

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2021

Bc. Andrej Chudý



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DC/DC MĚNIČE PRO PRŮMYSLOVÉ NAPÁJECÍ ZDROJE.

DC/DC CONVERTERS FOR INDUSTRIAL POWER SUPPLIES

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Andrej Chudý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO 2021

Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Andrej Chudý

ID: 195319

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

DC/DC měniče pro průmyslové napájecí zdroje.

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Na základě výsledků M2S navrhnete kompletní schéma měniče.
2. Navrhnete a realizujete DPS měniče a pomocných obvodů.
3. Provedte realizaci a oživení navrženého měniče.
4. Provedte měření a vyhodnocení parametrů realizovaného měniče.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Patočka M. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice. Brno: VUTIUM, 2011. 564 s. ISBN: 978-80-214-4003-6.
- [2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., Vydání 3., skriptum FEKT VUT Brno, 2004
- [3] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek III. skriptum, FEKT, VUT Brno.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 24.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Petr Procházka, Ph.D.

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom a porovnaním vybraných topológií DC/DC meničov, kde následne lepšia z nich je prakticky realizovaná. Prvá časť je venovaná všeobecnej problematike jednosmerných výkonových meničov. Nasleduje teoretický rozbor zameraný na prvú vybranú topológiu – zvyšujúci menič. Druhou rozobranou topológiou je izolovaný dvojcestný priepustný menič s plným mostíkom na primárnej strane. Súčasťou teoretického rozboru je aj popis synchronného usmerňovača, rozdiely medzi tvrdým a mäkkým spínaním a druhy sekundárnych usmerňovačov. Ďalšia časť sa špecializuje na podrobný výpočet jednotlivých hlavných komponentov zvolených meničov a ich následné dimenzovanie. Obe navrhnuté topológie sú porovnané podľa požadovaných hľadísk. Vybratá lepšia topológia je doplnená o návrh riadiacich obvodov a pomocného zdroja. Nasleduje praktická realizácia meniča a uvedenie do prevádzky. Práca je zakončená overovacími meraniami na zrealizovanej vzorke a ich vyhodnotením.

Kľúčové slova

zvyšujúci menič, dvojcestný priepustný menič, izolovaný menič, DC/DC menič, synchronný usmerňovač, mäkké spínanie, tvrdé spínanie

Abstract

This diploma thesis deals with design and comparison of selected DC/DC converters, where the better of them is practically realized. The first part of the diploma thesis is focused on the general analysis of DC/DC power converters. The following part is theoretical analysis focused on the first selected topology – step-up converter. The second analysed topology is forward converter with full bridge on the primary side. The theoretical analysis also includes a description of synchronous rectifier, the differences between hard and soft switching, and the types of secondary rectifiers. Another part specializes in the detailed calculation of main components of selected converters and their subsequent power dimensioning. Both designed topologies are compared according to the required aspects. The selected better topology is supplemented by the design of control circuits and an auxiliary power supply. Practical realization of converter and commissioning follows. The diploma thesis ends with verification measurements on the realized converter and their subsequent analysis.

Keywords

boost converter, full-bridge forward converter, isolated converter, DC/DC converter, synchronous rectifier, soft switching, hard switching

Bibliografická citácia:

CHUDÝ, Andrej. *DC/DC měniče pro průmyslové napájecí zdroje*. 125 s. Brno, 2021. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133150>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Ing. Petr Procházka, Ph.D.

Prehlásenie autora o pôvodnosti diela

Meno a priezvisko autora: *Andrej Chudý*

VUT ID študenta: *195319*

Typ práce: *Diplomová práca*

Akademický rok: *2020/21*

Téma záverečnej práce: *DC/DC měniče pro průmyslové napájecí zdroje*

Prehlasujem, že svoju záverečnú prácu som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho záverečnej 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 záverečnej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto záverečnej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovení § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121/2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovení časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 24. mája 2021

.....
podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce Ing. Petrovi Procházkovi, Ph.D. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovávaní mojej záverečnej práce. Ďalšie pod'akovanie patrí firme BEL Power Solutions, s.r.o. a Ing. Petrovi Hudákovi, Ph.D. za umožnenie realizácie diplomovej práce v kolektíve odborníkov na oddelení vývoja. Zároveň by som sa chcel osobitne pod'akovať Ing. Pavlovi Gonščákovi za odborné vedenie, konzultácie, cenné rady a skúsenosti pri tvorbe diplomovej práce.

V Brně dne: 24. mája 2021

.....
podpis autora

Obsah

ZOZNAM OBRÁZKOV	9
ZOZNAM TABULIEK	11
ÚVOD	12
1 JEDNOSMERNÉ IMPULZNÉ MENIČE	13
1.1 ZÁKLADNÉ ROZDELENIE DC/DC MENIČOV	13
2 VÝBER A TEORETICKÁ ANALÝZA VHODNÝCH TOPOLOGÍI MENIČOV	15
2.1 ANALÝZA POŽIADAVIEK A VÝBER TOPOLOGÍI MENIČOV	15
2.2 ZVYŠUJÚCI MENIČ STEP – UP (BOOST).....	17
2.2.1 <i>Synchrónny a diódový usmerňovač</i>	19
2.2.2 <i>Prekladaný zvyšujúci menič (interleaved boost converter)</i>	21
2.3 DVOJČINNÝ PRIEPUSTNÝ MENIČ (FULL BRIDGE FORWARD)	22
2.3.1 <i>Mäkké spínanie – ZVS/ZCS</i>	24
2.3.2 <i>Druhy sekundárnych usmerňovačov</i>	27
3 NÁVRH SILOVEJ ČASTI PREKLADANÉHO ZVYŠUJÚCEHO DC/DC MENIČA	29
3.1 NÁVRH A DIMENZOVANIE TLMIVKY	29
3.2 VÝBER A DIMENZOVANIE VÝKONOVÝCH TRANZISTOROV	35
3.3 VÝBER A DIMENZOVANIE VÝKONOVÝCH DIÓD	38
3.4 VÝBER A DIMENZOVANIE KONDENZÁTOROV	39
3.5 PRVOTNÁ VIZUALIZÁCIA MENIČA A ROZLOŽENIE KOMPONENTOV	41
3.6 SCHÉMA SILOVEJ ČASTI PREKLADANÉHO ZVYŠUJÚCEHO MENIČA	42
4 NÁVRH SILOVEJ ČASTI DVOJČINNÉHO PRIEPUSTNÉHO DC/DC MENIČA.....	43
4.1 NÁVRH A DIMENZOVANIE TRANSFORMÁTORA	43
4.2 VÝBER A DIMENZOVANIE TRANZISTOROV.....	49
4.2.1 <i>Plný mostík – FULL BRIDGE</i>	49
4.2.2 <i>Synchrónny usmerňovač</i>	51
4.3 NÁVRH A DIMENZOVANIE TLMIVIEK	52
4.3.1 <i>Primárna tlmivka – ZVS</i>	52
4.3.2 <i>Návrh a dimenzovanie výstupnej tlmivky</i>	56
4.4 VÝBER A DIMENZOVANIE KONDENZÁTOROV	61
4.5 PRVOTNÁ VIZUALIZÁCIA MENIČA A ROZLOŽENIE KOMPONENTOV	62
4.6 SCHÉMA SILOVEJ ČASTI DVOJČINNÉHO PRIEPUSTNÉHO DC/DC MENIČA (PSFB)	63
5 POROVNANIE NAVRHNUTÝCH MENIČOV	64
6 NÁVRH RIADIACEJ ČASTI DVOJČINNÉHO PRIEPUSTNÉHO DC/DC MENIČA.....	67
6.1 RIADIACE A POMOCNÉ OBVODY MENIČA.....	67
6.1.1 <i>Riadiaca karta s ADP1055</i>	67
6.1.2 <i>Snímanie vstupného a výstupného napätia</i>	70
6.1.3 <i>Snímanie vstupného a výstupného prúdu</i>	71
6.1.4 <i>Primárny a sekundárny driver pre spínanie tranzistorov</i>	72

7	NÁVRH A REALIZÁCIA POMOCNÉHO ZDROJA.....	74
7.1	OBVODOVÝ NÁVRH SILOVEJ ČASTI POMOCNÉHO ZDROJA	74
7.1.1	<i>Transformátor.....</i>	75
7.1.2	<i>Dimenzovanie a výber spínacieho prvku - tranzistora.....</i>	77
7.1.3	<i>Dimenzovanie a výber usmerňovacích diód</i>	78
7.1.4	<i>Vstupné a výstupné kondenzátory.....</i>	79
7.1.5	<i>Znižujúci menič pre 5 V sekundárne napätie</i>	79
7.2	OBVODOVÝ NÁVRH RIADIACEJ ČASTI POMOCNÉHO ZDROJA	79
7.2.1	<i>Napájací obvod riadiaceho kontroléra UC2844</i>	80
7.2.2	<i>Voľba súčiastok pre nastavenie kontroléra UC2844</i>	81
7.3	REALIZÁCIA A OŽIVENIE POMOCNÉHO ZDROJA	83
8	REALIZÁCIA MENIČA.....	87
8.1	DPS MENIČA	87
8.2	OŽIVENIE MENIČA	88
8.3	NASTAVENIE A ÚPRAVA SNUBBRU V SYNCHRÓNNO M USMERŇOVAČI	90
8.4	KONTROLNÉ MERANIE MENIČA	94
8.5	VYHOTOVENIE MENIČA	101
9	ZÁVER.....	102
	LITERATÚRA.....	104
	ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK	106
	ZOZNAM PRÍLOH.....	110

ZOZNAM OBRÁZKOV

2.1	Základná bloková schéma	15
2.2	Bloková schéma s použitím zvyšujúceho meniča	16
2.3	Bloková schéma s použitím priepustného izolovaného meniča	16
2.4	Principiálna schéma jednosmerného zvyšujúceho DC/DC meniča (prevzaté a upravené z [3])	17
2.5	Priebehy veličín zvyšujúceho meniča (prevzaté a upravené z [3]).....	18
2.6	Porovnanie zvyšujúceho DC/DC meniča s diódovým (vľavo) a synchronným usmerňovačom (vpravo).....	20
2.7	Schéma prekladaného zvyšujúceho meniča (prevzaté, upravené z [4])	21
2.8	Príklad priebehov vstupných prúdov pre $s = 0,75$ (upravené z [5])	21
2.9	Principiálna schéma dvojčinného priepustného meniča (prevzaté a upravené z [6])	22
2.10	Priebehy dvojčinného priepustného meniča – tvrdé spínanie.....	23
2.11	Principiálna schéma dvojčinného priepustného meniča s fázovo posunutým spínaním – ZVS (prevzaté a upravené z [6]).....	24
2.12	Priebehy dvojčinného priepustného meniča – mäkké spínanie (prevzaté a upravené z [8])	26
2.13	Dvojcestný mostíkový usmerňovač (prevzaté a upravené z [6]).....	27
2.14	Dvojcestný uzlový usmerňovač (prevzaté a upravené z [6]).....	28
2.15	Praktické zapojenie uzlového synchronného USM (upravené z [6])	28
3.1	Závislosť permeability jadra na intenzite magnetického poľa (prevzaté z [9])	32
3.2	BH-krivka jadra tlmivky KAH (prevzaté z [9])	33
3.3	Prvotná vizualizácia prekladaného zvyšujúceho meniča.....	41
3.4	Základné rozmery prekladaného zvyšujúceho meniča.....	41
3.5	Principiálna silová schéma pre prekladaný zvyšujúci DC/DC menič	42
4.1	Závislosť permeability jadra na intenzite mag. poľa [prevzaté z 9]	57
4.2	BH-krivka jadra tlmivky KAH (prevzaté z [9])	59
4.3	Prvotná vizualizácia priepustného meniča s plným mostíkom (PSFB).....	62
4.4	Základné rozmery priepustného meniča s plným mostíkom (PSFB)	62
4.5	Principiálna silová schéma pre dvojčinný priepustný menič (PSFB).....	63
5.1	Grafický sumár strát prekladaného zvyšujúceho meniča	64
5.2	Grafický sumár strát dvojčinného priepustného meniča	65
6.1	Zapojenie riadiacej karty s ADP1055 (upravené z [18]).....	68
6.2	Grafické užívateľské rozhranie – GUI ADP1055	69
6.3	Snímanie vstupného napätia.....	70
6.4	Snímanie vstupného prúdu	71
6.5	Zapojenie driver-u pre primárne tranzistory v H-mostíku.....	72
6.6	Zapojenie driver-u pre sekundárne tranzistory	73
7.1	Znižujúci menič na sekundárnej strane pomocného zdroja.....	79
7.2	Napájací obvod pre kontrolér UC2844.....	80
7.3	Obvodová schéma pomocného zdroja (bez znižujúceho meniča).....	82
7.4	Jednotlivé vrstvy DPS pomocného zdroja.....	83
7.5	3D vizualizácia pomocného zdroja (vľavo TOP, vpravo BOTTOM)	83
7.6	Priebehy napätí u_{GS} (CH1) a u_{DS} (CH2) v stave naprázdno (vľavo) a pri plnom výkone (vpravo) ...	84
7.7	Priebehy napätí na sekundárnej usmerňovacej dióde v stave naprázdno (vľavo) a pri plnom odoberanom výkone (vpravo)	85
7.8	Graf účinnosti pomocného zdroja	85
7.9	Zrealizovaná vzorka pomocného zdroja - vľavo TOP, vpravo BOTTOM.....	86

7.10	Zaznamenané teploty pri plnom výkone (termokamera FLIR)	86
8.1	3D vizualizácia hlavného meniča.....	87
8.2	Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači bez RC snubbra pri 60 W (vľavo TE, vpravo TF)	90
8.3	Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači s RC snubbrom pri 60 W (vľavo TE, vpravo TF)	91
8.4	Obvod pre orezanie napät'ovej špičky – červený rámik, navrhnutý RC snubber – modrý rámik.....	92
8.5	Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači pri plnom výkone 1 kW (vľavo TE, vpravo TF)	92
8.6	Teploty snubbrov pri menovitom výkone 1 kW.....	93
8.7	Priebeh napätí u_{GS} (vľavo) a u_{DS} (vpravo) spodných tranzistorov TB (CH3) a TD (CH2) v plnom mostíku pri výstupnom výkone 1 kW	94
8.8	Priebeh napätia na primárnej strane transformátora pri výstupnom výkone 1 kW.....	95
8.9	Priebeh napätí u_{GS} (vľavo) a u_{DS} (vpravo) tranzistorov TE (CH3), TF (CH2) v synchronnom usmerňovači pri výstupnom výkone 1 kW	95
8.10	Detail priebehu napätí u_{GS} (CH3) a u_{DS} (CH2) na tranzistoroch TE pri výstupnom výkone 1 kW....	96
8.11	Skok záťaže z 10 % na 60 % (vľavo) a zo 60 % na 10 % (vpravo) menovitého prúdu/výkonu.....	97
8.12	Graf účinnosti meniča pri menovitom výstupnom napätí $U_{OUT} = 30$ V	98
8.13	Graf účinnosti meniča pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 40$ V.....	99
8.14	Graf účinnosti meniča pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 20$ V.....	99
8.15	Zaznamenané teploty pomocou termokamery FLIR	100
8.16	Finálne vyhotovenie meniča.....	101

ZOZNAM TABULIEK

2.1	Zadané parametre celkovej aplikácie	15
3.1	Zadané hodnoty parametrov zvyšujúceho meniča.....	29
3.2	Parametre jadra KAH157-075A	31
3.3	Prepočítané veličiny pre navýšený počet závitov	32
3.4	Parametre tranzistora Infineon Technologies IPT111N20NFD	36
3.5	Parametre diódy VISHAY V35PW22.....	38
4.1	Zadané hodnoty parametrov PSFB meniča	43
4.2	Parametre jadra EPCOS/TDK - B64290L0659X087 [13]	44
4.3	Parametre tranzistora Infineon Technologies IPT111N20NFD	50
4.4	Parametre tranzistora Infineon Technologies BSC160N15NS5.....	51
4.5	Parametre jadra T106-2.....	53
4.6	Parametre jadra KAH130-060A	57
4.7	Prepočítané veličiny pre navýšený počet závitov	58
5.1	Menovité hodnoty pre navrhnuté DC/DC meniče.....	64
5.2	Jednotlivé stratové výkony pre prekladaný zvyšujúci DC/DC menič	64
5.3	Jednotlivé stratové výkony pre dvojčinný priepustný DC/DC menič	65
5.4	Konštrukčné rozmery a cena navrhnutých meničov.....	66
5.5	Porovnávací sumár navrhnutých meničov (lepší variant označený zeleným)	66
7.1	Požadované parametre pomocného zdroja	74
7.2	Parametre tranzistora VISHAY IRFR214 [20]	77
7.3	Parametre diódy VISHAY ES1D [23]	78

ÚVOD

Žijeme v technicky vyspelej dobe, ktorá sa vyznačuje obrovským množstvom elektronických zariadení či už v priemysle, alebo v každej z domácností. So zvyšujúcim sa počtom elektronických produktov, stúpajú aj požiadavky na ich efektivitu a ekonomickú stránku. Rovnako tak, prísne štandardy a normy vytvárajú vysoké nároky na spoločnosti a ich vývojárske tímy. Výrobná technika, technologické procesy a použité materiály v elektronických zariadeniach sa v dnešnej dobe výrazne posúvajú vpred, čo spôsobuje neustály vývoj v každom odvetví.

V oblasti výroby súčiastok, komponentov a celkovo meničov je na svetovom trhu vysoká konkurencia. Súčasný trend návrhu a konštrukcie jednosmerných výkonových impulzných meničov spočíva v zvyšovaní spínacej frekvencie na hodnoty stoviek až tisícok kHz, čo zapríčiňuje minimalizáciu rozmerov a vysokú účinnosť prenosu elektrickej energie. Na druhú stranu sa zvyšuje riziko účinkov elektromagnetického rušenia. Preto je návrh takýchto meničov veľmi komplexný a pomerne zložitý proces, vďaka ktorému je dosiahnuté, že zariadenia sú šetrnejšie k odberu elektrickej energie a teda pracujú ekonomickejšie, efektívnejšie. Postupne tak vo väčšine prípadov nahradili pôvodné jednosmerné lineárne stabilizátory/meniče s nízkou účinnosťou.

Diplomová práca začína so všeobecným prehľadom jednosmerných meničov a ich rozdelením. Následne sa zameriava na podrobnejšiu teoretickú analýzu zvyšujúceho meniča. Ďalšou rozobranou topológiou je izolovaný dvojcestný priepustný menič. Súčasťou teoretického rozboru je aj popis synchronného usmerňovača, rozdiel medzi mäkkým a tvrdým spínaním a druhy sekundárnych usmerňovačov.

Po teoretickom rozbere práca pokračuje návrhom zvolených topológií so zameraním na silovú časť obvodov, ktorý sa špecializuje na podrobný výpočet jednotlivých komponentov a ich dimenzovanie. Následne sú pre oba meniča vytvorené 3D vizualizácie s počiatočným rozložením nadimenzovaných súčiastok. Dané vizualizácie slúžia pre nadobudnutie predstavy o približných predpokladaných rozmeroch meničov. Takto navrhnuté meniče sú porovnané z pohľadu požadovaných rozmerov, strát a ceny. Výhodnejšia z uvedených variant je doplnená o návrh riadiacej časti a zdroja pomocných napätí. Nasleduje praktická realizácia meniča a pomocných obvodov. Počas procesu oživovania sú odstránené zistené nedostatky a menič je odladený pre zaťaženie plným menovitým výkonom.

Po úspešnom zrealizovaní a oživení vzorky meniča, je záver diplomovej práce zameraný na vykonanie overovacích meraní priebehov veličín všetkých dôležitých komponentov. Rovnako tak je vykonané meranie celkovej účinnosti meniča. Počas všetkých meraní sú kontrolované teploty súčiastok pomocou termokamery.

1 JEDNOSMERNÉ IMPULZNÉ MENIČE

Jednosmerné impulzné meniče sú skupina elektronických zariadení, ktorej účel je meniť dané vstupné napätie U_{IN} na požadovanú hodnotu výstupného napätia U_{OUT} . Všeobecne menič pozostáva zo silových a riadiacich obvodov. Silová časť sa skladá najmä zo spínacích (tranzistorov) a akumuláčnych prvkov (kondenzátor, cievka), ktoré prenášajú výkon. Riadiaca časť zabezpečuje spínacie impulzy pre silovú časť meniča o frekvencií v rozsahu desiatok až stoviek kHz. Obľúbeným riešením je použitie riadiaceho kontroléru alebo procesoru, ktorý spolu s ďalšími riadiacimi obvodmi zabezpečuje reguláciu požadovaných parametrov na výstupe meniča.

Dôležitou súčasťou meniča ako celku je doska plošných spojov. Pri jednoduchších variantoch s malým výkonom postačujú dvojvrstvé DPS. S vyšším výkonom a zložitou úmerne narastajú nároky na dizajn DPS, rovnako tak na odvod tepla (chladenie) a zvyšuje sa aj riziko elektromagnetického rušenia. Preto najčastejšie využívanými sú štvorvrstvé a šesťvrstvé DPS, ktoré sú bežný štandard aktuálnych svetových výrobcov.

Vo väčšine prípadov jednosmerné impulzné meniče dokážu pracovať v pomerne širokých rozsahoch vstupných a výstupných napätí a s prúdmi od jednotiek až po tisícky ampérov. To zaručuje ich rozsiahlu možnosť použitia v rôznorodých aplikáciách.

V súčasnej dobe sú DC/DC meniče vyčlenené ako samostatná skupina zdrojov. Na svetovom trhu je množstvo výrobcov ako *Texas Instruments*, *BEL Power Solutions*, *On Semiconductor*, *Infineon Technologies*, *Delta Electronics* a iní, ktorí ponúkajú širokú výkonovú škálu jednosmerných meničov s rôznymi parametrami.

1.1 Základné rozdelenie DC/DC meničov

Prvým zásadným hľadiskom rozdelenia jednosmerných impulzných DC/DC meničov je podľa literatúry [1] použitie vysokofrekvenčného impulzného transformátora:

1. Jednosmerné impulzné DC/DC meniče bez vysokofrekvenčného impulzného transformátora:

Nie sú galvanicky oddelené pomocou transformátora – neizolované topológie.

a) jednokvadrantové:

- znižujúci menič (BUCK), zvyšujúci menič (BOOST), zvláštne meniče (ČUK)

b) dvojkvadrantové:

- pre obe polarities napätí a jeden smer prúdu alebo pre jednu polaritu napätia a oba smery prúdu

c) štvorkvadrantové:

- určené pre obe polarities napätia a oba smery prúdu

2. Jednosmerné impulzné DC/DC meniče s vysokofrekvenčným impulzným transformátorom:

Galvanicky oddelené meniče pomocou transformátora – izolované topológie.

a) Jednočinné priepustné:

- obdoba dvojkvadrantového meniča
- energia je prenášaná v dobe zapnutia tranzistorov (FORWARD)
- vhodné pre malé výkony

b) Dvojčinné priepustné:

- obdoba štvorkvadrantového meniča
- energia je prenášaná v dobe zapnutia tranzistorov (HALF-BRIDGE, PUSH-PULL, FULL-BRIDGE)
- vhodné pre veľké výkony

c) Jednočinné blokujúce:

- energia je prenášaná v dobe vypnutia tranzistorov (FLYBACK)
- vhodné pre malé výkony

d) Rezonančné:

- väčšinou sa jedná o modifikáciu dvojčinných priepustných meničov, kde prídavný kondenzátor tvorí s primárnou indukčnosťou transformátora paralelný alebo sériový rezonančný obvod (RESONANT)
- zníženie zapínacích a vypínacích strát tranzistorov

Po základnom rozdelení z pohľadu topológie meničov je ďalším hľadiskom rozdelenia jednosmerných DC/DC meničov podľa literatúry [2] výstupný výkon:

a) **Meniče s výstupným výkonom do 10W:**

- konštruované ako hybridné obvody, určené pre montáž na DPS
- obmedzenie výkonu je dané schopnosťou odvodu strát do okolia - účinnosťou

b) **Meniče s výstupným výkonom do 300W:**

- sú zhotovené ako osadené DPS súčiastkami s chladičmi alebo ako samostatné prístroje v skrinkách s núteným vetraním
- môžu pracovať samostatne alebo ako súčasť väčšieho zariadenia (forma modulu)

c) **Meniče s výstupným výkonom stovky wattov až jednotky kilowattov:**

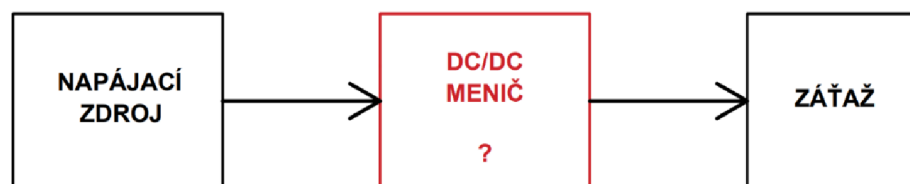
- konštruované ako samostatné skriňové jednotky
- využitie nachádzajú v oblasti napájania jednosmerných motorov (automatizácia výroby, galvanizácia a iné)

2 VÝBER A TEORETICKÁ ANALÝZA VHODNÝCH TOPOLÓGIÍ MENIČOV

Podľa zadania stanoveného spoločnosťou *BEL Power Solutions*, je potrebné vybrať vhodné topológie meničov, ktoré budú spĺňať dané požiadavky. Následne sú vybrané topológie teoreticky analyzované.

2.1 Analýza požiadaviek a výber topológií meničov

Pre existujúci priemyselný zdroj s výstupným výkonom 5 kW a rozsahom regulácie výstupného napätia od 80 do 120 V je potrebné navrhnuť DC/DC menič, ktorý umožní navýšiť výstupný napäťový rozsah za účelom spoľahlivého nabíjania NiMH batérií v špecifickej aplikácii. Na *obrázku 2.1* je vyobrazená základná bloková schéma, ktorá znázorňuje zadanú problematiku.



Obrázok 2.1 Základná bloková schéma

Parametre jednotlivých komponentov zahrnutých vo vyobrazenej blokovej schéme, sú zosumarizované v *tabuľke 2.1*. Cieľom je nájsť vhodnú topológiu pre realizáciu DC/DC meniča, ktorý bude fungovať v zadaných rozsahoch a zároveň bude dosahovať vysokú účinnosť a spoľahlivosť.

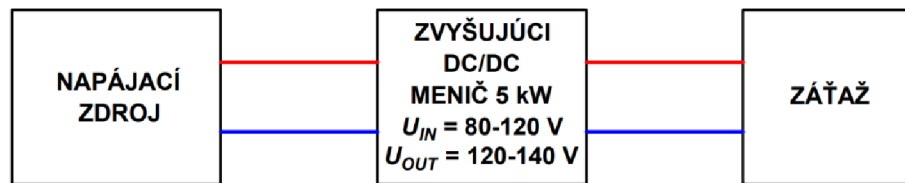
Tabuľka 2.1 Zadané parametre celkovej aplikácie

Komponent	Názov veličiny	Značka	Hodnota	Jednotka
Zdroj	Výstupné napätie	U_{OUT1}	80 – 120	[V]
	Výstupný výkon	P_{OUT1}	5	[kW]
Záťaž	Vstupné napätie	U_Z	80 – 140	[V]
	Maximálny odoberaný prúd	$I_{Z,max}$	50	[A]

Z uvedenej tabuľky vyplýva, že aplikácia ako celok bude môcť vytvoriť na svorkách záťaže 80 až 140 V. Napríklad v prípade požiadavky napätia o hodnote 100 V, bude vo funkcii iba pôvodný zdroj. Pri vyšších hodnotách napätia už bude v prevádzke aj DC/DC menič. Ich spolupráca bude zabezpečená softvérovo. Maximálny teoretický prúd odoberaný záťažou je stanovený na hodnotu 50 A, platí ale výkonové obmedzenie záťaže nastavené na 5 kW. Avšak, cieľom diplomovej práce je sústrediť sa hlavne na vytvorenie samotného meniča, ktorý bude spĺňať zadané požiadavky.

Podľa rozdelenia DC/DC meničov v kapitole 1.1 a z uvedených požiadaviek vyplýva, že v danej aplikácii je možné použiť menič z kategórie jednosmerných impulzných meničov bez vysokofrekvenčného impulzného transformátora. Rovnako sa však dá použiť aj izolovaná topológia s vysokofrekvenčným impulzným transformátorom.

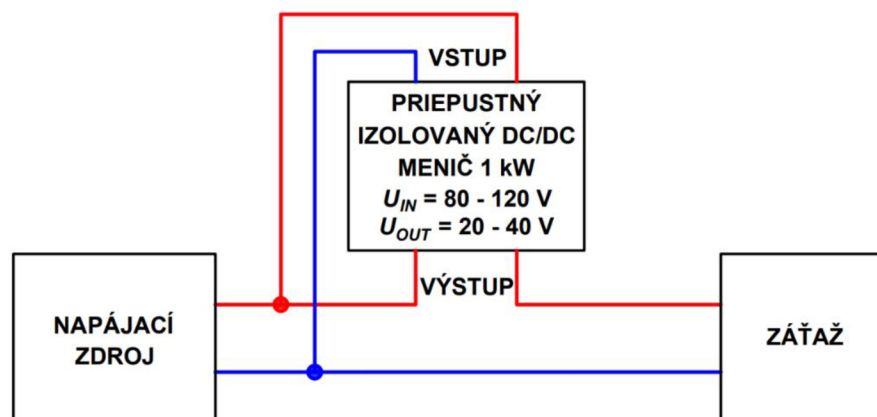
Z prvej zo spomínaných kategórií je najvhodnejším variantom zvyšujúci menič, často označovaný ako BOOST a STEP-UP. Tento typ meniča sa dá použiť v širokom rozsahu výkonov, vstupných a výstupných napätí. Účinnosť spomínanej topológie môže byť v súčasnosti až 98 %. Blokovaná schéma na obrázku 2.2 poukazuje na zakomponovanie zvyšujúceho meniča do celkovej aplikácie.



Obrázok 2.2 Blokovaná schéma s použitím zvyšujúceho meniča

Zvyšujúci DC/DC menič je priamo zapojený medzi výstup napájacieho zdroja a vstupné svorky záťaže. Zároveň musí byť dimenzovaný na prenos plného výkonu napájacieho zdroja o hodnote 5 kW.

V rámci druhej kategórie je použiteľný dvojčinný priepustný menič, ktorý je v porovnaní s jednočinným priepustným a blokujúcim určený pre vyššie výkony. Vstup meniča je zapojený paralelne k výstupným svorkám zdroja. Výstup meniča je sériovo spojený s výstupom napájacieho zdroja, čo znamená sčítanie výstupných napätí. Takéto zapojenie nám umožňuje práve izolovaná topológia. Výhoda tohto zapojenia v porovnaní s predchádzajúcim spočíva v tom, že menič nemusí prenášať plný výkon zdroja. Pri daných požiadavkách, je postačujúci výkon 1 kW.

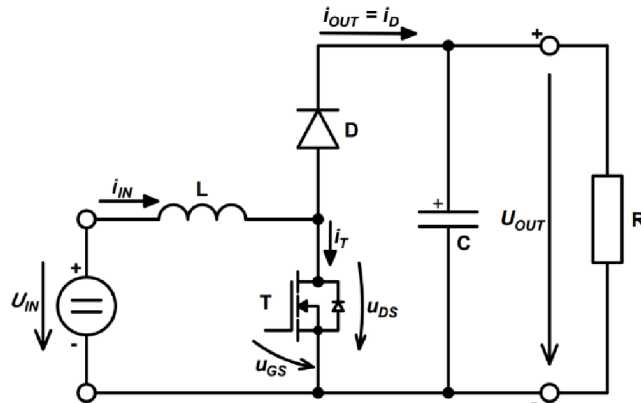


Obrázok 2.3 Blokovaná schéma s použitím priepustného izolovaného meniča

Pre lepšiu predstavu je na obrázku 2.3 znázornená blokovaná schéma, ktorá objasňuje zahrnutie dvojčinného priepustného meniča v rámci zadanej aplikácie.

2.2 Zvyšujúci menič STEP – UP (BOOST)

Jedná sa o jednosmerný impulzný menič bez vysokofrekvenčného transformátora a teda patrí do skupiny neizolovaných DC/DC meničov. Pracuje v druhom kvadrante voltampérovej roviny. V praxi sa častokrát stretávame s označením step-up alebo boost converter. Už názov meniča naznačuje, že jeho hlavnou funkciou je zvýšiť priložené vstupné napätie U_{IN} na požadovanú hodnotu výstupného napätia U_{OUT} . Základná principiálna schéma meniča je zobrazená na obrázku 2.4.



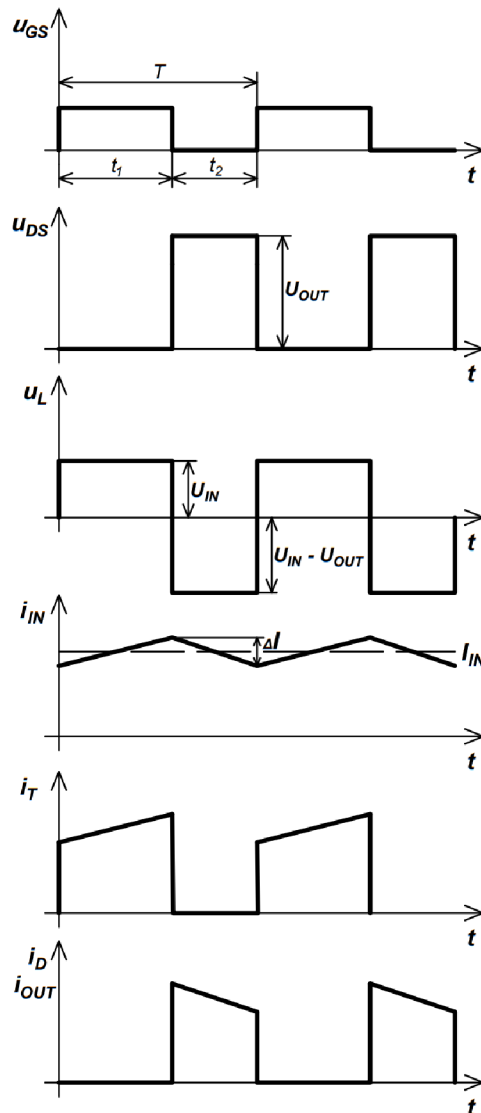
Obrázok 2.4 Principiálna schéma jednosmerného zvyšujúceho DC/DC meniča (prevzaté a upravené z [3])

Popis princípu činnosti zvyšujúceho meniča v ustálenom stave (po niekoľkých spínacích periódach) a v režime spojitých prúdov [3]:

1. V okamihu zopnutia tranzistora T (interval t_1), sa na tlmivke L objaví konštantné napätie $u_L = U_{IN}$ a pretekajúci prúd i_{IN} začne lineárne narastať. Prúdová cesta sa uzatvorí z napájacieho zdroja U_{IN} cez tlmivku L (v ktorej sa až do okamihu vypnutia tranzistora akumuluje energia), tranzistor T a späť do zdroja. Dióda D je uzavretá, pretože je polarizovaná v závernom smere. Kondenzátor C sa vybíja do záťaže R_Z – vyhladzuje výstupné napätie.
2. V čase kedy sa vypne tranzistor T (interval t_2), tlmivka L sa snaží udržať smer prúdu. Na tlmivke L sa vyskytuje napätie $u_L = U_{IN} - U_{OUT}$, ktoré je záporné ($U_{IN} < U_{OUT}$) a spôsobuje lineárne klesanie prúdu tlmivkou. Naindukované napätie na tlmivke sa sčíta s napätím zdroja U_{IN} a na výstupe sa objaví zvýšené napätie U_{OUT} . Prúdová cesta sa uzatvára z napájacieho zdroja U_{IN} cez tlmivku L , diódu D (polarizovaná v priepustnom smere), do záťaže R_Z . Kondenzátor C sa počas intervalu t_2 nabíja.
3. Zopnutím tranzistora T sa dej opäť dostane do bodu 1 – cyklicky sa opakuje.

Dôležitou podmienkou funkcie zvyšujúceho meniča je, že hodnota výstupného napätia U_{OUT} musí byť väčšia ako priložené napätie na vstupných svorkách U_{IN} . V opačnom prípade by pri vypnutí tranzistora T (interval t_2), nebolo napätie na tlmivke záporné a prúd by neklesal. Tento stav je nežiadúci z dôvodu nekonečného nárastu prúdu tlmivky (deštrukcia komponentov meniča).

Základné priebehy napätí a prúdov vo zvyšujúcom meniči sú zobrazené na *obrázku 2.5*. Priebehy prúdov majú v skutočnosti exponenciálny tvar, avšak pri zanedbaní vnútorného odporu tlmivky, ktorý sa v praxi blíži nule je možná ich linearizácia.



Obrázok 2.5 Priebehy veličín zvyšujúceho meniča (prevzaté a upravené z [3])

Z priebehov na *obrázku 2.5* vyplýva, že v čase (interval t_2), kedy je dióda D otvorená (polarizovaná v priepustnom smere), je tranzistor T vypnutý a namáhaný napätím o hodnote U_{OUT} . Rovnako tak dióda D je v dobe zopnutia tranzistora T (interval t_1) vystavená napätiu U_{OUT} . Tieto fakty je potrebné zohľadniť pri správnom napäťovom dimenzovaní polovodičových prvkov.

Strieda tranzistora (v zahraničnej literatúre označovaná ako duty cycle), s ktorou menič pracuje má vplyv na hodnotu výstupného napätia a zároveň aj na napäťové a prúdové namáhanie jednotlivých prvkov. Dokazuje to vzťah (2.1):

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{1}{1 - s_T} \quad (2.1)$$

Z uvedeného vzťahu v teoretickej rovine vyplýva, že pre striedu blížiacu sa k nule bude výstupné napätie rovné vstupnému ($s_T \rightarrow 0$; $U_{OUT} = U_{IN}$). V opačnom prípade, ak sa strieda bude blížiť k jednotke, výstupné napätie narastá nad všetky medze ($s_T \rightarrow 1$; $U_{OUT} \rightarrow \infty$).

Strieda tranzistora je vyjadrená vzťahom (2.2):

$$s_T = 1 - \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} = 1 - s_D \quad (2.2)$$

Strieda diódy, ktorá vedie v dobe, keď je tranzistor vypnutý je vyjadrená vzťahom (2.3). Jedná sa o pomer vstupného a výstupného napätia:

$$s_D = \frac{U_{IN}}{U_{OUT}} = 1 - s_T \quad (2.3)$$

Zvlnenie vstupného prúdu je určené z doby t_1 , kedy je na tlmivke napätie U_{IN} a pretekajúci prúd tlmivkou narastie o hodnotu ΔI (v intervale t_2 sa o rovnakú veľkosť ΔI zníži). Veľkosť zvlnenia udáva vzťah (2.4):

$$\Delta I = \frac{U_{IN} \cdot s_T}{f_{SW} \cdot L} \quad (2.4)$$

Zo vzťahu (2.4) vyplýva, že zvlnenie prúdu tlmivkou je závislé na striede tranzistora. Pri maximálnej striede je dosiahnuté maximálne zvlnenie. Dôležitými parametrami sú spínacia frekvencia f_{sw} a indukčnosť tlmivky L , ktoré nepriamo úmerne ovplyvňujú veľkosť zvlnenia.

