióda pracuje v obvode so strednou hodnotou prúdu 0,2A; výsledná výkonová strata je tak určená zo vzťahu:

$$\Delta P_{D-12V} = (U_{th} \cdot I_{12V-AV}) = (0,57 \cdot 0,25) = 0,143W \quad (145)$$

### Usmerňovacia dióda pre sekundárne vinutie 50V:

Veľkosť indukovaného napätia na sekundárnom vinutí je určená vzťahom:

$$U_{I\ 50V-max} = \frac{U_d}{p_{50V}} = \frac{400}{2,97} = 134,7V \quad (146)$$

Z dostupných diód bola zvolená dióda od výrobcu FAIRCHILD semiconductor, typ ES1D [8] s maximálnym záverným napätím 200V a dovolenou strednou hodnotou prúdu 1A. Výrobca tiež udáva úbytok napätia v priepustnom smere  $U_{th}=0,92V$  (pri max. strednej hodnote prúdu). Dióda pracuje v obvode so strednou hodnotou prúdu 0,05A; výsledná výkonová strata je tak určená zo vzťahu:

$$\Delta P_{D-50V} = (U_{th} \cdot I_{12V-AV}) = (0,92 \cdot 0,05) = 46mW \quad (147)$$

### Výpočet účinnosti pomocného zdroja

Celkové straty na polovodičoch

$$\begin{aligned} \Delta P_{semi} &= \Delta P_{D-50V} + \Delta P_{D-12V} + \Delta P_{D-6V} + \Delta P_{D-10V} + \Delta P_{T-celk} \\ \Delta P_{semi} &= 0,046 + 0,143 + 0,322 + 0,029 + 0,314 = 0,854W \end{aligned} \quad (148)$$

Teoretická účinnosť zdroja

$$\eta_{celk.} = \frac{P_{výst}}{P_{výst} + \Delta P_{semi} + \Delta P_{TR}} = \frac{10,2}{10,2 + 0,854 + 0,577} = 0,87 \quad (149)$$

### Výpočet veľkosti výstupného filtra pre jednotlivé odbočky

Pri jednočinnom blokujúcom meniči je výstupný filter tvorený paralelne zapojenou kapacitou, sériová indukčnosť nie je vzhľadom na princíp činnosti meniča potrebná. Pri výpočte veľkosti tejto kapacity vychádzame z maximálneho požadovaného zvlnenia výstupného napätia, veľkosť kondenzátora pre odbočku 6V určíme zo vzťahu:

$$C_{6V} = \frac{I_{S\ 6V-max}}{f \cdot (1 - s_{nom}) \cdot \Delta U_{6V}} = \frac{1,925A}{124000 \cdot (1 - 0,273) \cdot 0,05} = 427,1 \mu F \quad (150)$$

Výpočet filtračných kapacít pre ostatné odbočky transformátora:

$$C_{10V} = \frac{I_{S\ 10V-max}}{f \cdot (1 - s_{nom}) \cdot \Delta U_{10V}} = \frac{0,138}{124000 \cdot (1 - 0,273) \cdot 0,05} = 30,6 \mu F \quad (151)$$

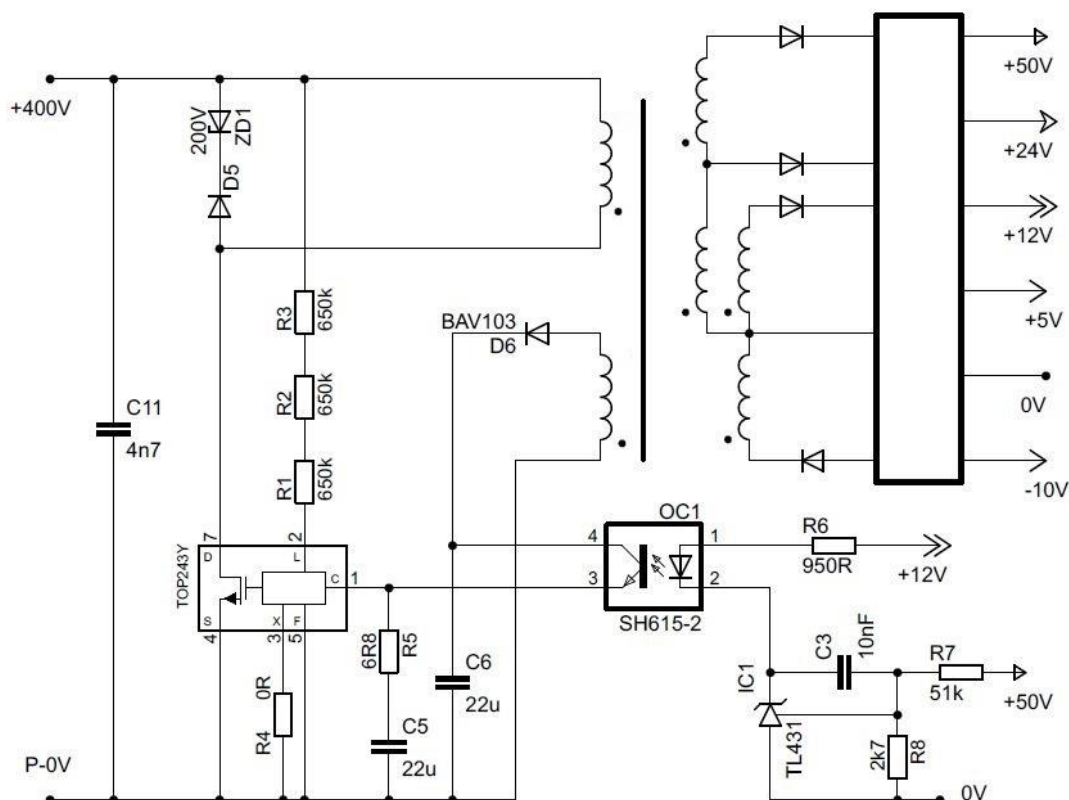
$$C_{12V} = \frac{I_{S\ 12V-max}}{f \cdot (1 - s_{nom}) \cdot \Delta U_{12V}} = \frac{0,688}{124000 \cdot (1 - 0,273) \cdot 0,05} = 152,6 \mu F \quad (152)$$

$$C_{50V} = \frac{I_{S\ 50V-max}}{f \cdot (1 - s_{nom}) \cdot \Delta U_{50V}} = \frac{0,138}{124000 \cdot (1 - 0,273) \cdot 0,05} = 30,6 \mu F \quad (153)$$

Z katalógu je zvolený vždy vyšší kondenzátor od hodnoty vypočítanej. Dôležitá je voľba typu kondenzátora s nízkym vnútorným odporom (ESR).

## 4.2 Návrh riadiacich obvodov pomocného zdroja

Nakoľko je jednou z požiadaviek pri návrhu meniča minimalizácia rozmerov, je výhodné použitie riešenia pri ktorom sú riadiace obvody meniča integrované spolu s výkonovým spínacím prvkom v jednom púzdre. Takéto riešenia poskytuje výrobca Power Integrations a pre rozsah výkonu navrhovaného pomocného zdroja je vhodný integrovaný obvod s označením TOP243 [14] (v púzdre TO220).



