



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY**

**A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV VÝKONOVÉELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

## **VÝKONOVÝ MĚNIČ PRO SVAŘOVÁNÍ STEJNOSMĚRNÝM PROUDEM**

POWER CONVERTER FOR DC WELDING

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. Daniel Vranák**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka**

**BRNO 2017**

# Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

**Student:** Bc. Daniel Vranák

**ID:** 154907

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2016/17

**NÁZEV TÉMATU:**

## Výkonový měnič pro svařování stejnosměrným proudem

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

1. Seznamte se s principem propustných měničů s impulsním transformátorem, tzv. spínaných síťových zdrojů. Soustřeďte na jednočinný propustný měnič, který bude pracovat jako zdroj stejnosměrného proudu přibližně 100A pro obloukové svařování.
2. Měnič navrhnete obvodově i konstrukčně.
3. Realizujte funkční vzorek měniče a experimentálně ověřte jeho provozní parametry.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

- [1] Patočka M.: Magnetické jevy a obvody. VUTIUM, Brno, 2011.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.1. Skriptum, FEKT, VUT Brno.
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, sv.2. Skriptum, FEKT, VUT Brno.

**Termín zadání:** 6.2.2017

**Termín odevzdání:** 24.5.2017

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

**Konzultant:**

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



**UPOZORNĚNÍ:**

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

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně / Technická 3058/10 / 616 00 / Brno.

## **Abstrakt**

Práca bola zameraná na návrh a realizáciu výkonového meniča, ktorý mal pracovať ako zväračka. Bolo potrebné vybrať vhodný typ meniča. Následne bolo potrebné navrhnuť impulzný transformátor, výstupnú filtračnú tlmivku, dimenzovať polovodiče nachádzajúce sa v silovej časti zväračky. Navrhnuté boli tiež riadiace a budiace obvody meniča. Tieto jednotlivé časti použité na stavbu celého zariadenia boli následne vyrobené a overené.

## **Kľúčové slová**

Výkonový menič, transformátor, filtračná tlmivka, regulačná slučka, budič

## **Abstract**

The master's thesis was focused on design and realization power converter which should worked as welding machine. It was necessary choose suitable type converter. Next, it was needs design of pulsed transformer, output filter choke and design of semiconductors which were in power part welding machine. It was also designed control and driver circuits. This parts which were used on construct the converter were made and tested too.

## **Keywords**

Power converter, transformer, filter choke, control loop, driver

## **Bibliografická citácia:**

VRANÁK, D. *Výkonový měnič pro svařování stejnosměrným proudem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 120 s. Vedoucí diplomové práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

## Prehlásenie

„Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému *Výkonový měnič pro svařování stejnosměrným proudem* som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto práce som neporušil autorské práva tretích osôb, predovšetkým som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovení § 11 a nasledujúceho autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávnych dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Sb.

V Brně dňa 24. mája 2017

.....  
podpis autora

## **Pod'akovanie**

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce doc. Dr. Ing. Miroslavovi Patočkovi za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce.

V Brně dňa 24. mája 2017

.....  
podpis autora

# Obsah

1	Úvod .....	1
2	Prehľad používaných meničov .....	3
2.1	Jednočinný priepustný menič pracujúci s impulzným transformátorom .....	5
2.2	Dvojčinný priepustný menič pracujúci s impulzným transformátorom v zapojení celého mostíka.....	9
2.2.1	Prvý možný typ riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča.....	9
2.2.2	Druhý možný typ riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča.....	12
2.2.3	Porovnanie prvého a druhého riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča .....	14
2.3	Porovnanie vlastností u jednočinného priepustného a dvojčinného priepustného meniča .....	14
2.4	Dva jednočinné priepustné meniče pracujúce v protitakte.....	15
2.4.1	Dva jednočinné meniče pracujúce v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými paralelne .....	16
2.4.2	Dva jednočinné meniče v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič .....	18
2.4.3	Dva jednočinné meniče v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič a s vlastnými tlmivkami a nulovými diódami.....	19
2.5	Porovnanie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte s meničom dvojčinným .....	20
2.6	Výber vhodného typu meniča na stavbu zariadenia .....	21
3	Výkonový transformátor priepustných meničov .....	22
3.1	Návrh výkonového transformátora .....	23
3.2	Realizácia výkonového transformátora .....	30
4	Polovodiče silovej časti meniča .....	33
4.1	Návrh výkonových tranzistorov meniča .....	33
4.1.1	Prúdové a napät'ové dimenzovanie tranzistorov .....	33
4.1.2	Výpočet strát a návrh chladiča pre tranzistory .....	34
4.2	Návrh primárnych nulových diód.....	35
4.2.1	Prúdové a napät'ové dimenzovanie primárnych nulových diód .....	36
4.2.2	Výpočet strát na primárnych nulových diódach.....	36
4.3	Návrh diód sekundárnych usmerňovačov.....	37
4.3.1	Prúdové a napät'ové dimenzovanie sekundárnych usmerňovacích diód.....	37

4.3.2	Výpočet strát sekundárnych usmerňovacích diód.....	38
4.4	Návrh sekundárnej nulovej diódy .....	39
4.4.1	Prúdové a napäťové dimenzovanie sekundárnej nulovej diódy .....	39
4.4.2	Výpočet strát a návrh chladiča sekundárnej nulovej diódy.....	40
5	Výstupný filter priepustných meničov .....	44
5.1	Návrh výstupného filtra.....	45
5.2	Návrh výstupnej filtračnej tlmivky.....	48
5.3	Praktická realizácia výstupnej filtračnej tlmivky .....	53
6	Budiace obvody meniča .....	55
6.1	Jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy.....	55
6.2	Návrh transformátora jednočinného priepustného meniča s demagnetizáciou do Zenerovej diódy .....	57
6.3	Vyhotovenie budiaceho transformátora .....	59
7	Činnosť silových, riadiacich a regulačných obvodov realizovaného meniča ...	61
7.1	Režimy realizovaného výkonového meniča.....	62
7.1.1	Regulácia na konštantný prúd .....	62
7.1.2	Regulácia na konštantné napätie .....	63
7.1.3	Regulácia na konštantný výkon.....	63
7.2	Popis a realizácia silových obvodov meniča.....	64
7.3	Popis a realizácia budiacich obvodov meniča.....	66
7.4	Popis a realizácia regulačných obvodov meniča.....	69
7.5	Uvedenie výkonového meniča do chodu.....	72
8	Záver .....	75
	Literatúra .....	80
	Zoznam symbolov, veličín a skratiek.....	83
	Zoznam príloh.....	90
	Prílohy .....	91

# Zoznam obrázkov

Obr. č. 2-1: Prehľad základného rozdelenia používaných meničov (vychádza z [1], [2]).....	4
Obr. č. 2.1-1: Zapojenie jednočinného priepustného meniča (upravené z [1]).....	5
Obr. č. 2.1-2: Teoretické priebehy veličín jednočinného priepustného meniča znázornené za zjednodušujúceho predpokladu spočívajúceho v nekonečne veľkej indukčnosti výstupnej tlmivky, ako aj dokonalej magnetickej väzby transformátora (prepracované z [1]).....	8
Obr. č. 2.2-1: Zapojenie dvojčinného priepustného meniča v konfigurácii celého mostíka, použité z [1]).....	9
Obr. č. 2.2.1-1: Priebehy veličín v čase, vyskytujúcich sa v dvojčinnom priepustnom meniči, pri využití prvého riadiaceho algoritmu (upravené z [1]).....	10
Obr. č. 2.2.2-1: Priebehy významných veličín v čase, prítomných v dvojčinnom priepustnom meniči, pri využití druhého riadiaceho algoritmu (modifikované z [1]).....	13
Obr. č. 2.4.1-1: Zapojenie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte do spoločnej záťaže, s primárnymi obvodmi pripojenými paralelne k napäťovému medziobvodu (upravené z [1]).....	16
Obr. č. 2.4.1-2: Priebehy veličín v čase prítomných v zapojení dvoch jednočinných meničov v protitakte s primárnymi obvodmi pripojenými paralelne na medziobvod.....	17
Obr. č. 2.4.2-1: Dva jednočinné meniče pracujúce v protitakte do spoločnej záťaže, s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič (použité z [1]).....	18
Obr. č. 2.4.3-1: Zapojenie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými do série na kapacitný delič a dvomi samostatnými filtračnými tlmivkami a nulovými diódami na sekundárnych stranách meničov (prevzaté z [1]).....	19
Obr. č. 3.1-1: Realizované výkonové transformátory.....	32
Obr. č. 4.4.1-1: Tepelná schéma sekundárnych usmerňovacích a nulových diód pri výpočte strát a následného návrhu chladiča s určením jeho tepelného odporu $R_{\theta}$ .....	43
Obr. č. 5-1: Varianty používaných záťaží pripájaných za sekundárnymi usmerňovačmi priepustných meničov (upravené z [1]).....	44
Obr. č. 5.1-1: Náhradné zapojenie sekundárnych usmerňovačov spínacím obvodom s možným typom pripojenej záťaže výkonového meniča (upravené z [1]).....	45

Obr. č. 5.1-2: Znázornený priebeh napätia za sekundárnymi usmerňovačmi dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte $u_3(t)$ , na nulovej dióde $D_0$ a priebeh prúdu prechádzajúci výstupnou filtračnou tlmivkou $i_L(t)$ s vyznačením napätia $U_z$ a prúdu $I_z$ na záťaži meniča.....	47
Obr. č. 5.3-1: Vyrobená výstupná filtračná tlmivka s navrhovanou hodnotou indukčnosti $L = 5,19 \mu\text{H}$ a s navinutím $N = 6$ závitov.....	54
Obr. č. 6.1-1: Jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy použitý ako budič pre vytvorenie kladných zapínacích a záporných vypínacích impulzov pri spínaní výkonových tranzistorov meniča (upravené z [1]).....	56
Obr. č. 6.1-2: Časové priebehy veličín vyskytujúcich sa v obvode jednočinného priepustného meniča s demagnetizáciou do Zenerovej Diódy (zmenené z [1]).....	57
Obr. č. 6.3-1: Časť z vyrobených budiacich impulzných transformátorov.....	60
Obr. č. 7-1: Regulačná schéma konštruovaného meniča.....	61

# 1 ÚVOD

V súčasnosti existuje niekoľko základných metód, ktoré možno využiť pri spájaní dvoch kovových materiálov prostredníctvom technologického postupu zvárania elektrickým oblúkom. Medzi najznámejšie patria MIG/MAG, TIG/WIG, TIME/TIME TWIN zváranie, alebo zváranie obalovanou elektródou.

Zvárať sa môže striedavým alebo jednosmerným prúdom. Zváranie striedavým prúdom možno využiť pri zváraní hliníka. V priestoroch, kde je hliník vystavený pôsobeniu okolitého vzduchu sa vytvára na jeho povrchu vrstva oxidu s vysokým bodom tavenia dosahujúcim teploty s hodnotou 2015 °C, pričom samotný hliník sa taví už pri teplote približne 650 °C. Preto býva potrebné vrstvu oxidu odstrániť, pretože tuhý stav oxidovej vrstvy by neumožňoval vniknutie roztaveného hliníka do základného materiálu. Pri zváraní striedavým prúdom dochádza k tomu, že počas kladnej polvlny trvania zváracieho prúdu dochádza k narušeniu vrstvy oxidu, pričom v zápornej polvlnke dochádza k potrebnému prevareniu materiálu a dodaniu potrebného zváracieho výkonu. Zváranie striedavým prúdom predstavuje obmedzenia vzhľadom na kvalitu zvaru, nižšiu stabilitu horenia oblúka, použité elektródy, ako aj na veľkosť zváracieho zariadenia. Zváranie jednosmerným prúdom možno využiť takmer pre všetky druhy kovov. Vyznačuje sa tiež výrazne lepšou stabilitou horenia oblúka, možnosťou použitia rôznych druhov elektród.

Najjednoduchšie zväračky obsahujú transformátor bez výstupného usmerňovača. Sú to zariadenia určené pre zváranie striedavým prúdom. Medzi ich nevýhody možno považovať objemnú konštrukciu o značnej hmotnosti, ako aj obmedzené použitie elektród pri zváraní. Na druhej strane by bolo možno takto postaviť pomerne jednoduché a lacné zariadenie. Občas býva možnosť doplniť takéto zariadenia o výstupný usmerňovač. Ďalšou možnosťou by bolo postaviť tyristorový prúdový zdroj s tyristorovou reguláciou, ktorý by zo striedavého odoberaného prúdu vytvoril jednosmerný zvárací prúd. Medzi nevýhody aj napriek získanému vyhladenému jednosmernému zváraciemu prúdu možno považovať opäť značne rozmernú konštrukciu, pomalú reguláciu výstupnej veličiny, ako aj náchylnosť na kolísanie sieťového napätia. Oveľa lepšie riešenie by mohlo spočívať v stavbe sieťového spínaného zdroja, ktorý by vytváral so sieťového napätia, po usmernení a následnom rozstriedaní, napätie s vysokou frekvenciou v rádoch desiatok kHz. Vďaka vzniknutej vysokej frekvencii možno zrealizovať výkonový transformátor o malých rozmeroch a hmotnosti, čo pozitívne vplyva na minimalizáciu objemu celého zariadenia. Za transformátorom býva zaradený neriadený usmerňovač s výstupnou filtračnou tlmivkou. Oproti zváracím

transformátorom sa vyznačujú značne vyššou účinnosťou pohybujúcou sa približne okolo 90 %.

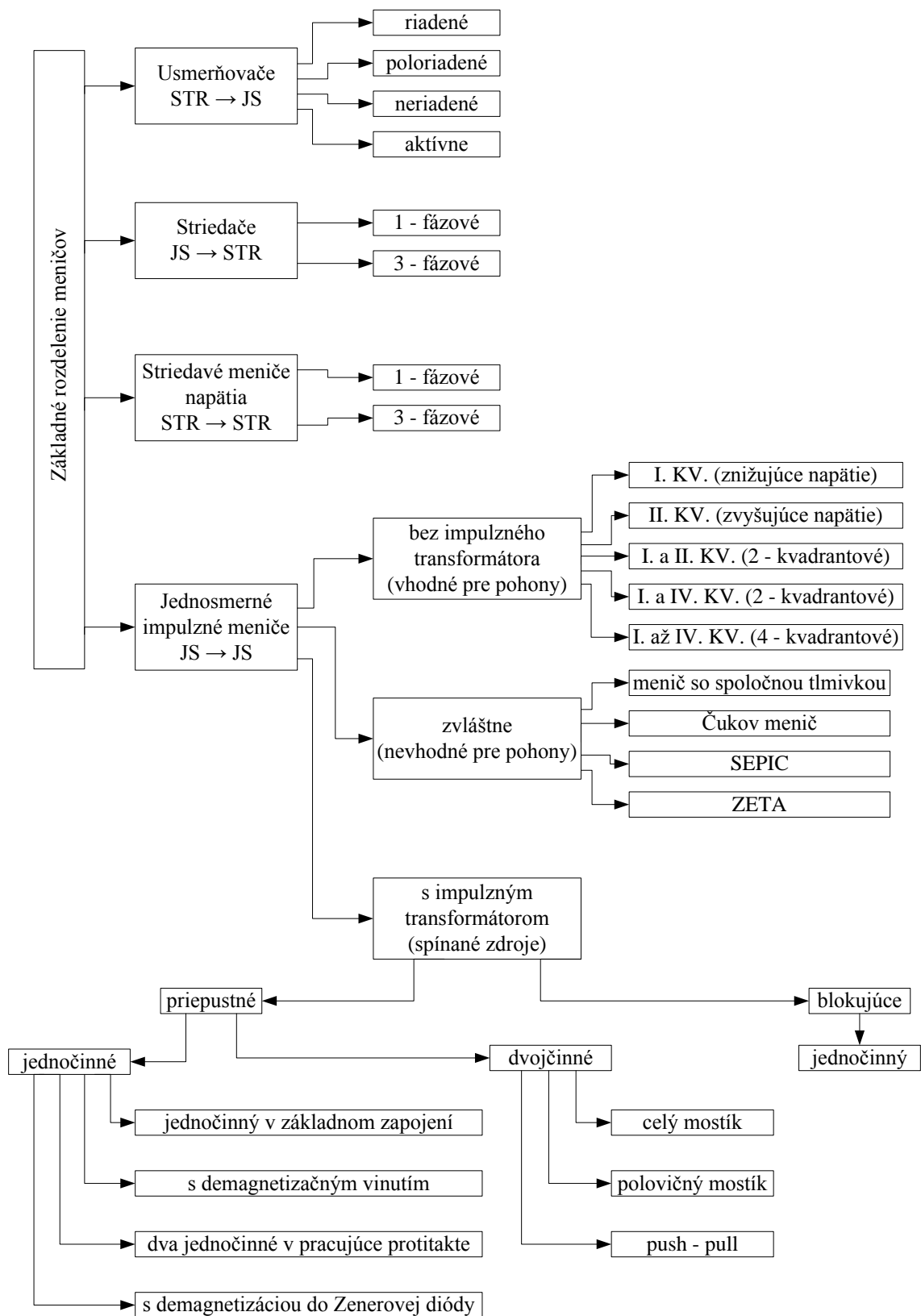
Cieľom práce bolo oboznámiť sa s používanými typmi meničov a s následným výberom výkonového meniča, ktorý by bol následne vhodný pre využitie na zváranie jednosmerným prúdom. Menič, napájaný z jednofázovej siete, mal pracovať na frekvencii 60 kHz. Jeho výkon nemal presahovať 3,6 kW, pričom mal byť schopný dosiahnuť maximálny zvärací prúd o hodnote 140 A. Práca sa zaoberá podrobným návrhom jednotlivých konštrukčných prvkov nachádzajúcich sa v silovom obvode alebo riadiacich obvodoch zväračky. Všetky navrhnuté časti boli následne vyrobené s ohľadom na dostupnosť a cenu jednotlivých komponentov ale zároveň s dôrazom na to, aby bola zaručená čo najvyššia spoľahlivosť, bezpečnosť obsluhy a čo najdlhšia životnosť vyrobeného zariadenia.

## 2 PREHLAD POUŽÍVANÝCH MENIČOV

V súčasnosti existuje široká škála rôznorodých zariadení, ktoré sú často označované ako meniče. Vzhľadom spoločný názov, ktorý im bol priradený sa jedná o zariadenia s rozličnou funkciou. Už samotný názov - menič prezrádza, že sa jedná o aparát, kde môže dochádzať k zmene charakteru elektrickej energie, jednosmernej na striedavú prípadne opačne. Niekedy sa nemení druh energie ale dochádza k zmene medzi vstupnými a výstupnými veličinami. Sú to meniče premieňajúce jednosmernú energiu na jednosmernú typu DC/DC. Bývajú označované aj ako jednosmerné impulzné meniče. Podobne je tomu u striedavých meničov napätia, kde na ich výstupe, ako aj na vstupe sa vyskytuje naopak len energia striedavá. Sú to meniče typu AC/AC. Meniče, ktoré majú na výstupe odlišný charakter energie ako na vstupe, bývajú typu DC/AC alebo opačne AC/DC. V prvom prípade sa jedná o striedače. Druhé spomínané sú usmerňovače. Stručný prehľad týchto meničov sa nachádza na Obr. č. 2-1.

Práca bola zameraná na návrh výkonového meniča pracujúceho s impulzným transformátorom, preto sa v nasledujúcej časti nachádza stručné priblíženie niektorých najčastejšie používaných meničov. Tie sú v zásade typu DC/DC napájané buď z jednosmerného medziobvodu, ktorý vznikne usmernením jednofázovej alebo trojfázovej siete, alebo býva možné ich napájať aj z batérie. Základné rozdelenie týchto meničov je na meniče priepustné a blokujúce. Zatiaľ čo u meničov blokujúcich dochádza k prenosu energie zo vstupu meniča na jeho výstup v čase, keď spínací prvok, najčastejšie tranzistor IGBT alebo MOS-FET, sa nachádza vo vypnutom stave. U blokujúcich meničov býva problém s prenesením energie veľkých výkonov. Preto sa v týchto situáciách s obľubou využíva meničov priepustných, ktoré umožňujú prechod energie v čase zopnutia spínacieho prvku.

Jednočinné priepustné meniče s impulzným transformátorom býva možné ďalej rozdeliť na jednočinné alebo dvojčinné. Menič jednočinný môže pracovať samostatne, ale často sa využíva zapojenie dvoch jednočinných priepustných meničov pracujúcich v protitakte. Možnou variantou, ktorá sa často nevyužíva vďaka značnému napäťovému prekmitu vznikajúcemu na vypnutom tranzistore, býva v použití jednočinného priepustného meniča s demagnetizačným vinutím. Obdobne pracuje aj jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy. Tento druh meniča často nachádza uplatnenie pre vytvorenie riadiacich impulzov, ktoré bývajú galvanicky oddelené a slúžia pre riadenie spínania výkonových tranzistorov umiestnených v silovej časti meniča [1].

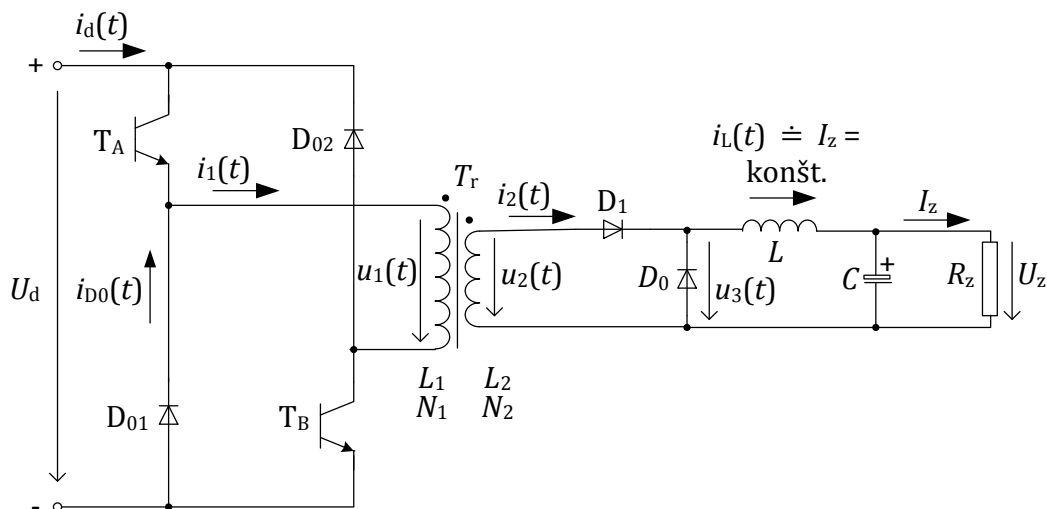


**Obr. č. 2-1:** Prehľad základného rozdelenia používaných meničov(vychádza z [1], [2]).

## 2.1 Jednočinný priepustný menič pracujúci s impulzným transformátorom

Zapojenie tohto typu meniča sa nachádza na Obr. č. 2.1-1. Na priebeh veličín v závislosti na čase vyskytujúcich sa v obvode poukazuje Obr. č. 2.1-2. Pre zjednodušenie činnosti meniča sa predpokladá, že výstupná tlmivka, ktorá tvorí spolu s kondenzátorom LC-filter má predpokladanú nekonečne veľkú indukčnosť, čo má za následok, že prechádzajúci prúd cez tlmivku je minimálne zvlnený a možno ho považovať za hodnotu prúdu pretekajúceho pripojenou záťažou na výstupe meniča. Ďalšie zjednodušenie spočíva v tom, že sa neuvažuje výstupná rozptylová indukčnosť impulzného transformátora  $L_{2,k}$ . Transformátor oplýva ideálnou magnetickou väzbou s hodnotou činiteľa magnetickej väzby  $k = 1$ .

Menič má za napäťovým medziobvodom umiestnenú dvojicu tranzistorov. Obidva výkonové tranzistory v meniči bývajú zapínané a vypínané naraz. Na hladine 300 V, ktorá vznikne z dvojcestného usmernenia a následného vyfiltrovania jednofázovej siete sa väčšinou používajú tranzistory MOS-FET. Pri štetpulznom usmernení trojfázovej siete vznikne napätie v medziobvode približne o hodnote 542 V, pričom v tejto oblasti nachádzajú využitie prevažne tranzistory IGBT.



Obr. č. 2.1-1: Zapojenie jednočinného priepustného meniča (upravené z [1]).

Postupne dochádza k pravidelnému zapínaniu a následnému vypínaniu obidvoch výkonových tranzistorov  $T_A$  a  $T_B$  naraz. V okamihu zopnutia obidvoch tranzistorov sa jadro impulzného transformátora magnetizuje, pričom v čase ich vypnutia sa jadro transformátora demagnetizuje. Priebeh napätia  $u_1(t)$  na primárnej strane transformátora potom mení hodnoty  $+U_d$ ,  $0$  V a  $-U_d$ . V dobe, kedy dôjde k zopnutiu tranzistorov nadobudne  $u_1(t)$  hodnoty  $+U_d$ . Magnetizačný prúd transformátora  $i_\mu(t)$  je určený integrálom z kladnej hodnoty napätia  $u_1(t)$ . Jeho

priebeh je vďaka tomu znázornený rastúcou úsečkou pri zanedbaní nelinearity magnetizačnej charakteristiky použitého materiálu jadra transformátora až do času  $t_1$ , kedy budú obidva tranzistory vypnuté. Magnetizačný prúd však nezanikne vďaka existencii magnetizačnej indukčnosti, ktorá bráni tomu aby prúd zanikol skokom. Ten si musí hľadať potom cestu, kadiaľ by sa uzatvoril, čo mu umožnia práve primárne nulové diódy  $D_{01}$  a  $D_{02}$ . Na vinutí sa potom objaví záporná hodnota medziľahlého napätia medziobvodu. Magnetizačný prúd je daný rovnako integrálom z  $u_1(t)$ . Nakoľko nadobúda  $u_1(t)$  zápornej polarity, musí byť priebeh  $i_\mu(t)$  klesajúci po priamke. Primárne napätie  $u_1(t)$  klesne na nulu až v čase, kedy obidve nulové primárne diódy sa uzatvoria vďaka zániku magnetizačného prúdu.

Sekundárne napätie transformátora  $u_2(t)$  kopíruje primárne napätie  $u_1(t)$  avšak je zmenené o prevod použitého transformátora. Prevod je priamoúmerný strednej hodnote napätia medziobvodu  $U_d$  a počtu sekundárnych závitov  $N_2$ , ktoré ho zvyšujú na rozdiel od počtu primárnych závitov  $N_1$  spôsobujúcich pokles prevodu a následné znižovanie napätia na sekundári transformátora. Priebeh napätia  $u_3(t)$  predstavuje usmernený signál za sekundárnym usmerňovačom tvoreným diódou  $D_1$  a nulovou diódou  $D_0$ . Nulová dióda  $D_0$  zabezpečí prechod prúdu  $i_L(t)$  aj v čase, keď tranzistory sú vo vypnutom stave a dióda  $D_1$  je polarizovaná v závernom smere záporným napätím  $u_2(t)$ . Usmerňovače sa využívajú jednocestné, na rozdiel od dvojčinných meničov, u ktorých bývajú používané usmerňovače dvojcestné. Dôvod spočíva v tom, že pre zaistenie vyhovujúceho procesu demagnetizácie je potrebné zabezpečiť to, aby na prenos energie meničom nebol využitý záporný demagnetizačný pulz. Tvar prúdu  $i_2(t)$  na sekundárnej strane transformátora má tvar pravouhlých impulzov kladnej polarity. V týchto intervaloch je hodnota prúdu  $i_2(t)$  konštantná čo je spôsobené prítomnosťou tlivky s veľkou hodnotou indukčnosti. Priebeh magnetickej indukcie  $B(t)$  a magnetického toku  $\Phi(t)$  predstavujú trojuholníkový tvar, pretože ich možno získať zintegrovaním napätia  $u_1(t)$ . Existencia nelinearity feromagnetika nemá vplyv na  $B(t)$  ani  $\Phi(t)$  avšak môže ovplyvniť priebeh magnetizačného prúdu  $i_\mu(t)$ . Primárny prúd  $i_1(t)$  je zložený z prúdu magnetizačného  $i_\mu(t)$  a prúdu zo sekundára transformátora pretransformovaného na primárnu jeho stranu. Priebeh prúdu z napäťového medziobvodu  $i_d(t)$  je daný rozdielom odoberaného prúdu  $i_c(t)$  pri zopnutí tranzistorov a dodávaného prúdu z primárnych nulových diód  $i_{D0}(t)$  počas demagnetizácie transformátora naspäť do medziobvodu. Ak by došlo k stavu, že menič bude pracovať naprázdno, čo spôsobí nulovú hodnotu prúdu na záťaži  $I_z$ , bude teda aj nulová hodnota sekundárneho prúdu pretransformovaného na primárnu stranu transformátora, čo má za následok nulovú strednú hodnotu prúdu v čase magnetizácie a demagnetizácie transformátora. Vďaka tejto

skutočnosti by nastala situácia, kedy by bol odoberaný stredný výkon zo zdroja nulový.

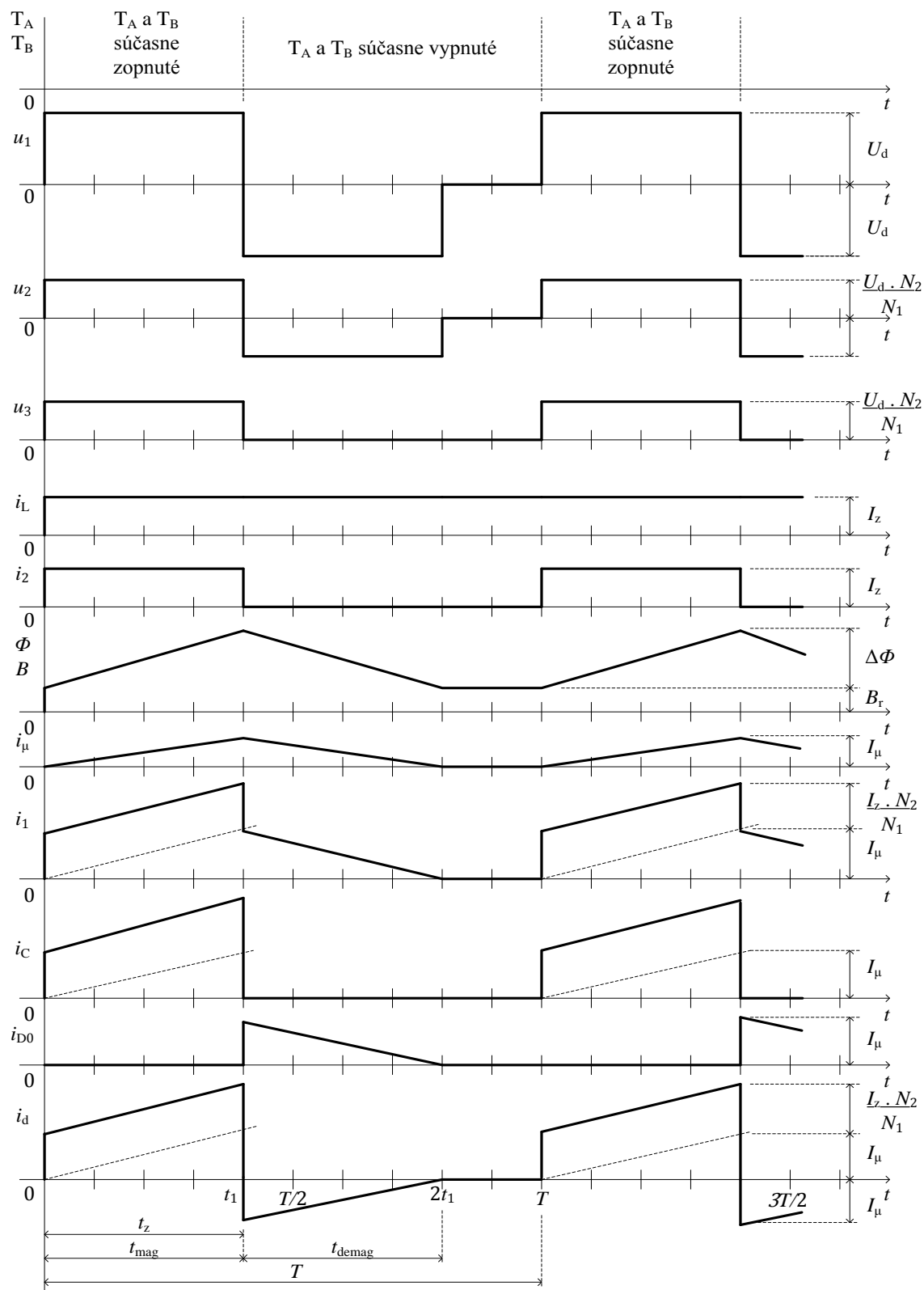
Strieda je definovaná ako podiel doby zapnutia tranzistorov  $t_z$  k celkovej perióde  $T$  podľa nasledujúceho vzťahu

$$s = \frac{t_z}{T} . \quad (2.1-1)$$

Maximálna strieda  $s_{\max}$  nesmie prekročiť hodnotu 0,5 čomu odpovedá, že maximálna doba zapnutia tranzistorov nesmie prekročiť čas dlhší ako je polovica periódy  $T$ . V opačnom prípade by mohlo dôjsť lavínovému presýteniu transformátora. Došlo by tak k tomu, že magnetizačný prúd  $i_\mu(t)$  by nestihol počas jednej periódy zaniknúť a klesnúť na nulu a nemohol by sa tak ukončiť proces demagnetizácie. Veľkosť tokotvorného magnetizačného prúdu je určená

$$i_\mu(t) = I_0 + \frac{1}{L} \cdot \int u_1 dt . \quad (2.1-2)$$

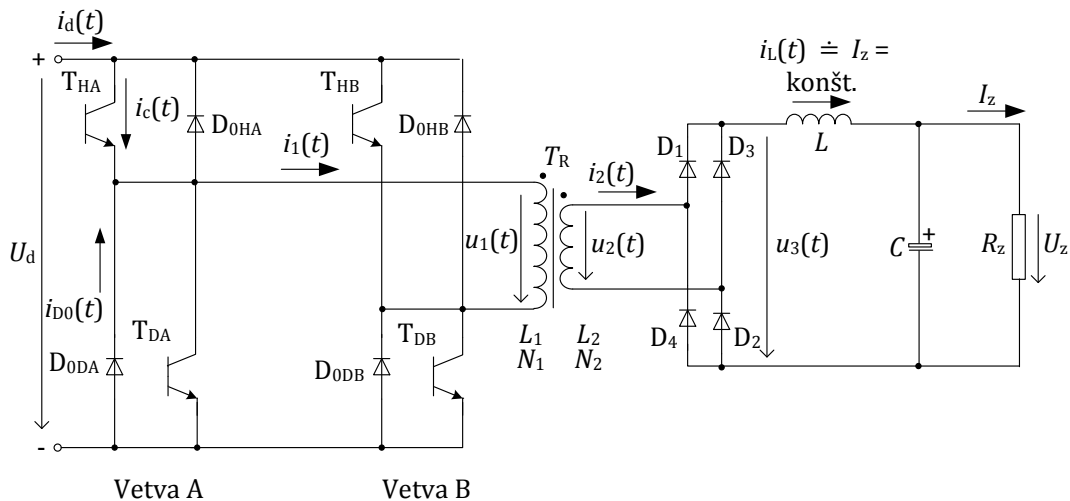
Ak dochádza k stavu, že  $i_\mu(t)$  sa bude integrovať tak, že počiatočná podmienka  $I_0$  nebude nulová a zároveň sa bude za každú ubehnutú periódu zvyšovať, bude  $i_\mu(t)$  postupne narastať, čo je veľmi nežiaduce. Jeho maximálna hodnota je obmedzená v konečnom dôsledku veľkosťou napätia medziobvodu  $U_d(t)$  a odporom primárneho vinutia  $R_{Cu1}$ . Obdobne s magnetickým prúdom rastie aj magnetický tok. Jadro transformátora je za týchto okolností značne presycované pričom zároveň klesá jeho indukčnosť, čo prispieva opäť k rastu  $i_\mu(t)$ . Následkom tejto skutočnosti dôjde k tepelnému poškodeniu primárneho vinutia. Tento dej značne rýchly, odohrá sa behom niekoľkých sekúnd [1].



**Obr. č. 2.1-2:** Teoretické priebehy veličín jednočinného priepustného meniča znázornené za zjednodušujúceho predpokladu spočívajúceho v nekonečne veľkej indukčnosti výstupnej tlmičky, ako aj dokonalej magnetickej väzby transformátora (prepracované z [1]).

## 2.2 Dvojčinný priepustný menič pracujúci s impulzným transformátorom v zapojení celého mostíka

Zapojenie dvojčinného priepustného meniča s impulzným transformátorom, sekundárnym usmerňovačom, výstupnou filtračnou tlmivkou a pripojenou záťažou sa nachádza na Obr. č. 2.2-1. Riadenie meniča môže byť realizované podľa niektorého z nasledujúceho riadiaceho algoritmu. Môže sa jednáť o využitie prvého alebo druhého riadiaceho algoritmu, pričom tranzistory výkonového meniča sú spínané pre každý algoritmus odlišným spôsobom.



Obr. č. 2.2-1: Zapojenie dvojčinného priepustného meniča v konfigurácii celého mostíka, použité z [1]).

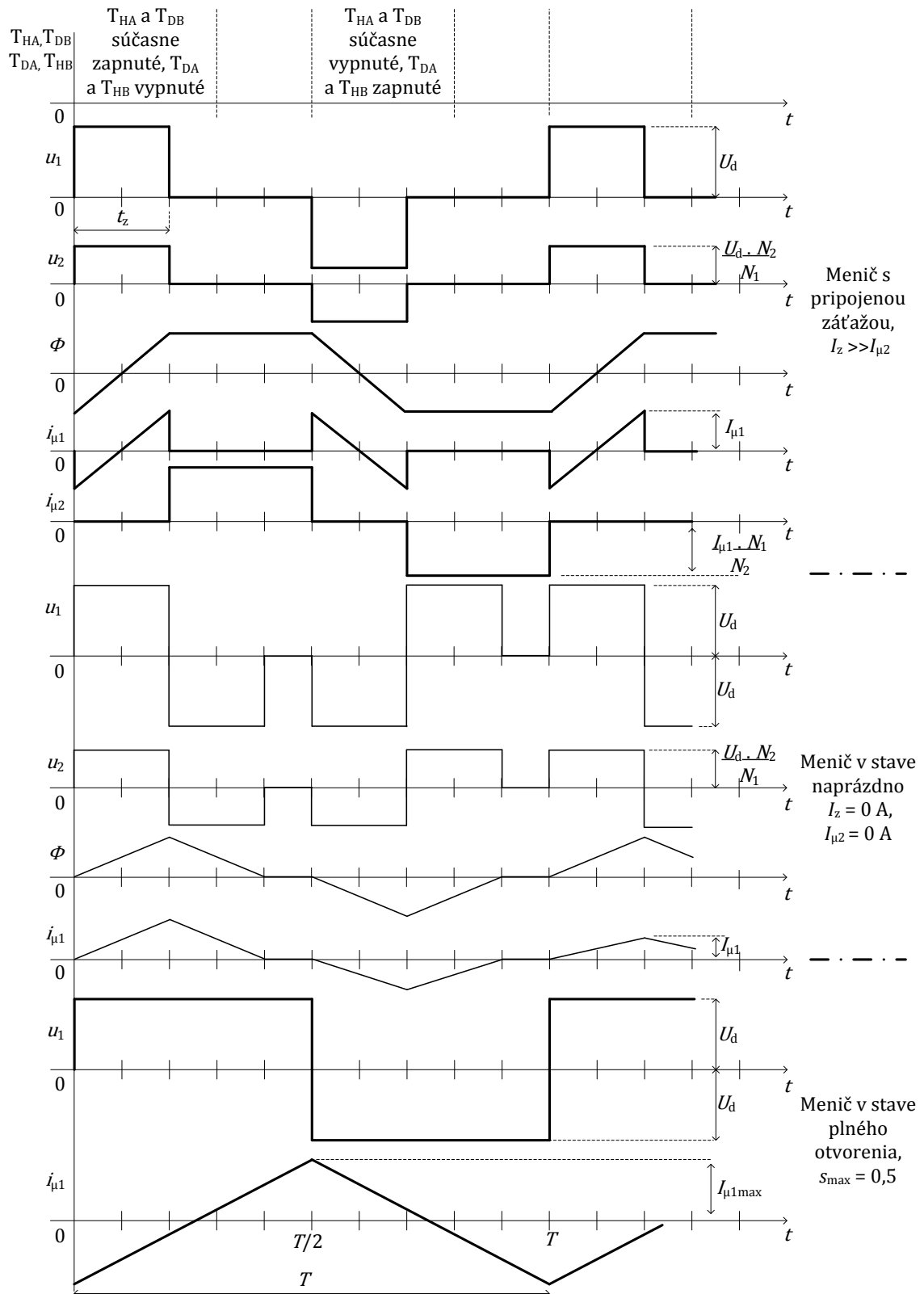
### 2.2.1 Prvý možný typ riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča

Pri využití prvého riadiaceho algoritmu dochádza k súčasnému spínaniu oboch tranzistorov v uhlopriečke meniča označených podľa Obr. č. 2.2-1 ako  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$ . Takýmto spôsobom dochádza k pravidelnému striedaniu oboch uhlopriečok. Súčasne sú zopnuté tranzistory  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$ , následne sú naraz vypnuté a zopne sa druhá uhlopriečka, dvojica tranzistorov označených ako  $T_{DA}$  a  $T_{HB}$ .

Strieda je daná podielom doby zopnutia uhlopriečky meniča k celkovej perióde, podľa nasledovného vzťahu

$$s = \frac{t_z}{T} . \quad (2.2-1)$$

Časové priebehy významných veličín prítomných v dvojčinnom priepustnom meniči s využitím prvého riadiaceho algoritmu sa nachádzajú na Obr. č. 2.2.1-1. Priebehy veličín sú značne závislé od stavu, či menič pracuje naprázdno, alebo so záťažou [1].



**Obr. č. 2.2.1-1:** Priebehy veličín v čase, vyskytujúcich sa v dvojčinnom priepustnom meniči, pri využití prvého riadiaceho algoritmu (upravené z [1]).

Pre správnu činnosť meniča je potrebné zabezpečiť, aby maximálna doba zopnutia  $t_z$  obidvoch tranzistorov umiestnených v jednej uhlopriečke meniča bola menšia o určitý ochranný čas od hodnoty polovice periódy  $T/2$ . Ak by došlo k tomu, že veľkosť doby  $t_z$  by bola väčšia ako hodnota  $T/2$ , nastala by situácia, v ktorej by sa začala prekrývať doba vedenia horného a dolného tranzistora v jednej vetve meniča. Tento stav by následne viedol k nežiaducemu skratovaniu zdroja napätia medziobvodu a následnému vzniku poruchy. Veľkosť ochrannej doby by mala byť minimálne dvojnásobná vzhľadom na celkovú vypínaciu dobu  $t_{off}$  použitých tranzistorov na stavbu meniča.

V stave naprázdno si možno povšimnúť podobnosť časových priebehov primárneho napätia transformátora  $u_1(t)$ , sekundárneho napätia  $u_2(t)$ , ako aj magnetického toku  $\Phi(t)$  s obdobnými časovými priebehmi priepustného jednočinného meniča. Rozdiel medzi priebehmi jednočinného meniča a meniča dvojčinného spočíva v tom, že v druhej polperióde sa u dvojčinného meniča zopne druhá dvojica tranzistorov, opačná uhlopriečka, čo má za následok vznik opačnej polarizácie primárneho napätia. Priebehy sa preklopiť podľa časovej osi do zápornej polarizácie.

Pre zaťažovací režim platí predpoklad, že prúd na výstupe meniča  $I_z$  je oveľa väčší ako magnetizačný prúd na sekundárnej strane transformátora  $I_{\mu 2}$ . V okamžikoch, kedy sú všetky štyri tranzistory meniča vo vypnutom stave, nedochádza k demagnetizácii jadra transformátora. Hodnota magnetického toku sa nemení, zostáva na hodnote, ktorá vznikla naitegrováním z predchádzajúceho deja. V týchto okamžikoch si možno predstaviť namiesto sekundárneho usmerňovača, pozostávajúceho zo štyroch diód, nulovú diódu, ktorou sa uzatvára prúd meniča  $I_z$ . Záťažný prúd  $I_z$  sa rozdelí približne na polovicu, pričom každá polovica prúdu pretečie jednou vetvou sekundárneho usmerňovača. Z úvahy založenej na tom, že na každej dióde sekundárneho usmerňovača by vznikol rovnaký úbytok napätia, možno považovať nulovú hodnotu napätia na sekundári transformátora  $u_2$  v čase vypnutia všetkých tranzistorov. To je v režime zaťaženia úplne odlišná situácia, k akej by došlo v režime meniča pracujúceho naprázdno. Sekundárnemu vinutiu transformátora sa javí nulové sekundárne napätie  $u_2$  ako zdanlivý skrat. Nulové sekundárne napätie transformátora sa s prevodom transformuje na primárnu stranu, čo má za následok vznik podobne nulového primárneho napätia  $u_1$ . Následkom tohto stavu nepotečie transformátorom primárny magnetizačný prúd. Magnetizačný prúd v tomto okamihu tečie cez sekundárne vinutie, na ktorom je prítomný zdanlivý skrat. Na vznik magnetického toku v jadre transformátora nemá vplyv to, ktorým vinutím transformátora tečie v danom okamihu tokotvorný magnetizačný prúd.