2.2.1 Synchronný a diódový usmerňovač

Výber konštrukcie zvyšujúceho meniča s diódovým alebo synchronným usmerňovačom závisí predovšetkým od konečnej aplikácie, technických a finančných možností.

Jednoduchším variantom je použitie diódového usmerňovača, pretože vo svojej silovej časti obvodu obsahuje spínací prvok – tranzistor a diódu. Vyznačuje sa tak jednoduchými požiadavkami na riadenie (spínanie iba jedného tranzistora), čo významne zjednoduší návrh meniča a znižujú sa aj potrebné finančné náklady.

Nevýhodou je vyšší stratový výkon na dióde, vznikajúci počas vedenia prúdu. Prvá časť strát je spôsobená dynamickým odporom diódy r_d , druhá úbytkom napätia v priepustnom smere. V závislosti od typu diódy sa úbytok napätia (prahové napätie U_P) pohybuje od 0,3 V do 1 V. Spínacie straty sú v porovnaní s vodivostnými minimálne.

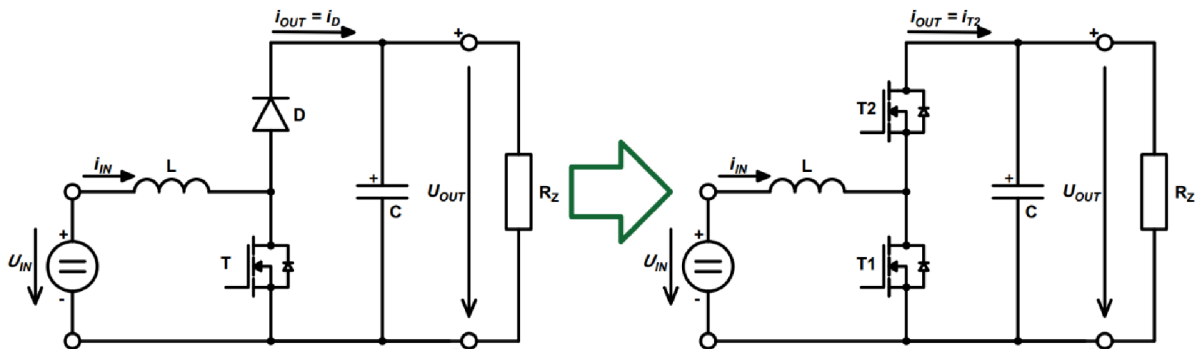
Z uvedených dôvodov je diódový usmerňovač vhodný pre aplikácie s vyššími napätiami (úbytok na dióde v priepustnom smere je zanedbateľný), nižšími prúdmi a všade tam, kde sú nižšie nároky na dosiahnutie maximálnej možnej účinnosti meniča.

V aplikáciách vyžadujúcich vysokú účinnosť je veľmi častou voľbou konštruktérov a vývojárov synchronný usmerňovač. Na rozdiel od diódového má dva spínacie prvky – unipolárne tranzistory, čím sa diametrálne zvýšili nároky na riadenie a celkovú konštrukciu meniča. Pozitívom však je, že v dnešnej dobe sú často využívané moderné riadiace kontroléry, ktoré majú integrovaný driver a sú priamo optimalizované pre použitie synchronného usmerňovača. Dôležitým aspektom pri návrhu je voľba ochrannej doby – dead time. Je to čas medzi vypnutím horného a zopnutím dolného tranzistora a naopak, vďaka ktorému nedôjde k zopnutiu oboch tranzistorov naraz. Takýto stav by zapríčinil skrat a deštrukciu zariadenia.

Straty, ktoré vznikajú počas ochrannej doby, kedy sa prúd na malý okamih uzatvára cez vnútornú diódu tranzistora T2, sú pomerne nízke, pretože hodnoty dead-timu sa v praxi pohybujú v rozsahu desiatok nanosekúnd (čas kedy prúd vedie vnútorná dióda t_d je v porovnaní s diódovým usmerňovačom veľmi malý).

Výhodou daného zapojenia sú aj nižšie straty vedením, pretože unipolárne tranzistory majú vnútorný odpor kanála drain – source v zopnutom stave $R_{DS(ON)}$ rádovo v jednotkách až desiatkach mΩ.

Synchronný usmerňovač sa využíva v aplikáciách s nízkym napätím (malý úbytok U_{DS}) a vyššími prúdmi. Nevýhodou je vyššia cena a zložitosť meniča.



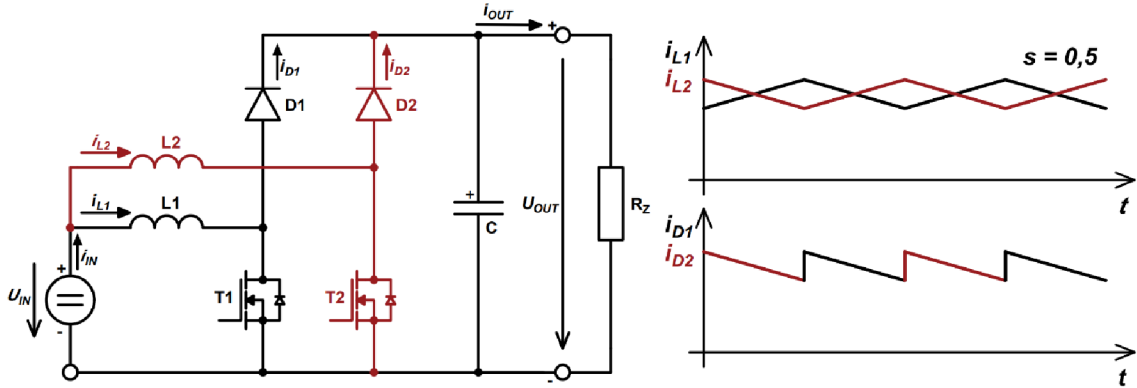
Obrázok 2.6 Porovnanie zvyšujúceho DC/DC meniča s diódovým (vľavo) a synchronným usmerňovačom (vpravo)

Na obrázku 2.6 je znázornené porovnanie silových schém zvyšujúceho meniča s diódovým a synchronným usmerňovačom.

Z pohľadu strát v diódovom usmerňovači dominujú straty vedením prúdu. Spínacie straty sú v porovnaní so stratami spôsobenými vedením prúdu nízke. Vo zvyšujúcom meniči so synchronným usmerňovačom uvažujeme najmä straty spínacie, vedením a straty počas ochrannej doby (dead-time).

2.2.2 Prekladaný zvyšujúci menič (interleaved boost converter)

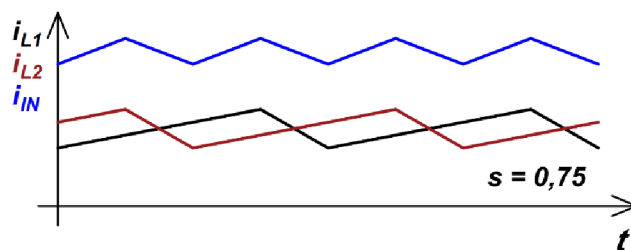
Častejšie používaným anglickým slovným spojením interleaved boost converter je nazývaný prekladaný zvyšujúci menič. V porovnaní s konvenčným step-up meničom, ktorý je detailne popísaný v kapitolách 2.2 a 2.2.1, obsahuje dve tlmivky, dva tranzistory a dve diódy. Základná schéma je znázornená na obrázku 2.7.



Obrázok 2.7 Schéma prekladaného zvyšujúceho meniča (prevzaté, upravené z [4])

Vstupný prúd meniča, sa rozdelí do dvoch tlmiviek, čím sa rozloží prúdové zaťaženie a tým aj namáhanie komponentov meniča, ktoré môžeme dimenzovať na nižší prúd. Vďaka fázovo posunutým riadiacim signálom pre spínanie tranzistorov, ktoré sú posunuté o 180° , dochádza k „zrušeniu zvlnenia“ (v angličtine označovaný pojem ako ripple cancellation), čo znamená, že zvlnenie vstupného prúdu ΔI_{IN} sa skladá z navzájom posunutých jednotlivých zvlnení prúdov ΔI_{L1} a ΔI_{L2} . Výsledné zvlnenie prúdu má teda dvojnásobnú frekvenciu a nižšiu veľkosť. Pri striede s hodnotou 0,5 zvlnenie vstupného prúdu zaniká. Popisovanú problematiku vysvetľujú priebehy na obrázku 2.7. Príklad sčítavania priebehov prúdov pri striede $s = 0,75$ znázorňuje obrázok 2.8.

V prípade konvenčného meniča, je priebeh prúdu tečúceho diódou prerušovaný – vysoké zvlnenie (obrázok 2.5). Prekladaný menič pri striede $s = 0,5$ a vďaka fázovému posuvu jednotlivých častí, dodáva do záťaže prúd neprerušovaný (obrázok 2.7), preto je jeho zvlnenie minimálne. Rovnako tak sú menej namáhané vstupné a výstupné kondenzátory.

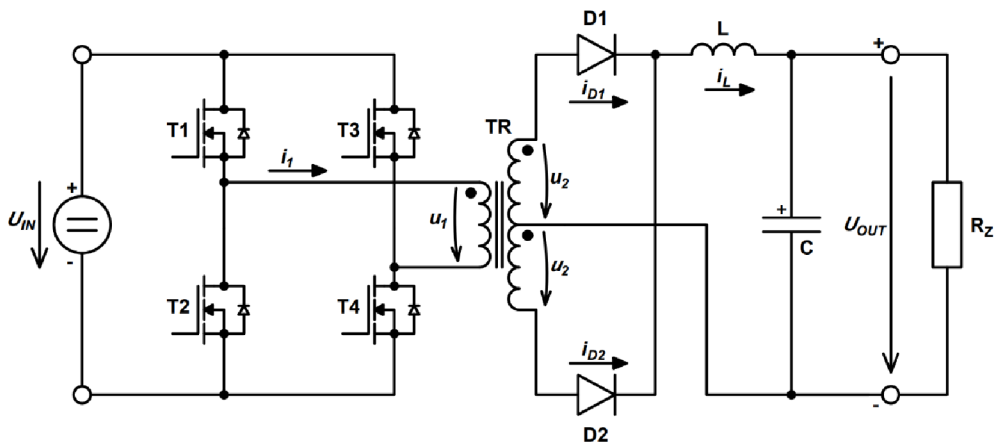


Obrázok 2.8 Príklad priebehov vstupných prúdov pre $s = 0,75$ (upravené z [5])

Výhodou prekladaného meniča je predovšetkým použitie pre veľké výkony. Uplatnenie nachádzajú v aplikáciách, ktoré vyžadujú nízke zvlnenie prúdu, vysokú účinnosť a veľkú dynamiku. [5]

2.3 Dvojčinný priepustný menič (FULL BRIDGE FORWARD)

Vo všeobecnosti priepustný menič, častokrát v praxi označovaný anglickým názvom FORWARD, patrí do skupiny jednosmerných impulzných DC/DC meničov s vysokofrekvenčným transformátorom. Jedná sa o izolovanú topológiu, kde spomínaný transformátor zabezpečuje okrem zníženia napäťovej hladiny aj galvanické oddelenie primárnej a sekundárnej strany meniča. Vyznačuje sa prenosom energie v dobe zopnutia tranzistorov. Priepustný menič môže byť realizovaný ako jednočinný, dvojčinný alebo dva jednočinné pracujúce v protitakte. V kapitole 2.1 je pre zadanú aplikáciu zvolený dvojčinný priepustný menič a preto sa nasledujúca teoretická analýza špecializuje práve na priepustný menič s plným mostíkom (FULL-BRIDGE). Základná principiálna schéma je zobrazená na obrázku 2.9.

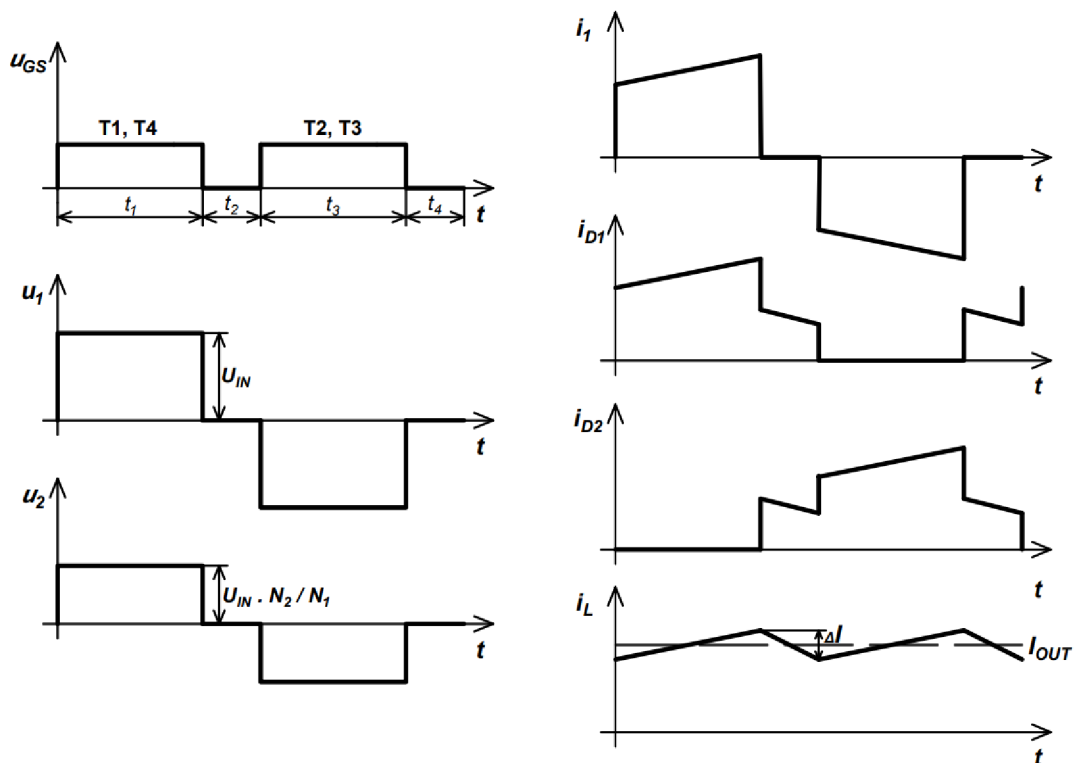


Obrázok 2.9 Principiálna schéma dvojčinného priepustného meniča (prevzaté a upravené z [6])

Princíp činnosti dvojčinného meniča je vysvetlený na verzii s uzlovým usmerňovačom na sekundárnej strane, ktorý je v praktických návrhoch jedným z najpoužívanejších. Typy sekundárnych usmerňovačov sú rozobrané v kapitole 2.3.2. Pre jednoduchosť základného popisu funkcie meniča je uvažované tvrdé spínanie – jednoduchší riadiaci algoritmus, v ktorom sú zopnuté vždy iba dva tranzistory v jednej uhlopriečke a cyklicky sa striedajú s druhou – protiľahlou. [6]

1. Počas intervalu t_1 , kedy sú zopnuté tranzistory v uhlopriečke T1 a T4, sa začne primárny prúd uzatvárať z napájacieho zdroja cez tranzistor T1, primárne vinutie transformátora TR, tranzistor T4 a naspäť do zdroja. Súčasne sa indukuje aj napätie na sekundárnej strane transformátora a jeho polarita spôsobí, že dióda D1 je polarizovaná v priepustnom smere. Sekundárny prúd sa uzatvorí cez vinutie, diódu D1, výstupnú tlmičku L (v ktorej sa akumuluje energia), záťaž R_Z a naspäť do vyvedeného stredu transformátora. Zároveň sa nabíja výstupný kondenzátor C.

2. V čase vypnutia všetkých tranzistorov v primárnom plnom mostíku (interval t_2) sa na sekundárnej strane tlmivka L stáva zdrojom a prúd sa uzatvára cez záťaž R_Z do vyvedeného stredy transformátora TR, ďalej prechádza oboma sekundárnymi vinutiami a cez diódy D1 a D2 (obe sú polarizované v priepustnom smere). Zároveň, aby nedošlo ku skratu a k následnej deštrukcii meniča, musí byť aplikovaná ochranná doba – dead time. Najmä pri hranične vysokej striede meniča, kedy uhlopriečky vedú prúd maximálny možný čas, je dôležité ustriehnuť dostatočnú ochrannú dobu medzi prepínaním uhlopriečok tranzistorov T1, T4 s tranzistormi T2, T3.
3. V intervale t_3 je zopnutá uhlopriečka tranzistorov T2 a T3. Prúdová cesta sa uzatvára z napájacieho zdroja cez tranzistor T3, primárne vinutie transformátora TR, tranzistor T2 a späť do zdroja. Napätie na primárnom vinutí je oproti intervalu t_1 v opačnom zmysle. Zároveň na sekundárnej strane je dióda D2 polarizovaná v priepustnom smere. Sekundárny prúd sa uzatvára cez vinutie a diódu D2, tlmivku L, záťaž R_Z a naspäť do vyvedeného stredy transformátora. Súčasne sa nabíja výstupný kondenzátor C.
4. Dej, ktorý prebieha počas intervalu t_4 je analogický ako v bode 2 (interval t_2). Po uplynutí sa dej vracia do bodu 1 a cyklicky sa opakuje.



Obrázok 2.10 Priebehy dvojčinného priepustného meniča – tvrdé spínanie

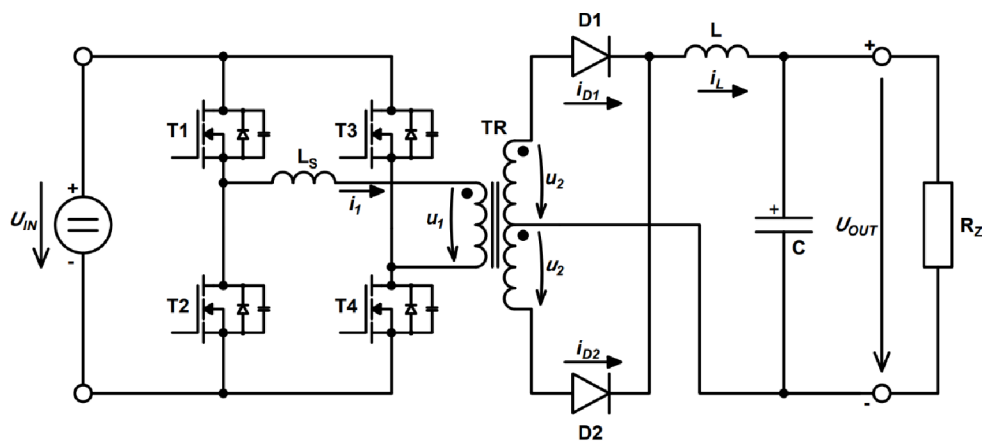
Na obrázku 2.10 sú znázornené ideálne priebehy pre tvrdo spínanú topológiu dvojčinného priepustného meniča s plným mostíkom a uzlovým diódovým usmerňovačom.

2.3.1 Mäkké spínanie – ZVS/ZCS

V kapitole 2.3 je popísaný princíp činnosti dvojfázového priepustného meniča s plným mostíkom, ktorý je tvrdo spínaný. Nevýhodou takéhoto spôsobu riadenia meniča sú nežiadúce oscilácie v H-mostíku a v sekundárnom usmerňovači. Rovnako narastajú aj spínacie straty, čo zapríčiňuje, že účinnosť zariadenia nedosahuje maximálnych možných hodnôt. Výhodou tvrdo spínanej topológie je jednoduchšia konštrukcia meniča, nižšia cena a menšie nároky na riadenie.

V dnešnej dobe sa kladie veľký dôraz na účinnosť a efektívnosť meničov, preto sa čoraz viac využíva mäkké spínanie. Môže byť zabezpečené ako spínanie v nule napätia – ZVS (zero voltage switching), alebo v nule prúdu ZCS (zero current switching). Výhodou je významné zníženie spínacích strát a nárast účinnosti. Nevýhodou je komplikovanejšia konštrukcia a riadenie meniča, s čím sa zvyšuje aj výsledná cena. V praxi sa častejšie využíva spínanie v nule napätia, ktorému sa venuje aj nasledujúca analýza.

Na obrázok 2.11 je znázornená principiálna schéma dvojfázového priepustného meniča s plným mostíkom. V porovnaní s predchádzajúcou schémou na obrázku 2.9, pribudla medzi uzol tranzistorov T1, T2 a vstup primárneho vinutia tlmivka L_s , ktorá napomáha k vytvoreniu podmienok pre mäkké spínanie.



Obrázok 2.11 Principiálna schéma dvojfázového priepustného meniča s fázovo posunutým spínaním – ZVS (prevzaté a upravené z [6])

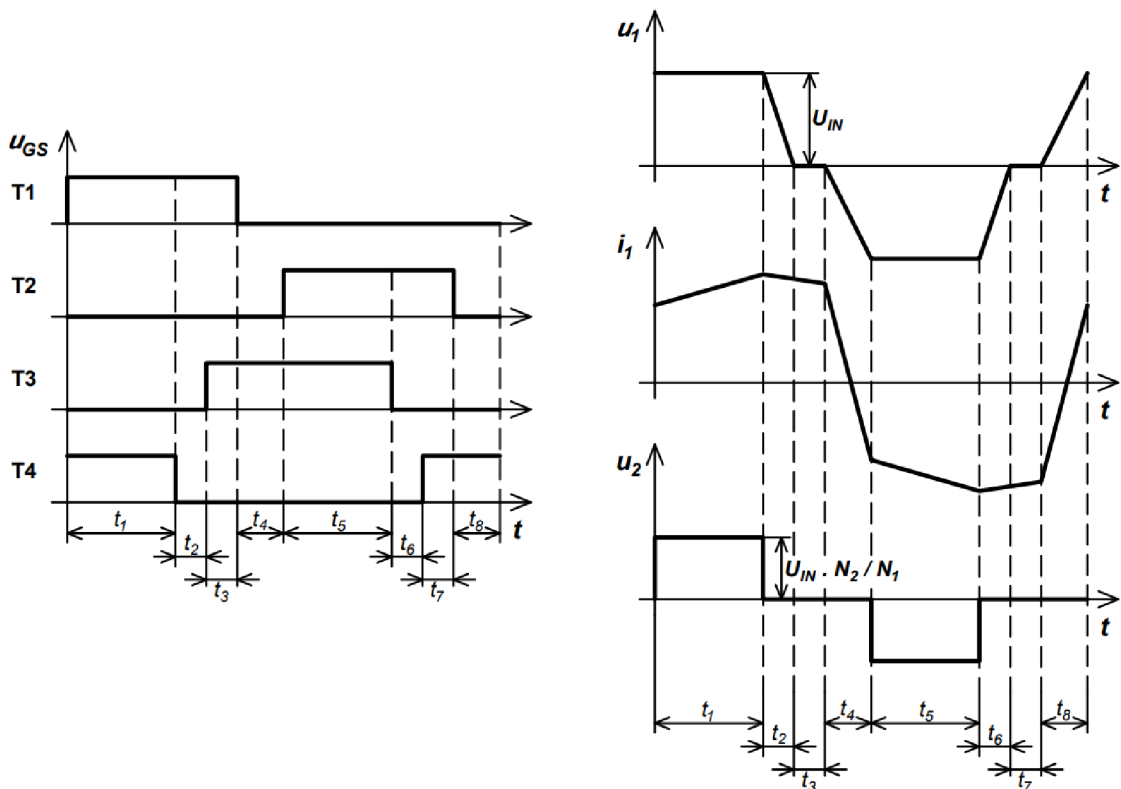
Ďalším dôležitým krokom k dosiahnutiu ZVS, je zmena riadiacich signálov, pomocou ktorých sú spínané tranzistory v H-mostíku. Oproti tvrdému spínaniu, kde boli striedavo spínané vždy iba krížne uhlopriečky, sa v riadiacom algoritme vyskytujú časové intervaly kedy sú zopnuté súčasne tranzistory T1 a T3, alebo T2 a T4. Významný podiel na ZVS majú aj vnútorné kapacity MOS-FET tranzistorov medzi elektródami drain a source (C_{DS}). V prípade ich nízkych hodnôt sú v praktických aplikáciách zakomponované externé kondenzátory (paralelne k tranzistorom), ktoré zaručujú požadovanú vyššiu kapacitu.

Veľmi rozšírený názov pre danú skupinu meničov pochádza z anglického jazyka, Phase Shifted Full Bridge, z čoho vznikla skratka PSFB meniče.

Základný princíp funkcie dvojčinného meniča s plným mostíkom a fázovo posunutými riadiacimi impulzami je možné zhrnúť do nasledujúcich deviatich bodov. Popisované časové intervaly korešpondujú s *obrázkom 2.12.* [7]

1. Počas intervalu t_1 sú zopnuté tranzistory T1 a T4. Primárny prúd sa uzatvára z napájacieho zdroja, cez tranzistor T1, tlmivku L_s , primárne vinutie transformátora a cez tranzistor T4 späť do zdroja. Energia sa prenáša na sekundárnu stranu, kde je dióda D1 polarizovaná v priepustnom smere. Prúdová cesta sa uzatvára cez diódu D1, tlmivku L (akumulácia energie), záťaž R_z a naspäť do vyvedeného stredu transformátora. Zároveň sa nabíja výstupný kondenzátor.
2. V rámci doby t_2 , dôjde k vypnutiu tranzistora T4. Naakumulovaná energia v tlmivke L_s , je využitá na vybitie vnútornej kapacity C_{DS3} tranzistora T3 a zároveň nabitie vnútornej kapacity C_{DS4} tranzistora T4. Na tranzistore T3 je medzi elektródami drain a source nulové napätie. Zostávajúca energia v tlmivke L_s následne spôsobí, že prúd sa uzatvorí cez tranzistor T1, tlmivku L_s , primárne vinutie transformátora a vnútornú diódu tranzistora T3. V danom intervale sa neprenáša energia na sekundárnu stranu transformátora. Naakumulovaná energia vo výstupnej tlmivke z intervalu t_1 dodáva prúd, ktorý sa uzatvára cez záťaž R_z , vyvedený stred transformátora, obe diódy D1 a D2 (polarizované v priepustnom smere).
3. V intervale t_3 je zopnutý tranzistor T3 (ZVS), ktorý preberie doposiaľ tečúci prúd jeho internou body diódou z intervalu t_2 .
4. V časovom úseku t_4 dôjde k vypnutiu tranzistora T1. Obdobným spôsobom ako v bode 2, je nabitá vnútorná kapacita C_{DS1} tranzistora T1 a zároveň vybitá vnútorná kapacita C_{DS2} tranzistora T2. Analogicky k bodu 2, tentokrát vedie prúd interná dióda tranzistora T2 a napätie medzi jeho elektródami drain a source sa blíži k nule.
5. Na začiatku intervalu t_5 , dôjde k zopnutiu tranzistora T2 (ZVS). Primárny prúd sa uzatvára cez zopnutú uhlopriečku tranzistorov T2 a T3. Energia je prenášaná na sekundárnu stranu, kde je dióda D2 polarizovaná v priepustnom smere. V tlmivkách L_s a L sa akumuluje energia. Zároveň sa nabíja výstupný kondenzátor C.
6. Počas intervalu t_6 je vypnutý tranzistor T3. Naakumulovaná energia v tlmivke L_s opäť spôsobí vybitie vnútornej kapacity C_{DS4} tranzistora T4 a nabitie vnútornej kapacity C_{DS3} tranzistora T3. Prúd následne preberie interná body dióda tranzistoru T4 – napätie medzi jeho elektródami drain a source sa blíži nule. Na sekundárnej strane sa výstupná tlmivka stáva zdrojom prúdu, ktorý sa uzatvára cez záťaž R_z , sekundárne vinutia transformátora a obe diódy D1 a D2 polarizované v priepustnom smere.

7. Tranzistor T4 je v časovom úseku t_7 zopnutý (ZVS) a preberá prúd, ktorý tiekol jeho internou diódou.
8. Dôjde k vypnutiu tranzistora T2. Zároveň opäť podobným spôsobom ako v bodoch 2, 4 a 6, sa nabije jeho vnútorná kapacita C_{DS2} a vybije vnútorná kapacita C_{DS1} tranzistora T1. Po dokončení daného prechodného deja, preberie tečúci prúd vyvolaný zvyškovou energiou tlmivky L_s interná dióda tranzistora T1 (napätie medzi elektródami drain a source sa blíži nule).
9. Dôjde k mäkkému zopnutiu tranzistora T1 (ZVS) a dej sa cyklicky opakuje.



Obrázok 2.12 Prieběhy dvojjinného priepustného meniča – mäkké spínanie (prevzaté a upravené z [8])

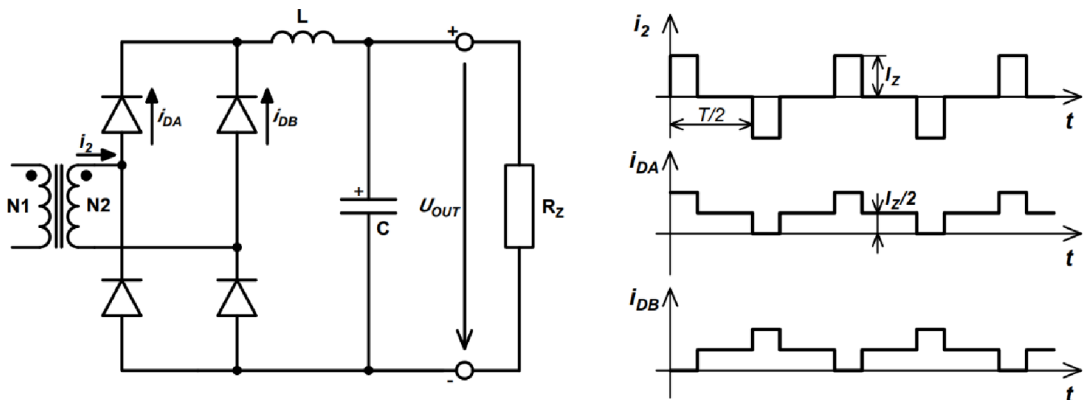
Pre lepšie porozumenie danej problematiky sú na *obrázku 2.12* znázornené prieběhy pri mäkkom spínaní tranzistorov. Na prvý pohľad je zrejmé, že riadiace signály vedúce do gate elektród tranzistorov sú fázovo posunuté a celý algoritmus je tak značne komplikovanejší v porovnaní s tvrdo spínanou topológiou opisovanou v predchádzajúcej kapitole. Zároveň je vidieť, že stále musia byť dodržiavané ochranné doby (dead-time) medzi zopnutím horných a dolných tranzistorov v jednej vetve, aby nedošlo ku skratu a následnej deštrukcii zariadenia. Časové prieběhy sekundárnych prúdov pretekajúcich diódami D1 a D2 a výstupnou tlmivkou L sú analogické s tvrdo spínanou topológiou vyobrazenou na *obrázku 2.10*.

2.3.2 Druhy sekundárnych usmerňovačov

Na sekundárnej strane dvojčinného priepustného meniča je neoddeliteľnou súčasťou usmerňovač. Pri transformátore s jedným sekundárnym vinutím sa prevažne používa dvojcestný mostíkový usmerňovač a v špeciálnych aplikáciách aj prúdový zdvojovač (podrobne popísaný v literatúre [6]). V prípade použitia transformátora s vyvedeným stredom sa využíva uzlový usmerňovač. Nasledujúca analýza sa zameriava na najpoužívanejšie typy – mostíkový a uzlový usmerňovač. Priebehy prúdov sú znázornené za predpokladu nekonečnej indukčnosti výstupnej tlmivky L (prúd tečúci tlmivkou je konštantný – bez zvlnenia). Podrobnejšie informácie ohľadom konkrétneho dimenzovania diód v usmerňovačoch poskytuje literatúra [6].

1. Dvojcestný mostíkový diódový usmerňovač:

Pozostáva zo štyroch diód. Majú usmerňovaciu funkciu a v intervale nulového sekundárneho napätia fungujú v režime nulových diód. Nevýhodou je, že prúd tečie vždy cez dve diódy zapojené v sérii, čo sa negatívne prejavuje na účinnosti pri nízkych výstupných napätiach.



Obrázok 2.13 Dvojcestný mostíkový usmerňovač (prevzaté a upravené z [6])

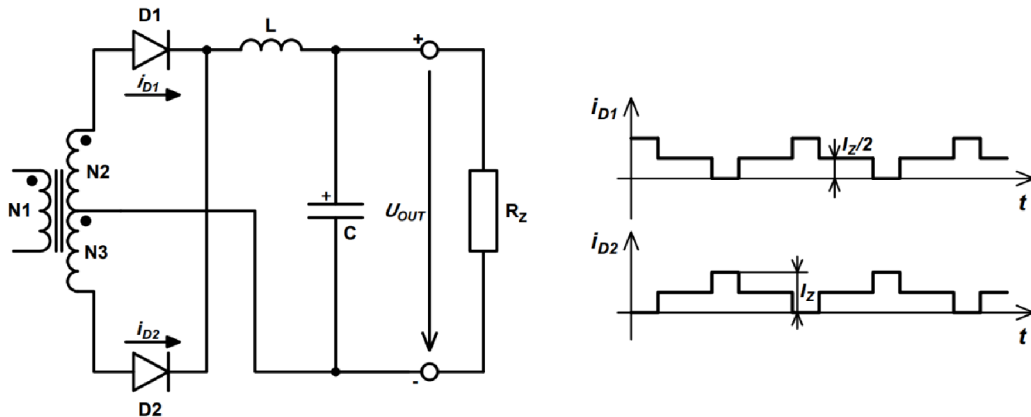
Priebehy prúdov tečúcich cez diódy a sekundárne vinutie transformátora sú zobrazené spolu so základnou schémou na obrázku 2.13.

2. Dvojcestný uzlový diódový usmerňovač:

V porovnaní s mostíkovým usmerňovačom sa skladá iba z dvoch diód. Výhodou je, že prúd tečie vždy len cez jednu diódu. Uzlový usmerňovač existuje v dvoch variantoch – s nulovou diódou a bez nej. V praxi sa častejšie vyskytuje zapojenie bez nulovej diódy, na ktoré je zameraný nasledujúci popis.

Nulová dióda nemusí byť použitá, pretože v intervale nulového sekundárneho napätia sa prúd tlmivky uzatvára cez záťaž, vyvedený stred transformátora a následne sa rozdelí do oboch sekundárnych vinutí a diód, ktorými sa vracia do tlmivky. Indukčnosti sekundárnych vinutí sa neuplatnia z dôvodu, že magnetické účinky oboch polovic prúdu vracajúcich sa cez sekundárne vinutia a diódy sa navzájom vyrušia. Usmerňovacie diódy

D1 a D2 pracujú v dobe nulového sekundárneho napätia paralelne – jediná nulová dióda. [6]

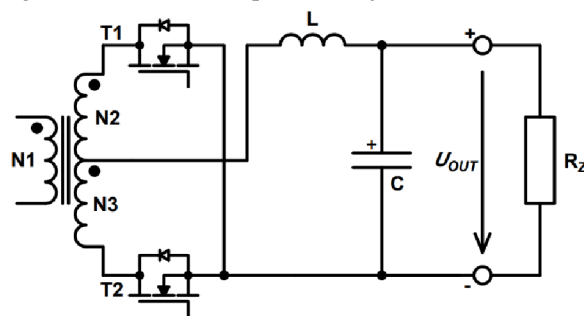


Obrázok 2.14 Dvojecestný uzlový usmerňovač (prevzaté a upravené z [6])

Nevýhodou zapojenia je potreba použitia väčšieho množstva medi pri konštrukcii sekundárnych vinutí transformátora.

3. Synchronný usmerňovač:

Diódy v dvojecestných mostíkových alebo uzlových usmerňovačoch môžu byť nahradené unipolárnymi tranzistormi, čím vzniká synchronný usmerňovač. Pri výbere tranzistorov je potrebné sa zamerať najmä na ich spínacie časy, vodivostné parametre a vlastnosti internej body diódy. Veľkou výhodou synchronného usmerňovača je zníženie vodivostných strát, čo je u moderných tranzistorov spôsobené nízkymi hodnotami vnútorného odporu kanálu drain-source $R_{DS(ON)}$ v zopnutom stave. Na druhú stranu, so zamenou usmerňovacích diód za unipolárne tranzistory vznikajú vyššie nároky na konštrukciu a riadenie meniča. Negatívom sú aj vznikajúce spínacie straty. Finančne a technologicky náročnejšie riešenie však ponúka vysokú účinnosť a efektivitu zariadenia.



Obrázok 2.15 Praktické zapojenie uzlového synchronného USM (upravené z [6])

V porovnaní s uzlovým diódovým usmerňovačom, vyobrazeným na obrázku 2.14, sa praktické zapojenie synchronného usmerňovača (obrázok 2.15) mierne odlišuje. Výstupná tlmivka je zapojená na stred vyvedeného transformátora, čo spôsobuje, že oba tranzistory sú zapojené voči sekundárnej zemi, čím sa značne zjednoduší ich spínanie a požiadavky na konštrukciu driver-u synchronného usmerňovača.

3 NÁVRH SILOVEJ ČASTI PREKLADANÉHO ZVYŠUJÚCEHO DC/DC MENIČA

Hlavným cieľom je navrhnuť zvyšujúci DC/DC menič so zameraním na silovú obvodovú časť. V snahe dosiahnutia vysokej účinnosti a zároveň nízkych hodnôt zvlnenia vstupného a výstupného prúdu je použitá topológia prekladaného zvyšujúceho meniča (interleaved boost), ktorého princíp a výhody sú detailnejšie zhrnuté v kapitole 2.2.2. Kompletný návrh silovej časti meniča sa odvoláva na schému znázornenú na obrázku 3.5.

Tabuľka 3.1 Zadané hodnoty parametrov zvyšujúceho meniča

Názov veličiny	Značka	Hodnota veličiny	Jednotka
Minimálne vstupné napätie	U_{IN_MIN}	80	[V]
Menovité vstupné napätie	U_{IN}	100	[V]
Maximálne vstupné napätie	U_{IN_MAX}	120	[V]
Výstupný výkon	P_{OUT}	5	[kW]
Minimálne výstupné napätie	U_{OUT_MIN}	120	[V]
Menovité výstupné napätie	U_{OUT}	130	[V]
Maximálne výstupné napätie	U_{OUT_MAX}	140	[V]
Spínacia frekvencia	f_{SW}	150	[kHz]

V tabuľke 3.1 sú uvedené parametre jednotlivých veličín potrebných pre celkový návrh a dimenzovanie silovej časti meniča. V celkovej aplikácii opísanej v kapitole 2.1 je maximálny prúd dodávaný z napájacieho zdroja limitovaný na hodnotu 50 A. Preto v nasledujúcom návrhu je táto hodnota uvažovaná ako maximálny vstupný prúd zvyšujúceho meniča. Výpočty sú realizované pre menovitú hodnotu výstupného napätia.