Obr. 36 Obvodové usporiadanie riadiacich obvodov pomocného zdroja

Riadiaci obvod ktorého obvodové usporiadanie je uvedené na obrázku vyššie vyžaduje k svojej činnosti minimum externých komponentov. Rezistory R1-R3 pripojené k vstupu LINE (L), slúžia na nastavenie napätia pri ktorom dochádza k spusteniu obvodu a rovnako k zastaveniu činnosti pri detekcii prepätia v medziobvode. K spusteniu obvodu dochádza pri prekročení prúdu vtekajúceho do vstupu LINE nad  $50\mu\text{A}$ , a k detekcii prepätia pri prúde  $225\mu\text{A}$ .

V navrhovanom zdroji je hranica prepätia určená na 440V, veľkosť rezistorov R1-R3 určíme zo vzťahu:

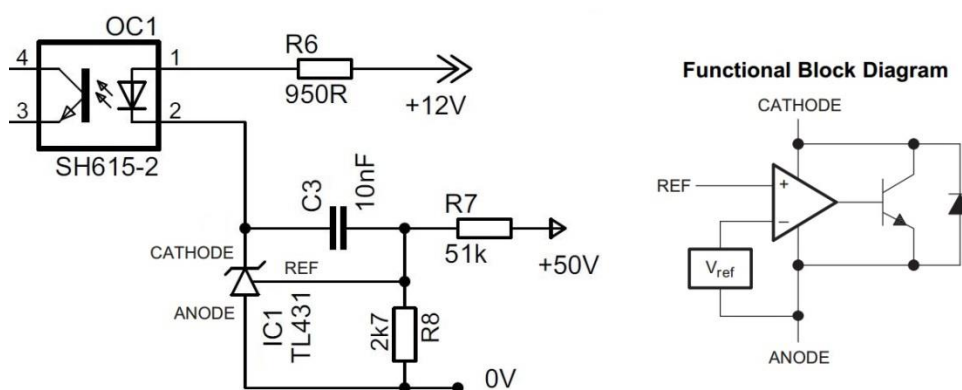
$$R_{1-3} = \frac{U_{prep.}}{I_{prep.}} = \frac{440}{225 \cdot 10^{-6}} = 2\text{M}\Omega \quad (154)$$

Výsledná hodnota odporu však musí byť z dôvodu pripojenia na vysoké napätie vyskladaná z troch samostatných rezistorov ( $3 \times 650\text{k}\Omega$ ), aby nedošlo k ich prerazu.



Napájanie obvodu a zároveň vstup signálu spätnej väzby je pripojené na vstup obvodu označený ako CONTROL (C). Do tohto vstupu sa prostredníctvom optočlenu prenáša signál o veľkosti žiadaného prúdu, vytvorený regulátorom umiestneným na sekundárnej strane.

Vstupom regulátora je výstupné napätie odbočky 50V, ktoré udržiava na konštantnej hodnote. Napätie ostatných odbočiek je regulované prostredníctvom väzby medzi jednotlivými sekundárnymi vinutiami. Aby táto regulácia prebiehala s akceptovateľnou presnosťou je nutné uvažovať pri vyhotovení transformátora s čo najtesnejším uložením sekundárných vinutí. Samotný regulátor je tvorený obvodom TL431 [25], ktorý má pevne nastavenú žiadanú hodnotu internou referenciou s výstupným napätím 2,5V. Kondenzátor C3 určuje integračnú konštantu regulátora.



Obr. 37 Detail obvodového usporiadania regulátora pomocného zdroja

Odporový delič R7,R8 je nutné navrhnuť tak, aby pri vstupnom napätí 50V bolo na jeho výstupe 2,5V. S ohľadom na výkonovú stratu na rezistoroch deliča volíme rezistor R8 na 2,7k $\Omega$  a rezistor R7 je dopočítaný zo vzťahu:

$$R_7 = R_8 \cdot \frac{U_{vst} - U_{výst}}{U_{výst}} = 2700 \cdot \frac{50 - 2,5}{2,5} = 51,3k\Omega \quad (155)$$

Výrobca udáva maximálny vstupný prúd do vstupu CONTROL (C) na 7mA, pri použití optočlenu SFH615-2 [26] s minimálnym CTR(current transfer ratio)=63%, vypočítame hodnotu rezistora R6 podľa vzťahu (úbytok na dióde optočlenu je 1,2V):

$$R_6 = CTR \cdot \frac{U_{nap.} - \Delta U_{opto.}}{I_{Control}} = 0,63 \cdot \frac{12 - 1,2}{0,007} = 972\Omega \quad (156)$$

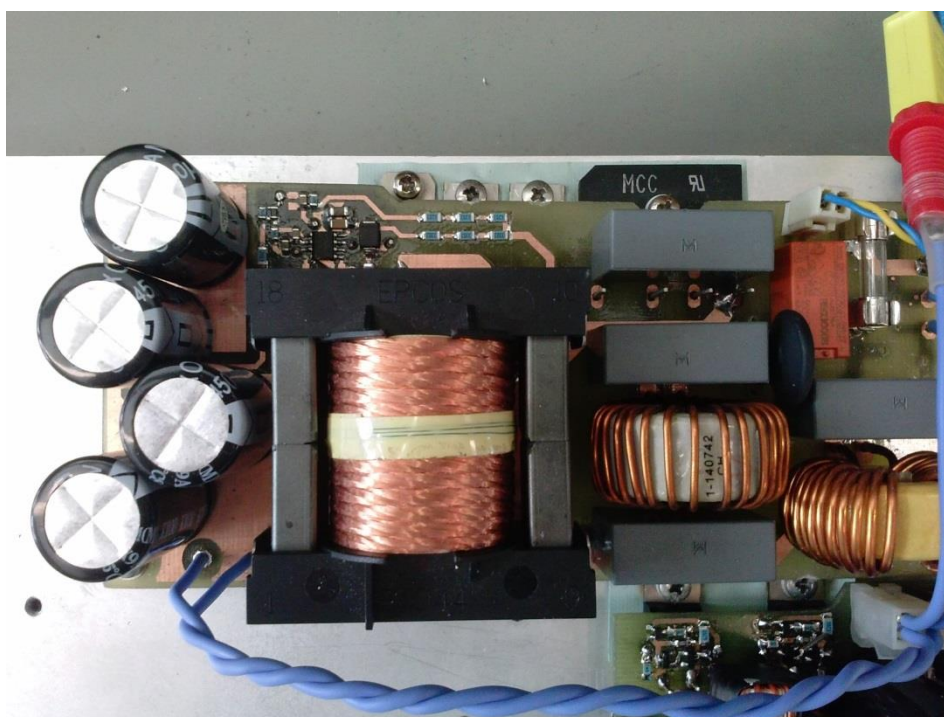
Sériová kombinácia R a C pripojená na vstup Control slúži na nastavenie časového intervalu, po ktorom sa zdroj po zachytení poruchového stavu pokúsi opäť naštartovať. Vstup obvodu označený X umožňuje nastavenie nadprúdovej ochrany, avšak pre túto aplikáciu bude ponechané základné nastavenie na 1A a vstup X je tak pripojený na 0V.