Ak by menič pracoval v režime plného otvorenia, teda s hodnotou striedy

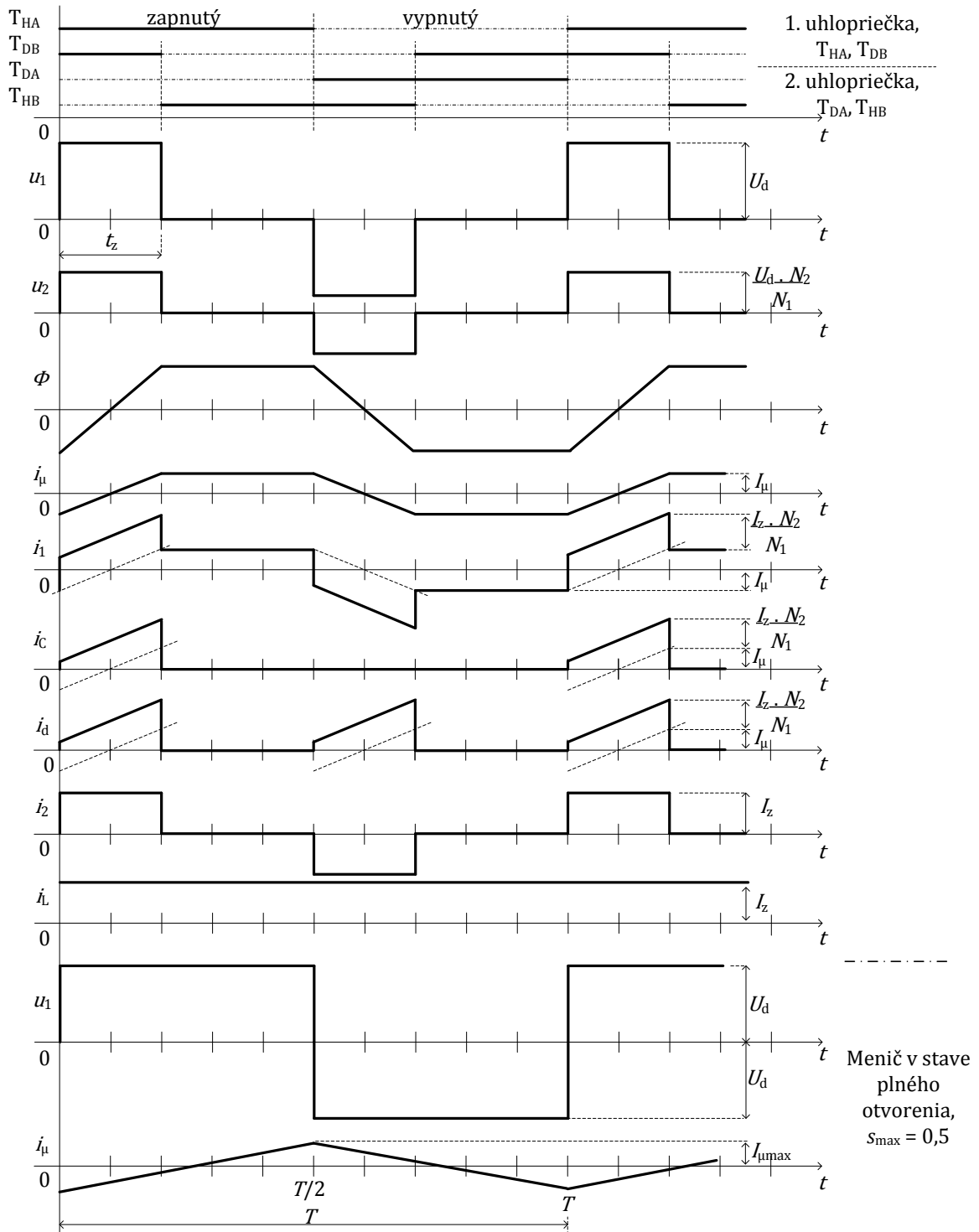
$s = 0,5$  prestane byť dôležité, či menič pracuje naprázdno alebo je zaťažený. Priebehy magnetizačného prúdu a toku by boli pri plnom otvorení pre obidva režimy zhodné, nezávislé od zaťaženia. Z tohto stavu sa vychádza pri návrhu výkonového transformátora [1].

## 2.2.2 Druhý možný typ riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča

Princíp riadenia tranzistorov spočíva v tom, že horný alebo dolný tranzistor, ktorý je umiestnený v jednej vetve je zapnutý počas maximálnej doby  $T/2$  tak, ale zároveň tak, aby neboli zapnuté naraz obidva tranzistory. Priebehy veličín sú znázornené na Obr. č. 2.2.2-1. Zároveň musí byť zaistená určitá ochranná doba, vďaka ktorej nenastane možné prehorenie vetve meniča. Obidve vetve meniča, pozostávajúce zo štvorice tranzistorov bývajú riadené obdobne s premenným fázovým posuvom nadobúdajúcim hodnôt od 0 do  $T/2$ . Šírka vzniknutých impulzov primárneho napätia transformátora  $u_1(t)$  je potom zhodná s hodnotou fázového posuvu obidvoch vetví meniča, ktorého hodnota nemôže prekročiť hodnotu  $T/2$ . Maximálnej hodnote fázového posuvu odpovedá maximálna možná hodnota dosiahnuteľnej striedy jednej uhlopriečky meniča  $s = 0,5$ . Pravidelne, počas každej pracovnej polperiódy, dochádza k skratovaniu primárneho vinutia transformátora, pre obidva smery prúdu. Pri riadení podľa druhého riadiaceho algoritmu dochádza k nasledovnej postupnosti v spínaní tranzistorov podľa Obr. č. 2.2-1. Celá postupnosť sa periodicky opakuje s periódou  $T$ . V prvom okamihu sa môžu zapnúť tranzistory v prvej uhlopriečke  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$ . Tranzistor  $T_{DB}$  sa vypne, pričom  $T_{HA}$  zostáva zapnutý a zároveň sa zapne tranzistor  $T_{HB}$ , čím vznikol horný skrat. Tranzistor  $T_{HB}$  sa ponechá zapnutý, vypne sa tranzistor  $T_{HA}$  a zároveň zapne  $T_{DA}$ , čím sa zapla druhá uhlopriečka, obráti sa smer prúdu, ako aj polarita primárneho napätia  $u_1(t)$ . Následne sa ponechá zapnutý tranzistor  $T_{DA}$ , vypne sa  $T_{HB}$  a zapne  $T_{DB}$ , čím sa docieli vzniku dolného skratu primárneho vinutia transformátora. Obidve vetve meniča sa podieľajú na vedení magnetizačného prúdu, avšak magnetizačný prúd v prvej vetve A je vedený len tranzistorami, v druhej vetve B len diódami. Táto skutočnosť je daná fázovým spomalením vetve B oproti prvej vetve A. Zmenu vedenia magnetizačného prúdu by bolo možné doceliť zmenou riadiacich signálov obidvoch vetví. Magnetizačný prúd býva v porovnaní s pracovným prúdom meniča veľmi malý, často zanedbateľný, preto prúdovo nezaťažuje použité polovodiče meniča.

Vďaka postupne vznikajúcim skratom na primárnom vinutí transformátora, prebieha magnetizácia z primárnej strany vinutia. Sekundárna strana vinutia transformátora sa na procese magnetizácie nepodieľa. Preto nie je potrebné klásť

zvýšený dôraz na realizáciu sekundárneho diódového usmerňovacieho mostíka [1].



**Obr. č. 2.2.2-1:** Priebehy významných veličín v čase, prítomných v dvojčinnom priepustnom meniči, pri využití druhého riadiaceho algoritmu (modifikované z [1]).

### **2.2.3 Porovnanie prvého a druhého riadiaceho algoritmu pre riadenie dvojčinného priepustného meniča**

Pre množstvo aplikácií býva vhodné použiť prvý riadiaci algoritmus. Rovnako tak možno nájsť celú radu technických situácií, kde by bolo vhodné využiť, na druhej strane, druhý typ riadiaceho algoritmu. Preto nie je vhodné vo všeobecnosti prehlásiť, či jeden alebo druhý riadiaci algoritmus je vždy pre danú aplikáciu najvhodnejší. Záleží to často od zložitosti konštruovaného zariadenia, požiadaviek na spoľahlivosť, ako aj v neposlednom rade kladenej, pokiaľ možno najnižšej cenovej náročnosti konštruovaného zariadenia, vrátane jeho nielen silových ale aj riadiacich obvodov. Možno však ale spomenúť niektoré základné výhody alebo nevýhody, ktorými oplývajú spomínané riadiace algoritmy majúce tak vplyv na vlastnosti meniča.

U prvého riadiaceho algoritmu možno považovať za výhodu použitie riadiacich signálov rovno pre riadenie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte. Za nevýhodu možno považovať zvýšenú požiadavku na vyváženosť sekundárneho diódového mostíka. V opačnom prípade by mohlo dôjsť k stavu, kedy sekundárne napätie bude obsahovať určitú malú, ale nenulovú jednosmernú zložku, ktorá by spôsobovala trvalú jednosmernú magnetizáciu jadra transformátora. Prúd spôsobujúci presýtenie by bol potom daný veľkosťou jednosmernej zložky napätia a odporom sekundárneho vinutia transformátora.

Druhý riadiaci algoritmus eliminuje nevýhodu prvého riadiaceho algoritmu spočívajúci v možnej existencii nevyváženosti sekundárneho diódového mostíka [1].

## **2.3 Porovnanie vlastností u jednočinného priepustného a dvojčinného priepustného meniča**

Vhodnosť použitia meniča jednočinného alebo dvojčinného pre stavbu daného zariadenia často záleží od mnohých okolností a preto nemožno vždy považovať daný typ jedného z meničov za najvhodnejší. Všeobecne však platí, že v oblasti prenášaných výkonov nad 1 kW nachádzajú výhodnejšie uplatnenie meniče dvojčinné oproti meničom jednočinným.

Za predpokladu rovnakého prenášaného výkonu býva objem a zároveň hmotnosť potrebného impulzného transformátora u meniča dvojčinného približne polovičná oproti meniču jednočinnému. Táto výhoda nachádza uplatnenie pri konštruovaní meničov väčších výkonov, ako aj pri hromadnej sériovej výrobe zariadení. U menších výkonov býva občas výhodné použiť menič jednočinný, ktorého výhodou sa môže stať polovičný počet tranzistorov s polovičným počtom

budičov. U meniča jednočinného odpadá problém spojený so vznikom jednosmernej magnetizácii jadra a jej následným odstránením. Výsledné zariadenie môže tak oplývať jednoduchosťou a zároveň cieľovými nižšími výrobnými nákladmi.

V praxi býva s výhodou možné použitie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte. Na sekundárnej strane pracujú meniče do spoločnej záťaže. Na primárnej strane sa môžu meniče zapojiť paralelne alebo sériovo na kapacitný delič. Možnou variantou býva zapojenie primárnych strán meničov paralelne na kapacitný delič a sekundárne obvody môžu pracovať paralelne do svojich dvoch samostatných tlmiviek [1].

## **2.4 Dva jednočinné priepustné meniče pracujúce v protitakte**

V praxi býva občas výhodné použiť, namiesto dvojčinného priepustného meniča, dva jednočinné priepustné meniče pracujúce v protitakte. Tieto meniče pracujú do spoločnej záťaže.

Pre riadenie meničov sa využíva PWM modulátora, na ktorého výstupoch bývajú dva signály, vzájomne posunuté. Tieto signály bývajú využívané pre funkciu budičov a následné správne spínanie výkonových tranzistorov konštruovaného meniča. V skutočnosti sa na PWM modulátore môže uplatňovať nežiaduce synchronne rušenie. K najnepriaznivejšej situácii dochádza práve vtedy, ak rušivé napätie na vstupe modulátora dosahuje polovičnej hodnoty frekvencie vzhľadom na hodnotu frekvencie nosného trojuholníkového signálu použitého PWM modulátora. V tomto stave by dochádzalo k tomu, že strieda obidvoch výstupných signálov z PWM modulátora by nebola zhodná, čo spôsobuje neželané dopady na funkciu a spoľahlivosť meniča.

Existuje niekoľko variant v zapojení a následnej realizácii výsledného meniča pozostávajúceho z dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte. Výkonový menič môže byť realizovaný paralelným pripojením primárnych obvodov jednočinných meničov na napäťový medziobvod. Podobne existuje možnosť pripojenia primárnych obvodov jednotlivých meničov sériovo na kapacitný delič napäťového medziobvodu. Pri tejto druhej variante býva občas vhodné, aby meniče nepracovali do jednej centrálnej výstupnej filtračnej tlmivky, ale do dvoch samostatných, pričom býva zároveň potrebné použiť namiesto jednej nulovej diódy u predchádzajúcich variant dve samostatné, pre každý jednočinný menič. Spomínané tri najzákladnejšie varianty eliminujúce vplyv možného výskytu synchronného rušenia, pri použití dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte, so zobrazenými zapojeniami a priebehmi, sa nachádzajú v nasledujúcich podkapitolách [1].

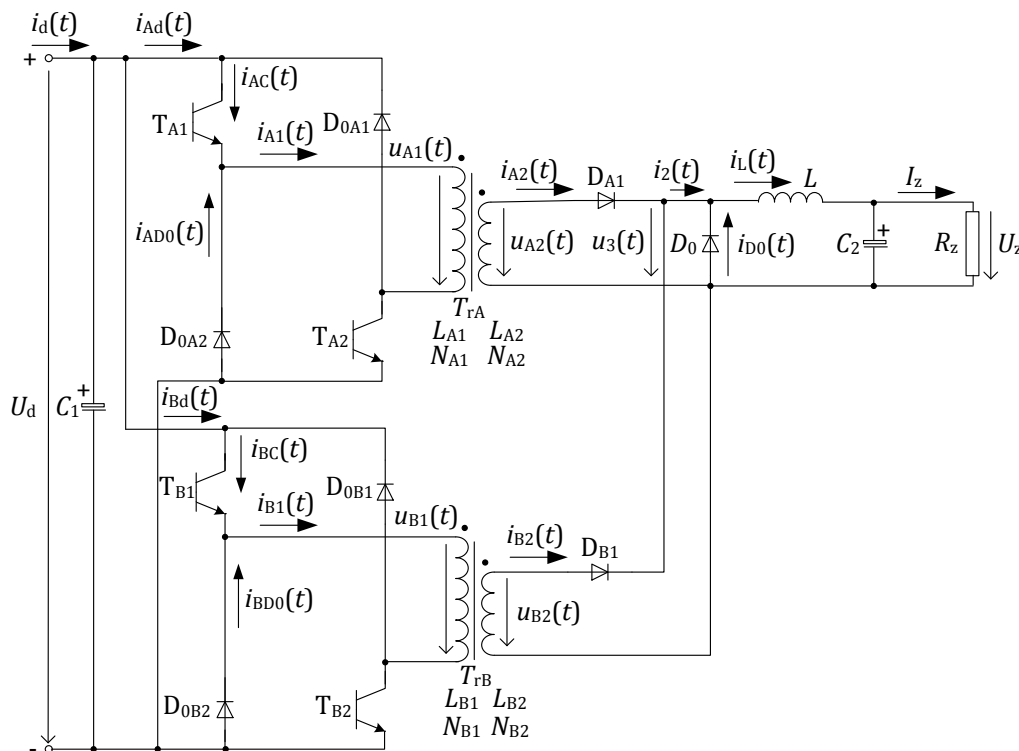
## 2.4.1 Dva jednočinné meniče pracujúce v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými paralelne

Možné prevedenie tohto typu zapojenia meničov sa nachádza na Obr. č. 2.4.1-1.

Priebehy veličín s princípom spínania dvoch jednočinných meničov v zapojení približuje Obr. č. 2.4.1-2. Odvodenie časových priebehov vychádzalo z podobných úvah ako u jednočinného dvojčinného priepustného meniča.

Riadenie meničov v protitakte znamená spínať tranzistory spodného meniča B tak, aby riadiace signály pre zopnutie tranzistorov  $T_{B1}$  a  $T_{B2}$  boli spomalené o čas, ktorý je rovný hodnote polovice periódy za riadiacimi signálmi pre tranzistory horného jednočinného meniča A s označením  $T_{A1}$  a  $T_{A2}$ . Výhoda riadenia meničov v protitakte spočíva v tom, že na výstupe za jednočinnými meničmi sa získa dvojnásobná strieda. Taktiež dochádza k tomu, že sa zdvojnásobí výstupná frekvencia vzhľadom na spínaciu frekvenciu tranzistorov, čo pôsobí pozitívne v zmysle znižovania výstupnej filtračnej tlmivky.

Malá nesymetria riadiacich signálov nie je významne škodlivá. Dochádzalo by pri nej k úmernej nesymetrii prúdových impulzov na sekundároch transformátorov a zároveň aj nesymetrii pri prenášaní činných výkonov [1].

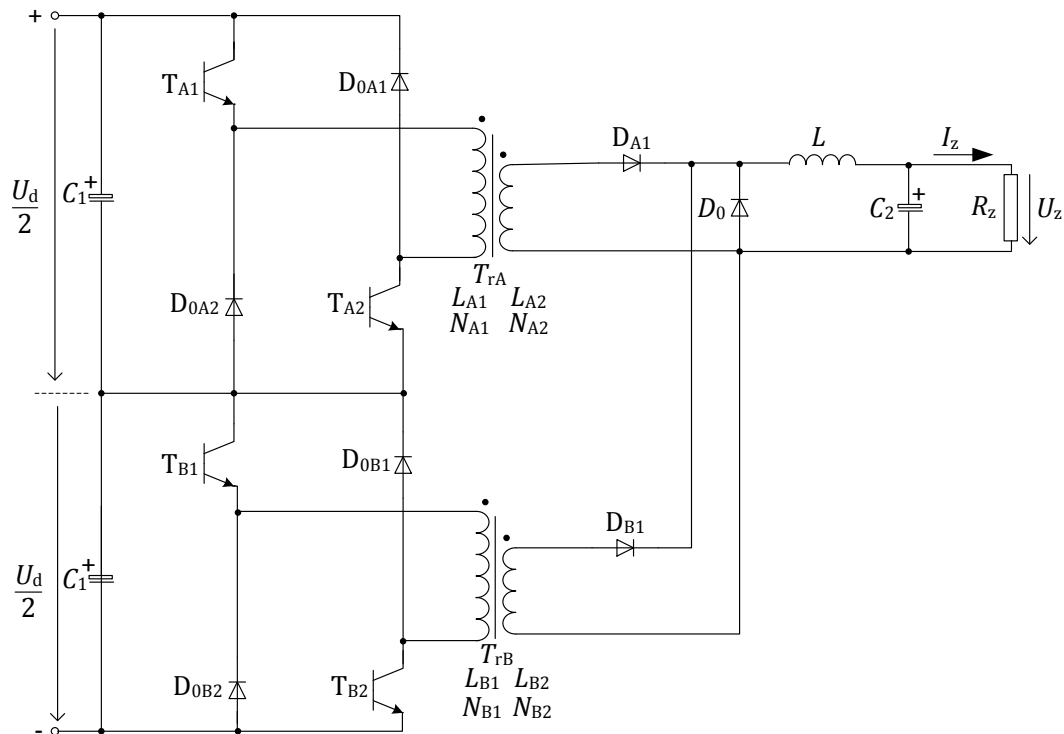


**Obr. č. 2.4.1-1:** Zapojenie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte do spoločnej záťaže, s primárnymi obvodmi pripojenými paralelne k napäťovému medziobvodu (upravené z [1]).



## 2.4.2 Dva jednočinné meniče v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič

Zapojenie meničov zobrazené na Obr. č. 2.4.2-1 býva možné využiť v situáciách, kedy tranzistory nie sú tak odolné, aby mohli byť priamo pripojené na danú napäťovú hladinu medziobvodu.



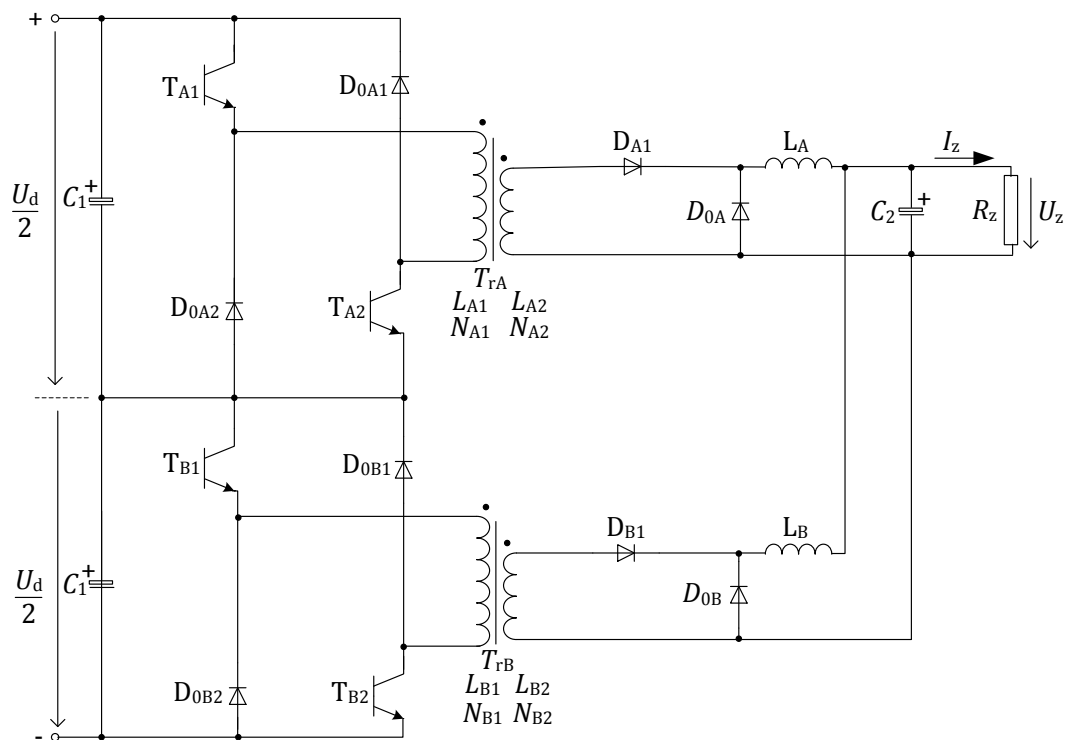
**Obr. č. 2.4.2-1:** Dva jednočinné meniče pracujúce v protitakte do spoločnej záťaže s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič (použitý z [1]).

U sériového radenia primárnych obvodov dvoch jednočinných meničov sa negatívne môže prejaviť synchronne rušenie a to tak, že dôjde k následnému nerovnomernému rozváženiu jednosmerných napájacích napätí. Dôjde k situácii, pri ktorej nebude napájacie napätie na vstupe každého z meničov rovné hodnote  $U_d/2$ . Kapacitný delič v skutočnosti nezaistí presné rozloženie napätia medziobvodu na polovice, ako ani nezabezpečí pevný potenciálový stred. Môže dôjsť k stavu, kedy z jedného kondenzátora sa bude čerpať väčší náboj ako z druhého a môže tak dôjsť k jeho celkovému vybitiu. Vďaka použitiu jednej spoločnej výstupnej tlmivke sa dosiahne rovnakej výšky sekundárnych prúdových impulzov. Tieto impulzy môžu vzniknúť o nezhodnej striede, čo sa následne prejaví v ich nezhodnej strednej hodnote a následnému vybíjaniu jedného z kondenzátorov. Nevhodnosť tohto typu zapojenia možno eliminovať tretím typom zapojenia, kedy by sa nahradila jedna filtračná tlmivka dvomi

samostatnými, pre každý jednočinný menič. Pre správnu činnosť meničov je potrebné tiež nahradiť jednu nulovú diódu dvomi, pre každý menič a jeho filtračnú tlmivku [1].

### 2.4.3 Dva jednočinné meniče v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými sériovo na kapacitný delič a s vlastnými tlmivkami a nulovými diódami

Výhodné zapojenie, zobrazené na Obr. č. 2.4.3-1, umožňuje prácu jednotlivých tlmiviek s rôznou hodnotou prúdov tečúcich zo sekundárov príslušných transformátorov.



**Obr. č. 2.4.3-1:** Zapojenie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte s primárnymi obvodmi zapojenými do série na kapacitný delič a dvomi samostatnými filtračnými tlmivkami a nulovými diódami na sekundárnych stranách meničov (prevzaté z [1]).

Po paralelnom pripojení jednotlivých výstupných filtrov, aj v dôsledku nesymetrie, pri stave, kedy každý z meničov pracuje z rôznou striedou, bude na výstupe rovnaká stredná hodnota napätia. Koľkokrát klesne strieda jednému z meničov, toľkokrát mu vzrastie napätie na jeho príslušnom kapacitnom deliči. Vplyvom nesymetrie striedy dôjde k vyváženiu kapacitného deliča. Úplné vyváženie kapacitného deliča však v praxi nikdy nenastane. Pri malej nesymetrii,

ktorá nie je škodlivá, dochádza k podobne minimálnemu nevyváženiu kapacitného deliča.

## **2.5 Porovnanie dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte s meničom dvojčinným**

Pri porovnaní bola uvažovanou variantou zapojenie, dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte, ktoré mali primárne obvody pripojené paralelne na napäťový medziobvod a sekundárne obvody pracovali paralelne do spoločnej záťaže. Porovnanie vychádzalo opäť z predpokladu rovnakého prenášaného výkonu cez obidve varianty zapojenia meničov. Pri pohľade na objem konštruovaného transformátora vyplýva, že u dvojčinného meniča by vyšiel približne o 8,3 % menší ako by sa dosiahlo pri vyhotovení transformátorov dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte. Na prvý pohľad táto zdanlivá výhoda však nie je natoľko výrazná, aby bola rozhodovacím hľadiskom o vhodnosti použitia jednej varianty zapojenia proti druhej. Naopak, pri hlbšom pohľade si možno uvedomiť, že veľkosť hysteréznych strát transformátora u meniča jednočinného je približne štvrtinová až polovičná vzhľadom na hysterézne straty transformátora meniča dvojčinného. Nižšie hysterézne straty vo výsledku napomáhajú v zmysle znižovania objemu transformátora jednočinného meniča, pretože je možné zvýšiť frekvenciu prípadne mierne zvýšiť hodnotu indukcie v jadre transformátora jednočinného meniča.

Medzi výhodu dvoch meničov jednočinných pracujúcich protitakte do spoločnej záťaže možno považovať skutočnosť, kedy nedochádza k jednosmernému presýteniu jadra transformátora vplyvom nesymetrie riadiacich signálov. Následne nevzniká potreba potláčať túto nesymetriu s využitím výkonového oddel'ovacieho kondenzátora, prípadne pomocou regulačnej slučky. Sekundárny usmerňovač postačí vyhotoviť s využitím dvoch usmerňovacích diód a jednej nulovej diódy. Tým, že tranzistory v žiadnej vetve nie sú zapojené nad sebou poskytuje minimálne dve veľké výhody. Nemôže tak nastať prehorenie vetve meniča a následné skratovanie medziobvodu. Prakticky veľmi užitočným je to, že na emitore horného vypnutého tranzistora nevzniká veľká strmosť napätia  $du/dt$  pri zopnutí dolného tranzistora. Vďaka tejto skutočnosti nie je výlučne potrebné zhotovovať budič s vysokou kvalitou galvanického oddelenia. Na konštrukciu dvoch jednočinných meničov by bolo potrebné použiť dva impulzné transformátory, ktorých celkový objem približne zhodný s objemom jedného transformátora dvojčinného meniča. Stavbou zariadenia orientovanou na použitie dvoch transformátorov zrovnateľného objemu s objemom transformátora dvojčinného meniča sa s výhodou zväčší chladiaca plocha transformátora. Pri uvažovaní, že realizované transformátory by boli výsledkom optimálneho návrhu

a pri navinutí jedného sekundárneho závitu by sa docielilo 5,657krát väčšej hodnoty výstupného prúdu u dvoch meničov jednočinných vzhľadom na dosiahnutú hodnotu prúdu u meniča dvojčinného.

Medzi nevýhody dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte možno považovať dvojnásobné napäťové namáhanie sekundárnych usmerňovacích diód oproti diódam, ktoré by sa použili na stavbu dvojčinného meniča. V súčasnosti ale existuje celá rada polovodičov, ktoré bezpečne zvládajú tieto hodnoty napätí. Oproti dvojčinnému meniču dochádza u dvoch jednočinných meničov k zhoršeniu využitia magnetického feritového materiálu. Pretože pri vzraste maximálnej magnetickej indukcie v jadre transformátora  $B_{\max}$  vrastie aj remanentná indukcia  $B_r$  čo spôsobí nevýraznú zmenu ich rozdielu uplatňujúcu sa pri návrhu transformátora.

## 2.6 Výber vhodného typu meniča na stavbu zariadenia

Konštruované zariadenie, ktoré malo byť cieľom návrhu a výsledkom tejto práce, malo pracovať ako zväčša napájaná z jednofázovej siete 1 x 230 V. Požadovaný prenášaný výkon mal dosahovať približne hodnoty 3,36 kW. Z tohto dôvodu by bolo možné využiť dvojčinného priepustného meniča, ktorý nachádza uplatnenie v priemysle od hodnoty prenášaného výkonu 1 kW. Vzhľadom na nadobudnuté predchádzajúce konštrukčné skúsenosti bol návrh zariadenia orientovaný na využitie dvoch jednočinných meničov pracujúcich do spoločnej záťaže s primárnymi obvodmi pripojenými paralelne na napäťový medziobvod. Každý z meničov prenesol polovicu z prenášaného výkonu, teda výkon o hodnote približne 1,68 kW. Výber tohto typu meniča bol v neposlednom rade ovplyvnený aj spomínanými výhodami predchádzajúcej podkapitoly, ktorými takáto konfigurácia oplýva.

Menič mal pracovať s frekvenciou o hodnote 60 kHz. V práci bol prevedený ďalej podrobný návrh jednotlivých polovodičových súčiastok na primárnej a sekundárnej strane dvoch osobitných jednočinných meničov. Išlo predovšetkým o návrh výkonových tranzistorov, primárnych nulových diód, sekundárnych usmerňovacích diód, sekundárnej nulovej diódy a výstupnej filtračnej tlmivky. Potrebné bolo navrhnuť tiež budiace a riadiace obvody celého zariadenia.

### 3 VÝKONOVÝ TRANSFORMÁTOR PRIEPUSTNÝCH MENIČOV

Impulzný transformátor využívaný u priepustných meničov pracuje narozdiel od sieťového transformátora s frekvenciou rádovo desiatok kHz. Vďaka zvýšeniu frekvencie možno vyhotoviť transformátor o malých rozmeroch a nízkej hmotnosti, čo má pozitívny vplyv na minimalizáciu hmotnosti celkového konštruovaného zariadenia. Pracovný kmitočet transformátorov používaných v spínaných zdrojoch by nemal prekračovať pracovnú frekvenciu 300kHz. Prekročením tejto hodnoty frekvencie by nastala situácia vedúca k tomu, že transformátor by nezmenšoval svoje rozmery pri zvyšovaní frekvencie. Nastal by strmý nárast hysterézných strát v transformátore, čo si vyžaduje znižovanie hodnoty maximálnej pracovnej indukcie. Potrebné býva tiež zabezpečiť minimálnu izolačnú bariéru, aspoň 2 kV, medzi primárnym a sekundárnym vinutím. Pri realizácii transformátora je potrebné myslieť tiež na možnú existenciu skin efektu vo vodičoch vinutia. Nezanedbateľnou potrebou je zabezpečenie čo najväčšieho činiteľa väzby  $k$ .

Na vyhotovenie jadier transformátorov sa využívajú feritové materiály, ktoré vďaka veľkej hodnote merného elektrického odporu pohybujúceho sa v rozmedzí  $\rho = 10^{-3} \Omega\text{m}$  až  $10^9 \Omega\text{m}$  majú takmer nulové vírivé straty. Feritové materiály sa ďalej delia na magneticky mäkké a magneticky tvrdé ferity. V technickom priemysle sa zväčša vyskytujú magneticky mäkké ferity dvoch základných druhoch ako ferity manganato-zinočnaté a ferity nikelnato-zinočnaté.

Na stavbu meničov s výkonovými magnetickými obvodmi sa používajú ferity manganato-zinočnaté. Používajú sa zmesi MnO, prípadne ZnO spolu s Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. V konečnom vyhotovení sa vyznačujú tvrdosťou ale zároveň sú krehké a manipulácia s nimi musí byť opatrná. Hodnota relatívnej permeability sa pohybuje v rozmedzí  $\mu_{r\text{Fe}} = 600$  až 2300. Pracovná indukcia dosahuje hodnôt v rozsahu  $B_{\text{max}} = 0,25 \text{ T}$  až  $0,4 \text{ T}$ . Remanentná indukcia sa pohybuje medzi  $B_r = 0,03 \text{ T}$  až  $0,15 \text{ T}$ . Hodnoty koercitívnej sily bývajú v intervale  $H_c = 7 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$  až  $15 \text{ A}\cdot\text{m}^{-1}$ . Možné je ich využiť pre medzný kmitočet od 400 kHz do 1 MHz.

Pre konštruovanie meničov s nevýkonovými signálovými magnetickými obvodmi použitými na stavbu feritových antén, vysokofrekvenčných ladiacich cievok alebo signálových transformátorov možno využiť materiálov nikelnato-zinočnatých. Tieto materiály sú zložené z NiO alebo ZnO spolu s Fe<sub>2</sub>O<sub>3</sub>. Hodnota relatívnej permeability dosahuje nižších hodnôt oproti predchádzajúcim magneticky mäkkým materiálom v rozsahu  $\mu_{r\text{Fe}} = 8$  až 500. Pracovná indukcia je podobne nižšie položená oproti predchádzajúcim. Jej hodnota sa pohybuje

v rozmedzí  $B_{\max} = 0,1 \text{ T}$  až  $0,2 \text{ T}$ . Hodnoty koercitívnej sily dosahujú vyšších hodnôt od  $H_c = 100 \text{ A.m}^{-1}$  až  $1500 \text{ A.m}^{-1}$ . Použité nachádzajú v rozsahu kmitočtu približne od  $10 \text{ MHz}$  až do  $200 \text{ MHz}$  [1].

### 3.1 Návrh výkonového transformátora

Pri návrhu meniča a teda aj výkonového transformátora boli uvažované nasledovné vstupné údaje. Predpokladaná hodnota napätia na záťaži meniča bola  $U_z = 24 \text{ V}$ . Požadovaná maximálna hodnota prúdu na výstupných svorkách bola  $I_z = 140 \text{ A}$ . Bolo počítané s hodnotou napätia medziobvodu  $U_d = 305 \text{ V}$  a s hodnotou pracovnej frekvencie meniča  $f = 60 \text{ kHz}$ . Uvažovaná hodnota striedy jedného jednočinného meniča bola  $s = 0,35$ . Predpokladaná prúdová hustota vo vinutí výkonového transformátora bola  $\sigma = 3,5 \text{ A.mm}^{-2}$ . Návrh vychádzal z [1].

Na stavbu celého zariadenia bolo potrebné vyhotoviť dva výkonové transformátory, pre každý jednočinný menič, keďže výkonový menič mal pozostávať z dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte do spoločnej záťaže.

Výpočet činného alebo stredného výkonu jedného jednočinného meniča, ktorým sa preniesie polovica celkového výkonu výkonového meniča, za predpokladanej účinnosti meniča  $\eta_{\text{men}} = 1$ , v napäťovom medziobvode  $P_{\check{c}}$ , alebo na primári transformátora  $P_{\check{c}N1}$ , na sekundári transformátora  $P_{\check{c}N2}$ , či na výstupe jedného meniča, bol určený

$$P_{\check{c}} = P_{\check{c}N1} = P_{\check{c}N2} = \frac{1}{2} \cdot P_{\text{výst}} = \frac{1}{2} \cdot U_z \cdot I_z. \quad (3.1-1)$$

Veľkosť činného výkonu jedného jednočinného meniča, ktorý je možno preniesť cez jeho výkonový transformátor, po číselnom dosadení do predchádzajúcej rovnice, pri uvažovaní  $U_z = 24 \text{ V}$ ,  $I_z = 140 \text{ A}$ , vyšla  $P_{\check{c}} = 1,68 \text{ kW}$ .

Pri návrhu transformátora bolo predpokladané, že sa použije toroidné jadro feritového materiálu NiZn typu CF139. Výrobca udával hodnotu maximálnej indukcie pri teplote  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $B_{\text{SAT}100^\circ\text{C}} = 390 \text{ mT}$  a hodnotu remanentnej indukcie pri teplote  $25 \text{ }^\circ\text{C}$ , kde  $B_{\text{r}25^\circ\text{C}} = 180 \text{ mT}$ . Hodnota Curieovej teploty bola pre daný materiál  $T_c = 210 \text{ }^\circ\text{C}$ . Hodnota relatívnej permeability bola  $\mu_{\text{rFe}} = 2100$ . Bližšie informácie o materiáli, ktorý bol neskôr využitý na stavbu transformátora boli vložené do Prílohy A [4].

Elektromagnetická veľkosť jadra, daná súčinom polovice plochy okna  $S_0$  a celou plochou železa  $S_{\text{Fe}}$ , s uvažovaným návrhom na použitie toroidného jadra, sa určila podľa vzťahu

$$\frac{S_0}{2} \cdot S_{\text{Fe}} = \frac{P_{\check{c}}}{k_{\text{p,Cu}} \cdot \sigma \cdot f \cdot (B_{\max} - B_{\text{r}}) \cdot \sqrt{s}}. \quad (3.1-2)$$

Uvažovaný činiteľ plnenia železa v jadre bol pre feromagnetický materiál  $k_{p,Fe} = 1$ . Potom možno považovať čistú plochu železa  $S_{Fe}$  za totožnú s celkovým prierezom použitého jadra  $S_j$ .

Celkový činiteľ plnenia vinutia v okne transformátora  $k_{p,Cu}$  bol získaný zo súčinu vypočítaného činiteľa tvaru vodiča  $k_t$  a určeného činiteľa izolácie  $k_i$  a prídavného činiteľa  $k_{pr}$  ako

$$k_{p,Cu} = k_t \cdot k_i \cdot k_{pr} . \quad (3.1-3)$$

Činiteľ tvaru  $k_t$  závisí na spôsobe navinutia vinutia transformátora ako aj od prierezu použitého vodiča. Vinutie transformátora malo byť realizované vysokofrekvenčným lankom pozostávajúcim zo súboru tenších kruhových vodičov. Použitím tohto typu vinutia bolo možné úspešne potlačiť vznik skinefektu, ale na druhej strane došlo k zníženiu činiteľa plnenia. Jeho približná hodnota bola získaná nasledovne

$$k_t = \left(\frac{\pi}{4}\right)^2 = 0,6169 [-] . \quad (3.1-4)$$

Hodnotu činiteľa izolácie  $k_i$  bolo možné odhadnúť podľa priemeru vodiča použitého na vinutie transformátora [1]. Pre počiatkový odhad, pre priemer vodiča  $d = 0,6$  mm, odpovedala hodnota  $k_i$

$$k_i = 0,8200 [-] . \quad (3.1-5)$$

Hodnota prídavného činiteľa  $k_{pr}$  býva ovplyvnená napríklad hrúbkou použitého vodiča, rozmermi vinutia, počtom závitov, ako aj zručnosťou pracovníka, ktorý by vinutie navíjal. Jeho hodnotu bolo možné zjednodušene stanoviť podľa hrúbky použitého vodiča, podobne ako u  $k_i$  podľa [1]. Uvažovaná hodnota  $k_{pr}$  bola

$$k_{pr} = 0,7500 [-] . \quad (3.1-6)$$

Po dosadení jednotlivých činiteľov  $k_t = 0,6169$ ,  $k_i = 0,8200$  a  $k_{pr} = 0,7500$  do rovnice 3.1-3 sa získala hodnota  $k_{p,Cu} = 0,3794$ . Vypočítaná hodnota  $k_{p,Cu}$  sa nachádzala v rozsahu hodnôt, ktoré sa u transformátorov pohybujú v praxi od 0,3 do 0,4.

Pri návrhu transformátora bol uvažovaný pracovný bod feromagnetika s hodnotami  $B_{max} = 370$  mT a  $B_r = 150$  mT. Po číselnom dosadení do rovnice 3.1-2 s uvažovaním hodnôt  $P_{\xi} = 1,68 \cdot 10^3$  W,  $k_{p,Cu} = 0,3794$ ,  $\sigma = 3,5 \cdot 10^6$  A.m<sup>-2</sup>,  $f = 60 \cdot 10^3$  Hz,  $B_{max} = 0,37$  T,  $B_r = 0,15$  T,  $s = 0,35$  bola získaná hodnota potrebnej elektromagnetickej veľkosti jadra transformátora 162 008 mm<sup>2</sup>. Bolo preto potrebné vybrať z rady vyrábaných toroidných jadier bez vzduchovej medzery jadro, ktorého elektromagnetická veľkosť by bola väčšia ako vypočítaná hodnota elektromagnetickej veľkosti jadra.

Pre konštrukciu dvoch transformátorov boli použité 4 kusy potiahnutých toroidných jadier feritového materiálu MnZn, pre použitie na výkonové aplikácie. Jeden transformátor tvorila dvojica zlepených jadier na sebe. Jednalo sa o jadrá

typu T6325C CF139 od firmy Semic [5]. Výrobca udával, že hodnota prierezu jadra mala hodnotu  $A_e = S_j = 237 \text{ mm}^2$ . Udávaná dĺžka siločiar feromagnetika mala hodnotu  $L_e = l_{Fe} = 128,7 \text{ mm}$ . Údaje o použítom jadre jeho rozmeroch a o použítom materiáli sa nachádzajú v Prílohe A [4] a v Prílohe B [5].

Veľkosť plochy okna  $S_0$  použitého jadra sa určila z rozmerov uvedených v Prílohe B [5], kde  $d_{jVT} = B_{\min}$  podľa vzťahu

$$S_{0T6325C} = \frac{\pi \cdot d_{jVT}^2}{4}. \quad (3.1-7)$$

Za hodnotu  $d_{jVT}$  bol uvažovaný rozmer  $d_{jVT} = 36,5 \text{ mm}$ . Po dosadení do predchádzajúcej rovnice vyšla veľkosť plochy okna použitého jadra  $S_{0T6325C} = 1046,35 \text{ mm}^2$ .

Elektromagnetická veľkosť transformátora realizovaného s vybraným typom jadier T6325C by mala byť väčšia ako navrhovaná podľa vzťahu

$$\frac{S_{0T6325C}}{2} \cdot 2 \cdot S_{jT6325C} > \frac{S_0}{2} \cdot S_j. \quad (3.1-8)$$

Číselnému dosadeniu do predchádzajúcej nerovnice, pri uvažovaní s hodnotami  $S_{0T6325C} = 1046,35 \text{ mm}^2$ ,  $S_{jT6325C} = 237 \text{ mm}^2$ ,  $S_0 \cdot S_j = 324\,016 \text{ mm}^4$ , bola zachovaná požadovaná nerovnosť v tvare, kedy  $247\,985 \text{ mm}^4 > 162\,008 \text{ mm}^4$ .

Hodnotu magnetizačného prúdu bolo možné získať dvomi spôsobmi. Pri uvažovaní, že transformátor by pracoval v lineárnej časti magnetizačnej charakteristiky, z časových priebehov veličín na Obr. č. 2.1-2 bolo vidieť, že strmnosť nárastu magnetizačného prúdu  $i_\mu(t)$  v dobe zopnutia tranzistora by sa dala vyjadriť ako

$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{I_{\mu\max}}{\frac{T}{2}} = \frac{U_d}{L_1}. \quad (3.1-9)$$

Z predchádzajúcej rovnice bolo možné vyjadriť veľkosť maximálneho magnetizačného prúdu  $I_{\mu\max}$ , pri uvažovaní, že frekvencia  $f$  predstavovala prevrátenú hodnotu periódy  $T$

$$I_{\mu\max} = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot L_1} = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot N_1^2 \cdot \lambda_m} = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rFe} \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}}}. \quad (3.1-10)$$

Po číselnom dosadení do rovnice 3.1-10, za predpokladaných hodnôt  $U_d = 305 \text{ V}$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ ,  $N_1 = 24$  závitov,  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$ ,  $\mu_{rFe} = 2100$ ,  $S_{Fe} = 476 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ ,  $l_{Fe} = 129 \cdot 10^{-3} \text{ m}$ , bola získaná špičková hodnota magnetizačného prúdu, ktorá bola  $I_{\mu\max} = 0,45 \text{ A}$ .

Špičkovú hodnotu magnetizačného prúdu bolo možné určiť aj druhým spôsobom

$$I_{\mu\max} = \frac{2 \cdot f \cdot (B_{\max} - B_r)^2 \cdot l_{\text{Fe}} \cdot S_{\text{Fe}}}{U_d \cdot \mu_0 \cdot \mu_{\text{rFe}}} \quad (3.1-11)$$

Po číselnom dosadení do rovnice 3.1-11, s uvažovanými hodnotami  $f = 60 \cdot 10^3$  Hz,  $B_{\max} = 0,37$  T,  $B_r = 0,15$  T,  $l_{\text{Fe}} = 129 \cdot 10^{-3}$  m,  $S_{\text{Fe}} = 474 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>,  $U_d = 305$  V,  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H.m<sup>-1</sup>,  $\mu_{\text{rFe}} = 2100$ , bola hodnota  $I_{\mu\max} = 0,44$  A. Obidve získané hodnoty špičkového magnetizačného prúdu  $I_{\mu\max}$  prostredníctvom dvoch rôznych postupov výpočtu boli veľmi podobné, uvažovaná hodnota bola preto  $I_{\mu\max} = 0,44$  A.

Potrebný počet závitov primárneho vinutia transformátora  $N_1$  sa určil ako

$$N_1 = \frac{U_d}{2 \cdot f \cdot (B_{\text{SAT}} - B_r) \cdot S_{\text{Fe}}} \quad (3.1-12)$$

Po číselnom dosadení do 3.1-12, kedy  $U_d = 305$  V,  $f = 60 \cdot 10^3$  Hz,  $B_{\max} = 0,37$  T,  $B_r = 0,15$  T,  $S_{\text{Fe}} = 474 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>, bolo potrebné navinúť na primár transformátora  $N_1 = 24$  závitov.

Počet sekundárnych závitov  $N_2$  bol určený nasledovne

$$N_2 = U_z \cdot \frac{N_1}{U_d \cdot 2 \cdot s} \quad (3.1-13)$$

Na navinutie sekundára transformátora pri rešpektovaní spočítaných  $N_1 = 24$  závitov, predpokladanom napätí na výstupe meniča  $U_z = 24$  V, predpokladanej striede  $s = 0,35$ , a hodnote napätia medziobvodu  $U_d = 305$  V by boli potrebné 3 závity.

Veľkosť napätia na záťaži meniča bola určená ako

$$U_z = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_d \cdot 2 \cdot s \quad (3.1-14)$$

Ak by boli navinuté na sekundári transformátora 3 závity, rovnici 3.1-14 by pri  $N_2 = 3$  závity,  $N_1 = 26$  závitov,  $U_d = 305$  V,  $s = 0,35$ , odpovedalo napätie na záťaži meniča s hodnotou  $U_z = 26,69$  V. Počet sekundárnych závitov bol však v skutočnosti upravený s ohľadom na potrebnú veľkosť napätia na záťaži meniča. Potrebné bolo myslieť na existenciu úbytkov napätia vplyvom rozptylovej indukčnosti transformátora  $L_\sigma$ , ako aj na minimálnu hodnotu napätia, pri ktorej by dochádzalo k spoľahlivému zapáleniu oblúka pri zváraní. Preto bolo uvažované, že na sekundári každého transformátora budú navinuté  $N_2 = 4$  závity. Potom by uvažovaná hodnota napätia na výstupe meniča, podľa rovnice 3.1-14, pri  $N_2 = 4$  závity,  $N_1 = 26$  závitov,  $U_d = 305$  V,  $s = 0,35$ , bola  $U_z = 35,58$  V.

Efektívna hodnota prúdu sekundárnym vinutím transformátora  $I_{\text{ef2}}$  bola určená podľa vzťahu

$$I_{\text{ef2}} = I_z \cdot \sqrt{s} \quad (3.1-15)$$

Po dosadení za  $I_z = 140$  A a  $s = 0,35$ , vyšla podľa predchádzajúcej rovnice veľkosť  $I_{ef2} = 82,83$  A.