Tak ako opisuje kapitola 2.2.2, prekladaný menič sa vyznačuje spojením dvoch konvenčných zvyšujúcich meničov s fázovo posunutým spínaním tranzistorov. Z pohľadu konštrukcie má spoločné vstupné a výstupné kondenzátory. Ostatné výkonové prvky sú zdvojené.

3.1 Návrh a dimenzovanie tlmivky

Pri výpočte indukčnosti tlmivky vychádzame zo vzťahu (2.4), ktorý definuje zvlnenie vstupného prúdu. Z uvedeného vzťahu vyplýva, že dôležitým faktorom ovplyvňujúcim zvlnenie prúdu je indukčnosť tlmivky a spínacia frekvencia. Vyššia hodnota indukčnosti spôsobí zníženie zvlnenia prúdu, avšak za cenu nárastu rozmerov tlmivky. V snahe dosiahnuť nízke zvlnenie a zároveň prijateľné rozmery tlmivky sa zvyšuje spínacia frekvencia. Negatívom jej nárastu je zvýšenie spínacích strát tranzistorov, a teda zníženie celkovej účinnosti meniča. Z daných súvislostí je jasné, že pri návrhu je veľmi dôležité nájsť správny kompromis medzi spomínanými veličinami.

Celkové zvlnenie vstupného prúdu prekladaného meniča ΔI_{IN} bude skrz jeho vlastnosti minimálne, avšak jednotlivé zvlnenia prúdov pretekajúcich cez tlmivky ($\Delta I_{L1} = \Delta I_{L2}$) sú počítané rovnako ako v prípade jednoduchého konvenčného step-up meniča. Na začiatok je potrebné si určiť hodnoty prúdov na vstupe prekladaného zvyšujúceho meniča, ktoré sú nevyhnutné pre nasledujúce výpočty.

Celkový maximálny vstupný prúd pri zanedbaní strát meniča ($P_{IN} = P_{OUT}$) je daný vzťahom (3.1). Hodnota vstupného prúdu je počítaná pre minimálne vstupné napätie.

$$I_{IN_MAX} = \frac{P_{IN}}{U_{IN_MIN}} = \frac{5000}{80} = 62,5 \text{ A} \rightarrow \mathbf{50 \text{ A}} \quad (3.1)$$

Zároveň je táto hodnota limitovaná maximálnym prúdom napájacieho zdroja stanoveným na úroveň **50 A**. Preto ďalej uvažujeme celkový vstupný prúd o strednej hodnote $I_{IN_MAX} = 50 \text{ A}$, ktorý pri výkone 5 kW odpovedá vstupnému menovitému napätiu a spĺňa podmienku danú napájacím zdrojom.

V rámci topológie prekladaného zvyšujúceho meniča sa celkový vstupný prúd I_{IN_MAX} rozdelí na polovicu a vteká do tlmiviek L1 a L2. Prúd pretekajúci cez tlmivku I_{L1} je určený vzťahom (3.2):

$$I_{L1} = \frac{I_{IN_MAX}}{2} = \frac{50}{2} = 25 \text{ A} \quad (3.2)$$

Zvlnenie prúdu pretekajúceho tlmivkou ΔI_{L1} sa v praxi volí v rozsahu 10 % až 40 % z hodnoty prúdu tlmivky I_{L1} . Pre danú aplikáciu je zvolených 30 %.

$$\Delta I_{L1} = 0,3 \cdot I_{L1} = 0,3 \cdot 25 = 7,5 \text{ A} \quad (3.3)$$

Hodnota maximálneho (špičkového) prúdu tlmivkou I_{L1_MAX} :

$$I_{L1_MAX} = I_{L1} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 25 + \frac{7,5}{2} = 28,75 \text{ A} \quad (3.4)$$

Minimálna hodnota prúdu tlmivkou I_{L1_MIN} :

$$I_{L1_MIN} = I_{L1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 25 - \frac{7,5}{2} = 21,25 \text{ A} \quad (3.5)$$

Pri výpočte indukčnosti tlmivky uvažujeme v rámci zadaného rozsahu vstupných napätí 80 V až 120 V, práve najnižšiu hodnotu $U_{IN_MIN} = 80 \text{ V}$, pri ktorej je vypočítaná indukčnosť tlmivky L1 najvyššia (táto hodnota je braná ako minimálna pri návrhu konštrukčnom návrhu tlmivky). Strieda spínania tranzistora pri takto definovaných podmienkach je daná vzťahom (3.6):

$$s_T = 1 - \frac{U_{IN_MIN}}{U_{OUT}} = 1 - \frac{80}{130} = 0,385 \quad (3.6)$$

Vypočítaná indukčnosť tlmivky je vyjadrená zo vzťahu (2.4) pre zvlnenie prúdu:

$$L_{L1_vyp} = \frac{U_{IN_MIN} \cdot S_T}{\Delta I_{L1} \cdot f_{SW}} = \frac{80 \cdot 0,385}{7,5 \cdot 150000} = 27,4 \mu\text{H} \quad (3.7)$$

Výber jadra a konštrukčný návrh tlmivky:

Po vypočítaní potrebných parametrov je dôležitým krokom výber vhodného jadra tlmivky pre zadanú aplikáciu. Pri daných výkonových meničoch je v praxi jednou z najčastejšou voľbou železo-prachové jadro. Výrobca *KDM Magnetics* ponúka železo-prachové jadrá pod skratkou *KAH (Nanodust)*. Jadrá *KAH* obsahujú 85 % železo-prachu, zvyšok tvoria prvky ako kremík, nikel, hliník a bór, ktoré zabezpečujú zvýšenie elektrického odporu a teda zníženie vírivých strát. Výroba spočíva v lisovaní uvedených prvkov do tvaru toroidu. Takto spracované jadrá majú rozptýlenú vzduchovú medzeru.

Vytypované železo-prachové jadro má označenie *KAH157-075A* a jeho parametre sú uvedené v *tabuľke 3.2* [9].

Tabuľka 3.2 Parametre jadra KAH157-075A

Parameter	Značka	Hodnota	Jednotka
Vonkajší priemer jadra	<i>OD</i>	40,72	[mm]
Vnútorý priemer jadra	<i>ID</i>	23,30	[mm]
Výška jadra	<i>Ht</i>	15,37	[mm]
Stredná dĺžka siločiar	<i>l_e</i>	9,84	[cm]
Prierez jadra	<i>A_e</i>	1,072	[cm ²]
Objem jadra	<i>V</i>	10,5	[cm ³]
Permeabilita	<i>μ</i>	75	[-]
Závitová konštanta	<i>A_L</i>	101	[nH/N ²]

Prvotný výpočet závitov *N* pre zvolené jadro bez uvažovania poklesu permeability jadra v závislosti od intenzity magnetického poľa (bez poklesu *A_L*):

$$N = \sqrt{\frac{L_{L1_vyp}}{A_L}} = \sqrt{\frac{27,4 \cdot 10^{-6}}{101 \cdot 10^{-9}}} = 16,46 \doteq 17 \text{ závitov} \quad (3.8)$$

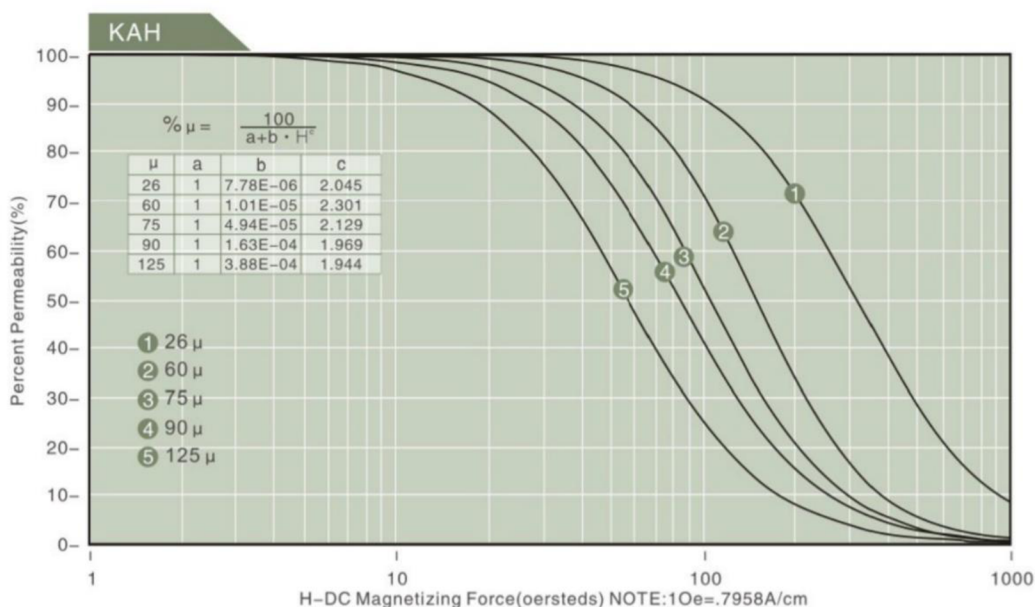
V stave nulovej magnetizácie jadra jednosmerným prúdom je takto navrhnutá indukčnosť tlmivky *L_{L1(I=0)}*:

$$L_{L1(I=0)} = N^2 \cdot A_L = 17^2 \cdot 101 \cdot 10^{-9} = 29,2 \mu\text{H} \quad (3.9)$$

Vlastnosťou vybratého typu jadra je pokles permeability v závislosti na intenzite magnetického poľa. Inak povedané, zvyšovaním pretekajúceho prúdu tlmivkou (magnetizácia DC prúdom) dochádza k poklesu indukčnosti a teda aj konštanty *A_L*. Indukčnosť vypočítaná podľa vzťahu (3.8) by s narastajúcim prúdom tlmivkou klesla a nedosahovala potrebnej minimálnej hodnoty. Preto je nutné urobiť závitovú korekciu.

Závislosť permeability jadra na intenzite magnetického poľa znázorňuje *obrázok 3.1*. Výrobca *KDM Magnetics* vo svojom technickom liste [9] uvádza vzťah pre výpočet intenzity magnetického poľa, ktorý je využitý v rovnici (3.10). Maximálny prúd tlmivkou I_{L1_MAX} je potrebné dosadiť v ampéroch, strednú dĺžku siločiar l_e v centimetroch.

$$H_{MAX} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{L1_MAX}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 17 \cdot 28,75}{9,84} = 62,4 \text{ Oe} \quad (3.10)$$



Obrázok 3.1 Závislosť permeability jadra na intenzite magnetického poľa (prevzaté z [9])

Maximálna magnetizácia jednosmerným prúdom spôsobí najväčší pokles permeability jadra. Tento pokles je definovaný vzťahom znázorneným na *obrázku 3.1*.

$$\% \mu_{MAX} = \frac{100}{a + b \cdot H_{MAX}^c} = \frac{100}{1 + 4,94 \cdot 10^{-5} \cdot 62,4^{2,129}} = 75,3 \% \quad (3.11)$$

Permeabilita jadra pri najnepriaznivejších podmienkach klesne približne o 25 %, čo by spôsobilo pokles indukčnosti (21,9 μH) pod minimálnu požadovanú hodnotu (27,4 μH). Z uvedeného dôvodu je potrebné navýšiť počet závitov na $N = 21$. Pre upravený počet závitov, je rovnakým spôsobom ako v rovniciach (3.9) až (3.11) vykonaný výpočet, ktorého výsledky sumarizuje *tabuľka 3.3*.

Tabuľka 3.3 Prepočítané veličiny pre navýšený počet závitov

Označenie	Hodnota	Jednotka
N	21	[-]
$L_{L1}(I=0)$	44,54	[μH]
H_{MAX}	77,1	[Oe]
$\% \mu_{MAX}$	66	[%]

S navýšením počtu závitov je v najkritickejších podmienkach zabezpečené, že reálna indukčnosť tlmivky pri plnom zaťažení neklesne pod požadovanú minimálnu hodnotu danú vzťahom (3.7). Dokazuje to nasledujúca podmienka:

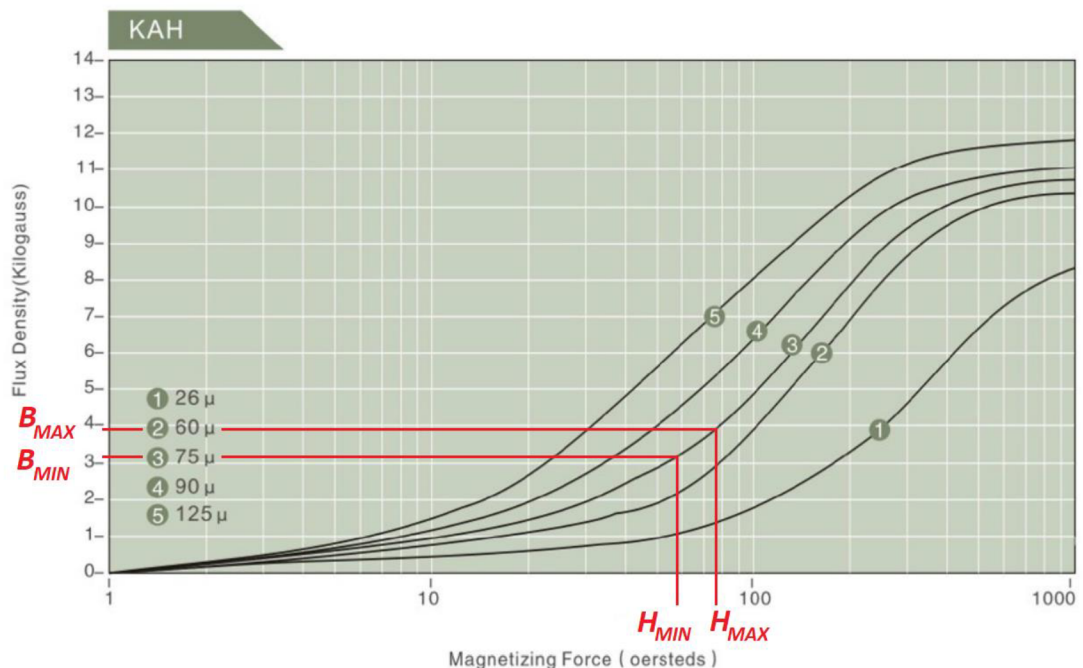
$$L_{L1(I_{L1_MAX})} = N^2 \cdot A_L \cdot \frac{\% \mu_{MAX}}{100} > L_{L1_vyp} \quad (3.12)$$

$$L_{L1(I_{L1_MAX})} = 21^2 \cdot 101 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{66}{100} = 29,4 \mu\text{H} > 27,4 \mu\text{H}$$

Ďalším dôležitým krokom pri návrhu tlmivky je určenie strát v jadre. Pre počet závitov $N = 21$ je potrebné určiť krajné hodnoty intenzity magnetického poľa. Maximálnu H_{MAX} , vypočítanú v tabuľke 3.3 a minimálnu H_{MIN} , ktorú získame spôsobom naznačeným vo vzťahu (3.10) a (3.13).

$$H_{MIN} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{L1_MIN}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 21 \cdot 21,75}{9,84} = 58,3 \text{ Oe} \quad (3.13)$$

Následne na základe vypočítaných intenzít magnetického poľa H_{MAX} a H_{MIN} , je z BH-krivky (obrázok 3.2), ktorú udáva výrobca v katalógovom liste [9], odčítaním určená maximálna a minimálna hodnota magnetickej indukcie B_{MAX} a B_{MIN} potrebná pre výpočet zdvihu magnetickej indukcie ΔB .



Obrázok 3.2 BH-krivka jadra tlmivky KAH (prevzaté z [9])

Zdvih magnetickej indukcie ΔB je určený vzťahom (3.14):

$$\Delta B = B_{MAX} - B_{MIN} = 3,9 - 3,2 = 0,7 \text{ kGauss} \quad (3.14)$$

Na výpočet merných strát ΔP_m v jadre je použitý vzťah (3.15), ktorý udáva výrobca *KDM Magnetics* [9]. Z uvedeného vzťahu vyplýva, že merné straty ΔP_m závisia od magnetického zdvihu a frekvencie zvlnenia prúdu. Z rovnice (3.15) získame výsledok v jednotke [mW/cm^3], preto sú veličiny dosadzované nasledovne: ΔB [kGauss], f_{sw} [kHz].

$$\begin{aligned}\Delta P_m &= \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{2,256} \cdot (3,103 \cdot f_{sw} + 0,097 \cdot f_{sw}^{1,766}) = \\ &= \left(\frac{0,7}{2}\right)^{2,256} \cdot (3,103 \cdot 150 + 0,097 \cdot 150^{1,766}) = 107 \text{ mW}/\text{cm}^3\end{aligned}\quad (3.15)$$

Celkové straty v jadre ΔP_{jadro} sú získané vynásobením merných strát ΔP_m celkovým objemom jadra V .

$$\Delta P_{jadro} = \Delta P_m \cdot V = 107 \cdot 10,5 \doteq 1124 \text{ mW} \rightarrow 1,124 \text{ W} \quad (3.16)$$

Dimenzovanie vinutia tlmivky:

Z pohľadu konštrukčného návrhu tlmivky, toroidné jadro KAH157-075 svojim tvarom zabezpečuje veľmi dobrý odvod tepla z jeho povrchu a súčasne z navinutých vodičov. Preto je kladený dôraz na vyváženie strát v jadre a vo vinutí, čím je zabezpečený vhodný odvod tepla.

So stratami vo vodičoch a teda s vytváraním nechceného tepla priamo súvisí prúdová hustota, podľa ktorej sú dimenzované vodiče. Z pohľadu veľkosti a tvaru jadra je zvolená prúdová hustota o hodnote $\sigma = 5 \text{ A}/\text{mm}^2$. Následne pomocou prúdu prechádzajúceho tlmivkou I_{L1} získame celkový požadovaný prierez vodiča S_{Cu} :

$$S_{Cu} = \frac{I_{L1}}{\sigma} = \frac{25}{5} = 5 \text{ mm}^2 \quad (3.17)$$

Priemer vodiča d_{Cu} určený z vypočítaného prierezu S_{Cu} :

$$d_{Cu} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{5}{\pi}} = 2,5 \text{ mm} \quad (3.18)$$

Na základe vypočítaných hodnôt S_{Cu} a d_{Cu} je pre praktickú realizáciu vinutie realizované pomocou troch vodičov o priemere $d_w = 1,5 \text{ mm}$, ktoré sú vinuté paralelne. Výsledný prierez troch vodičov vinutých paralelne určuje vzťah (3.19):

$$S_w = 3 \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_w}{2}\right)^2 = 5,3 \text{ mm}^2 \quad (3.19)$$

Dĺžka vodiča potrebná pre navinutie 21 závitov s uvažovanou rezervou $l_R = 100 \text{ mm}$:

$$\begin{aligned}l_w &= N \cdot (OD - ID + 2 \cdot H_t + 4 \cdot d_w) + l_R = \\ &= 21 \cdot (40,72 - 23,3 + 2 \cdot 15,37 + 4 \cdot 1,5) + 100 \doteq 1,237 \text{ m}\end{aligned}\quad (3.20)$$

Odpor navinutých vodičov pri teplote okolia $\vartheta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$R_{W(20^\circ\text{C})} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_w}{S_w} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{1,237}{5,3 \cdot 10^{-6}} = 4,1 \text{ m}\Omega \quad (3.21)$$

V rámci prevádzky tlmivky sa s jej zaťažením zvyšuje teplota, preto je odpor vodičov nutné prepočítať na zvolenú prevádzkovú teplotu. V porovnaní s teplotou okolia, uvažujeme pracovnú teplotu $\vartheta = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$, a teda oteplenie $\Delta\vartheta = 50\text{ K}$.

$$\begin{aligned} R_{W(70^{\circ}\text{C})} &= R_{W(20^{\circ}\text{C})} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = \\ &= 4,1 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,004 \cdot 50) = 4,93\text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (3.22)$$

Straty vo vinutí tlmivky ΔP_W , ktorú sú spôsobené pretekajúcim prúdom I_{L1} , sa vypočítajú pomocou rovnice:

$$\Delta P_W = R_{W(70^{\circ}\text{C})} \cdot I_L^2 = 4,93 \cdot 10^{-3} \cdot 25^2 = 3,081\text{ W} \quad (3.23)$$

Celkové straty ΔP_{L1} v tlmivke L1 sa rovnajú súčtu strát v jadre ΔP_{jadro} a vo vinutí ΔP_W . Rovnakou hodnotu strát ΔP_{L2} disponuje aj tlmivka L2, ktorá je identická.

$$\Delta P_{L1} = \Delta P_{jadro} + \Delta P_W = 1,124 + 3,081 \doteq 4,205\text{ W} \quad (3.24)$$

Obe tlmivky L1 a L2 sú rovnakej konštrukcie a preto sa celá kapitola 3.1, v ktorej je uvedený kompletný návrh a dimenzovanie tlmivky L1, vzťahuje aj na tlmivku L2. Suma strát na oboch tlmivkách:

$$\Delta P_{L_SUM} = \Delta P_{L1} + \Delta P_{L2} = 2 \cdot \Delta P_{L1} = 2 \cdot 4,205 = \mathbf{8,41\text{ W}} \quad (3.25)$$

3.2 Výber a dimenzovanie výkonových tranzistorov

Veľmi významným komponentom prekladaného zvyšujúceho DC/DC meniča sú spínacie prvky – výkonové tranzistory. Vhodným a efektívnym riešením sú unipolárne tranzistory N-MOSFET. Ich veľkou výhodou je dostupnosť a cena. Zároveň sa vyrábajú v širokej škále napätí a prúdov. Vyznačujú sa veľmi nízkymi hodnotami odporu vnútorného kanálu medzi elektródami drain a source v zopnutom stave $R_{DS(ON)}$, čo napomáha znižovaniu strát vedením. V dnešných technologicky moderných tranzistoroch sa táto hodnota odporu pohybuje na úrovni m Ω . Ďalšou z výhod sú nízke parazitné kapacity, vďaka čomu sú minimalizované straty spínaním. Je potrebné si však uvedomiť, že tranzistory s nižšou hodnotou odporu $R_{DS(ON)}$ majú vyššie vnútorné kapacity. Platí to aj v obrátenom zmysle. Z uvedeného dôvodu je dôležité pri dimenzovaní a výbere tranzistorov urobiť správny kompromis.

Unipolárne tranzistory s vnútorným kanálom typu N, charakterizujú veľmi nízke zapínacie a vypínacie časy na úrovni jednotiek až desiatok nanosekúnd. Rovnako tak majú veľmi rýchlu integrovanú reverznú diódu.

Pre správne prúdové a napätové dimenzovanie tranzistora je dôležité poznať prúdy ním pretekajúce a priložené napätie, ktorým bude spínací výkonový prvok namáhaný. V technických listoch svetových výrobcov sú hlavnými parametrami k danému dimenzovaniu: príznačné napätie medzi elektródami drain a source ($U_{(BR)DSS}$), pretekajúci prúd tranzistorom (I_D).

Prúdové a napät'ové dimenzovanie tranzistorov:

Pri uvažovaní menovitých hodnôt, tranzistor vo zvyšujúcom meniči pracuje s menovitou striedou $s_{Tn} = 0,231$. V rámci prúdového dimenzovania je zanedbané zvlnenie prúdu tlmivkou.

$$I_L = I_T = 25 \text{ A} \quad (3.26)$$

$$I_{T(AV)} = I_L \cdot s_{Tn} = 25 \cdot 0,231 = 5,78 \text{ A} \quad (3.27)$$

$$I_{T(RMS)} = I_L \cdot \sqrt{s_{Tn}} = 25 \cdot \sqrt{0,231} = 12,02 \text{ A} \quad (3.28)$$

Tranzistor je v najhoršom prípade namáhaný maximálnym výstupným napätím U_{OUT_MAX} . Pri dimenzovaní treba brať ohľad na prepät'ové špičky a toleranciu výstupného napätia napájacieho zdroja. Bezpečnostná norma pre výkonové spínacie prvky uvádza, že hodnota o veľkosti 80 % z prierazného napätia $U_{(BR)DSS}$ musí byť väčšia ako maximálne výstupné napätie U_{OUT_MAX} , ktorým je tranzistor namáhaný.

$$U_{OUT_MAX} = 140 \text{ V}$$

$$0,8 \cdot U_{(BR)DSS} > U_{OUT_MAX} \rightarrow U_{(BR)DSS} > \frac{U_{OUT_MAX}}{0,8} = \frac{140}{0,8} = 175 \text{ V} \quad (3.29)$$

Na základe prúdového a napät'ového dimenzovania je vybraný výkonový N-MOSFET tranzistor od spoločnosti *Infineon Technologies* *IPT111N20NFD* [10], ktorého parametre sú zosumarizované v *tabuľke 3.4*.

Zvolený typ výkonového tranzistoru je vyrábaný v puzdre *HSOF-8*, ktoré sa vyznačuje pomerne robustnými rozmermi a dobrý odvodom tepla. Avšak, za účelom zníženia tepelného namáhania a rozloženia stratového výkonu medzi viacero čipov, figurujú v zapojení meniča tri zvolené tranzistory zapojené paralelne (z pohľadu celého prekladaného meniča je to 6 ks tranzistorov). Výhodou je menšie prúdové namáhanie v porovnaní s variantom, kde by bol použitý iba jeden tranzistor. Výrazne tak klesnú aj nároky na chladenie.

Tabuľka 3.4 Parametre tranzistora Infineon Technologies IPT111N20NFD

Parameter	Hodnota	Jednotka
$U_{(BR)DSS}$	200	[V]
$U_{GS(th)}$	4	[V]
I_D	96	[A]
$R_{DS(ON)}$	11,1	[mΩ]
R_G	4,2	[Ω]
Q_G	87	[nC]
C_{OSS}	530	[pF]
t_R	11	[ns]
t_F	13	[ns]

Straty na tranzistoroch:

Stratový výkon na tranzistoroch vo zvyšujúcom meniči sa skladá z viacerých zložiek. Prevažujú najmä spínacie straty $\Delta P_{SW(ON)}$ a $\Delta P_{SW(OFF)}$. Ďalšími zložkami sú straty vedením ΔP_{COND} , straty nabíjaním výstupnej kapacity ΔP_{COSS} a gate elektródy ΔP_{GATE} .

Nasledujúce rovnice určujú **straty pre jeden tranzistor**, preto prúdy ním pretekajúce a vypočítané pomocou vzťahov (3.26) až (3.28) musia byť podelené počtom tranzistorov zapojených paralelne n_T .

- Spínacie straty pri zopnutí tranzistora:

$$\begin{aligned}\Delta P_{SW(ON)} &= \frac{1}{2} \cdot U_{OUT} \cdot f_{SW} \cdot \left(\frac{I_{L_MIN}}{n_T} \right) \cdot t_R = \\ &= \frac{1}{2} \cdot 130 \cdot 150000 \cdot \left(\frac{21,75}{3} \right) \cdot 11 \cdot 10^{-9} = 0,778 \text{ W}\end{aligned}\quad (3.30)$$

- Spínacie straty pri vypnutí tranzistora:

$$\begin{aligned}\Delta P_{SW(OFF)} &= \frac{1}{2} \cdot U_{OUT} \cdot f_{SW} \cdot \left(\frac{I_{L_MAX}}{n_T} \right) \cdot t_F = \\ &= \frac{1}{2} \cdot 130 \cdot 150000 \cdot \left(\frac{28,25}{3} \right) \cdot 13 \cdot 10^{-9} = 1,194 \text{ W}\end{aligned}\quad (3.31)$$

- Straty spôsobené vedením prúdu:

$$\Delta P_{COND} = R_{DS(ON)} \cdot \left(\frac{I_{T(RMS)}}{n_T} \right)^2 = 11,1 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{12,02}{3} \right)^2 = 0,178 \text{ W}\quad (3.32)$$

- Straty nabíjaním výstupnej kapacity:

$$\Delta P_{COSS} = \frac{U_{OUT}^2 \cdot C_{OSS} \cdot f_{SW}}{2} = \frac{130^2 \cdot 530 \cdot 10^{-12} \cdot 150000}{2} = 0,672 \text{ W}\quad (3.33)$$

- Stratový výkon spotrebovaný na nabitie gate elektródy:

$$\Delta P_{GATE} = U_{GS} \cdot Q_G \cdot f_{SW} = 12 \cdot 87 \cdot 10^{-9} \cdot 150000 = 0,157 \text{ W}\quad (3.34)$$

- Celkové straty pre jeden tranzistor:

$$\begin{aligned}\Delta P_{T_SUM(1T)} &= \Delta P_{SW(ON)} + \Delta P_{SW(OFF)} + \Delta P_{COND} + \Delta P_{COSS} + \Delta P_{GATE} = \\ &= 0,778 + 1,194 + 0,178 + 0,672 + 0,157 = 2,979 \text{ W}\end{aligned}\quad (3.35)$$

- Celkový stratový výkon pre obe paralelné trojice tranzistorov:

$$\Delta P_{T_SUM} = 2 \cdot n_T \cdot \Delta P_{T_SUM(1T)} = 2 \cdot 3 \cdot 2,979 = \mathbf{17,87 \text{ W}}\quad (3.36)$$

3.3 Výber a dimenzovanie výkonových diód

Medzi hlavné výkonové prvky zvyšujúceho meniča patrí dióda, ktorá vedie prúd do záťaže v čase, kedy je tranzistor vypnutý. V praxi sú typickou voľbou Schottky diódy, ktoré sa vyznačujú nízkym úbytkom napätia v priepustnom smere a zároveň nízkymi parazitnými kapacitami. Alternatívnou možnosťou je použitie tzv. fast-recovery diód, ktorých hlavnou výhodou sú veľmi nízke hodnoty reverzného prúdu I_{RR} , reverzného zotavovacieho náboja Q_{RR} a času t_{RR} , čo sa prejaví na minimalizácii strát a teda vyššej účinnosti meniča. V závislosti od aplikácie je potreba brať v úvahu uvedené parametre a zvoliť vhodný typ výkonovej diódy.

Prúdové a napätové dimenzovanie diód:

Vo zvyšujúcom meniči pri menovitých hodnotách pracuje dióda s menovitou striedou s_{Dn} - rovnica (2.3). Pri dimenzovaní je zanedbané zvlnenie prúdu pretekajúceho tlmivkou. Jednotlivé prúdy získame pomocou vzťahov (3.37) až (3.39):

$$I_L = I_D = 25 \text{ A} \quad (3.37)$$

$$I_{D(AV)} = I_L \cdot (1 - s_T) = 25 \cdot (1 - 0,231) = 19,23 \text{ A} \quad (3.38)$$

$$I_{D(RMS)} = I_L \cdot \sqrt{(1 - s_T)} = 25 \cdot \sqrt{(1 - 0,231)} = 21,92 \text{ A} \quad (3.39)$$

Tak ako tranzistor, aj dióda je namáhaná maximálnym výstupným napätím U_{OUT_MAX} . Rovnako, je potreba vybrať diódu s maximálnym záverným opakovateľným napätím U_{RRM} , ktoré bude aspoň s 20 % rezervou prekračovať napätie U_{OUT_MAX} .

$$0,8 \cdot U_{RRM} > U_{OUT_MAX} \rightarrow U_{RRM} > \frac{U_{OUT_MAX}}{0,8} = \frac{140}{0,8} = 175 \text{ V} \quad (3.40)$$

Podľa vypočítaných prúdov a napätia, je zvolená výkonová shottky dióda od výrobcu VISHAY V35PW22 [11], ktorej základné parametre sú zhrnuté v *tabuľke 3.5*. Táto dióda sa vyznačuje vysokou prúdovou hustotou, bez toho aby došlo k deštrukcii alebo nadmernému otepleniu čipu. Vyrába sa v puzdre Slim-DPAK a za účelom zníženia prúdového namáhania, sú zapojené dve diódy paralelne. (celkovo 4 ks v rámci prekladaného zvyšujúceho DC/DC meniča).

Tabuľka 3.5 Parametre diódy VISHAY V35PW22

Parameter	Hodnota	Jednotka
U_{RRM}	200	[V]
U_F	0,67	[V]
I_F	35	[A]
I_{FSM}	260	[A]
I_R	10	[mA]
C	100	[pF]

Straty na diódach:

Výkonové straty na diódach sa skladajú zo strát spôsobených vedením prúdu $\Delta P_{D(COND)}$ a spínacích strát, ktoré vznikajú pri nabíjaní parazitnej kapacity $\Delta P_{D(SW)}$. Opäť podobne ako pri tranzistoroch, sú v nasledujúcich rovnicach vypočítané **straty pre jednu diódu**. Z uvedeného dôvodu sú pretekajúce prúdy rozdelené počtom paralelne zapojených diód n_D .

- Straty spôsobené vedením prúdu:

$$\Delta P_{D(COND)} = U_F \cdot \frac{I_{D(AV)}}{n_D} = 0,67 \cdot \frac{19,23}{2} = 6,45 \text{ W} \quad (3.41)$$

- Prepínacie straty:

$$\Delta P_{D(SW)} = \frac{U_{OUT}^2 \cdot C \cdot f_{SW}}{2} = \frac{130^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12} \cdot 150000}{2} = 0,13 \text{ W} \quad (3.42)$$

- Celkové straty pre jednu diódu:

$$\Delta P_{D_SUM(1D)} = \Delta P_{D(COND)} + \Delta P_{D(SW)} = 6,45 + 0,13 = 6,58 \text{ W} \quad (3.43)$$

- Suma strát pre obe paralelné dvojice diód v prekladanom zvyšujúcom DC/DC meniči:

$$\Delta P_{D_SUM} = 4 \cdot \Delta P_{D_SUM(1D)} = 4 \cdot 6,58 = \mathbf{26,32 \text{ W}} \quad (3.44)$$

V rámci návrhu DPS je potrebné vytvoriť podmienky pre kvalitný odvod stratového tepla, nielen z puzdier diód ale aj z chladiacich plôšok, ktorými sú prispájkované na povrch DPS. Druhá možnosť sa realizuje pomocou tzv. „powerfeeder-ov“, ktoré výrazne pomáhajú odvádzať teplo z medenej plochy DPS na chladič.

3.4 Výber a dimenzovanie kondenzátorov

Veľkou výhodou prekladaného meniča je nízke namáhanie vstupných a výstupných kondenzátorov, a teda aj minimalizácia ich stratového výkonu. Tak ako opisuje kapitola 2.2.2, prekladaný menič má malé zvlnenie vstupného prúdu. Markantnejší rozdiel v porovnaní s konvenčným zvyšujúcim meničom je v tvare prúdu, ktorý dodávajú diódy do záťaže. U prekladaného meniča je tento priebeh pre striedu s hodnotou menšou ako 0,5 spojité (*obrázok 2.7*) a teda priaznivejší pre návrh výstupných kondenzátorov.

Kondenzátory majú funkciu filtrácie, znižujú zvlnenie napätia a zároveň slúžia ako zásobník náboja pre prechodné deje vyskytujúce sa pri skokovom zaťažení. Výber kvalitných kondenzátorov s dlhodobou životnosťou výrazne znižuje poruchovosť zariadenia.

Keďže vstup meniča je zapojený na výstup napájacieho zdroja s veľkou výstupnou kapacitou, stačí použiť dva paralelne zapojené filmové kondenzátory o hodnote 10 μF .

Uvedené kondenzátory sa vyznačujú malými stratami. Konkrétne je zvolený kondenzátor od výrobcu *TDK - MKT B32524R3106* (10 $\mu\text{F}/250\text{ V}$).

Na výstup meniča musí byť umiestnená dostatočne vysoká kapacita. V praxi sú najčastejším riešením elektrolytické kondenzátory doplnené o keramické, ktoré sa vyznačujú nízkym ekvivalentným sériovým odporom (ESR). Vzťah (3.45) udáva minimálnu výstupnú kapacitu, pri určení zvlnenia výstupného napätia o hodnote $\Delta U_{OUT} = 20\text{ mV}$. Pri prekladanom zvyšujúcom meniči je potrebné uvažovať dvojnásobnú frekvenciu zvlnenia v porovnaní so spínacou.

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{(P_{OUT}/U_{OUT}) \cdot s_{Tn}}{\Delta U_{OUT} \cdot 2 \cdot f_{SW}} = \frac{(5000/130) \cdot 0,231}{0,020 \cdot 2 \cdot 150000} = 1481\ \mu\text{F} \quad (3.45)$$

Výstupnú kapacitu v meniči tvoria tri paralelne zapojené elektrolytické kondenzátory *EPCOS/TDK – B43509G2108M0*, kde každý z nich má parametre 1000 $\mu\text{F}/250\text{ V}$. Vysoká kapacita zabezpečí, dostatočne nízke zvlnenie výstupného napätia, kladne sa prejaví pri skokových záťažach a zároveň elektrolytické kondenzátory s vysokou kapacitou, dokážu zvládať vysoký zvlnený prúd, ktorým sú namáhané.

Straty na kondenzátoroch:

Vstupné kondenzátory sú namáhané trojuholníkovým zvlnením vstupného prúdu, ktorého efektívna hodnota pre výpočet strát je vypočítaná na základe dokumentu [12] a určuje ju vzťah (3.46). V porovnaní s konvenčným zvyšujúcim meničom je táto hodnota priaznivo nižšia.

$$I_{CinRMS} = \frac{\Delta I_{L1}}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{1 - 2 \cdot s_{Tn}}{1 - s_{Tn}} = \frac{7,5}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{1 - 2 \cdot 0,231}{1 - 0,231} = 1,51\text{ A} \quad (3.46)$$

Celkové straty na dvojici paralelne zapojených vstupných filmových kondenzátorov udáva vzťah (3.47). Hodnotu ekvivalentného sériového odporu $R_{ESRCin1}$, ktorú poskytuje výrobca je nutné podeliť počtom paralelne zapojených kondenzátorov, čo pozitívne vplýva na nižší stratový výkon.

$$\Delta P_{Cin} = \frac{R_{ESRCin1}}{n_{Cin}} \cdot I_{CinRMS}^2 = \frac{0,012}{2} \cdot 1,51^2 = 0,014\text{ W} \quad (3.47)$$

Výstupné kondenzátory sú vďaka použitiu prekladaného zvyšujúceho meniča menej namáhané, čím sa zvyšuje ich životnosť a zároveň znižujú straty spôsobené efektívnou hodnotou prúdu, ktorá je daná vzťahom:

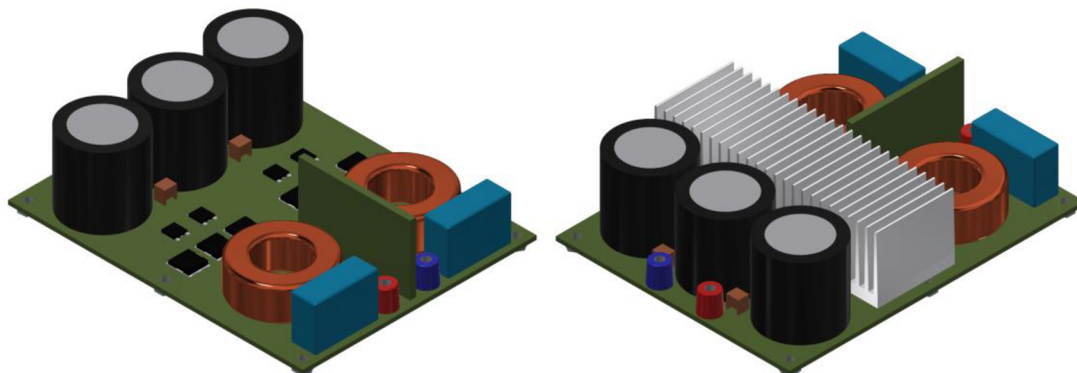
$$\begin{aligned} I_{CoutRMS} &= \frac{P_{OUT}/U_{OUT}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{s_T \cdot (1 - 2 \cdot s_{Tn})}}{1 - s_{Tn}} = \\ &= \frac{5000/130}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{0,231 \cdot (1 - 2 \cdot 0,231)}}{1 - 0,231} = 12,47\text{ A} \end{aligned} \quad (3.48)$$

Celkové straty na trojici výstupných kondenzátorov zapojených paralelne sú vypočítané pomocou vzťahu (3.49). Hodnotu sériového ekvivalentného odporu $R_{ESRCout1}$ uvádza výrobca EPCOS/TDK.

$$\Delta P_{Cout} = \frac{R_{ESRCout1}}{n_{Cout}} \cdot I_{CoutRMS}^2 = \frac{0,055}{3} \cdot 12,47^2 = 2,851 \text{ W} \quad (3.49)$$

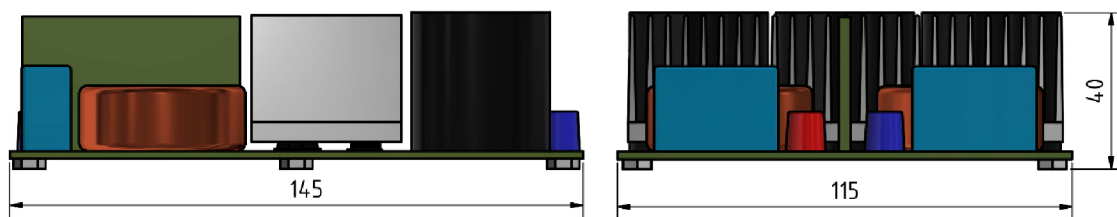
3.5 Prvotná vizualizácia meniča a rozloženie komponentov

Prvotná jednoduchá vizualizácia (obrázok 3.3) je vytvorená v softvéri *Autodesk Inventor* za účelom získania predstavy o celkových približných rozmeroch prekladaného zvyšujúceho DC/DC meniča na základe konkrétnych navrhnutých a vybraných prvkov v kapitolách 3.1 až 3.4.