Úplná schéma zapojenia pomocného zdroja je uvedená v Príloha č. 5.

## 5 NÁVRH A KONŠTRUKCIA ZARIADENIA

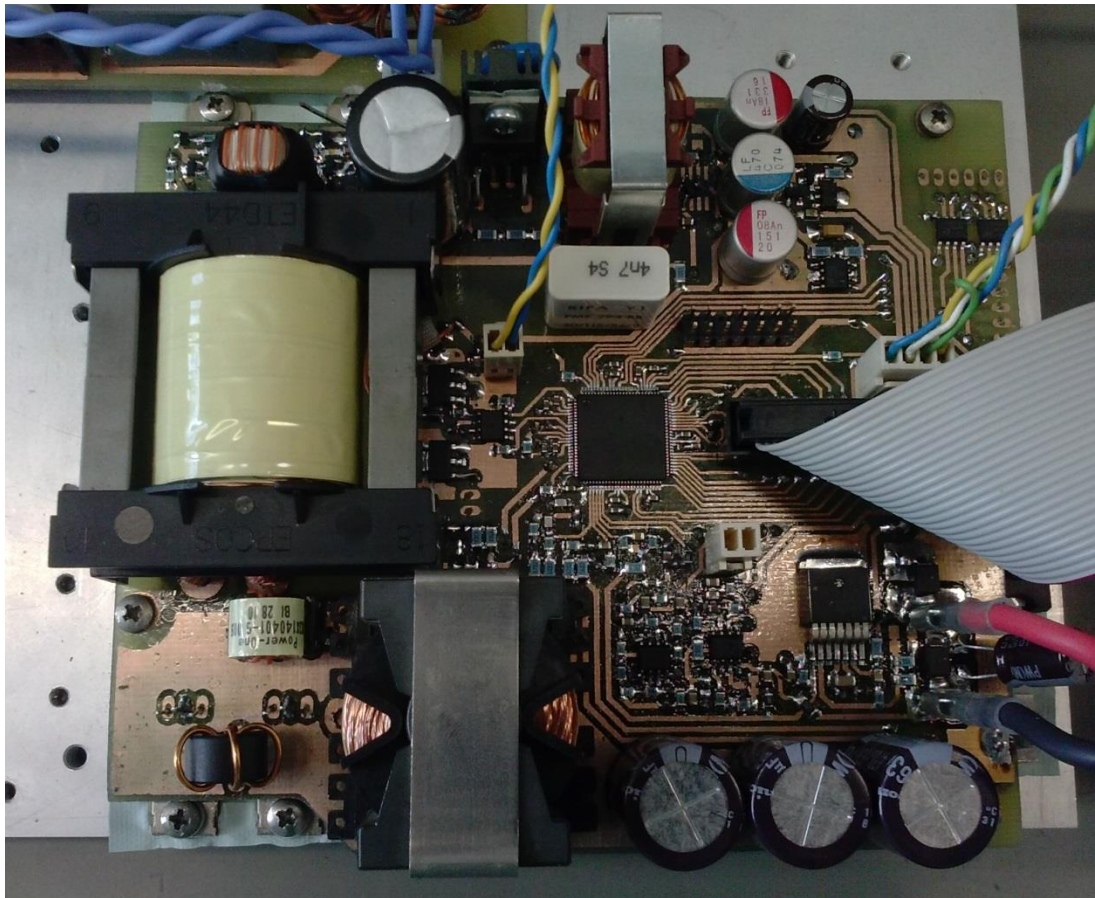
Návrh dosiek plošných spojov a tvorba elektrických schém je realizovaná prostredníctvom programu Eagle. Vzhľadom na konštrukčné usporiadanie výsledného zariadenia, je vstupný filter spolu s aktívnym usmerňovačom umiestnený na samostatnej doske plošných spojov. Na samostatných doskách plošných spojov sú tiež umiestnené výstupné moduly zdroja, tvorené DC-DC meničom, pomocným zdrojom a ich riadiacimi obvodmi. Obe dosky sú prichytené na zadnom paneli, ktorý je zároveň chladičom pre výkonové komponenty. Plošný spoj osadený užívateľskými perifériami je uchytený na prednom paneli a prepojený s riadiacimi obvodmi jednotlivých modulov.

Pri návrhu plošného spoja je z hľadiska bezpečnosti nutné dodržať izolačnú vzdialenosť medzi primárnou a sekundárnou stranou, rovnako pracovné izolačné vzdialenosti medzi jednotlivými vodičmi a súčiastkami. Šírka ciest na plošnom spoji musí odpovedať prúdu, ktorými bude nimi prechádzať. Pri prechode cesty z jednej vrstvy plošného spoja na druhú je pri prúdovom zaťažení vhodné použitie viacerých prekovov, ktorých maximálnu dovolenú prúdovú hustotu udáva výrobca plošného spoja. Z hľadiska elektromagnetickej kompatibility je kritická minimalizácia prúdových slučiek, ktorými pretekajú impulzné prúdy (napr. sekundárny usmerňovač jednočinného priepustného meniča). Minimalizácia slučiek vedúcich signály k riadiacim členom je rovnako dôležitá z dôvodu rizika naindukovania rušivých napätí a následného ovplyvnenia činnosti zariadenia. Eliminovať veľkosti slučiek je možné aj zmenšením celkového rozmeru zariadenia použitím súčiastok typu SMD (z ang. surface mount devices, t.j. súčiastky pre povrchovú montáž), čo vedie v konečnom dôsledku k nižšej cene a rýchlejšej výrobe plošných spojov. Schémy zapojenia, návrhy plošných spojov spolu so zoznamom komponentov sú súčasťou prílohy.