Za predpokladu, že primárne aj sekundárne vinutie mali rovnaký činiteľ plnenia  $k_{p,Cu}$ , pri zanedbaní malej hodnoty magnetizačného prúdu  $I_{\mu max} = 0,44$  A oproti uvažovanej hodnote prúdu na zátäži meniča  $I_z = 140$  A, bolo možné uvažovať

$$I_{ef1} \cdot N_1 = I_{ef2} \cdot N_2. \quad (3.1-16)$$

Z predchádzajúcej rovnice 3.1-16 bolo možné stanoviť za uvažovaných zjednodušení efektívnu hodnotu prúdu  $I_{ef1}$  tečúcu primárnym vinutím transformátora ako

$$I_{ef1} = I_{ef2} \cdot \frac{N_2}{N_1}. \quad (3.1-17)$$

Po dosadení do rovnice 3.1-17, s hodnotami  $I_{ef2} = 82,83$  A,  $N_2 = 4$  závitov,  $N_1 = 24$  závitov sa získal efektívny primárny prúd o veľkosti  $I_{ef1} = 13,81$  A.

Pri návrhu vinutia transformátora býva potrebné myslieť na vplyv skinefektu. Problém s ním spojený býva výraznejší u transformátorov narozdiel od tlmiviek. Prúd v tlmivke sa nemení skokom, oproti od prúdov transformátora meniacich sa skokom, pričom transformátor pracuje zväčša na frekvencii rádovo desiatok kHz. Podstata elektrického skinefektu spočíva v tom, že pri prechode striedavého prúdu s vysokou frekvenciou cez vodič nastáva vytlačanie prúdu smerom zo stredu vodiča pod jeho povrch. Tento jav má za následok nepriaznivé nerovnomerné rozloženie prúdovej hustoty vo vodiči v zmysle zvýšenia prúdovej hustoty v podpovrchových oblastiach vodiča. Zvýšená prúdová hustota má za následok nepriaznivé zvýšenie tepelných pomerov v podpovrchových oblastiach vodiča, čo môže nepriaznivo vplyvať na izoláciu použitého vodiča, ktorým malo byť vinutie transformátora realizované.

Potlačenie skinefektu býva možné dosiahnuť typom vodiča použitého na realizáciu vinutia. Býva možné využiť tenkej hliníkovej alebo medenej fólie, pričom s jej použitím by sa dosiahlo zároveň väčšieho činiteľa plnenia vinutia  $k_{p,Cu}$ , samozrejme len do určitého rozsahu hodnôt. Čím väčšej hodnoty  $k_{p,Cu}$  by sa dosiahlo, tým by pozitívne vyšla menšia hodnota elektromagnetickej veľkosti jadra transformátora, čo by viedlo k zmenšovaniu transformátora pre daný požadovaný prenášaný výkon. Ďalší spôsob potlačenia skinefektu by spočíval v použití vysokofrekvenčného lanka na vinutie transformátora. Jednalo by sa o vodič vinutia pozostávajúci s väčšieho počtu tenších vodičov. Tento spôsob možno s obľubou využiť u transformátorov zložených z toroidných jadier, čo bolo následne aj využité pre realizáciu vinutí transformátorov.

Pri návrhu priemeru vodičov vinutí transformátorov bolo potrebné stanoviť hĺbku vniku  $\delta$ , ktorá sa zväčšuje s klesajúcou frekvenciou. Výrobca udával pre použitý typ vinutia SYN-FLEX [10] hodnotu mernej elektrickej vodivosti, ktorej

prevrátená hodnota predstavovala hodnotu merného odporu medeného vinutia s hodnotou  $\rho_{\text{Cu,SYNFLEX}} = 1,71 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}^{-1}$ .

Získaná hodnota  $\delta$  sa určila podľa nasledovného vzťahu

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{\text{Cu,SYNFLEX}}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0}}. \quad (3.1-18)$$

Po číselnom dosadení, kedy  $\rho_{\text{Cu,SYNFLEX}} = 1,71 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}^{-1}$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ ,  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$  do rovnice 3.1-18 vyšla hodnota hĺbky vniku  $\delta = 0,27 \text{ mm}$ .

Pre potlačenie vplyvu skin efektu bolo potrebné zabezpečiť, aby priemer vodiča použitého na realizáciu vinutia bol menší ako dvojnásobná hodnota hĺbky vniku, čomu odpovedalo

$$d_{\text{Cu}} \leq 2 \cdot \delta. \quad (3.1-19)$$

Po dosadení do predchádzajúcej nerovnice sa získala podmienka, kedy priemer vodiča použitého na vinutie transformátora by mal byť menší, najviac rovný, ako výsledok nerovnice 3.1-19, teda hodnota  $d_{\text{Cu}} \leq 0,54 \text{ mm}$ . Výpočet by bolo možné previesť aj opačne, ak by bola potreba využiť vodič s určitým priemerom, dalo by sa zistiť podľa rovnice 3.1-18, do akého medzného kmitočtu by bolo možné daný vodič použiť s ohľadom na existenciu skin efektu.

Pre primárne aj sekundárne vinutie transformátora bola zvolená rovnaká hodnota prúdovej hustoty  $\sigma = 3,5 \text{ A.mm}^{-2}$ . Prierez medi sekundárneho vinutia bol potom určený ako

$$S_{\text{Cu2}} = \frac{I_{\text{ef2}}}{\sigma}. \quad (3.1-20)$$

Pri uvažovanej hodnote  $I_{\text{ef2}} = 82,83 \text{ A}$  a  $\sigma = 3,5 \cdot 10^6 \text{ A.m}^{-2}$  bol stanovený potrebný prierez medeného vinutia na sekundári transformátora, ktorého veľkosť bola  $S_{\text{Cu2}} = 23,67 \text{ mm}^2$ .

Z určenej hodnoty  $S_{\text{Cu2}}$  bol vypočítaný priemer medi  $d_{\text{Cu2}}$  na realizované sekundárne vinutie

$$d_{\text{Cu2}} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{\text{Cu2}}}{\pi}}. \quad (3.1-21)$$

S využitím vypočítanej hodnoty  $S_{\text{Cu2}} = 23,67 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$  dosadenej do predchádzajúcej rovnice sa získal potrebný priemer medeného vodiča na realizáciu sekundárneho vinutia transformátora o veľkosti  $d_{\text{Cu2}} = 5,49 \text{ mm}$ . Na navinutie sekundárnych závitov výkonového transformátora bolo použité vysokofrekvenčné lanko zložené zo 190 kusov paralelných vodičov, každý s priemerom  $d_{\text{Cu2lanka}} = 0,4 \text{ mm}$  typu SYNFLEX. Lakovaný vodič obsahoval dve vrstvy glazúry. Výrobca udával maximálnu teplotu vodiča s ohľadom na jeho izoláciu  $200 \text{ }^\circ\text{C}$  [10].

Skutočný prierez realizovaného sekundárneho vinutia  $S_{Cu2skut}$ , pričom číslo 190 znamenalo množstvo paralelne stočených vodičov v jednom závite sekundárneho vinutia transformátora, bol získaný ako

$$S_{Cu2skut} = \frac{190 \cdot \pi \cdot d_{Cu2lanka}^2}{4}. \quad (3.1-22)$$

Výsledkom rovnice 3.1-22, pri použití vodičov, každý s priemerom medi  $d_{Cu2lanka} = 0,4$  mm, bola hodnota  $S_{Cu2skut} = 23,88$  mm<sup>2</sup>. Pri návrhu bola splnená požiadavka, aby skutočný prierez medi realizovaného vinutia  $S_{Cu2skut} = 23,88$  mm<sup>2</sup> bola hodnota väčšia ako výpočtom navrhovaná  $S_{Cu2} = 23,67$  mm<sup>2</sup>.

Obdobným výpočtom bol získaný potrebný prierez medi na realizáciu primárneho vinutia

$$S_{Cu1} = \frac{I_{ef1}}{\sigma}. \quad (3.1-23)$$

Vypočítaná efektívna hodnota primárneho prúdu podľa rovnice 3.1-17 bola  $I_{ef1} = 13,81$  A. Predpokladaná prúdová hustota vo vinutí predstavovala hodnotu  $\sigma = 3,5 \cdot 10^6$  A.m<sup>-2</sup>. Po dosadení do rovnice 3.1-23 sa získal potrebný prierez medi primárneho vinutia o veľkosti  $S_{Cu1} = 3,95$  mm<sup>2</sup>.

Z prierezu  $S_{Cu1}$  bol vypočítaný potrebný priemer medi  $d_{Cu1}$  na primárne vinutie

$$d_{Cu1} = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi}}. \quad (3.1-24)$$

Dosadením hodnoty  $S_{Cu1} = 3,95 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup> do rovnice 3.1-24 sa získal priemer medeného vinutia s hodnotou  $d_{Cu1} = 2,24$  mm. Na realizáciu primárnych závitov výkonového transformátora bolo použité opäť vysokofrekvenčné lanko zložené, pre zmenu zo 126 kusov paralelných vodičov, každý o priemere  $d_{Cu1lanka} = 0,2$  mm rovnakého typu aký bol použitý pre sekundárne vinutie.

Reálny prierez navinutého primárneho vinutia  $S_{Cu1skut}$  bol vypočítaný ako

$$S_{Cu1skut} = \frac{126 \cdot \pi \cdot d_{Cu1lanka}^2}{4}. \quad (3.1-25)$$

Číslo 126 znamená počet paralelných vodičov, zložením týchto vodičov vzniklo lano, ktorým sa navinuli primárne závit transformátora. Hodnota prierezu medeného primárneho vinutia realizovaného vodičmi, každý s priemerom  $d_{Cu1lanka} = 0,2$  mm podľa rovnice 3.1-25 bola  $S_{Cu1skut} = 4,52$  mm<sup>2</sup>. Je to opäť požadovane väčšia hodnota ako hodnota  $S_{Cu1} = 3,95$  mm<sup>2</sup>.

Pre zvolené vinutie bola prevedená kontrola zaplnenia okna

$$N_1 \cdot S_{Cu1skut} + N_2 \cdot S_{Cu2skut} < k_{p,Cu} \cdot \frac{S_{0T6325C}}{2}. \quad (3.1-26)$$

Po číselnom dosadení, kde  $N_1 = 24$  závitov,  $S_{Cu1skut} = 4,52$  mm<sup>2</sup>,  $N_2 = 4$  závitov,  $S_{Cu2skut} = 23,88$  mm<sup>2</sup>,  $k_{p,Cu} = 0,3794$  a  $S_{0T6325C} = 10,46,35$  mm<sup>2</sup> do rovnice 3.1-26, bol

získaný výsledok nerovnice 3.1-26 v tvare, kedy nebolo dosiahnuté, aby pravá strana nerovnice vyšla číselne viac ako strana ľavá. Naopak nerovnosť sa vo výsledku nasledovne otočila do tvaru, kedy  $207 > 199$ . Z uvedeného bolo vidieť, že nedošlo k požadovanému splneniu nerovnice 3.1-26. Transformátor s navrhovaným vinutím bolo však následne možné zrealizovať, napriek tomu, že sa nepodarilo presne splniť požadovanú nerovnosť. Vzhľadom na uvažovanú rezervu spočívajúcu v úvahe, že sa zaplní vinutím len polovica plochy okna. Vo výsledku sa podarilo zaplniť o málo väčšiu plochu ako polovicu plochy okna a bolo možné transformátor nakoniec tak zrealizovať s navrhnutým počtom primárnych a sekundárnych závitov o stanovenom priemere ich vinutí.

Potrebná kontrola prúdovej hustoty v primárnych vodičoch vinutia transformátora  $\sigma_{1skut}$  vychádzala zo vzťahu

$$\sigma_{1skut} = \frac{I_{ef1}}{S_{Cu1skut}}. \quad (3.1-27)$$

Z efektívnej hodnoty primárneho prúdu  $I_{ef1} = 13,81$  A a skutočného prierezu medeného vinutia primára transformátora, o veľkosti  $S_{Cu1skut} = 4,52 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>, sa určila skutočná prúdová hustota v primárnom vinutí transformátora, ktorej hodnota podľa rovnice 3.1-27 vyšla  $\sigma_{1skut} = 3,06$  A.mm<sup>-2</sup>.

Obdobne bola určená aj hodnota skutočnej prúdovej hustoty  $\sigma_{2skut}$  na sekundári transformátora

$$\sigma_{2skut} = \frac{I_{ef2}}{S_{Cu2skut}}. \quad (3.1-28)$$

V rovnici 3.1-28 bola použitá efektívna hodnota prúdu tečúceho sekundárnym vinutím transformátora o veľkosti  $I_{ef2} = 82,83$  A. Uvažovaná hodnota skutočného prierezu sekundárneho vinutia bola  $S_{Cu2skut} = 24,63 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>. Skutočná prúdová hustota v sekundárnom vinutí transformátora potom vyšla  $\sigma_{2skut} = 3,36$  A.mm<sup>-2</sup>.

Z rovníc 3.1-27 a 3.1-28 bolo vidieť, že obidve hodnoty skutočných prúdových hustôt  $\sigma_{1skut} = 3,06$  A.mm<sup>-2</sup> aj  $\sigma_{2skut} = 3,36$  A.mm<sup>-2</sup> v primárnom a sekundárnom vinutí boli spoľahlivo nižšie ako uvažovaná hodnota prúdovej hustoty pri návrhu vinutí, s rovnakou hodnotou pre obidve vinutia, kde  $\sigma = 3,5$  A.mm<sup>-2</sup>.

## 3.2 Realizácia výkonového transformátora

Konštruované zariadenie sa skladalo z dvoch meničov jednočinných pracujúcich v protitakte do spoločnej záťaže ako znázorňuje Obr. č. 2.4.1-1. Každý z jednočinných meničov mal svoj vlastný impulzný výkonový transformátor. Opisovaný výrobný postup sa zaoberal jedným transformátorom, keďže realizácia obidvoch výkonových transformátorov bola totožná.

Z návrhu transformátora vyplynulo, že transformátor mal byť pre dosiahnutie požadovanej elektromagnetickej veľkosti jadra, vyhotovený z dvoch

feritových jadier typu T6325C. Jadrá transformátora mali byť umiestnené paralelne, nad sebou. Preto bolo potrebné jadrá vhodným spôsobom spojiť. Na spojenie jadier sa použilo špeciálne silikónové lepidlo s teplotnou odolnosťou do 310 °C. Jadrá po zlepení boli pevne stlačené. Súčasne ich vonkajší obvod bol niekoľkokrát ovinutý páskou typu 3M-60-12, ktorá sa vyznačuje teplotnou odolnosťou do 180 °C. Páska zabraňovala vzájomnému posuvu jadier počas schnutia lepidla a zároveň napomáhala lepidlu v zmysle konečného kvalitnejšieho a spoľahlivejšieho spojenia jadier.

Dva pevné body vzájomne vzdialené od seba 3,9 m boli postupne ovíjané medeným vodičom typu SYNFLEX o priemere  $d_{Cu1lanka} = 0,2$  mm tak, aby vznikol výsledný vodič obsahujúci súbor 126 paralelne umiestnených vodičov. Veľkosť vzdialenosti 3,9 m bola odvodená zo skutočnosti, že 1 závit vinutia mal z geometrického tvaru jadra, obvod približne 13 cm. Vzhľadom na to, že na primári transformátora malo byť navinutých 24 závitov a pri uvažovanej určitej rezerve, bolo potrebné vyhotoviť lano o dĺžke 3,9 m. Lano vo výsledku vzniklo tak, že jednotlivé vodiče boli stočené použitím elektrickej vrtačky. Vŕtačka bola upnutá na jeden koniec lana, pričom druhý koniec zostal upnutý v jednom z dvojice pevných bodov. Pri stáčaní bolo potrebné postupovať opatrne, s menšími otáčkami vrtačky. Pri postupnom stáčaní sa prstami pridŕžiavalo lano v smere od vrtačky, k pevnému bodu. Aby sa zabezpečilo pekné a pevné stočenie lana, bolo potrebné tento postup stáčania zopakovať niekoľkokrát. Ak by sa lano dostatočne nestočilo, nastal by následne problém pri navíjaní vinutia na jadro. Na hranách jadier by sa vinutie nedržalo v kruhu ale by sa trieštilo do strán. Lano by tak zaberalo viac miesta a mohlo by sa stať, že celkové vinutie by ani nevošlo na jadro v jednej vrstve a v neposlednom rade by takéto vinutie pôsobilo veľmi neesteticky. Naopak, na druhej strane, ak by sa vinutie stáčalo príliš, mohlo by sa stať, že by sa niektoré jednotlivé vodiče pretočili príliš, a došlo by k ich pretrhnutiu. Preto býva potrebné s určitým citom odhadnúť, kedy je lano dostatočne stočené. Vhodné býva niekedy lano ešte párkrát dotáčať, postačí aj ručne, počas procesu ukladania na jadro transformátora.

Podobným postupom vzniklo lano potrebné na navinutie sekundára transformátora. Dva pevné body, medzi ktoré sa postupne vkladali jednotlivé vodiče boli tentokrát umiestnené vo vzájomnej vzdialenosti 1,3 m. Po vzájomnom stočení vodičov, vzniklo lano pozostávajúceho zo súboru 190 vodičov, každý o priemere  $d_{Cu2lanka} = 0,4$  mm. Takto nachystané dve laná boli pripravené na následne navinutie primárneho a sekundárneho vinutia transformátora.

Pri navíjaní primárneho vinutia bol kladený dôraz na to, aby boli jednotlivé závitky umiestnené rovnomerne po celom obvode jadier v rovnakých vzdialenostiach závitov od seba. Rozloženie vinutia malo tak zabezpečiť čo najväčší

činiteľ väzby  $k$  a následne čo najmenšiu výstupnú rozptylovú indukčnosť. Po navinutí primárnych závitov bolo celé jadro s vinutím zaliate do polyuretánovej zalievacej hmoty s označením VUKOL 034. Zalievacia látka mala definovaný bod vzplanutia po prekročení teploty s hodnotou 200 °C. Zalievacia hmota sa miešala s tužidlom typu VUKIT M. Zmiešaná hmota bola vytvrdená pri teplote 25 °C po čase približne 20 hodín. Čas vytvrdenia závisel od pomeru tužidla a zalievacej hmoty, pričom výrobcom uvádzaný pomer bol 100:14. Jadro s vinutím bolo po vytvrdení prvej vrstvy zalievacej hmoty zaliate znova. Zaliatie vinutia zabezpečilo nielen dostatočnú dielektrickú pevnosť medzi primárnym a následne uloženým sekundárnym vinutím, ale aj upevnenie samotného vinutia na jadre a zlepšenie odvodu tepla do okolia..

Na dvakrát zaliate primárne vinutie na jadre bolo navinuté sekundárne vinutie. Pri navíjaní bolo potrebné mať na zreteli vzájomnú polohu a orientáciu začiatkov a koncov primárneho a sekundárneho vinutia. Obidve vinutia boli navinuté v rovnakom smere. Po navinutí sekundárneho vinutia bol celý transformátor opäť dvakrát zaliaty do zalievacej hmoty.

Po vytvrdení zalievacej hmoty boli upravené vývody primárneho a sekundárneho vinutia na potrebné dĺžky. Vývody vinutí bolo potrebné následne pocínovať. Keďže na vinutie boli použité kvalitné vodiče, s dvomi vrstvami laku, nebolo možné previesť pocínovanie priamo. Lak z vodičov bolo potrebné odstrániť. Odstránenie laku sa dosiahlo čiastočne mechanicky a s použitím kyseliny acetylsalicylovej. Na takto pocínovaný a očistený začiatok a koniec sekundárneho vinutia transformátora, dĺžky 2,5 cm, boli nalisované oká o veľkosti 8-50. Začiatok a koniec primárneho vinutia bol zaletovaný priamo na plošný spoj silovej časti meniča.

Celý technologický postup bolo potrebné zopakovať ešte pre druhý transformátor, pretože sa na stavbu zariadenia využili dva jednočinné meniče. Vyhotovenie transformátorov sa nachádza na Obr. č. 3.1-1.



**Obr. č. 3.1-1:** Realizované výkonové transformátory.

## 4 POLOVODIČE SILOVEJ ČASTI MENIČA

Dimenzovanie polovodičov, umiestnených v silovej časti meniča, predstavovalo návrh a následný výber vhodných tranzistorov a primárnych nulových diód umiestnených pred primárom výkonových transformátorov. Za sekundárom výkonových transformátorov bolo potrebné navrhnuť a umiestniť sekundárny usmerňovač, ako aj potrebné nulové diódy. Potrebné bolo vždy previesť prúdové dimenzovanie s ohľadom na napäťové namáhanie daného polovodičového prvku. Návrh polovodičov v celej kapitole vychádzal z literatúry [1].

### 4.1 Návrh výkonových tranzistorov meniča

Pri návrhu meniča bolo možné, vzhľadom na optimálne cenové dôvody, ako aj vlastnosti postačujúce k stavbe zariadenia, použiť tranzistory typu MOS-FET alebo IGBT. Na stavbu boli použité tranzistory IGBT. Návrh sa týkal tranzistorov označených na Obr. č. 2.4.1-1 ako  $T_{A1}$ ,  $T_{A2}$  a  $T_{B1}$  a  $T_{B2}$ .

#### 4.1.1 Prúdové a napäťové dimenzovanie tranzistorov

Špičková hodnota prúdu  $I_{CE\dot{s}p}$ , ktorá by mohla pretekať tranzistorom bola určená

$$I_{CE\dot{s}p} = I_{\mu\max} + I_z \cdot \frac{N_2}{N_1}. \quad (4.1-1)$$

Do predchádzajúcej rovnice boli dosadené hodnoty  $I_{\mu\max} = 0,44$  A,  $I_z = 140$  A,  $N_2 = 4$  závitov,  $N_1 = 24$  závitov. Hodnota špičkového prúdu potom vyšla  $I_{CE\dot{s}p} = 23,77$  A.

Stredná hodnota prúdu tranzistorom  $I_{CEstr}$ , pri zanedbaní magnetizačného prúdu  $I_{\mu\max}$  bola stanovená ako

$$I_{CEstr} = I_z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot s. \quad (4.1-2)$$

Vo výpočte bola predpokladaná hodnota striedy  $s = 0,35$ ,  $I_z = 140$  A,  $N_2 = 4$  závitov a  $N_1 = 24$  závitov. Stredná hodnota prúdu tranzistorom dosahovala podľa rovnice 4.1-2 veľkosti  $I_{CEstr} = 8,17$  A.

Výpočet efektívnej hodnoty prúdu tranzistorom  $I_{CEef}$ , pri zanedbaní magnetizačného prúdu  $I_{\mu\max}$  vychádzal zo vzťahu

$$I_{CEef} = I_z \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \sqrt{s}. \quad (4.1-3)$$

Pri výpočte boli do rovnice 4.1-3 dosadené opäť hodnoty  $I_z = 140$  A,  $N_2 = 4$  závitov,  $N_1 = 24$  závitov pri uvažovanom stave meniča o striede  $s = 0,35$ . Efektívna hodnota prúdu prechádzajúca tranzistorom vyšla  $I_{CEef} = 13,80$  A.

Napät'ové dimenzovanie tranzistorov odpovedalo tomu, že tranzistor musel určite zniesť napätie

$$U_{CEmax} = U_d \cdot \quad (4.1-4)$$

Na stavbu zariadenia boli použité 4 ks IGBT tranzistorov typu HGTG30N60A4D. Zvolené tranzistory mali ochotne zniesť napätie  $U_{CE} = 600$  V, čo malo byť s dostatočnou rezervou viac ako vypočítaná hodnota  $U_{CEmax} = 305$  V. Menovitý prúd tranzistorov bol  $I_c = 75$  A, teda vyšší ako vypočítaná hodnota špičkového prúdu  $I_{CEsp} = 23,77$  A. Od výrobcu udávané doby boli s hodnotami  $t_r = 11$  ns a  $t_f = 58$  ns. Ďalšie katalógové údaje boli vložené do Prílohy C [6].

### 4.1.2 Výpočet strát a návrh chladiča pre tranzistory

Pre výber vhodného typu chladiča, zabezpečujúceho spoľahlivý odvod tepla z výkonových IGBT tranzistorov, bolo potrebné zistiť, aké veľké boli straty vznikajúce na týchto výkonových polovodičoch. Celkové straty boli dané súčtom strát vodivostných a strát prepínacích.

Od výrobcu, z katalógového listu uvedeného v Prílohe C [6], bola zistená hodnota prahového napätia tranzistorov, ktorá mala hodnotu  $U_p = 1,1$  V. Zistená hodnota diferenciálneho odporu, ktorý popisuje chovanie tranzistora v danom bode volt-ampérovej charakteristiky bola  $R_d = 15$  m $\Omega$ .

Celkové straty vznikajúce na tranzistore boli vypočítané podľa vzťahu

$$P_{STRcelk} = P_{STRved} + P_{STRprep} \cdot \quad (4.1-5)$$

Straty vedením na IGBT tranzistore sa určili podľa

$$P_{STRved} = U_p \cdot I_{CEstr} + R_d \cdot I_{CEef}^2 \cdot \quad (4.1-6)$$

Po dosadení do rovnice 4.1-6, kde  $U_p = 1,1$  V,  $I_{CEstr} = 11,2$  A,  $R_d = 15 \cdot 10^{-3}$   $\Omega$ ,  $I_{CEef} = 16,2$  A, bola získaná veľkosť strát vedením prúdu  $P_{STRved} = 16,3$  W. Hodnoty prúdov  $I_{CEstr}$  a  $I_{CEef}$  vychádzali zo vzťahov 4.1-2 a 4.1-3, pri uvažovanej maximálne dosiahnuteľnej striede meniča, kde  $s = 0,48$ .

Výpočet prepínacích strát vychádzal zo

$$P_{STRprep} = f \cdot (W_{on} + W_{off}) \cdot \quad (4.1-7)$$

Uvažovaná frekvencia bola  $f = 60 \cdot 10^3$  Hz. Energie vznikajúce pri zapínaní tranzistora  $W_{on}$  a pri vypínaní tranzistora  $W_{off}$  boli zistené z katalógového listu výrobcu použitých IGBT tranzistorov uvedeného v Prílohe C [6]. Ich hodnoty boli  $W_{on} = 280 \cdot 10^{-6}$  J a  $W_{off} = 500 \cdot 10^{-6}$  J. Po dosadení hodnôt do rovnice 4.1-7, bola získaná veľkosť prepínacích strát  $P_{STRprep} = 46,8$  W.

Po sčítaní strát vodivostných  $P_{STRved} = 9,2$  W a strát prepínacích  $P_{STRprep} = 46,8$  W, podľa rovnice 4.1-5 bola získaná veľkosť celkových strát vznikajúca na jednom tranzistore o veľkosti  $P_{STRcelk} = 63,1$  W.

Výpočet potrebného tepelného odporu chladiča vychádzal zo vzťahu

$$R_{\theta H} = \frac{\vartheta_{j\max} - \vartheta_0}{4 \cdot P_{STR\text{celk}}} - \frac{R_{\theta JC}}{4} - \frac{R_{\theta CH}}{4}. \quad (4.1-8)$$

Pri výpočte tepelného odporu potrebného chladiča výkonových tranzistorov, bol zistený vnútorný tepelný odpor medzi čipom a puzdrom, ktorého hodnota bola  $R_{\theta JC} = 0,27 \text{ K.W}^{-1}$ . Vnútorný tepelný odpor u diódy, ktorú tranzistor v sebe obsahoval, nebol vo výpočte uvažovaný. Hodnota tepelného stykového odporu medzi puzdrom a chladičom bola  $R_{\theta CH} = 0,5 \text{ K.W}^{-1}$ . Tranzistory mali definovanú maximálnu teplotu  $\vartheta_{j\max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Použité hodnoty boli získané z Prílohy C [6]. Uvažovaná teplota okolia bola  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ . Potom pri skutočnosti, že na štyroch tranzistoroch vznikali štvornásobné straty ako vyšli celkové straty jedného tranzistora s hodnotou  $P_{STR\text{celk}} = 63,1 \text{ W}$ , vyšla podľa rovnice 4.1-8 hodnota hľadaného tepelného odporu chladiča  $R_{\theta H} = 0,24 \text{ K.W}^{-1}$ .

Pre chladenie tranzistorov bol použitý jeden chladič, jednalo sa o prírodný, nečiernený hliníkový chladič o veľkosti 12 x 11 cm. Použitý chladič mal 9 kusov rebier vysokých 3,5 cm a hrúbku základne 0,7 cm. Udávaný tepelný odpor bol  $R_{\theta H\text{výr}} = 0,55 \text{ K.W}^{-1}$ , čo bola hodnota väčšia ako spočítaný tepelný odpor chladiča  $R_{\theta H} = 0,24 \text{ K.W}^{-1}$ . Vďaka použitej nútenej centrálnej ventilácie celého zariadenia, táto skutočnosť nevadila, pretože s použitím ventilátora odpor chladiča klesol približne na polovičnú hodnotu. Výpočet tepelného odporu chladiča vychádzal z podobnej tepelnej schémy ako bola zobrazená u tepelného výpočtu chladiča nulovej diódy.

Overenie neprekročenia maximálnej teploty tranzistorov umiestnených na chladiči vychádzalo zo stanovenia maximálnej teploty na chladiči

$$\vartheta_{Si,T} = (\vartheta_0 + \Delta T_H) + 4 \cdot P_{STR\text{celk}} \cdot \left( \frac{R_{\theta JC}}{4} + \frac{R_{\theta CH}}{4} \right). \quad (4.1-9)$$

Pri uvažovaní s hodnotami  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T_H = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{\theta JC} = 0,27 \text{ K.W}^{-1}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,5 \text{ K.W}^{-1}$  a  $P_{STR\text{celk}} = 56 \text{ W}$  vyšla podľa vzťahu 4.1-9 hodnota dosiahnutej teploty približne  $\vartheta_{Si,T} = 158 \text{ }^\circ\text{C}$ . Zo získanej teploty nebolo preukázané, že by dochádzalo k výraznému prekročeniu maximálnej teploty definovanej výrobcom na hodnote  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Tento výsledok bolo možné považovať za stav, kedy nebude dochádzať k prehriatiu súčiastok a s použitím núteného obehu vzduchu sa tranzistory uchladiť. Rovnako pri uvažovaní predpokladu, že menič pracujúci ako zväračka nebude prevádzkovaný trvalo s plnou striedou.

## 4.2 Návrh primárnych nulových diód

Dimenzovanie primárnych nulových diód sa týkalo súčiastok označených na Obr. č. 2.4.1-1 ako  $D_{0A1}$ ,  $D_{0A2}$  ako aj  $D_{0B1}$  a  $D_{0B2}$ .

## 4.2.1 Prúdové a napät'ové dimenzovanie primárnych nulových diód

Špičková hodnota prúdu  $I_{DTšp}$  bola získaná ako

$$I_{DTšp} = I_{\mu\max} + I_z \cdot \frac{N_2}{N_1}. \quad (4.2-1)$$

V rovnici 4.2-1 boli uvažované hodnoty  $I_{\mu\max} = 0,44$  A,  $I_z = 140$  A,  $N_2 = 4$  závitov,  $N_1 = 24$  závitov. Získala sa tak hodnota  $I_{DTšp} = 23,77$  A.

Určená stredná hodnota prúdu diódou  $I_{DTstr}$  vychádzala z nasledovného vzťahu

$$I_{DTstr} = I_{\mu\max} \cdot \frac{s}{2}. \quad (4.2-2)$$

Rovnica 4.2-2 bola vypočítaná pre stav meniča pracujúceho so striedou o veľkosti  $s = 0,35$  a pri uvažovanom magnetizačnom prúde o veľkosti  $I_{\mu\max} = 0,44$  A. Veľkosť strednej hodnoty prúdu prechádzajúceho primárnou nulovou diódou potom bola  $I_{DTstr} = 0,08$  A.

Vypočítaná efektívna hodnota prúdu jednou primárnou nulovou diódou  $I_{DTef}$  bola

$$I_{DTef} = I_{\mu\max} \cdot \sqrt{\frac{s}{2}}. \quad (4.2-3)$$

Výpočet efektívnej hodnoty prúdu vychádzal opäť z hodnôt, kedy  $I_{\mu\max} = 0,44$  A a  $s = 0,35$ . Z rovnice 4.2-3 vyšla hodnota  $I_{DTef} = 0,18$  A.

Primárne nulové diódy mali zniesť rovnakú hodnotu napätia, aká bola vyžadovaná u napät'ového dimenzovania tranzistorov

$$U_{DT,KA\max} = U_d. \quad (4.2-4)$$

Na stavbu meniča boli vybrané primárne nulové diódy typu 30ETH06IR s hodnotou záverného napätia  $U_{RRM} = 600$  V. Použité diódy boli schopné vydržať menovitý prúd do hodnoty  $I_F = 30$  A, čo nebolo v konečnom dôsledku potrebné, pretože v skutočnosti sa taká veľká hodnota prúdu by nemala nimi v pracovnom režime meniča pretekať. Táto voľba bola ovplyvnená dostupnosťou a cenovými dôvodmi vybraných súčiastok. Ďalšie údaje od výrobcu boli zaznamenané v Prílohe D [7].

## 4.2.2 Výpočet strát na primárnych nulových diódach

Výpočtu tepelných pomerov a strát na primárnych nulových diódach nebolo potrebné venovať zvýšenú pozornosť, pretože nimi pretekajúca stredná hodnota prúdu dosahovala malých hodnôt. Pre priblíženie bola z katalógového listu, uvedeného v Prílohe D [7], zistená hodnota prahového napätia, kde  $U_p = 0,4$  V a hodnota diferenciálneho odporu  $R_d = 15 \cdot 10^{-3}$   $\Omega$ . Pri maximálnej

striede meniča o  $s = 0,48$  by bola podľa rovnice 4.2-2 veľkosť  $I_{DTstr} = 0,11$  A a podľa vzťahu 4.2-3 by vyšla veľkosť  $I_{DTef} = 0,22$  A. Potom veľkosť strát na jednej dióde by sa určila

$$P_{STRDT} = U_p \cdot I_{DTstr} + R_d \cdot I_{DTef}^2 \quad (4.2-5)$$

Dosadením predchádzajúcich hodnôt do vzťahu 4.2-5 sa získala hodnota vodivostných strát o veľkosti  $P_{STRDT} = 44,5$  mW. K takmer zhodnému výsledku by sa dostalo už hneď pri zanedbaní druhej polovice pravej strany predchádzajúcej rovnice.

Primárne nulové diódy boli však vybavené malými čiernenými chladičmi, pričom každá z diód mala svoj vlastný lisovaný chladič o rozmere 19,05 mm x 13,21 mm.

### 4.3 Návrh diód sekundárnych usmerňovačov

Pre jednočinné meniče sa využívajú usmerňovače jednocestné. Keďže na stavbu zariadenia boli použité dva jednočinné meniče, kde každý jednotlivý jednočinný menič mal svoj vlastný usmerňovač. Návrh bol orientovaný na sekundárne usmerňovacie diódy označené na Obr. č. 2.4.1-1 ako  $D_{A1}$  a  $D_{B1}$ .

#### 4.3.1 Prúdové a napätové dimenzovanie sekundárnych usmerňovacích diód

Špičková hodnota prúdu usmerňovacou diódou  $I_{Dšp}$  bola považovaná za

$$I_{Dšp} = I_z \quad (4.3-1)$$

Získaná stredná hodnota prúdu  $I_{Dstr}$  bola

$$I_{Dstr} = I_z \cdot s \quad (4.3-2)$$

Vo výpočte bol uvažovaný prúd na záťaži o veľkosti  $I_z = 140$  A. Uvažovaná strieda mala hodnotu  $s = 0,35$ . Stredná hodnota prúdu tečúceho sekundárnou usmerňovacou diódou mala podľa rovnice 4.3-2 veľkosť  $I_{Dstr} = 49$  A.

Vypočítaná efektívna hodnota prúdu  $I_{Def}$  vychádzala zo vzťahu

$$I_{Def} = I_z \cdot \sqrt{s} \quad (4.3-3)$$

Po dosadení do predchádzajúcej rovnice, pri  $I_z = 140$  A a  $s = 0,35$ , vyšla hodnota  $I_{Def} = 83$  A.

Výpočtom stanovená hodnota napätia, ktorou mali byť namáhané usmerňovacie diódy daná podľa

$$U_{D,KAm\max} = \frac{U_z}{s} \quad (4.3-4)$$

Uvažovaná hodnota napätia na záťaži bola  $U_z = 24$  V. Pri striede s hodnotou  $s = 0,35$  vyšlo napätie  $U_{D,KAm\max} = 68,57$  V.

Dva jednocestné sekundárne usmerňovače boli realizované rýchlymi diódami typu MUR6060PT. Udávaná hodnota záverného napätia od výrobcu bola  $U_{RSM} = 600$  V. Diódy mali zniesť menovitý prúd  $I_{FAVM} = 2 \times 60$  A. Ich zotavovacia doba bola  $t_{rr} = 35$  ns. Ďalšie údaje o vybraných sekundárnych usmerňovacích diódach boli vložené do Prílohy E [8].

### 4.3.2 Výpočet strát sekundárnych usmerňovacích diód

Cieľom výpočtu bolo podobne ako u tranzistorov určiť tepelný odpor chladiča s následným výberom chladiča s vyhovujúcim tepelným odporom. Na diódach vznikajú len straty vodivostné, ktoré sú považované za celkové straty na diódach. Výpočet strát bol prevedený zvlášť pre stav meniča pracujúceho s maximálne dosiahnuteľnou striedou, kedy vodivostné straty dosahovali najväčších hodnôt. Naopak, minimálnych strát by sa dosiahlo pri malej hodnote striedy. Z uvedeného vyplýva, že čím väčšia strieda meniča, tým boli väčšie straty na usmerňovacích diódach. Na nulovej dióde pracujúcej s doplnkovou striedou, boli v tomto okamžiku straty minimálne. K opačnému stavu došlo vtedy, ak bola strieda meniča minimálna, potom boli straty na nulovej dióde maximálne a na usmerňovacích diódach minimálne.

Každá z použitých sekundárnych usmerňovacích diód s puzdrom TO-247 obsahovala v sebe dvojicu diód. Každé puzdro malo vyvedené dve anódy a katóda bola spoločná pre obidve diódy, ako znázorňuje Príloha E [8]. Z uvedeného vyplýva, že prúd vstupujúci do usmerňovacej diódy sa rozdelil na polovicu, ktorá pretečie každou z dvojice diód. Pretože boli sekundárne usmerňovacie diódy uložené na jeden spoločný chladič spolu s nulovou diódou, nachádzal sa postup návrhu ich chladiča až v podkapitole zaoberajúcou sa výpočtom strát na nulovej dióde.

Pre výpočet vodivostných strát bolo potrebné stanoviť veľkosť strednej a efektívnej hodnoty prúdu prechádzajúcej v podstate jednou zo štvorice diód, keďže boli použité dve puzdra usmerňovacích diód a každé malo v sebe diódy dve.

Výpočet maximálnych strát vychádzal zo striedy jedného jednočinného meniča dosahujúcej hodnotu  $s = 0,48$ .

Stredná hodnota prúdu jednou diódou bola daná ako

$$I_{Dstr1dióda} = \frac{I_z}{2} \cdot s. \quad (4.3-5)$$

Pri maximálnej striede meniča, kedy  $s = 0,48$  a dosadenej polovice z hodnoty prúdu  $I_z = 140$  A vyšla stredná hodnota prúdu jednou diódou  $I_{Dstr1dióda} = 33,6$  A.

Vypočítaná efektívna hodnota prúdu  $I_{Def1dioda}$  vychádzala zo vzťahu

$$I_{Def1dioda} = \frac{I_z}{2} \cdot \sqrt{s}. \quad (4.3-6)$$

Po dosadení do predchádzajúcej rovnice, pri polovici z  $I_z = 140$  A a  $s = 0,48$ , vyšla hodnota  $I_{Def1dioda} = 48,5$  A.

Určenie veľkosti vodivostných strát vychádzal z nasledujúceho vzťahu

$$P_{STRD,s=0,48} = U_p \cdot I_{Dstr1dioda} + R_d \cdot I_{Def1dioda}^2. \quad (4.3-7)$$

Z katalógového listu, ktorého časť bola vložená do Prílohy E [8] boli získané hodnoty prahového napätia diódy  $U_p = 0,9$  V a hodnota diferenciálneho odporu  $R_d = 10 \cdot 10^{-3} \Omega$ . Do rovnice 4.3-7 boli dosadené hodnoty prúdov  $I_{Dstr1dioda} = 33,6$  A a  $I_{Def1dioda} = 48,5$  A. Potom hodnota maximálnych vodivostných strát na jednej zo štyroch sekundárnych diód, pri maximálnej striede  $s = 0,48$ , bola  $P_{ZTRD,s=0,48} = 30,7$  W.

Najmenších strát na usmerňovacích diódach sa dosiahlo ak strieda dosahovala najmenšiu možnú hodnotu  $s = 0,08$ .

Stredná hodnota prúdu potom jednou diódou bola daná podľa vzťahu 4.3-5. Ak sa dosadila  $s = 0,08$  a pri polovici z hodnoty prúdu  $I_z = 140$  A, vyšla stredná hodnota prúdu jednou diódou  $I_{Dstr1dióda} = 5,6$  A.

Efektívna hodnota prúdu  $I_{Def1dioda}$  bola daná

Po dosadení polovice z  $I_z = 140$  A a hodnoty  $s = 0,08$ , vyšla hodnota, podľa 4.3-6,  $I_{Def1dioda} = 19,8$  A.

Určenie veľkosti vodivostných strát vychádzalo opäť zo vzťahu 4.3-7. Podobne, z katalógového listu uvedeného v Prílohe E [8], boli získané hodnoty prahového napätia diódy  $U_p = 0,9$  V a hodnota diferenciálneho odporu  $R_d = 10 \cdot 10^{-3} \Omega$ . Po dosadení hodnôt prúdov  $I_{Dstr1dioda} = 5,6$  A,  $I_{Def1dioda} = 19,8$  A, vyšla hodnota minimálnych vodivostných strát na jednej z diód, pri minimálnej striede  $s = 0,08$ ,  $P_{ZTRD,s=0,08} = 9$  W.

## 4.4 Návrh sekundárnej nulovej diódy

Nulová dióda, označená na Obr. č. 2.4.1-1 ako  $D_0$ , bola jedna, spoločná pre obidva jednočinné meniče pracujúce v protitakte.

### 4.4.1 Prúdové a napät'ové dimenzovanie sekundárnej nulovej diódy

Špičková hodnota prúdu nulovej diódy  $I_{D0šp}$  a hodnota prúdu na záťaži meniča  $I_z$  boli uvažované za rovnako veľké

$$I_{D0šp} = I_z. \quad (4.4-1)$$

Veľkosť stredného prúdu  $I_{D0str}$  bola popísaná nasledovným vzťahom

$$I_{D0str} = I_z \cdot 2 \cdot (s_{max} - s). \quad (4.4-2)$$

Maximálny prúd na záťaži mohol dosiahnuť najviac veľkosť  $I_z = 140$  A. Uvažovaná strieda pri výpočte bola hodnota  $s = 0,35$ , pričom maximálna strieda nemala prekročiť  $s_{max} = 0,5$ . Z rovnice 4.4-2 sa získala veľkosť  $I_{D0str} = 42$  A.

Efektívna hodnota prúdu nulovou diódou  $I_{D0ef}$  sa určila z rovnakých vstupných veličín ako u predchádzajúcej rovnice

$$I_{D0ef} = I_z \cdot \sqrt{2 \cdot (s_{max} - s)}. \quad (4.4-3)$$

Podľa rovnice 4.4-3 vyšla veľkosť  $I_{D0ef} = 76,68$  A.

Určená hodnota napätia, namáhajúca nulovú diódu, sa získala ako

$$U_{D0,KAm} = \frac{U_z}{2 \cdot s}. \quad (4.4-4)$$

Dosadená veľkosť napätia na záťaži do rovnice 4.4-4 predstavovala  $U_z = 24$  V. Pri predpokladanej striede  $s = 0,35$  vyšlo, že sekundárna nulová dióda by bola namáhaná pomerne malým napätím o veľkosti  $U_{D0,KAm} = 34,29$  V.

Nulová dióda bola realizovaná rovnakou súčiastkou typu MUR6060PT, ktorá bola tiež použitá pre sekundárne usmerňovače meniča.

#### 4.4.2 Výpočet strát a návrh chladiča sekundárnej nulovej diódy

Výpočet vodivostných strát na sekundárnej nulovej dióde bol veľmi obdobný s výpočtom strát sekundárnych usmerňovacích diód. Rozdiel spočíval len v tom, že nulová dióda pracovala s doplnkovou striedou, čoho je dôsledkom, že pri minimálnej striede meniča, vznikali, narozdiel od sekundárnych usmerňovacích diód, maximálne straty od vedenia prúdu.

Najnižších strát na nulovej dióde bolo dosiahnuté ak strieda bola najväčšej možnej veľkosti  $s = 0,48$ .

Stredná hodnota prúdu potom jednou diódou bola daná podľa

$$I_{D0str1dioda} = \frac{I_z}{2} \cdot 2 \cdot (s_{max} - s). \quad (4.4-5)$$

Ak sa dosadili  $s_{max} = 0,5$  a  $s = 0,48$  a pri polovici z hodnoty prúdu  $I_z = 140$  A, bola stredná hodnota prúdu jednou nulovou diódou  $I_{D0str1dioda} = 2,8$  A.

Efektívna hodnota prúdu  $I_{D0ef1dioda}$  bola daná

$$I_{D0ef1dioda} = \frac{I_z}{2} \cdot \sqrt{2 \cdot (s_{max} - s)}. \quad (4.4-6)$$

Po dosadení  $s_{max} = 0,5$  a  $s = 0,48$  a polovice z  $I_z = 140$  A, vyšla hodnota podľa 4.4-6 o veľkosti  $I_{D0ef1dioda} = 14$  A.

Veľkosť minimálnych vodivostných strát sa určila

$$P_{STRD0,s=0,48} = U_p \cdot I_{D0str1dioda} + R_d \cdot I_{D0ef1dioda}^2. \quad (4.4-7)$$

Hodnoty prahového napätia  $U_p = 0,9$  V a hodnota odporu diferenciálneho  $R_d = 10 \cdot 10^{-3} \Omega$ , boli zhodné s hodnotami použitými u sekundárnych usmerňovacích diód. Do rovnice 4.4-7 boli dosadené hodnoty prúdov  $I_{D0str1dioda} = 2,8$  A a  $I_{D0ef1dioda} = 14$  A. Veľkosť minimálnych vodivostných strát na jednej z dvoch nulových diód, pri striede  $s = 0,48$ , bola  $P_{ZTRD0,s=0,48} = 4,5$  W.

Pri striede o veľkosti  $s = 0,08$  bolo dosiahnuté, že na nulovej dióde vznikli najväčšie možné vodivostné straty.