Obrázok 3.3 Prvotná vizualizácia prekladaného zvyšujúceho meniča

Z danej vizualizácie sme získali orientačné rozmery meniča, ktoré sú znázornené na obrázku 3.4. Maximálne povolené konštrukčné rozmery sú 150 mm x 145 mm x 42 mm. Podľa vyhotovenej vizualizácie sa navrhnutý menič zmestil do zadaných maximálnych rozmerov. Vizualizácia sa neopiera o reálny návrh DPS, čo znamená, že v možnom finálnom návrhu, by mohli byť vykonané zmeny a úpravy, avšak musí byť vždy splnená podmienka limitov konštrukčných rozmerov.

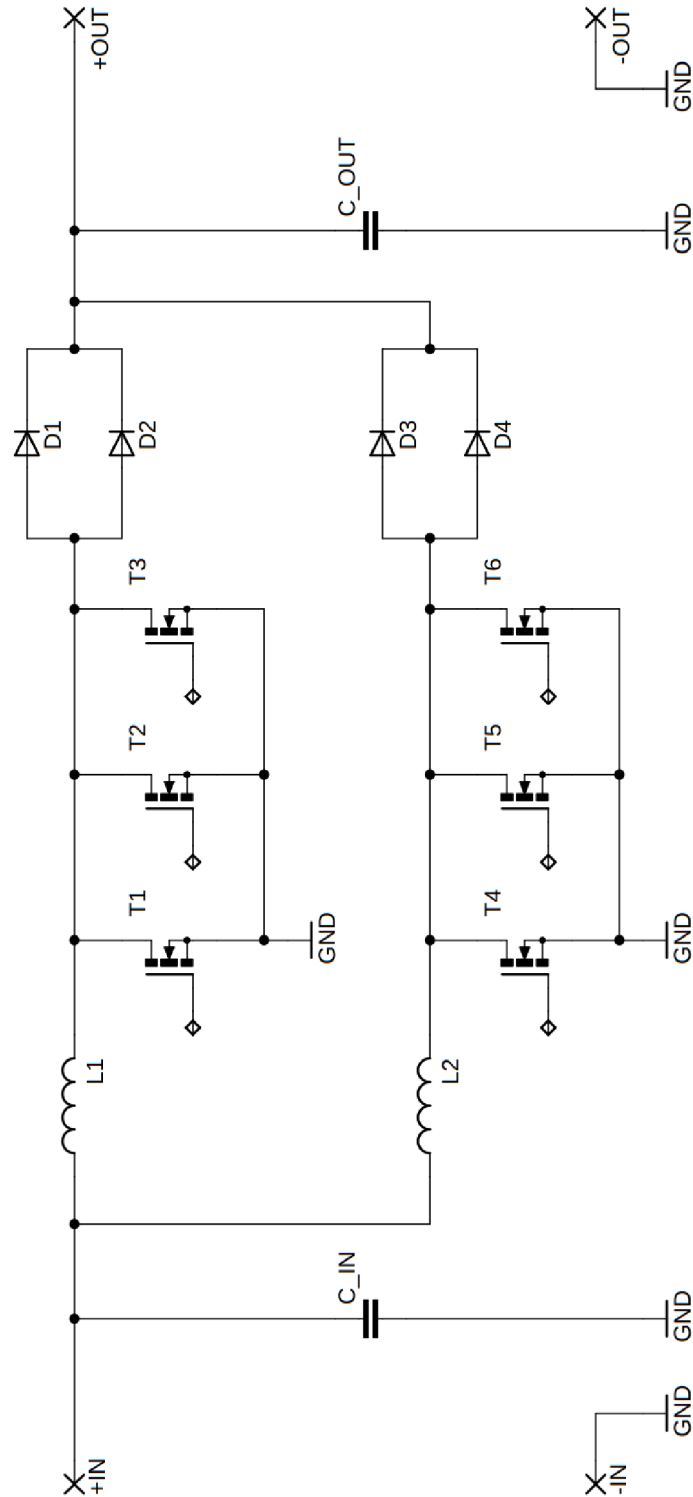


Obrázok 3.4 Základné rozmery prekladaného zvyšujúceho meniča

V rámci tvorby vizualizácie uvažujeme chladič, ktorý bude ofukovaný ventilátorom o rozmeroch 92 mm x 92 mm x 32 mm. Tento ventilátor je spoločný pre celú zostavu napájacieho priemyselného zdroja aj navrhnutého zvyšujúceho prekladaného DC/DC meniča. V reálnom návrhu by mohla byť použitá ako alternatíva chladiaca platňa napájacieho zdroja.

3.6 Schéma silovej časti prekladaného zvyšujúceho meniča

Principiálna schéma na obrázku 3.5 zobrazuje silovú časť prekladaného zvyšujúceho DC/DC meniča, podľa ktorej je realizovaný výpočet a návrh jednotlivých komponentov.



Obrázok 3.5 Principiálna silová schéma pre prekladaný zvyšujúci DC/DC menič

4 NÁVRH SILOVEJ ČASTI DVOJČINNÉHO PRIEPUSTNÉHO DC/DC MENIČA

Cieľom nasledujúcej kapitoly je návrh silovej časti dvojčinného priepustného DC/DC meniča s plným mostíkom (full-bridge) na primárnej strane a synchronným usmerňovačom na sekundárnej strane. V rámci dosiahnutia vysokej účinnosti je zvolená topológia s mäkkým spínaním (ZVS), ktorá je opísaná v kapitole 2.3.1. V praxi sa označujú skratkou PSFB (Phase Shift Full Bridge). Celý návrh silovej časti meniča sa odvoláva na schému vyobrazenú na obrázku 4.5.

Tabuľka 4.1 Zadané hodnoty parametrov PSFB meniča

Názov veličiny	Značka	Hodnota veličiny	Jednotka
Minimálne vstupné napätie	U_{IN_MIN}	80	[V]
Menovité vstupné napätie	U_{IN}	100	[V]
Maximálne vstupné napätie	U_{IN_MAX}	120	[V]
Výstupný výkon	P_{OUT}	1	[kW]
Minimálne výstupné napätie	U_{OUT_MIN}	20	[V]
Menovité výstupné napätie	U_{OUT}	30	[V]
Maximálne výstupné napätie	U_{OUT_MAX}	40	[V]
Spínacia frekvencia	f_{sw}	100	[kHz]

Potrebné parametre pre návrh meniča sú zosumarizované v tabuľke 4.1. V rámci nasledujúcich podkapitol je vykonaný podrobný návrh a dimenzovanie jednotlivých hlavných komponentov silovej obvodovej časti meniča. V analýze stratového výkonu sa uvažujú najkritickejšie podmienky.

4.1 Návrh a dimenzovanie transformátora

Transformátor je jedným z najdôležitejších prvkov v rámci celého priepustného DC/DC meniča. Galvanicky oddeľuje primárnu a sekundárnu časť výkonového obvodu. V dnešnej dobe sú meniče navrhované s vysokými spínacími frekvenciami o hodnotách stoviek kHz, čo spôsobuje, že transformátory majú malé rozmery a zároveň sa kladú vysoké požiadavky na kvalitu jadra z dôvodu strát v železe. V praxi sú vysokofrekvenčné impulzné výkonové transformátory najčastejšie konštruované z magneticky mäkkých feritových materiálov, mangánato-zinočnatých (MnZn), ktoré sa vyznačujú nízkymi stratami v jadre. Podľa uvedených faktov, je dôležité správne dimenzovať transformátor, či už z hľadiska výberu vhodného materiálu a tvaru jadra, ale aj v rámci návrhu jednotlivých vinutí.

Na začiatok návrhu transformátora, ktorý sa opiera o literatúru [6] je potrebné si určiť predpokladanú elektromagnetickú veľkosť jadra pre prenášaný výkon - vzťah (4.1). Keďže sa jedná o dvojčinný priepustný menič, primárnym vinutím preteká prúd oboma smermi,

čo spôsobuje striedavé magnetizovanie transformátora. Strieda meniča pre výpočet transformátora by sa mala pohybovať ideálne okolo hodnôt 0,3 až 0,35, z dôvodu rezervy pre možnú reguláciu. Zároveň by nemala prekročiť hodnotu $s_{max} = 0,5$ aby nedošlo k zopnutiu tranzistorov nad sebou a teda ku skratu a deštrukcii zariadenia. Z uvedeného dôvodu sa musí uvažovať rezerva pre mŕtvu dobu – deadtime (krátky čas kedy sú tranzistory v jednej vetve vypnuté).

Navrhovaný materiál pre jadro transformátora je MnZn ferit, ktorý má hodnotu saturačnej magnetickej indukcie $B_{SAT} = 0,4$ T. Preto voľba magnetickeho zdvihu je s rezervou $B_{max} = 0,25$ T. V praxi sa uvádza celkový činiteľ plnenia vinutia v rozsahu hodnôt od 0,3 až do 0,4. Do predbežného návrhu je zvolená hodnota $k_{PCu} = 0,35$.

$$S_o \cdot S_{Fe} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{P_{OUT}}{k_{PCu} \cdot \sigma \cdot f_{SW} \cdot B_{max} \cdot \sqrt{s}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{1000}{0,35 \cdot 6 \cdot 10^6 \cdot 100000 \cdot 0,25 \cdot \sqrt{0,35}} = 11383 \text{ mm}^4 \quad (4.1)$$

Na základe vypočítanej elektromagnetickej veľkosti je vybrané toroidné jadro z materiálu N87 (MnZn ferit) od výrobcu EPCOS/TDK - B64290L0659X087, ktorého parametre sú uvedené v tabuľke 4.2.

Tabuľka 4.2 Parametre jadra EPCOS/TDK - B64290L0659X087 [13]

Názov veličiny	Značka	Hodnota	Jednotka
Vonkajší priemer jadra	OD	41,8	[mm]
Vnútorý priemer jadra	ID	22,5	[mm]
Výška jadra	Ht	17,2	[mm]
Stredná dĺžka siločiar	l_{Fe}	96,29	[mm]
Prierez jadra	S_{Fe}	125,3	[mm ²]
Objem jadra	V_e	12070	[mm ³]
Relatívna permeabilita	μ_r	2200	[-]
Závitová konštanta	A_L	3590	[nH/N ²]
Saturačná magnetická indukcia	$B_{S(25^\circ C)}$	0,49	[T]
	$B_{S(100^\circ C)}$	0,39	[T]
Koercitívna sila	$H_{c(25^\circ C)}$	21	[A/m]
	$H_{c(100^\circ C)}$	13	[A/m]

Plocha jadra $S_{o(EPCOS)}$ sa vypočíta za pomoci vnútorného priemeru jadra ID vzťahom:

$$S_{o(EPCOS)} = \frac{\pi \cdot ID^2}{4} = \frac{\pi \cdot (22,5 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 397 \text{ mm}^2 \quad (4.2)$$

Reálna elektromagnetická veľkosť vybratého jadra musí byť väčšia ako vypočítaná hodnota pomocou vzťahu (4.1). Prierez jadra je uvedený v *tabuľke 4.2* ($S_{Fe(EPCOS)}$).

$$S_{o(EPCOS)} \cdot S_{Fe(EPCOS)} > S_o \cdot S_{Fe} \quad (4.3)$$

$$397 \cdot 125,3 = 49744 \text{ mm}^4 > 11383 \text{ mm}^4$$

Z uvedenej podmienky (4.3) vyplýva, že vybraté jadro je dostačujúce pre návrh transformátora podľa zvolených parametrov. V ďalšom kroku je potrebné určiť maximálny magnetizačný prúd pri plnom otvorení a teda maximálnej striede $s_{max} = 0,5$.

$$I_{\mu max} = \frac{4 \cdot f_{SW} \cdot B_{max}^2 \cdot l_{Fe} \cdot S_{Fe}}{U_{IN_MIN} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r} = \quad (4.4)$$

$$= \frac{4 \cdot 100000 \cdot 0,25^2 \cdot 96,29 \cdot 10^{-3} \cdot 125,3 \cdot 10^{-6}}{80 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 2200} = 1,37 \text{ A}$$

Maximálny magnetizačný prúd $I_{\mu max}$ sa v praxi pohybuje v rozmedzí 5 % až 20 % z hodnoty primárneho prúdu. Podľa výpočtu (4.4), je hodnota $I_{\mu max} = 1,37 \text{ A}$ v uvedenom rozsahu a teda je považovaná za prijateľnú.

Počet závitov primárneho vinutia N_1 je daný rovnicou:

$$N_1 = \frac{U_{IN_MAX}}{4 \cdot f_{SW} \cdot B_{max} \cdot S_{Fe}} = \frac{120}{4 \cdot 100000 \cdot 0,25 \cdot 125,3 \cdot 10^{-6}} = 9,57 \rightarrow \mathbf{9 \text{ z}} \quad (4.5)$$

Indukčnosť primárneho vinutia transformátora L_1 určuje vzťah:

$$L_1 = N_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{Fe}} = 9^2 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 2200 \cdot \frac{125,3 \cdot 10^{-6}}{96,29 \cdot 10^{-3}} = 291,4 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.6)$$

Počet sekundárnych závitov transformátora N_2 pre zadané menovité hodnoty jednotlivých veličín udáva vzťah:

$$N_2 = N_1 \cdot \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} \cdot \frac{1}{2 \cdot s} = 9 \cdot \frac{30}{100} \cdot \frac{1}{2 \cdot 0,35} = 3,86 \rightarrow \mathbf{4 \text{ z}} \quad (4.7)$$

Keďže sa jedná o transformátor s vyvedeným stredom, obsahuje sekundárna strana dve vinutia, kde každé z nich má 4 závit. Takto navrhnutý transformátor bude konštrukčne realizovaný na zvolenom toroidnom jadre s 9 závitmi na primárnej strane a 2 x 4 závitmi na strane sekundárnej. S cieľom dosiahnuť optimálnu striedu v celom rozsahu meniča, je transformátor úmyselne navrhnutý tak, aby dokázal pracovať v celom rozsahu vstupných napätí pri výstupnom napätí 20 V a 30 V. Kdežto pri maximálnom výstupnom napätí 40 V, bude môcť menič pracovať s napätím na vstupe od hodnoty približne 100 V. Vychádza to z požiadaviek aplikácie, kde nie je efektívne vytvárať maximálne výstupné napätie meniča, pri nižších hladinách výstupného napätia napájacieho priemyselného zdroja, keďže napätie do 120 V dokáže zabezpečiť samostatný zdroj.

V rámci ďalšieho dimenzovania transformátora je dôležité si určiť efektívne najkritickejšie hodnoty prúdov, ktoré pretekajú jednotlivými vinutiami. Vo výpočte uvažujeme najvyšší výstupný prúd meniča, ktorý sa rovná hodnote $I_{OUT_MAX} = 50 \text{ A}$. V praktickej aplikácii bude maximálny výstupný prúd meničom o niečo nižší, a bude daný limitou prúdu nastavenou v reálnom zhotovenom zapojení pri menovitých hodnotách meniča. Dimenzovanie celého meniča je tak vykonané s určitou rezervou, ktorá sa následne kladne prejaví na teplotných pomeroch.

Efektívnu hodnotu prúdu $I_{2(RMS)}$ pri uvažovaní teoretickej maximálnej striedy meniča (najhorší prípad z pohľadu veľkosti prúdu), určuje vzťah (4.8).

$$I_{2(RMS)} = \frac{I_{OUT_MAX}}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot s_{max}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot 0,5} = 35,4 \text{ A} \quad (4.8)$$

Efektívna hodnota prúdu pretekajúceho cez primárne vinutie transformátora $I_{1(RMS)}$ je daná rovnicou (4.9). Magnetizačný prúd je v tomto prípade zanedbaný.

$$I_{1(RMS)} = I_{2(RMS)} \cdot \frac{N_2}{N_1} = 35,4 \cdot \frac{4}{9} = 15,7 \text{ A} \quad (4.9)$$

Z pohľadu veľkosti a tvaru jadra sú zvolené prúdové hustoty pre primárne a sekundárne vinutia o hodnotách $\sigma_p = 4 \text{ A/mm}^2$ a $\sigma_s = 5 \text{ A/mm}^2$. Hodnota pre primárne vinutie je nižšia, keďže v určitých miestach jadra bude primárne vinutie prekryté sekundárnym. Následne pomocou prúdov prechádzajúcich cez primárne a sekundárne vinutia získame celkové požadované prierezy vodičov S_{Cu1} a S_{Cu2} - vzťahy (4.10) a (4.11).

$$S_{Cu1} = \frac{I_{1(RMS)}}{\sigma} = \frac{15,7}{4} = 3,93 \text{ mm}^2 \quad (4.10)$$

$$S_{Cu2} = \frac{I_{2(RMS)}}{\sigma} = \frac{35,4}{5} = 7,08 \text{ mm}^2 \quad (4.11)$$

Priemery vodičov d_{Cu1} a d_{Cu2} sú určené z vypočítaných prierezov S_{Cu1} a S_{Cu2} :

$$d_{Cu1} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu1}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{3,93}{\pi}} \doteq 2,3 \text{ mm} \quad (4.12)$$

$$d_{Cu2} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu2}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{7,08}{\pi}} \doteq 3 \text{ mm} \quad (4.13)$$

Na základe posledných výpočtov je potrebné určiť vhodné vodiče pre realizáciu transformátora. Keďže prúd transformátorom má skokový charakter a zároveň vysokú frekvenciu, je potrebné brať do úvahy vplyv skin-efektu. Rovnica (4.14) stanovuje hĺbku vniku δ pre zadané parametre:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho_{Cu}}{2 \cdot \pi \cdot f_{SW} \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rCu}}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 1,7 \cdot 10^{-8}}{2 \cdot \pi \cdot 100000 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 1}} = 0,21 \text{ mm} \quad (4.14)$$

Z literatúry [6] vyplýva, že skutočný priemer vodiča d_w musí byť nižší alebo najviac rovný dvojnásobnej hĺbke vniku.

$$d_w \leq 2 \cdot \delta = 2 \cdot 0,21 = 0,42 \text{ mm} \quad (4.15)$$

S ohľadom na výsledky v uvedených rovniciach (4.10), (4.12) a (4.15), je pre realizáciu primárneho vinutia vybrané vysokofrekvenčné medené lanko so 180 paralelnými vodičmi o priemere $d_{p1} = 0,1$ mm. Primárne vinutie transformátora je konštruované pomocou troch paralelne vinutých lankových vodičov (3 x 180 x 0,1 mm) z dôvodu splnenia hodnoty požadovaného prierezu - vzťah (4.10). Skutočný celkový prierez primárneho vodiča S_{Cup} tak bude vyšší ako pôvodne vypočítaný S_{Cu1} , čo sa prejaví na zníženej prúdovej hustote a teda nižšom tepelnom namáhaní.

$$S_{Cup} = \frac{3 \cdot 180 \cdot \pi \cdot d_{p1}^2}{4} = 4,24 \text{ mm}^2 \quad (4.16)$$

Rovnakým postupom je určený skutočný prierez pre sekundárne vinutia. Opäť na základe vypočítaných hodnôt (4.11), (4.13) a (4.15) je pre realizáciu sekundárnych vinutí použité vf. medené lanko so 120 paralelnými vodičmi o priemere $d_{s1} = 0,2$ mm. S ohľadom na požadovaný minimálny prierez S_{Cu2} sú sekundárne vinutia konštruované z dvoch paralelne vinutých lankových vodičov (2 x 120 x 0,2 mm). Celkový skutočný prierez sekundárneho vinutia S_{Cus} tak bude s rezervou vyšší.

$$S_{Cus} = \frac{2 \cdot 120 \cdot \pi \cdot d_{s1}^2}{4} = 7,53 \text{ mm}^2 \quad (4.17)$$

V rámci overenia realizovateľnosti transformátora je vykonaná kontrola pomocou podmienky uvedenej v literatúre [6]:

$$\begin{aligned} N_1 \cdot S_{Cup} + 2 \cdot N_2 \cdot S_{Cus} &\leq k_{pCu} \cdot S_{o(EPCOS)} \\ 9 \cdot 4,24 + 2 \cdot 4 \cdot 7,53 &\leq 0,35 \cdot 397 \\ 98,4 \text{ mm}^2 &\leq 138,95 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Z uvedenej rovnice (4.18) vyplýva, že takto navrhnutý vysokofrekvenčný impulzný transformátor je konštrukčne realizovateľný.

Straty transformátora:

Stratový výkon v navrhnutom transformátore sa skladá zo strát v jadre a strát, ktoré vznikajú vo vinutiach. Nasledujúce výpočty sú zamerané na určenie celkových strát, v ktorých nie je uvažovaný vplyv skin-efektu a proximity-efektu. V skutočnosti budú teda straty transformátora o niečo väčšie.

Dĺžka vodiča l_{WP} potrebná pre navinutie primárnych závitov ($N_1 = 9$) s uvažovanou rezervou $l_R = 100$ mm. Priemer jedného lankového vodiča je zaokrúhlene $d_{Cup1} = 1,5$ mm.

$$\begin{aligned} l_{WP} &= N_1 \cdot (OD - ID + 2 \cdot H_t + 4 \cdot d_{Cup1}) + l_R = \\ &= 9 \cdot (41,8 - 22,5 + 2 \cdot 17,2 + 4 \cdot 1,5) + 100 \doteq 0,571 \text{ m} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Rovnako ako v predchádzajúcej rovnici, je vypočítaná potrebná dĺžka vodiča l_{WS} pre navinutie sekundárnych závitov ($N_2 = 4$) s uvažovanou rezervou $l_R = 100$ mm. Celkový priemer jedného lankového vodiča sa zaokrúhlene rovná hodnote $d_{Cus1} = 2,5$ mm.

$$\begin{aligned} l_{WS} &= N_2 \cdot (OD - ID + 2 \cdot H_t + 4 \cdot d_{Cus1}) + l_R = \\ &= 4 \cdot (41,8 - 22,5 + 2 \cdot 17,2 + 4 \cdot 2,5) + 100 \doteq 0,355 \text{ m} \end{aligned} \quad (4.20)$$

Odpor navinutých primárnych a sekundárnych vodičov pri teplote okolia $\vartheta_0 = 20$ °C uvádzajú vzťahy (4.21), (4.22). Keďže sú závitoviny dvojicou alebo trojicou paralelných vodičov, uvažujeme vo výpočte odporu ich celkové skutočné prierezy S_{Cup} a S_{Cus} .

$$R_{WP(20^\circ C)} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_{WP}}{S_{Cup}} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,571}{4,24 \cdot 10^{-6}} = 2,36 \text{ m}\Omega \quad (4.21)$$

$$R_{WS(20^\circ C)} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_W}{S_{Cus}} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,355}{7,53 \cdot 10^{-6}} = 0,83 \text{ m}\Omega \quad (4.22)$$

Počas prevádzky transformátora sa s jeho zaťažením zvyšuje teplota, preto je odpor vodičov nutné prepočítať na zvolenú prevádzkovú teplotu. V porovnaní s teplotou okolia, uvažujeme pracovnú teplotu $\vartheta = 70$ °C, a teda oteplenie $\Delta\vartheta = 50$ K.

$$\begin{aligned} R_{WP(70^\circ C)} &= R_{WP(20^\circ C)} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = \\ &= 2,36 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,004 \cdot 50) = 2,83 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} R_{WS(70^\circ C)} &= R_{WS(20^\circ C)} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = \\ &= 0,83 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,004 \cdot 50) = 0,99 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4.24)$$

Straty vo vinutiach transformátora ΔP_{WT} , ktoré sú spôsobené pretekajúcimi prúdmi, sa vypočítajú pomocou rovnice (4.25):

$$\begin{aligned} \Delta P_{WT} &= R_{WP(70^\circ C)} \cdot I_{1(RMS)}^2 + 2 \cdot R_{WS(70^\circ C)} \cdot I_{2(RMS)}^2 = \\ &= 2,83 \cdot 10^{-3} \cdot 15,7^2 + 2 \cdot 0,99 \cdot 10^{-3} \cdot 35,4^2 = 3,18 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.25)$$

K vypočítaniu celkových strát transformátora ΔP_{TR} je nutné určiť stratový výkon v jadre ΔP_J . Ten závisí od merných strát p_{Fe} , ktoré odčítame z charakteristiky udávanej výrobcom [14]. V danej charakteristike sú merné straty závislé od efektívnej hodnoty magnetickej indukcie. V najkritickejšom a čisto teoretickom prípade pri maximálnej striede meniča $s_{max} = 0,5$, je priebeh magnetickej indukcie pravidelne trojuholníkový. Keďže ide o dvojčinný menič, uvažujeme amplitúdu magnetickej indukcie $B_{max} = 0,25$ T. Potrebná efektívna hodnota pre určenie merných strát je rovná $B_{RMS} = 0,144$ T. Merné straty pri daných podmienkach dosahujú hodnotu $p_{Fe} = 220$ kW/m³.

$$\Delta P_J = p_{Fe} \cdot V_j = 220 \cdot 10^3 \cdot 12070 \cdot 10^{-9} = 2,78 \text{ W} \quad (4.26)$$

Celkové straty na transformátore ΔP_{TR} sú vypočítané ako súčet strát v jadre ΔP_J a strát vo vinutí ΔP_{WT} .

$$\Delta P_{TR} = \Delta P_J + \Delta P_{WT} = 3,18 + 2,78 = 5,96 \text{ W} \quad (4.27)$$

4.2 Výber a dimenzovanie tranzistorov

V tejto kapitole je vykonaný výber spínacích prvkov pre plný most (full-bridge) na primárnej strane a synchronný usmerňovač na strane sekundárnej. V aplikácii sú použité unipolárne N-MOSFET tranzistory. Dôležitým faktorom pre ich výber je dosiahnutie minimálnych strát.

4.2.1 Plný mostík – FULL BRIDGE

V rámci prúdového dimenzovania plného mostíka je potrebné si určiť pretekajúce prúdy, ktorými sú tranzistory namáhané. Rovnako tak je dôležité poznať maximálne hodnoty priloženého napätia pri napäťovom dimenzovaní. Pri nasledujúcich výpočtoch uvažujeme najkritickejší teoretický prípad so striedou spínania $s_{max} = 0,5$.

Maximálna, stredná a efektívna hodnota prúdu, ktorý môže pretekať tranzistorami je daná rovnicami (4.28) až (4.30):

$$I_{T1(MAX)} = I_{OUT_MAX} \cdot \frac{N_2}{N_1} + I_{\mu max} = 50 \cdot \frac{4}{9} + 1,37 = 23,6 \text{ A} \quad (4.28)$$

$$I_{T1(AV)} = I_{T1(MAX)} \cdot s_{max} = 23,6 \cdot 0,5 = 11,8 \text{ A} \quad (4.29)$$

$$I_{T1(RMS)} = I_{T1(MAX)} \cdot \sqrt{s_{max}} = 23,6 \cdot \sqrt{0,5} = 16,7 \text{ A} \quad (4.30)$$

Tranzistory v plnom mostíku sú namáhané maximálnou hodnotou priloženého vstupného napätia $U_{IN_MAX} = 120 \text{ V}$. Pri dimenzovaní je potrebné brať ohľad na možné prepäťové špičky, prekmity a toleranciu výstupného napätia napájacieho zdroja. V rámci bezpečného návrhu pri určovaní minimálneho prierazného napätia tranzistora $U_{(BR)DSS}$ uvažujeme 20 % rezervu.

$$0,8 \cdot U_{(BR)DSS} > U_{IN_MAX} \rightarrow U_{(BR)DSS} > \frac{U_{IN_MAX}}{0,8} = \frac{120}{0,8} = 150 \text{ V} \quad (4.31)$$

Podľa uvedeného prúdového a napäťového dimenzovania je vybraný výkonový tranzistor N-MOSFET od spoločnosti *Infineon Technologies IPT111N20NFD* [10], ktorého základne údaje sú uvedené v *tabuľke 4.3*. Jedná sa o rovnaký tranzistor ako v prípade návrhu prekladaného zvyšujúceho DC/DC meniča opísaného v *kapitole 3.2*. Pomerne robustný tranzistor je vyrábaný v puzdre *HSOF-8*, ktoré sa vyznačuje dobrým odvodom tepla.

Tabuľka 4.3 Parametre tranzistora Infineon Technologies IPT111N20NFD

Parameter	Hodnota	Jednotka	Parameter	Hodnota	Jednotka
$U_{(BR)DSS}$	200	[V]	Q_{RR}	30,9	[nC]
$U_{GS(th)}$	4	[V]	Q_G	87	[nC]
I_D	96	[A]	C_{OSS}	530	[pF]
$R_{DS(ON)}$	11,1	[m Ω]	t_R	11	[ns]
R_G	4,2	[Ω]	t_F	13	[ns]

Straty na tranzistoroch:

Celkové straty na tranzistoroch v plnom mostíku sa skladajú z viacerých zložiek. Spínacie straty, vďaka mäkko spínanej topológii ZVS, sú zanedbateľné. Ďalšími zložkami sú straty vedením ΔP_{COND} , straty nabíjaním výstupnej kapacity ΔP_{COSS} a gate elektródy ΔP_{GATE} a straty spôsobené reverzným zotavovaním internej diódy ΔP_{RR} . Nasledujúce rovnice určujú **straty pre jeden tranzistor**.

- Straty spôsobené vedením prúdu, pri teoretickom najhoršom prípade:

$$\Delta P_{COND} = R_{DS(ON)} \cdot I_{T1(RMS)}^2 = 11,1 \cdot 10^{-3} \cdot 16,7^2 = 3,09 \text{ W} \quad (4.32)$$

- Straty nabíjaním výstupnej kapacity:

$$\Delta P_{COSS} = \frac{U_{IN_MAX}^2 \cdot C_{OSS} \cdot f_{SW}}{2} = \frac{120^2 \cdot 530 \cdot 10^{-12} \cdot 100000}{2} = 0,38 \text{ W} \quad (4.33)$$

- Stratový výkon spotrebovaný na nabitie gate elektródy:

$$\Delta P_{GATE} = U_{GS} \cdot Q_G \cdot f_{SW} = 12 \cdot 87 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,11 \text{ W} \quad (4.34)$$

- Straty spôsobené zotavením internej diódy:

$$\Delta P_{RR} = U_{IN_MAX} \cdot Q_{RR} \cdot f_{SW} = 120 \cdot 30,9 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,37 \text{ W} \quad (4.35)$$

- Celkové straty pre jeden tranzistor:

$$\begin{aligned} \Delta P_{1T} &= \Delta P_{COND} + \Delta P_{COSS} + \Delta P_{GATE} + \Delta P_{RR} = \\ &= 3,09 + 0,38 + 0,11 + 0,37 = 3,95 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.36)$$

- Celkový stratový výkon tranzistorov v plnom mostíku:

$$\Delta P_{FB} = 4 \cdot \Delta P_{1T} = 4 \cdot 3,95 = \mathbf{15,8 \text{ W}} \quad (4.37)$$

4.2.2 Synchronný usmerňovač

Dimenzovanie spínacích prvkov v synchronnom usmerňovači je vykonané podobným spôsobom ako pri dimenzovaní tranzistorov v plnom mostíku. Je potrebné si určiť prúdové a napäťové pomery v sekundárnom obvode meniča. Opäť pre dimenzovanie uvažujeme čisto teoretický a najkritickejší prípad pre striedu $s_{max} = 0,5$.

Maximálna, stredná a efektívna hodnota prúdu, ktorý môže pretekať tranzistormi bez uvažovania zvlnenia je daná rovnicami (4.38) až (4.40):

$$I_{2(MAX)} = I_{OUT_MAX} = 50 \text{ A} \quad (4.38)$$

$$I_{2(AV)} = \frac{I_{2(MAX)}}{2} = \frac{50}{2} = 25 \text{ A} \quad (4.39)$$

$$I_{2(RMS)} = \frac{I_{2(MAX)}}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot s_{max}} = \frac{50}{2} \cdot \sqrt{1 + 2 \cdot 0,5} = 35,36 \text{ A} \quad (4.40)$$

Keďže sa jedná o transformátor s vyvedeným stredom, tak tranzistory v uzlovom synchronnom usmerňovači sú v najhoršom prípade namáhané napätím, ktoré je dané súčtom napätí na oboch sekundárnych vinutiach. Najkritickejší prípad nastane pri priloženom maximálnom vstupnom napätí $U_{IN_MAX} = 120 \text{ V}$, kedy s uvažovaním prevodu transformátora je súčet napätí na oboch sekundárnych vinutiach $U_{2MAX} = 107 \text{ V}$. Taktiež je pri výbere tranzistora potrebné uvažovať možné prepäťové špičky a prekmity. V rámci bezpečnosti je uvažovaná rezerva 20 %.

$$0,8 \cdot U_{(BR)DSS} > U_{2MAX} \rightarrow U_{(BR)DSS} > \frac{U_{2MAX}}{0,8} = \frac{107}{0,8} = 134 \text{ V} \quad (4.41)$$

Pre synchronný usmerňovač je zvolený výkonový N-MOSFET tranzistor od výrobcu *Infineon Technologies BSC160N15NS5* [15]. Základné parametre sumarizuje *tabuľka 4.4*. Vyrába sa v puzdre *SuperSO8*, ktoré sa vyznačuje rozmermi 5 x 6 mm.

Tabuľka 4.4 Parametre tranzistora Infineon Technologies BSC160N15NS5

Parameter	Hodnota	Jednotka	Parameter	Hodnota	Jednotka
$U_{(BR)DSS}$	150	[V]	Q_{RR}	25,7	[nC]
$U_{GS(th)}$	4,6	[V]	Q_G	23,1	[nC]
I_D	56	[A]	C_{OSS}	454	[pF]
$R_{DS(ON)}$	16	[mΩ]	t_R	3	[ns]
R_G	1,5	[Ω]	t_F	2,6	[ns]

Straty na tranzistoroch:

Stratový výkon tranzistorov v synchronnom usmerňovači je zložený najmä zo strát spôsobených vedením prúdu ΔP_{COND} . Ďalšie zložky tvoria straty vznikajúce nabíjaním výstupnej kapacity ΔP_{COSS} a gate elektródy ΔP_{GATE} . Nezanedbateľnou zložkou sú straty spôsobené reverzným zotavovaním internej diódy ΔP_{RR} . Podobne ako pri plnom mostíku, vďaka topológií ZVS, spínacie straty neuvažujeme.

Z dôvodu zníženia prúdového namáhania tranzistorov, sú v oboch častiach synchronného uzlového usmerňovača zapojené vždy po tri kusy paralelne. Nasledujúce rovnice určujú **straty pre jeden tranzistor**, preto musí byť hodnota pretekajúceho prúdu podelená počtom paralelne zapojených tranzistorov n_T .

- Straty spôsobené vedením prúdu, pri uvažovaní najhoršieho teoretického prípadu – maximálnej striedy meniča.

$$\Delta P_{COND(SR)} = R_{DS(ON)} \cdot \left(\frac{I_{2(RMS)}^2}{n_T} \right)^2 = 16 \cdot 10^{-3} \cdot \left(\frac{35,36}{3} \right)^2 = 2,22 \text{ W} \quad (4.42)$$

- Straty nabíjaním výstupnej kapacity:

$$\Delta P_{COSS(SR)} = \frac{U_{2MAX}^2 \cdot C_{OSS} \cdot f_{SW}}{2} = \frac{107^2 \cdot 454 \cdot 10^{-12} \cdot 100000}{2} = 0,26 \text{ W} \quad (4.43)$$

- Stratový výkon spotrebovaný na nabitie gate elektródy:

$$\Delta P_{GATE(SR)} = U_{GS} \cdot Q_G \cdot f_{SW} = 12 \cdot 23,1 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,03 \text{ W} \quad (4.44)$$

- Straty spôsobené zotavením internej diódy:

$$\Delta P_{RR(SR)} = U_{2MAX} \cdot Q_{RR} \cdot f_{SW} = 107 \cdot 25,7 \cdot 10^{-9} \cdot 100000 = 0,27 \text{ W} \quad (4.45)$$

- Celkové straty pre jeden tranzistor:

$$\begin{aligned} \Delta P_{1T(SR)} &= \Delta P_{COND(SR)} + \Delta P_{COSS(SR)} + \Delta P_{GATE(SR)} + \Delta P_{RR(SR)} = \\ &= 2,22 + 0,26 + 0,03 + 0,27 = 2,78 \text{ W} \end{aligned} \quad (4.46)$$

- Celkový stratový výkon tranzistorov v uzlovom synchronnom usmerňovači:

$$\Delta P_{SR} = 6 \cdot \Delta P_{1T(SR)} = 6 \cdot 2,78 \doteq \mathbf{16,7 \text{ W}} \quad (4.47)$$

4.3 Návrh a dimenzovanie tlmiviek

Nasledujúca kapitola sa zaoberá návrhom a dimenzovaním tlmivky na primárnej strane, ktorá napomáha mäkkému spínaniu. Pokračovaním je návrh výstupnej tlmivky na sekundárnej strane. Oba spomínané komponenty sa výrazne podieľajú na správnej funkcii DC/DC meniča, preto je dôležitý ich podrobný návrh.