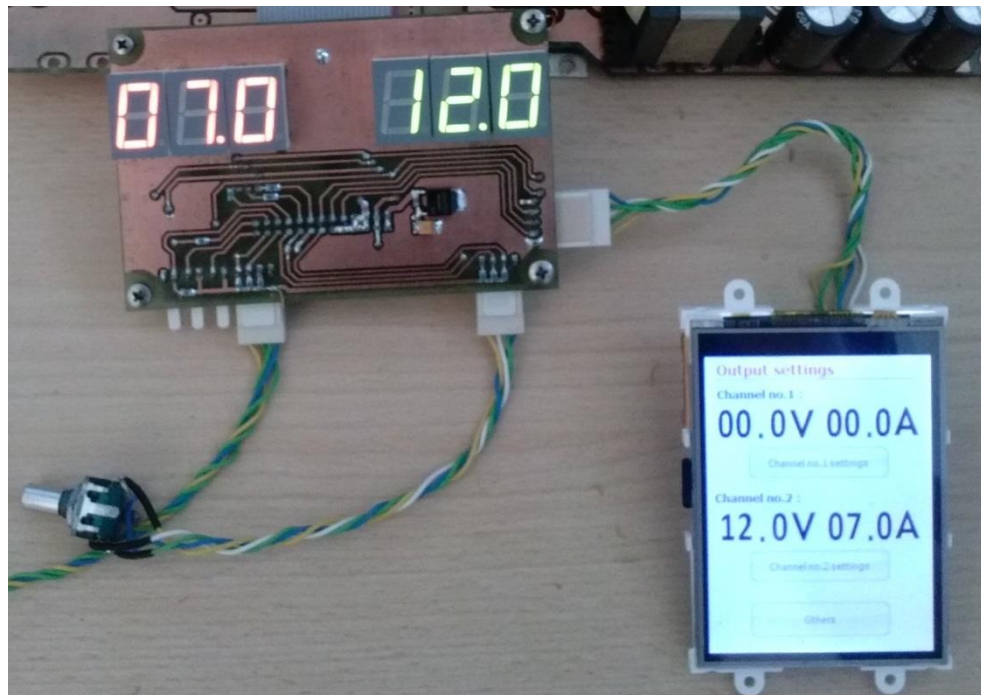


Obr. 38 Plošný spoj - vstupný filter spolu s aktívnym usmerňovačom



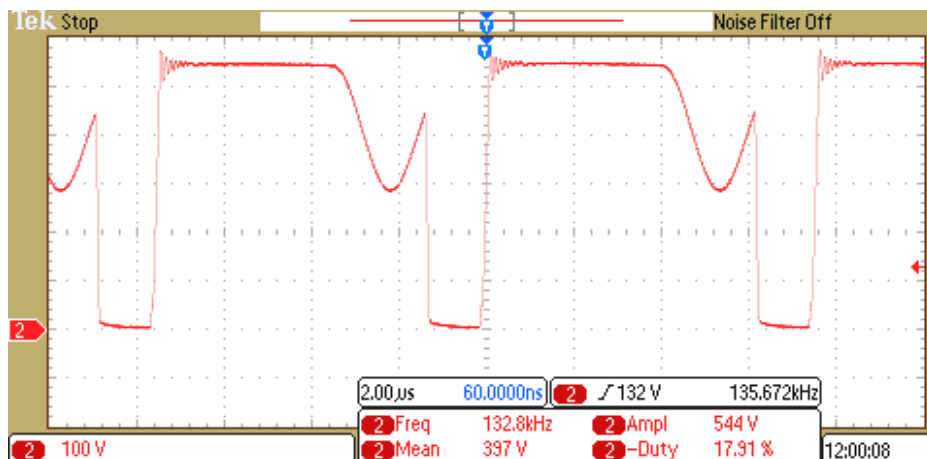


Obr. 39 Výstupný modul zdroja (DC/DC menič, pomocný zdroj a ich riadiace obvody)

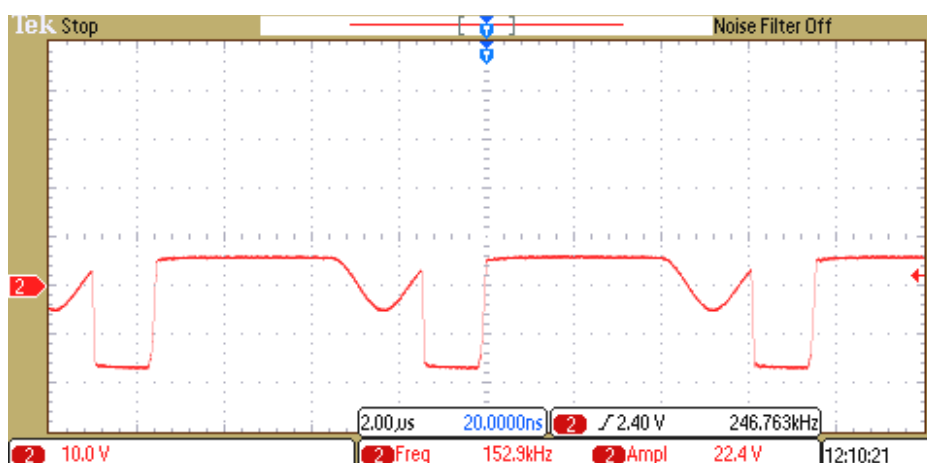


Obr. 40 Plošný spoj osadený užívateľskými perifériami, dotykový display

## 6 SÉRIA KONTROLNÝCH MERANÍ



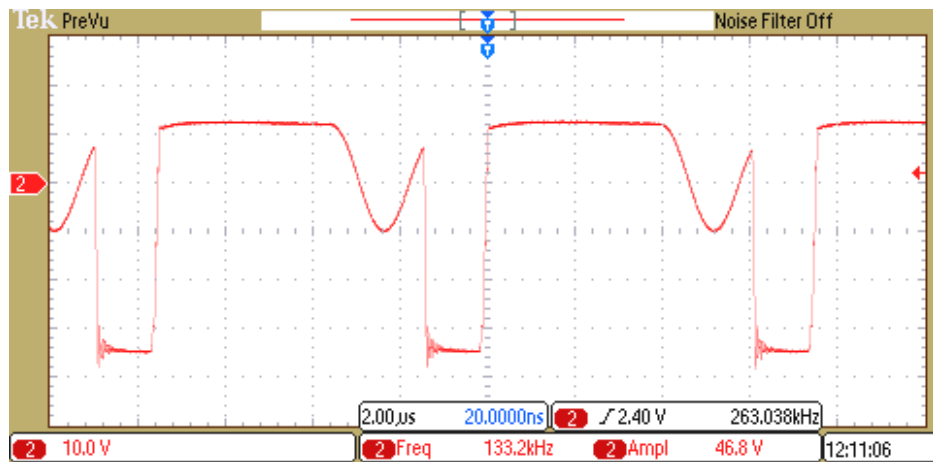
Obr. 41 Priebeh napätia na kolektore tranzistora pomocného zdroja



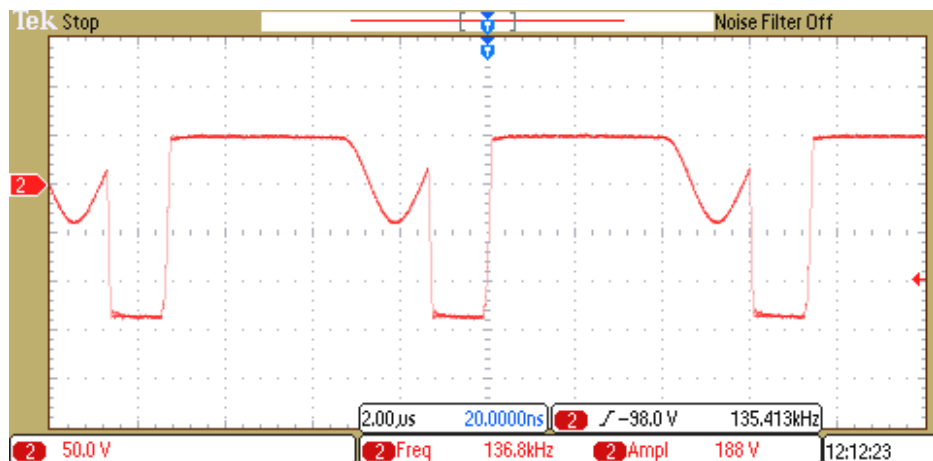
Obr. 42 Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 6V