Stredná hodnota prúdu vyskytujúca sa na jednej nulovej dióde bola určená podľa rovnice 4.4-5. Pri  $s_{max} = 0,5$  a  $s = 0,08$  a pri polovici z hodnoty prúdu  $I_z = 140$  A bola stredná hodnota prúdu jednou nulovou diódou  $I_{D0str1dioda} = 58,8$  A.

Efektívna hodnota prúdu  $I_{D0ef1dioda}$  sa získala zo vzťahu 4.4-6. Ak sa dosadilo za  $s_{max} = 0,5$  a  $s = 0,08$  a pri polovici uvažovaného prúdu, kde  $I_z = 140$  A, získala sa hodnota prúdu o veľkosti  $I_{D0ef1dioda} = 64,2$  A.

Veľkosť maximálnych vodivostných strát sa určila

$$P_{STRD0,s=0,08} = U_p \cdot I_{D0str1dioda} + R_d \cdot I_{D0ef1dioda}^2 \quad (4.4-8)$$

Po dosadení  $U_p = 0,9$  V a  $R_d = 10 \cdot 10^{-3} \Omega$  do rovnice 4.4-8 a pri uvažovaných prúdoch, kde  $I_{D0str1dioda} = 58,8$  A,  $I_{D0ef1dioda} = 64,2$  A a  $s = 0,08$ , vyšla veľkosť maximálnych vodivostných strát na jednej nulovej dióde  $P_{ZTRD0,s=0,08} = 94,1$  W.

Pre dve rozličné hodnoty striedy boli spočítané celkové vodivostné straty. Celkové straty boli dané súčtom vodivostných strát usmerňovacích diód a nulovej diódy. Všetky diódy boli rovnakého typu, kde v jednom puzdre každej z diód sa nachádzali diódy dve. Preto v skutočnosti boli prítomné dvakrát po dve diódy usmerňovacie a jedenkrát po dve diódy nulové. Výpočet celkových strát pri striede meniča  $s = 0,48$  prešiel do tvaru

$$P_{STRcelk,D+D0,s=0,48} = 2 \cdot 2 \cdot P_{STRD,s=0,48} + 2 \cdot 1 \cdot P_{STRD0,s=0,48} \quad (4.4-9)$$

Do predchádzajúcej rovnice boli dosadené  $P_{STRD,s=0,48} = 30,7$  W a  $P_{STRD0,s=0,48} = 4,5$  W. Celkové straty vznikajúce na spoločnom chladiči usmerňovacích diód a nulovej diódy boli  $P_{STRcelk,D+D0,s=0,48} = 131,8$  W.

Celkové straty na usmerňovacích diódach a nulovej dióde pri  $s = 0,08$  sa určili

$$P_{STRcelk,D+D0,s=0,08} = 2 \cdot 2 \cdot P_{STRD,s=0,08} + 2 \cdot 1 \cdot P_{STRD0,s=0,08} \quad (4.4-10)$$

Uvažované hodnoty  $P_{STRD,s=0,48} = 9$  W a  $P_{STRD0,s=0,08} = 94,1$  W boli dosadené do predchádzajúcej rovnice. Potom celkové straty boli  $P_{STRcelk,D+D0,s=0,08} = 224,2$  W.

Výpočet tepelného odporu chladiča vychádzal z väčšej z hodnôt celkových vodivostných strát a zvoleného tepelného spádu na chladiči podľa vzťahu

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T_H}{P_{STRcelk,D+D0,s=0,08}} \quad (4.4-11)$$

Dosadené hodnoty tepelného spádu  $\Delta T_H = 70$  °C a celkových strát  $P_{STRcelk,D+D0,s=0,08} = 224,2$  W spôsobili, že bolo potrebné dosiahnuť tepelný odpor chladiča s hodnotou  $R_{\theta H} = 0,3$  K.W<sup>-1</sup>.

Pre chladenie sekundárnych diód a nulovej diódy bol použitý rovnaký typ chladiča ako pre chladenie výkonových tranzistorov s tepelným odporom  $R_{\theta H \text{výr}} = 0,55 \text{ K.W}^{-1}$ . Opäť ventilátor zabezpečujúci centrálnu chladenie zariadenia, znížil hodnotu použitého tepelného odporu chladiča približne na polovicu.

Výrobca použitých diód definoval, že diódy mali zniesť na svojom čipe teplotu maximálne  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Pre overenie skutočnosti, aby nedochádzalo k prekročeniu týchto maximálnych teplôt bola zistená maximálna teplota usmerňovacích diód vychádzajúca z najhoršieho stavu, pri  $s = 0,48$ , podľa vzťahu

$$\vartheta_{Si,D} = (\vartheta_0 + \Delta T_H) + 4 \cdot P_{STRD,s=0,48} \cdot \left( \frac{R_{\theta JC}}{4} + \frac{R_{\theta CH}}{2} \right). \quad (4.4-12)$$

Pri uvažovaní hodnôt, kde  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T_H = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{\theta JC} = 0,25 \text{ K.W}^{-1}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,25 \text{ K.W}^{-1}$  a  $P_{STRD,s=0,48} = 30,7 \text{ W}$ , vyšla podľa rovnice 4.4-12 hodnota dosiahnutej teploty na čipe usmerňovacej diódy  $\vartheta_{Si,D} = 133 \text{ }^\circ\text{C}$ . Z uvedeného bolo zrejmé, že nedochádzalo ani pri najnepriaznivejšom tepelnom stave na usmerňovacej dióde k prekročeniu maximálnej teploty o veľkosti  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Obdobne bola zistená teplota, ktorá by bola dosiahnutá na nulovej dióde pri najnepriaznivejšom stave, pri striede meniča  $s = 0,08$ , podľa

$$\vartheta_{Si,D0} = (\vartheta_0 + \Delta T_H) + 2 \cdot P_{STRD0,s=0,08} \cdot \left( \frac{R_{\theta JC}}{2} + R_{\theta CH} \right). \quad (4.4-13)$$

Ak boli dosadené  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T_H = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $R_{\theta JC} = 0,25 \text{ K.W}^{-1}$ ,  $R_{\theta CH} = 0,25 \text{ K.W}^{-1}$  a  $P_{STRD0,s=0,08} = 94,1 \text{ W}$ , vyšla z rovnice 4.4-13 hodnota dosiahnutej teploty na chladiči s nulovou diódou až  $\vartheta_{Si,D0} = 180,6 \text{ }^\circ\text{C}$ . Dosiahnutá teplota by výrazne prevyšovala maximálnu teplotu udávanú výrobcom s hodnotou  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ . Z toho dôvodu bolo pridané ešte jedno puzdro diódy, teda v skutočnosti bola nulová dióda nakoniec tvorená štvoricou diód. Pridanie jedného puzdra nulovej diódy následne ovplyvnila tepelný výpočet a výpočet strát. Stredná hodnota prúdu tečúca jednou dielčou nulovou diódou potom bola

$$I_{D0str1dióda} = \frac{I_z}{4} \cdot 2 \cdot (s_{\max} - s). \quad (4.4-14)$$

Pri  $s_{\max} = 0,5$  a  $s = 0,08$  a pri štvrtine z hodnoty prúdu  $I_z = 140 \text{ A}$  sa zmenila stredná hodnota prúdu na polovičnú hodnotu oproti pôvodnej, kde  $I_{D0str1dióda} = 29,4 \text{ A}$ .

Efektívna hodnota prúdu  $I_{D0ef1dióda}$  sa získala

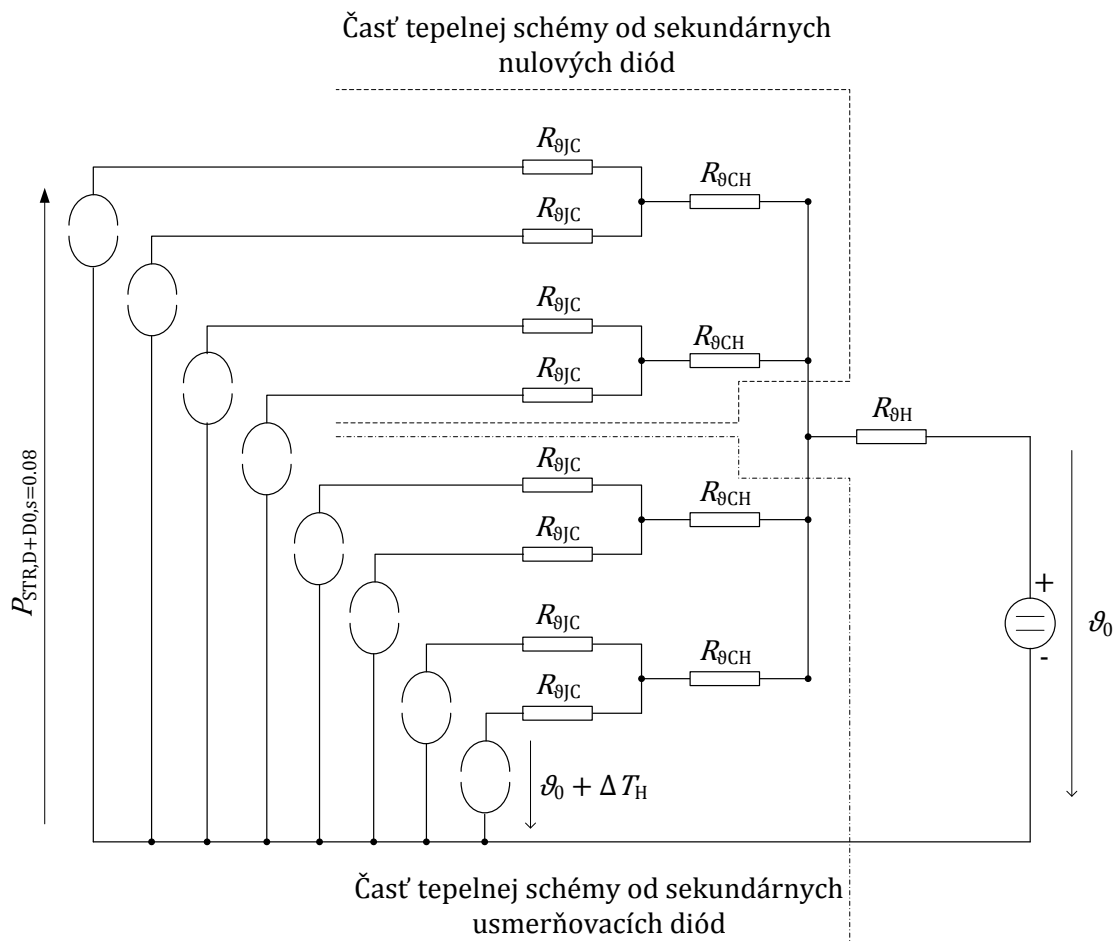
$$I_{D0ef1dióda} = \frac{I_z}{4} \cdot \sqrt{2 \cdot (s_{\max} - s)}. \quad (4.4-15)$$

Ak boli  $s_{\max} = 0,5$  a  $s = 0,08$  a štvrtinovej hodnote uvažovaného prúdu, kde  $I_z = 140 \text{ A}$ , bola opäť podľa 4.4-15 hodnota prúdu oproti pôvodnej hodnote polovičná  $I_{D0ef1dióda} = 32,1 \text{ A}$ .

Následne sa zmenila veľkosť maximálnych vodivostných strát podľa vzťahu 4.4-10. Po dosadení  $U_p = 0,9 \text{ V}$  a  $R_d = 10 \cdot 10^{-3} \text{ } \Omega$ ,  $I_{D0str1dióda} = 29,4 \text{ A}$ ,

$I_{D0ef1dioda} = 32,1$  A a  $s = 0,08$ , vyšla veľkosť maximálnych vodivostných strát na jednej zo štvorice dielčích nulových diód  $P_{ZTRD0,s=0,08} = 36,8$  W.

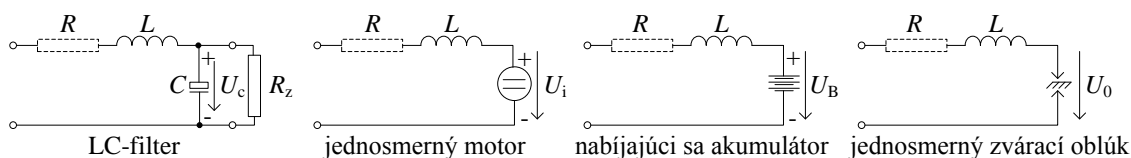
Po dosadení hodnoty vodivostných strát  $P_{ZTRD0,s=0,08} = 36,8$  W do pôvodnej rovnice 4.4-13 sa teplota na chladiči s nulovými diódami zmenšila z pôvodnej teploty  $180,6$  °C na teplotu  $\vartheta_{Si,D0} = 137,6$  °C, čo bola hodnota nachádzajúca sa pod hodnotou maximálne dosiahnuteľnej teploty o veľkosti  $150$  °C. Použitím štyroch nulových diód došlo tiež k tomu, že sa znížili celkové straty podľa 4.4-9 na hodnotu  $P_{STRcelk,D+D0,s=0,48} = 124,6$  W a tiež podľa rovnice 4.4-10 sa zmenila na  $P_{STRcelk,D+D0,s=0,08} = 183,2$  W. Vďaka nižším vznikajúcim stratám potom vyšla podľa 4.4-11 väčšia hodnota tepelného odporu chladiča  $R_{\theta H} = 0,38$  K.W<sup>-1</sup>, čo znižovalo nároky na náročnosť výberu malého tepelného odporu chladiča. V jednoduchosti to znamenalo, že štyri nulové diódy sa lepšie uchladia ako pri použití len dvoch. Výsledná tepelná schéma s použitím štyroch dielčích usmerňovacích diód, v dvoch puzdrách a podobne štyrmi jednotlivými nulovými diódami nachádzajúcimi sa v dvoch puzdrách TO-247, bola znázornená na nasledujúcom obrázku.



**Obr. č. 2.4.3-1:** Tepelná schéma sekundárnych usmerňovacích a nulových diód pri výpočte strát a následného návrhu chladiča s určením jeho tepelného odporu  $R_{\theta}$ .

## 5 VÝSTUPNÝ FILTER PRIEPUSTNÝCH MENIČOV

Na výstupe jednočinných alebo dvojčinných meničov, za sekundárnym usmerňovačom, sa môžu vyskytnúť štyri rôzne varianty pripájaných záťaží. Zátťaž môže byť realizovaná vytvorením LC-filtru s pripojeným zaťažovacím odporom  $R_z$ . Obdobne by sa mohol pripojiť jednosmerný motor, ktorý ale nebýva v skutočnosti používaný ako reálna záťaž jednosmerných impulzných meničov s impulzným transformátorom ale s ohľadom na jeho fyzikálne vlastnosti by bolo možné ho považovať za možnú existujúcu záťaž. Ďalej môže byť pripájaná záťaž realizovaná akumulátorom, ktorý sa môže prostredníctvom meniča nabíjať, alebo môže menič pracovať ako zväračka, teda na jeho výstupných svorkách bude záťaž predstavovať zvärací oblúk. Znázornenie používaných typov záťaží sa nachádza na Obr. č. 5-1.



**Obr. č. 5-1:** Varianty používaných záťaží pripájaných za sekundárnymi usmerňovačmi priepustných meničov (upravené z [1]).

Z Obr. č. 5-1 je vidieť, že všetky typy záťaží obsahujú do série zapojený parazitný odpor  $R$ , indukčnosť  $L$  a ideálny zdroj napätia pre konkrétne typy záťaží a to s  $U_c$ ,  $U_i$ ,  $U_B$ , alebo  $U_0$ . Parazitný odpor  $R$  zahŕňa odpor vinutia transformátora, tlmivky, alebo motora. Rovnako si je možné pod ním predstaviť vnútorný odpor meniča, ako aj rozptylový ekvivalentný odpor transformátora  $R_{i\sigma}$ . Pre ustálený stav platí, že na ideálnych zdrojoch napätia sa napätie nemení.

Prvé dva typy záťaží na Obr. č. 5-1 sú z dynamického hľadiska rovnocenné. Jedná sa o kmitavú sústavu druhého rádu, kde vystupujú v každom zapojení dva akumulátory energie. Pre prvý typ záťaže tvorený LC-filtrom sa vyskytujú dva akumulátory elektrickej energie, v ktorých dochádza k prelievaniu energie vznikajúcej na tlmivke, vďaka jej indukčnosti a energie na kondenzátore

$$W_{\text{súst. 2. rádu}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \leftrightarrow \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2. \quad (5-1)$$

Pri záťaži tvorenou jednosmerným motorom sa okrem energie elektromagnetického poľa objavuje energia mechanická, daná otáčavým pohybom motora. Potom na celkovú energiu, pre druhý typ záťaže, má vplyv

$$W_{\text{súst. 2. rádu}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \leftrightarrow \frac{1}{2} \cdot J \cdot \omega^2. \quad (5-2)$$

Zvyšné dve záťaže tvorené akumulátorom alebo zväracím oblúkom sú taktiež z hľadiska dynamiky rovnocenné. Jedná sa v oboch prípadoch o kmitajúcu sústavu prvého rádu len s jedným akumulátorom energie elektromagnetického poľa vznikajúcej na indukčnosti, ktorú možno vyjadriť ako

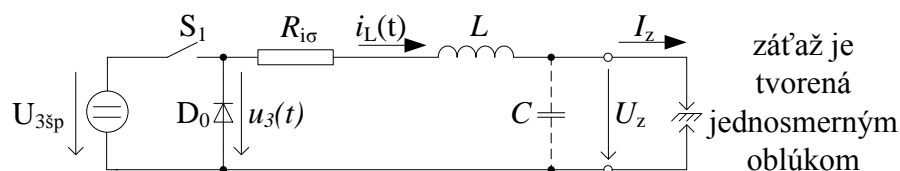
$$W_{\text{súst. 1. rádu}} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2. \quad (5-3)$$

Z pohľadu na reguláciu meničov býva možné regulovať výstupný prúd alebo výstupné napätie. Ak sa chce dosiahnuť regulácia oboch výstupných veličín, môže sa pripojiť na výstup meniča jednosmerný motor. Nemusí byť potrebné ani pripájať žiaden LC-filter medzi motor a menič, nakoľko má motor v sebe ukrytú indukčnosť vinutia kotvy, ktorá môže nahrádzať indukčnosť  $L$  v Obr. č. 5-1 pre druhý typ záťaže. V súlade s požiadavkou na reguláciu výstupného napätia na jeho výstupe býva zapotreby pripájať na jeho výstup LC-filter. Menič sa potom chová ako ideálny zdroj napätia. Ak sa chce v praxi dosiahnuť plynulejšiu reguláciu výstupného prúdu, tak na výstupe musí byť pripojená len výstupná filtračná tlmivka. Na výstup meniča nie je potrebné pripájať kondenzátor, pretože by bol zbytočný vďaka tomu, že by bol skratovaný nulovou vnútornou impedanciou ideálneho zdroja napätia  $U_B$ , prípadne  $U_0$ . Možné použitie kondenzátora by nastalo len pre využitie na vysokofrekvenčné odrušenie ale nie z hľadiska filtračného účinku. Pre tento typ usporiadania záťaže sa bude menič chovať ako ideálny zdroj prúdu na záťaži [1].

V práci bol využitý štvrtý typ záťaže, pretože konštruovaný výkonový menič mal byť využívaný ako zväračka s plynulou reguláciou výstupného prúdu. Preto v ďalšej časti sa nachádza návrh výstupnej filtračnej tlmivky.

## 5.1 Návrh výstupného filtra

Pri návrhu filtračnej tlmivky bola uvažovaná predstava spočívajúca v zjednodušenej náhrade zapojenia silovej časti meniča na zapojenie podľa Obr. č. 5.1-1.

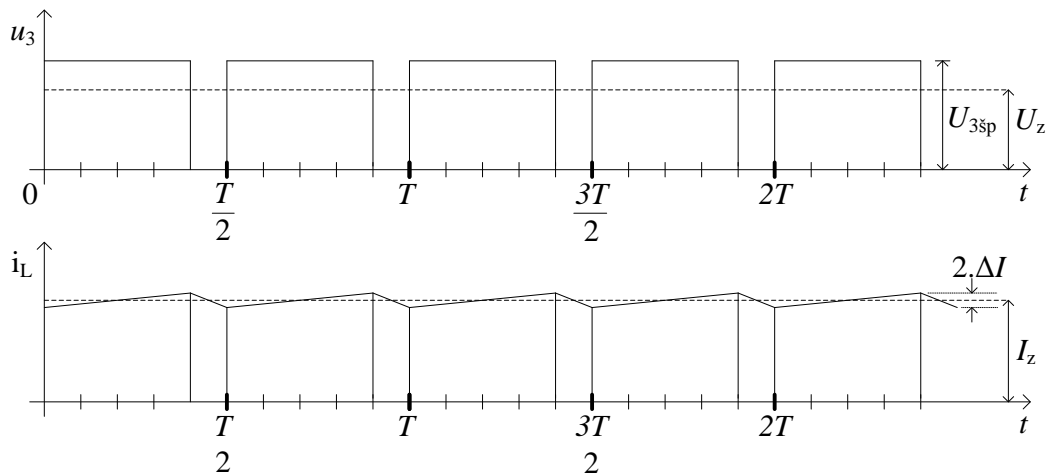


**Obr. č. 5.1-1:** Náhradné zapojenie sekundárnych usmerňovačov spínacím obvodom s možným typom pripojenej záťaže výkonového meniča (upravené z [1]).

Priebehy veličín vyskytujúcich sa v náhradnom obvode sa nachádzajú na Obr. č. 5.1-2. Z priebehov je vidieť, že ak bude výsledný výkonový menič zložený z dvoch meničov jednočinných, kde každý by mohol pracovať so striedou od 0 až

0,5, tak potom vo výsledku dôjde k tomu, že priebeh napätia  $u_3(t)$ , za sekundárnym usmerňovačom, bude so striedou dvojnásobnou, v rozmedzí hodnôt od 0 do 1. Takže možno sa na danú situáciu spočívajúcu v zapojení dvoch meničov jednočinných v protitakte pracujúcich do spoločnej záťaže pozerat' aj tak, že vo výsledku sa zariadenie chová podobne ako menič dvojčinný. V náhradnom zapojení sa vyskytuje zdroj napätia  $U_{3sp}$ . Toto napätie vzniklo pretransformovaním primárneho napätia transformátora. Je dané prevodom, vzhľadom na počet závitov primárnej a sekundárnej strany transformátora a príslušnou dvojnásobnou hodnotou striedy. Sekundárne usmerňovače boli nahradené jedným spínačom  $S_1$ . Odpor  $R_{i\sigma}$  predstavuje hodnotu odporu spôsobenú rozptylom transformátora. Na priebeh prúdu  $i_L(t)$  by mala hodnota odporu  $R_{i\sigma}$  vplyv, preto bol považovaný za nulový. Potom bolo možné predpokladať ideálny lineárny pílovito zvlnený priebeh prúdu  $i_L(t)$  na filtračnej tlmivke. V okamihu zapnutia, kedy napätie  $u_3(t)$  drží hodnotu  $U_{3sp}$  je na tlmivke napätie dané rozdielom napätia  $U_{3sp}$  a napätia na záťaži  $U_z$ . Prúd prechádzajúci tlmivkou  $i_L(t)$  lineárne narastá. Pri nulovom napätí  $u_3(t)$ , priebeh prúdu  $i_L(t)$  klesá, pričom pokles nemôže nastať skokovou zmenou, čo zabezpečuje práve samotná tlmivka a jej vlastnosť, že nechce dovoliť okamžitý zánik prúdu.

Priebeh prúdu na tlmivke vychádza z predpokladu, že tlmivka by pracovala v režime spojitých prúdov. V tomto režime by nenastala situácia, kedy by dochádzalo k poklesu prúdu  $i_L(t)$  na nulové hodnoty. Tento stav by nastal vtedy, ak by prúd na záťaži dosahoval nižších hodnôt ako by bola hodnota zvlnenia prúdu tlmivkou  $\Delta I$ . Priebeh zvlnenia prúdu sa pri poklese prúdu na záťaži meniť nebude, celý priebeh  $i_L(t)$  by sa na Obr. č. 5.1-2 posunul smerom nadol. V okamihu, kedy by sa dotkli spodné vrcholy pílovitého priebehu  $i_L(t)$  časovej osi, nastal by režim na hranici prerušovaných prúdov. Ak dôjde následne ešte k väčšiemu poklesu prúdu na záťaži meniča, začne pracovať filtračná tlmivka v režime prerušovaných prúdov. Tlmivkou by po určitý čas netiekol prúd. V tomto režime by tak mohlo následne dochádzať k tomu, že zariadenie stráca schopnosť reagovať na zmenu striedy. Zároveň klesá zosílenie celej sústavy, ktorá sa stáva nelineárnou, čo má nepriaznivý dopad na reguláciu, stabilitu a celkovú spoľahlivosť celého zariadenia. Preto, pri návrhu tlmivky, býva výhodné vychádzať z malej stanovenej hodnoty zvlnenia prúdu, čo na druhej strane spôsobí získanie vyššej hodnoty indukčnosti tlmivky, ktorá priamoúmerne zvyšuje počet závitov [1].



**Obr. č. 5.1-2:** Znázornený priebeh napätia za sekundárnymi usmerňovačmi dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte,  $u_3(t)$ , na nulovej dióde  $D_0$  a priebeh prúdu prechádzajúci výstupnou filtračnou tlmivkou  $i_L(t)$  s vyznačením napätia  $U_z$  a prúdu  $I_z$  na záťaži meniča.

Tlmivku býva potrebné realizovať so vzduchovou medzerou. Ak by nebola vzduchová medzera realizovaná, tak potom by došlo k tomu, že návrh tlmivky by viedol na potrebu vytvorenia nadmerne veľkej tlmivky, čo by bolo zbytočné a nechcené. Potom by platilo, čím kvalitnejší feromagnetický materiál by sa na stavbu tlmivky použil, s väčšou hodnotou relatívnej permeability  $\mu_{rFe}$ , tým väčší objem jadra by bolo potrebné použiť, čo vedie proti požadovanej minimalizácii nielen výstupnej tlmivky ale následne aj celkového konštruovaného zariadenia. Ak sa vytvorí vzduchová medzera, potom dôjde k tomu, že celá magnetická energia sa do nej uloží. Pre porovnanie s objemom jadra, kde by nebola vytvorená vzduchová medzera, víde v prípade jadra so vzduchovou medzerou  $\mu_{rFe}$  krát menší objem, pričom hodnota  $\mu_{rFe}$  pohybuje rádovo, pre ferity manganato-zinočnaté, od 600 do 2300. Objem tlmivky bude potom mnohonásobne menší, čo je pre konštruktéra veľmi priaznivé.

Jadro tlmivky môže byť vytvorené z feritového materiálu. Ferity oplývajú výhodou nízkych strát vírivými prúdmi, pričom ale na druhej strane, nedosahujú veľké hodnoty indukcie, typicky do  $B_{max} \cong 0,35$  T. Pre možnú ľahšiu realizáciu tlmivky býva využívané jadro z práškového železa, ktoré dosahuje vyššie hodnoty magnetickej indukcie, zväčša je to do  $B_{max} \cong 1,2$  T. Dajú sa využiť aj magneticky orientované plechy, ktoré by mali byť tenké. Potrebné je použitie plechov tenších ako 0,35 mm. Možné ich využitie býva potrebné zistiť prostredníctvom výpočtu vírivých strát. Pre aplikácie, kde budú navrhované nízkonapäťové a zároveň vysokoprúdové meniče býva možné využiť na stavbu filtračnej tlmivky vzduchovú cievku. Je to spôsobené tým, že pri návrhu cievky, ktorá by bola vyrobená

s použitím feritu vychádza jej vzduchová medzera príliš veľká, preto je možné ferit odstrániť a ponechať cievku bez feritu [1].

## 5.2 Návrh výstupnej filtračnej tlmivky

Výpočet a následná realizácia výstupnej filtračnej tlmivky vychádza z predchádzajúcich predpokladov, ktoré boli uvedené v častiach 5 a 5.1. Návrh vychádzal z odbornej literatúry uvedenej v [1].

Na počiatku výpočtu bolo prednostne stanovené predpokladané zvlnenie prúdu  $\Delta I$  ako hodnota z maximálneho prúdu  $I_z$  na záťaži meniča

$$\Delta I = 7,14 \% z I_z . \quad (5.2-1)$$

Hodnote 7,14 % zo 140 A odpovedalo zvlnenie prúdu o veľkosti  $\Delta I = 10$  A.

Hodnota jednocestne usmerneného špičkového napätia  $U_{3\dot{s}p}$  objavujúceho sa na nulovej dióde  $D_0$ , pri predpokladanej hodnote napätia napätového medziobvodu  $U_d = 305$  V a pri predpokladanom úbytku napätia 1 V na diódach sekundárnych usmerňovačov, bola určená nasledovne

$$U_{3\dot{s}p} = U_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - 1 . \quad (5.2-2)$$

Po dosadení hodnôt do rovnice 5.2-2, kde  $U_d = 305$  V,  $N_2 = 4$  závitov,  $N_1 = 24$  závitov, dosahovalo napätie veľkosť  $U_{3\dot{s}p} = 49,83$  V.

Hodnota indukčnosti tlmivky  $L$  bola určená pre uvažovaný najhorší prípad, kedy by hodnota striedy bola  $s = 0,5$  a vyšla by tak najväčšia hodnota indukčnosti v závislosti na striede meniča

$$L = \frac{U_{3\dot{s}p}}{2 \cdot f_L \cdot \Delta I} \cdot (1 - s) \cdot s . \quad (5.2-3)$$

Za hodnotu frekvencie  $f_L$  bolo potrebné dosadiť nie hodnotu pracovnej frekvencie  $f = 60$  kHz, s ktorou menič pracoval ale hodnotu frekvencie dvojnásobnú, teda hodnotu  $f_L = 120$  kHz, podľa nasledujúceho vzťahu

$$f_L = 2 \cdot f . \quad (5.2-4)$$

Potom vypočítaná hodnota indukčnosti tlmivky podľa vzťahu 5.2-3, pri dosadení hodnôt  $U_{3\dot{s}p} = 49,83$  V,  $f_L = 120 \cdot 10^3$  Hz,  $\Delta I = 10$  A,  $s = 0,5$ , vyšla  $L = 5,19$   $\mu$ H.

Návrh tlmivky, ktorá mala byť zhotovená na feromagnetickom jadre so vzduchovou medzerou, bol smerovaný na návrh zabezpečujúci získanie minimálneho celkového objemu tlmivky s dosiahnutím čo najmenších rozmerov ale zároveň za podmienky realizovateľnosti tlmivky s ohľadom na veľkosť prúdu, ktorý ňou mal pretekať. Návrh tiež zahŕňal získanie potrebného počtu závitov s návrhom realizovaného vinutia. V neposlednom rade bolo potrebné určiť veľkosť

vzduchovej medzery. Minimalizácia tlmivky, spojená s jej návrhom, mohla vychádzať buď zo zvolenej prúdovej hustoty, alebo zo zvoleného oteplenia vinutia. Pri optimálnom návrhu by malo dôjsť k tomu, že plocha okna tlmivky  $S_0$  by mala byť zaplnená úplne vinutím tlmivky. Hodnotu celkového činiteľa plnenia vinutia  $k_{p,Cu}$  u tlmiviek býva možné zjednodušiť uvažovať v intervale od hodnoty 0,5 až 0,75. Pričom vyššia hodnota  $k_{p,Cu}$  by znamenala, že plocha okna tlmivky by bola zaplnená z väčšej časti vinutím. Zároveň bolo potrebné myslieť na to, že vyššia hodnota  $k_{p,Cu}$  by následne sťažila realizáciu tlmivky. Zvýšila by sa obtiažnosť pri vkladaní vinutia do jadra tlmivky, nakoľko by nemusela vzniknúť dostatočná priestorová rezerva medzi množstvom závitov s príslušným prierezom vodiča vinutia  $S_{Cu}$  a plochou okna  $S_0$ , ktorá by bola k dispozícii. Preto býva výhodné pri návrhu uvažovať s kompromisom medzi týmito dvoma hodnotami celkového činiteľa plnenia vinutia. Pri výpočte bola uvažovaná hodnota  $k_{p,Cu} = 0,7$ .

V práci bol prevedený návrh tlmivky zo zvoleného oteplenia vinutia. Návrh bol orientovaný preto tak, lebo návrh tlmivky zo stanovenej hodnoty prúdovej hustoty vychádza z dobrého počiatočného odhadu prúdovej hustoty, značne závislého od veľkosti použitého jadra, ktorého veľkosť na počiatku návrhu nebýva známa.

Základná minimalizácia tlmivky zo zvoleného oteplenia vinutia vychádzala z nasledujúcich zvolených parametrov. Hodnota činiteľa plnenia železa v jadre bola uvažovaná  $k_{p,Fe} = 1$ . Za hodnotu maximálnej indukcie bola predpokladaná  $B_{max} = 0,32$  T. Uvažovaný celkový činiteľ plnenia vinutia bol  $k_{p,Cu} = 0,7$ . Maximálna a efektívna hodnota prúdu na záťaži meniča boli považované za totožné  $I_z = I_{max} = I_{ef} = 140$  A. Hodnota zvolenej požadovanej povrchovej teploty vinutia bola  $\vartheta = 110$  °C. Hodnota požadovanej povrchovej teploty vinutia sa volí zväčša v rozsahu hodnôt od 80 °C do 110 °C, pri uvažovaných triedach izolácií A až H. Následne je potom potrebné myslieť na to, že skutočná vnútorná teplota vinutia bude vďaka objavujúcemu sa teplotnému spádu o 10 °C až 20 °C vyššia. Bolo uvažované, že menič bude pracovať v prostredí priemyslovom s maximálnou teplotou okolia  $\vartheta_0 = 40$  °C.

Určenie veľkosti jadra vychádzalo z nasledujúceho vzťahu

$$a = \sqrt[7]{\frac{16 \cdot 4,5 \cdot L^2 \cdot I_{max}^2 \cdot I_{ef}^2 \cdot \rho_{Cu,115^\circ C}}{9 \cdot 13 \cdot k_{p,Cu} \cdot k_{p,Fe}^2 \cdot B_{max}^2 \cdot \Delta T \cdot \alpha}} \cdot 10^{-3}. \quad (5.2-5)$$

Oteplenie  $\Delta T$  bolo určené z rozdielu požadovanej povrchovej teploty vinutia  $\vartheta$  a teploty okolia  $\vartheta_0$  nasledovne

$$\Delta T = \vartheta - \vartheta_0. \quad (5.2-6)$$

Za teplotu okolia bola považovaná hodnota  $\vartheta_0 = 40$  °C. Za povrchovú teplotu bola považovaná  $\vartheta = 110$  °C. Oteplenie sa mohlo vypočítať z rozdielu termodynamických teplôt, alebo rovno z teplôt uvedených v jednotkách Celziovej stupnice. Hodnota oteplenia podľa rovnice 5.2-6 vyšla  $\Delta T = 70$  K. Prepočítané hodnoty  $\vartheta$  a  $\vartheta_0$  z Celziovej stupnice do Kelvinovej stupnice na termodynamickú povrchovú teplotu vinutia  $T_T$  a termodynamickú teplotu okolia  $T_0$  boli nasledovné

$$T_T = \vartheta + 273,15, \quad (5.2-7)$$

$$T_0 = \vartheta_0 + 273,15. \quad (5.2-8)$$

Hodnota povrchovej teploty v Kelvinovej stupnici podľa vzťahu 5.2-7 vyšla  $T_T = 383,15$  K. Podobne podľa vzťahu 5.2-8 vyšla  $T_0 = 313,15$  K.

Pri návrhu bolo predpokladané prirodzené prúdenie vzduchu s nulovou rýchlosťou prúdenia vzduchu  $v = 0$  m.s<sup>-1</sup>. Tento prípad odpovedal najnepriaznivejším podmienkam, kedy by nebol použitý v zariadení ventilátor. Hodnota celkového činiteľa prestupu tepla z telesa do okolia  $\alpha$ , ktorý pozostáva zo zložky vodivej  $\alpha_v$  a žiarivej  $\alpha_z$  bol vypočítaný podľa vzťahu

$$\alpha \cong [5 + 0,04 \cdot (T_T - T_0) + 1,2 \cdot v] + \frac{S_{vz}}{S_v} \cdot A \cdot \sigma \cdot \frac{T_T^4 - T_0^4}{T_T - T_0} = \alpha_v + \frac{S_{vz}}{S_v} \cdot \alpha_z. \quad (5.2-9)$$

V rovnici 5.2-9 sa vyskytovala plocha žiarivého nezatieneého povrchu  $S_{vz}$ , ktorá môže nadobúdať menších hodnôt ako plocha celkového povrchu vinutia  $S_v$ , vrátane zatieneého povrchu obtekaného chladiacim vzduchom. Absorpčná konštanta  $A$  býva v intervale hodnôt približne od 0,5 do 0,7. V návrhu tlmivky bola použitá hodnota  $A = 0,65$ . Použitá hodnota Štefan-Boltzmanovej konštanty bola  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$  W.K<sup>-4</sup>.m<sup>-2</sup>.

Hodnota vodivej zložky prestupu tepla  $\alpha_v$  do medznej vzduchovej Newtonovej vrstvy s hrúbkou približne 3,7 mm, ktorá oblieha teleso bola určená ako

$$\alpha_v = [5 + 0,04 \cdot (T_T - T_0) + 1,2 \cdot v]. \quad (5.2-10)$$

Pri dosadení za  $T_T = 383,15$  K,  $T_0 = 313,15$  K, rýchlosť prúdenia vzduchu sa neuvažovala, teda  $v = 0$  ms<sup>-1</sup> bola získaná hodnota vodivej zložky prestupu tepla  $\alpha_v = 7,80$  W.K<sup>-1</sup>.m<sup>-2</sup>.

Hodnota žiarivej zložky prestupu tepla  $\alpha_z$  z povrchu daného telesa do obliehajúceho vzduchu podľa Štefan-Boltzmanového zákona bola získaná ako

$$\alpha_z = \frac{S_{vz}}{S_v} \cdot A \cdot \sigma \cdot \frac{T_T^4 - T_0^4}{T_T - T_0}. \quad (5.2-11)$$

Pri výpočte podľa rovnice 5.2-11 bol uvažovaný podiel nezatieneého a celkového povrchu telesa rovný jednej. Hodnota absorpčnej konštanty  $A = 0,65$ ,  $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-8}$  W.K<sup>-4</sup>.m<sup>-2</sup>,  $T_T = 383,15$  K,  $T_0 = 313,15$  K. Vypočítaná hodnota žiarivej zložky prestupu tepla vyšla  $\alpha_z = 6,28$  W.K<sup>-1</sup>.m<sup>-2</sup>. Po sčítaní obidvoch zložiek

$\alpha_v = 7,80 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$  a  $\alpha_z = 6,28 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$  bola získaná približná celkového činiteľa prestupu tepla z telesa do okolia o veľkosti  $\alpha \cong 14,08 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ , podľa rovnice

$$\alpha \cong \alpha_v + \alpha_z. \quad (5.2-12)$$

Predpokladaná vnútorná teplota vinutia tlmivky  $t_v$  bola získaná zo súčtu teploty okolia  $\vartheta_0$ , oteplenia  $\Delta T$  a z predpokladanej hodnoty teplotného spádu  $t_{\text{spád}} = 5 \text{ }^\circ\text{C}$

$$t_v = \vartheta_0 + \Delta T + t_{\text{spád}}. \quad (5.2-13)$$

Dosadením hodnôt  $\vartheta_0 = 40 \text{ }^\circ\text{C}$ ,  $\Delta T = 70 \text{ K}$ ,  $t_{\text{spád}} = 5 \text{ }^\circ\text{C}$  do rovnice 5.2-13 sa získala hodnota vnútornej teploty vinutia tlmivky, kde  $t_v = 115 \text{ }^\circ\text{C}$ .

Hodnota merného odporu medi pri teplote okolia  $\vartheta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$  je stanovená na hodnotu  $\rho_{\text{Cu},20 \text{ }^\circ\text{C}} = 1,78 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega.\text{m}$ . Vzhľadom na teplotu  $t_v$  bola jeho hodnota následne prepočítaná

$$\rho_{\text{Cu},115 \text{ }^\circ\text{C}} = \left(1 + \frac{\vartheta - 20 \text{ }^\circ\text{C}}{234,5 + 20 \text{ }^\circ\text{C}}\right) \cdot \rho_{\text{Cu},20 \text{ }^\circ\text{C}}. \quad (5.2-14)$$

Po dosadení hodnôt do rovnice 5.2-14, pričom za teplotu  $\vartheta$  bola dosadená hodnota teploty  $t_v = 115 \text{ }^\circ\text{C}$ , vyšla hodnota  $\rho_{\text{Cu},115 \text{ }^\circ\text{C}} = 2,44 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega.\text{m}$ .

Následne bol určený potrebný rozmer prostredného stĺpa jadra, vyčíslením rovnice 5.2-5, pričom táto hodnota slúžila k výberu veľkosti jadra, ktoré malo byť použité na konštrukciu tlmivky. Do rovnice boli dosadené nasledovné hodnoty, kde  $L = 5,19 \cdot 10^{-6} \text{ H}$ ,  $I_z = I_{\text{max}} = I_{\text{ef}} = 140 \text{ A}$ ,  $\rho_{\text{Cu},115 \text{ }^\circ\text{C}} = 2,44 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega.\text{m}$ ,  $k_{\text{p,Cu}} = 0,7$ ,  $k_{\text{p,Fe}} = 1$ ,  $B_{\text{max}} = 0,32 \text{ T}$ ,  $\Delta T = 70 \text{ K}$ ,  $\alpha = 14,08 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ . Veľkosť rozmeru prostredného stĺpa jadra na stavbu tlmivky vyšla  $a = 21,61 \text{ mm}$ .

Z dostupných vyrábaných feritových jadier typu E bolo vybrané jadro E55/28/21, 3C90. Prierez jadra podľa katalógového listu uvedeného v Prílohe F [9] bol  $S_j = 353 \text{ mm}^2$ . Relatívna permeabilita použitého jadra mala hodnotu  $\mu_{\text{rFe}} = 1760$ . Hodnota magnetickej indukcie činila  $B_{\text{max}} = 320 \text{ mT}$ . Udávaná dĺžka siločiar feromagnetického materiálu od výrobcu mala hodnotu  $l_{\text{Fe}} = 124 \text{ mm}$ . Pre ďalšie výpočty bol uvažovaný rozmer šírky prostredného stĺpa jadra  $a = 17 \text{ mm}$ . Tento rozmer ako aj ostané hodnoty veličín boli získané z údajov o vybranom jadre z katalógového listu uvedeného v Prílohe F [9].

Hodnota prúdovej hustoty vo vinutí bola vypočítaná podľa vzťahu

$$\sigma = \sqrt{\frac{13 \cdot \Delta T \cdot \alpha}{4,5 \cdot k_{\text{p,Cu}} \cdot \rho_{\text{Cu},115 \text{ }^\circ\text{C}} \cdot a}}. \quad (5.2-15)$$

Po dosadení do rovnice 5.2-15, kde  $\Delta T = 70 \text{ K}$ ,  $\alpha = 14,08 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ ,  $k_{\text{p,Cu}} = 0,7$ ,  $\rho_{\text{Cu},115 \text{ }^\circ\text{C}} = 2,44 \cdot 10^{-8} \text{ } \Omega.\text{m}$ ,  $a = 17 \text{ mm}$ , bola  $\sigma = 3,13 \text{ A.mm}^{-2}$ .

Potrebný počet závitov  $N$  na realizáciu vinutia tlmivky bol určený podľa

$$N = \frac{L \cdot I_{\text{max}}}{B_{\text{max}} \cdot S_j \cdot k_{\text{p,Fe}}}. \quad (5.2-16)$$

Pri uvažovaní  $L = 5,19 \cdot 10^{-6}$  H,  $I_{\max} = 140$  A,  $B_{\max} = 0,32$  T,  $S_j = 353 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>,  $k_{p,Fe} = 1$  vplynulo, že na naviniutie tlmivky bolo potrebných  $N = 6$  závitov.

Veľkosť vzduchovej medzery  $l_v$  bola určená nasledovne

$$l_v = \frac{N \cdot \mu_0 \cdot I_{\max}}{B_{\max}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}}. \quad (5.2-17)$$

Po dosadení ak,  $N = 6$  závitov,  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H.m<sup>-1</sup>,  $I_{\max} = 140$  A,  $B_{\max} = 0,32$  T,  $l_{Fe} = 124 \cdot 10^{-3}$  m,  $\mu_{rFe} = 1760$  bola podľa rovnice 5.2-17  $l_v = 3,23$  mm.

Nasledovne bol určený potrebný prierez vodiča  $S_{CuL}$  na naviniutie tlmivky, pričom plocha okna tlmivky  $S_0$  bola určená priamo z geometrických rozmerov jadra. Jadrá boli umiestnené dve oproti sebe. Hodnota  $S_{CuL}$  sa určila ako

$$S_{CuL} = \frac{S_0}{N} \cdot k_{p,Cu}. \quad (5.2-18)$$

Pri veľkosti okna tlmivky, kde  $S_0 = 380 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>, pri navinutí  $N = 6$  závitov a dosiahnutí  $k_{p,Cu} = 0,7$ , bolo potrebné vyhotoviť tlmivku tak, aby prierez vodiča dosahoval hodnoty  $S_{CuL} = 44,33$  mm<sup>2</sup>.

Na naviniutie tlmivky bola použitá medená fólia typu CW024A – R240. Jednalo sa o med' s udávanou čistotou minimálne 99,90 % Cu. Pre tento typ medi bolo definované predĺženie hodnotou vyjadrenou v percentách 8 %. Jednalo sa o polotvrdu med' s tvrdosťou 40 až 65 HV. Bližšie informácie o druhu a využití typov medi sa nachádza v [11]. Vinutie pozostávalo z dvoch medených pásov ustrihnutých na šírku 37 mm, každý s hrúbkou 0,55 mm.

Kontrola prúdovej hustoty vychádzala z nasledujúceho vzťahu, pričom za hodnotu  $S_{CuL}$  bola dosadená skutočná hodnota prierezu vodiča použitého na vinutie. Kontrolovaná hodnota  $\sigma_{kontr}$  bola určená

$$\sigma_{kontr} = \frac{I_{ef}}{S_{CuL}}. \quad (5.2-19)$$

Veľkosť kontrolovanej prúdovej hustoty vychádzala podľa predchádzajúcej rovnice z  $I_{ef} = 140$  A a skutočného prierezu realizovaného vinutia pozostávajúceho z dvoch medených pásov o hrúbke 0,55 mm a šírke 37 mm s veľkosťou  $S_{CuL} = 40,7 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>. Hodnota prúdovej hustoty potom vyšla  $\sigma_{kontr} = 3,44$  A.mm<sup>-2</sup>. Väčšia hodnota kontrolovanej prúdovej hustoty vyšla v dôsledku toho, že bolo vybrané jadro s menšími rozmermi z rady jadier. V najpriaznivejšom prípade by sa mali prúdové hustoty  $\sigma$  a  $\sigma_{kontr}$  rovnať, avšak tento rozdiel medzi nimi nie je kritický, dosiahla by sa vyššia teplota vinutia pri vyššej prúdovej hustote.