4.3.1 Primárna tlmivka – ZVS

Tlmivka umiestnená na primárnej strane zabezpečuje dostatočnú indukčnosť pre vytvorenie vhodných podmienok mäkkého spínania. Jej návrh úzko súvisí s výstupnou kapacitou tranzistorov v plnom mostíku. Zároveň jej príliš veľká hodnota môže spôsobiť vysoké nežiadúce napäťové prekmity.

Pomocou vzťahu (4.48) získame minimálnu hodnotu indukčnosti pre primárnu tlmivku. Výpočet je založený na energii uloženej v tlmivke, ktorá je potrebná k vybitiu a nabitíu výstupných kapacít tranzistorov v plnom mostíku. Zároveň uvažujeme predpokladanú rozptylovú indukčnosť primárneho vinutia transformátora $L_{lk} = 1 \mu\text{H}$ a výstupnú kapacitu N-MOSFET tranzistora v plnom mostíku $C_{OSS} = 530 \text{ pF}$. Z dôvodu pomerne nízkej hodnoty výstupnej kapacity tranzistorov, sú uvažované doplnujúce externé kapacity o hodnote $C_{DS(EXT)} = 3,3 \text{ nF}$. Výpočet je realizovaný pre dosiahnutie mäkkého spínania v rozsahu od 30 % záťaže meniča.

$$L_{S_vyp} \geq 2 \cdot (C_{OSS} + C_{DS(EXT)}) \cdot \frac{U_{IN_MAX}^2}{(0,3 \cdot I_{T1(MAX)})^2} - L_{lk} \quad (4.48)$$

$$L_{S_vyp} \geq 2 \cdot (530 \cdot 10^{-12} + 3,3 \cdot 10^{-9}) \cdot \frac{120^2}{(0,3 \cdot 23,6)^2} - 1 \cdot 10^{-6} = 1,2 \mu\text{H}$$

V praktickej aplikácii, sa tieto hodnoty môžu zmeniť, pretože do dizajnu vstupujú faktory návrhu DPS, ktorej celková kompozícia má výrazný vplyv. V úvahu treba brať aj parazitné veličiny primárneho vinutia impulzného transformátora. Z uvedených dôvodov, je dosiahnutie mäkkého spínania vecou praktického odladenia zhotoveného meniča.

Výber jadra a konštrukčný návrh tlmivky:

Po výpočte potrebných parametrov, je dôležitým krokom vybrať vhodné jadro pre realizáciu tlmivky. V praxi sa často používajú železo-prachové jadrá s rôznymi prísadami. Vhodný variant pre danú aplikáciu ponúka výrobca *Micrometals* formou karbonylového železo-prachového jadra s označením *T106-2*. Základné údaje sú zhrnuté v *tabuľke 4.5* [16].

Tabuľka 4.5 Parametre jadra T106-2

Parameter	Značka	Hodnota	Jednotka
Vonkajší priemer jadra	<i>OD</i>	27,43	[mm]
Vnútorý priemer jadra	<i>ID</i>	13,97	[mm]
Výška jadra	<i>Ht</i>	11,73	[mm]
Stredná dĺžka siločiar	<i>l_e</i>	6,49	[cm]
Prierez jadra	<i>A_e</i>	0,659	[cm ²]
Objem jadra	<i>V</i>	4,28	[cm ³]
Permeabilita	<i>μ</i>	10	[-]
Závitová konštanta	<i>A_L</i>	13,5	[nH/N ²]

Prvotný výpočet závitov *N* pre zvolené jadro bez uvažovania poklesu permeability jadra v závislosti od intenzity magnetického poľa (bez poklesu *A_L*):

$$N = \sqrt{\frac{L_{S_vyp}}{A_L}} = \sqrt{\frac{1,2 \cdot 10^{-6}}{13,5 \cdot 10^{-9}}} = 9,42 \doteq 10 \text{ závitov} \quad (4.49)$$

V stave nulovej magnetizácie jadra je takto navrhnutá indukčnosť tlmivky L_{LS} :

$$L_{LS} = N^2 \cdot A_L = 10^2 \cdot 13,5 \cdot 10^{-9} = 1,35 \mu\text{H} \quad (4.50)$$

Vlastnosťou železo-prachových jadier je pokles permeability v závislosti na intenzite magnetického poľa. Z uvedeného dôvodu je potrebné vypočítať intenzitu magnetického poľa, pomocou rovnice (4.51), ktorú udáva výrobca *Micrometals* v katalógovom liste [16]. Maximálny prúd tlmivkou $I_{T1(MAX)}$ je potrebné dosadiť v ampéroch, strednú dĺžku siločiar l_e v centimetroch.

$$H_{MAX} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{T1(MAX)}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 23,6}{6,49} = 45,7 \text{ Oe} \quad (4.51)$$

Následne podľa vzťahu udaného výrobcom [16] je vypočítaná hodnota permeability (v percentách), na ktorej sa zastaví pokles pri maximálnej intenzite magnetického poľa H_{MAX} daná rovnicou:

$$\% \mu_{MAX} = \frac{1}{a + b \cdot H_{MAX}^c} = \frac{1}{1 \cdot 10^{-2} + 1,83 \cdot 10^{-7} \cdot 45,7^{1,46}} = 99,52 \% \quad (4.52)$$

Pokles permeability je zanedbateľný, preto nie je nutné robiť závitovú korekciu. Vypočítanú indukčnosť L_{LS} je možné uvažovať ako konštantnú/nemennú v rámci celého rozsahu pretekajúcich prúdov. Špičková hodnota magnetickej indukcie je vypočítaná pomocou vzťahu:

$$B_{PK} = \frac{L_{LS} \cdot I_{T1(MAX)}}{N \cdot A_e} = \frac{1,35 \cdot 10^{-6} \cdot 23,6}{10 \cdot 0,659 \cdot 10^{-4}} = 0,048 \text{ T} \rightarrow 480 \text{ Gauss} \quad (4.53)$$

Na výpočet merných strát ΔP_m v jadre je použitý vzťah (4.54), ktorý udáva výrobca *Micrometals* [16]. Z uvedeného vzťahu vyplýva, že merné straty ΔP_m závisia od špičkovej hodnoty magnetickej indukcie a frekvencie. Z rovnice (4.54) získame výsledok v jednotke [mW/cm^3], preto je nutné dosadzovať veličiny nasledovne: ΔB [Gauss], f_{sw} [Hz].

$$\begin{aligned} \Delta P_m &= \frac{f_{sw}}{\frac{4 \cdot 10^9}{B_{PK}^3} + \frac{3 \cdot 10^8}{B_{PK}^{2,3}} + \frac{2,7 \cdot 10^6}{B_{PK}^{1,65}}} + 9,6 \cdot 10^{-16} \cdot B_{PK}^2 \cdot f_{sw}^2 = \\ &= \frac{100000}{\frac{4 \cdot 10^9}{480^3} + \frac{3 \cdot 10^8}{480^{2,3}} + \frac{2,7 \cdot 10^6}{480^{1,65}}} + 9,6 \cdot 10^{-16} \cdot 480^2 \cdot 100000^2 = 294 \text{ mW}/\text{cm}^3 \end{aligned} \quad (4.54)$$

Celkové straty v jadre ΔP_{jadro} sú získané vynásobením merných strát ΔP_m celkovým objemom jadra V .

$$\Delta P_{jadro} = \Delta P_m \cdot V = 294 \cdot 4,28 \doteq 1258 \text{ mW} \rightarrow 1,258 \text{ W} \quad (4.55)$$

Dimenzovanie vinutia tlmivky na primárnej strane:

Toroidné jadro *T106-2* svojim tvarom zabezpečuje veľmi dobrý odvod tepla z jeho povrchu a súčasne z navinutých vodičov. Z pohľadu veľkosti a tvaru jadra je zvolená prúdová hustota o hodnote $\sigma = 5 \text{ A/mm}^2$. Následne pomocou prúdu prechádzajúceho tlmivkou $I_{1(RMS)}$ získame celkový požadovaný prierez vodiča S_{Cu} – vzťah (4.56).

$$S_{Cu} = \frac{I_{1(RMS)}}{\sigma} = \frac{15,7}{5} = 3,14 \text{ mm}^2 \quad (4.56)$$

Priemer vodiča d_{Cu} určený z vypočítaného prierezu S_{Cu} :

$$d_{Cu} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{3,14}{\pi}} = 2 \text{ mm} \quad (4.57)$$

Na základe vypočítaných hodnôt S_{Cu} , d_{Cu} a pre splnenie podmienky uvažujúcej hĺbku vniku, danej v rovniciach (4.14) a (4.15), je pre praktickú realizáciu tlmivky vybraté vysokofrekvenčné medené lanko so 60 paralelnými vodičmi o priemere $d_{LS} = 0,2 \text{ mm}$. Finálne vinutie je tak z dôvodu splnenia požadovaného prierezu S_{Cu} , skonštruované pomocou dvoch paralelne vinutých lankových vodičov ($2 \times 60 \times 0,2 \text{ mm}$). Skutočný celkový prierez vodiča S_{CuLS} tak bude vyšší ako pôvodne vypočítaný S_{Cu} , čo sa prejaví na zníženej prúdovej hustote a teda nižšom tepelnom namáhaní.

$$S_{CuLS} = \frac{2 \cdot 60 \cdot \pi \cdot d_{LS}^2}{4} = 3,77 \text{ mm}^2 \quad (4.58)$$

Dĺžka vodiča l_{WLS} potrebná pre navinutie potrebných závitov ($N = 10$) s uvažovanou rezervou $l_R = 100 \text{ mm}$. Priemer jedného lankového vodiča je zaokrúhlené $d_{CuLS1} = 1,6 \text{ mm}$.

$$\begin{aligned} l_{WLS} &= N \cdot (OD - ID + 2 \cdot H_t + 4 \cdot d_{CuLS1}) + l_R = \\ &= 10 \cdot (27,43 - 13,97 + 2 \cdot 11,73 + 4 \cdot 1,6) + 100 \doteq 0,533 \text{ m} \end{aligned} \quad (4.59)$$

Odpor navinutých vodičov pri teplote okolia $\vartheta_0 = 20 \text{ }^\circ\text{C}$:

$$R_{WLS(20^\circ\text{C})} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_{WLS}}{S_{CuLS}} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,533}{3,77 \cdot 10^{-6}} = 2,5 \text{ m}\Omega \quad (4.60)$$

V rámci prevádzky tlmivky sa s jej zaťažením zvyšuje teplota, preto je odpor vodičov nutné prepočítať na zvolenú prevádzkovú teplotu. V porovnaní s teplotou okolia, uvažujeme pracovnú teplotu $\vartheta = 70 \text{ }^\circ\text{C}$, a teda oteplenie $\Delta\vartheta = 50 \text{ K}$.

$$\begin{aligned} R_{WLS(70^\circ\text{C})} &= R_{WLS(20^\circ\text{C})} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = \\ &= 2,5 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,004 \cdot 50) = 3 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4.61)$$

Straty vo vinutí tlmivky ΔP_{WLS} , ktoré sú spôsobené pretekajúcim prúdom $I_{1(RMS)}$, sa vypočítajú pomocou rovnice:

$$\Delta P_{WLS} = R_{WLS(70^\circ\text{C})} \cdot I_{1(RMS)}^2 = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 15,7^2 = 0,739 \text{ W} \quad (4.62)$$

Celkové straty ΔP_{Ls} v primárnej tlmivke sa rovnajú súčtu strát v jadre ΔP_{jadro} a vo vinutí ΔP_{WLS} . V stratách nie je uvažovaný skin-efekt a proximity-efekt.

$$\Delta P_{Ls} = \Delta P_{jadro} + \Delta P_{WLS} = 1,258 + 0,739 \doteq 2 \text{ W} \quad (4.63)$$

4.3.2 Návrh a dimenzovanie výstupnej tlmivky

Postup návrhu a výpočtov výstupnej tlmivky je veľmi podobný s *kapitolou 3.1*. Dôležité je si uvedomiť, že výstupnou tlmivkou preteká DC prúd a teda je jednosmerne sýtená. Frekvencia výstupného zvlnenia prúdu f_L je voči spínacej f_{sw} dvojnásobná. Jednosmerný výstupný prúd meniča, bez uvažovania zvlnenia dosahuje najväčšej hodnoty $I_{OUT} = 50 \text{ A}$. Voľba výstupného zvlnenia prúdu sa v praxi volí v rozsahu od 10 do 40 %.

V rámci PSFB meniča, je zvolených 30 % z hodnoty výstupného prúdu I_{OUT} .

$$\Delta I_{Lout} = 0,3 \cdot I_{OUT} = 0,3 \cdot 50 = 15 \text{ A} \quad (4.64)$$

Hodnota maximálneho (špičkového) prúdu výstupnou tlmivkou I_{Lout_MAX} :

$$I_{Lout_MAX} = I_{OUT} + \frac{\Delta I_{Lout}}{2} = 50 + \frac{15}{2} = 57,5 \text{ A} \quad (4.65)$$

Minimálna hodnota prúdu výstupnou tlmivkou I_{Lout_MIN} :

$$I_{Lout_MIN} = I_{OUT} - \frac{\Delta I_{Lout}}{2} = 50 - \frac{15}{2} = 42,5 \text{ A} \quad (4.66)$$

Pri výpočte minimálnej indukčnosti vychádzame z teoreticky najkritickejšieho prípadu a to maximálnej striedy $s_{max} = 0,5$. V tomto kritickom bode je zvlnenie výstupného prúdu najvyššie.

$$L_{Lout_vyp} = \frac{U_{OUT_MAX} \cdot (1 - s_{max})}{\Delta I_{Lout} \cdot f_L} = \frac{40 \cdot (1 - 0,5)}{15 \cdot 200000} = 6,66 \text{ } \mu\text{H} \quad (4.67)$$

Výber jadra a konštrukčný návrh tlmivky:

Pre konštrukciu výstupnej tlmivky je vybrané jadro od výrobcu *KDM Magnetics*. Konkrétne sa jedná o železo-prachové jadro s označením *KAH130-060A* a jeho parametre sú uvedené v *tabulke 4.6* [9]. V *kapitole 3.1* je uvedený podrobnejší popis vlastností železo-prachových jadier *KAH*.

Prvotný výpočet závitov N pre zvolené jadro bez uvažovania poklesu permeability jadra v závislosti od intenzity magnetického poľa (bez poklesu A_L):

$$N = \sqrt{\frac{L_{Lout_vyp}}{A_L}} = \sqrt{\frac{6,66 \cdot 10^{-6}}{61 \cdot 10^{-9}}} = 10,44 \doteq 11 \text{ závitov} \quad (4.68)$$

Tabuľka 4.6 Parametre jadra KAH130-060A

Parameter	Značka	Hodnota	Jednotka
Vonkajší priemer jadra	OD	33,83	[mm]
Vnútorný priemer jadra	ID	19,30	[mm]
Výška jadra	Ht	11,61	[mm]
Stredná dĺžka siločiar	l_e	8,150	[cm]
Prierez jadra	A_e	0,672	[cm ²]
Objem jadra	V	5,480	[cm ³]
Permeabilita	μ	60	[-]
Závitová konštanta	A_L	61	[nH/N ²]

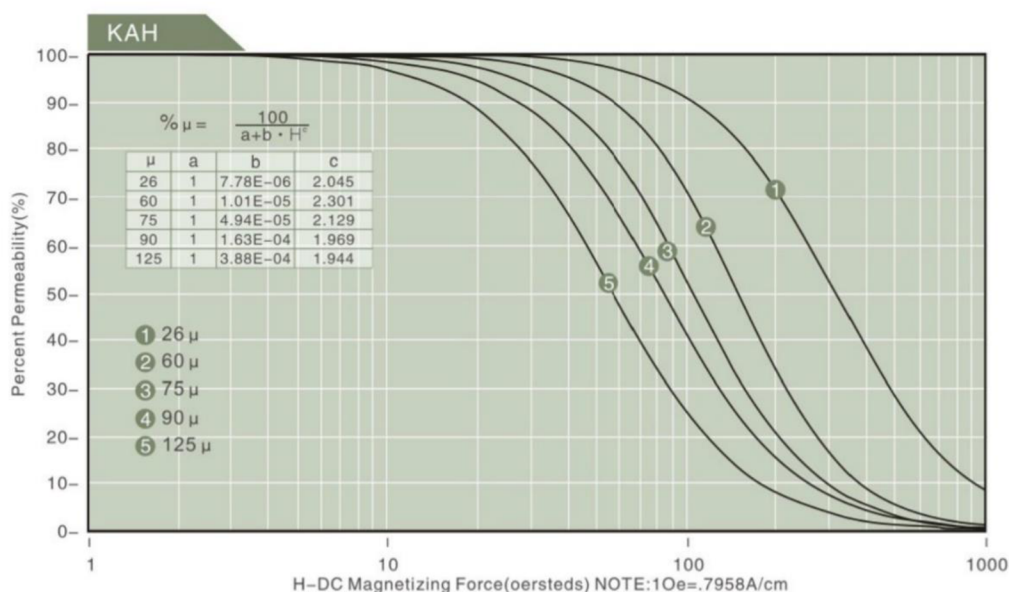
V stave nulovej magnetizácie jadra jednosmerným prúdom je takto navrhnutá indukčnosť tlmivky $L_{Lout(I=0)}$:

$$L_{Lout(I=0)} = N^2 \cdot A_L = 11^2 \cdot 61 \cdot 10^{-9} = 7,38 \mu\text{H} \quad (4.69)$$

Ako už bolo spomínané v kapitole 3.1 a 4.3.1, vlastnosťou železo-prachových jadier, je pokles permeability v závislosti na intenzite magnetického poľa. Z uvedeného dôvodu, by pri plnom zaťažení meniča, mohla indukčnosť takto navrhnutej tlmivky poklesnúť pod minimálnu požadovanú hodnotu. Preto je potrebné vykonať overovací výpočet.

Pre zistenie hodnoty poklesu je potrebné vypočítať maximálnu hodnotu intenzity magnetického poľa pomocou vzťahu (4.70), ktorý udáva výrobca *KDM Magnetics* v katalógovom liste [9]. Maximálny prúd výstupnou tlmivkou I_{Lout_MAX} je potrebné dosadiť v ampéroch, strednú dĺžku siločiar l_e v centimetroch.

$$H_{MAX} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{Lout_MAX}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 11 \cdot 57,5}{8,15} = 97,52 \text{ Oe} \quad (4.70)$$



Obrázok 4.1 Závislosť permeability jadra na intenzite mag. poľa [prevzaté z 9]

Maximálna magnetizácia jednosmerným prúdom spôsobí najväčší pokles permeability jadra. Tento pokles je definovaný vzťahom znázorneným na *obrázku 4.1*.

$$\% \mu_{MAX} = \frac{100}{a + b \cdot H_{MAX}^c} = \frac{100}{1 + 1,01 \cdot 10^{-5} \cdot 97,52^{2,301}} = 72,4 \% \quad (4.71)$$

Vzťahom (4.71) je daná percentuálna hodnota, na ktorú poklesne permeabilita jadra pri plnom zaťažení meniča. Výsledkom je približne 28 % pokles pôvodne vypočítanej indukčnosti v rovnici (4.69). Takto navrhnutá tlmivka by v najkritickejších podmienkach nespĺňala minimálnu požadovanú hodnotu indukčnosti ($5,34 \mu\text{H} < 6,66 \mu\text{H}$), preto je nutné vykonať navýšenie počtu závitov na $N = 14$. Pre upravený počet závitov, je rovnakým spôsobom ako v rovniciach (4.69) až (4.71) vykonaný výpočet, ktorého výsledky sumarizuje *tabuľka 4.7*.

Tabuľka 4.7 Prepočítané veličiny pre navýšený počet závitov

Označenie	Hodnota	Jednotka
N	14	[-]
$L_{Lout(I=0)}$	11,96	[μH]
H_{MAX}	124,12	[Oe]
$\% \mu_{MAX}$	60,09	[%]

Nasledujúcou podmienkou, ktorú udáva vzťah (4.72), je overené či indukčnosť výstupnej tlmivky s navýšeným počtom závitov neklesne pri najhorších podmienkach pod žiadanú minimálnu hodnotu.

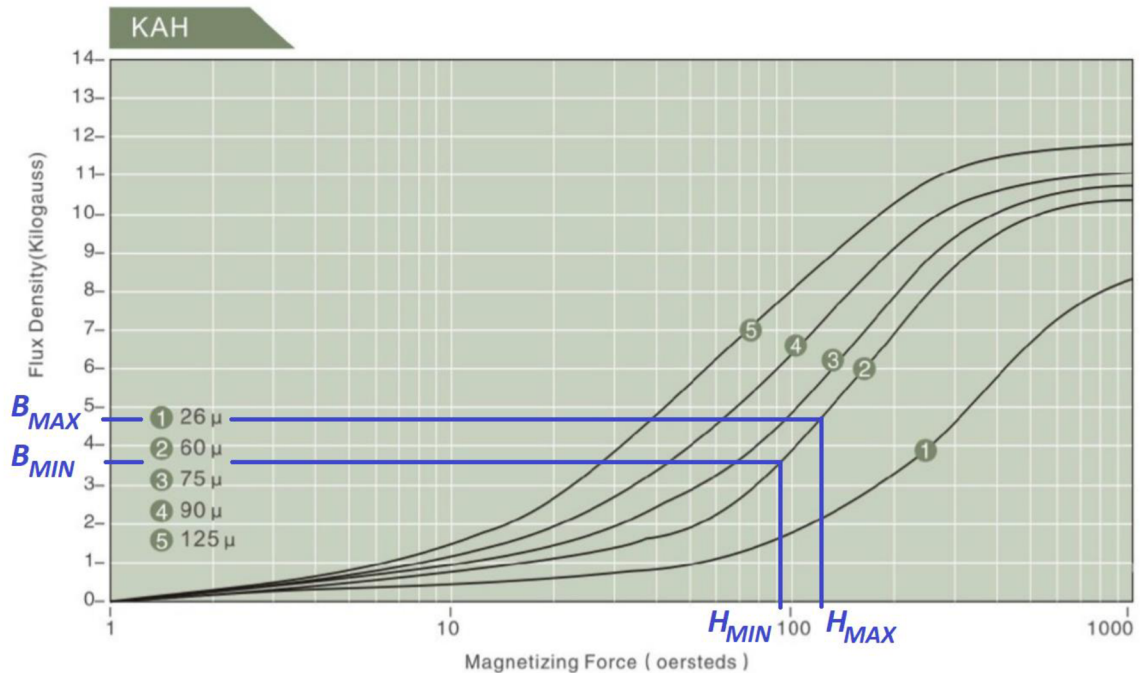
$$L_{Lout(I_{Lout_MAX})} = N^2 \cdot A_L \cdot \frac{\% \mu_{MAX}}{100} > L_{Lout_vyp} \quad (4.72)$$

$$L_{Lout(I_{Lout_MAX})} = 14^2 \cdot 61 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{60,09}{100} = 7,18 \mu\text{H} > 6,66 \mu\text{H}$$

Pre určenie strát v jadre navrhnutej výstupnej tlmivky s počtom závitov $N = 14$, je potrebné určiť okrem maximálnej intenzity magnetického poľa H_{MAX} (*tabuľka 4.7*), aj minimálnu H_{MIN} .

$$H_{MIN} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I_{Lout_MIN}}{l_e} = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot 14 \cdot 42,5}{8,15} = 91,74 \text{ Oe} \quad (4.73)$$

Následne na základe vypočítaných intenzít magnetického poľa H_{MAX} a H_{MIN} , je z BH-krivky (*obrázok 4.2*), ktorú udáva výrobca v katalógovom liste [9], odčítaním určená maximálna a minimálna hodnota magnetickej indukcie B_{MAX} a B_{MIN} potrebná pre výpočet zdvihu magnetickej indukcie ΔB .



Obrázok 4.2 BH-krivka jadra tlmivky KAH (prevzaté z [9])

Zdvih magnetickej indukcie ΔB je určený rovnicou:

$$\Delta B = B_{MAX} - B_{MIN} = 4,7 - 3,6 = 1,1 \text{ kGauss} \quad (4.74)$$

Na výpočet merných strát ΔP_m v jadre je použitý vzťah (4.75), ktorý udáva výrobca *KDM Magnetics* [9]. Z uvedeného vzťahu vyplýva, že merné straty ΔP_m závisia od mag. zdvihu a frekvencie zvlňenia prúdu. Z rovnice (4.75) získame výsledok v jednotke [mW/cm³], preto je nutné dosadzovať veličiny nasledovne: ΔB [kGauss], f_L [kHz].

$$\begin{aligned} \Delta P_m &= \left(\frac{\Delta B}{2}\right)^{2,256} \cdot (3,103 \cdot f_L + 0,097 \cdot f_L^{1,766}) = \\ &= \left(\frac{1,1}{2}\right)^{2,256} \cdot (3,103 \cdot 200 + 0,097 \cdot 200^{1,766}) = 452 \text{ mW/cm}^3 \end{aligned} \quad (4.75)$$

Celkové straty v jadre ΔP_{jadro} sú získané vynásobením merných strát ΔP_m celkovým objemom jadra V .

$$\Delta P_{jadro} = \Delta P_m \cdot V = 452 \cdot 5,48 \doteq 2477 \text{ mW} \rightarrow 2,477 \text{ W} \quad (4.76)$$

Dimenzovanie vinutia výstupnej tlmivky:

Vybraté jadro výstupnej tlmivky *KAH130-060A* má toroidný tvar, vďaka čomu je postup návrhu vinutia rovnaký ako v prípade tlmivky na primárnej strane (*kapitola 4.3.1*). Toroidné jadro, vďaka svojmu tvaru a rozloženiu vinutia, má dobrý odvod tepla do okolia.

Nasledujúcimi vzťahmi (4.77) až (4.84) je vykonané dimenzovanie vinutia s ohľadom na najkritickejšie podmienky a výpočet stratového výkonu. Z pohľadu veľkosti a tvaru jadra je zvolená prúdová hustota o hodnote $\sigma = 7 \text{ A/mm}^2$.

Pomocou prúdu prechádzajúceho tlmivkou I_{OUT} získame celkový požadovaný prierez vodiča S_{Cu} rovnicou:

$$S_{Cu} = \frac{I_{OUT}}{\sigma} = \frac{50}{7} = 7,14 \text{ mm}^2 \quad (4.77)$$

Priemer vodiča d_{Cu} určený z vypočítaného prierezu S_{Cu} :

$$d_{Cu} = 2 \cdot \sqrt{\frac{S_{Cu}}{\pi}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{7,14}{\pi}} = 3,02 \text{ mm} \quad (4.78)$$

Pre praktickú realizáciu tlmivky je vybraté vysokofrekvenčné medené lanko so 120 paralelnými vodičmi o priemere $d_{Lout} = 0,2$ mm. Finálne vinutie je tak z dôvodu splnenia požadovaného prierezu S_{Cu} , skonštruované pomocou dvoch paralelne vinutých lankových vodičov ($2 \times 120 \times 0,2$ mm). Skutočný celkový prierez vodiča S_{CuLout} tak bude vyšší ako pôvodne vypočítaný S_{Cu} , čo sa prejaví na zníženej prúdovej hustote a teda nižšom tepelnom namáhaní.

$$S_{CuLout} = \frac{2 \cdot 120 \cdot \pi \cdot d_{LS}^2}{4} = 7,54 \text{ mm}^2 \quad (4.79)$$

Dĺžka vodiča l_{WLout} potrebná pre navinutie potrebných závitov ($N = 14$) s uvažovanou rezervou $l_R = 100$ mm. Priemer jedného lankového vodiča je zaokrúhlené $d_{CuLout1} = 2,2$ mm.

$$\begin{aligned} l_{WLout} &= N \cdot (OD - ID + 2 \cdot H_t + 4 \cdot d_{CuLout1}) + l_R = \\ &= 14 \cdot (33,83 - 19,30 + 2 \cdot 11,61 + 4 \cdot 2,2) + 100 \doteq 0,751 \text{ m} \end{aligned} \quad (4.80)$$

Odpor navinutých vodičov pri teplote okolia $\vartheta_0 = 20$ °C:

$$R_{WLout(20^\circ C)} = \rho_{Cu20} \cdot \frac{l_{WLout}}{S_{CuLout}} = 1,75 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,751}{7,54 \cdot 10^{-6}} = 1,74 \text{ m}\Omega \quad (4.81)$$

V rámci prevádzky tlmivky sa s jej zaťažením zvyšuje teplota, preto je odpor vodičov nutné prepočítať na zvolenú prevádzkovú teplotu. V porovnaní s teplotou okolia, uvažujeme pracovnú teplotu $\vartheta = 70$ °C, a teda oteplenie $\Delta\vartheta = 50$ K.

$$\begin{aligned} R_{WLout(70^\circ C)} &= R_{WLout(20^\circ C)} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) = \\ &= 1,74 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 0,004 \cdot 50) = 2,01 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (4.82)$$

Straty vo vinutí tlmivky ΔP_{WLout} , ktoré sú spôsobené pretekajúcim prúdom I_{OUT} , sa vypočítajú pomocou rovnice:

$$\Delta P_{WLout} = R_{WLout(70^\circ C)} \cdot I_{OUT}^2 = 2,01 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2 = 5,025 \text{ W} \quad (4.83)$$

Celkové straty výstupnej tlmivky ΔP_{Lout} , sa skladajú zo stratového výkonu vznikajúceho v jadre ΔP_{jadro} a strát vo vinutí ΔP_{WLout} .

$$\Delta P_{Lout} = \Delta P_{jadro} + \Delta P_{WLout} = 2,477 + 5,025 \doteq \mathbf{7,5 \text{ W}} \quad (4.84)$$

4.4 Výber a dimenzovanie kondenzátorov

Kondenzátory zabezpečujú zníženie zvlnenia napätia, filtráciu a zásobník náboja pre skokové zmeny záťaže. Rovnako ako v kapitole 3.4, je vstup meniča zapojený na výstup napájacieho zdroja s veľkou výstupnou kapacitou. Z uvedeného dôvodu sú použité rovnaké vstupné filmové kondenzátory ako pri prekladanom zvyšujúcom meniči. Konkrétne sú na vstupe meniča zapojené dva kusy kondenzátorov od výrobcu *TDK - MKT B32524R3106* (10 $\mu\text{F}/250\text{ V}$) v paralelnom zapojení.

Výstup meniča musí disponovať vysokou kapacitou, ktorá je v praxi zabezpečovaná formou elektrolytických kondenzátorov. Súčasne bývajú doplnené keramickými kondenzátormi s nízkou hodnotou ESR. Výstupné zvlnenie napätia je stanovené na hodnotu $\Delta U_{OUT} = 10\text{ mV}$. Minimálnu výstupnú kapacitu určuje rovnica (4.85):

$$C_{OUT(MIN)} = \frac{U_{OUT_MAX} \cdot (1 - s_{max})}{8 \cdot f_L^2 \cdot L_{Lout_vyp} \cdot \Delta U_{OUT}} = \frac{40 \cdot (1 - 0,5)}{8 \cdot 200^2 \cdot 6,66 \cdot 10^{-6} \cdot 0,01} = 938\ \mu\text{F} \quad (4.85)$$

Výstupnú kapacitu v meniči tvoria tri paralelne zapojené elektrolytické kondenzátory, kde každý z nich má parametre 1200 $\mu\text{F}/63\text{ V}$. Konkrétne sú od spoločnosti *NICHICON - LGY1J122MELZ25 (longlife)*.

Overenie podmienky rezonancie výstupného LC-filtra podľa Thomsonovho vzťahu udáva rovnica (4.86). Z podmienky vyplýva, že medzná frekvencia takto navrhnutého filtra je hlboko pod pracovnou frekvenciou (990 Hz \ll 200000 Hz), čo je žiadaný stav.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{OUT} \cdot C_{OUT}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{7,18 \cdot 10^{-6} \cdot 3600 \cdot 10^{-6}}} = 990\text{ Hz} \quad (4.86)$$

Straty na kondenzátoroch:

V teoreticky najhoršom prípade kedy je menič zaťažený najväčším výstupným prúdom sú vstupné kondenzátory namáhané efektívnou hodnotou prúdu zjednodušene vypočítanou vzťahom (4.87) – uvažované obdĺžnikové priebehy.

$$I_{CinRMS} = \frac{I_{1(MAX)}}{2} = \frac{23,6}{2} = 11,8\text{ A} \quad (4.87)$$

Celkové straty na dvojici paralelne zapojených vstupných filmových kondenzátorov udáva vzťah (4.88). Hodnotu ekvivalentného sériového odporu $R_{ESRCin1}$, ktorú poskytuje výrobca je nutné podeliť počtom paralelne zapojených kondenzátorov.

$$\Delta P_{Cin} = \frac{R_{ESRCin1}}{n_{Cin}} \cdot I_{CinRMS}^2 = \frac{0,012}{2} \cdot 11,8^2 = 0,83\text{ W} \quad (4.88)$$

Výstupné kondenzátory sú namáhané prúdom, ktorý má trojuholníkový tvar. Jeho efektívna hodnota je daná vzťahom:

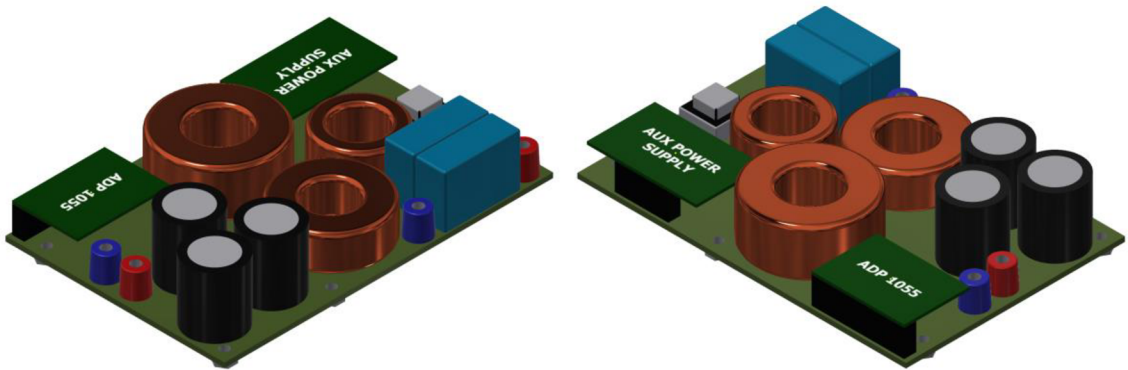
$$I_{CoutRMS} = \frac{\Delta I_{Lout}}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{15}{2 \cdot \sqrt{3}} = 4,33\text{ A} \quad (4.89)$$

Celkové straty na trojici výstupných kondenzátorov zapojených paralelne sú vypočítané pomocou vzťahu (4.90). Hodnotu sériového ekvivalentného odporu $R_{ESRCout1}$ uvádza výrobca *NICHICON*.

$$\Delta P_{Cout} = \frac{R_{ESRCout1}}{n_{Cout}} \cdot I_{CoutRMS}^2 = \frac{0,1}{3} \cdot 4,33^2 = 0,63 \text{ W} \quad (4.90)$$

4.5 Prvotná vizualizácia meniča a rozloženie komponentov

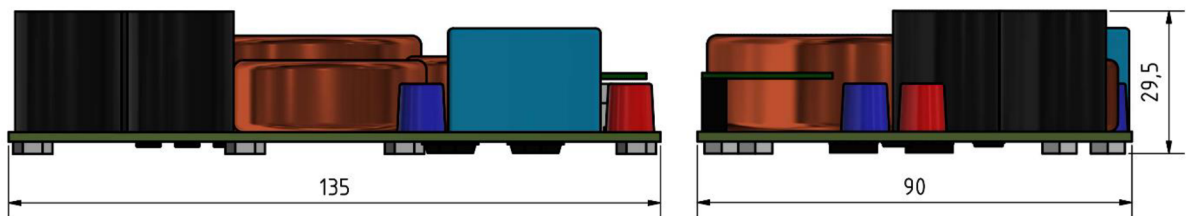
Na *obrázku 4.3* je znázornená prvotná jednoduchá vizualizácia, ktorá je vytvorená v softvéri *Autodesk Inventor* s cieľom získať predstavu o približných rozmeroch meniča. Pri jej tvorbe sú použité reálne rozmery navrhnutých komponentov v *kapitolách 4.1* až *4.4*.



Obrázok 4.3 Prvotná vizualizácia priepustného meniča s plným mostíkom (PSFB)

Na vrchnej strane DPS sa nachádzajú tlmičky, transformátor, vstupné a výstupné kondenzátory. Na konektoroch je pripojená uvažovaná riadiaca DPS a pomocný zdroj. Spínacie prvky plného mostíka a synchronného usmerňovača sa nachádzajú na spodnej strane. Vizualizácia nie je vytvorená na základe reálneho návrhu DPS, z čoho vyplýva, že v prípade skutočnej realizácie meniča, môže dôjsť k premiestneniu komponentov alebo iným úpravám. Dôležitým bodom je splnenie maximálnych zadaných rozmerov.

Orientačné rozmery získané z vizualizácie sú okótované na *obrázku 4.4*. Zadaním určené maximálne konštrukčné rozmery sú 150 mm x 145 mm x 42 mm. Podľa vizualizácie je táto požiadavka s dostatočnou rezervou splnená.