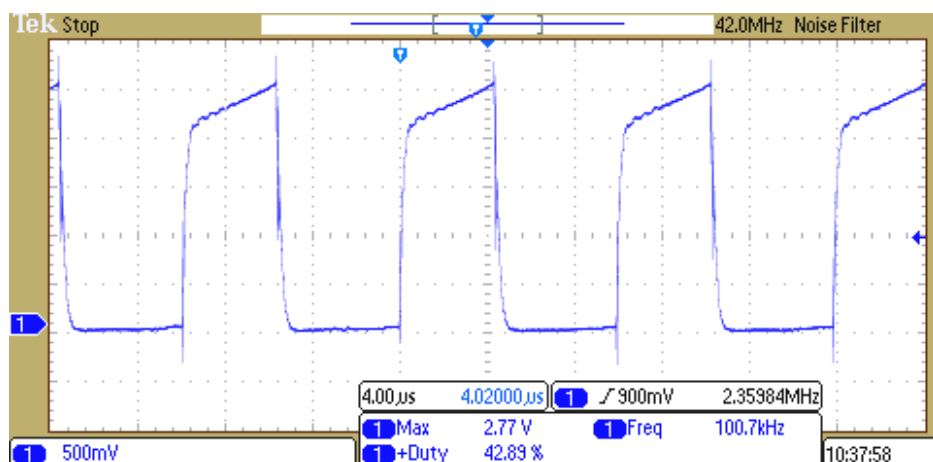
Obr. 43 Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka -10V



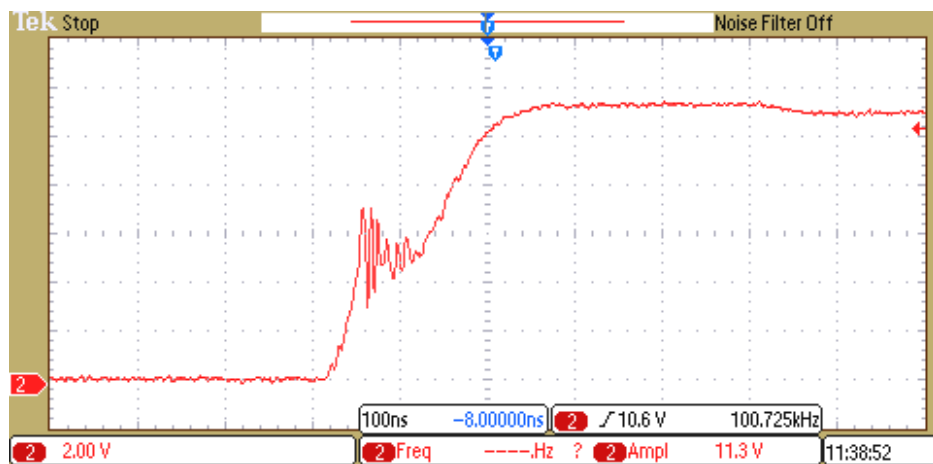
Obr. 44 Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 12V



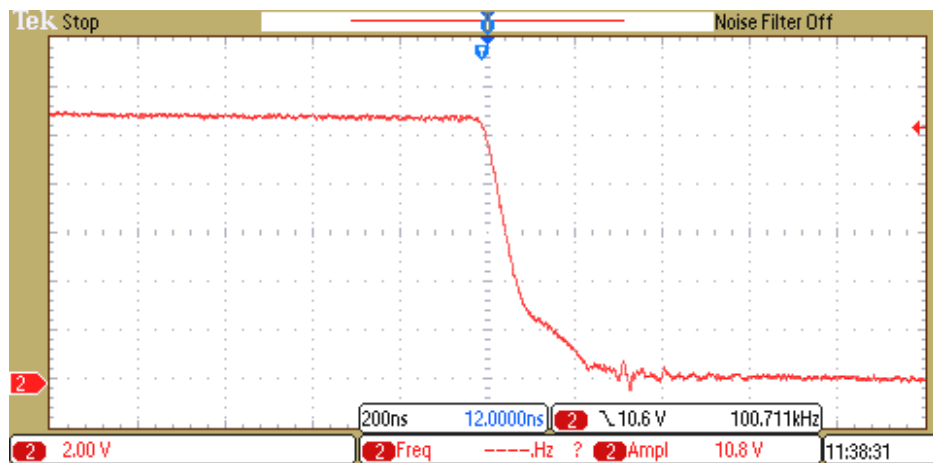
Obr. 45 Priebeh indukovaného napätia pomocného transformátora - odbočka 50V



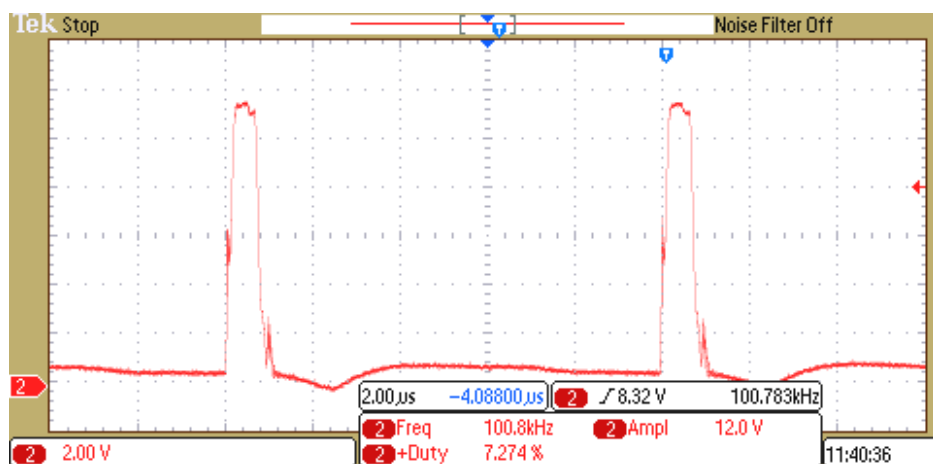
Obr. 46 Priebeh výstupného signálu prúdového transformátora (signál na vstupe procesora)



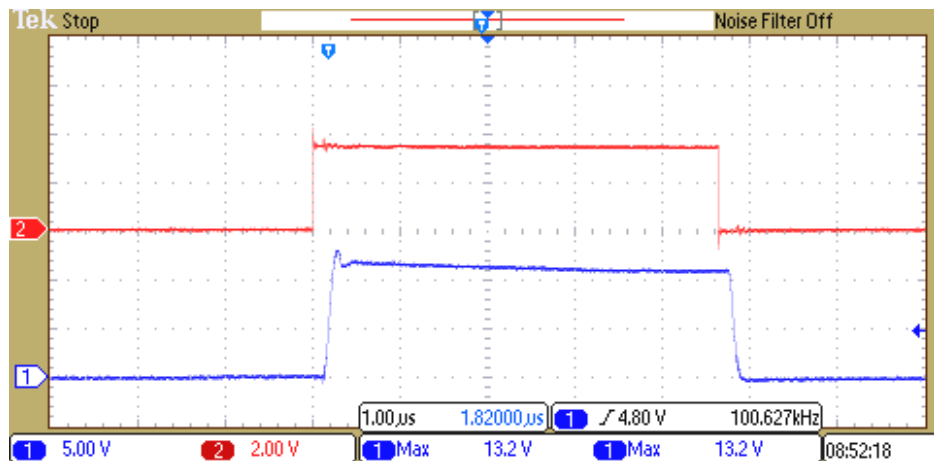
Obr. 47 Nárast napätia na hradle GATE výkonového tranzistora