Kontrola realizovateľnosti vzduchovej medzery bola prevedená podľa nasledujúceho vzťahu

$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{\frac{S_j}{k_{p,Fe}}}. \quad (5.2-20)$$

Po číselnom dosadení, pre uvažované  $l_{Fe} = 124 \cdot 10^{-3}$  m,  $\mu_{rFe} = 1760$ ,  $l_v = 3,22 \cdot 10^{-3}$  m,  $S_j = 353 \cdot 10^{-6}$  m<sup>2</sup>,  $k_{p,Fe} = 1$ , do nerovnice 5.2-20 vyplynulo, že nerovnosť zostala zachovaná v tvare  $0,07 \text{ mm} < 3,22 \text{ mm} \ll 18,79 \text{ mm}$  a tlmivku s navrhovanou vzduchovou medzerou bolo možné následne realizovať.

### 5.3 Praktická realizácia výstupnej filtračnej tlmivky

Tlmivka bola realizovaná na dvoch feritových jadrách tvaru E s označením E55/28/21, materiálu typu 3C90, ktoré boli umiestnené proti sebe. Realizovaná tlmivka sa nachádza na Obr. č. 5.3-1.

Zabezpečenie potrebnej dĺžky vzduchovej medzery bolo prevedené odsadením protilahlých jadier pomocou medzery, ktorá vznikla vložením vhodného elektricky nevodivého a teplotne odolného izolantu medzi obidve jadrá. Potrebná dĺžka vzduchovej medzery bola uvažovaná ako polovica vypočítanej hodnoty  $l_v = 3,22$  mm [1]. Teda jedna izolačná podložka mala byť hrubá približne 1,6 mm. Tento izolant bol použitý z materiálu používajúceho sa na výrobu plošných spojov. Použitý laminát mal hrúbku 1,5 mm. Plošný spoj bol upravený tak, že mu bola odleptaná med' a následne bol odstrihnutý na potrebnú veľkosť, aby nepresahoval dva krajné, ako aj jeden prostredný stĺp jadra a nezavadzal tak následne vloženému vinutiu. Mechanická stálosť vkladáných troch izolačných podložiek bola zabezpečená pomocou vysokoteplotného silikónu, ktorý bol nanesený na obidve plochy vkladaneho izolantu medzi protilahlé jadrá.

Tlmivka bola vinutá dvomi medenými pásmi súčasne. Pásky pozostávali z dvojice medených fólií o šírke 37 mm, pričom každá bola hrubá 0,55 mm. Pásky medi na vinutie tlmivky boli získané nastrihaním z medeneho zvitku o dĺžke 1 m a šírke 0,67 m. Na začiatok vinutia bolo prispájkovaných 6 kusov medených pásov o šírke 1 cm zabezpečujúcich zachovanie približne rovnakej prúdovej hustoty ako malo byť vo vinutí tlmivky. Druhý vývod, koniec vinutia tlmivky, bol jednoducho zahnutý nadol. Obidva vývody vinutia tlmivky mali byť následne zapájkované do dosky plošného spoja silovej časti meniča.

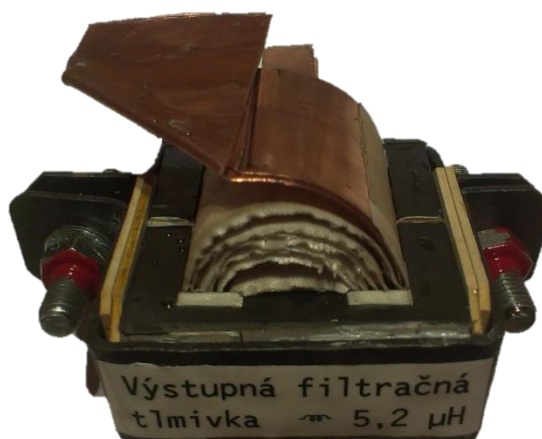
Odizolovanie jednotlivých závitov vinutia tlmivky bolo realizované špeciálnou páskou, ktorú možno použiť na izolácie vinutí transformátorov alebo tlmiviek. Jednalo sa o pásku s označením IC401, ktorej šírka bola 25 mm s hrúbkou 0,18 mm. Páska obsahovala ako základný nosný materiál sklenené vlákno. Výrobca udával, že páska by mala byť odolná voči trhaniu, ako aj vysokej teplote, do hodnoty 200 °C. Páska v jednej vrstve mala vydržať hodnotu priernozného napätia 3 kV. Vinutia tlmivky, každý závit bol obalený dvoma vrstvami pásky tak, aby jednotlivé spoje, medzi dvoma vrstvami pásky, boli vzájomne prekryté, keďže šírka pásky bola menšia ako celková šírka vinutia. Preto bolo potrebné ustrihnúť 5 kusov pásky, približne dlhšej 1 m a vinúť túto pásku súčasne

s medeným vinutím. Prebytočná páska presahujúca vinutie tlmivky bola následne odstránená tak, aby pásková izolácia presahovala vinutie približne o 2 mm na každú stranu. Pri stavbe tlmivky nebola použitá kostra na uloženie vinutia do jadra, vinutie bolo umiestnené priamo na prostredný stĺp jadra. Vinutie bolo najskôr navíjané na provizórny drevený hranol o rozmeroch odpovedajúcich prostrednému stĺpu jadra. Po navinutí 6 závitov s dostatočnou vzájomnou izolačnou pevnosťou bolo vinutie nasunuté do jadra tlmivky.

Obidve jadrá umiestnené proti sebe, do ktorých bolo vložené vinutie, boli pevne stlačené pomocou železného držiaka. Tento držiak bol vyhotovený z 3 mm hrubej železnej pásoviny, ktorá svojim tvarom obojstranne obopínala tvar jadra. Po bokoch pásoviny sa nachádzali skrutky zabezpečujúce dostatočné spojenie a prítlak obidvoch jadier. Kovový držiak tlmivky bol taktiež vybavený jedným párom skrutiek, ktorých úlohou bolo zabezpečiť upevnenie priamo o DPS.

Pri konštruovaní tlmivky bolo potrebné myslieť tiež na to, aby priliehajúci kovový držiak nespôsobil bočné skratovanie vzduchovej medzery. Z toho hľadiska boli medzi kovový držiak a vzduchovú medzeru vložené, z každej strany, dve izolačné podložky z materiálu rovnakého, aký bol použitý vo vzduchovej medzere. Celková hrúbka tejto izolácie bola 3 mm.

Skonštruovaná výstupná filtračná tlmivka bola následne zmeraná pomocou prístroja Uard Tech 7600. Hodnota navrhovanej indukčnosti tlmivky bola  $L = 5,19 \mu\text{H}$ . Zmeraná hodnota indukčnosti bola  $L_m = 8 \mu\text{H}$ . Vďaka vyššej hodnote indukčnosti by následne došlo k väčšiemu sýteniu jadra. Preto bola následne tlmivka opäť rozobratá a bola jej upravená vzduchová medzera vložением dvoch izolačných fólií k pôvodnému izolantu vzduchovej medzery. Každá fólia mala hrúbku 0,35 mm a bola vložená dvojmo do vzduchovej medzery prostredného a obidvoch krajných stĺpov, medzi protíahlé jadrá.



**Obr. č. 5.3-1:** Vyrobená výstupná filtračná tlmivka s navrhovanou hodnotou indukčnosti  $L = 5,19 \mu\text{H}$  a s navinutím  $N = 6$  závitov.

## 6 BUDIACE OBVODY MENIČA

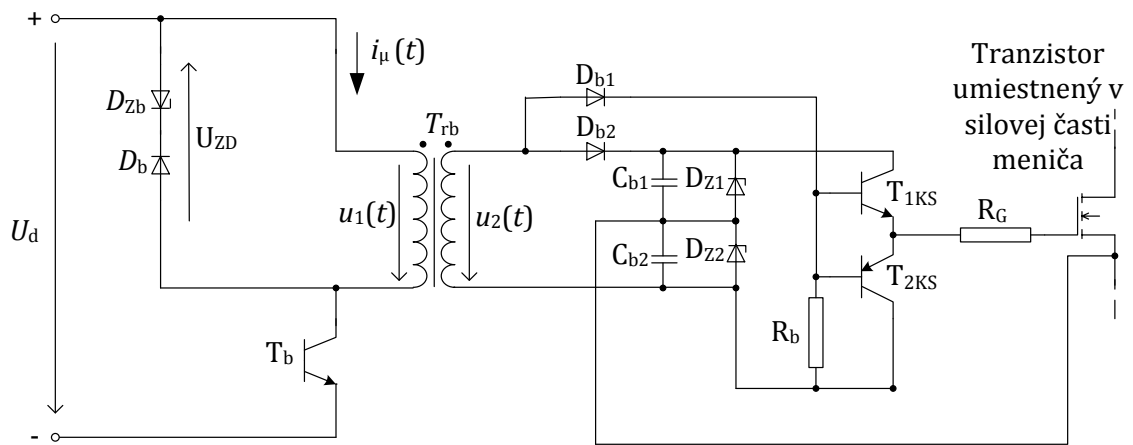
Pre správnu a spoľahlivú činnosť realizovaného zariadenia bolo potrebné klásť nemalý dôraz na návrh riadiacich a budiacich obvodov meniča. Od kvality riadiacich impulzov sa následne odvíjala spoľahlivosť spínania výkonových IGBT tranzistorov umiestnených v silovej časti meniča. Pri ich nesprávnom spínaní o impulzoch nedostatočnej napät'ovej a časovej kvalite, by nemusela klesať len životnosť spínaných tranzistorov ale mohlo by sa stať, že zariadenie nebude vykazovať očakávané vlastnosti. V najhoršom stave by mohlo dochádzať k nežiaducim haváriám.

Na stavbu budičov bol použitý jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy. Budiče boli štyri, kde každý tranzistor mal svoj vlastný budič s malým impulzným transformátorom. Tento typ meniča sa využíva na prenos malých výkonov. Býva napájaný z malého napätia v rozsahu približne od 12 V až 50 V a zároveň zabezpečuje požadované galvanické oddelenie silových a riadiacich obvodov.

### 6.1 Jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy

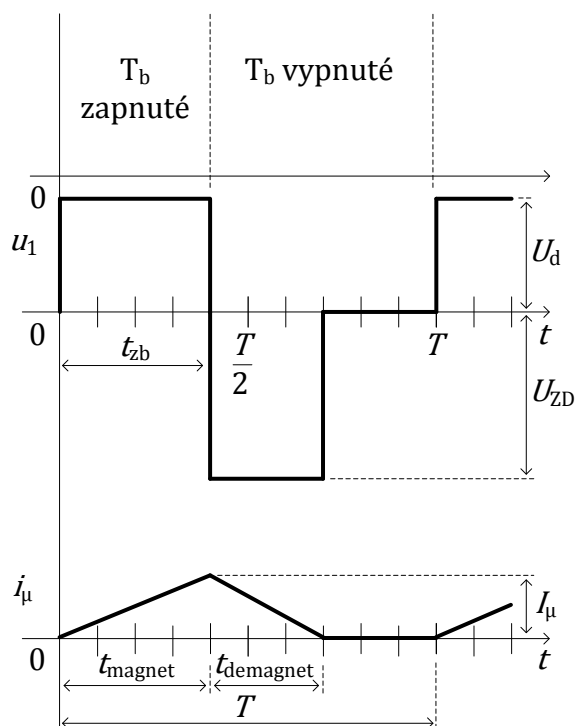
Zapojenie meniča sa nachádza na 6.1-1. Princíp činnosti vychádza z meniča jednočinného, avšak s odlišným procesom demagnetizácie jadra budiaceho transformátora. Po zopnutí tranzistora  $T_b$  nastáva proces magnetizácie jadra transformátora. Magnetizačný prúd  $i_\mu(t)$ , ako zobrazuje Obr. č. 6-2, narastá z nulovej počiatočnej hodnoty na maximálnu, ktorá končí v okamžiku vypnutia tranzistora. Magnetizačný prúd naďalej tečie rovnakým smerom primárneho vinutia impulzného budiaceho transformátora, pričom postupne zaniká z maximálnej hodnoty na nulovú. Naakumulovaná energia počas magnetizácie sa cielene vnucuje do Zenerovej diódy, kde sa stratovo premieňa na teplo. Napätie  $u_1(t)$  má v tomto čase opačnú polaritu a je dané veľkosťou napätia na Zenerovej dióde  $U_{ZD}$ . Ak napätie Zenerovej diódy by bolo väčšie ako napätie  $U_d$  napájajúce tento typ meniča, mohla by sa dosiahnuť strieda s vyššou hodnotou ako 0,5. V tomto stave meniča by bol záporný impulz napätia  $u_1(t)$  vyšší a kratšie trvajúci, demagnetizácia by prebehla rýchlejšie. Potom kladný impulz napätia  $u_1(t)$  počas doby zapnutia tranzistora, behom jedného cyklu periódy, by mohol byť dlhšie trvajúci, čo by malo vplyv na následné zväčšenie striedy nad hodnotu vyššiu ako 0,5. Pri použití tranzistora pre budič, označeného ako  $T_b$ , býva potrebné myslieť, že tranzistor treba dimenzovať na minimálne napätie dané súčtom napätia  $U_d$  a  $U_{ZD}$ ,

čo v súčasnosti nespôsobuje žiadne výrobné komplikácie vďaka širokej škále vyrábaných napríklad MOS-FET tranzistorov.



**Obr. č. 6.1-1:** Jednočinný priepustný menič s demagnetizáciou do Zenerovej diódy použitý ako budič pre vytvorenie kladných zapínacích a záporných vypínacích impulzov pri spínaní výkonových tranzistorov meniča (upravené z [1]).

Napätie  $u_1(t)$  sa s prevodom budiaceho transformátora dostane na sekundárnu stranu, kde vznikne napätie  $u_2(t)$ . Sekundárnu stranu budiča býva možné upraviť niekoľkými spôsobmi tak, aby sa na výstupe budiča získal signál schopný spoľahlivo zapnúť a vypnúť výkonový tranzistor. Na sekundári budiča bol umiestnený obvod zabezpečujúci zapnutie tranzistora kladným napätím a následné vypnutie tranzistora záporným napätím. Súčet napätí 16 V na Zenerovej dióde  $D_{z1}$  a 8 V na  $D_{z2}$ , aby sekundárne vinutie nepracovalo do skratu, by mal byť väčší ako veľkosť napäťového impulzu na sekundárnej strane budiaceho transformátora s hodnotou približne 22 V. V čase kladného impulzu  $u_2(t)$  sa nabíjajú kondenzátory  $C_{b1}$  a  $C_{b2}$ . Dvojčinný emitorový sledovač tvoriaci koncový stupeň budiča, s tranzistormi  $T_{1KS}$  a  $T_{2KS}$ , je v tomto čase napájaný cez usmerňovacie pomocné diódy z  $u_2(t)$ . Výkonový tranzistor je zapnutý cez odpor  $R_G$  signálom približne o hodnote +15 V. V čase záporného impulzu  $u_2(t)$  sú pomocné usmerňovacie diódy  $D_{b1}$  a  $D_{b2}$  polarizované v závernom smere, teda sa neuplatnia. V tomto okamžiku je dvojčinný emitorový sledovač napájaný z nabitých kondenzátorov. Výkonový tranzistor sa vypína záporným napätím o hodnote približne -7 V cez  $R_G$  a spodný z dvojice tranzistorov tvoriaci koncový stupeň budiča [1].



**Obr. č. 6.1-2:** Časové priebehy veličín vyskytujúcich sa v obvode jednočinného priepustného meniča s demagnetizáciou do Zenerovej diódy (poupravené z [1]).

## 6.2 Návrh transformátora jednočinného priepustného meniča s demagnetizáciou do Zenerovej diódy

Návrh impulzného budiaceho transformátora vychádzal z literatúry [1] a [17]. Najskôr bolo zvolené jadro transformátora. Jednalo sa o stavbu štyroch budiacich transformátorov, pričom každý z impulzných transformátorov bol zložený s dvojice toroidných jadier s označením T1205C, z rovnakého materiálu CF 139, aký bol využitý u jadier výkonových transformátorov. Výrobca [4], [5] udával veľkosť magnetickej vodivosti jadra  $A_L = 1100 \cdot 10^{-9} \text{ H.závit}^2$ . Jedno použité jadro malo  $l_{Fe} = 30,1 \text{ mm}$  a veľkosť  $S_{Fe} = 12,2 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ .

Menič mohol pracovať so striedou o väčšej s hodnote ako 0,5. Uvažované napätie na Zenerovej dióde malo hodnotu  $U_{ZD} = 25 \text{ V}$ . Potom maximálna strieda meniča bola daná podľa vzťahu

$$s_{\max} = \frac{U_{ZD}}{U_{ZD} + U_d} \quad (6.2-1)$$

Po dosadení do predchádzajúcej rovnice, s uvažovaním  $U_{ZD} = 25 \text{ V}$  a pri napájaní meniča z napätia o veľkosti  $U_d = 20 \text{ V}$ , vyšla hodnota maximálne dosiahnuteľnej striedy meniča  $s_{\max} = 0,56$ .

Na Zenerovej dióde označenej na Obr. č. 6.1-1 ako  $D_{zb}$ , bol zvolený stratový výkon o veľkosti  $P_{ZD,\max} = 1 \text{ W}$ . Pri následnej realizácii bola použitá Zenerova dióda o dostatočnej 50% tepelnej rezerve, s hodnotou stratového výkonu  $2 \text{ W}$ .

Počet primárnych závitov sa určil zo vzťahu

$$N_1 = \frac{U_d \cdot S_{\max}}{\sqrt{2 \cdot f \cdot 2 \cdot A_L \cdot P_{ZD,\max}}}. \quad (6.2-2)$$

Do predchádzajúceho vzťahu boli dosadené nasledovné hodnoty, kde  $U_d = 20 \text{ V}$ ,  $S_{\max} = 0,56$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ , dvojnásobná magnetická vodivosť, pretože boli umiestnené dve jadrá paralelne, pre každý budiaci transformátor. Jedno jadro malo  $A_L = 1100 \cdot 10^{-9} \text{ H.závit}^{-2}$ . Uvažovaný stratový výkon na Zenerovej dióde mal hodnotu  $P_{ZD,\max} = 1 \text{ W}$ . Z uvedeného vyšlo, že na navinutie primárneho vinutia malo byť použitých 22 závitov.

Kontrola na presýtenie jadra budiaceho transformátora vychádzala zo vzťahu

$$B_{\max} = \frac{U_d \cdot S_{\max}}{f \cdot N_1 \cdot S_{\text{Fe}}}. \quad (6.2-3)$$

Pri uvažovaní hodnôt, kde  $U_d = 20 \text{ V}$ ,  $S_{\max} = 0,56$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ ,  $N_1 = 22$  závitov a dvojnásobnej hodnote  $S_{\text{Fe}} = 12,2 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ , bola získaná magnetická indukcia  $B_{\max} = 0,35 \text{ T}$ . Zo získanej hodnoty magnetickej indukcie bolo zrejmé, že by dochádzalo k presycovaniu jadra transformátora. Preto bolo zvolené, že na primárne vinutie sa navinie  $N_1 = 26$  závitov. Pri uvažovaných  $N_1 = 26$  závitov vyšla hodnota magnetickej indukcie, podľa 6.2-3,  $B_{\max} = 0,29 \text{ T}$ .

Indukčnosť primárneho vinutia sa určila ako

$$L_1 = N_1^2 \cdot 2 \cdot A_L. \quad (6.2-4)$$

Pri použitých dvoch jadrách, pričom každého magnetická vodivosť bola  $A_L = 1100 \cdot 10^{-9} \text{ H.závit}^{-2}$  a navinutých  $N_1 = 26$  závitov, vyšla hodnota primárnej indukčnosti  $L_1 = 1,49 \text{ mH}$ .

Po zvýšení primárnych závitov bol stratový výkon na Zenerovej dióde určený nasledovne

$$P_{ZD,\max} = \frac{U_d^2 \cdot S_{\max}^2}{2 \cdot f \cdot L_1}. \quad (6.2-5)$$

Ak  $U_d = 20 \text{ V}$ ,  $S_{\max} = 0,56$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ ,  $L_1 = 1,49 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ , vyšla hodnota stratového výkonu  $P_{ZD,\max} = 0,73 \text{ W}$ . Získaná nižšia hodnota stratového výkonu oproti pôvodne zvolenej hodnote  $1 \text{ W}$  len potvrdila predpoklad, že zo zvyšujúcim počtom primárnych závitov, nielen klesá indukcia v jadre budiaceho transformátora ale znižovala sa aj hodnota stratového výkonu na Zenerovej dióde.

Veľkosť sekundárneho impulzného napätia bola zvolená na hodnotu  $U_{2\text{imp}} = 22 \text{ V}$ . Táto voľba vychádzala z rozloženia napätia na pomocných Zenerových diódach  $D_{Z1} = 16 \text{ V}$  a  $D_{Z2} = 8 \text{ V}$  a z požiadavky na dosiahnutie zapínacieho a vypínacieho impulzu pre výkonové tranzistory o hodnotách  $+15 \text{ V}$  a  $-7 \text{ V}$ .

Počet sekundárnych závitov budiaceho transformátora sa určil

$$N_2 = \frac{U_{2\text{imp}}}{U_d} \cdot N_1. \quad (6.2-6)$$

Po dosadení  $U_{2\text{imp}} = 22 \text{ V}$ ,  $U_d = 20 \text{ V}$ ,  $N_1 = 26$  závitov, bolo potrebné navinúť na sekundárne vinutie budiaceho transformátora  $N_2 = 29$  závitov.

Veľkosť magnetizačného prúdu budiaceho transformátora bola zistená ako

$$I_{\mu\text{max}} = \frac{U_d \cdot S_{\text{max}}}{L_1 \cdot f}. \quad (6.2-7)$$

Pri uvažovaných hodnotách  $U_d = 20 \text{ V}$ ,  $S_{\text{max}} = 0,56$ ,  $L_1 = 1,49 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ ,  $f = 60 \cdot 10^3 \text{ Hz}$ , vyšla veľkosť magnetizačného prúdu  $I_{\mu\text{max}} = 0,13 \text{ A}$ .

Vo vinutí budiaceho transformátora bola uvažovaná prúdová hustota o veľkosti  $\sigma = 5 \text{ A}\cdot\text{mm}^{-2}$ . Na navinutie primárneho a sekundárneho vinutia bol použitý vodič SYNPLEX, rovnakého typu ako bolo použité pri návrhu výkonových transformátorov v podkapitole 3.1. Medený lakovaný vodič mal priemer 0,4 mm.

Kontrola realizovateľnosti vinutia budiaceho transformátora vychádzala zo vzťahu

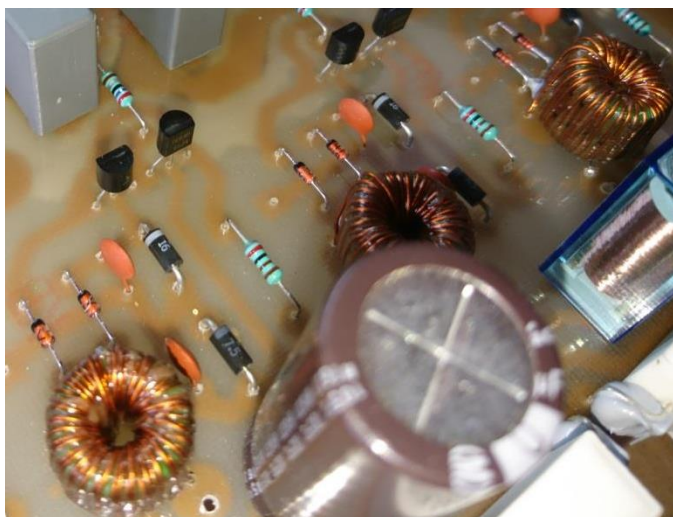
$$N_1 \cdot S_{\text{Cu1}} + N_2 \cdot S_{\text{Cu2}} < k_{\text{pCu}} \cdot \frac{S_0}{2}. \quad (6.2-8)$$

Pri uvažovaných  $N_1 = 26$  závitov,  $S_{\text{Cu1}} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ ,  $N_2 = 29$  závitov,  $S_{\text{Cu2}} = 0,15 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ ,  $k_{\text{pCu}} = 0,36$ , a polovici z hodnoty  $S_0 = 34,2 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ , vyšla nerovnica 6.2-8 v tvare, kedy došlo k obráteniu nerovnosti vo výsledku na tvar, kedy  $6,9 > 6,2$ . Napriek nedodržaniu pôvodnej nerovnice sa mohol budiaci transformátor následne realizovať, pretože získaná ľavá strana nerovnice o veľkosti 6,9 sa rádovo nelíši od pravej strany nerovnice s číselnou hodnotou 6,2. V skutočnosti došlo k tomu, že budiaci transformátor mal zaplnenú väčšiu časť ako len polovicu plochy okna. Veľkosť prierezu medi primárneho a sekundárneho vinutia,  $S_{\text{Cu1}}$  a  $S_{\text{Cu2}}$  boli zistené z hodnoty prúdovej hustoty a veľkosti efektívneho prúdu nimi pretekajúceho. Veľkosť plochy okna bola zistená z vnútorného priemeru jedného jadra, ktorého veľkosť bola 6,6 mm.

### 6.3 Vyhotovenie budiaceho transformátora

Vzhľadom na skutočnosť, že každý z výkonových tranzistorov mal mať svoj vlastný budiaci transformátor, bolo v celku potrebné postupne vyrobiť 4 kusy týchto transformátorov. Jeden budiaci transformátor sa skladal z dvoch paralelne spojených feritových jadier typu T1205C. Technologický výrobný proces sa veľmi podobal na výrobu výkonových transformátorov v podkapitole 3.2. Jadrá boli opäť zlepené prostredníctvom vysoko tepelného lepidla, podobne ako výkonové transformátory. Výroba bola jednoduchšia v tom zmysle, že nebolo potrebné stáčať jednotlivé vodiče, aby vzniklo lano, ktorým by sa vinuli primárne a sekundárne vinutia. Naopak, pretože to nebolo potrebné a ani možné vkladať do tak malého jadra objemnejšie vinutie, boli vinutia jednoducho navinuté len jedným vodičom

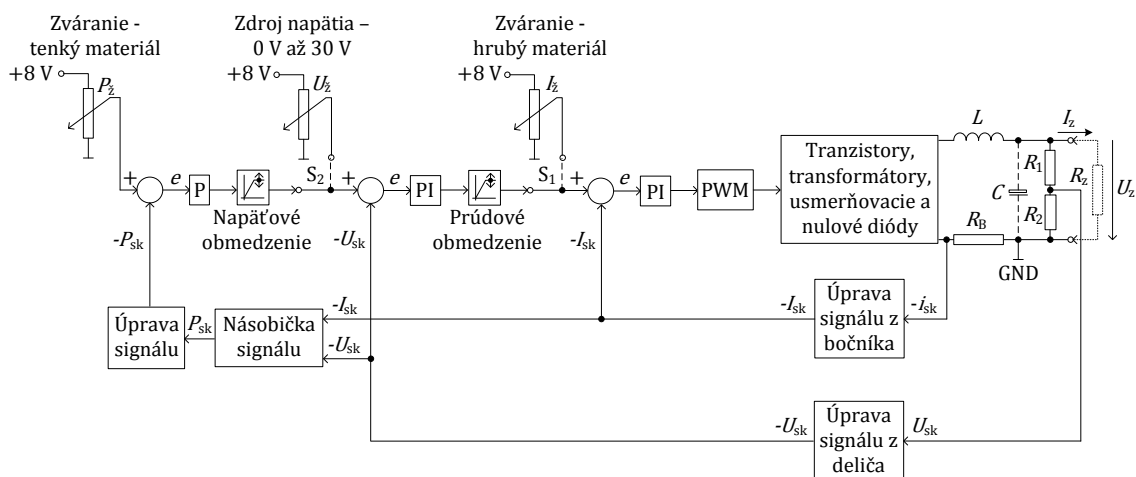
o priemere 0,4 mm. Po navinutí primárneho vinutia s  $N_1 = 26$  závitov, bolo celé jadro zaliate prostredníctvom zalievacej hmoty VUKOL 034. Príprava zalievacej hmoty s vhodným tužidlom ako aj vytvrdenie bolo opäť podobné ako v kapitole 3.2. Na dvakrát zaliate a dostatočne vytvrdené primárne vinutie bolo navinutých  $N_2 = 29$  závitov sekundárneho vinutia. Budiaci transformátor bol opäť zaliaty do zalievacej hmoty. Konce a začiatky vodičov primárneho vinutia boli pocínované a zapájkované do DPS silových obvodov meniča. Pocínovanie bolo možné až po mechanickom očistení ťažko spájkovateľného, dvakrát lakovaného medeného vodiča. Celý výrobný postup bolo potrebné opakovať ešte trikrát, aby sa tak vyrobili štyri budiace transformátory. Vyhotovené budiace transformátory boli znázornené na nasledujúcom obrázku 6.3-1.



**Obr. č. 6.3-1:** Časť z vyrobených budiacich impulzných transformátorov.

## 7 ČINNOSŤ SILOVÝCH, RIADIACICH A REGULAČNÝCH OBVODOV REALIZOVANÉHO MENIČA

Celý návrh, vrátane následnej realizácie konštruovaného zariadenia, bol orientovaný na to, aby bolo možné zariadenie využívať vo viacerých oblastiach priemyslu. Výkonový menič mohol pracovať v troch základných režimoch, medzi ktorými bolo možné sa prepínať a jednotlivito ich využívať. Jednalo sa o režim s reguláciou na konštantný prúd, kedy bola zaradená len prúdová slučka. Tohto stavu regulácie sa mohlo dosiahnuť prepnutím prepínača  $S_1$  na Obr. č. 7-1 do zvislej polohy. Zariadenie bolo možné využívať v prvom režime ako zväračku s nastaviteľnou hodnotou požadovaného zväracieho prúdu. Po prepnutí prepínača  $S_1$  do vodorovnej polohy sa mohlo dosiahnuť druhého režimu, kedy bola zabezpečená kaskádna regulácia výstupného napätia s nastaviteľným prúdovým obmedzením. Prepínač  $S_2$  bol prepnutý do hornej, zvislej polohy. Zariadenie bolo možné využiť ako zdroj regulovaného napätia pri možnom nabíjaní autobaterií. Tretí režim sa týkal regulácie na konštantný výkon. V tomto režime boli zapojené obidve podriadené slučky, ako prúdová, tak aj napätiová. Prepínače  $S_1$  a  $S_2$  boli prepnuté do vodorovnej polohy. Výhoda tohto režimu spočívala v možnosti zvärania tenkých materiálov, čo by nebolo celkom umožnené v prvom spomínanom režime, len s podriadenou prúdovou slučkou. Celá regulačná štruktúra sa nachádza na nasledujúcom Obr. č. 7-1.



Obr. č. 7-1: Regulačná schéma konštruovaného meniča.

Konštruovaný výkonový menič pozostával v celku z troch plošných spojov. Na najväčšej doske boli umiestnené silové obvody meniča spolu s časťou budiacich obvodov ako zobrazuje Príloha G. Zvyšné primárne strany budičov,

s demagnetizačnými obvodmi, šírkovým impulzným modulátorom a obvodmi vyhodnocujúcimi poruchový, či žiadaný stav meniča boli umiestnené na samostatnom, najmenšom plošnom spoji, na ktorom boli umiestnené všetky súčiastky nachádzajúce sa v Prílohe H. Samostatná DPS bola určená na vytvorenie potrebných napätových úrovní v riadiacich a regulačných obvodoch meniča. Na tejto doske boli umiestnené všetky operačné zosilňovače regulačných a ochranných obvodov, ako aj samotná násobička signálov a zvyšok súčiastok nachádzajúcich sa v Prílohe I.

## **7.1 Režimy realizovaného výkonového meniča**

Výkonový menič mohol pracovať v už spomínaných troch režimoch. Jednalo sa o režim s reguláciou na konštantný prúd, napätie a výkon. Pre režimy a následnú činnosť celého zariadenia boli typické nasledovné skutočnosti.

### **7.1.1 Regulácia na konštantný prúd**

Ide o režim so zaradenou len prúdovou slučkou. Žiadanú hodnotu prúdu býva možné nastaviť pomocou potenciometra. Napätové obmedzenie nebýva možné v použitej len prúdovej slučke nastaviť. Preto tejto regulácie býva možné s výhodou využiť pre zväračky dodávajúce do oblúku, horiaceho medzi elektródou a zváraným materiálom, konštantný prúd. Potreba nastavovania obmedzenia napätia tu nebýva. Ak by napätové obmedzenie predsa len bolo prítomné, v praxi by sa to prejavilo ako veľmi nežiadané, pretože by mohlo dochádzať k zhasínaniu oblúku. Maximálne napätie na výstupe meniča býva dané napätím medziobvodu, ktoré sa pretransformuje cez prevod výkonového transformátora.

Pri ručnom zváraní obalovanou elektródou nebýva možné v každom časovom okamžiku zaistiť konštantnú dĺžku natiahnutého horiaceho oblúku. Preto platí pri tomto spôsobe regulácie, že ak sa natiahne dĺžka oblúku, mierne sa zvýši napätie potrebné na jeho udržanie. Zvýšenie napätia pre udržanie konštantného, nastaveného prúdu menič bezpečne zaistí. Pri natiahnutom dlhšom oblúku býva dosahovaný vyšší výkon meniča ako pri kratšom oblúku pri rovnakej nastavenej hodnote zväracieho prúdu. Reguláciu na konštantný prúd býva vhodné využiť pre ručné zváranie hrubších materiálov väčším zväracím prúdom.

Pri bežnej prevádzke zväračky môže vzniknúť potreba zvärať tenké materiály, ako sú napríklad plechy. Zvärací oblúk nesmie byť štíhly a dlhý. Mohlo by tak dochádzať k prepalovaniu zváraného materiálu alebo k prilepeniu elektródy k jeho povrchu. K uvedenému by dochádzalo práve preto, že na zváranie tenkých materiálov býva potrebné dosiahnuť malého výkonu. Toho sa dá doceliť nízkou hodnotou nastaveného zväracieho prúdu a malou dĺžkou natiahnutého oblúku. Ak pri zváraní materiálu by došlo k zachveniu elektródy umiestnenej

v kliešťach ruky zvárača, skrátila by sa dĺžka oblúka, pričom by došlo k poklesu napätia na oblúku a následne aj výkonu, čo by viedlo k prilepeniu elektródy. Pri natiahnutí oblúku by naopak došlo k zvýšeniu napätia a aj výkonu a mohlo by nastať prepálenie tenkého zváraného materiálu. Regulácia na konštantný prúd pre ručné zváranie nie je vhodná pre zváranie tenkých materiálov, plechov [1], [17].

### **7.1.2 Regulácia na konštantné napätie**

Ide o kaskádnu reguláciu, kde býva často použitá slučka regulácie napätia s podriadenou slučkou prúdovou. Popri nastavovanej hodnote žiadaného napätia bolo možné nastavovať aj veľkosť prúdového obmedzenia. Podriadená prúdová slučka potláčala vplyv zotrvačnosti tlmivky, na výstupe meniča a znižovala rád regulovanej sústavy o 1.

Týmto usporiadaním sa získal zdroj napätia s nastaviteľným prúdovým obmedzením. Ak by došlo k natiahnutiu oblúku, pri záchveve ruky zvárača držiaceho pomocou elektródy natiahnutý oblúk, tak oblúk zhasne. Pre udržanie oblúku by bolo potrebné zvýšiť napätie, čo by nebolo možné, pretože jeho hodnota bola zdrojom nastavená na konštantnú úroveň. Naopak, pri natiahnutí oblúku by prudko narástol prúd a následne aj výkon, čo by bolo opäť nežiaducim stavom. Využitie regulácie na konštantné napätie býva pre ručné zváranie obalovanou elektródou nevhodné. Uplatnenie môže nájsť pri automatickom zváraní pomocou zváracích robotov udržiavajúcich oblúk medzi zváraným materiálom a odvíjajúcim sa zváracím drôtom horiacim v určitej ochrannej atmosfére [1], [17].

Využitie regulácie na konštantné napätie bolo v realizovanom meniči použité z dôvodu získania regulovaného zdroja napätia. Takýto zdroj bolo možné použiť napríklad pre nabíjanie autobatérií a v podobných aplikáciách nevyžadujúcich perfektne hladké, vyfiltrované, výstupné napätie s nie príliš jemným nastavovaním požadovanej hodnoty napätia.

### **7.1.3 Regulácia na konštantný výkon**

Pri kaskádnej regulácii na konštantný výkon bývajú nadradenej regulačnej slučke výkonu podriadené ako napät'ová, tak aj prúdová slučka. V regulačnej štruktúre býva potrebné zabezpečiť vynásobenie signálov nesúcich informáciu o skutočnom prúde pretekajúceho meničom, ako aj skutočnom napätí objavujúceho sa na jeho výstupe. Na násobenie môže byť využitá analógová násobička.

Ak by pri zachvení elektródy umiestnenej v kliešťach, ktorú drží zvárač v ruke, došlo k natiahnutiu oblúku, vrástlo by na ňom napätie. Pre udržanie konštantného výkonu by poklesol zvárací prúd, aby nedošlo k prepáleniu zváraného materiálu. Podobne, ak by sa zmenšila dĺžka oblúku, kleslo by na ňom

napätie a pre udržanie nastaveného konštantného výkonu by vzrástol prúd. Tento spôsob regulácie býva účelný pre zváranie tenkých materiálov [1], [17].

## 7.2 Popis a realizácia silových obvodov meniča

Schéma silových obvodov výkonového meniča bola vložená do Prílohy G. Spustenie zariadenia sa realizovalo prostredníctvom vypínača  $S_1$ . Vypínač rozopínal nielen fázový, ale aj nulový vodič. Po jeho zopnutí sa priviedlo sieťové jednofázové napätie 230 V, 50 Hz priamo cez poistku  $F_1$ , o hodnote 20 A, do silovej časti meniča. Pripojenie riadiacich obvodov, ako aj nútovej ventilácie prebehlo v rovnakom okamihu, pri zapnutí zariadenia prostredníctvom vypínača  $S_1$ . Správnu funkciu silových obvodov signalizovala kontrolka  $K_1$ . O správnosti činnosti vstupných riadiacich obvodov podávala informáciu kontrolka  $K_2$ . Ak by došlo k nečakanej poruche napájacích obvodov riadenia, vybavila by poistka  $F_2$  s hodnotou 4A a zhasla by kontrolka  $K_2$ . V prípade poruchy v silových obvodov by došlo k pretaveniu poistky  $F_1$  a zhasnutiu kontrolky  $K_1$ . Táto optická signalizácia bola umocnená ešte zvukovou signalizáciou, pretože po pretavení poistky  $F_1$  by došlo k zastaveniu ventilátora, ktorý beží neustále počas zapnutého zariadenia a jeho činnosť bola pomerne dobre počuteľná.

Pre potlačenie nežiaduceho vysokofrekvenčného rušivého prúdu bola na vstupe meniča použitá jednofázová kompenzovaná odrušovacia tlmivka. Tlmivka bola vyrobená navinutím dvoch vinutí, v rovnakom smere, každé malo 12 závitov na feritovom jadre T5818C s použitým materiálom CF197. Indukčnosť tlmivky mala hodnotu 1,21 mH. Odrušovacia tlmivka s využitím kondenzátorov  $C_4$ ,  $C_5$ ,  $C_6$  a  $C_7$  typu CY a  $C_1$  a  $C_2$  typu CX tvorili jednofázový odrušovací filter. Samostatná odrušovacia tlmivka by síce rušivé prúdy, tečúce z meniča ochranným vodičom naspäť do zdroja sústavy, potlačila ale úplne neeliminovala. Za odrušovacím filtrom sa nachádzal varistor, ktorý mal slúžiť ako jednoduchá prepäťová ochrana. Varistor bol umiestnený z druhej strany DPS, kde sa nenachádzali ostatné súčiastky, aby pri jeho možnom vybavení nedošlo k poškodeniu ostatných okolitých súčiastok.

Výkonový menič bol taktiež vybavený obvodom soft-štartu. Jednalo sa o obvod, ktorý mal zabezpečiť spomalené prvotné nabíjanie kondenzátorov  $C_9$  a  $C_{10}$  v medziobvode meniča. Ak by sa nepreviedlo obmedzenie nabíjacieho prúdu, menič by bolo potrebné rozbiehať plynule, napríklad prostredníctvom autotransformátora, pretože by mohlo dochádzať k nežiaducemu vybavovaniu príslušného nadradeného istiaceho prvku, ističa, či poistky, pri pripnutí zariadenia na sieť. Použitím kondenzátora  $C_8$  a po usmernení prostredníctvom usmerňovacieho mostíka  $USM_2$  sa získalo jednosmerné napätie o hodnote približne 24 V. Zenerová dióda  $ZD_1$  bola použitá preto, aby nebolo napätie na

cievke použitého relé schopné rásť nad hodnotu 24 V. Relé  $K_1$  malo v prvotnom okamžiku pripojenia zariadenia na sieť rozopnuté svoje silové kontakty  $P_1$  a  $S_1$ . Prúd do napäťového medziobvodu tiekol cez dvojicu do série zapojených odporov  $R_2$  a  $R_3$  s hodnotami  $100 \Omega/10 \text{ W}$ . Po uplynutí času, približne 1,5 s, došlo k preklopeniu kontaktov relé, zopli sa kontakty  $P_1$  a  $S_1$ , pričom do medziobvodu tiekla plná hodnota prúdu, už neobmedzená dvojicou odporov  $R_2$  a  $R_3$ . Čas zopnutia relé bol daný ako trojnásobok časovej konštanty vychádzajúcej zo súčiny celkového odporu na  $R_2$  a  $R_3$  a kapacity kondenzátora  $C_3$ .

Usmerňovačom  $USM_1$  sa dosiahlo usmernenie jednofázového striedavého napätia. Napäťový medziobvod bol tvorený dvojicou paralelne pripojených kondenzátorov  $C_9$  a  $C_{10}$  s hodnotami kapacity  $680 \mu\text{F}$ . Rezistor  $R_4$  zabezpečoval vybíjanie kondenzátorov po vypnutí zariadenia, aby pri ďalšom zapnutí zariadenie prebehlo ich opätovné nabíjanie.

Na napäťový medziobvod boli pripojené paralelne dva jednočinné priepustné meniče. Horný menič A bol tvorený IGBT tranzistormi  $T_{A1}$  a  $T_{A2}$  s príslušnými primárnymi nulovými diódami  $D_{TA1}$ ,  $D_{TA2}$  a transformátorom  $TR_1$ . Dolný menič B obsahoval tranzistory  $T_{B1}$ ,  $T_{B2}$ , primárne nulové diódy  $D_{TB1}$ ,  $D_{TB2}$  a transformátor  $TR_2$ . Jednočinné meniče pracovali v protitakte. Tranzistory sa spínali vhodnými impulzmi o požadovanej napäťovej úrovni a v požadovanom čase, medzi mriežku G a emitor E použitých IGBT tranzistorov. Tranzistory horného meniča A boli zapínané a vypínané naraz, rovnako ako tranzistory dolného meniča B. Obidva meniče pracovali s rovnakou striedou, pričom signály pre zapnutie tranzistorov  $T_{B1}$  a  $T_{B2}$  boli spomalené o polperiódu za signálmi zapínajúcimi  $T_{A1}$  a  $T_{A2}$ . Popis činnosti meničov vychádzal z podkapitoly 2.4.1. Blokovacie kondenzátory  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ ,  $C_{13}$  a  $C_{14}$  s kapacitou  $1 \mu\text{F}$  slúžili pre elimináciu napäťových špičiek vznikajúcich pri spínaní tranzistorov.

Za tranzistorovými meničmi, striedačmi, na primári transformátorov, vznikol striedavý signál, ktorý bol následne s prevodom transformátorov pretransformovaný na ich sekundáre. Usmernením, prostredníctvom sekundárnych usmerňovacích diód  $D_{A1}$  a  $D_{A2}$ , vznikol jednosmerný signál. Znázornené RC členy na usmerňovacích diódach, ktoré mali napomáhať pri vypínaní diód v skutočnosti neboli použité, pretože nevznikali na diódach také veľké špičky napätia, ktoré by ohrozovali ich životnosť. Podobne nebol fyzicky realizovaný RCD člen nulovej diódy  $D_0$ , ale pri návrhu a osadzovaní súčiastok bolo dobré počítať s priestorom pre jeho možné použitie.

Výstupná filtračná tlmivka  $L_1$  s indukčnosťou  $5,19 \mu\text{H}$  slúžila pre vyhladzovanie usmerneného priebehu prúdu. Nulová dióda  $D_0$  slúžila k vedeniu prúdu záťaže v čase, keď žiadna dvojica tranzistorov nebola zopnutá. Vďaka použitiu tlmivky vykazujúcej určitú zotrvačnú schopnosť, prúd záťaže nemohol

zaniknúť skokom ale uzatváral sa cez  $D_0$  v čase nečinnosti sekundárnych usmerňovačov.

Kondenzátor  $C_{15}$  bol použitý elektrolytický s kapacitou 1,5 mF. Pripojenie kondenzátora na výstup meniča nebolo trvalé. Kondenzátor nebol pripojený na výstupné svorky meniča v režime zvárania hrubého materiálu. Výstupný delič tvorený odporami  $R_1$  a  $R_5$  slúžil pre získanie potrebného napäťového signálu vedeného do regulačných obvodov výkonového meniča.

Činnosť budiacich obvodov bola vysvetlená v nasledujúcej podkapitole.

Použitá doska plošného spoja bola o rozmere 210 x 297 mm. Silové obvody boli vystužené naletovaním pocínovanej medenej pásoviny. Celá DPS bola pokrytá ochrannou vrstvou laku zamedzujúcou oxidáciu medeného povrchu. Znázornenie vyhotovených silových obvodov meniča bolo vložené do Prílohy J.

### 7.3 Popis a realizácia budiacich obvodov meniča

Zapojenie budiacich obvodov bolo vložené do Prílohy H. Napájanie budiacich obvodov bolo realizované prostredníctvom 20 V napájacieho zdroja. Elektrolytické kondenzátory  $C_3$  a  $C_6$  boli použité pre zamedzenie kolísania napájacieho napätia v priebehu schémy budiacich obvodov.