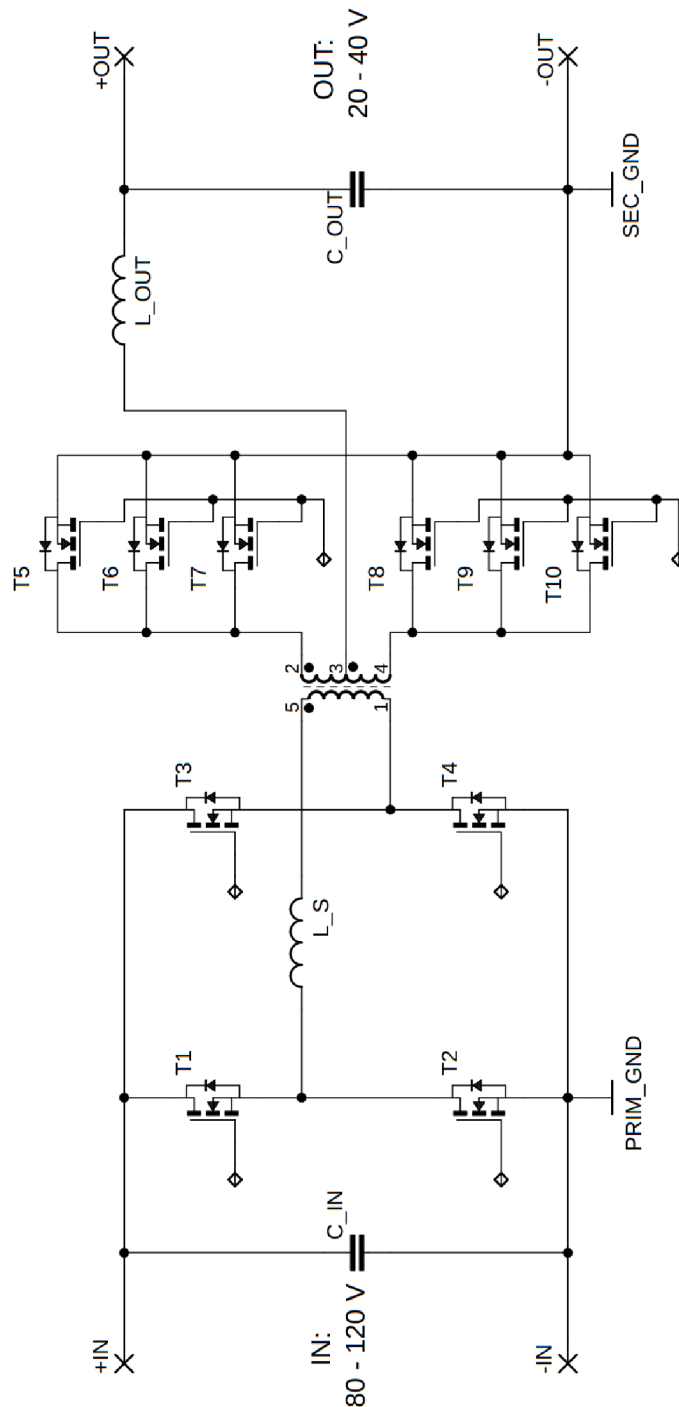


Obrázok 4.4 Základné rozmery priepustného meniča s plným mostíkom (PSFB)

V rámci tvorby vizualizácie uvažujeme chladiacu platňu, ktorá je spoločná pre navrhnutý menič DC/DC menič a zároveň aj napájací zdroj. Chladiaca platňa bude ofukovaná ventilátorom o rozmeroch 92 mm x 92 mm x 32 mm. Tento ventilátor je spoločný pre celú zostavu napájacieho zdroja aj navrhnutého DC/DC meniča.

4.6 Schéma silovej časti dvojčinného priepustného DC/DC meniča (PSFB)

Principiálna schéma na *obrázku 4.5* zobrazuje silovú časť dvojčinného priepustného DC/DC meniča s plným mostíkom na primárnej strane a uzlovým synchronným usmerňovačom na sekundárnej strane. Na základe danej schémy je realizovaný výpočet a návrh jednotlivých komponentov.



Obrázok 4.5 Principiálna silová schéma pre dvojčinný priepustný menič (PSFB)

5 POROVNANIE NAVRHNUTÝCH MENIČOV

Po komplexných návrhoch silových častí oboch vybratých meničov nasleduje ich porovnanie a výber výhodnejšej topológie pre praktickú realizáciu. Hlavnými aspektami sú výkonové straty, konštrukčné rozmery, prevedenie a cena.

Prístup návrhu jednotlivých meničov zhrnutý v *kapitolách 3 a 4*, je odlišný keďže sa jedná o rozdielne topológie meničov. Preto pri porovnaní z hľadiska stratového výkonu, je nutné zvoliť v rámci celej aplikácie určitý menovitý bod, pre ktorý budú ich straty a vlastnosti porovnávané. Za menovitý bod sú považované parametre udané v *tabuľke 5.1*.

Tabuľka 5.1 Menovité hodnoty pre navrhnuté DC/DC meniče

Veličina	Prekladaný zvyšujúci menič	Dvojčinný priepustný menič
Vstupné napätie U_{IN}	100 V	100 V
Výstupné napätie U_{OUT}	130 V	30 V
<i>Na záťaži bude v oboch prípadoch celkové napätie 130 V</i>		

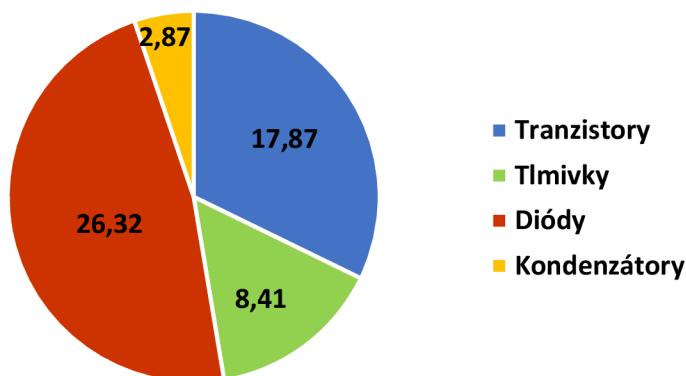
V nasledujúcej *tabuľke 5.2* sú uvedené straty pre prekladaný zvyšujúci menič vypočítané v *kapitole 3*. Celkové straty meniča sú na úrovni $\Delta P_{BOOST} = 55,47$ W.

Tabuľka 5.2 Jednotlivé stratové výkony pre prekladaný zvyšujúci DC/DC menič

Komponent	Označenie	Hodnota	Jednotka
Tlmivky	ΔP_{L_SUM}	8,41	[W]
Tranzistory	ΔP_{T_SUM}	17,87	[W]
Diódy	ΔP_{D_SUM}	26,32	[W]
Kondenzátory	ΔP_{C_SUM}	2,87	[W]
Suma strát	ΔP_{BOOST}	55,47	[W]

Na *obrázku 5.1* je znázornené rozloženie stratových výkonov jednotlivých komponentov v prekladanom zvyšujúcom DC/DC meniči.

Celkové straty prekladaného zvyšujúceho meniča



Obrázok 5.1 Grafický sumár strát prekladaného zvyšujúceho meniča

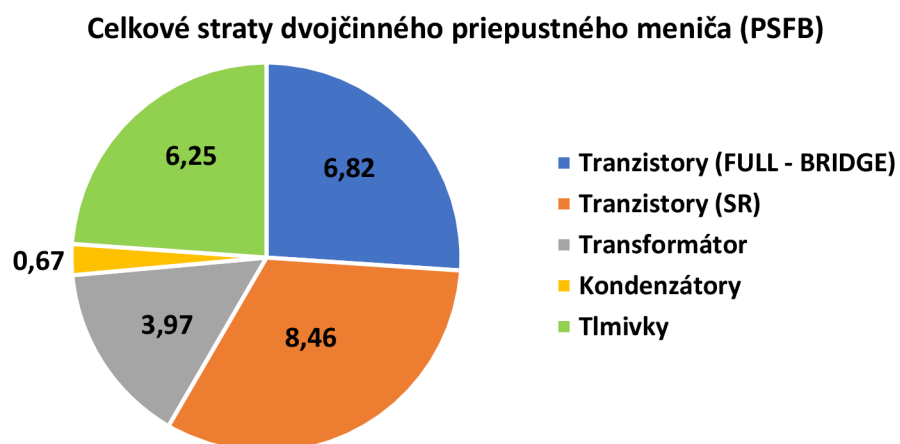
Najstratovejším prvkom v navrhnutom STEP-UP meniči sú diódy. Tu sa ponúka použitie synchronného usmerňovača, avšak museli by byť použité veľmi rýchle a kvalitné tranzistory s rýchlou internou diódou. Takéto tranzistory sa pohybujú vo vyšších cenových kategóriách, čiže by menič predražili, dokonca stratový benefit by nebol až taký vysoký v porovnaní s diódami. Naviac, použitím diód sa znížia nároky na riadenie a môžu plniť aj funkciu O-RING obvodu.

V kapitole 4 je určený stratový výkon dvojčinného priepustného DC/DC meniča (PSFB) pre najkritickejší prípad, čo je vhodné z pohľadu celkového dimenzovania a prístupu, ktorým je daný menič navrhovaný. Avšak v rámci porovnania so zvyšujúcim meničom, je nutné jednotlivé stratové výkony prepočítať na určený menovitý bod. Takto prepočítané stratové výkony jednotlivých komponentov sú zhrnuté v tabuľke 5.3. Celkové straty meniča sú na úrovni $\Delta P_{PSFB} = 26,17 \text{ W}$.

Tabuľka 5.3 Jednotlivé stratové výkony pre dvojčinný priepustný DC/DC menič

Komponent	Označenie	Hodnota	Jednotka
Transformátor	ΔP_{TR}	3,97	[W]
Tlmivky	ΔP_{L_SUM}	6,25	[W]
Tranzistory FB	ΔP_{FB}	6,82	[W]
Tranzistory SR	ΔP_{SR}	8,46	[W]
Kondenzátory	ΔP_{C_SUM}	0,67	[W]
Suma strát	ΔP_{PSFB}	26,17	[W]

V rámci lepšej vizuálnej predstavy strát v meniči je vytvorený graf, ktorý je znázornený na obrázku 5.2. Na prvý pohľad je vidieť, rovnomernejšie rozloženie strát v porovnaní so zvyšujúcim meničom. Najstratovejším prvkom v dvojčinnom priepustnom meniči pre zadaný menovitý bod sú tranzistory v synchronnom usmerňovači, ktorým sekundujú tranzistory v plnom mostíku.



Obrázok 5.2 Grafický sumár strát dvojčinného priepustného meniča

Z pohľadu výkonových strát je výhodnejší dvojčinný priepustný menič. Druhou veľkou výhodou je, že nemusíme prenášať celý výkon zdroja.

V *tabuľke 5.4* sú zosumarizované predpokladané konštrukčné rozmery meniča, ktoré sú navrhnuté v rámci jednotlivých vizualizácií. Súčasťou tabuľky je aj výsledná cena, v ktorej sú zahrnuté najmä komponenty silovej časti, doska plošných spojov a časť nákladov na riadiace časti meničov. Finálne trhové a predajné sumy meničov by boli rozhodne vyššie (rôzne merania, certifikáty, zisk).

Tabuľka 5.4 Konštrukčné rozmery a cena navrhnutých meničov

Parameter	Jednotka	Prekladaný zvyšujúci menič	Dvojčinný priepustný menič
Rozmery DPS (d x š x v)	[mm]	145 x 115 x 40	135 x 90 x 29,5
Objem meniča	[cm ³]	667	358,4
<i>Maximálne možné konštrukčné rozmery: 150 mm x 145 mm x 42 mm</i>			
Cena		47,6 €	61,5 €

Z porovnania v rámci konštrukčných rozmerov a objemu navrhnutých meničov vyplýva, že oba spĺňajú podmienku zadaných maximálnych možných rozmerov. Opäť je však vo výhode dvojčinný priepustný menič, ktorý má menšie rozmery. Prekladaný zvyšujúci menič je však lacnejší a jednoduchší.

Finálna sumarizácia jednotlivých plusov a mínusov, podľa ktorej je vybraný menič pre praktickú realizáciu je zobrazená v *tabuľke 5.5*.

Tabuľka 5.5 Porovnávací sumár navrhnutých meničov (lepší variant označený zeleným)

Parameter	Jednotka	Prekladaný zvyšujúci menič	Dvojčinný priepustný menič
Stratový výkon	[W]	55,47	26,17
Rozmery meniča	[mm]	145 x 115 x 40	135 x 90 x 29,5
Objem meniča	[cm ³]	667	358,4
Cena meniča	-	47,6 €	61,5 €
Celkový výstupný napätový rozsah v rámci celej aplikácie	[V]	80 – 140 V	80 – 160 V

V rámci celkového zhodnotenia, vykazuje viac plusov dvojčinný priepustný menič, ktorý má nižšie straty, menšie rozmery, objem a v konečnej aplikácii spolu s napájacím zdrojom ponúka širší rozsah výstupných napätí. Jeho nevýhodou je vyššia cena a zložitosť zariadenia. Po analýze uvedených výsledkov, je pre praktickú realizáciu vybraná izolovaná topológia – dvojčinný priepustný menič s mäkkým spínaním (PSFB) a s výkonom 1 kW.

6 NÁVRH RIADIACEJ ČASTI DVOJČINNÉHO PRIEPUSTNÉHO DC/DC MENIČA

Predchádzajúce kapitoly sa zaoberali analýzou, návrhom a porovnaním DC/DC meničov, ktoré boli vybraté podľa zadanej aplikácie. Na základe výsledkov zo zhrňujúcej kapitoly 5 je pre praktickú realizáciu vybratý dvojčinný priepustný menič s plným mostíkom na primárnej strane a synchronným usmerňovačom na sekundárnej strane (PSFB).

Silová obvodová časť meniča je navrhnutá a dimenzovaná v kapitole 4, preto v nasledujúcich kapitolách je opísaný návrh riadiacich a pomocných obvodov. Kompletný návrh sa odvoláva na schému, ktorá je pre jej veľkú priestorovú náročnosť znázornená v prílohe A. V nasledujúcich návrhoch jednotlivých obvodových častí bude však vždy zobrazený potrebný úsek schémy.

6.1 Riadiace a pomocné obvody meniča

Navrhnutý dvojčinný priepustný menič s plným mostíkom na primárnej a synchronným usmerňovačom na sekundárnej strane je výhodné riadiť pomocou digitálnych kontrolérov, ktoré sú moderným trendom v návrhu priemyselných zdrojov a meničov. Veľkým plusom v porovnaní s analógovými kontrolérmi je jednoduchá a rýchla zmena parametrov v riadiacej časti meniča bez potreby zdĺhavej výmeny komponentov pomocou spájkovacej stanice. Ďalšou výhodou je menšia priestorová náročnosť. Nevýhodou sú vyššie nároky na softvérové riešenie a samotné programovanie. Popisu a návrhu riadiacich obvodov meniča sa venujú nasledujúce podkapitoly.

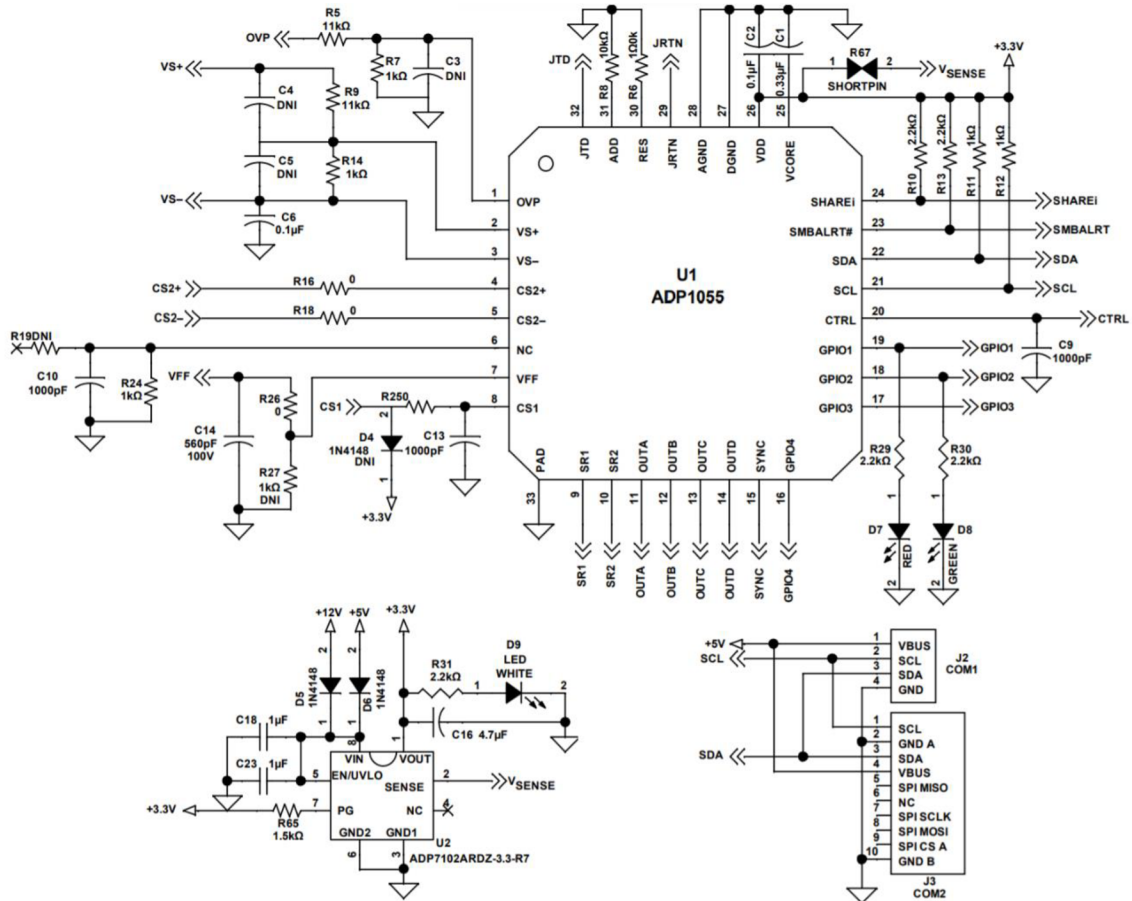
6.1.1 Riadiaca karta s ADP1055

Návrh riadiacich obvodov výrazne zjednodušuje použitie riadiacej karty s digitálnym kontrolérom *ADP1055* od spoločnosti *Analog Devices* [17]. Výrobca spomínanú kartu označuje názvom *Daughter card ADP1055*. Karta sa vyznačuje malými rozmermi 38 x 27 mm a jej DPS je navrhnutá v štyroch vrstvách.

Jej hlavným komponentom je digitálny kontrolér *ADP1055*, využívaný pre riadenie zo sekundárnej strany, ktorý zabezpečuje PWM pre H-mostík na primárnej strane a rovnako tak synchronný usmerňovač na sekundárnej strane. Spínacia frekvencia je nastaviteľná v rozsahu 48 kHz až 1 MHz.

Kontrolér zároveň poskytuje nastaviteľný deadtime, snímanie vstupného, výstupného prúdu a napätia. Vyznačuje sa ochrannými funkciami proti nadprúdu (OCP), prepätiu (OVP), podpätiu (UVLO) a proti prekročeniu nastavenej teploty (OTP). Obsahuje programovateľnú regulačnú slučku. Plusom sú integrované funkcie soft-start a soft-stop. Digitálny kontrolér *ADP1055* je vyrábaný v 32 pinovom puzdre LFCSP o veľmi malých rozmeroch 5 x 5 mm. Na riadiacej karte je napájaný pomocou 3,3 V lineárneho stabilizátora *ADP7102*.

Na obrázku 6.1 je znázornená základná schéma použitej riadiacej karty podľa, ktorej sú navrhované externé obvody pre snímanie vstupných a výstupných veličín. Pri návrhu obvodového riešenia je využívaná katalógová dokumentácia [17] a [18].



Obrázok 6.1 Zapojenie riadiacej karty s ADP1055 (upravené z [18])

Na schéme v ľavej dolnej časti je zapojenie lineárneho stabilizátora *ADP7102*, ktorý vytvára napájacie napätie pre kontrolér o hodnote 3,3 V z 12 V alebo 5 V hladiny zabezpečovanej pomocným zdrojom (kapitola 7). V okamihu, keď sa na výstupe lineárneho stabilizátora objaví požadovaná napäťová hladina, rozsvieti sa signalizačná LED dióda (D9).

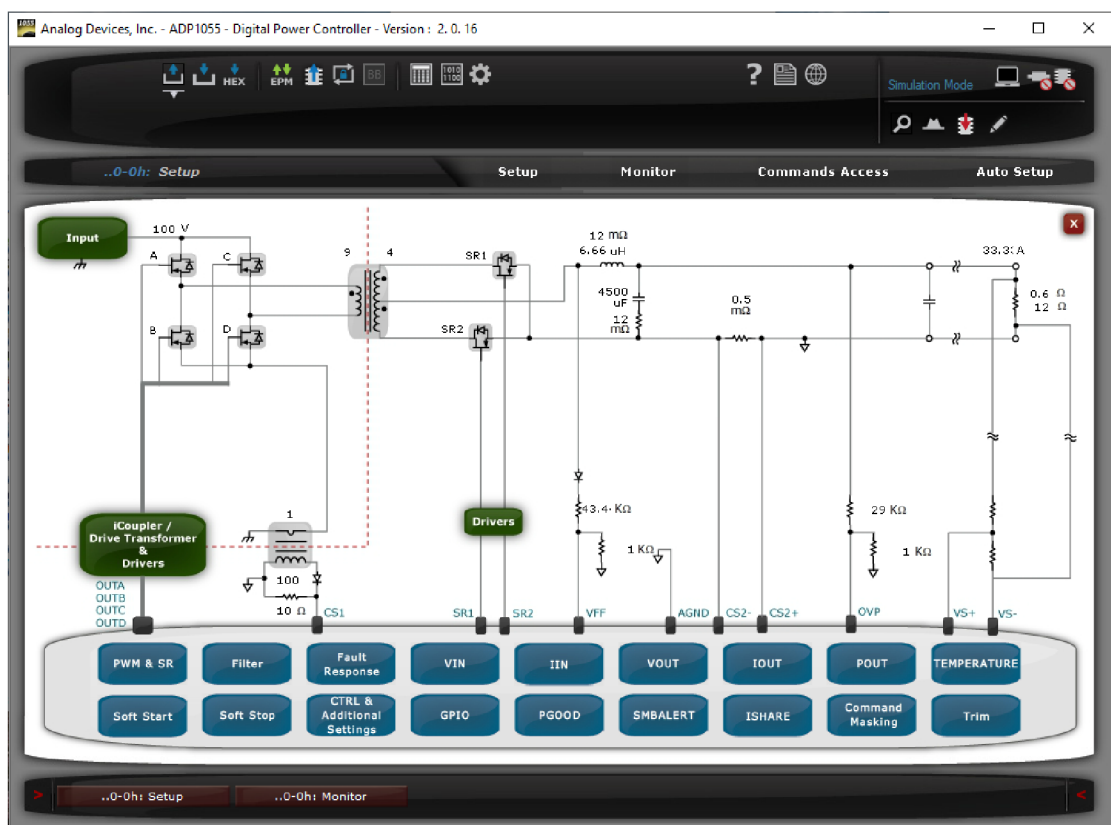
V pravej dolnej časti schémy na obrázku 6.1 je zapojenie komunikačných konektorov J1-COM1 a J2-COM2. Výrobca *Analog Devices* pre uľahčenie používania digitálneho kontroléra a jeho programovania poskytuje grafické užívateľské rozhranie – *ADP GUI*, pomocou ktorého je možné kontrolér jednoducho prispôsobiť podľa svojich požiadaviek. *ADP GUI* je dostupný k stiahnutiu na oficiálnych stránkach výrobcu. Na komunikáciu medzi USB portom počítača (*ADP GUI*) a riadiacou kartou výrobca používa obojsmernú I²C linku.

Všetky vstupy a výstupy digitálneho kontroléra sú na riadiacej karte privedené na 30 pinový konektor, pomocou ktorého je pripojená k hlavnému meniču.

Na obrázku 6.2 je vyobrazená ukážka grafického užívateľského prostredia *ADP GUI*. Konkrétne sa jedná už o nastavenie pre zadanú aplikáciu a parametre meniča. V záložke *SETUP* si užívateľ po kliknutí na jednotlivé časti vyobrazenej schémy môže zvoliť jej variácie ako napríklad full-bridge, half-bridge, synchronný alebo diódový usmerňovač. Po nastavení základných komponentov silovej schémy a prevodu transformátora sú dopočítané jednotlivé rezistory a odporové deliče pre snímanie vstupných a výstupných veličín. Jednotlivé komponenty sa dajú upravovať.

V dolnej časti je 18 modrých políčok, pomocou ktorých sa dajú detailne nastaviť režimy PWM pre spínanie tranzistorov, filtre, chybové hlášky a iné. V rámci ochrany zariadenia je potrebné v políčkach *VIN*, *IIN*, *VOUT*, *IOUT*, *POUT*, *TEMPERATURE* nastaviť limitné hodnoty napätí, prúdov, výkonov a teplôt, pri ktorých kontrolér zareaguje a zabráni zničeniu meniča.

Záložka *Monitor* poskytuje informácie o meraných veličinách za chodu meniča.

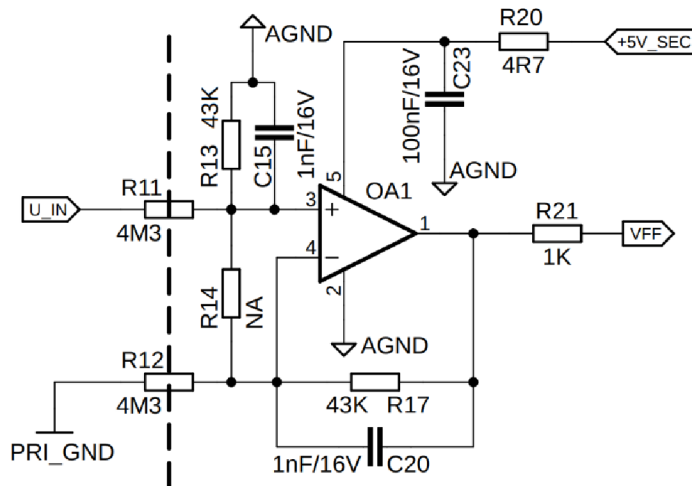


Obrázok 6.2 Grafické užívateľské rozhranie – GUI ADP1055

Políčka *Soft Start* a *Soft Stop* ponúkajú precízne nastavenie nábehovej charakteristiky pri zapnutí meniča, respektíve priebeh pri vypnutí meniča. Veľkou výhodou samotného vývojového prostredia je automatické nastavenie parametrov (záložka *AutoSetup*), podľa požadovaných veličín daného meniča. Takto je jednoduchým prístupom získané základné nastavenie, ktoré je možné si dodatočne upraviť podľa svojich potrieb. Pri oživovaní meniča je použité základné nastavenie riadiacej karty, vygenerované pomocou grafického rozhrania. Vygenerovaný kód pomocou GUI pre *ADP1055* je obsiahnutý v prílohe B.

6.1.2 Snímanie vstupného a výstupného napätia

Dôležitým faktorom pre funkciu meniča sú obvody pre snímanie vstupného a výstupného napätia. Keďže riadiaca karta je na sekundárnej strane meniča, snímanie vstupného napätia z primárnej strany zabezpečuje obvod s operačným zosilňovačom *OA1* znázorneným na *obrázku 6.3*.



Obrázok 6.3 Snímanie vstupného napätia

Vybratý operačný zosilňovač *LM7301* v puzdre *SOT23*, je zapojený ako diferenciálny/rozdielový zosilňovač. Hrubou čiarkovanou čiarou je naznačená bariéra medzi primárnou a sekundárnou stranou meniča. Napájacie napätie (*+5V_SEC*) operačného zosilňovača je zabezpečené z pomocného zdroja, ktoré je dodatočne filtrované pomocou RC člena. Napät'ový signál zo vstupu meniča je privádzaný cez bariérové rezistory o hodnotách $R_{11} = R_{12} = 4,3 \text{ M}\Omega$ (SMD 2512). V katalógovom liste [17] výrobca udáva, že v prípade menovitého vstupného napätia, má byť napät'ová úroveň na pine VFF rovná 1 V. Preto majú rezistory hodnotu $R_{13} = R_{17} = 43 \text{ k}\Omega$ (SMD 0603). Keramické kondenzátory *C15* a *C20* (SMD 0603) plnia filtračnú funkciu.

$$VFF = U_{IN} \cdot \frac{R_{11}}{R_{13}} = 100 \cdot \frac{43000}{4300000} = 1 \text{ V} \quad (6.1)$$

Z uvedených navrhnutých súčiastok je podľa vzťahu (6.1) dokázané, že daným pomerom hodnôt rezistorov je dosiahnutý požadovaný stav na pine VFF. Pri maximálnom a minimálnom vstupnom napätí sa bude napätie na uvedenom pine pohybovať v rozsahu 0,8 V až 1,2 V. Výrobcom udávaný rozsah 0,6 V až 1,6 V je bezpečne splnený.

Snímanie výstupného napätia je zabezpečené privedením signálu z výstupných svoriek na napät'ový interný delič na riadiacej karte, ktorý má deliaci pomer 1/12. Menovitá hodnota výstupného napätia meniča je $U_{OUT} = 30 \text{ V}$. Výrobca opäť udáva, že pri menovitom výstupnom napätí má byť napätie medzi pinmi *VS+* a *VS-* rovné napätíu 1 V. Z uvedeného dôvodu je deliaci pomer navýšený pomocou sériovo zapojeného rezistoru o hodnote $R_{44} = 18 \text{ k}\Omega$ (SMD 0805).

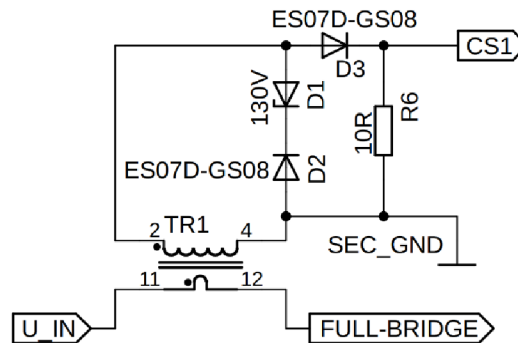
$$VS = U_{OUT} \cdot \frac{R_{14R}}{R_{14R} + R_{9R} + R_{44}} = 30 \cdot \frac{1000}{1000 + 11000 + 18000} = 1 \text{ V} \quad (6.2)$$

Výpočet je znázornený rovnicou (6.2). Uvedené rezistory R_{14R} a R_{9R} sa nachádzajú na riadiacej karte. So zmenou výstupného napätia v medziach od 20 V do 40 V je splnený použiteľný rozsah medzi pinmi $VS+$ a $VS-$ daný výrobcom (0 V až 1,55 V).

Rovnakým spôsobom je rozšírený delič pre pin OVP, ktorý zabezpečuje ochranu proti prepätiu na sekundárnej strane.

6.1.3 Snímanie vstupného a výstupného prúdu

Vstupný prúd meniča je snímaný cez prúdový snímací transformátor od spoločnosti Würth Elektronik WE750316794 s pomerom 1/100, ktorým môže pretekať prúd až 40 A. Primárny závit je zapojený za vstupné kondenzátory a pred H-mostík. Navrhnutý obvod je znázornený na obrázku 6.4.



Obrázok 6.4 Snímanie vstupného prúdu

Pri takomto zapojení je dôležitá demagnetizácia transformátora, ktorá musí byť vykonaná v dobe, kedy primárnym závitom nepreteká žiaden prúd. Pri spínacej frekvencii $f_{sw} = 100 \text{ kHz}$ je maximálna doba počas, ktorej môže viesť prúd jedna diagonála tranzistorov v mostíku $5 \mu\text{s}$ (uvažovaný teoreticky najhorší prípad – tvrdé spínanie). V praxi je nutné zahrnúť aj dead-time – v zadanej aplikácii je uvažovaných najviac $t_{demagmax} = 200 \text{ ns}$. Pre správny návrh demagnetizačného obvodu je maximálna doba vedenia prúdu jednou diagonálou stanovená na $t_{ONmax} = 4,8 \mu\text{s}$. Výrobca v katalógovom liste udáva, že napätie na pine CS1 má dosahovať hodnotu 1 V, pri menovitom vstupnom prúde ($R_6 = 10 \Omega$). Uvedený využitelný merací rozsah kontroléra je od 0 V do 1,56 V.

$$U_{ZDmin} > \frac{U_{CS} \cdot t_{ONmax}}{t_{demagmax}} = \frac{(1 + 0,7) \cdot 4800 \cdot 10^{-9}}{200 \cdot 10^{-9}} \doteq 41 \text{ V} \quad (6.3)$$

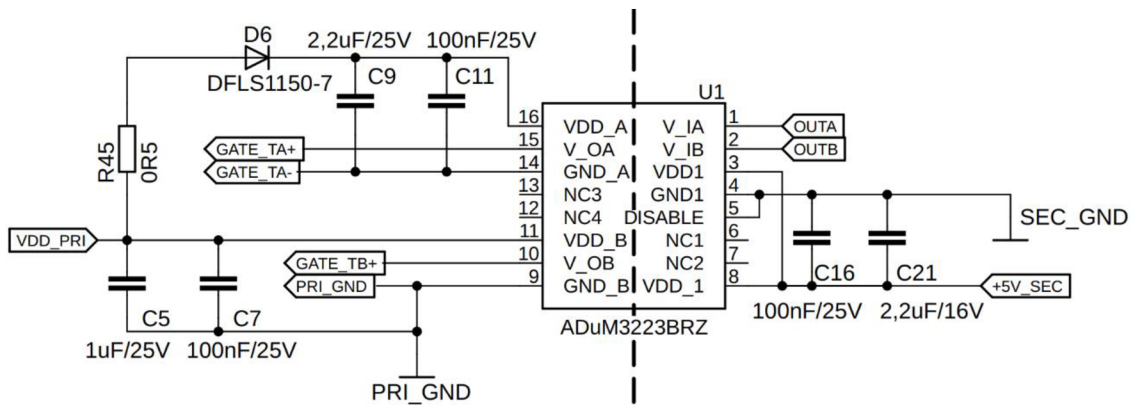
V rovnici (6.3) sa napätie U_{CS} rovná súčtu napäťového úbytku na dióde D_3 a rezistore R_6 . Napätie demagnetizačnej zenerovej diódy musí byť väčšie ako $U_{ZDmin} = 41 \text{ V}$. Z dôvodu požadovanej rýchlej a účinnej demagnetizácie je zvolená zenerová dióda (puzdro SMB) s napätím $U_{ZD} = 130 \text{ V}$, ktorá s rezervou zabezpečí korektné fungovanie v celom rozsahu požadovaných hodnôt. Diódy D_2 a D_3 sú typu ultrafast v puzdrách SMF. Dióda D_3 musí

byť dimenzovaná minimálne na napätie zenerovej diódy. Z dôvodu menšej variácie komponentov sú obe diódy rovnakého typu.

Snímanie výstupného prúdu je zabezpečené pomocou snímacieho rezistoru o hodnote $R_{36} = 0,5 \text{ m}\Omega$. Jedná sa o špeciálny rezistor vyhotovený v puzdre SMD 4026, ktorý je dimenzovaný na výkon až 7 W. Úbytok napätia prechodom výstupného prúdu sa preniesie na piny CS2+ a CS2-. Digitálny kontrolér poskytuje tri meracie rozsahy podľa veľkosti pretekajúceho výstupného prúdu a následne veľkosti napätia na snímacom rezistore. Výberom vhodného rozsahu sa zvyšuje presnosť merania (0 – 21 mV resp. 0 – 45 mV).

6.1.4 Primárny a sekundárny driver pre spínanie tranzistorov

Riadiaca karta, ktorá zabezpečuje PWM signály pre driver-y tranzistorov je situovaná na sekundárnej strane. Preto je pre spínanie tranzistorov v primárnom plnom mostíku potrebné použiť izolovaný driver. Vhodnou alternatívou je použitie dvoch izolovaných driver-ov pre riadenie každého polovičného mostíka zvlášť. Pri výbere komponentov sa musí dbať na skutočnosť, že PWM signály z riadiacej karty majú 3,3 V. Navrhnutý driver *ADuM3223* je od spoločnosti *Analog Devices* vyhotovený v puzdre SOIC16. Vyznačuje sa špičkovým prúdom 4 A a izolačnou napäťovou hladinou až 3 kV. Zo sekundárnej strany sú na driver privedené PWM signály z riadiacej karty. Napájacie hladiny driver-u (12 V a 5 V) sú privedené z pomocného zdroja. Hrubá čiarkovaná čiara zobrazuje bariéru medzi primárnou a sekundárnou stranou.



Obrázok 6.5 Zapojenie driver-u pre primárne tranzistory v H-mostíku

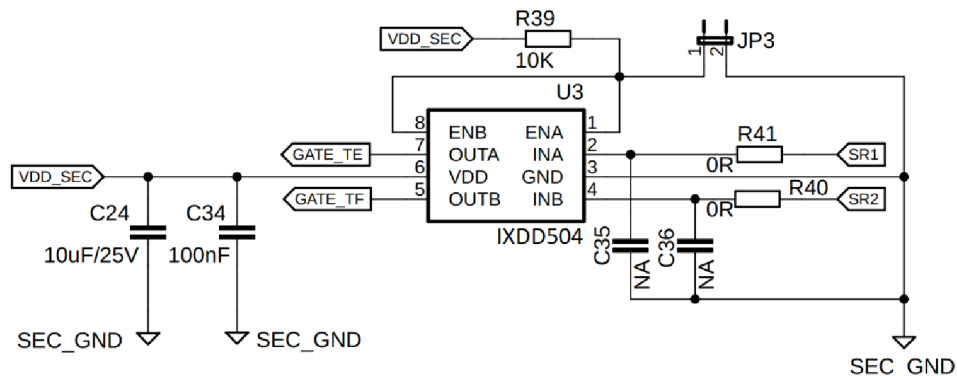
Na obrázku 6.5 je znázornený driver iba pre jeden polovičný mostík, avšak rovnaké zapojenie je použité aj pre druhý. Spodný tranzistor TB je spínaný voči zemi. Pri hornom tranzistore TA je využitý systém bootstrap kondenzátora a diódy. Podľa informácií uvedených v katalógovom liste výrobcu [19], je pre bootstrap funkciu zvolený keramický kondenzátor $C_{BST} = C_9 = 2,2 \text{ }\mu\text{F}$ (SMD 1206). Ostatné keramické kondenzátory v puzdrách SMD 0805 a 1206 plnia filtračnú funkciu. Bootstrap dióda D_6 musí byť dimenzovaná minimálne na najvyššie napätie zdroja $U_{IN_MAX} = 120 \text{ V}$. Dôležitým parametrom pri výbere diódy je jej impulzný špičkový prúd I_{FSM} . Požadované parametre spĺňa dióda od firmy *DIODES DFLS1150* v puzdre PowerDI123

Rezistor R_{45} je vypočítaný pomocou vzťahu (6.4) udaným výrobcom. Napájacia hladina z primárnej strany pomocného zdroja je $U_{AUX} = 12$ V a úbytok napätia na bootstrap dióde v priepustnom smere $U_F = 1$ V. Odporúčaná strmosť napätia je $du/dt = 10$ V/ μ s.

$$R_{45} = \frac{U_{AUX} - U_F}{C_{BST} \cdot \frac{du}{dt}} = \frac{12 - 1}{2,2 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{10}{1 \cdot 10^{-6}}} = 0,5 \Omega \quad (6.4)$$

Každý tranzistor na primárnej strane má svoj externý gate rezistor o hodnote $3,3 \Omega$ v puzdre SMD 1206 (R_2, R_3, R_7, R_8). Rovnako tak medzi elektródami gate a source uvedených tranzistorov sa nachádzajú $10 \text{ k}\Omega$ vybíjacie rezistory R_4, R_5 a R_9, R_{10} .

Na spínanie tranzistorov v synchronnom usmerňovači je použitý driver IXYS IXDD504. Jedná sa o duálny low-side driver v puzdre SOIC8, ktorého maximálny výstupný špičkový prúd je 4 A. Schéma zapojenia je znázornená na obrázku 6.6.



Obrázok 6.6 Zapojenie driver-u pre sekundárne tranzistory

PWM signály z digitálneho kontroléra SR1 a SR2 sú privedené na piny INA a INB. Na filtráciu prípadného rušenia vstupných riadiacich signálov slúži RC člen zložený z rezistorov R_{40} a R_{41} a kondenzátorov C_{35} a C_{36} . Keramické kondenzátory $C_{24} = 10 \mu\text{F}$ (SMD 1206) a $C_{34} = 100 \text{ nF}$ (SMD 0805) vyhladzujú napájacie napätie z pomocného zdroja. Aby sa pri oživovaní meniča dal jednoducho vypnúť výstup driver-u, je použitý jumper $JP3$, pomocou ktorého je na piny ENA a ENB možné priviesť logickú nulu alebo logickú jednotku (pull-up rezistor $R_{39} = 10 \text{ k}\Omega$).