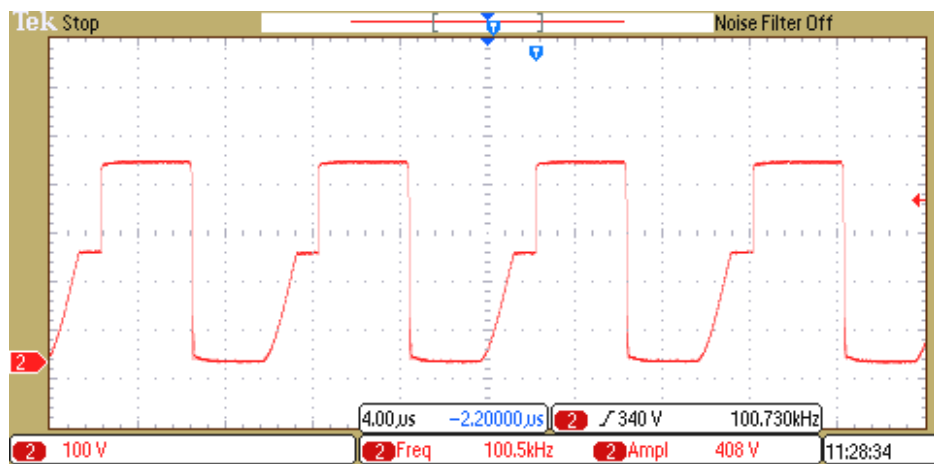
Obr. 48 Pokles napätia na hradle GATE výkonového tranzistora



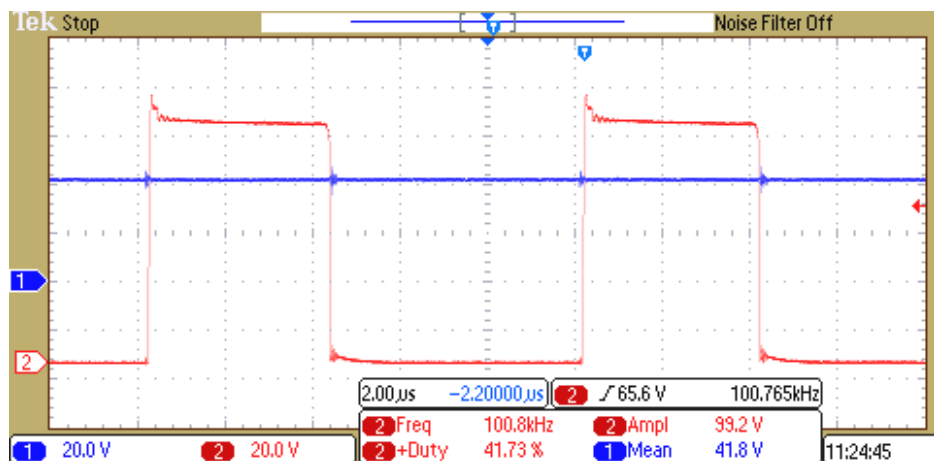
Obr. 49 Priebeh napätia na hradle GATE pri minimálnom výstupnom napätí meniča



Obr. 50 Oneskorenie medzi riadiacim signálom procesora a výstupom budiča tranzistorov

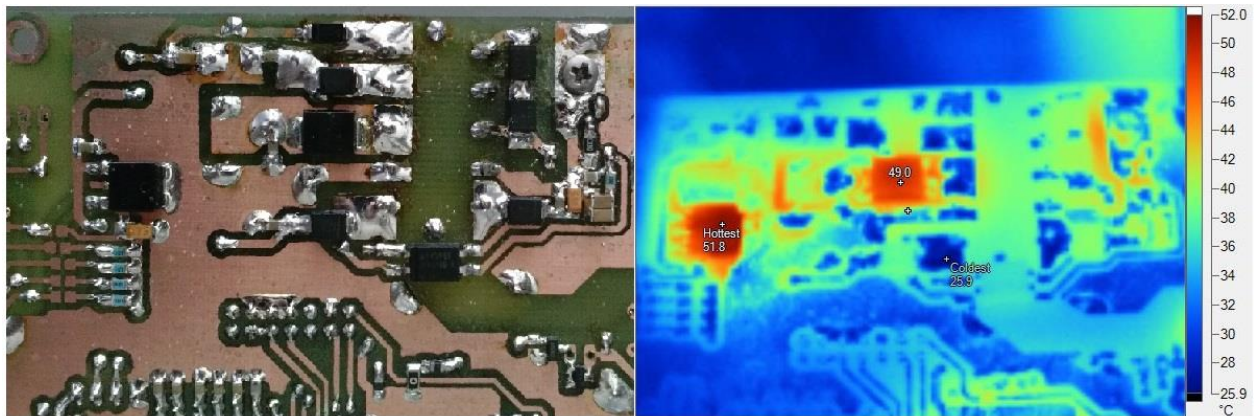


Obr. 51 Priebeh napätia na SOURCE vrchného tranzistora priepustného meniča

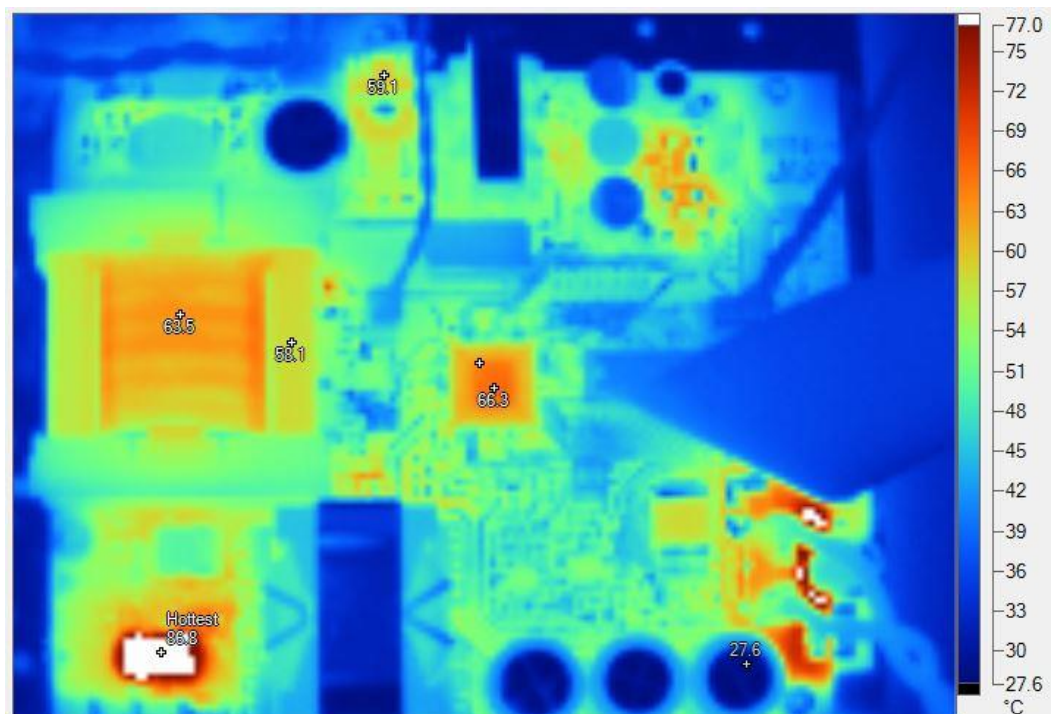


Obr. 52 Priebeh výstupného napätia usmerňovača priepustného meniča (červený), priebeh výstupného napätia meniča po vyfiltrovaní (modrý)