Integrovaný obvod označený ako  $IC_2$ , typu SG3525AN, predstavoval šírkový impulzný modulátor. V obvode  $IC_2$  dochádzalo k porovnávaní vysokofrekvenčného trojuholníkového nosného signálu s frekvenciou približne o hodnote  $f_n = 105$  kHz, vstup  $IC_2$  označený ako 5, s nízkofrekvenčným signálom pochádzajúcim z výstupu regulátora, vstup  $IC_2$  označený ako 2. Nízkofrekvenčný signál nadobúdala hodnota od 0 V do približne 5,5 V a menil sa v závislosti od nastavenej striedy meniča. Priebeh vysokofrekvenčného trojuholníkového signálu bol zaznamenaný v Prílohe K na Obr. č. K-1. Obvod poskytoval na svojich výstupoch 11 a 14 dva signály, navzájom posunuté o polperiódu, ktorých priebeh bol zaznamenaný v Prílohe K na Obr. č. K-2. Polovičnej hodnote nastavenej vysokofrekvenčnej hodnote trojuholníkového nosného signálu odpovedala hodnota frekvencie každého z výstupných signálov o veľkosti približne  $f_{OUTA} = f_{OUTB} = 52,6$  kHz. Prepojením vývodov 1 a 9 obvodu  $IC_2$  sa zapojil jeho vstupný operačný zosilovač ako sledovač. Voľbou kondenzátora  $C_1$  s hodnotou 2 nF a rezistora  $R_7$  s hodnotou 5,6 k $\Omega$  sa nastavila frekvencia vysokofrekvenčného trojuholníkového nosného signálu. Rezistor  $R_8$  slúžil pre nastavenie mŕtvej doby, Dead –Time, pričom jeho hodnota mohla byť až 500  $\Omega$ . Pretože pre činnosť dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte nebolo potrebné vytvárať túto ochrannú dobu, bol rezistor  $R_8$  prepojený prepojom s hodnotou odporu 0  $\Omega$ . Použitie keramické kondenzátory  $C_4$  a  $C_5$  zamedzovali rušeniu a kmitaniu napájacieho napätia modulátora. Signálom z  $IC_2$ , označením ako

OUT A boli spínané súčasne tranzistory budičov  $T_{B1}$  a  $T_{B2}$ . Podobne druhým výstupom 14, označeným ako OUT B, boli súčasne spínané tranzistory  $T_{B3}$  a  $T_{B4}$ . Všetky MOS-FET tranzistory  $T_{B1}$  až  $T_{B4}$  sa zapínali cez odpory  $R_{11}$ ,  $R_{12}$ ,  $R_{14}$ ,  $R_{16}$  kladným napätím +20 V a vypínali napätím 0 V. Rezistory  $R_{10}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_{15}$ ,  $R_{17}$ , boli použité pre vybíjanie náboja, pri vypnutí budiacich tranzistorov. Kondenzátory  $C_7$ ,  $C_8$ ,  $C_9$  a  $C_{10}$  slúžili ako blokovacie, pričom pri návrhu DPS bolo kladený dôraz na to, aby blokovací kondenzátor, príslušný budiaci tranzistor a diódy boli umiestnené pokiaľ možno čo najbližšie pri sebe. Pri demagnetizácii jadier budiacich transformátorov  $T_{RB1}$  až  $T_{RB4}$  boli použité Zenerové diódy s hodnotou 20 V.

Činnosť budičov vychádzala z podkapitoly 6.1. Rezistory,  $R_6$ ,  $R_8$ ,  $R_{22}$ ,  $R_{24}$ , umiestnené na primárnych stranách budiacich transformátorov spolu s rezistormi,  $R_7$ ,  $R_{21}$ ,  $R_{23}$ ,  $R_{25}$ , na sekundárnych stranách budiacich transformátorov slúžili k tlmeniu kmitov v okolí nuly napätia. Na tlmenie kmitov mali významnejší vplyv sekundárne rezistory, ich zmenšovaním sa zmenšovali aj vznikajúce kmity. Hodnota odporu sa dala zmenšovať len do určitej miery, aby nedochádzalo k narúšaniu demagnetizačného procesu. Hodnotu sekundárnych odporov bolo potrebné s kombináciou primárnych odporov voliť experimentálne.

Vyhotovenie a činnosť všetkých štyroch budičov bolo rovnaké, pričom boli zapínané a vypínané vždy dva budiče naraz. Činnosť druhej dvojice bola spomalená o polperódu signálu za prvou dvojicou. Prvá dvojica budičov s budiacimi transformátormi  $T_{RB1}$  a  $T_{RB2}$  a ostatnými obvody, riadená z výstupu  $IC_2$  ako OUT A spínala horný jednočinný menič A s tranzistormi  $T_{A1}$  a  $T_{A2}$ . Tranzistory boli zapnuté a vypnuté naraz. Spínanie tranzistorov,  $T_{B1}$  a  $T_{B2}$ , dolného meniča B bolo dané činnosťou zvyšných dvoch budičov s transformátormi  $T_{RB3}$  a  $T_{RB4}$ .

V čase kladného signálu OUT A o veľkosti +20 V sa zapol budiaci tranzistor  $T_{B1}$ . Jeho zopnutím bolo umožnené, že primárnym vinutím budiaceho transformátora  $T_{RB1}$  mohol pretiecť prúd a vytvoril sa zároveň kladný impulz napätia. Kladné primárne napätie sa pretransformovalo s prevodom transformátora na jeho sekundárnu stranu. Vzniklo tak sekundárne napätie o veľkosti približne 24 V. Toto napätie sa rozložilo na Zenerových diódach  $D_{18}$  a  $D_5$ . Zároveň sa previedlo nabitie kondenzátorov  $C_{20}$  a  $C_{16}$ . Vďaka kladnému sekundárnemu napätiu bola podobne ako dióda  $D_2$ , tak aj dióda  $D_4$ , polarizovaná v priepustnom smere. To umožňovalo prechod prúdu cez  $D_3$  a cez rezistor  $R_{10}$  došlo k zapnutiu výkonového IGBT tranzistora napätovým impulzom o veľkosti približne 13 V. Po odoznení kladného impulzu z OUT A došlo k vypnutiu  $T_{B1}$ . Prúd primárneho vinutia nemohol zaniknúť skokom. Dióda  $D_5$  sa v tomto čase otvorila a budiaci transformátor sa demagnetizoval. Záporné napätie dané približne hodnotou Zenerovej diódy sa opäť pretransformovalo na sekundárnu stranu

transformátora. Ak sa vyskytlo na primárnej strane záporné napätie, objavilo sa záporné napätie aj na strane sekundárnej. Záporné sekundárne napätie spôsobilo, že diódy  $D_2$  a  $D_4$  boli polarizované v závernom smere. Výkonový IGBT tranzistor bol v tomto čase vypínaný záporným napätím o veľkosť približne  $-7\text{ V}$ , pričom v tomto okamihu sa vybíjala kapacita kondenzátora  $C_{20}$ , ktorá bola nabitá z predchádzajúceho času, kladného sekundárneho napätia. Cesta prúdu pri vypínaní tranzistora sa potom uzatvárala z uzla kondenzátora  $C_{20}$ , cez IGBT tranzistor, rezistor  $R_{10}$ , PNP tranzistor  $T_2$ , a rezistor  $R_9$ .

Na doske budičov bol umiestnený integrovaný obvod CD4023BE, ktorého úlohou bolo vyhodnocovať vybavenie jednotlivých ochrán a dávať povel k vypnutiu generovaných signálov z výstupov PWM modulátora. Napájanie obvodu bolo realizované z výstupu  $IC_2$  označeného ako 16 o hladine napätia  $5\text{ V}$ . Jednalo sa o integrovaný obvod s logickou funkciou NAND. Použitý obvod obsahoval 9 vstupov a 3 výstupy, pričom bol využitý len jeden výstup  $IC_{1B}$  s príslušnou trojicou vstupov. Výstup z podpäťovej ochrany viedol cez odpor  $R_1$  do vstupu 3. Výstup nadprúdovej ochrany bol vedený na vstup 4. Výstup z tretej ochrany, tepelnej, bol zavedený do vstupu označeného ako 5. Logika ochrán a vyhodnocovania porúch pracovala tak, že ak došlo k vyhodnoteniu vzniknutej poruchy, nachádzal sa výstup príslušnej ochrany vstave log 0, teda spojenie na zem riadenia. Ak nevznikla porucha výstup ochrany sa nachádzal v stave log 1, čomu odpovedala napäťová úroveň  $+15\text{ V}$ . Výstup 6, obvodu CD4023BE, viedol cez  $R_9$  na vstup 10 obvodu  $IC_2$ . Ak bola na vstupe 10 log 0, bol to prevádzkový stav meniča, pri ktorom nemalo dôjsť k vypnutiu výstupov signálov z  $IC_2$  a následnému odstaveniu budičov. K inej situácii by došlo, ak by na vstupe 10  $IC_2$  sa objavila log 1, ktorá predstavovala hodnotu napätia  $+5\text{ V}$ . To bol stav, kedy by niektorá ochrana vybavila a muselo by tak dôjsť k vypnutiu všetkých budiacich obvodov. Pri vybavení niektorej ochrany by bola na niektorom alebo viacerých vstupoch obvodu CD4023AN log 0. Všetky tri vstupy sa pre logickú funkciu NAND násobili, teda akákoľvek, aspoň jedna log 0 na niektorom vstupe po vynásobení spôsobila log 0 na výstupe, ktorá bola následne negovaná. Negovaná log 0 predstavovala signál log 1, čomu odpovedalo napätie o hodnote  $+5\text{ V}$ . Dosiachnutie tejto hodnoty napätia bolo považované za stav, kedy bolo potrebné vypnúť budiče. V prípade výskytu ľubovoľnej poruchy došlo k rozsvieteniu príslušnej LED diódy. Za normálneho, bezporuchového stavu boli LED diódy zhasnuté.

## 7.4 Popis a realizácia regulačných obvodov meniča

Regulačné obvody boli navrhnuté tak, aby bolo možné plynule nastavovať požadované veličiny, ako aj prepínať medzi rôznymi režimami ako bolo už predoslané na začiatku kapitoly 7. Schéma regulačných obvodov sa nachádzala v Prílohe I.

Z jednofázovej napájacej siete bolo prostredníctvom upravenej, priemyselne vyrábanej nabíjačky pre notebooky, vyrábané napätie o hladine 20 V. Táto hladina napätia bola použitá pre napájanie celých riadiacich obvodov meniča. Podobne z nej bola napájaná tepelná ochrana a bola z tejto napäťovej úrovne tiež odvodená podpät'ová ochrana. V regulačných obvodov boli použité operačné zosilovače typu TL072ACP. Jedno puzdro, obsahujúce 8 vývodov, zahŕňalo v sebe dva operačné zosilovače. Pre činnosť operačných zosilovačov bolo potrebné vyrobiť symetrické napájacie napätie +15 V a -15 V. Toho bolo docielené použitím obvodov IC<sub>1</sub> a IC<sub>2</sub> a ich vhodným prepojením. Zo vzniknutého symetrického napätia boli tiež napájané operačné zosilovače ochrán ako aj samotná analógová násobička. Prostredníctvom stabilizátora IC<sub>3</sub>, typu L7809, bolo vyrobené napätie o úrovni +9 V. Kondenzátory C<sub>7</sub>, C<sub>8</sub> a C<sub>5</sub>, C<sub>6</sub> slúžili pre zamedzenie kmitania a dosiahnutie stabilného napätia.

Do regulačných obvodov boli privádzané ďalšie signály zo silovej časti meniča. Jednalo sa o napäťový signál z napäťového deliča, označený ako  $U_{sk}$ . Bol to signál podávajúci informáciu o skutočnej hodnote napätia na výstupe meniča, pokiaľ pracoval menič napríklad ako zdroj regulovateľného napätia. Nastavením, vhodnou voľbou odporového deliča R<sub>1</sub> a R<sub>2</sub>, umiestneného v silovej časti meniča, sa dosiahlo, že pri napätí 30 V na výstupe meniča, signál  $U_{sk}$  nadobúdala veľkosť približne 8 V. Ďalšie dva signály prichádzali z bočníka, na ktorom vďaka prechádzajúcemu prúdu vznikol úbytok napätia. Vyvedený signál z ľavej strany bočníka, označený ako  $-i_{sk}$  bol v skutočnosti napäťový signál podávajúci informáciu o veľkosti pretekajúceho prúdu do záťaže výkonového meniča. Zo vrastajúcim prúdom rástla aj veľkosť úbytku snímaného napätia na bočníku. Bolo uvažované, že pri prúde záťažou meniča o veľkosti 140 A, vznikol maximálny úbytok napätia -70 mV. Pravá strana bočníka bola uzemnená a spojená tak so zemou riadiacich obvodov meniča.

Použitím RC článku pozostávajúceho z R<sub>1</sub> a C<sub>9</sub> sa filtroval prichádzajúci signál z bočníka do neinvertujúceho zosilovača IC<sub>4A</sub>. Pretože prichádzajúci signál  $-i_{sk}$  bol malý a bolo ho potrebné mnohonásobne zväčšiť bol neinvertujúci zosilovač rozdelený do dvoch stupňov, pridaním ešte jedného operačného zosilovača IC<sub>4B</sub>. Zosílený signál s označením  $-I_{sk}$  bol vedený priamo cez R<sub>7</sub> na vstup PI regulátora prúdu. Do jeho druhého vstupu prichádzal žiadaný signál  $I_z$ . Signál  $I_z$  zadávala obsluha pracujúca s meničom, ktorý bol po prepnutí prepínača S<sub>1</sub> do polohy 1 a 2

v režime prúdového zdroja, s len podradenou prúdovou slučkou. Žiadaná hodnota prúdu sa zadávala prostredníctvom potenciometra POT<sub>1</sub>. Potenciometer bol napájaný z napätia +9 V, z ktorého za filtrom tvoreným R<sub>14</sub> a C<sub>12</sub> vzniklo napätie približne +8 V. Medzi výstupom prepínača S<sub>1</sub> a rezistorom R<sub>8</sub> bol operačný zosilovač IC<sub>6A</sub>, ktorý bol zapojený ako sledovač. Sledovač sa vyznačuje nekonečne veľkým vstupným odporom a nekonečne malým odporom výstupným, preto bol použitý ako impedančný oddeľovač. Na vstupe prúdového PI regulátora mohli byť signály dosahujúce hodnôt pre  $-I_{sk}$  až -8 V a  $I_z$  až +8 V. PI regulátor sa snaží o to aby sa tieto dva signály hodnotami vyrovnali a vznikol na jeho vstupe takzvané nulové napätie. Hodnota P zložky regulátora bola nastavená odporom R<sub>9</sub> na hodnotu 47 kΩ. Veľkosť I zložky bola nastavená kondenzátorom C<sub>11</sub> s veľkosťou 47 nF. Nastavovanie sa previedlo experimentálne, najskôr sa vyradil kondenzátor C<sub>11</sub>, jeho skratovaním, pričom sa nastavila hodnota odporu R<sub>9</sub>. Pri nastavovaní sa postupovalo tak, aby nebola porušená stabilita celého systému a zároveň aby bola rýchlosť prúdovej slučky pokiaľ možno čo najväčšia. Dióda D<sub>2</sub> slúžila na obmedzenie spočívajúce v tom, že výstup regulátora prúdu nadobúdal len záporných hodnôt až do -14 V. Za výstupom PI regulátora bol umiestnený invertujúci zosilovač, na ktorého výstupe vznikol signál, vďaka D<sub>1</sub> dosahujúci len kladných úrovní vystupujúci na maximálnu úroveň približne +5,5 V. Tento signál bol následne vedený do vstupu 2 PWM modulátora.

Prepnutím prepínača S<sub>1</sub> do polohy 3 a 2 a prepínača S<sub>2</sub> do polohy 1 a 2, prešlo zariadenie do režimu napäťového zdroja. Po vyfiltrovaní signálu z deliča napätia s využitím odporu deliča a kondenzátora C<sub>20</sub> sa signál  $U_{sk}$  následne invertoval na signál  $-U_{sk}$  o hodnote približne -8 V. Hodnota žiadaného napätia sa získavala opäť prostredníctvom potenciometra, označeného ako POT<sub>2</sub>, ktorý ovládala obsluha. Potenciometer bol napájaný s napätia +8 V, ktoré vznikalo za RC článkom tvoreným R<sub>16</sub> a C<sub>27</sub>. Funkcia napäťového regulátora bola opäť podobná ako prúdového regulátora, s tým rozdielom, že bol o niečo pomalší, čo bolo dané veľkosťou integračnej zložky s hodnotou kapacity C<sub>21</sub> nastavenej na 100 nF. Režim napäťového zdroja meniča bol vybavený ešte funkciou, ktorá umožňovala nastaviť popri požadovanej hodnote napätia aj veľkosť maximálneho prúdu tečúceho do záťaže. Na to slúžil potenciometer POT<sub>3</sub> spolu s operačným zosilovačom IC<sub>8B</sub>.

Prepnutím prepínača S<sub>2</sub> z polohy 1 a 2 do polohy 3 a 2, pričom prepínač S<sub>1</sub> zostal v polohe 3 a 2 prešlo zariadenie do režimu regulácie na konštantný výkon. V tomto režime sa zadávala žiadaná hodnota výkonu prostredníctvom potenciometra POT<sub>4</sub>. Do cesty signálu žiadaného výkonu, medzi P regulátor a POT<sub>4</sub>, bol opäť zaradený sledovač, ako bolo realizované v prúdovej a napäťovej slučke s príslušnými nastavovanými žiadanými signálmi. Druhý signál vstupujúci do P regulátora, označený ako  $P_{sk}$ , predstavoval skutočný výkon. Signál  $P_{sk}$  bolo

potrebné získať určitým vhodným spôsobom zo signálov  $-I_{sk}$  a  $-U_{sk}$ . Bolo preto prevedené ich násobenie prostredníctvom analógovej násobičky typu AD633ARZ. Analógová násobička pracovala na princípe, kedy vstupné signály  $-I_{sk}$  a  $-U_{sk}$  prevádzala na logaritmus. Následne došlo k sčítaniu jednotlivých logaritmov, pretože logaritmus súčinu sa rovná súčtu logaritmov. Výsledok sa opäť previedol na signál napäťového charakteru, ktorý bol kladný. Záporný signál  $-P_{sk}$  bol získaný s využitím invertujúceho zosilovača označeného IC<sub>11A</sub>. Hodnota proporčialnej zložky P regulátora bola nastavená rezistorom R<sub>27</sub> s hodnotou 47 kΩ. Jeho výstupný signál bol opäť obmedzený len pre získanie signálu nadobúdajúceho záporných hodnôt napätí. Za P regulátorom bol použitý invertujúci zosilovač vytvárajúci zo záporného napäťového signálu signál kladný, nepresahujúci maximálnych približne 8 V. Vo výkonovej slučke bolo realizované ešte napäťové obmedzenie, ktoré bolo možno meniť prostredníctvom potenciometra POT<sub>5</sub>.

V schéme riadiacich a regulačných obvodov meniča sa nachádzali tri pod sebou uložené ochrany meniča. Prvá z nich predstavovala ochranu podpäťovú, ktorá mala zabezpečiť, že v prípade zníženého napájacieho napätia riadiacich obvodov, ako aj napájania budičov, nastalo vypnutie výkonových tranzistorov a neboli naďalej spínané. Zenerová dióda D<sub>8</sub> s hodnotou 6,2 V definovala konštantnú referenčnú hodnotu napätia, nezávislú od prípadného meniaceho sa napájajúceho napätia. Na vstupe 6 komparátora IC<sub>11B</sub> bol umiestnený delič tvorený rezistormi R<sub>36</sub> s hodnotou 5,6 kΩ a R<sub>37</sub> s hodnotou odporu 3,3 kΩ. Rezistor R<sub>38</sub> o veľkosti 27 kΩ bol použitý pre zamedzenie kmitania ochrany. Ochrana bola nastavená tak, že v prípade vzniku poruchy, zníženého napätia v riadiacich obvodoch pod hodnotu 14,9 V, malo dôjsť k preklopeniu komparátora do log 0 a následne vypnúť spínanie výkonových IGBT tranzistorov. Aby sa ochrana deaktivovala, komparátor preklopil do log 1, bolo potrebné aby napätie vystúpilo nad hodnotu 18 V.

Rovnakého princípu logiky ochrán, k vypnutiu tranzistorov malo dôjsť pri preklopení komparátora do stavu log 0, bolo dosiahnuté aj u zvyšných dvoch ochrán. Do nadprúdovej ochrany bol privádzaný signál podávajúci informáciu o veľkosti skutočného prúdu pretekajúceho meničom. Tento záporný signál, označený ako  $-I_{sk}$ , bol pomocou invertujúceho zosilovača IC<sub>12B</sub> prevádzaný na signál dosahujúci kladných hodnôt, označený ako  $I_{sk}$ . Komparátor IC<sub>12A</sub>, tvoriaci súčasť nadprúdovej ochrany porovnával hodnotu signálu  $I_{sk}$  s hodnotou napätia, ktorá bola nastavená prostredníctvom odporového deliča s rezistormi R<sub>41</sub> o hodnote 8,2 kΩ a R<sub>43</sub> o veľkosti 10 kΩ. Ak by došlo k stavu kedy hodnota signálu  $I_{sk}$  by vystúpila nad 11,3 V, došlo by k vybaveniu ochrany a vyhodnoteniu poruchového stavu meniča. V prípade kedy sa hodnota signálu  $I_{sk}$  znížila pod hodnotu 8,7 V, došlo by k preklopeniu ochrany do stavu log 1, ktorá hovorila o tom, že menič je v normálnom prevádzkovom stave.

Pre potreby snímania teploty a realizáciu nadprúdovej ochrany bol použitý snímač teploty označený ako IC<sub>14</sub> typu LM35DTINOPB. Jeho napájanie bolo zabezpečené z napätia +20 V, ktoré napájalo celé riadiace obvody. Snímač poskytoval na svojom výstupe napätie, ktoré bolo úmerné snímanej teplote. Na jeho výstupe sa mohol objaviť napäťový signál nadobúdajúci hodnôt od -1 V do 6 V, pričom teplote o hodnote 1 °C, odpovedalo napätie rovné 10 mV. Hodnota napätia s teplotou lineárne rástla. Snímač teploty bol použitý jeden a bol umiestnený na chladič, ktorý bol spoločný pre usmerňovacie a nulové diódy. Pretože z IC<sub>14</sub> vychádzal signál nadobúdajúci pomerne malých úrovní napätí, podliehajúcich rušeniu, bol na jeho výstupnú svorku 3 zaradený filtračný RC článok tvorený rezistorom R<sub>45</sub> a kondenzátorom C<sub>49</sub> spolu s neinvertujúcim zosilovačom IC<sub>15B</sub>. Zosílený signál bol ešte raz prefiltrovaný pomocou R<sub>48</sub> a C<sub>50</sub>. Tepelná ochrana bola nastavená tak, aby po dosiahnutí snímanej teploty na chladiči o hodnote 126 °C došlo k vybaveniu ochrany. Vybaveniu ochrany odpovedalo preklopenie komparátora IC<sub>15A</sub> do stavu log 0 po presiahnutí napätia 8,6 V. Ak napätie pokleslo pod hodnotu 5,2 V, komparátor sa preklopil do stavu log 1 reprezentujúcej prevádzkový stav meniča. Rezistor R<sub>53</sub> s hodnotou 33 kΩ bol použitý, podobne ako u predchádzajúcej ochrany, pre zamedzenie kmitania ochrany.

V schéme riadiacich a regulačných obvodov meniča boli použité keramické kondenzátory, ktoré boli pripájané medzi symetrické napájanie a zem použitých operačných zosilovačov, ako aj analógovej násobičky. Ich dôvod použitia spočíval v zamedzení kmitania napájacích napätí v mieste pripojenia daných súčiastok. Pri návrhu a realizácii DPS boli kondenzátory umiestňované čo v najtesnejšej blízkosti k napájacím svorkám spomínaných súčiastok.

## 7.5 Uvedenie výkonového meniča do chodu

Pri oživovaní meniča bolo postupované opatrne. Obvody silovej, budiacej a regulačnej časti boli v prvom okamžiku rozpojené a ich oživovanie bolo postupné, zvlášť sa vždy oživovala každá z uvedených častí výkonového meniča.

Najskôr boli uvedené do chodu riadiace obvody meniča. Napájanie riadiacich obvodov bolo prevedené samostatne, odpojením napájania zo silovej časti meniča a samostatným pripojením na jednofázovú sieť. Bola overená funkčnosť zdrojov vytvárajúcich rôzne napäťové úrovne. Následne sa PWM modulátoru nastavila pevná hodnota striedy prostredníctvom externe pripojeného trimra s hodnotou odporu 10 kΩ. Trimer bol pripojený na napätie riadiacich obvodov, pričom jeho výstup z bežca bol spojený so vstupom 2 PWM modulátora. Týmto spôsobom došlo k vyradeniu jednotlivých regulátorov a regulačných slučiek a strieda meniča sa menila podľa aktuálnej polohy natočenia trimra. Po overení správnej činnosti PWM modulátora bola následne preverená správna činnosť

budičov. V procese oživovania celého zariadenia zabrala táto časť najviac času, pretože bol kladený veľký dôraz na to aby budiče vytvárali správny zapínací a vypínací impulz pre výkonové tranzistory a od spoľahlivosti budičov sa následne odvíjala spoľahlivá funkcia celého zariadenia. Činnosť ochrán bola v celom prvotnom procese oživovania vyradená prostredníctvom odpojenia obvodu CD4023BE a rezistora,  $R_9$  a uzemnením vývodu 10 PWM modulátora.

Po vložení jednotlivých operačných zosilovačov do príslušných päťíc a po privedení simulačných signálov, ktoré mali byť získavané na výstupe meniča bola overená funkcia regulačných obvodov. Regulátorom bola nastavená len proporciálna zložka, integračná bola vyradená z činnosti.

Následne bolo pristúpené k uvedeniu do chodu silovej časti meniča uvedenej v Prílohe G. Menič bol rozbiehaný pomocou autotransformátora napájaného z jednofázovej siete. Obvod soft-štartu bol vyradený z činnosti prepojením kontaktov  $P_1$  a  $S_1$  relé  $K_1$ . Pri rozbiehaní meniča, postupným zvyšovaním napájacieho napätia až do hodnoty 245 V, bolo sledované napätie v medziobvode meniča, ktoré mohlo dosiahnuť až približne 340 V. Pri prvých krokoch oživovania silovej časti meniča neboli budené výkonové tranzistory z riadiacich a budiacich obvodov meniča.

Po uskutočnení predchádzajúceho, bol rozbiehaný menič aj so spínajúcimi výkonovými IGBT tranzistorami. Napájanie riadiacich obvodov z jednofázovej siete bolo stále prevedené samostatne, nezávisle od silovej časti, ktorá bola napájaná regulovaným striedavým napätím z autotransformátora. Nebola hneď nastavená plná veľkosť napätia medziobvodu. Nastavenie napätia medziobvodu bolo rozdelené do niekoľko stupňov, vždy po zvýšení o 50 V boli sledované priebehy napätia medzi C a E výkonových tranzistorov. Menič pracoval naprázdno, bez pripojenej záťaže.

Pripojením záťaže prostredníctvom dvoch regulačných odporníkov, na ktorých bola nastavená hodnota odporu približne  $1 \Omega$ , sa menič mierne zaťažil. Prechádzajúci prúd záťažou bol o veľkosti približne 24 A. V tomto stave meniča bolo možné v určitej obmedzenej miere zisťovať aj situáciu tepelných pomerov na chladičoch s použitými výkonovými polovodičmi. Rovnako tak ich vznikajúce prekmity pri spínacích pochodoch.

Odpojením trimra zo vstupu 2 PWM modulátora a spätným pripojením výstupu regulátora bola overovaná, nastavovaná a vylepšovaná správna činnosť regulačných obvodov meniča. Nastavené boli integračné zložky PI regulátorov. Bola sledovaná kvalita riadiacich a regulačných signálov ako aj stabilita celého systému. Činnosť meniča bola overovaná vo všetkých troch režimoch, pričom v režime napäťového zdroja bolo potrebné pripojiť na výstup meniča dostupný kondenzátor o kapacite 1,5 mF.

Pomerne dlhé časové hľadisko zabralo odrušenie signálov vstupujúcich zo silovej časti meniča do jeho riadiacich obvodov.

Výkonový menič bol postupne skúšaný pri dosiahnutí vyšších hodnôt prúdov tečúcich do záťaže. Boli to prúdy o veľkosti 30 A, 60 A až 100 A. Pri vyšších hodnotách prúdov muselo byť už zariadenie zakrytované, pre zabezpečenie vyššej účinnosti chladenia.

Pri vyššom zaťažení meniča výstupným prúdom boli nastavené ochrany, ich vyhodnocovanie, ako aj samotná signalizácia. Do päťice bol založený obvod CD4023BE. Jeho výstup, po odstránení spojenia vstupu 10 PWM modulátora zo zemou, bol spojený cez  $R_9$  do vstupu 10 PWM modulátora.

V konečnom štádiu bol do silových obvodov zaradený obvod soft-štartu. Napájanie riadiacich obvodov bolo pripojené k napájaniu silovej časti meniča. Taktiež bolo napájanie silovej časti meniča odpojené od regulovaného výstupu autotransformátora a bolo pripojené k vstupným svorkám sieťového prívodu elektrickej energie. Po pripojení odnímateľnej sieťovej šnúry meniča do zásuvky 230 V, 50 Hz, sa po zapnutí prepínača  $S_1$  v jednom okamžiku naštartovali riadiace, ako aj silové obvody realizovaného výkonového meniča.

## 8 ZÁVER

Cieľom práce bolo navrhnúť a zostrojiť zariadenie určené pre zváranie jednosmerným prúdom. Požadovaný maximálny prúd na záťaži bol  $I_z = 140$  A, pri uvažovanej hodnote napätia na oblúku  $U_z = 24$  V. Požadovaný prenášaný činný výkon bol približne  $P_z \cong 3,4$  kW. Pre potreby návrhu zariadenia bolo potrebné zvoliť vhodný typ meniča s impulzným transformátorom. Na stavbu zariadenia bolo možné využiť menič dvojčinný, ktorý nachádza uplatnenie pre oblasť výkonovej elektroniky, približne od prenášanej hodnoty výkonu 1 kW. Napriek tomu bol výkonový menič realizovaný prostredníctvom dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte do spoločnej záťaže. Použitím dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte odpadol problém jednosmerného presýtenia transformátora možnou nesymetriou riadiacich signálov, ktorá sa vyskytuje u meničov dvojčinných. Ďalšia výhoda spočívala v tom, že u vybraného prevedenia meniča nemohlo dôjsť k prehoreniu vetve pri nechcenom súčasnom zopnutí dvoch tranzistorov nad sebou, pretože tranzistory neboli v jednej vetve zapojené nad sebou a nemohli v prípade poruchy skratovať jednosmerný medziobvod. Z hľadiska objemov transformátorov by vyšiel návrh pre obidva typy meničov približne rovnako.

V práci boli postupne navrhnuté všetky hlavné súčiastky umiestnené v silovej časti meniča. Jednalo sa o návrh výkonových transformátorov, výkonových tranzistorov, primárnych nulových diód, diód tvoriacich sekundárny usmerňovač, nulovej sekundárnej diódy a výstupnej filtračnej tlmivky.

Do výkonového meniča bolo potrebné osadiť dva výkonové transformátory rovnakého prevedenia, každý pre jeden jednočinný menič. Transformátory boli realizované ako toroidné, pričom každý bol postavený z dvojice toroidných jadier typu T06325C feritového MnZn materiálu. Vinutie na primárnej, ako aj sekundárnej strane transformátora bolo realizované prostredníctvom lankového vodiča pre potlačenie vplyvu skin efektu. Na primári bolo navinutých 24 závitov lankovým vodičom zloženým zo 126 kusov paralelných vodičov v jednom zväzku, každý s priemerom  $d_{Cu1lanka} = 0,2$  mm. Na sekundár transformátora sa umiestili 4 závit, ktorých lankový vodič pozostával z 190 vodičov s priemerom jedného vodiča  $d_{Cu2lanka} = 0,4$  mm.

Pre stavbu meniča bolo možné využiť cenovo dostupných a výkonovo postačujúcich tranzistorov typu MOS-FET alebo IGBT. Boli použité tranzistory typu IGBT. Požadovaná hodnota špičkového kolektorového prúdu bola  $I_{CE\dot{s}p} = 23,77$  A. Tranzistory mali vydržať napätie  $U_{CEmax} = U_d = 305$  V. Na realizáciu meniča boli použité 4 kusy tranzistorov typu HG60N40D s hodnotou prúdu  $I_c = 75$  A a napätím  $U_{CE} = 600$  V.

Primárne nulové diódy boli dimenzované na rovnakú hodnotu napätia ako výkonové tranzistory. Potrebné bolo, aby diódy vydržali hodnotu stredného prúdu  $I_{DTstr} = 0,08$  A, ale zároveň bolo potrebné aby nebola prekročená hodnota špičkového prúdu  $I_{Dsp} = 23,77$  A. Boli zvolené diódy typu 30ETH06IR s hodnotou  $U_{RRM} = 600$  V a predimenzovanou hodnotou prúdu  $I_F = 30$  A.

Sekundárny usmerňovač, u meničov jednočinných, býva realizovaný ako jednocestný. Na jeho stavbu podobne, ako aj na realizáciu sekundárnej nulovej diódy bol použitý rovnaký typ súčiastky. Jednalo sa o rýchle diódy typu MUR6060PT. Potrebná hodnota stredného prúdu sekundárnej usmerňovacej diódy bola  $I_D = 49$  A, pre nulovú sekundárnu diódu to bolo  $I_{D0} = 42$  A. Potrebné bolo, aby diódy odolali napätiu s hodnotou  $U_{D,KAm} = 68,57$  V. Zvolené diódy mali o dostatočnej rezerve, hodnotu záverného napätia  $U_{RSM} = 600$  V a  $I_{FAVM} = 2 \times 60$  A.

Navrhovaná výstupná filtračná tlmivka mala mať požadovanú hodnotu indukčnosti o veľkosti  $L = 5,19$   $\mu$ H. Predpokladaná hodnota zvlňenia prúdu bola  $\Delta I = 10$  A, čo predstavovalo približne 7,14 % z hodnoty  $I_z = 140$  A. Tlmivka bola realizovaná na feritovom jadre typu E. Požadovaná hodnota šírky prostredného stĺpa jadra bola  $a = 21,61$  mm. Bolo zvolené jadro s hodnotou  $a = 17$  mm typu E55/28/21, 3C90. Jadrá boli umiestnené dve oproti sebe. Vinutie tlmivky bolo realizované medenou fóliou o šírke 37 mm a hrúbke 0,55 mm v dvoch vrstvách pre jeden závit, pričom bolo takto realizovaných 6 závitov. Realizovaná dĺžka vzduchovej medzery bola pre každý stĺp jadra daná polovicou z hodnoty  $l_v = 3,22$  mm, teda na hodnotu približne 1,6 mm. Takto realizovaná tlmivka mala zmeranú hodnotu indukčnosti  $L = 8$   $\mu$ H. Preto jej bola následne upravená dĺžka vzduchovej medzery vložení dvoch kusov tenkej fólie, pričom sa tak dosiahla väčšia vzduchová medzera a menšia hodnota indukčnosti.

Celé zariadenie pozostávalo z troch DPS. Na samostatnom plošnom spoji bola umiestnená silová časť meniča s časťou budiacich obvodov ako bolo znázornené v Prílohe G. Zvyšné budiace obvody, ktorých zapojenie bolo vložené do Prílohy H, boli umiestnené na samostatnom plošnom spoji. Na ďalšom plošnom spoji boli zvlášť umiestnené regulačné a riadiace obvody meniča, ktorých zapojenie bolo vložené do Prílohy I.

Do silovej časti meniča, okrem spomínaných navrhovaných výkonových súčiastok, bol vložený vstupný odrušovací filter. Menič bol taktiež vybavený obvodom soft-štartu. V zariadení boli použité dva kusy chladičov, pričom na jeden z nich boli umiestnené všetky výkonové IGBT tranzistory, na druhom sa nachádzali sekundárne usmerňovacie diódy spolu s nulovými sekundárnymi diódami. Chladienie meniča bolo realizované prostredníctvom ventilátora zabezpečujúceho nútený obeh vzduch cez celé zariadenie, nepretržite, počas celkového času zapnutia zariadenia.

Budiace signály pre spínanie budiacich tranzistorov budičov boli získavané z PWM modulátora typu SG3525AN. Budiče boli realizované ako štyri, každý výkonový tranzistor mal svoj vlastný budič s vlastným budiacim transformátorom. Výkonové IGBT tranzistory boli zapínané kladným napätím o veľkosti približne +13 V, pričom ich vypnutie bolo prevádzané záporným napätím o hodnote približne -7 V. Na DPS budiacich obvodov boli umiestnené ešte obvody vyhodnocujúce vybavenie ochrán. V meniči boli použité tri základné ochrany. Jednalo sa o ochranu podpäťovú, nadprúdovú a tepelnú. V prípade vzniku poruchy došlo k vyhodnoteniu pretrvávajúcej poruchy ochranou a rozsvieteniu príslušnej LED diódy. Zároveň došlo k zablokovaniu výstupných signálov z PWM modulátora a nastalo prerušenie spínania výkonových tranzistorov. Po odznení poruchy sa menič opäť vrátil do prevádzkového stavu.

Samostatnú časť výkonového meniča tvorili regulačné obvody meniča. V riadiacich obvodoch meniča bolo potrebné vytvoriť niekoľko napájacích napätíových hladín. V riadiacich obvodoch bolo považované za centrálné napájanie napätie o veľkosti +20 V. Z tejto hladiny boli napájané budiče aj PWM modulátor. Taktiež boli z napätia +20 V napájané jednotlivé ochrany a bolo z neho vytvárané symetrické napájacie napätie +15 V a -15V pre operačné zosilovače, ako aj samotnú násobičku signálov. Pre činnosť a potrebu regulačných obvodov bola vytvorená ešte napájacia napätíová hladina o veľkosti +9 V.

Realizovaný výkonový menič bol nakoniec doplnený o niekoľko režimov, v ktorých mohol plnohodnotne pracovať a vďaka ktorým tak došlo k tomu, že zariadenie našlo širšie uplatnenie v priemysle. Výkonový menič mohol pracovať s reguláciou na konštantný prúd. Jednalo sa o režim, kde bola zaradená len prúdová slučka s PI regulátorom prúdu. Menič mohol pracovať ako zväračka s možnosťou nastavovania žiadaného prúdu pomocou potenciometra POT<sub>1</sub>. Tento režim bolo možné využiť napríklad pri zváraní hrubých materiálov.

Po prepnutí prepínača S<sub>1</sub> do polohy 2 a 3 a prepínača S<sub>2</sub> do polohy 1 a 2, prešiel menič do režimu napätíového zdroja. Nastavenie požadovaného napätia na záťaži sa prevádzalo prostredníctvom potenciometra POT<sub>2</sub>. V tomto stave bolo možné obmedziť veľkosť maximálneho prúdu tečúceho do záťaže prostredníctvom potenciometra POT<sub>3</sub>. V režime regulácie na konštantné napätie bola zaradená v regulačných obvodoch nadradená napätíová slučka s podriadenou slučkou prúdovou. Pre tento režim bol mechanicky pripájaný na výstup meniča kondenzátor o kapacite 1,5 mF. Menič v tomto režime mohol pracovať ako nabíjačka autobatérií.

Prepnutím prepínača S<sub>2</sub> do polohy 2 a 3, pričom S<sub>1</sub> zostal v polohe 2 a 3 prešiel menič do stavu regulácie na konštantný výkon. Žiadaná hodnota výkonu sa nastavovala prostredníctvom potenciometra POT<sub>4</sub>. Bolo taktiež možné nastaviť

napät'ové obmedzenie s využitím potenciometra POT<sub>5</sub>. V regulačných obvodoch bola zaradená nadradená výkonová slučka s príslušným P regulátorom výkonu. Zvyšná napät'ová a prúdová podradená slučka obsahovali PI regulátory. V tomto režime bolo potrebné vynásobiť signály nesúce informáciu o skutočnom prechádzajúcom prúde meniča a vyskytujúcim sa napätím na jeho záťaži. Na tento účel bola využitá analógová násobička pracujúca vo všetkých štyroch kvadrantoch typu AD633ARZ. Tohto režimu bolo možné účinne využívať pri zváraní tenkých materiálov.

Zaznamenané priebehy z meraní na výkonovom meniči v priebehu oživovania zariadenia, ako aj pri testovaní jeho vlastností boli vložené do Prílohy K. Fotodokumentácia z realizovaného zariadenia bola vložená do Prílohy J.

Pri porovnaní realizácie dvojčinného meniča počas bakalárskeho štúdia a realizovaného výkonového meniča pozostávajúceho z dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte, vyplynulo nasledovné. Realizácia dvoch jednočinných meničov je náročnejšia v tom zmysle, že bolo potrebné vyhotoviť dva výkonové transformátory, čo vyžadovalo mierne finančné sťaženie, ako aj vyššie časové nároky na ich vyhotovenie. Táto skutočnosť bola, na druhej strane, odmenená tým, že činnosť zariadenia sa javila spoľahlivejšia. Nebolo potrebné vytvárať dead-time a nehrozilo ani skratovanie medziobvodu pri nevhodnom spínaní výkonových tranzistorov. V porovnaní ceny konštruovaného dvojčinného meniča s dvomi jednočinnými nebolo možné jednoznačne povedať, ktorá varianta by vyšla menej finančne náročná. Záleží to od typov vybraných súčiastok, ako aj skutočnosti, že v každom z realizovaných zariadení bola inak vyhotovená výstupná filtračná tlmivka. Z porovnania hmotnosti a rozmerov skonštruovaného dvojčinného meniča a konštruovaných dvoch jednočinných meničov pracujúcich v protitakte bolo dosiahnuté rovnakých parametrov.

Funkčnosť zariadenia bola overená vo všetkých troch režimoch. Zariadenie bolo odskúšané pri prechádzajúcom prúde záťažou o veľkosti 140 A, pričom bola sledovaná jeho funkčnosť, tepelné pomery výkonových polovodičov, ako aj odolnosť riadiacich obvodov meniča voči rušeniu. Vyrobené zariadenie, ktoré svojimi parametrami, v dosiahnutí zväracieho prúdu o veľkosti 140 A a pri napájaní z jednofázovej siete, bolo možné spoľahlivo pripodobniť k bežne predávaným zväračkám o podobných parametroch. K priemyselne vyrábaným zväracím zdrojom prúdu sa zariadenie blížilo aj svojimi rozmermi, ako aj hmotnosťou, ktorá dosahovala 8,3 kg. Dokonca vďaka rozšíreniu o ďalšie dva režimy sa dalo považovať skonštruované zariadenie za omnoho účelnejšie a ekonomickejšie, pretože v jednom zariadení s rozšírenou a vylepšenou reguláciou sa skrývali tri jednotlivé zariadenia, ktoré by si užívateľ musel bežne

kúpiť, aby dosiahol požadovaných všetkých vlastností, ktorými zariadenie oplývalo.

Práca poskytovala množstvo príležitostí v osvojení vedomostí získaných počas štúdia a ich následné využitie v širokom rozsahu návrhu a konštrukcie realizovaného zariadenia.

# LITERATÚRA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Magetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. Vysoké učení technické v Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [2] PATOČKA, Miroslav. *VYBRANÉ STATĚ ZVÝKONOVÉ ELEKTRONIKY: Svazek II Měníče bez impulsního transformátoru*. čtvrté, upravené. Vysoké učení technické v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2010. ISBN 978-80-214-4177-0.
- [3] PATOČKA, Miroslav. *VYBRANÉ STATĚ Z VÝKONOVÉ ELEKTRONIKY: Svazek I Tepelné jevy, činný výkon*. čtvrté, upravené. Vysoké učení technické v Brně: Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, 2010. ISBN 978-80-214-4176-0.
- [4] MATERIAL: CF 139. *COSMO FERRITES LIMITED* [online]. India: Cosmo Ferrites Limited, 2011 [cit. 2016-11-24]. Dostupné z: <http://www.cosmoferrites.com/Downloads/Alnh/CF139.pdf>.
- [5] PRODUCT DATA APPROVAL SHEET: Core - T6325. *SEMIC TRADE* [online]. India: Cosmo Ferrites Limited, 2013 [cit. 2016-11-24]. Dostupné z: [http://www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6222/lj-t-6325c-cf139-cf-9a346e.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6222/lj-t-6325c-cf139-cf-9a346e.pdf).
- [6] HGTG30N60A4D. *HGTG30N60A4D 600V, SMPS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode* [online]. Fairchild Semiconductor Corporation: Fairchild Semiconductor, 2004 [cit. 2016-12-03]. Dostupné z: <http://www.tme.eu/sk/Document/4644d199c4b3b8208065cfdae046d1e3/HGTG30N60A4D.pdf>.
- [7] 30ETH06. *30eth06-ir-0fd149.pdf* [online]. California: International IOR Rectifier, 2006 [cit. 2016-12-03]. Dostupné z: [http://www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6149/30eth06-ir-0fd149.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6149/30eth06-ir-0fd149.pdf).
- [8] MUR6060PT Ultra Fast Recovery Diodes. *Mur6060pt-sf-dd5b82.pdf* [online]. Colorado: On Semiconductor, 2012 [cit. 2016-12-03]. Dostupné z: [http://www.semic.cz/\\_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6178/mur6060pt-sf-dd5b82.pdf](http://www.semic.cz/_obchody/semic.obchodak.net/prilohy/6178/mur6060pt-sf-dd5b82.pdf).
- [9] *Dokumentácia E55/28/21, 3C90*. FERROXCUBE, 2008. Dostupné tiež z: <http://www.tme.eu/sk/Document/f2c19dab9dbe56112f02a98983d63271/e552821.pdf>.
- [10] SYNFLEX: W210\_eng.pdf. *SYNFLEX* [online]. Blomberg: Synflex Elektro GmbH, 2009 [cit. 2016-12-03]. Dostupné z: [http://www.tme.eu/sk/Document/8463c91b83a885a487073e5372d4049d/W210\\_eng.pdf](http://www.tme.eu/sk/Document/8463c91b83a885a487073e5372d4049d/W210_eng.pdf).