Jednotlivé tranzistory v synchronnom usmerňovači majú externé $6,8 \Omega$ gate rezistory v puzdrách SMD 1206 ($R_{22}, R_{23}, R_{27}, R_{28}, R_{31}, R_{32}$). Rovnako ako na primárnej strane sú použité $10 \text{ k}\Omega$ vybíjacie rezistory $R_{24}, R_{25}, R_{29}, R_{30}, R_{33}, R_{34}$ v puzdrách SMD 0805.

Pri vypínaní tranzistorov v synchronnom usmerňovači vznikajú vplyvom parazitných indukčností prepäťové špičky. Z uvedeného dôvodu je potreba do schémy pre návrh dosky plošných spojov zakomponovať RC snubber (SMD 1206) pre obe trojice tranzistorov v synchronnom usmerňovači. Jeho hodnoty sa nastavujú pri oživení meniča.

7 NÁVRH A REALIZÁCIA POMOCNÉHO ZDROJA

Daná topológia dvojčinného priepustného meniča, ktorý má riadiacu kartu na sekundárnej strane, si vyžaduje použitie pomocného zdroja na vytvorenie napájacích napätí pre primárny a sekundárny driver a rovnako tak aj pre riadiacu kartu. Cieľom je vybrať jednoduchú a priestorovo nenáročnú topológiu pre požadované parametre zhrnuté v *tabuľke 7.1*.

Tabuľka 7.1 Požadované parametre pomocného zdroja

Veličina	Označenie	Hodnota	Jednotka
Vstupné napätie	U_{IN}	80 - 120	[V]
Výstupné napätie (primárna strana)	U_{P12}	12	[V]
Výstupné napätie (sekundárna strana)	U_{S12}	12	[V]
	U_{S5}	5	[V]
Výstupný výkon	P_{AUX}	10	[W]
Spínacia frekvencia	f_{SW}	135	[kHz]

Z uvedených parametrov je vidieť, že rozsah vstupných napätí vychádza z navrhnutého hlavného meniča. Prvotným zámerom je vytvoriť 12 V napätie pre primárnu stranu, 12 V a 5 V napätia pre sekundárnu stranu. Pre návrh a realizáciu pomocného zdroja je vybraná topológia blokujúceho meniča – flyback. Nasledovné kapitoly sa odkazujú na schému znázornenú na *obrázku 7.3*.

7.1 Obvodový návrh silovej časti pomocného zdroja

Pomocný zdroj bude obsahovať transformátor nasledovnej konštrukcie – dve primárne vinutia (hlavné a pomocné) a jedno sekundárne vinutie. Pomocné primárne vinutie a sekundárne vinutie budú plniť funkciu vytvorenia 12 V napäťových hladín. Malým a kompaktným znižujúcim meničom umiestneným na sekundárnej strane pomocného zdroja bude realizované napätie o hodnote 5 V.

Strieda s ktorou bude menič pracovať pri menovitom vstupnom napätí je daná vzťahom (7.1). Demagnetizačné napätie U_D je zvolené ako 25% z menovitej hodnoty vstupného napätie.

$$s_n = 1 - \frac{U_{IN}}{U_{IN} + U_D} = 1 - \frac{100}{100 + 25} = 0,2 \quad (7.1)$$

Súčet $U_{IN} + U_D$ je napätie, ktorým bude namáhaný spínací prvok, preto sa označuje aj ako U_{DSMAX} . Pre správnu funkciu blokujúceho meniča musí platiť podmienka $U_{DSMAX} > U_{IN}$.

Sekundárne vinutie a pomocné primárne vinutie sú dimenzované jednotlivo na výkon $P_{P12} = P_{S12} = 5 \text{ W}$. Pre výpočet príkonu P_{1AUX} meniča je uvažovaná účinnosť $\eta = 80 \%$.

$$P_{1AUX} = \frac{P_{AUX}}{\eta} = \frac{P_{P12} + P_{S12}}{\eta} = \frac{5 + 5}{0,8} = 12 \text{ W} \quad (7.2)$$

Minimálna požadovaná indukčnosť primárneho vinutia transformátora L_{1AUX} je daná rovnicou:

$$L_{1AUX} = \frac{U_{IN}^2 \cdot s_n^2}{2 \cdot f_{SW} \cdot P_{1AUX}} = \frac{100^2 \cdot 0,2^2}{2 \cdot 135 \cdot 10^3 \cdot 12} = 124 \text{ } \mu\text{H} \quad (7.3)$$

Následne rovnica (7.4) určuje hodnotu maximálneho magnetizačného prúdu $I_{\mu max}$, primárneho vinutia transformátora.

$$I_{\mu max} = \frac{U_{IN} \cdot s_n}{L_{1AUX} \cdot f_{SW}} = \frac{100 \cdot 0,2}{124 \cdot 10^{-6} \cdot 135 \cdot 10^3} = 1,2 \text{ A} \quad (7.4)$$

7.1.1 Transformátor

Keďže cieľom je navrhnuť a zrealizovať blokujúci menič čo najjednoduchšie a časovo efektívne, je použitý už zhotovený transformátor zo skladových zásob firmy *Bel Power Solutions*. Týmto krokom sa výrazne zjednoduší návrh a realizácia pomocného zdroja.

Daný transformátor je skonštruovaný z dvoch feritových *MnZn* jadier typu *EE13 2G8* (13 x 6,3 x 6 mm) na zvislej kostičke odpovedajúceho tvaru. Hlavné primárne vinutie má $N_{P1} = 42$ závitov. Pomocné primárne vinutie má zhodný počet závitov so sekundárnym $N_{P2} = N_{S2} = 20$ z. Transformátor je určený pre účely pomocných napájacích zdrojov do výkonu 10 W, čo spĺňa zadané požiadavky.

Overenie počtu primárnych závitov, pri uvažovaní maximálnej indukcie $B_{MAX} = 0,25 \text{ T}$ a priereze jadra uvedeného transformátora $S_{FE} = 16,3 \text{ mm}^2$.

$$N_{P1} = \frac{L_{1AUX} \cdot I_{\mu max}}{B_{MAX} \cdot S_{FE}} = \frac{124 \cdot 10^{-6} \cdot 1,2}{0,25 \cdot 16,3 \cdot 10^{-6}} = 36,52 \doteq 37 \text{ z} \quad (7.5)$$

Podľa výsledku rovnice (7.5) je daný počet závitov primárneho vinutia $N_{P1} = 37$. Zhotovený transformátor má však o 5 závitov viac, preto je v nasledujúcich výpočtoch použitá hodnota $N_{P1} = 42$.

$$N_{S2} = N_{P1} \cdot \frac{U_{S12}}{U_{DSMAX} - U_{IN}} = 42 \cdot \frac{12}{125 - 100} = 20,16 \doteq 20 \text{ z} \quad (7.6)$$

Rovnica (7.6) určuje počet závitov sekundárneho a pomocného primárneho vinutia transformátora $N_{P2} = N_{S2} = 20$. Získaná hodnota sa zhoduje s počtom závitom vyhotoveného transformátora. Z uvedeného vyplýva, že daný transformátor môže byť zakomponovaný do navrhovaného pomocného zdroja.

Pre nasledujúce výpočty a lepší prehľad je špičkový magnetizačný prúd $I_{\mu max}$ označený ako I_{P1PEAK} . Efektívna hodnota prúdu pretekajúceho primárnym vinutím I_{P1RMS} , je vypočítaná rovnicou:

$$I_{P1RMS} = I_{P1PEAK} \cdot \sqrt{\frac{s_n}{3}} = 1,2 \cdot \sqrt{\frac{0,2}{3}} = 0,31 \text{ A} \quad (7.7)$$

Vzhľadom na to, že počet závitov pomocného primárneho a sekundárneho vinutia je zhodný, sú aj prúdy nimi pretekajúce rovnaké. Preto v nasledujúcich rovniciach sú pretekajúce prúdy vypočítané iba pre sekundárne vinutie.

Nasledujúca rovnica určuje strednú hodnotu prúdu I_{S2AVG} :

$$I_{S2AVG} = I_{P2AVG} = \frac{P_{S12}}{U_{S12}} = \frac{5}{12} = 0,42 \text{ A} \quad (7.8)$$

Špičková hodnota prúdu I_{S2PEAK} :

$$I_{S2PEAK} = I_{P2PEAK} = 2 \cdot \frac{I_{S2AVG}}{1 - s_n} = 2 \cdot \frac{0,42}{1 - 0,2} = 1,05 \text{ A} \quad (7.9)$$

Efektívna hodnota prúdu I_{S2RMS} :

$$I_{S2RMS} = I_{P2RMS} = \frac{I_{S2PEAK}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{1 - s_n} = \frac{1,05}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{1 - 0,2} = 0,54 \text{ A} \quad (7.10)$$

Výrobca transformátora udáva hodnoty odporov pri teplote 20 °C pre jednotlivé vinutia $R_{P1(20^\circ C)} = 0,36 \ \Omega$, $R_{P2(20^\circ C)} = R_{S2(20^\circ C)} = 0,39 \ \Omega$. V porovnaní s teplotou okolia, uvažujeme pre výpočet strát pracovnú teplotu $\vartheta = 70 \text{ °C}$, a teda oteplenie $\Delta\vartheta = 50 \text{ K}$. Straty v primárnom vinutí sú určené rovnicou:

$$\begin{aligned} \Delta P_{P1} &= [R_{P1(20^\circ C)} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)] \cdot I_{P1RMS}^2 \\ &= [0,36 \cdot (1 + 0,004 \cdot 50)] \cdot 0,31^2 = 42 \text{ mW} \end{aligned} \quad (7.11)$$

Straty v sekundárnom a pomocnom primárnom vinutí sú vďaka ich rovnakým parametrom identické:

$$\begin{aligned} \Delta P_{S2} &= \Delta P_{P2} = [R_{S2(20^\circ C)} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta)] \cdot I_{S2RMS}^2 \\ &= [0,39 \cdot (1 + 0,004 \cdot 50)] \cdot 0,54^2 = 136 \text{ mW} \end{aligned} \quad (7.12)$$

Merné straty v jadre transformátora sú určené z katalógového listu výrobcu [19], kde na základe zdvihu magnetickej indukcie je odčítaná hodnota $p_{Fe} = 200 \text{ kW/m}^3$. Objem jadra transformátora je $V_j = 496 \text{ mm}^3$. Straty v jadre sú následne vypočítané pomocou rovnice:

$$\Delta P_j = p_{Fe} \cdot V_j = 200 \cdot 10^3 \cdot 496 \cdot 10^{-9} \doteq 100 \text{ mW} \quad (7.13)$$

Celkové straty v transformátore:

$$\Delta P_{TRaux} = \Delta P_j + \Delta P_{P1} + 2 \cdot \Delta P_{S2} = 100 + 42 + 2 \cdot 136 = 414 \text{ mW} \quad (7.14)$$

Straty v transformátore budú v skutočnosti vyššie v porovnaní s vypočítanými, pretože vo výpočte nie je zahrnutý vplyv skin-efektu a proximity efektu.

7.1.2 Dimenzovanie a výber spínacieho prvku - tranzistora

Výber spínacieho prvku sa odvíja od doposiaľ zadaných a vypočítaných parametrov meniča. Tranzistor bude v najkritickejšom prípade namáhaný súčtom maximálneho vstupného napätia $U_{IN_MAX} = 120$ V a demagnetizačného napätia pretransformovaného zo sekundárnej strany meniča $U_D = 25$ V. Navyiac je potreba brať ohľad na vznik prepäťovej špičky, ktorá sa objaví pri vypnutí tranzistora vďaka rozptylovej indukčnosti transformátora.

S ohľadom na prúdy pretekajúce primárnym vinutím a teda aj spínacím prvkom – rovnice (7.4) a (7.7) a napäťové požiadavky meniča je vybratý tranzistor N-MOSFET *IRFR214* od výrobcu *VISHAY* (puzdro DPAK). Jeho parametre sú zhrnuté v tabuľke 7.2.

Tabuľka 7.2 Parametre tranzistora VISHAY IRFR214 [20]

Parameter	Hodnota	Jednotka	Parameter	Hodnota	Jednotka
$U_{(BR)DSS}$	250	[V]	Q_G	8,2	[nC]
$U_{GS(th)}$	4	[V]	C_{OSS}	42	[pF]
I_D	2,2	[A]	t_{on}	14,6	[ns]
$R_{DS(ON)}$	2	[Ω]	t_{off}	23	[ns]

K zabezpečeniu ochrany spínacieho prvku proti prepäťovým špičkám je paralelne k primárnemu vinutiu transformátora pripojená prepäťová ochrana vytvorená sériovou kombináciou transilu *P6SMB62A* ($U_{BR} = 62$ V - puzdro SMB) od výrobcu *Bourns* [21] a diódy *ES1F* (puzdro SMA) od výrobcu *ON SEMI* [22]. V celkovej schéme znázornenej na obrázku 7.3 sú označené ako D_6 a D_7 .

Stratový výkon tranzistora je daný nasledovnými rovnicami. Efektívna hodnota primárneho prúdu spôsobí straty vedením ΔP_{COND} .

$$\Delta P_{COND} = R_{DS(ON)} \cdot I_{P1RMS}^2 = 2 \cdot 0,31^2 = 192 \text{ mW} \quad (7.15)$$

Prepínacie strany tranzistora ΔP_{SW} sú dané rovnicou:

$$\begin{aligned} \Delta P_{SW} &= \frac{1}{2} \cdot \left[U_{IN} + (U_{S12} + U_F) \cdot \frac{N_{P1}}{N_{S2}} \right] \cdot I_{P1PEAK} \cdot f_{SW} \cdot t_{off} = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[100 + (12 + 0,7) \cdot \frac{42}{20} \right] \cdot 1,2 \cdot 135000 \cdot 23 \cdot 10^{-9} = 236 \text{ mW} \end{aligned} \quad (7.16)$$

Straty spôsobené nabíjaním výstupnej kapacity ΔP_{COSS} :

$$\Delta P_{COSS} = \frac{U_{IN}^2 \cdot C_{OSS} \cdot f_{SW}}{2} = \frac{100^2 \cdot 42 \cdot 10^{-12} \cdot 135000}{2} = 29 \text{ mW} \quad (7.17)$$

Stratový výkon spotrebovaný na nabitie gate elektródy ΔP_{GATE} :

$$\Delta P_{GATE} = U_{GS} \cdot Q_G \cdot f_{SW} = 12 \cdot 8,2 \cdot 10^{-9} \cdot 135000 = 13 \text{ mW} \quad (7.18)$$

Celkové straty tranzistora ΔP_T :

$$\begin{aligned} \Delta P_T &= \Delta P_{CON} + \Delta P_{SW} + \Delta P_{COSS} + \Delta P_{GATE} = \\ &= 192 + 236 + 29 + 13 = 470 \text{ mW} \end{aligned} \quad (7.19)$$

7.1.3 Dimenzovanie a výber usmerňovacích diód

Usmerňovacie diódy pre sekundárne vinutie a pomocné primárne vinutie sú dimenzované s ohľadom na vypočítané parametre v predchádzajúcich podkapitolách. Nasledujúce dimenzovanie platí pre obe diódy. Záverné napätie U_{KA} , ktoré namáha usmerňovaciu diódu je v najkritickejšom prípade dané rovnicou:

$$U_{KA} = U_{IN_MAX} \cdot \frac{N_{S2}}{N_{P1}} + U_{S12} = 120 \cdot \frac{20}{42} + 12 = 69,14 \text{ V} \quad (7.20)$$

Pri výbere diódy je potrebné uvažovať rezervu pre napäťový prekmit spôsobený rozptylovou indukčnosťou transformátora. Z uvedeného dôvodu musí mať dióda maximálne opakovateľné záverné napätie aspoň 200 V. Vybratá je ultra-rýchla dióda VISHAY ES1D v SMA puzdre, ktorej parametre uvádza *tabuľka 7.3*.

Tabuľka 7.3 Parametre diódy VISHAY ES1D [23]

Parameter	Hodnota	Jednotka	Parameter	Hodnota	Jednotka
U_{RRM}	200	[V]	U_F	0,92	[V]
$I_{F(AV)}$	1	[A]	t_{rr}	15	[ns]
I_{FSM}	30	[A]	Q_{RR}	10	[nC]

Uvedená usmerňovacia dióda vyhovuje aj nárokom na pretekajúci prúd, ktorého stredná hodnota $I_{S2AVG} = I_{P1AVG} = 0,42 \text{ A}$ a špičková hodnota $I_{P1PEAK} = I_{S2PEAK} = 1,05 \text{ A}$ je daná rovnicami (7.8) a (7.9).

Vodivostné straty diódy ΔP_{DI} sú spôsobené strednou hodnotou pretekajúceho prúdu I_{S2AVG} a úbytkom napätia na dióde polarizovanej v priepustnom smere U_F .

$$\Delta P_{D1} = U_F \cdot I_{S2AVG} = 0,92 \cdot 0,42 \doteq 387 \text{ mW} \quad (7.21)$$

V navrhnutom meniči je rovnaká usmerňovacia dióda na strane sekundárneho vinutia a zároveň aj na strane pomocného primárneho vinutia. Preto aj celkové straty na oboch diódach sú určená nasledovnou rovnicou:

$$\Delta P_{DIODE} = 2 \cdot \Delta P_{D1} = 2 \cdot 387 = 774 \text{ mW} \quad (7.22)$$

7.1.4 Vstupné a výstupné kondenzátory

Vstup pomocného zdroja je napájaný rovnakým spôsobom ako aj hlavný menič, a to z priemyselného zdroja s veľkou výstupnou kapacitou. Preto je na vstupe pomocného zdroja použitý iba keramický kondenzátor s kapacitou $C_{IN_AUX} = 1 \mu\text{F}$ (SMD 2220).

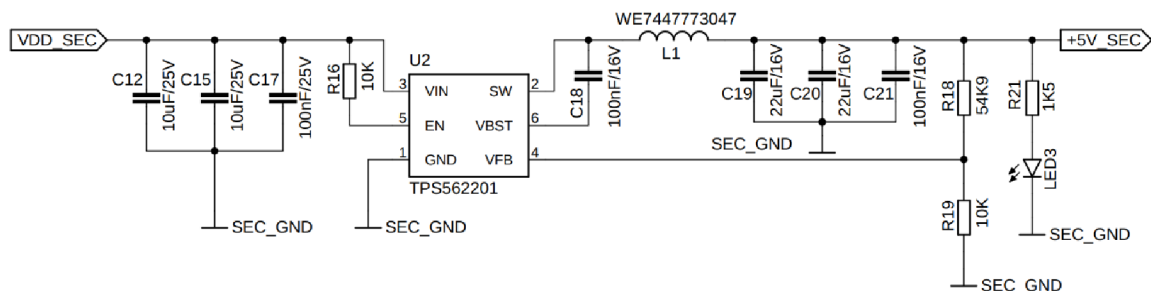
Výstupná kapacita na strane sekundárneho vinutia a pomocného primárneho vinutia je v oboch prípadoch tvorená elektrolytickým SMD kondenzátorom o hodnote kapacity $C_{OUT_AUX} = 220 \mu\text{F}$, doplneným o keramické kondenzátory (SMD 0805 a 1206).

Prítomnosť výstupných napätí signalizujú LED diódy v puzdrách 0805 (LED1, LED2).

7.1.5 Znižujúci menič pre 5 V sekundárne napätie

Vytvorenie napäťovej hladiny $U_{SS} = 5 \text{ V}$ na sekundárnej strane pomocného zdroja je realizované kompaktným znižujúcim meničom *TPS 562201* od *Texas Instruments*. Keďže sú spínacie prvky integrované v 6-pinovom puzdre SOT-23, vyznačuje sa veľmi malými rozmermi. Rozsah vstupného napätia je 4,5 V až 17 V. Výstupná napäťová hladina je nastaviteľná v rozsahu 0,76 V až 7 V. Výrobca udáva prúdové zaťaženie až 2 A. Znižujúci menič pracuje so spínacou frekvenciou 580 kHz a poskytuje všetky štandardné ochrany.

Okrem nízkej priestorovej náročnosti na DPS, sa vyznačuje aj časovo efektívnym návrhom, pretože výrobca v katalógovom liste [24] uvádza presné hodnoty súčiastok, ktoré je potrebné použiť pre dosiahnutie požadovaných parametrov.



Obrázok 7.1 Znižujúci menič na sekundárnej strane pomocného zdroja

Schematické zapojenie znižujúceho meniča je znázornené na obrázku 7.1. Vychádza z katalógového listu [24] a je doplnené signalizáciou výstupného napätia (LED3).

7.2 Obvodový návrh riadiacej časti pomocného zdroja

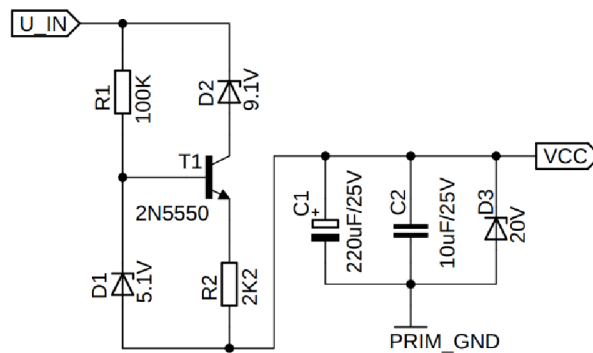
Riadiaca časť pomocného zdroja – blokujúceho meniča je navrhnutá podľa katalógového listu [25] a je realizovaná pomocou kontroléra *UC2844* od *Texas Instruments* v puzdre SOIC8. Vyznačuje sa prúdom pri štarte menším ako 1 mA a zároveň poskytuje ochranu meniča proti nadprúdu (pulse-by-pulse). Pri poklese napájacieho napätia zareaguje vstavaná podpäťová ochrana (UVLO).

V zapojení pomocného zdroja sa jedná o primárnu reguláciu – riadiace obvody sú na primárnej strane meniča. Spätná väzba je teda realizovaná z pomocného primárneho vinutia, ktoré zároveň po štarte meniča napája aj riadiaci kontrolér.

7.2.1 Napájací obvod riadiaceho kontroléra UC2844

Rozsah vstupných napätí riadiaceho kontroléra *UC2844* je 12 V až 28 V. Keďže pomocný zdroj má maximálne vstupné napätie $U_{IN_MAX} = 120$ V, je potrebné vytvoriť vhodnú zníženú napäťovú hladinu pre napájanie kontroléra. Pre štart pomocného zdroja je na obrázku 7.2 vytvorený prúdový zdroj pomocou kombinácie bipolárneho tranzistora a zenerových diód.

Minimálne napätie pre štart kontroléra je podľa výrobcu $U_{CCon} = 16$ V. Hranica funkcie UVLO, pri ktorej kontrolér prestane pracovať má hodnotu $U_{CCoff} = 10$ V. Princíp fungovania spočíva v tom, že po pripojení napájacieho napätia na pomocný zdroj, zabezpečí prúdový zdroj štart kontroléra a teda aj celého pomocného zdroja. Následne je napájanie kontroléra zabezpečené z pomocného primárneho vinutia.



Obrázok 7.2 Napájací obvod pre kontrolér UC2844

Maximálny, výrobcom špecifikovaný, prúd pre štart kontroléra je 1 mA. Kolektorový prúd je s rezervou navrhnutý na hodnotu $I_C = I_E = 2$ mA. Ako stabilná napäťová referencia je použitá zenerová dióda D_1 (SOT23) so zenerovým napätím $U_{Z5V1} = 5,1$ V, pomocou ktorej je získaná hodnota rezistora R_2 .

$$R_2 = \frac{U_{Z5V1} - U_{BE}}{I_E} = \frac{5,1 - 0,6}{0,002} = 2,25 \text{ k}\Omega \quad (7.23)$$

Zvolený bipolárny NPN tranzistor 2N5550 od spoločnosti ON SEMI, ktorého parametre sú zhrnuté v katalógu výrobcu [26], má prúdový zosilňovací činiteľ $\beta = 150$. Potrebný bázový prúd I_B je daný rovnicou:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{0,002}{150} = 13,33 \text{ }\mu\text{A} \quad (7.24)$$

Výrobca zenerovej diódy D_1 udáva, že pri prúde okolo hodnoty 1 mA (I_{R1}), je dosiahnuté menovité zenerové napätie. Z uvedeného dôvodu a s cieľom dosiahnuť čo najväčšiu stabilitu je vypočítaný rezistor R_1 rovnicou (7.25). Napätie na rezistore R_1 je uvažované pre najhorší prípad, a to ako rozdiel maximálneho napájacieho napätia U_{IN_MAX} , zenerového napätia U_{Z5V1} a napájacieho napätia kontroléra pri normálnej prevádzke $U_{VCC} = 12$ V (z pomocného primárneho vinutia). Oba rezistory sú v puzdrách SMD 0805.

$$R_1 = \frac{U_{R1}}{I_{R1}} = \frac{U_{IN_MAX} - U_{Z5,1} - U_{VCC}}{I_{R1}} = \frac{120 - 5,1 - 12}{0,001} = 102,9 \text{ k}\Omega \quad (7.25)$$

Na výstup z prúdového zdroja je zapojená zenerová dióda D_3 v puzdre SOT23, ktorá zabezpečí, že napätie na pine kontroléra VCC nepresiahne 20 V. Zároveň je k dióde D_3 paralelne zapojený elektrolytický C_1 a keramický C_2 kondenzátor (SMD 1206) pre filtráciu napájacieho napätia riadiaceho kontroléra.

Zenerovou diódou D_2 v puzdre SOT23, je zabezpečené posunutie štartu pomocného zdroja. Vzhľadom na to, že napätie potrebné pre štart riadiaceho kontroléra je $U_{CCon} = 16$ V, bude pomocný zdroj, pri takto navrhnutej dióde, uvedený do prevádzky pri hodnote napájacieho napätia približne 26 V. Voľbou zenerovej diódy D_2 vzniká možnosť posúvania štartovacieho bodu riadiaceho kontroléra – pomocného zdroja.

7.2.2 Voľba súčiastok pre nastavenie kontroléra UC2844

V nasledovných rovniciach sú dopočítané hodnoty potrebných súčiastok pre nastavenie riadiaceho kontroléra. Výpočty sa odvolávajú na katalógový list výrobcu [25] a schému pomocného zdroja znázornenú na *obrázku 7.3*, v ktorej nie je vyobrazený znižujúci menič na sekundárnej strane z dôvodu predchádzajúceho popisu a znázornenia na *obrázku 7.1*.

Meranie prúdu na primárnej strane blokujúceho meniča je zabezpečené pomocou snímacieho rezistora. Výrobca udáva napätie na pine ISENSE, ktoré sa rovná hodnote $U_{CS} = 1$ V. Následne vypočítaná hodnota snímacieho rezistora je daná rovnicou:

$$R_{CS} = \frac{U_{CS}}{I_{P1PEAK}} = \frac{1}{1,2} = 0,83 \Omega \quad (7.26)$$

Pre vytvorenie vypočítanej hodnoty sú použité dva paralelne zapojené SMD 1206 rezistory o hodnote 1R6 (R_{13} , R_{14}). Pre filtráciu signálu je pred pin ISENSE doplnený RC člen $R_{12} = 1$ k Ω , $C_{10} = 100$ pF (SMD 0805).

Nastavenie spínacej frekvencie je vykonané pomocou umiestnenia rezistora R_8 medzi piny VREF a RT/CT, ako aj kondenzátora C_5 medzi pin RT/CT a GND. Výrobca odporúča vybrať rezistor z hodnôt 3 k Ω až 100 k Ω a kondenzátor v rozsahu od 1 nF do 100 nF. Následne je pomocou vzťahu z katalógového listu kontroléra vypočítaná hodnota spínacej frekvencie f_{sw} :

$$f_{sw} = \frac{1,72}{2 \cdot R_8 \cdot C_5} = \frac{1,72}{2 \cdot 4,3 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^{-9}} = 133,3 \text{ kHz} \quad (7.27)$$

Pre dosiahnutie spínacej frekvencie f_{sw} , sú použité súčiastky pre povrchovú montáž $R_8 = 4,3$ k Ω , $C_5 = 150$ nF (SMD 0805). Pre lepšiu stabilitu referencie je medzi pin VREF a GND doplnený keramický kondenzátor $C_7 = 100$ nF (SMD 0805).

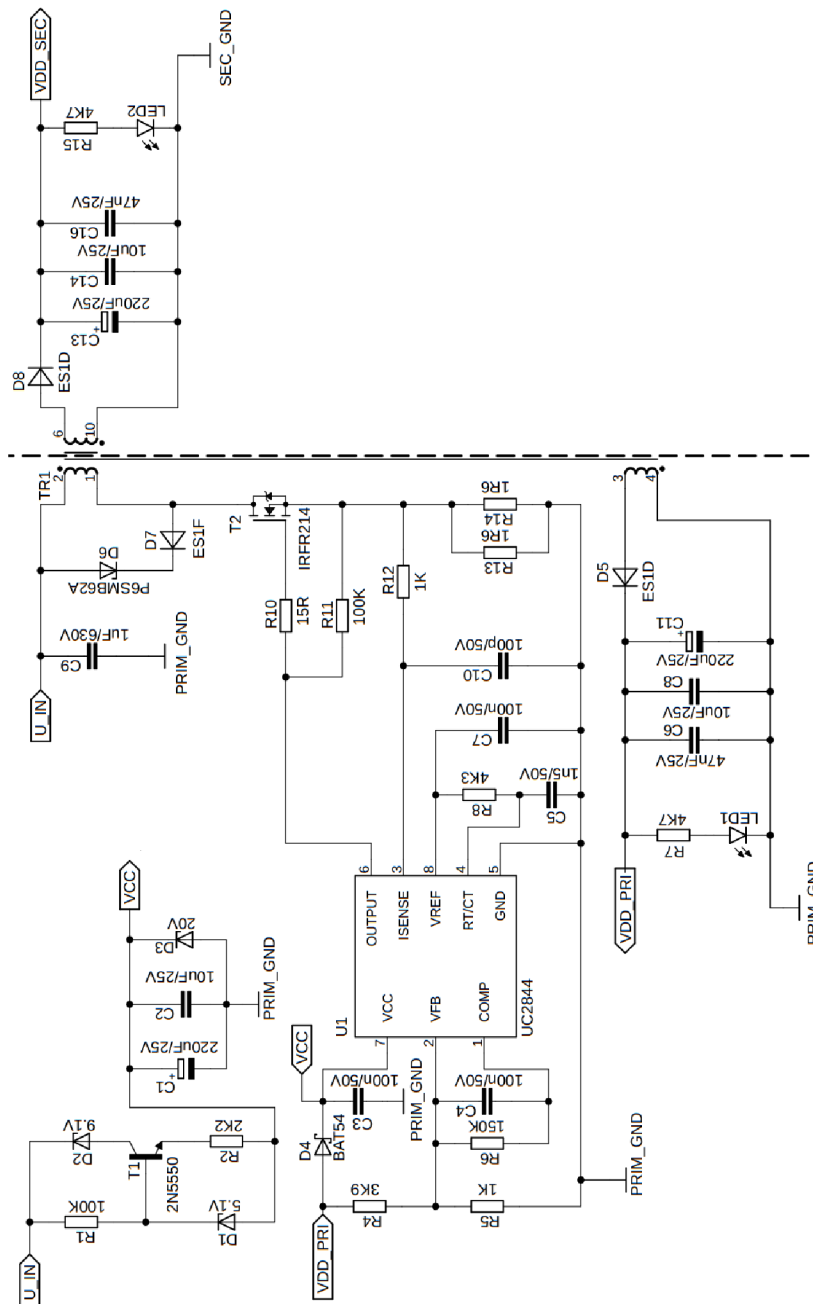
Zabezpečenie spätnej väzby z pomocného primárneho vinutia je realizované pomocou odporového deliča, tak aby napätie dosiahlo maximálne hodnotu $U_{FB} = 2,5$ V (pin VFB). Preto sú rezistory zvolené nasledovne: $R_4 = 4,3$ k Ω , $R_5 = 1$ k Ω (SMD 0805).

$$U_{FB} = U_{P12} \cdot \frac{R_5}{R_4 + R_5} = 12 \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3 + 3,9 \cdot 10^3} = 2,45 \text{ V} \quad (7.28)$$

Podľa odporúčaní výrobcu je medzi piny VFB a COMP umiestnená paralelná kombinácia rezistora $R_6 = 150\text{ k}\Omega$ a kondenzátor $C_4 = 100\text{ nF}$, ktorá zabezpečuje kompenzáciu regulačnej slučky.

Pri štarte meniča, je schottky dióda D_4 (SOT23) polarizovaná v závernom smere a kontrolér je napájaný z obvodu znázorneného na *obrázku 7.2*. Akonáhle sa na pomocnom primárnom vinutí objaví 12 V, dióda D_4 bude polarizovaná v priepustnom smere a napájanie riadiaceho kontroléra je zabezpečené z pomocného vinutia.

Komponent $R_{10} = 15\ \Omega$ slúži ako externý gate rezistor a $R_{11} = 100\text{ k}\Omega$ plní funkciu vybíjacieho rezistora. Obe súčiastky sú v puzdrách SMD 0805.

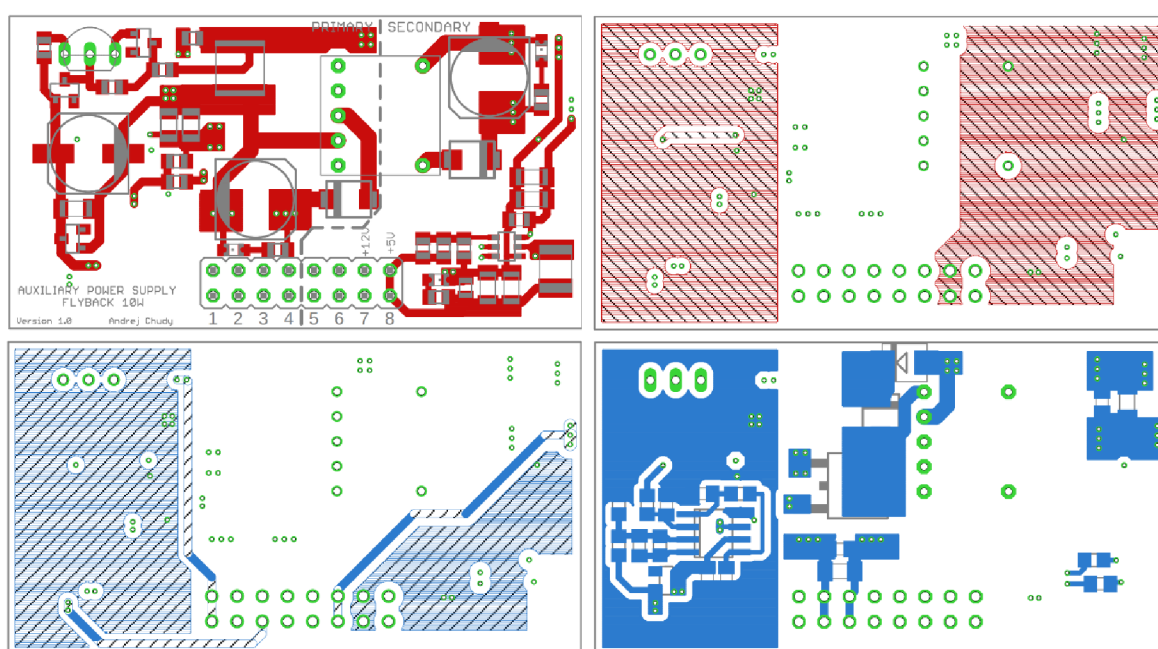


Obrázok 7.3 Obvodová schéma pomocného zdroja (bez znižujúceho meniča)

7.3 Realizácia a oživenie pomocného zdroja

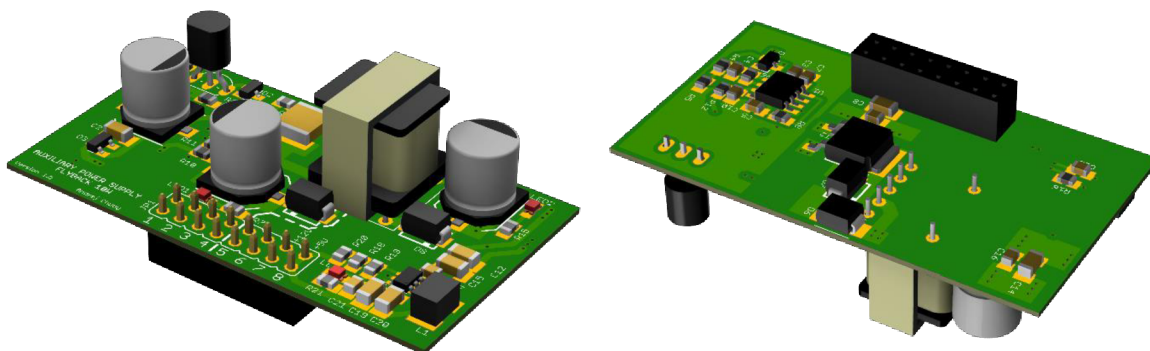
Cieľ praktickej realizácie pomocného zdroja, je vytvoriť dosku plošných spojov, ktorá bude priestorovo nenáročná a bude sa k hlavnému meniču pripájať cez konektor. Preto je v softvéri *Autodesk EAGLE* vytvorená 4-vrstvová DPS o rozmeroch 30 x 56 mm.

V hornej vrstve je umiestnený transformátor a silové prvky meniča. Rovnako tak aj kompaktný znižujúci menič na sekundárnej strane a napájací obvod pre riadiaci kontrolér na primárnej strane. V dvoch stredných vrstvách sú vedené najmä riadiace signály. Spodná vrstva obsahuje riadiacu časť, kde hlavným prvkom je riadiaci kontrolér. Zo silových obvodov sa na spodnej vrstve nachádza spínací prvok a ochrana voči prepätiu. Návrh jednotlivých vrstiev znázorňuje *obrázok 7.4*.



Obrázok 7.4 Jednotlivé vrstvy DPS pomocného zdroja

Pre lepšiu predstavu dizajnu pomocného zdroja je vytvorená jeho 3D vizualizácia znázornená na *obrázku 7.5*. Vytvorenie modelu je realizované kombináciou softvérov Autodesk Eagle a Autodesk Fusion.