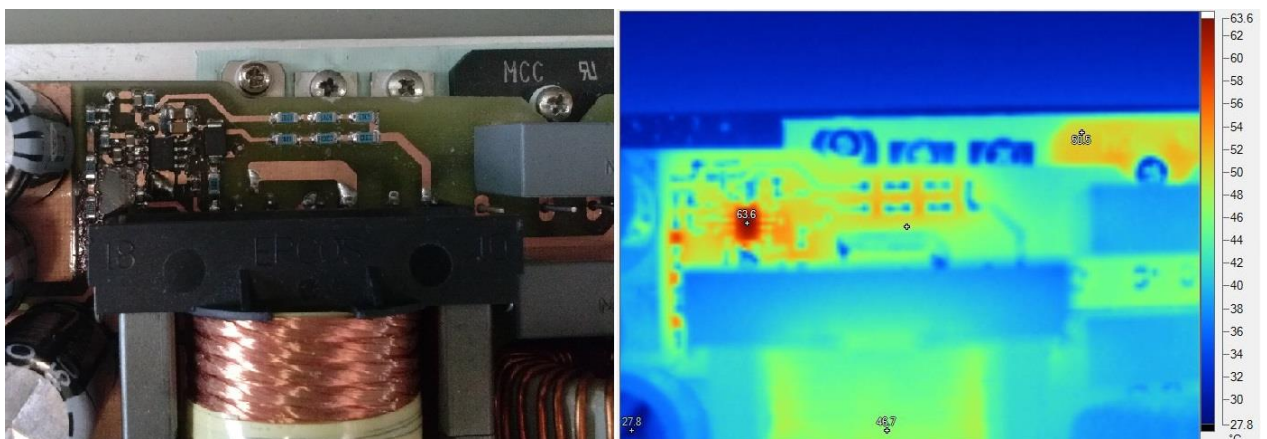




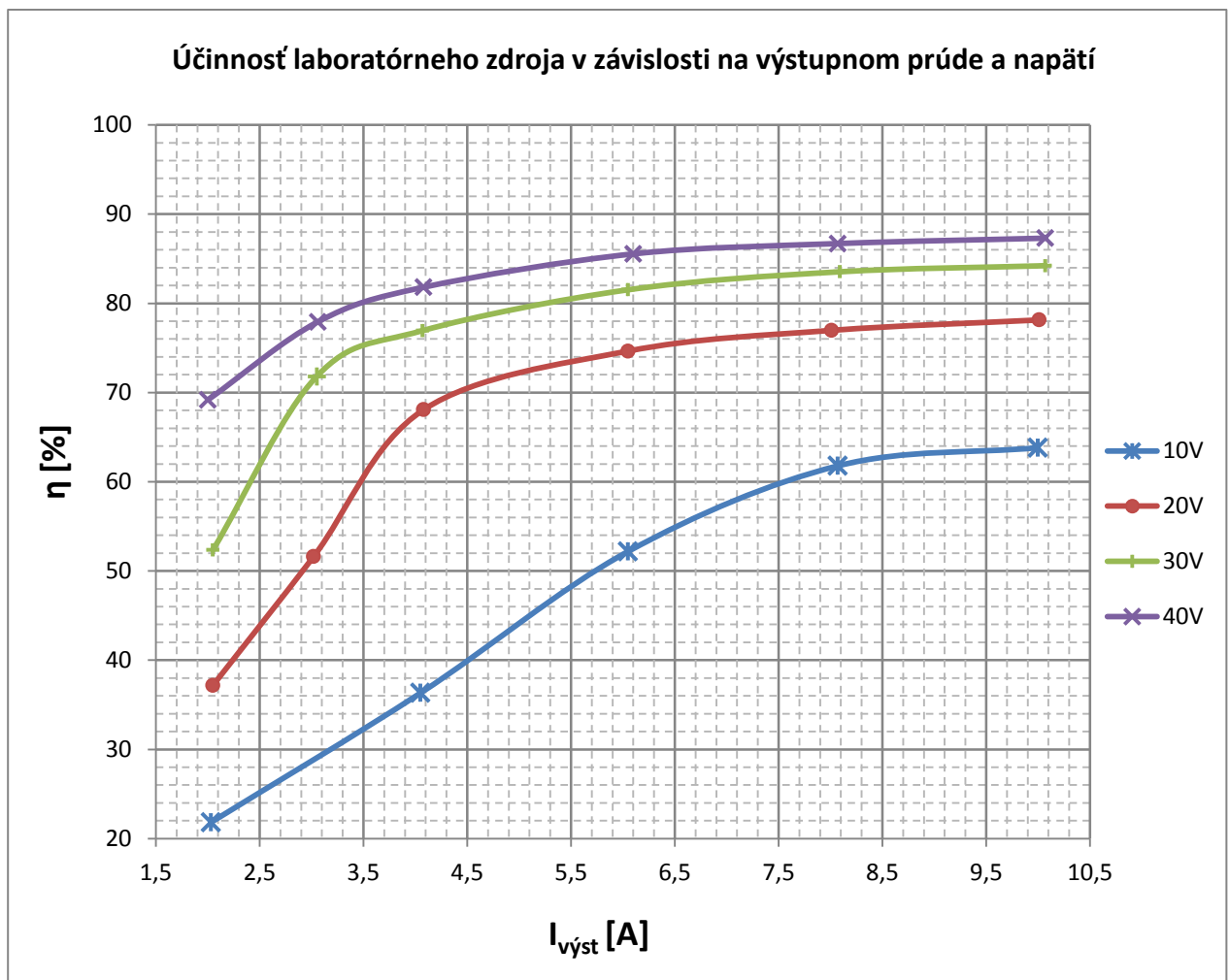
Obr. 53 Teplotná analýza usmerňovača pomocného zdroja (najteplejší bod - napäťový stabilizátor 51.8°C)

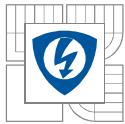


Obr. 54 Teplotná analýza DC/DC meniča (najteplejší bod - prepäťová ochrana 88.9°C), reálne zobrazenie [Obr. 39]



Obr. 55 Teplotná analýza aktívneho usmerňovača (najteplejší bod - riadiaci obvod 63.6°C)





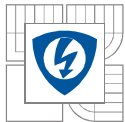
## ZÁVER

Podľa zadania bakalárskej práce som vykonal detailný návrh silových a riadiacich obvodov laboratórneho napájacieho zdroja. S uvážením výhod i nevýhod dostupných topológií pre jednotlivé stupne zdroja je obvodové usporiadanie silovej časti tvorené aktívnym usmerňovačom pracujúcim v nespojitom režime prúdu cievkou a jednočinným priepustným meničom s regulovaným výstupným napätím. Vzhľadom na požiadavky kladené na výstupné parametre zdroja je napätie jednočinného priepustného meniča upravené precíznym lineárnym regulátorom. Navrhnutá koncepcia zdroja bola zrealizovaná prototypmi plošných spojov na ktorých bola následne vykonaná séria kontrolných meraní a potvrdená správnosť teoretického návrhu. Účinnosť zostaveného prototypu laboratórneho zdroja dosiahla pri plnom výkone jedného výstupného modulu 87%. K oživeniu dosiek plošných spojov bolo nutné zostavenie softwaru pre riadiaci člen (procesor), ktorého detailný rozbor bude predmetom diplomovej práce. Technická dokumentácia prístroja je súčasťou prílohy.