- [11] *Cu - DPH - CW024A: INTERNATIONAL STANDARD* [online]. ITALY: EGM GROUP, 2013 [cit. 2016-11-22]. Dostupné z: [http://egmgroup.it/vedit/15/img\\_prodotti/schede/CU-DHP\\_2013ENG-12.04.27.pdf](http://egmgroup.it/vedit/15/img_prodotti/schede/CU-DHP_2013ENG-12.04.27.pdf).
- [12] KONSTANTINOVICH ROZANOV, Jurij. *ZÁKLADY VÝKONOVÉ MĚNIČOVÉ TECHNIKY*. Praha: SNTL, 1985. ISBN L25-B3-IV-31/52 576.
- [13] SVARINFO: MAGAZÍN PRAKTICKÉHO SVAŘOVÁNÍ. *SVARWEB: PORTAL VAŠEHO SVAŘOVÁNÍ*[online]. 2005 [cit. 2016-11-19]. Dostupné z: <http://www.svarbazar.cz>.
- [14] Fronius SHIFTING THE LIMITS. *Fronius Perfect Welding* [online]. Fronius International GmbH: Fronius International, 2006 [cit. 2016-12-20]. Dostupné z: <http://www.fronius.com>.
- [15] Electronics components. *ON-LINE katalóg elektronických súčiastok* [online]. 1990 [cit. 2016-11-19]. Dostupné z: [www.tme.sk](http://www.tme.sk).
- [16] Prodej feritových jader a eln. součástek. *E-shop feritových jader a příslušenství k nim* [online]. 2010 [cit. 2016-11-19]. Dostupné z: [www.ferity.cz](http://www.ferity.cz).
- [17] Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D a Ing. Petr Procházka. *Řídicí členy v elektrických pohonech*. Brno: FEKT Vysokého Učení technického v Brně, 2009.
- [18] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku VI od A do Z*. 1. vyd. České Budějovice: Koop, 2001, 287 s. ISBN 80-7232-146-3.
- [19] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku I*. 2. vyd. České Budějovice: KOPP, c1994, 173 s. ISBN 80-858-2825-1.
- [20] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku II*. 1. vyd. České Budějovice: KOPP, c1995, 193 s. ISBN 80-858-2855-3.
- [21] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku III*. dotisk 1. vyd. České Budějovice: Kopp, 2003, 240 s. ISBN 80-858-2887-1.
- [22] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku IV*. 1. vyd. České Budějovice: KOPP, c1998, 220 s. ISBN 80-723-2173-0.
- [23] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku V*. 1. vyd. České Budějovice: KOPP, c2000, 343 s. ISBN 80-723-2114-5.
- [24] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku VIII*. 1. vyd. České Budějovice: Kopp, 2006, 430 s. ISBN 80-723-2271-0.
- [25] TKOTZ, Klaus. *Příručka pro elektrotechnika*. 2. dopl. vyd. Praha: Europa-Sobotáles, 2006, 623 s. ISBN 80-867-0613-3.
- [26] ARENDÁŠ, M. a M. RUČKA. *Nabíječky a nabíjení*. 1. Praha: INGARA, 1995. ISBN 025195.
- [27] *Elektronika pro auto, moto, kolo: Preklad z pôvodného nemeckého "Elektronische Schaltungen fur Auto, Motorrad und Fahrrad"*. 1. Ostrava: HEL, 1994. ISBN 030170.
- [28] VRANÁK, D. *Výkonový měnič pro svařování stejnosměrným obloukem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 45 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Dr. Ing. Miroslav Patočka.

- [29] Vytvoření citací. *Copyright 2012 Citace.com a Ústřední knihovna VUT v Brně* [online]. 2012 [cit. 2016-11-19]. Dostupné z: <http://citace.lib.vutbr.cz>.
- [30] PDF2WORD: Convert Pdf to Word. *Online2pdf* [online]. Austria, Vienna: online2pdf, 2007 [cit. 2016-11-25]. Dostupné z: [www.online2pdf.com](http://www.online2pdf.com).
- [31] *Šablona pro BP/DP a prezentace v2.63* [online]. Brno: FEKT VUT, 2017 [cit. 2017-03-06]. Dostupné z: <http://latex.feec.vutbr.cz/sablona/>.

## Zoznam symbolov, veličín a skratiek

Symbol	Jednotka	Význam
$A$	[-]	Absorpčná konštanta
$B_{\max}$	[T]	Maximálna, použiteľná, pracovná indukcia, hodnota v kolene krivky prvotnej magnetizácie daného feromagnetického materiálu
$B_r$	[T]	Remanentná indukcia, hodnota indukcie pri $H = 0 \text{ A.m}^{-1}$
$B_{\text{SAT}}$	[T]	Indukcia v bode nasýtenia, kde klesne permeabilita na $\mu_0$
$C$	[F]	Kapacita kondenzátora
$d_{\text{Cu}}$	[mm]	Maximálny priemer jedného vodiča vinutia transformátora
$d_{\text{Cu1}}$	[mm]	Priemer medi primárneho vinutia transformátora
$d_{\text{Cu2}}$	[mm]	Priemer medi sekundárneho vinutia transformátora
$d_{\text{Cu1lanka}}$	[mm]	Priemer jedného vodiča lana primárneho vinutia transformátora
$d_{\text{Cu2lanka}}$	[mm]	Priemer jedného vodiča lana sekundárneho vinutia transformátora
$d_{\text{JVT}}$	[mm]	Vnútorý priemer feritového jadra výkonového transformátora
$e$	[-]	Regulačná odchýlka danej veličiny
$f$	[Hz]	Frekvencia
$f_n$	[Hz]	Frekvencia vysokofrekvenčného trojuholníkového nosného signálu PWM modulátora
$f_{\text{OUTA}}$	[Hz]	Frekvencia výstupného signálu z výstupu 11 použitého PWM modulátora
$f_{\text{OUTB}}$	[Hz]	Frekvencia výstupného signálu z výstupu 14 použitého PWM modulátora
$H$	[A.m <sup>-1</sup> ]	Intenzita magnetického poľa
$I_c$	[A]	Kolektorový prúd použitého IGBT tranzistora pri teplote 110 °C
$I_{\text{CEf}}$	[A]	Efektívny prúd medzi kolektorom a emitorom tranzistora
$I_{\text{CEstr}}$	[A]	Stredný prúd tečúci kolektorom a emitorom tranzistora
$I_{\text{CEšp}}$	[A]	Špičkový prúd medzi kolektorom a emitorom IGBT tranzistora

Symbol	Jednotka	Význam
$I_{Def}$	[A]	Efektívny prúd usmerňovacej výstupnej diódy
$I_{Def1dióda}$	[A]	Efektívna hodnota prúdu prechádzajúca jednou dielčou usmerňovacou diódou, pričom v jednom puzdre usmerňovacej diódy sa nachádzali dve dielčie diódy
$I_{Dstr}$	[A]	Stredný prúd výstupnej usmerňovacej diódy
$I_{Dstr1dióda}$	[A]	Hodnota stredného prúdu prechádzajúca cez jednu dielčiu usmerňovaciu diódu, keďže v jednom puzdre usmerňovacej diódy boli dve jednotlivé diódy
$I_{Dšp}$	[A]	Špičkový prúd usmerňovacej diódy na výstupe meniča
$I_{DTef}$	[A]	Efektívny prúd primárnou nulovou diódou
$I_{DTstr}$	[A]	Stredný prúd tečúci primárnou nulovou diódou
$I_{DTšp}$	[A]	Špičkový prúd primárnej nulovej diódy
$I_{DTef}$	[A]	Efektívny prúd primárnou nulovou diódou
$I_{D0šp}$	[A]	Špičkový prúd sekundárnou nulovou diódou
$I_{D0ef}$	[A]	Efektívny prúd na sekundárnej nulovej dióde
$I_{D0str}$	[A]	Stredný prúd cez sekundárnu nulovú diódu
$I_{D0šp}$	[A]	Špičkový prúd sekundárnou nulovou diódou
$I_{ef}$	[A]	Efektívna hodnota prúdu na výstupe meniča
$I_{ef1}$	[A]	Efektívna hodnota prúdu cez primárne vinutie transformátora
$I_{ef2}$	[A]	Efektívna hodnota prúdu primárnym vinutím transformátora
$I_F$	[A]	Prúd v priepustom smere na primárnych nulových diódach
$I_{max}$	[A]	Maximálny prúd na záťaži meniča
$I_{sk}$	[A]	Skutočná hodnota prúdu
$I_z$	[A]	Požadovaná hodnota prúdu na výstupe meniča
$I_{ž}$	[A]	Nastavovaná, žiadaná hodnota prúdu pomocou potenciometra
$I_{\mu max}$	[A]	Špičkový magnetizačný prúd výkonového transformátora
$J$	[kg.m <sup>2</sup> ]	Moment zotrvačnosti
$k$	[-]	Činiteľ väzby transformátora
$k_{p,Cu}$	[-]	Činiteľ plnenia vinutia transformátora alebo tlmivky

Symbol	Jednotka	Význam
$k_{p,Fe}$	[-]	Činiteľ plnenia železa v jadre
$k_t$	[-]	Činiteľ tvaru tvoriaci prvú z troch zložiek činiteľa plnenia vinutia
$k_i$	[-]	Činiteľ izolácie, druhá z troch zložiek činiteľa plnenia vinutia
$k_{pr}$	[-]	Činiteľ prídavný, tretia z troch zložiek činiteľa plnenia vinutia
$l_{Fe}$	[mm]	Dĺžka siločiar feromagnetického materiálu
$l_v$	[mm]	Dĺžka vzduchovej medzery tlmivky
$L$	[H]	Indukčnosť tlmivky
$L_1$	[H]	Indukčnosť primárneho vinutia transformátora
$L_2$	[H]	Indukčnosť sekundárneho vinutia transformátora
$L_\sigma$	[H]	Rozptylová indukčnosť transformátora
$N_1$	[závit]	Počet závitov primárneho vinutia transformátora
$N_2$	[závit]	Počet závitov sekundárneho vinutia transformátora
$p$	[-]	Prevod transformátora
$P_{\check{c}}$	[W]	Hodnota činného výkonu v jednosmernom medziobvode jedného jednočinného meniča
$P_{\check{c}N1}$	[W]	Činný výkon na primári jedného jednočinného meniča
$P_{\check{c}N2}$	[W]	Činný výkon na sekundári jedného jednočinného
$P_{sk}$	[W]	Skutočný výkon
$P_{STRcelk}$	[W]	Celkové straty na výkonovom IGBT tranzistore
$P_{STRD}$	[W]	Straty vznikajúce na usmerňovacej dióde
$P_{STRD0}$	[W]	Straty objavujúce sa na nulovej dióde
$P_{STRcelk,D+D0}$	[W]	Vodivostné straty vznikajúce na spoločnom chladiči usmerňovacích a nulových diód
$P_{STRDT}$	[W]	Straty na primárnej nulovej dióde
$P_{STRprep}$	[W]	Časť celkových strát $P_{STRcelk}$ na IGBT tranzistore, tvoriace straty prepínacie, spôsobené spínaním tranzistorov
$P_{STRved}$	[W]	Vodivostné straty, tvoriace časť celkových strát IGBT tranzistora, spôsobené vedením prúdu
$P_{výst}$	[W]	Činný výkon na výstupe jedného jednočinného meniča
$P_{\check{z}}$	[W]	Žiadaná hodnota výkonu, ktorá bola nastavovaná príslušným potenciometrom
$R_B$	[ $\Omega$ ]	Odpor bočníka

<b>Symbol</b>	<b>Jednotka</b>	<b>Význam</b>
$R_d$	[m $\Omega$ ]	Diferenciálny odpor, definovaný pre pracovný bod daného polovodičového prvku
$R_{\theta H}$	[K.W <sup>-1</sup> ]	Hľadaný tepelný odpor chladiča
$R_{\theta Hskut}$	[K.W <sup>-1</sup> ]	Tepelný odpor použitého chladiča udávaný výrobcom
$R_{\theta CH}$	[K.W <sup>-1</sup> ]	Tepelný stykový odpor, definovaný výrobcom, medzi puzdrom daného polovodiča a chladiča
$R_{\theta JC}$	[K.W <sup>-1</sup> ]	Vnútorň tepelný odpor medzi čipom a puzdrom použitého polovodiča
$s$	[-]	Strieda definujúca dobu zopnutia k celej perióde daného signálu
$S_{CuL}$	[m <sup>2</sup> ]	Prierez vodiča vinutia tlmivky
$S_{Cu1}$	[m <sup>2</sup> ]	Prierez vodiča primárneho vinutia transformátora
$S_{Cu2}$	[m <sup>2</sup> ]	Prierez vodiča sekundárneho vinutia transformátora
$S_{Cu1skut}$	[m <sup>2</sup> ]	Skutočný realizovaný prierez vodiča primárneho vinutia
$S_{Cu2skut}$	[m <sup>2</sup> ]	Skutočný realizovaný prierez vodiča sekundárneho vinutia
$S_{Fe}$	[m <sup>2</sup> ]	Čistá plocha železa feromagnetického materiálu
$S_j$	[m <sup>2</sup> ]	Celkový prierez jadra feromagnetika
$S_{max}$	[-]	Maximálna strieda
$S_0$	[m <sup>2</sup> ]	Plocha okna jadra transformátora alebo tlmivky
$S_{0T6325C}$	[m <sup>2</sup> ]	Plocha okna jadra použitého na stavbu transformátora
$S_V$	[m <sup>2</sup> ]	Celkový povrch vinutia, vrátane nezatieneého, s prístupom chladiaceho vzduchu
$S_{VZ}$	[m <sup>2</sup> ]	Povrch žiarivého nezatieneého vinutia
$t$	[s]	Čas
$T$	[s]	Perióda signálu
$T_c$	[°C]	Curieova teplota
$t_{demag}$	[s]	Doba demagnetizácie
$t_f$	[s]	Doba zániku prúdu tranzistorom pri vypínanom deji
$t_{mag}$	[s]	Doba magnetizácie
$t_0$	[s]	Ochranná doba, odskok, dead-time
$T_0$	[K]	Termodynamická teplota okolia
$t_{off}$	[s]	Doba vypnutia polovodičového spínacieho prvku
$t_r$	[s]	Doba nárastu prúdu pri zapínanom deji tranzistora
$t_{rr}$	[s]	Zotavovacia doba u daného polovodičového prvku

Symbol	Jednotka	Význam
$t_v$	[°C]	Predpokladaná vnútorná teplota vinutia
$T_T$	[K]	Termodynamická povrchová teplota vinutia
$t_z$	[s]	Doba zapnutia polovodiča
$U_{CE}$	[V]	Záverné napätie medzi kolektorom a emitorom tranzistora
$U_{CEmax}$	[V]	Vypočítaná potrebná hodnota záverného napätia medzi kolektorom a emitorom použitého tranzistora
$U_d$	[V]	Jednosmerné medzil'ahlé napätie napäťového medziobvodu
$U_{D,KAm\max}$	[V]	Hodnota záverného maximálneho napätia sekundárnej usmerňovacej diódy
$U_{DT,KAm\max}$	[V]	Maximálne záverné napätie primárnej nulovej diódy
$U_F$	[V]	Úbytok napätia na dióde v priepustnom smere
$U_p$	[V]	Prahové napätie
$U_{RRM}$	[V]	Maximálna hodnota záverného napätia polovodiča
$U_{sk}$	[V]	Skutočná hodnota napätia
$U_{výst}$	[V]	Napätie na výstupných svorkách meniča
$U_z$	[V]	Požadované napätie na výstupe meniča
$U_{ž}$	[V]	Žiadané napätie nastavované obsluhou meniča pomocou potenciometra
$W_{off}$	[J]	Stratová energia uvoľnená pri vypnutí výkonového IGBT tranzistora
$W_{on}$	[J]	Stratová energia vznikajúca pri zapnutí výkonového IGBT tranzistora
$\alpha$	[W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-2</sup> ]	Celkový činiteľ prestupu tepla z povrchu telesa do okolia
$\alpha_v$	[W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-2</sup> ]	Vodivá zložka činiteľa prestupu tepla do medznej Newtonovej medznej vrstvy
$\alpha_{ž}$	[W.K <sup>-1</sup> .m <sup>-2</sup> ]	Žiarivá zložka činiteľa prestupu tepla z povrchu telesa do okolia
$\Delta I$	[A]	Zvlnenie prúdu na výstupnej filtračnej tlmivke
$\Delta T$	[K]	Oteplenie
$\Delta T_H$	[K]	Tepelný spád na chladiči polovodičov
$\delta$	[mm]	Hĺbka vniku
$\eta_{men}$	[-]	Účinnosť meniča
$\lambda_m$	[H]	Magnetická vodivosť
$\mu_{rFe}$	[-]	Relatívna permeabilita feromagnetického materiálu
$\mu_0$	[H.m <sup>-1</sup> ]	Permeabilita vákua s hodnotou $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

Symbol	Jednotka	Význam
$\pi$	[-]	Konštanta, Ludolfovo číslo s uvažovanou zjednodušenou hodnotou pri výpočtoch $\pi = 3,14$
$\rho$	[ $\Omega \cdot m$ ]	Merný elektrický odpor
$\rho_{Cu}$	[ $\Omega \cdot m$ ]	Merný elektrický odpor medi
$\rho_{Cu,SYNFLEX}$	[ $\Omega \cdot m$ ]	Merný elektrický odpor medeného materiálu použitého na vinutie realizovaného transformátora
$\sigma$	[ $A \cdot m^{-2}$ ]	Prúdová hustota
$\sigma_{1skut}$	[ $A \cdot m^{-2}$ ]	Kontrolovaná prúdová hustota v primárnom vinutí transformátora
$\sigma_{2skut}$	[ $A \cdot m^{-2}$ ]	Kontrolovaná prúdová hustota v sekundárnom vinutí trafa
$\Phi$	[Wb]	Magnetický tok
$\vartheta$	[ $^{\circ}C$ ]	Teplota
$\vartheta_{jmax}$	[ $^{\circ}C$ ]	Maximálna teplota použitého polovodiča
$\vartheta_0$	[ $^{\circ}C$ ]	Teplota okolia
$\vartheta_{Si,T}$	[ $^{\circ}C$ ]	Maximálna teplota, ktorej by bolo dosiahnuté na chladiči s umiestnenými výkonovými IGBT tranzistormi
$\vartheta_{Si,D}$	[ $^{\circ}C$ ]	Maximálna teplota na chladiči s umiestnenými usmerňovacími diódami
$\vartheta_{Si,D0}$	[ $^{\circ}C$ ]	Maximálna teplota na chladiči s umiestnenými nulovými diódami
$\omega$	[ $rad \cdot s^{-1}$ ]	Uhlová rýchlosť

Skratka	Význam
AC/DC menič	Typ meniča, prevádzajúci striedavý signál na jednosmerný s požadovanými parametrami
AC/AC menič	Typ meniča, ktorý nemení druh signálu, menia sa len hodnoty veličín medzi jeho vstupom a výstupom
C	Jeden z vývodov tranzistora označovaný ako collector
DC/AC menič	Typ meniča, premieňajúci jednosmerný signál na striedavý s potrebnými parametrami
DC/DC menič	Typ meniča, ktorý nemení druh signálu ale dochádza k zmene požadovaných hodnôt veličín
DC-bus	Jednosmerný medziobvod
DPS	Doska plošných spojov
E	Jeden z vývodov tranzistora označovaný ako emitor

G	Vývod tranzistora označovaný ako gate
GND	Značka uzemnenia v riadiacich odvodoch meniča
IGBT	Typ tranzistora s odizolovaným hradlom schopný spínať pri vysokej frekvencii
LC-filter	Časť obvodu s kombináciu filtračnej tlmivky a kondenzátora
MIG/MAG	Technológia oblúkového zvarania, kov-inertný plyn, alebo kov-aktívny plyn, kde odtavujúca kovová elektróda tvorí súčasne zvaraciu prísadu za prítomnosti ochranného prúdiace plynu v podobe argónu, neónu, alebo oxidu uhličitého ako aktívneho plynu
MOS-FET	Pol'om riadený tranzistor, druh použitého tranzistora
OZ	Operačný zosilňovač
P	Regulátor pozostávajúci len z proporčionalnej zložky
PI	Regulátor obsahujúci okrem zložky proporčionalnej aj integračnú
Primár	Primárna strana transformátora, s primárnymi závitmi $N_1$
PWM	Impulzná šírková modulácia
RC	Kombinácia zapojeného rezistora a kondenzátora
RCD	Konfigurácia zapojeného rezistora, kondenzátora a diódy
Soft-štart	Obvod zabezpečujúci obmedzenie nabíjacieho prúdu kondenzátorov napäťového medziobvodu meniča
Sekundár	Sekundárna strana transformátora so sekundárnymi závitmi $N_2$
TIME/TIME TWIN	Vysokovýkonné oblúkové zvaranie s dlhším koncom zvaracieho drôtu oproti TIG so zvýšenou rýchlosťou posuvu drôtu, býva realizované aj ako niekoľko zvaracích drôtov umiestnených vedľa seba
TIG/TWIN	Technológia oblúkového zvarania s netaviacou sa wolfránovou elektródou s prídavným zvaracím drôtom alebo aj bez neho v ochrannej atmosfére inertného, málo reaktívneho plynu argónu, hélia, prípadne vodíka alebo ich kombinácii

# Zoznam príloh

- Príloha A Katalógový list materiálu jadra použitého na stavbu výkonových transformátorov meniča, použité z [4]..... 91
- Príloha B Údaje o vybranom type jadier potrebných na stavbu transformátorov meniča, použité z [5]..... 92
- Príloha C Katalógové údaje použitých IGBT tranzistorov na stavbu meniča, upravené z [6]..... 93
- Príloha D, Niektoré vybrané katalógové údaje použitých primárnych nulových diód, poupravené z [7] ..... 94
- Príloha E Základné katalógové údaje vybraných sekundárnych usmerňovacích diód, ako aj sekundárnej nulovej diódy, upravené z [8] ..... 95
- Príloha F Parametre jadra použitého na stavbu výstupnej filtračnej tlmivky, prevzaté z [9] .....96
- Príloha G Zapojenie silovej časti meniča, vrátane časti budičov umiestnených na jednej DPS ..... 97
- Príloha H Zapojenie signalizácií jednotlivých ochrán výkonového meniča, PWM modulátora a primárnych strán budičov výkonových tranzistorov ..... 98
- Príloha I Zapojenie regulačných a ochranných obvodov realizovaného zariadenia ..... 99
- Príloha J Fotodokumentácia z realizácie výkonového meniča.....100
- Príloha K Záznam nameraných priebehov veličín pri overovaní funkčnosti zariadenia.....102

# Prílohy

- Príloha A

Katalógový list materiálu jadra použitého na stavbu výkonových transformátorov meniča, prevzaté z [4].

**MATERIAL** **CF 139**

## Material Properties

Material	CF 139		
Base Material	MnZn		
Property	Symbol	Unit	
Initial Permeability (T = 25 °C)	$\mu_i$		2100±20%
Flux density H = 1000 A/m, f = 10 kHz)	$B_s$ (25 °C)	mT	490
	$B_s$ (100 °C)	mT	390
Residual Flux Density	$B_r$ (25 °C)	mT	180
Coercivity	$H_c$ (25 °C)	A/m	21
Power loss density 100 kHz, 100 mT, 100 °C 100 kHz, 200 mT, 100 °C 300 kHz, 100 mT, 100 °C 500 kHz, 50 mT, 100 °C	$P_v$	kW/m <sup>3</sup>	< 60
		kW/m <sup>3</sup>	<380
		kW/m <sup>3</sup>	<390
		kW/m <sup>3</sup>	<215
Curie Temperature	$T_c$	°C	>210 °C
Sec. Max. Permeability	SMP	°C	90 – 110
Resistivity	$\rho$	Ωm	8
Density	d	Kg/m <sup>3</sup>	4800
Core Shapes			RM, P, PM, EP, PTS, POT, PQ, E, EC, ETD EFC, EI, EER, EFF,

## • Príloha B

Údaje o vybranom type jadier potrebných na stavbu transformátorov meniča, použité z [5].



### PRODUCT DATA APPROVAL SHEET

Core- T6325

Cosmo Ferrites Ltd. - INDIA

Appearance & Shape: To be free from any defect such as flow, burrs, unevenness etc. As per IEC standards.  
Effective Parameters irrespective of material grade (per set)

- Effective Length ( $L_e$ ): 128.7mm
  - Effective Area ( $A_e$ ): 237.0mm<sup>2</sup>
  - Effective Area ( $A_{Min}$ ): 237.0mm<sup>2</sup>
  - Effective Volume ( $V_e$ ): 30516mm<sup>3</sup>
- Approximate weight : 155grm



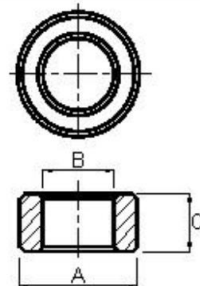
#### T6325 Coated (green)

Test Conditions : 10kHz/150mV/N=01/Lo=Zero/25deg.C

Material	Initial Permeability ( $\mu_{iac}$ )	AL Value (nH)	Approx.ue	D.Strength (Kv)	Ordering code
CF196	2000 $\pm$ 20%	5050 +30%/-20%	$\approx$ 2000	$\geq$ 2.0	CF196T5030C
CF139	2100 $\pm$ 20%	5300 +30%/-20%	$\approx$ 2100	$\geq$ 2.0	CF139T5030C
CF297	2300 $\pm$ 20%	5500 +30%/-20%	$\approx$ 2300	$\geq$ 2.0	CF297T5030C

#### Dimensions(Un-coated Cores)

Dimension	Nominal (in mm)	Maximum (in mm)	Minimum (in mm)
A	63.0	64.3	61.7
B	38.0	38.8	37.2
C	25.0	25.5	24.5



#### Dimensions(Coated Cores)

Dimension	Nominal (in mm)	Maximum (in mm)	Minimum (in mm)
A	-	65.0	-
B	-	-	36.5
C	-	26.2	-

1. Coating material for the product is in compliance with RoHS directive 2002/95/EC.
2. Ferrite material in compliance with RoHS directive 2002/95/EC.

For Cosmo Ferrites Limited-INDIA

Checked By: A.K.

Approved By: B.S.

Authorized By: KSR

Date: 13-05-2013



Semic Trade, s.r.o.

Volutová 2521/18

158 00 Praha 5

Czech Republic

[www.semic.cz](http://www.semic.cz)

[www.semic-shop.cz](http://www.semic-shop.cz)

[semic@semic.cz](mailto:semic@semic.cz)

tel.: +420 251 625 331, 332, 377

# • Príloha C

Katalógové údaje použitých IGBT tranzistorov na stavbu meniča, upravené z [6].



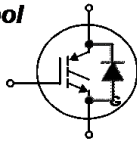
**HGTG30N60A4D**

Data Sheet

September 2004

**600V, SMPS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode**

**Symbol**



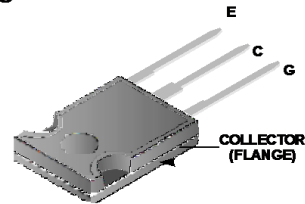
**Ordering Information**

PARTNUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60A4D	TO-247	30N60A4D

**Features**

- >100kHz Operation At 390V, 30A
- 200kHz Operation At 390V, 18A
- 600V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time . . . . . 60ns at  $T_J = 125^\circ\text{C}$
- Low Conduction Loss
- Temperature Compensating SABER™ Model  
www.fairchildsemi.com

**Packaging JEDEC STYLE TO-247**



**Absolute Maximum Ratings**  $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	HGTG30N60A4D,	UNITS
Collector to Emitter Voltage . . . . .	600	V
Collector Current Continuous		
At $T_C = 25^\circ\text{C}$ . . . . .	75	A
At $T_C = 110^\circ\text{C}$ . . . . .	60	A
Collector Current Pulsed (Note 1) . . . . .	240	A
Gate to Emitter Voltage Continuous . . . . .	$\pm 20$	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed . . . . .	$\pm 30$	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$ (Figure 2) . . . . .	150A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$ . . . . .	463	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$ . . . . .	3.7	W/°C

**Electrical Specifications**  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Collector to Emitter Breakdown Voltage	$BV_{CES}$	$I_C = 250\mu\text{A}, V_{GE} = 0\text{V}$	600	-	-	V
Collector to Emitter Leakage Current	$I_{CES}$	$V_{CE} = 600\text{V}$				
		$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$
		$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	2.8	mA
Collector to Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(SAT)}$	$I_C = 30\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$				
		$T_J = 25^\circ\text{C}$	-	1.8	2.6	V
		$T_J = 125^\circ\text{C}$	-	1.6	2.0	V
Gate to Emitter Threshold Voltage	$V_{GE(TH)}$	$I_C = 250\mu\text{A}, V_{CE} = V_{GE}$	4.5	5.2	7.0	V
Gate to Emitter Leakage Current	$I_{GES}$	$V_{GE} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 250$	nA
Switching SOA	SSOA	$T_J = 150^\circ\text{C}, R_G = 3\Omega, V_{GE} = 15\text{V}, L = 100\mu\text{H}, V_{CE} = 600\text{V}$	150	-	-	A
Gate to Emitter Plateau Voltage	$V_{GEP}$	$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 300\text{V}$	-	8.5	-	V
On-State Gate Charge	$Q_{g(ON)}$	$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 300\text{V}$				
		$V_{GE} = 15\text{V}$	-	225	270	nC
		$V_{GE} = 20\text{V}$	-	300	360	nC
Diode Forward Voltage	$V_{EC}$	$I_{EC} = 30\text{A}$	-	2.2	2.5	V
Diode Reverse Recovery Time	$t_{rr}$	$I_{EC} = 30\text{A}, dI_{EC}/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$	-	40	55	ns
		$I_{EC} = 1\text{A}, dI_{EC}/dt = 200\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	42	ns

## • Príloha D

Niektoré vybrané katalógové údaje použitých primárnych nulových diód, poupravené z [7].

30ETH06  
30ETH06S  
30ETH06-1

### Hyperfast Rectifier

#### Features

- Hyperfast Recovery Time
- Low Forward Voltage Drop
- Low Leakage Current
- 175°C Operating Junction Temperature
- Dual Diode Center Tap

$t_{rr} = 28\text{ns typ.}$   
 $I_{F(AV)} = 30\text{Amp}$   
 $V_R = 600\text{V}$

#### Description/ Applications

State of the art Hyperfast recovery rectifiers designed with optimized performance of forward voltage drop, Hyperfast recover time, and soft recovery. The planar structure and the platinum doped life time control guarantee the best overall performance, ruggedness and reliability characteristics. These devices are intended for use in PFC Boost stage in the AC-DC section of SMPS, inverters or as freewheeling diodes. The IR extremely optimized stored charge and low recovery current minimize the switching losses and reduce over dissipation in the switching element and snubbers.

#### Absolute Maximum Ratings

Parameters	Max	Units
$V_{RRM}$ Peak Repetitive Reverse Voltage	600	V
$I_{F(AV)}$ Average Rectifier Forward Current @ $T_C = 103^\circ\text{C}$	30	A
$I_{FSM}$ Non Repetitive Peak Surge Current @ $T_J = 25^\circ\text{C}$	200	
$T_J, T_{STG}$ Operating Junction and Storage Temperatures	- 65 to 175	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$V_{BR}, V_f$ Breakdown Voltage, Blocking Voltage	600	-	-	V	$I_R = 100\mu\text{A}$
$V_F$ Forward Voltage	-	2.0	2.6	V	$I_F = 30\text{A}, T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	1.34	1.75	V	$I_F = 30\text{A}, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_R$ Reverse Leakage Current	-	0.3	50	$\mu\text{A}$	$V_R = V_R \text{ Rated}$
	-	60	500	$\mu\text{A}$	$T_J = 150^\circ\text{C}, V_R = V_R \text{ Rated}$
$C_T$ Junction Capacitance	-	33	-	pF	$V_R = 600\text{V}$
$L_S$ Series Inductance	-	8.0	-	nH	Measured lead to lead 5mm from package body

#### Dynamic Recovery Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

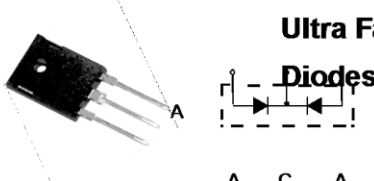
Parameters	Min	Typ	Max	Units	Test Conditions
$t_{rr}$ Reverse Recovery Time	-	28	35	ns	$I_F = 1.0\text{A}, di_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}, V_R = 30\text{V}$
	-	31	-		$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	77	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RRM}$ Peak Recovery Current	-	3.5	-	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	7.7	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$
$Q_{rr}$ Reverse Recovery Charge	-	65	-	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$
	-	345	-		$T_J = 125^\circ\text{C}$

## • Príloha E

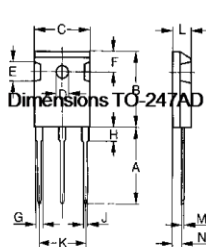
Základné katalógové údaje vybraných sekundárnych usmerňovacích diód, ako aj sekundárnej nulovej diódy, upravené z [8].

# MUR6040PT, MUR6060PT

**Ultra Fast Recovery**



A C A



Dimensions TO-247AD

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800
B	20.80	21.46	0.819	0.845
C	15.75	16.26	0.610	0.640
D	3.55	3.65	0.140	0.144
E	4.32	5.49	0.170	0.216
F	5.4	6.2	0.212	0.244
G	1.65	2.13	0.065	0.084
H	-	4.5	-	0.177
J	1.0	1.4	0.040	0.055
K	10.8	11.0	0.426	0.433
L	4.7	5.3	0.185	0.209
M	0.4	0.8	0.016	0.031
N	1.5	2.49	0.087	0.102

A=Anode, C=Cathode, TAB=Cathode

	V <sub>RSM</sub> V	V <sub>RRM</sub> V
<b>MUR6040PT</b>	400	400
<b>MUR6060PT</b>	600	600

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	Unit
<b>I<sub>FRMS</sub></b> <b>I<sub>FAVM</sub></b> <b>I<sub>FRM</sub></b>	T <sub>VJ</sub> =T <sub>VJM</sub> T <sub>C</sub> =85°C; rectangular, d=0.5 t <sub>p</sub> <10us; rep. rating, pulse width limited by T <sub>VJM</sub>	50 60 375	A
<b>I<sub>FSM</sub></b>	T <sub>VJ</sub> =45°C t=10ms (50Hz), sine t=8.3ms (60Hz), sine	300 320	A
	T <sub>VJ</sub> =150°C t=10ms(50Hz), sine t=8.3ms(60Hz), sine	260 280	
<b>I<sup>2</sup>t</b>	T <sub>VJ</sub> =45°C t=10ms (50Hz), sine t=8.3ms (60Hz), sine	450 420	A <sup>2</sup> s
	T <sub>VJ</sub> =150°C t=10ms(50Hz), sine t=8.3ms(60Hz), sine	340 320	
<b>T<sub>VJ</sub></b> <b>T<sub>VJM</sub></b> <b>T<sub>stg</sub></b>		-40...+150 150 -40...+150	°C
<b>P<sub>tot</sub></b>	T <sub>C</sub> =25°C	125	W

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values		Unit
		typ.	max.	
<b>I<sub>r</sub></b>	T <sub>VJ</sub> =25°C; V <sub>R</sub> =V <sub>RRM</sub>		100	uA
	T <sub>VJ</sub> =25°C; V <sub>R</sub> =0.8 V <sub>RRM</sub>		50	uA
	T <sub>VJ</sub> =125°C; V <sub>R</sub> =0.8 V <sub>RRM</sub>		7	mA
<b>V<sub>F</sub></b>	I <sub>F</sub> =37A; T <sub>VJ</sub> =150°C T <sub>VJ</sub> =25°C		1.4 1.6	V
<b>R<sub>thJC</sub></b> <b>R<sub>thCK</sub></b> <b>R<sub>thJA</sub></b>		0.25	1 70	K/W
<b>t<sub>rr</sub></b>	I <sub>F</sub> =1A; -di/dt=100A/us; V <sub>R</sub> =30V; T <sub>VJ</sub> =25°C	35	50	ns
<b>I<sub>RM</sub></b>	V <sub>R</sub> =350V; I <sub>F</sub> =30A; -diF/dt=240A/us; L<0.05uH; T <sub>VJ</sub> =100°C	10	11	A

## • Príloha F

Parametre jadra použitého na stavbu výstupnej filtračnej tlmivky, prevzaté z [9].

Ferroxcube

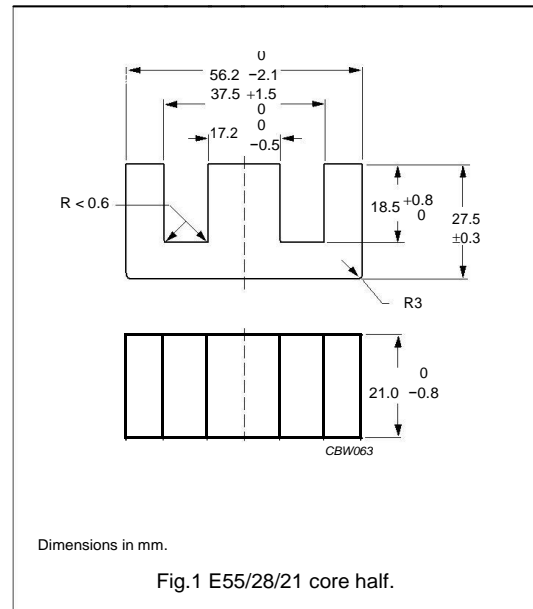
E cores and accessories

E55/28/21

### CORE SETS

#### Effective core parameters

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
$\Sigma(l/A)$	core factor (C1)	0.350	mm <sup>-1</sup>
$V_e$	effective volume	44000	mm <sup>3</sup>
$l_e$	effective length	124	mm
$A_e$	effective area	353	mm <sup>2</sup>
$A_{min}$	minimum area	345	mm <sup>2</sup>
m	mass of core half	≈ 108	g



#### Core halves

$A_L$  measured in combination with a non-gapped core half, clamping force for  $A_L$  measurements  $40 \pm 20$  N, unless stated otherwise.

GRADE	$A_L$ (nH)	$\infty_e$	TOTAL AIR GAP ( $\infty$ m)	TYPE NUMBER
3C81	$100 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 28	≈ 8740	E55/28/21-3C81-E100
	$160 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 45	≈ 4560	E55/28/21-3C81-E160
	$250 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 70	≈ 2500	E55/28/21-3C81-E250
	$315 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 88	≈ 1840	E55/28/21-3C81-E315
	$400 \pm 8\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 112	≈ 1360	E55/28/21-3C81-E400
	$630 \pm 10\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 176	≈ 780	E55/28/21-3C81-E630
	$8625 \pm 25\%$	≈ 2410	≈ 0	E55/28/21-3C81
3C90	$100 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 28	≈ 8740	E55/28/21-3C90-E100
	$160 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 45	≈ 4560	E55/28/21-3C90-E160
	$250 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 70	≈ 2500	E55/28/21-3C90-E250
	$315 \pm 5\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 88	≈ 1840	E55/28/21-3C90-E315
	$400 \pm 8\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 112	≈ 1360	E55/28/21-3C90-E400
	$630 \pm 10\%$ <sup>(1)</sup>	≈ 176	≈ 780	E55/28/21-3C90-E630
	$6300 \pm 25\%$	≈ 1760	≈ 0	E55/28/21-3C90
3C91	$8625 \pm 25\%$	≈ 2410	≈ 0	E55/28/21-3C91
3C92	$4700 \pm 25\%$	≈ 1310	≈ 0	E55/28/21-3C92
3C94	$6400 \pm 25\%$	≈ 1790	≈ 0	E55/28/21-3C94

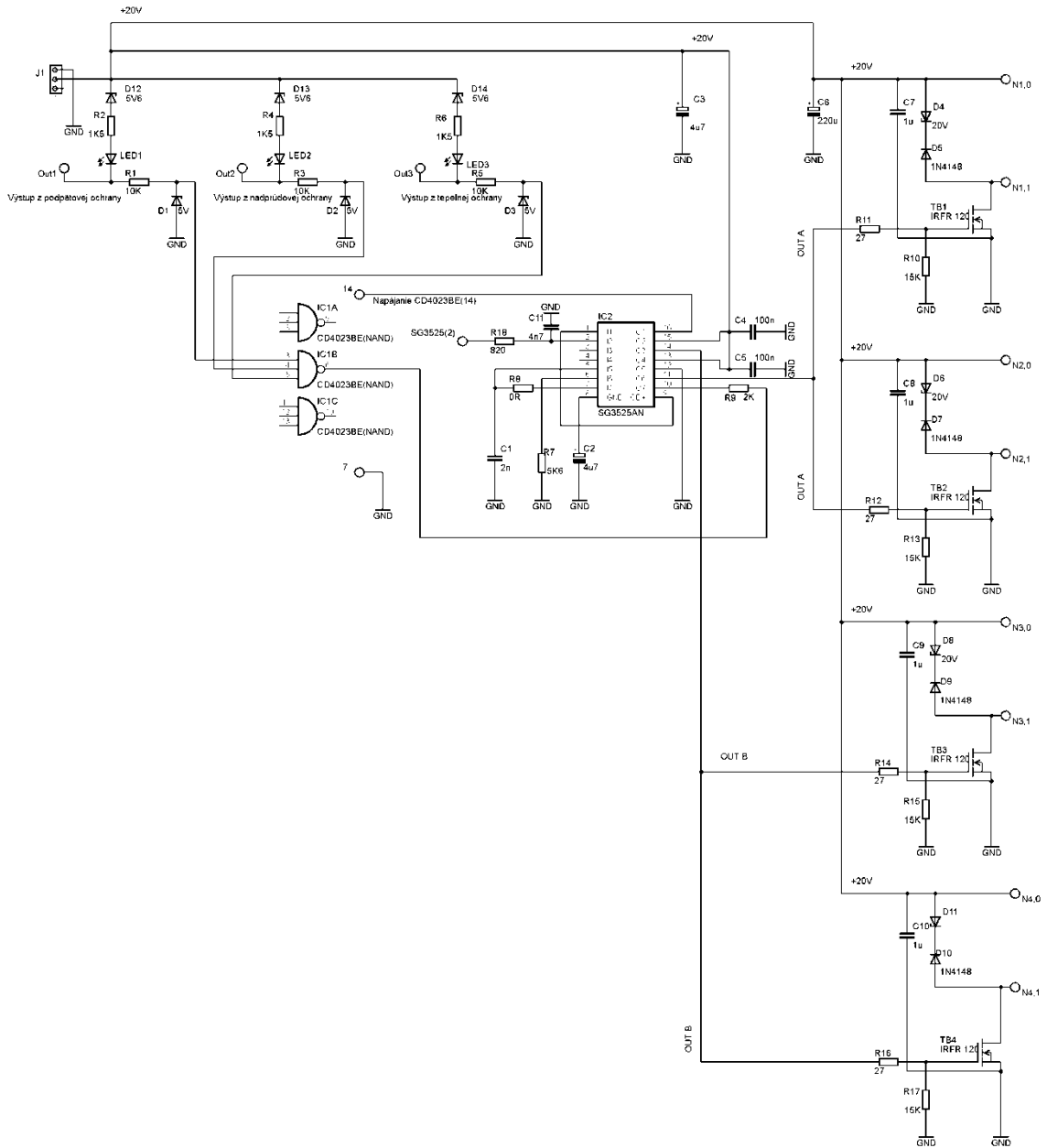
2008 Sep 01

435



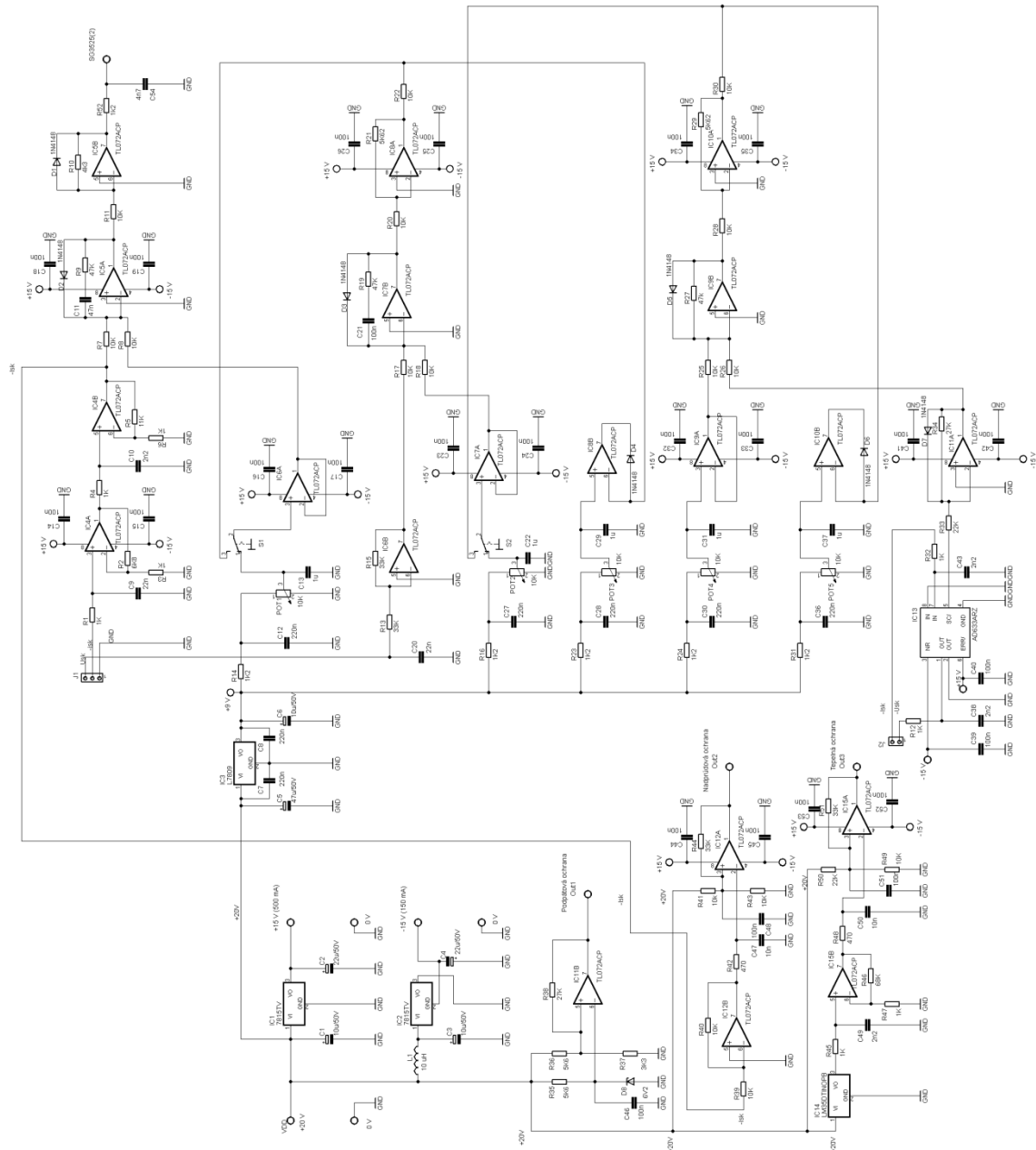
## • Príloha H

Zapojenie signalizácií jednotlivých ochrán výkonového meniča, PWM modulátora a primárnych strán budičov výkonových tranzistorov.



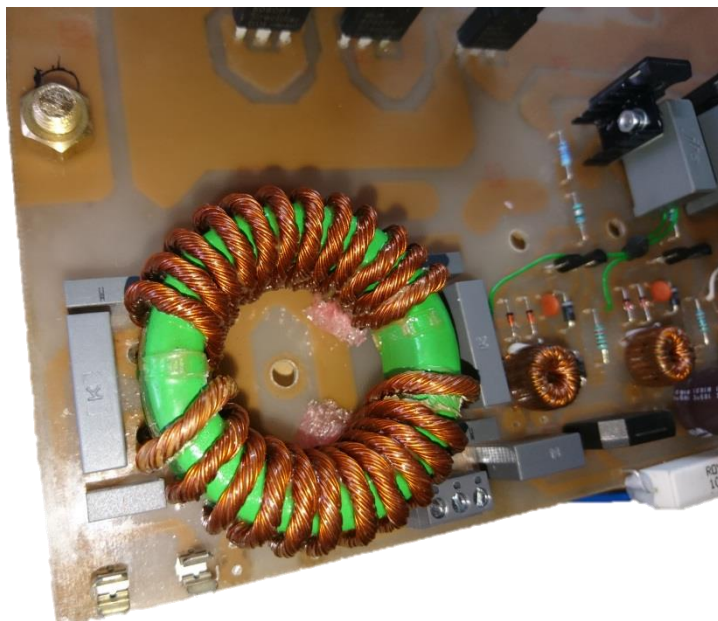
# • Príloha I

Zapojenie regulačných a ochranných obvodov realizovaného zariadenia.