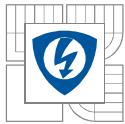


## LITERATÚRA A POUŽITÉ ZDROJE

- [1] DIOTEC SEMICONDUCTOR. *ER2J* [online]. 2012. Dostupné z: [https://diotec.com/tl\\_files/diotec/files/pdf/datasheets/er2a.pdf](https://diotec.com/tl_files/diotec/files/pdf/datasheets/er2a.pdf)
- [2] ELEKTRISOLA. *Material properties - copper* [online]. 2012. Dostupné z: <http://www.elektrisola.com/conductor-materials/copper.html>
- [3] ELEKTRISOLA. *Wire insulation properties* [online]. 2012. Dostupné z: <http://www.elektrisola.com/enamelled-wire/enamelled-wire-types/iec/europe.html>
- [4] EPCOS. *E 25/13/7 (EF 25)* [online]. 2006 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: [http://www.epcos.com/inf/80/db/fer\\_07/e\\_25\\_13\\_7.pdf](http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/e_25_13_7.pdf)
- [5] EPCOS. *ETD 44/22/15* [online]. 2008. Dostupné z: [http://www.epcos.com/inf/80/db/fer\\_07/etd\\_44\\_22\\_15.pdf](http://www.epcos.com/inf/80/db/fer_07/etd_44_22_15.pdf)
- [6] EPCOS. *SIFERRIT material N87* [online]. 2006. Dostupné z: [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)
- [7] EPCOS. *SIFERRIT material N95* [online]. 2013. Dostupné z: [http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF\\_N95,property=Data\\_en.pdf;PDF\\_N95.pdf](http://www.epcos.com/web/generator/Web/Sections/ProductCatalog/Ferrites/Materials/PDF/PDF_N95,property=Data_en.pdf;PDF_N95.pdf)
- [8] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR. *ES1A - ES1D* [online]. 2010 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/ES/ES1A.pdf>
- [9] FERROXCUBE. *Material specification 3C90* [online]. 2008. Dostupné z: <http://allstarmagnetics.com/assets/3c90.pdf>
- [10] LINEAR TECHNOLOGY. *Highest Efficiency Current Mode Controller* [online]. 2013. Dostupné z: <http://www.linear.com/product/LTC1625>
- [11] ON SEMICONDUCTOR. *Transient Voltage Suppressors* [online]. 2012 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/1SMB5.0AT3-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/1SMB5.0AT3-D.PDF)
- [12] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. 1. vyd. V Brně: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [13] PATOČKA, Miroslav. *Výkonová elektronika - 1. část*. Brno, 2010.
- [14] POWER INTEGRATIONS. *TOP242-250* [online]. 2005. Dostupné z: <http://www.powerint.com/sites/default/files/product-docs/top242-250.pdf>
- [15] RUBADUE. *Reinforced (3 layers), TCA3, Triple Insulated Wire* [online]. 2013. Dostupné z: <http://www.rubadue.com/products/reinforced-3-layers-tca3-triple-insulated-wire>
- [16] ST MICROELECTRONICS. *Application note 2761* [online]. 2009. Dostupné z: [http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application\\_note/CD00195944.pdf](http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/application_note/CD00195944.pdf)
- [17] ST MICROELECTRONICS. *UC3845B* [online]. 1999. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000966.pdf>
- [18] ST MICROELECTRONICS. *Very low dropout voltage regulators LE33C* [online]. 2012. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/datasheet/CD00000545.pdf>
- [19] ST MICROELECTRONICS. *STB35N65*. 2011. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00222927.pdf>



- [20] ST MICROELECTRONICS. *STTH3006* [online]. 2011. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00110371.pdf>
- [21] ST MICROELECTRONICS. *L6562A* [online]. 2007. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00151385.pdf>
- [22] ST MICROELECTRONICS. *STB25NM60* [online]. 2011. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/CD00176800.pdf>
- [23] TDK. *Ferrite for Switching Power Supplies* [online]. 2011 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.tdk.co.jp/tefe02/e143.pdf>
- [24] TDK. *FERRITE MATERIALS PC44 AND PC46* [online]. 2001 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: [http://www.tdk-europe.com/pdfs/ferrite/ferrites-products/pc45\\_pc46.pdf](http://www.tdk-europe.com/pdfs/ferrite/ferrites-products/pc45_pc46.pdf)
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *TL431 Precision Programmable Reference* [online]. 2004 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/tl431.pdf>
- [26] VISHAY. *SFH615-2* [online]. 2013 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/83671/sfh615a.pdf>
- [27] VISHAY. *VS-10BQ040* [online]. 2012 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/93335/10bq040m.pdf>
- [28] VISHAY. *VS-10BQ060* [online]. 2012 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/93357/10bq060m.pdf>
- [29] VISHAY. *VS-30BQ040* [online]. 2010 [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/93332/vs30bq040m.pdf>
- [30] VISHAY. *BYV32E200* [online]. 2013. Dostupné z: <http://www.vishay.com/docs/88558/byv32.pdf>



## ZOZNAM PRÍLOH

- Príloha č. 1: Schéma zapojenia aktívneho usmerňovača*
- Príloha č. 2: Schéma zapojenia silovej časti meniča jednosmerného napätia*
- Príloha č. 3: Schéma zapojenia analógovej časti riadiacich obvodov*
- Príloha č. 4: Schéma zapojenia digitálnej časti riadiacich obvodov*
- Príloha č. 5: Schéma zapojenia pomocného zdroja*
- Príloha č. 6: Schéma zapojenia obvodov užívateľského rozhrania*
- Príloha č. 7: Návrh plošného spoja aktívneho usmerňovača*
- Príloha č. 8: Osadzovací plán plošného spoja aktívneho usmerňovača*
- Príloha č. 9: Návrh plošného spoja DC/DC meniča*
- Príloha č. 10: Osadzovací plán plošného spoja DC/DC meniča*
- Príloha č. 11: Návrh plošného spoja pre užívateľské rozhrania*
- Príloha č. 12: Osadzovací plán plošného spoja pre užívateľské rozhrania*
- Príloha č. 13: Zoznam komponentov*