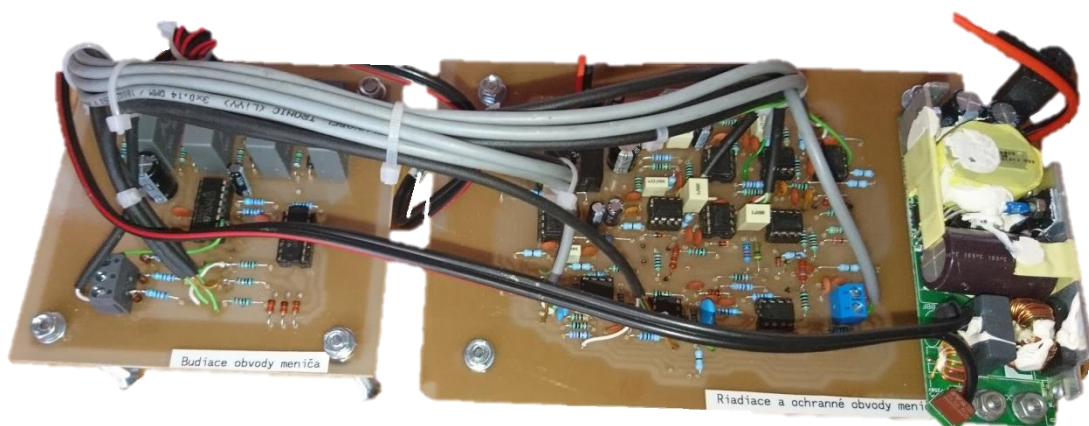


## • Príloha J

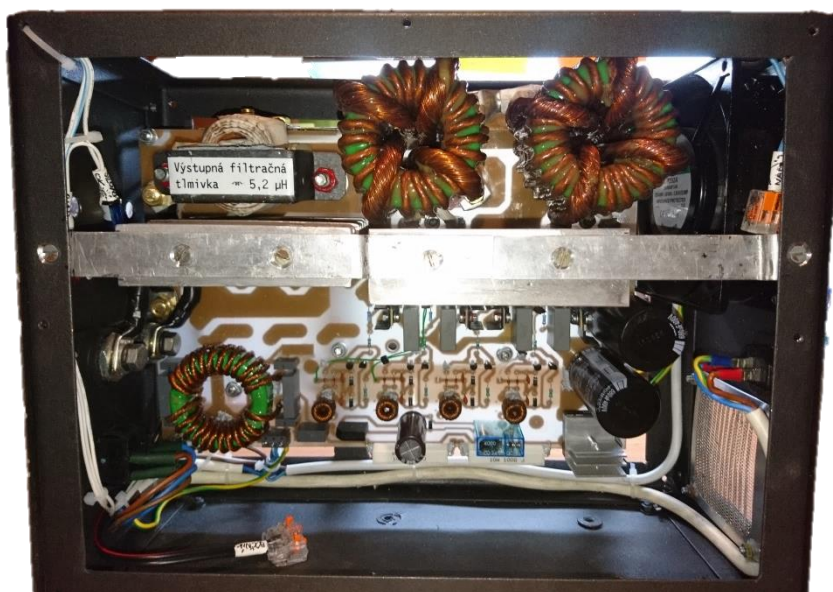
Fotodokumentácia z realizácie výkonového meniča.



**Obr. č. J-1:** Detailnejší pohľad na vstupný odrušovací filter meniča so zobrazenou časťou budiacich obvodov.



**Obr. č. J-2:** Pohľad na riadiace, regulačné a budiace obvody meniča. Napravo sa nachádzal upravený zdroj vytvárajúci napätie +20 V. Za ním nasledovali regulačné a ochranné obvody meniča. Na ľavom plošnom spoji boli umiestnené obvody signalizujúce poruchu, PWM modulátor, ako aj časť budičov.



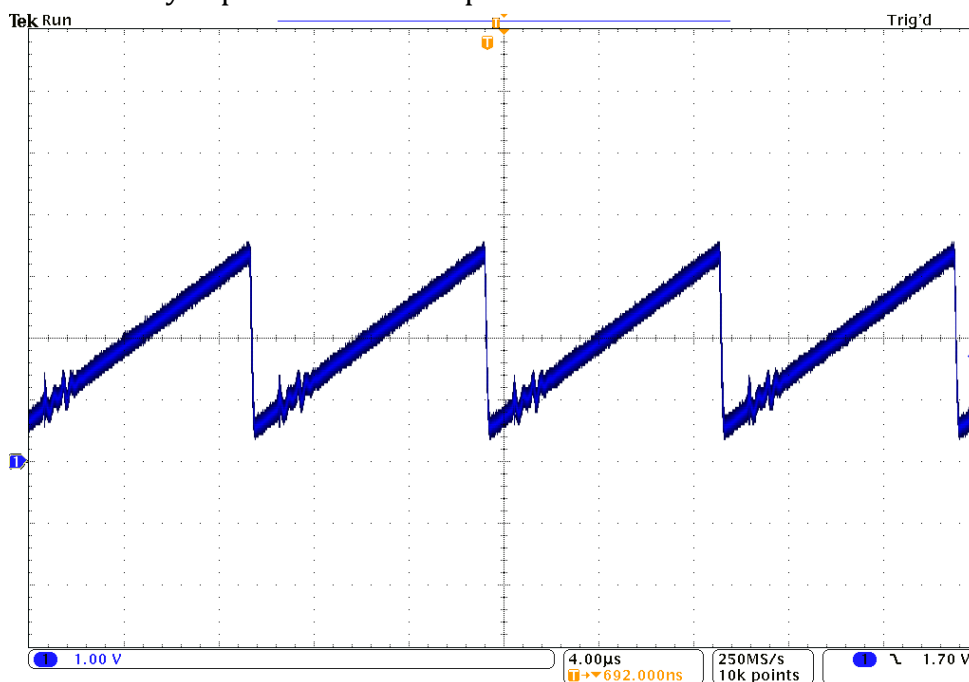
**Obr. č. J-3:** Silová časť meniča, dole naľavo, vstupný odrušovací filter, napravo od neho bol obvod soft-štartu. Nad ním sa nachádzala časť budičov s IGBT tranzistormi, primárnymi nulovými diódami, blokovacími kondenzátormi a kondenzátormi tvoriacimi napäťový medziobvod. Na pravom chladiči boli umiestnené spomínané výkonové tranzistory, na ľavom sekundárne usmerňovacie a nulové diódy. Nad chladičmi, napravo sa nachádzali výkonové transformátory, naľavo bola uložená výstupná filtračná tlmivka.



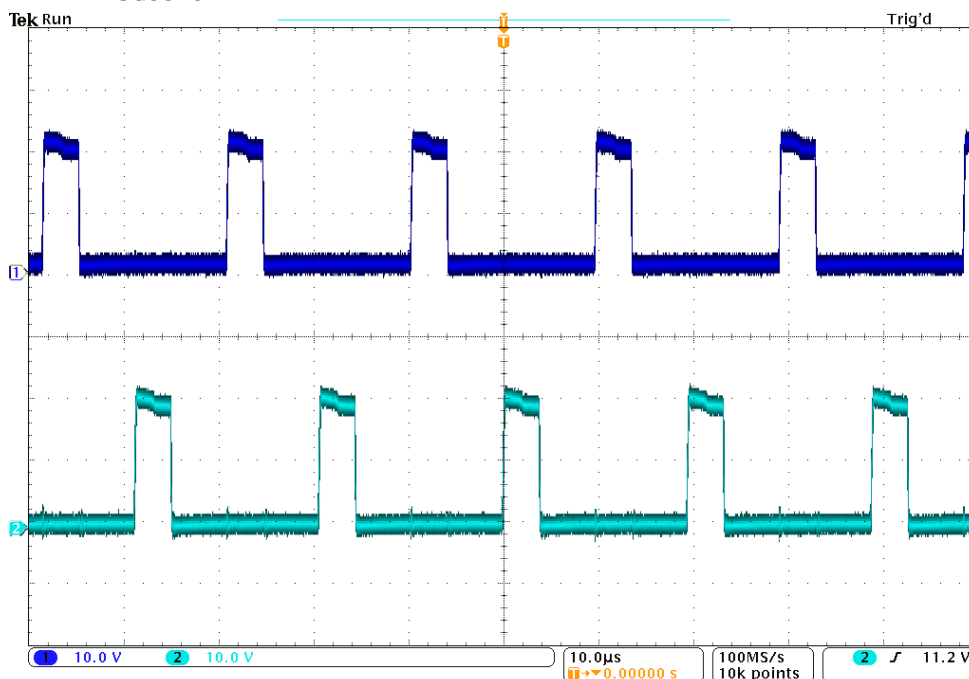
**Obr. č. J-4:** Pohľad na zadnú časť silových obvodov výkonového meniča so zobrazeným bočným, ktorý sa nachádzal v pravej hornej časti.

## • Príloha K

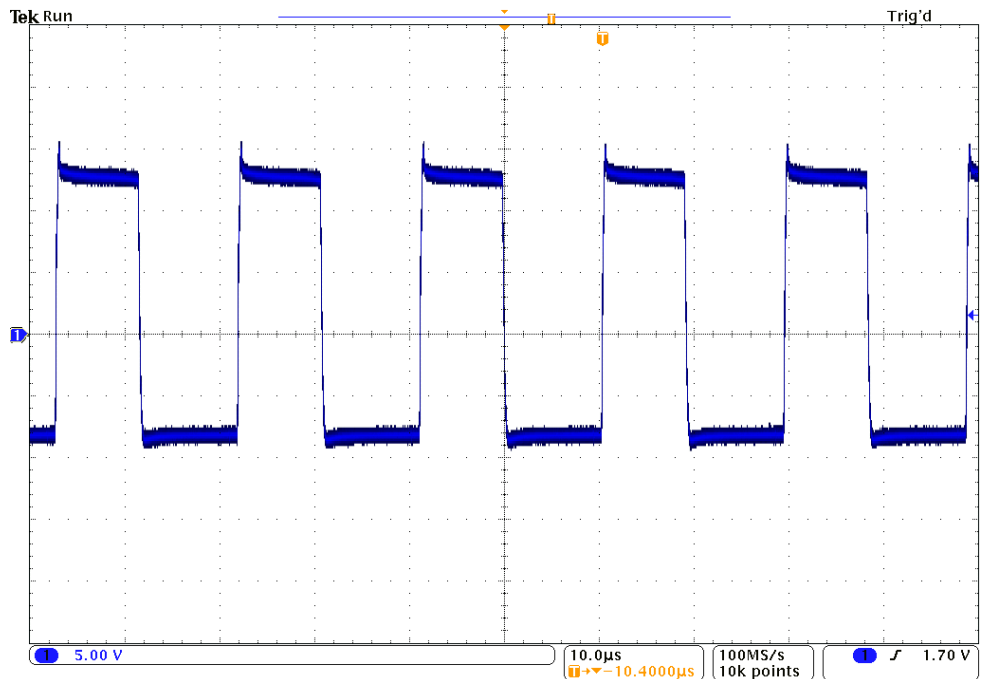
Záznam nameraných priebehov veličín pri overovaní funkčnosti zariadenia.



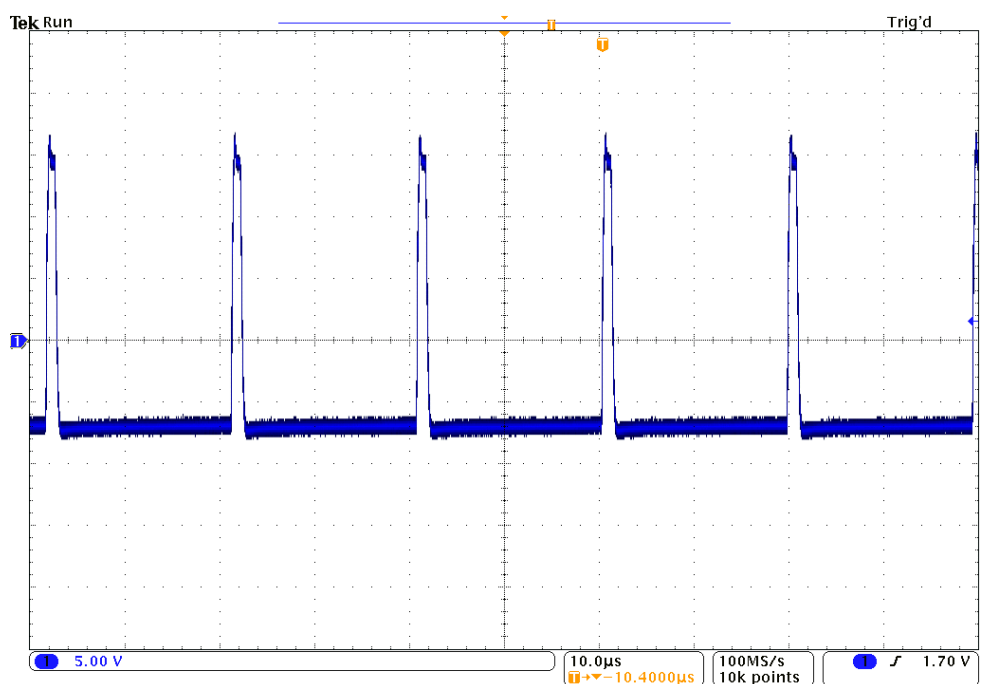
Obr. č. K-1: Detail vysokofrekvenčného nosného signálu o frekvencii  $f_n = 105$  kHz, nadobúdajúci hodnôt napätí od 0,5 V do 3,5 V, ktorý bol porovnávaný s nízko-frekvenčným výstupným signálom PI regulátora v PWM modulátore typu SG3525AN.



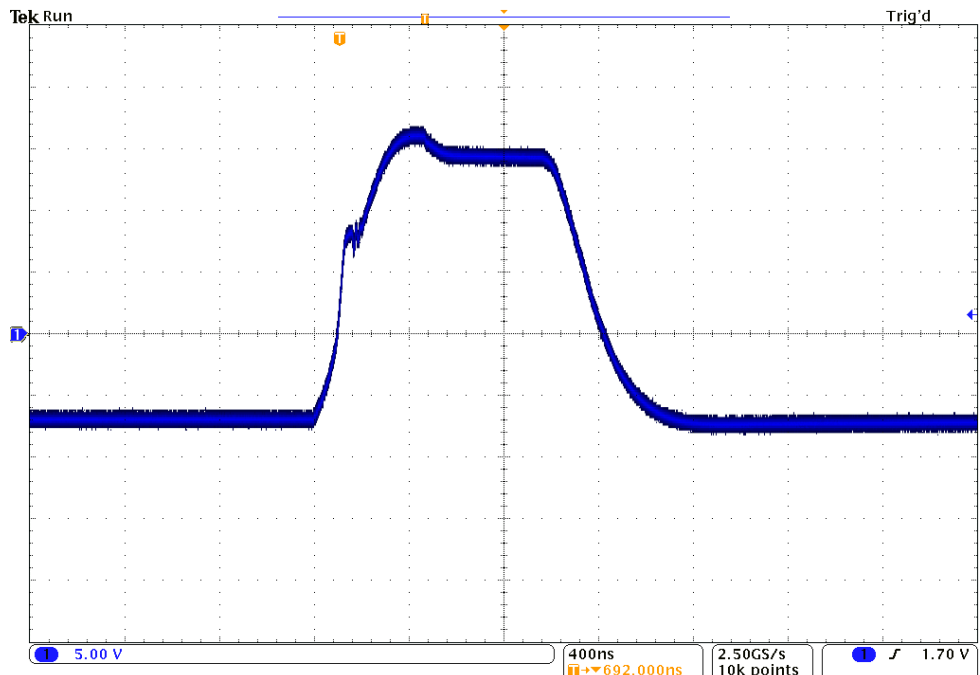
Obr. č. K-2: Priebehy výstupných signálov z PWM modulátora. Prvý signál označený v Prílohe H ako OUT A z výstupu 11 a druhý ako OUT B z výstupu 14. Zobrazenými signálmi boli následne spínané MOS-FET tranzistory budičov označené ako TB<sub>1</sub> až TB<sub>4</sub>. Zobrazené priebehy boli zaznamenané pri nastavenej striede meniča  $s = 0,21$ .



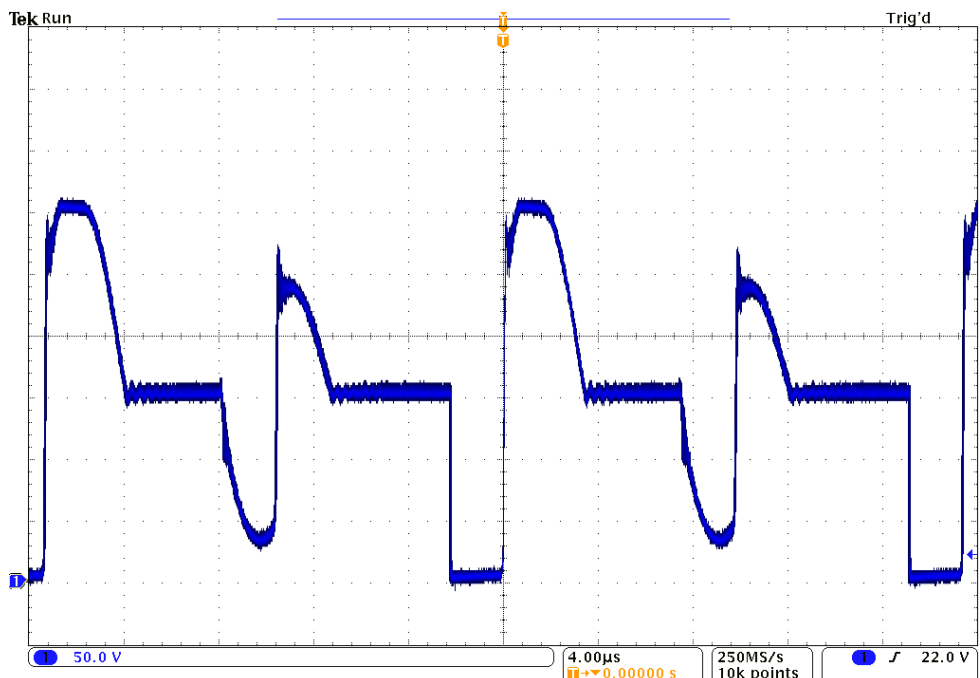
**Obr. č. K-3:** Priebeh signálu určeného pre spínanie výkonového IGBT tranzistora, medzi jeho G a E. Výkonový tranzistor bol zapínaný kladným napätím o veľkosti približne +13 V a vypínaný záporným napätím o veľkosti -8 V. Budiaci signál bol zaznamenaný pri nastavenej striede meniča o veľkosti  $s = 0,47$ .



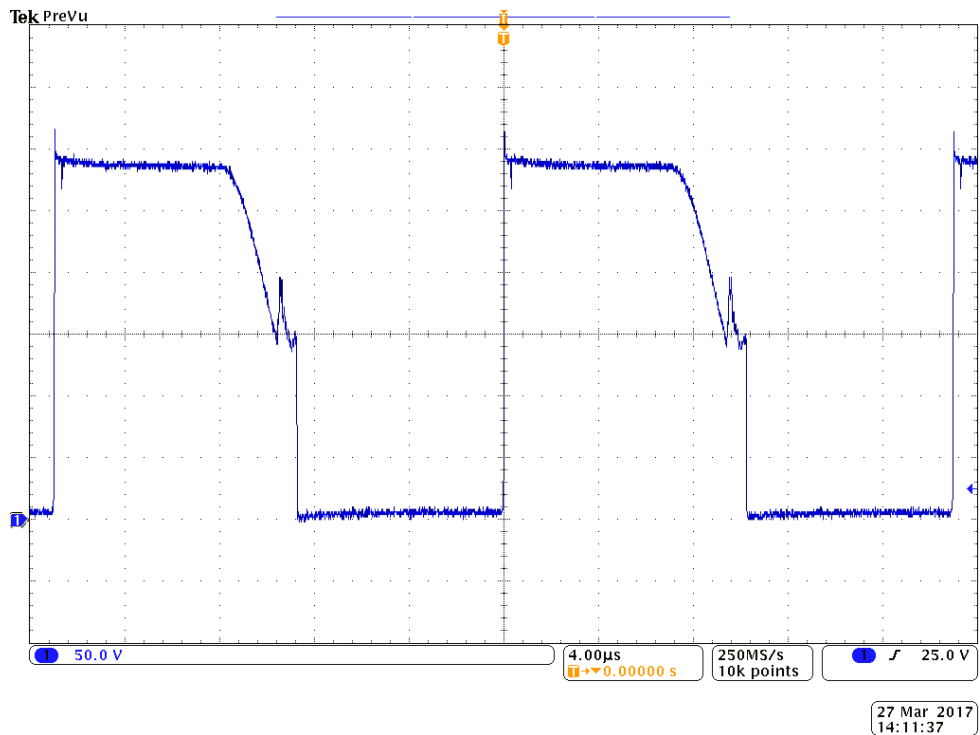
**Obr. č. K-4:** Znázornený priebeh signálu pri spínaní výkonového IGBT tranzistora, medzi jeho G a E. Výkonový tranzistor bol zapínaný kladným napätím o veľkosti približne +15 V a vypínaný záporným napätím -7 V. Budiaci signál bol zaznamenaný pri nastavenej striede meniča o veľkosti  $s = 0,08$ .



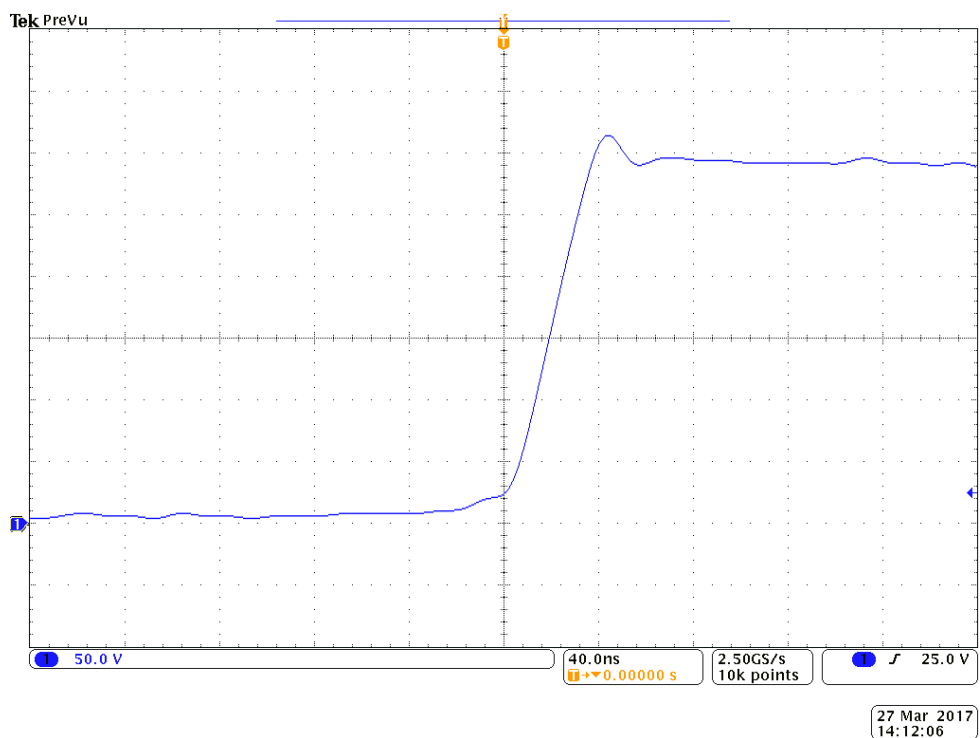
**Obr. č. K-5:** Detail nábežnej a zostupnej hrany budiaceho signálu, medzi G a E, pri spínaní výkonového IGBT tranzistora. Výkonový tranzistor bol zapínaný kladným napätím o veľkosti približne +15 V a vypínaný záporným napätím - 7 V. Z priebehu budiaceho signálu bolo vidieť, že doba zapnutia tranzistora bola približne veľká  $t_{zap} = 1,2 \mu s$ .



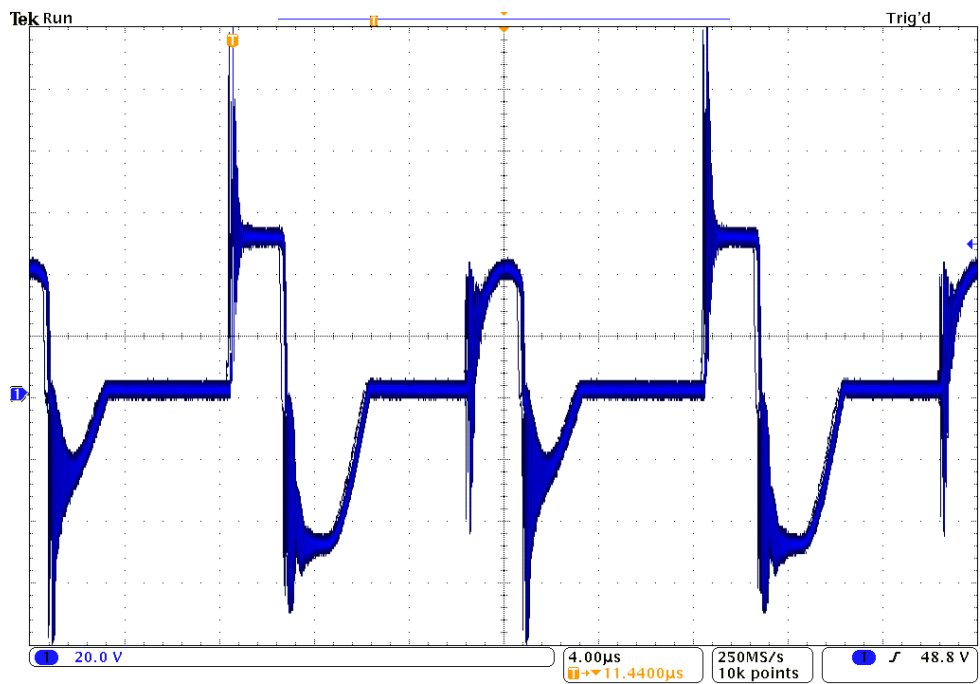
**Obr. č. K-6:** Zaznamenaný priebeh signálu napätia, medzi C a E, pri spínaní výkonového IGBT tranzistora. Priebeh bol zaznamenaný pri prechádzajúcom prúde záťažou o veľkosti  $I_z = 24 A$ ,  $s = 0,13$ . Menič pracoval v režime regulovaného napätového zdroja.



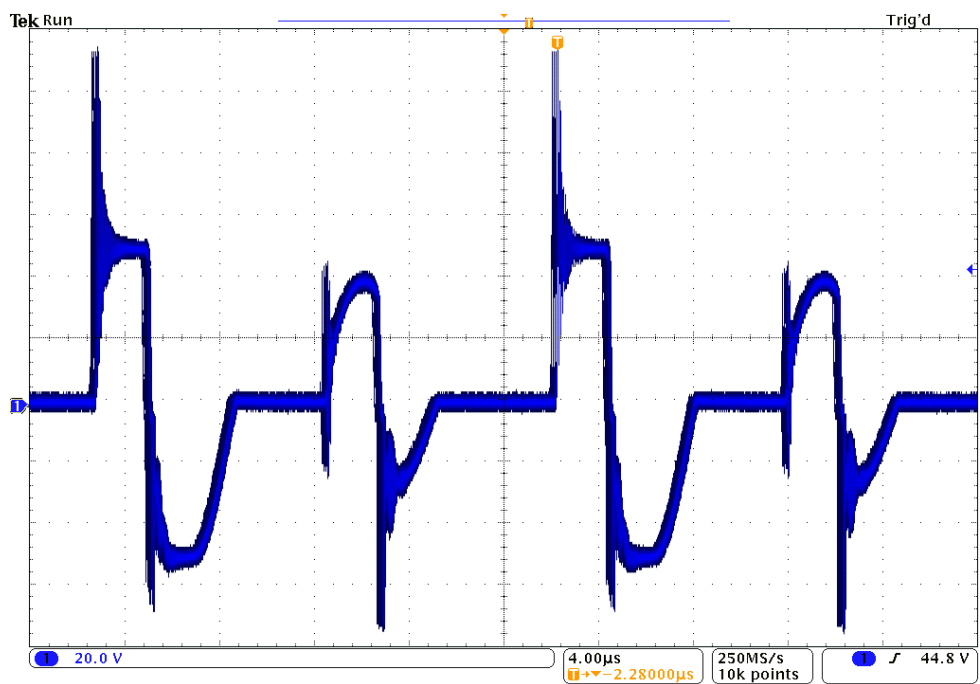
**Obr. č. K-7:** Získaný priebeh signálu napätia, medzi C a E výkonového IGBT tranzistora. Pri prechádzajúcom prúde záťažou o veľkosti  $I_z = 60$  A odporovou záťažou s veľkosťou odporu približne  $R_z = 0,3 \Omega$ , pri nastavenej striede  $s = 0,38$ .



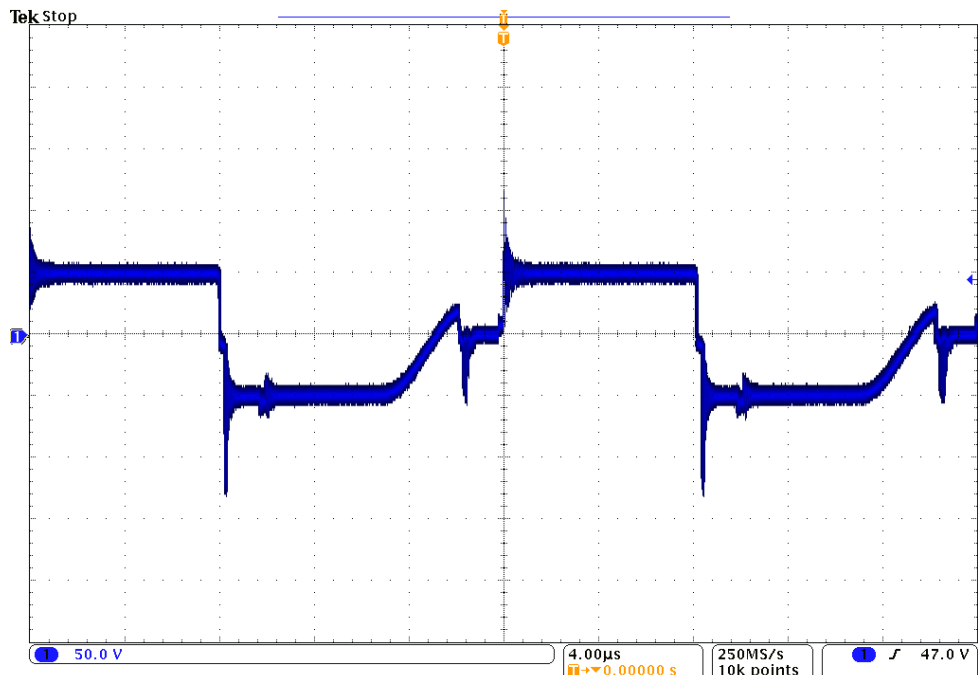
**Obr. č. K-8:** Detail nábežnej hrany signálu napätia, medzi C a E výkonového IGBT tranzistora. Priebeh bol zaznamenaný pri prechádzajúcom prúde záťažou o veľkosti  $I_z = 60$  A,  $s = 0,38$ .



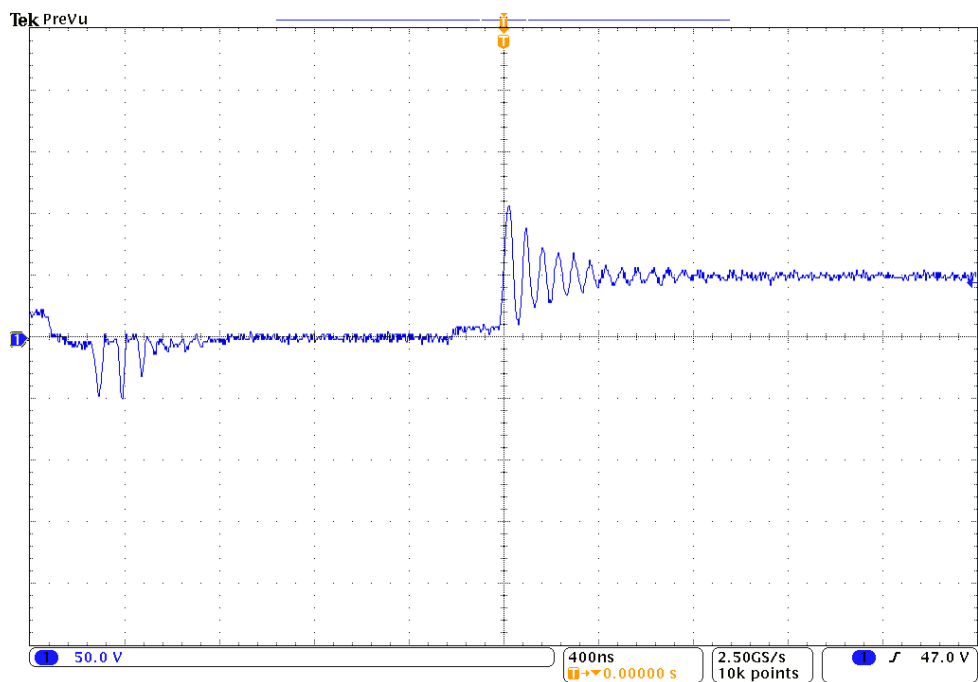
**Obr. č. K-9:** Priebeh signálu napätia na sekundári prvého výkonového transformátora označeného v Prílohe G ako TR<sub>1</sub>, pri prechádzajúcom prúde zátťažou o veľkosti  $I_z = 30$  A.



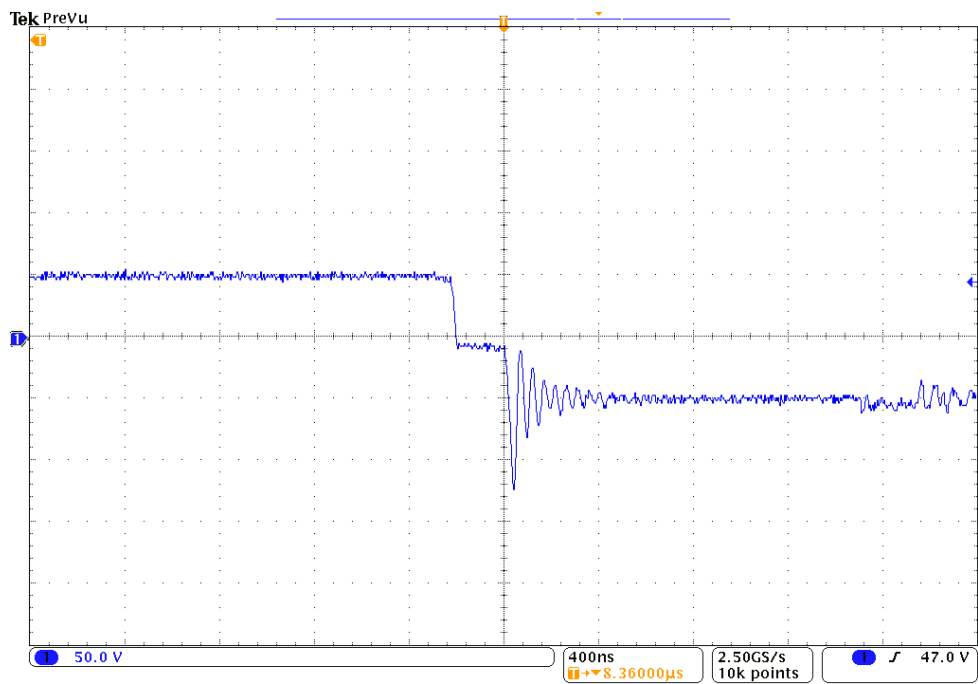
**Obr. č. K-10:** Priebeh signálu napätia na sekundári druhého výkonového transformátora označeného v Prílohe G ako TR<sub>2</sub>, pri prúde zátťažou o veľkosti  $I_z = 30$  A.



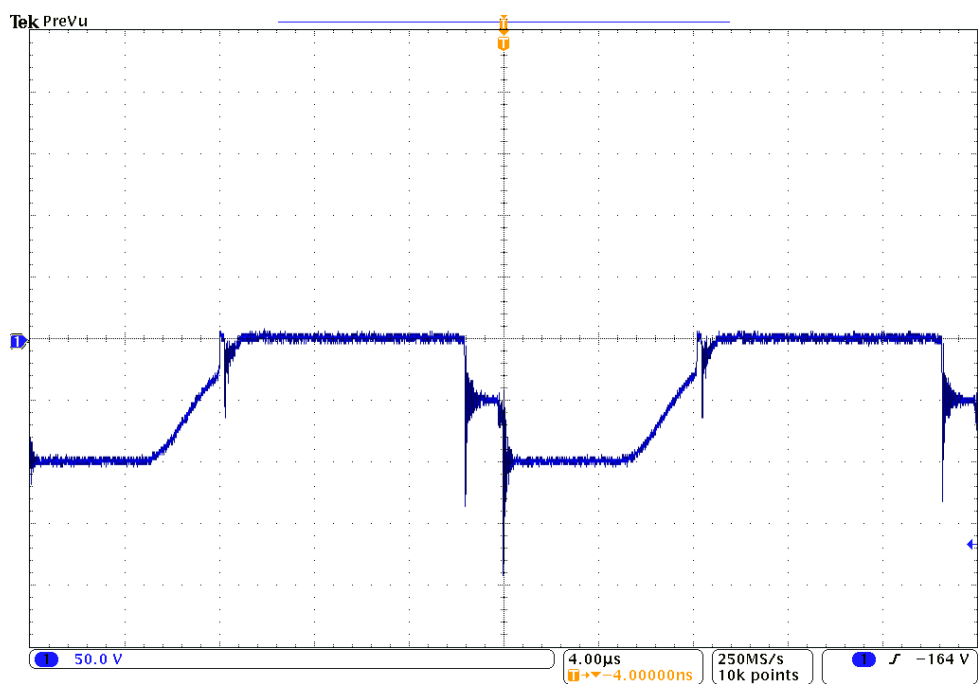
Obr. č. K-11: Priebeh napätia na sekundári transformátora TR<sub>1</sub> pri prechádzajúcom prúde zát'azou meniča o veľkosti  $I_z = 60$  A.



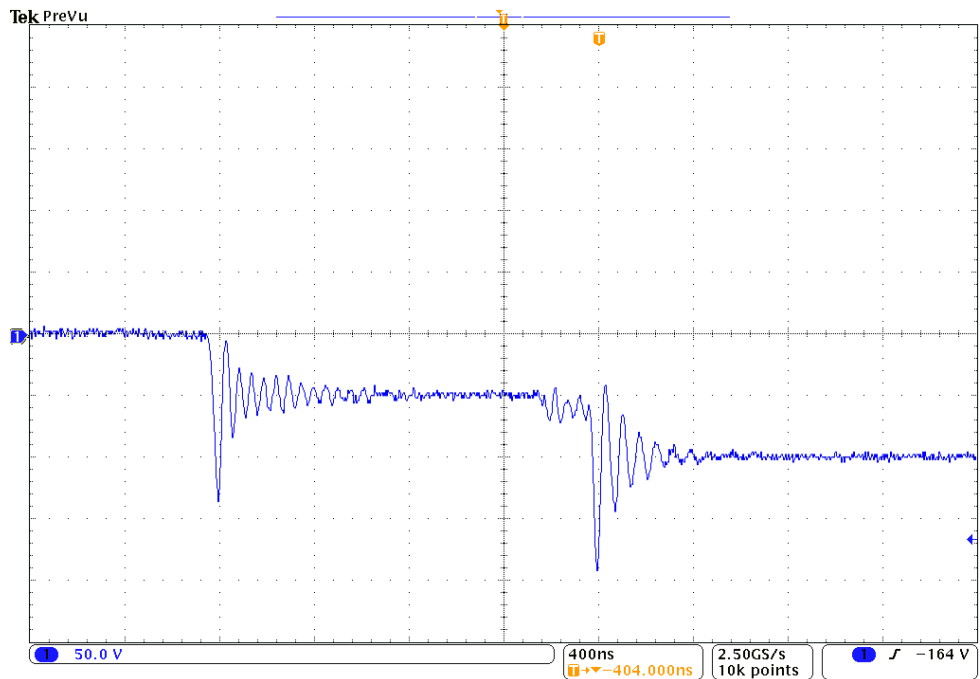
Obr. č. K-12: Detail nábežnej hrany priebehu napätia na sekundári transformátora TR<sub>1</sub> pri prechádzajúcom prúde  $I_z = 60$  A.



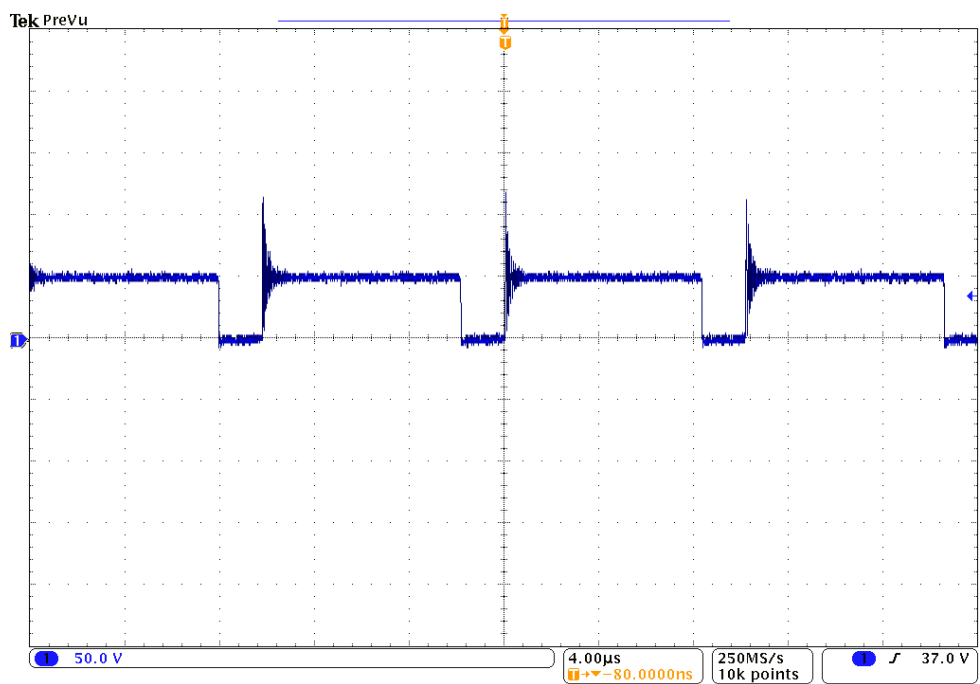
Obr. č. K-13: Detail zostupnej hrany priebehu napätia na sekundári transformátora TR<sub>1</sub> pri veľkosti prúdu na zát'aži  $I_z = 60$  A.



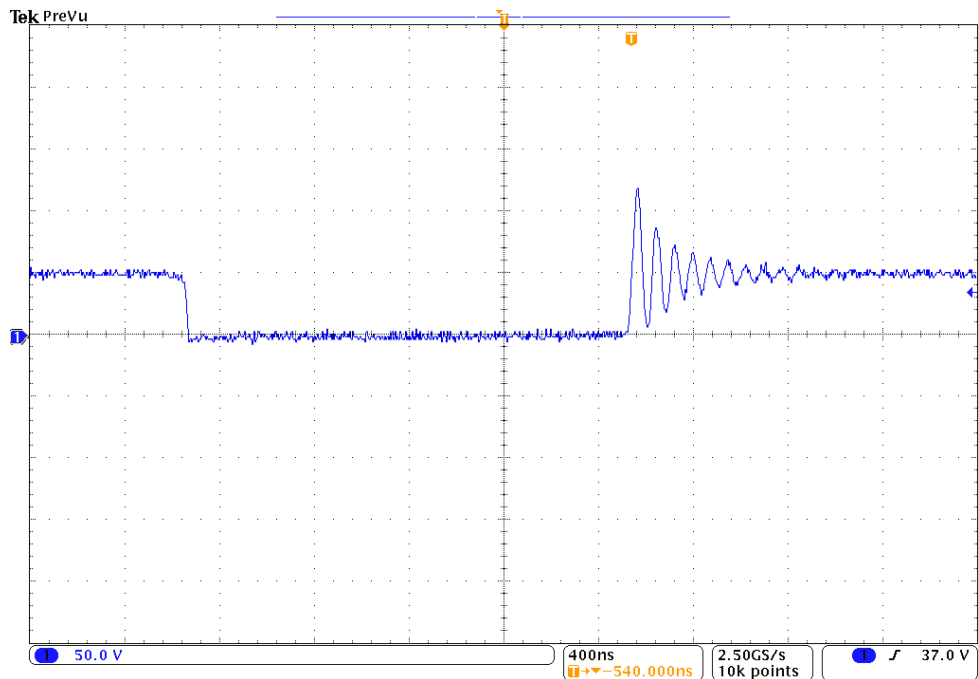
Obr. č. K-14: Priebeh napätia na sekundárnej usmerňovacej dióde označenej v Prílohe G ako DA<sub>1</sub> pri prechádzajúcom prúde zát'ažou meniča o veľkosti  $I_z = 60$  A.



**Obr. č. K-15:** Detail priebehu napätia na sekundárnej usmerňovacej dióde označenej v Prílohe G ako DA<sub>1</sub> pri  $I_z = 60$  A. Z uvedeného priebehu bolo vidieť, že vznikajúcim prekritom napätia pri vypínaní diódy s hodnotou približne 180 V nemohlo dôjsť k poškodeniu použitej súčiastky, ktorej záverné napätie malo hodnotu 600 V.



**Obr. č. K-16:** Priebeh napätia na nulových diódach označených v Prílohe G ako D<sub>0</sub> pri prechádzajúcom prúde zátťažou o veľkosti  $I_z = 60$  A.



**Obr. č. K-17:** Detail priebehu napätia na nulových diódach  $D_0$  pri  $I_z = 60$  A. Z uvedeného priebehu bolo opäť viditeľné, že pri vznikajúcom prekmite napätia o veľkosti 140 V, pri vypínaní nulových diód, nevznikal tak veľký prekmit, aby poškodil použité diódy so záverným napätím 600 V.