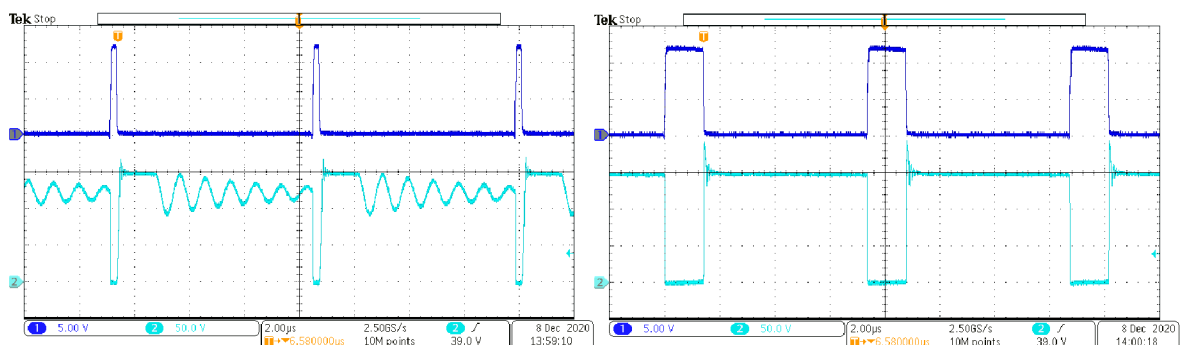


Obrázok 7.5 3D vizualizácia pomocného zdroja (vľavo TOP, vpravo BOTTOM)

Po vyrobení DPS nasleduje jej ručné osadenie navrhnutými komponentami pomocou spájkovacej stanice. Oživenie meniča prebieha postupne zvyšovaním vstupného napätia približne do hodnoty 26 V, kedy sa menič spustil a na jeho výstupoch sa objavili všetky požadované napät'ové hladiny – to je signál, že menič funguje správne. Nasleduje overenie riadiaceho signálu vedúceho do gate elektródy tranzistora, ktorý je stabilný. Po prekontrolovaní základných veličín, je vstupné napätie zvyšované na požadovaný rozsah (80 V až 120 V).

Pri plnom vstupnom napätí je riadiaci signál tranzistora stabilný a pravidelný, čo potvrdzuje *obrázok 7.6*. V jeho ľavej časti sú znázornené priebehy napätí u_{GS} a u_{DS} v stave naprázdno. Je vidieť, že riadiaci kontrolér posielala do tranzistora iba krátke impulzy pre udržanie požadovaného výstupného napätia. Po vypnutí tranzistora sa na ňom objaví napät'ový prekmit spôsobený rozptylovou indukčnosťou, následne sa hodnota napätia ustáli na súčte napájacieho a demagnetizačného napätia pretransformovaného z výstupu meniča. Z ľavej časti obrázku je vidieť, že transformátor pracuje v režime prerušovaného toku, čo sa prejaví kmitavým priebehom, ktorý osciluje okolo hodnoty napájacieho napätia ($U_{IN_MAX} = 120\text{ V}$). Kmitavý priebeh napätia u_{DS} spôsobujú parazitné kapacity a indukčnosti v obvode.

Pomalým zvyšovaním záťaže za neustáleho kontrolovania signálov na osciloskope je dosiahnutý plný odoberaný výkon. V pravej časti *obrázka 7.6* sú znázornené priebehy u_{GS} a u_{DS} pri plnej záťaži meniča, ktoré sú opäť stabilné. Maximálna hodnota napätia medzi elektródami drain - source neprekračuje 200 V, čím je potvrdené správne dimenzovanie spínacieho prvku a prepät'ovej ochrany. Z priebehov vyplýva, že menič pri plnej záťaži pracuje v režime neprerušovaného toku (CCM), čím sa znižujú špičkové hodnoty pretekajúcich prúdov. To ma za následok menšie prúdové namáhanie komponentov meniča.

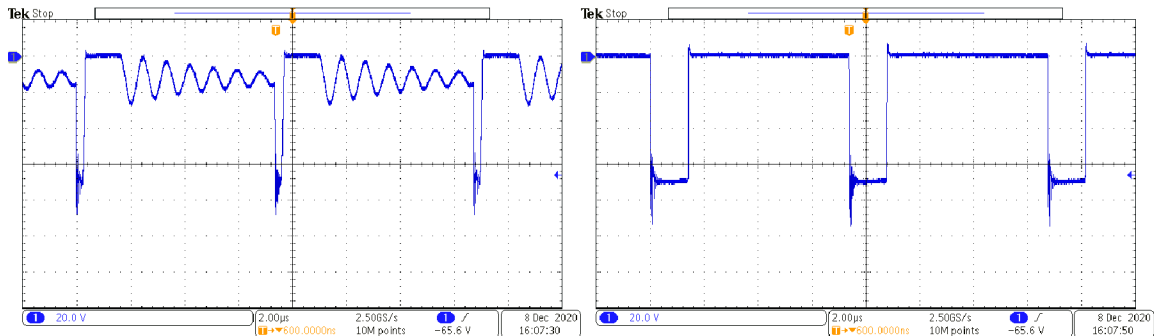


Obrázok 7.6 Priebehy napätí u_{GS} (CH1) a u_{DS} (CH2) v stave naprázdno (vľavo) a pri plnom výkone (vpravo)

Na *obrázku 7.7* sú znázornené priebehy napätia na sekundárnej usmerňovacej dióde. Z dôvodu identického tvaru priebehu napätia na usmerňovacej dióde v pomocnom primárnom vinutí, je popis vykonaný iba na sekundárnej strane meniča. V ľavej časti obrázku je menič v stave naprázdno. Na dióde sa v čase zopnutia tranzistora objaví napät'ový prekmit, ktorý sa následne ustáli na hodnotu napätia danú súčtom napájacieho

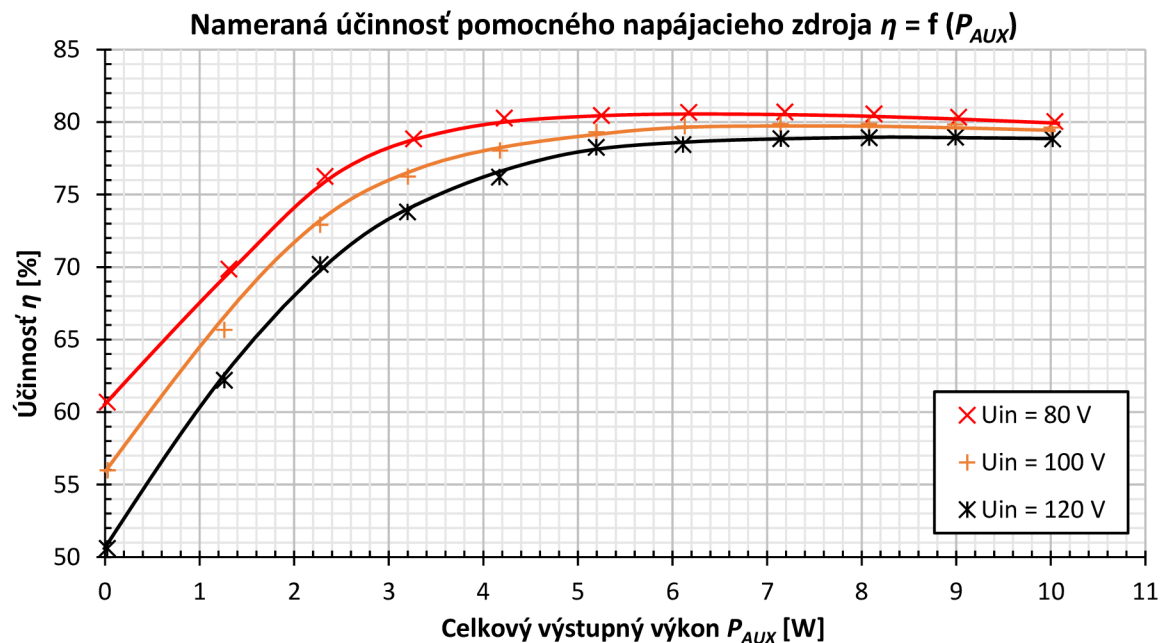
napätia pretransformovaného na sekundárnu stranu a výstupného napätia, čo predstavuje hodnotu približne 70 V, ktorú potvrdzujú aj dané priebehy. Počas vedenia prúdu je na dióde jej napäťový úbytok v priepustnom smere. Z dôvodu parazitných kapacít a indukčností v obvode sa na dióde následne objaví kmitavý priebeh, ktorý osciluje okolo hodnoty výstupného napätia.

V pravej časti *obrázka 7.7* je vyobrazený priebeh napätia na dióde pri plnom zaťažení. Rovnako ako pri tranzistore je vidieť, že menič pracuje v režime nepretršovaného toku. Maximálne napätie na dióde neprekročilo hodnotu 100 V, čím sa opäť potvrdil korektný návrh a dimenzovanie.



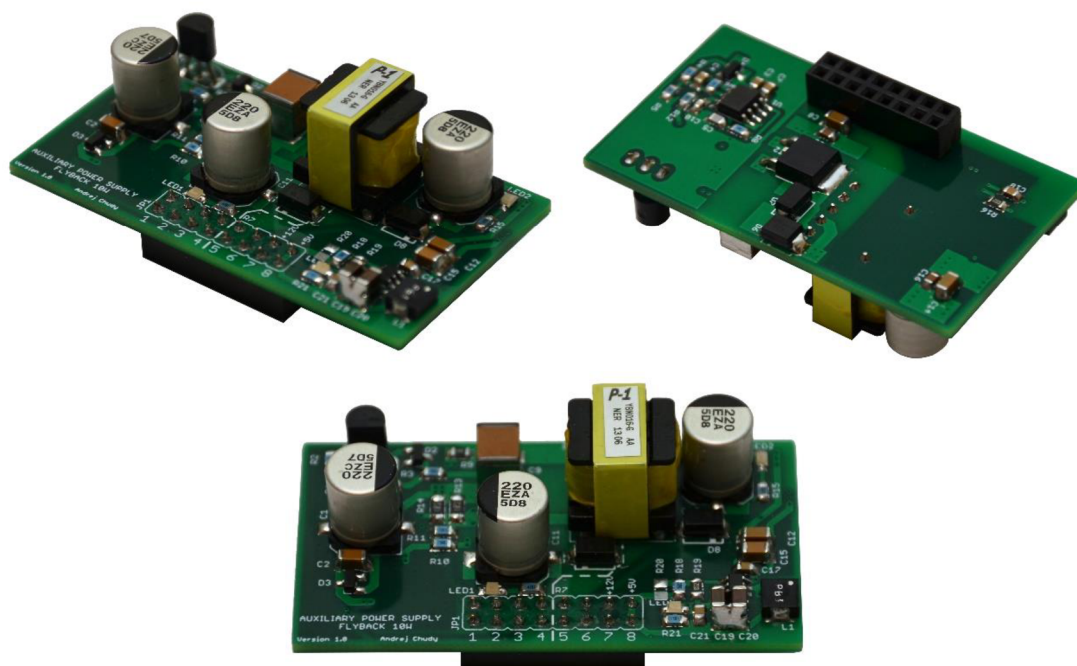
Obrázok 7.7 Priebehy napätí na sekundárnej usmerňovacej dióde v stave naprázdno (vľavo) a pri plnom odoberanom výkone (vpravo)

Po oživení meniča nasleduje meranie účinnosti pomocného zdroja v závislosti od odoberaného výkonu P_{AUX} , pri troch hodnotách vstupného napätia U_{IN} (80 V, 100 V, 120 V). Zaznamenané hodnoty sú vynesené do grafu na *obrázku 7.8*. Dosiagnutá účinnosť sa pohybuje v rozmedzí od 78 až 81 %.



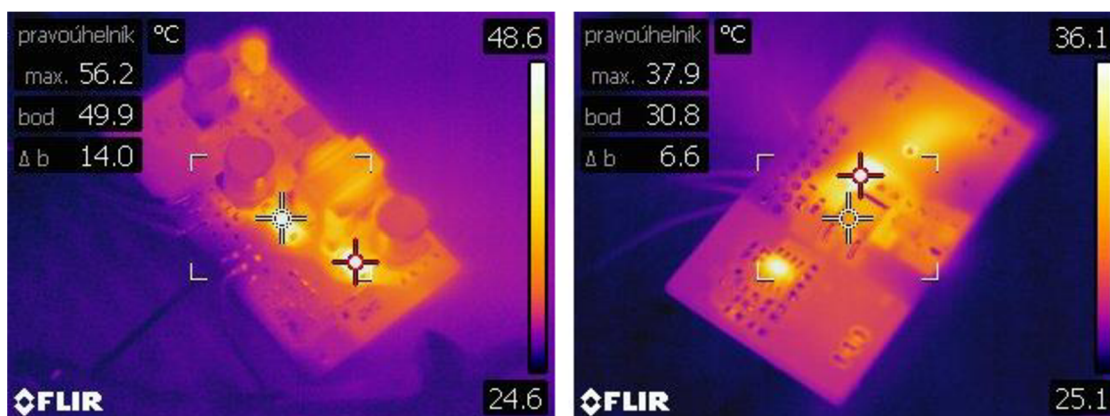
Obrázok 7.8 Graf účinnosti pomocného zdroja

Zrealizovaná finálna vzorka pomocného zdroja s osadenými súčiastkami je vyobrazená na *obrázku 7.9*. Rozmiestnenie komponentov vychádza z popisovaného dizajnu DPS a následne vytvorenej 3D vizualizácie.



Obrázok 7.9 Zrealizovaná vzorka pomocného zdroja - vľavo TOP, vpravo BOTTOM

Teploty jednotlivých prvkov meniča pri plnom odoberanom výkone sú zaznamenané pomocou termokamery FLIR na *obrázku 7.10*. Počas merania bol menič ofukovaný ventilátorom, ktorý simuluje reálne podmienky zadanej aplikácie. Najvyššie teploty dosahujú usmerňovacie diódy (56,2 °C a 49,9 °C). Tranzistor na spodnej vrstve sa podľa farebnej škály blíži k 35 °C. Riadiaci kontrolér UC2844 má teplotu na úrovni 39 °C. Z uvedených výsledkov vyplýva, že menič je správne nadimenzovaný. V aplikácii spolu s hlavným dvojčinným priepustným meničom nebude pomocný zdroj zaťažovaný na plný výkon – teploty budú ešte priaznivejšie.



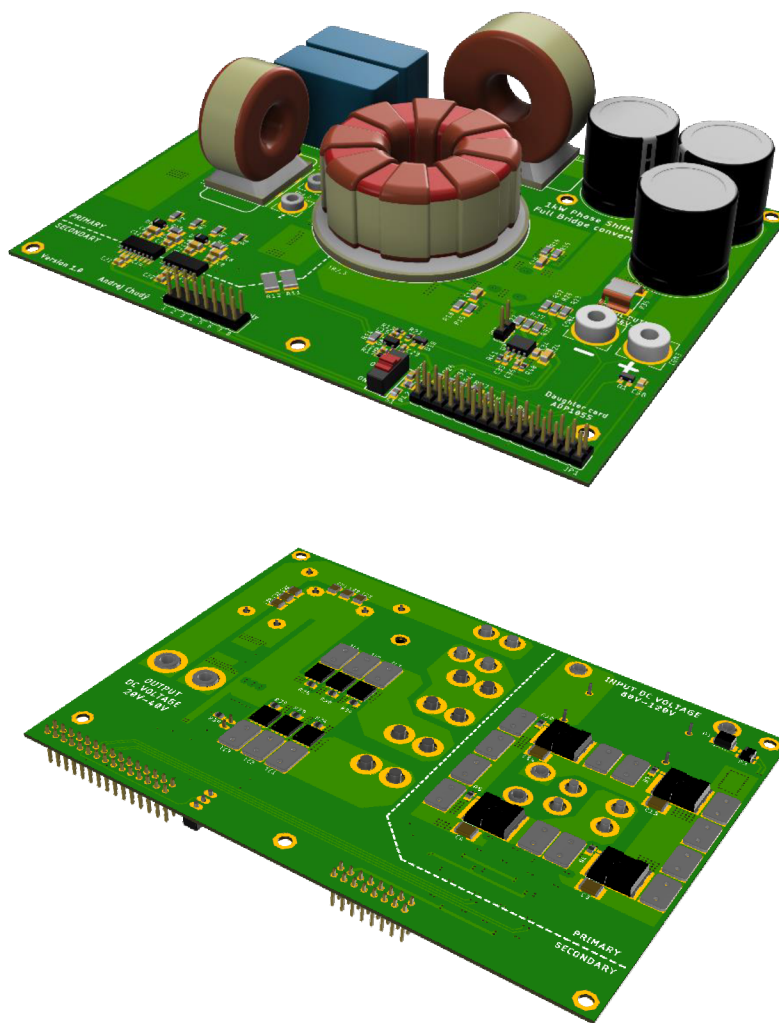
Obrázok 7.10 Zaznamenané teploty pri plnom výkone (termokamera FLIR)

8 REALIZÁCIA MENIČA

Navrhnutý dvojčinný priepustný menič s plným mostíkom na primárnej a synchronným usmerňovačom na sekundárnej strane je prakticky realizovaný v nasledujúcej kapitole.

8.1 DPS meniča

Návrh dosky plošných spojov hlavného meniča je vykonaný pomocou softvéru *Autodesk EAGLE*. Pri tvorbe DPS je potrebné uvažovať, že pomocný zdroj aj riadiaca karta sa pripájajú k hlavnému meniču pomocou konektorov, k čomu sa musí prispôbiť dizajn a jednotlivé rozmiestnenie komponentov meniča. Vzhľadom na zložitosť a komplexnosť zariadenia je vytvorená 4-vrstvová DPS o rozmeroch 149 x 110 mm. Z dôvodu väčších rozmerov sú jednotlivé vrstvy vyobrazené v *prílohe E*. Pre lepšiu predstavu je vytvorená vizualizácia samotného hlavného meniča znázornená na *obrázku 8.1* (bez pomocného zdroja a riadiacej karty).



Obrázok 8.1 3D vizualizácia hlavného meniča

Tlmivky a transformátor sú prakticky realizované na jadrách v tvare toroidu podľa vypočítaných parametrov v *kapitolách 4.1 a 4.3*. Ako je vidieť na *obrázku 8.1*, obe tlmivky a transformátor sú umiestnené na vrchnej časti DPS. Vstupné a výstupné kondenzátory, obvod pre snímanie vstupného napätia, primárny a sekundárny driver, riadiaca karta a pomocný zdroj sú rovnako umiestnené na TOP strane DPS.

Na spodnej strane, z dôvodu lepšieho odvodu tepla priamo do chladiacej platne sa nachádzajú výkonové spínacie prvky – tranzistory v plnom mostíku na primárnej strane a v synchronnom usmerňovači na strane sekundárnej. Odvod tepla z DPS zabezpečujú útvary obdĺžnikového prierezu umiestnené v okolí tranzistorov (tzv. „powerfeedre“), ktoré majú výborné tepelné vlastnosti a pomocou teplovodivej výplne sú pritlačené na chladič.

Hlavné silové cesty sú v rámci možností posilnené aj v dvoch stredných vrstvách. Primárne však tieto vrstvy slúžia pre vedenie riadiacich a meracích signálov meniča.

8.2 Oživenie meniča

Po osadení súčiastok a jednotlivých komponentov zariadenia je menič postupne oživovaný. Prvým krokom je však nastavenie riadiacej karty pre nami požadované parametre, ktorej vývojové prostredie je popísané v *kapitole 6.1.1*. Tu nastala zmena oproti pôvodnému plánu. Priepustný menič s plným mostíkom je kompletne navrhnutý, pripravený a zrealizovaný pre oživenie s fázovo posunutými riadiacimi signálmi – phase shift full bridge (mäkko spínaná topológia). Rozdiel oproti rovnakému meniču, akurát tvrdo spínanému, je len v zmene riadiacich signálov a doplnení externých kondenzátorov ku každému z tranzistorov na primárnej strane a zároveň osadení tlmivky, ktorá pridá do primárneho obvodu potrebnú indukčnosť. Očakávalo sa, že dodaná riadiaca karta priamo od jej výrobcu bude optimalizovaná a jednoducho nastavitel'ná pre fázovo posunutý režim riadenia meniča (phase shift). Softvér pre nastavenie riadiacej karty je však viac optimalizovaný pre tvrdo spínanú topológiu.

Keďže sa jedná o prvý prototyp meniča, s ešte neodladeným dizajnom a neodskúšanou DPS, je menič oživovaný ako tvrdo spínaný skrz optimálnejšie nastavenie riadiacej karty aj za cenu mierneho nárastu výkonových strát. Malé rozdiely medzi danými topológiami sú spomenuté vyššie a teda návrh meniča v *kapitole 4 a 6* je možné použiť pre oba druhy riadenia. Verzia s mäkkým spínaním a následne porovnanie budú realizované už mimo rozsah diplomovej práce, pre spoločnosť *BEL Power Solutions*.

Nastavenie riadiacej karty je vykonané pomocou vývojového softvéru, ktorý po zadaní požadovaných menovitých hodnôt jednotlivých veličín meniča, vygeneruje kompletne riadiace požiadavky, ktoré sú nahraté do digitálneho kontroléra *ADP1055*. Výhodou digitálneho riadenia je, že vývojové prostredie si dokáže samo nastaviť regulačné štruktúry, prúdové, napät'ové a výkonové limity. Toto základné nastavenie je veľmi jednoducho modifikovateľné podľa svojich potrieb. Dá sa zasahovať aj do jednotlivých PWM signálov, ktoré vedú do driverov pre spínanie tranzistorov, rovnako tak sa dajú meniť kritické hodnoty veličín, pri ktorých kontrolér zareaguje tak, aby nedošlo k deštrukcii celého

zariadenia (vypnutie PWM signálov, cycle-by-cycle režim a iné). Ďalším plusom je online sledovanie meraných veličín priamo vo vývojovom prostredí vďaka komunikácii počítača a meniča cez I²C linku. V prípade poruchy, zasvieti na obrazovke varovná hláška. Podrobnému nastaveniu riadiacej karty sa venujú katalógové listy výrobcu [18] a [19].

Pre účely oživovania je do obvodu pridaný prepínač, ktorý aj po privedení napätia na vstup meniča, blokuje funkciu riadiacej karty – privádza na pin kontroléra CTRL logickú nulu, alebo v prípade požiadavky na spustenie – logickú jednotku. Po nastavení riadiacej karty a nahratí programu do digitálneho kontroléra, je menič postupne oživovaný. Počas celého procesu oživovania je riadiaca karta prepojená s počítačom.

Prvým krokom je vyskúšanie zdroja pomocných napätí po osadení do hlavného meniča. Výstupy riadiacej karty sú blokované pomocou prepínača a na vstup meniča je pripojené minimálne napätie pre spustenie pomocného zdroja (26 V), ktorý pri danej hranici vykazuje správnu funkciu a vytvára potrebné napäťové hladiny (12 V, 5 V). Pomocný zdroj správne funguje aj pri zvýšení vstupného napätia na maximálnu hodnotu (120 V). Pri tomto procese je hlavný menič mimo prevádzku.

Po kontrole pomocných napätí nasleduje kontrola meracích obvodov vstupného a výstupného napätia a teda overenie, či riadiaca karta spolupracuje s meničom. Pre tento účel je vo vývojom prostredí sledovaná záložka *MONITOR*, v ktorej je možné sledovať merané veličiny online. Priložením a postupným zvyšovaním napätia na vstupných svorkách meniča je v online meraní vidieť, že navrhnutý merací obvod v kapitole 6.1.2 funguje a riadiaca karta správne vyhodnocuje priložené vstupné napätie. Podobným spôsobom je overená funkcia snímania výstupného napätia, kedy je pre skúšobné účely na výstupné svorky priložené napätie z externého zdroja, ktoré je postupne zvyšované až na menovitú hodnotu (30 V). Riadiaca karta správne vyhodnocuje veľkosť priloženého napätia. To sú dobre signály smerom k postupnému oživeniu meniča.

Ďalším krokom je skontrolovanie spínacích impulzov tranzistorov v plnom mostíku. Prúdová cesta na primárnej strane meniča je rozpojená vďaka neosadenému prúdovému snímaciemu transformátoru. Na menič je priložené minimálne vstupné napätie (80 V), zároveň pomocou prepínača je privedená logická jednotka na pin kontroléra CTRL – menič má snahu začať pracovať. Riadiaca karta teda pošle na pár milisekúnd PWM impulzy s plnou striedou do driverov, ale keďže prúdová cesta je rozpojená a tým pádom je aj na výstupe meniča nulové napätie – menič sa po chvíli vypne. Uvedený čas však stačí na to, aby bola overená správnosť generovaných PWM signálov na osciloskope. Všetky riadiace signály spĺňajú nastavené požiadavky, sú rovnomerné a stabilné.

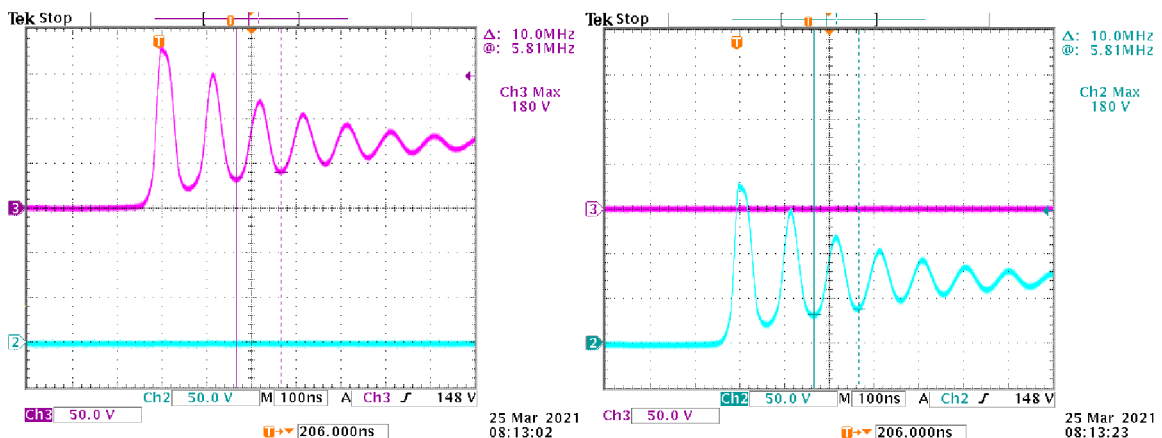
Po tomto zistení je osadený prúdový transformátor, čím sa uzavrie primárna prúdová cesta. Výstupy z driver-u synchronného usmerňovača sú deaktivované pomocou jumpera J3, a teda pretekajúci prúd sekundárnou stranou sa uzavrie cez interné body diódy tranzistorov. Na menič je opäť priložené minimálne vstupné napätie a zároveň je spustený pomocou prepínača. Na výstupe sa objavilo menovité napätie (30 V), čo vykazuje správnu funkciu meniča. Po skontrolovaní priebehov jednotlivých tranzistorov (napätia u_{GS} a u_{DS}),

je pred ďalším spustením meniča odstránený jumper J3, čím sa zabezpečí spustenie synchronného usmerňovača. Menič je opatrne zaťažovaný výstupným prúdom o hodnote 2A a vykazuje správnu funkciu, avšak do obvodu synchronného usmerňovača je potrebné navrhnuť a osadiť snubber z dôvodu oscilácií napätia – kapitola 8.3.

Základné oživenie meniča naprázdno a následne aj s minimálnym zaťažením prebehlo v poriadku, čo potvrdzuje správny návrh DPS a nastavenie riadiacej karty.

8.3 Nastavenie a úprava snubbru v synchronnom usmerňovači

Prvotné kontrolované priebehy na osciloskope ukázali potrebu osadenia snubbru v obvode synchronného usmerňovača z dôvodu vysokých oscilácií a prepät'ových špičiek na tranzistoroch (obrázok 8.2). Z uvedeného dôvodu nie je možné menič viac zaťažovať, aby nedošlo k poškodeniu tranzistorov a následne iných komponentov. V navrhutej schéme meniča figuruje RC snubber (obe trojice tranzistorov majú svoj RC snubber), ktorého hodnoty sú určené až z nameraných priebehov a konkrétnych oscilácií. Naladenie je vykonané podľa katalógového listu [27].



Obrázok 8.2 Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači bez RC snubbru pri 60 W (vľavo TE, vpravo TF)

Z uvedených priebehov vyplýva, že prepät'ová špička dosahuje hodnôt až 180 V, čo výrazne prekračuje maximálne napätie nadimenzovaných tranzistorov (150 V). Preto menič v takejto prevádzke nemôže fungovať dlhodobo, aby nedošlo k zničeniu spínacích prvkov. Ak by bol menič viac zaťažovaný, došlo by ešte k väčšiemu nárastu napät'ovej špičky. Prvým krokom k nastaveniu snubbru je zmeranie frekvencie oscilácie, ktorá vzniká pri vypnutí tranzistora vplyvom parazitných indukčností. Z odčítaného priebehu je vidieť hodnota $f_{RING0} = 10 \text{ MHz}$. Následne je do obvodu, paralelne k tranzistorom pridaný keramický kondenzátor o známej zmeranej hodnote $C_{ADD} = 2,8 \text{ nF}$, čím sa zmenila frekvencia danej oscilácie. Rovnakým spôsobom je odčítaná hodnota frekvencie po pridaní kondenzátora $f_{RING1} = 5,38 \text{ MHz}$. Pomocou týchto hodnôt je vypočítaná parazitná kapacita C_{LK} a rozptylová indukčnosť L_{LK} v sekundárnej slučke meniča.

Pomocou nasledujúcich vzťahov sú určené hodnoty potrebné pre nastavenie RC snubbra a teda zatlmenie priebehu:

$$C_{LK} = \frac{C_{ADD}}{\left(\frac{f_{RING0}}{f_{RING1}}\right)^2 - 1} = \frac{2,8 \cdot 10^{-9}}{\left(\frac{10 \cdot 10^6}{5,38 \cdot 10^6}\right)^2 - 1} = 1,14 \text{ nF} \quad (8.1)$$

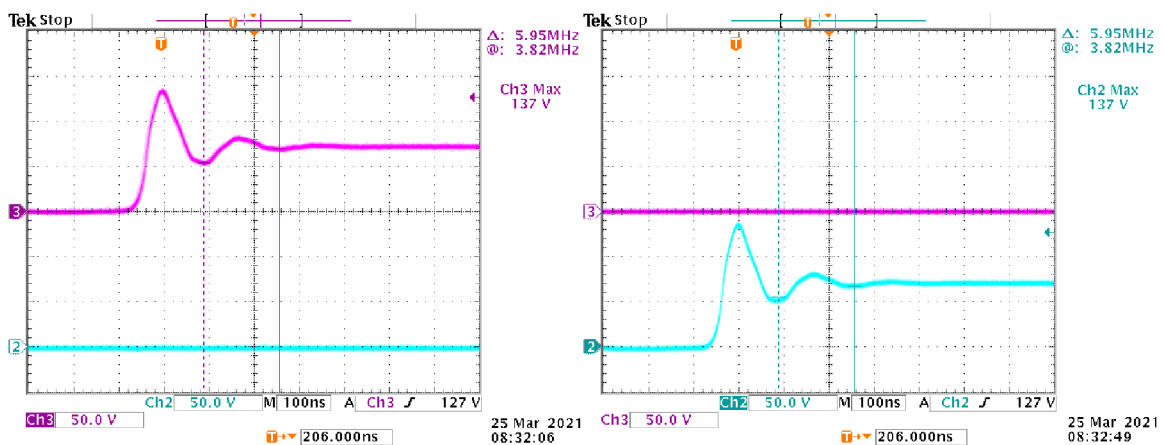
$$L_{LK} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{RING0})^2 \cdot C_{LK}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6)^2 \cdot 1,14 \cdot 10^{-9}} = 222,2 \text{ nH} \quad (8.2)$$

Pre dosiahnutie kritického tlmenia je zvolený súčiniteľ $\zeta = 1$.

$$R_S = \frac{1}{2 \cdot \zeta} \cdot \sqrt{\frac{L_{LK}}{C_{LK}}} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{222,2 \cdot 10^{-9}}{1,14 \cdot 10^{-9}}} \doteq 7 \Omega \quad (8.3)$$

$$C_S = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{RING0} \cdot R_S} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 7} = 2,3 \text{ nF} \quad (8.4)$$

Podľa vypočítaných hodnôt odporu R_S a kapacity C_S , je nastavený a osadený RC snubber tvorený dvoma paralelne zapojenými SMD (1206) rezistormi o hodnote 15Ω a keramickom SMD (1206) kondenzátore s kapacitou $2,2 \text{ nF}$.

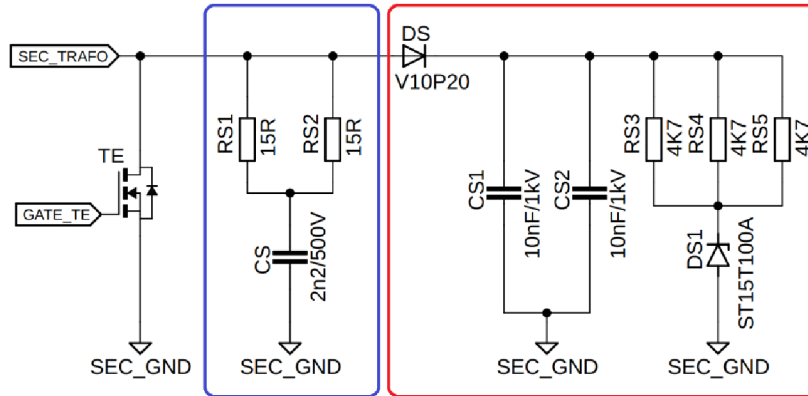


Obrázok 8.3 Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači s RC snubbrm pri 60 W (vľavo TE, vpravo TF)

Po osadení RC snubbra a spustení meniča sú na *obrázku 8.3* zmerané priebehy napätí u_{DS} , opäť pri rovnakých podmienkach ako v predošlom prípade, kedy bol menič bez osadeného RC snubbra (*obrázok 8.2*). Oscilácia je veľmi dobre zatlmená, rovnako tak napäťová špička klesla na hodnotu 137 V. Navrhnutý RC snubber splnil svoju úlohu.

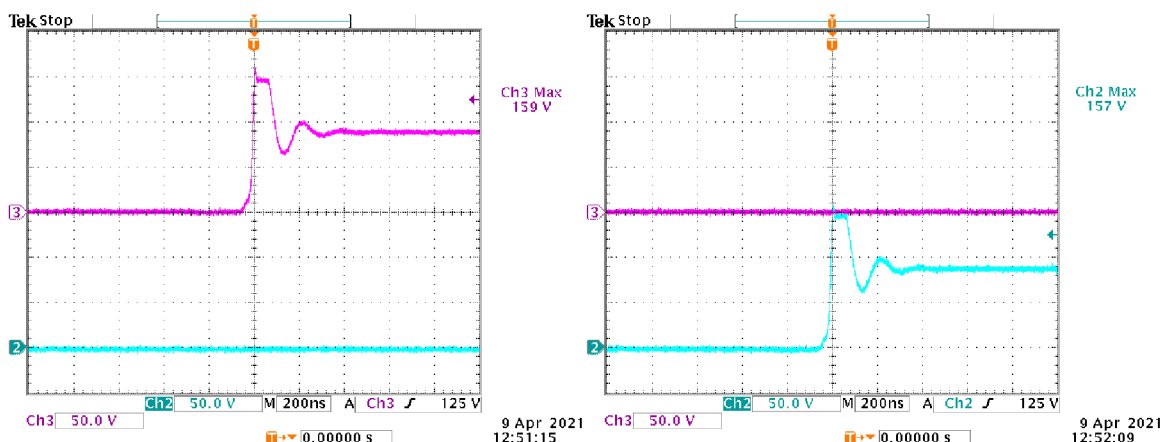
Menič je následne postupne zaťažovaný do vyššieho výstupného výkonu a zároveň sú osciloskopom sledované priebehy napätí na tranzistoroch. S rastúcim výkonom, sa zväčšujú aj straty a preto je dôležité sledovať teploty jednotlivých komponentov pomocou termokamery.

So zvyšovaním záťaže sa ukázalo, že takto skonštruovaný RC snubber pri výstupnom výkone približne 650 W nestačí na dostatočné obmedzenie napät'ovej špičky. Navyiac pri uvedenom výkone dosahuje teplotu na hranici 100 °C. Preto je potrebná úprava RC snubbra a doplnenie obvodu, ktorý zabezpečí „orezanie“ napät'ovej špičky. Spomínaný obvod s konkrétnymi súčiastkami je na *obrázku 8.4*. Obvod je zostavený z rýchlej diódy, rezistorov, kondenzátora a transilu, ktorý zastáva funkciu „orezania napät'ovej špičky“.



Obrázok 8.4 Obvod pre orezanie napät'ovej špičky – červený rámik, navrhnutý RC snubber – modrý rámik

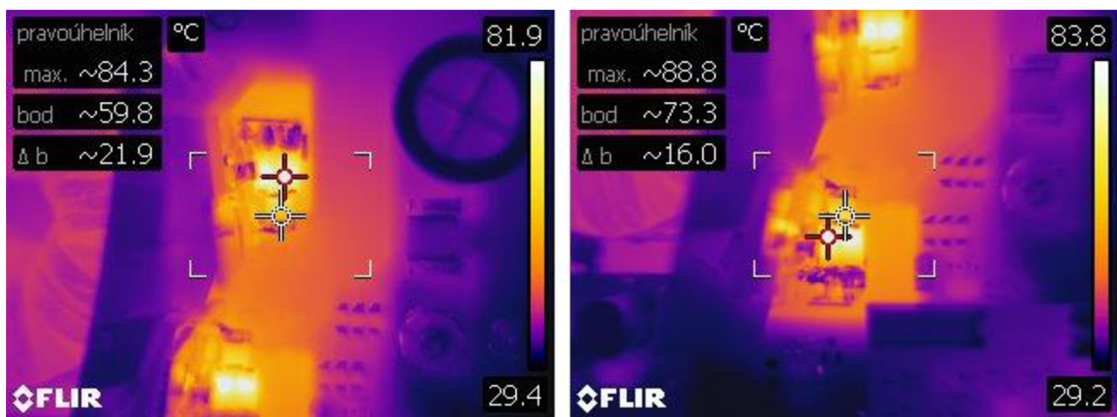
Na *obrázku 8.4* je detail schémy, kde tranzistor TE symbolizuje v skutočnosti 3 kusy paralelne zapojených tranzistorov v synchronnom usmerňovači. V modrom rámiku je už vyššie navrhnutý RC snubber, ktorý je zakomponovaný priamo v návrhu 4 vrstvovej DPS meniča. Oproti pôvodne osadenému RC snubbru, s cieľom získať lepšie tepelné pomery, sú vymenené SMD komponenty a puzdrom 1206, za väčšie – kondenzátor 1812 a rezistory 2512 (potrebný je však malý zásah do DPS, odstránenie nespájkovacej fólie) V červenom rámiku je dorábaný obvod pre orezanie napät'ovej špičky, ktorý je zhotovený na jednovrstvovej DPS vytvorenej technológiou nasvecovania a následného vyleptania. Takto vytvorená DPS (*príloha G*) sa prispája pomocou medených fólií paralelne k RC snubrom (Pre každú trojicu tranzistorov, TE aj TF, je samostatná DPS).



Obrázok 8.5 Detail priebehu napätia u_{DS} na tranzistoroch v synchronnom usmerňovači pri plnom výkone 1 kW (vľavo TE, vpravo TF)

Po osadení vytvoreného obvodu je pri menovitých hodnotách vstupného (100 V) a výstupného napätia (30 V) dosiahnutý plný menovitý výkon 1 kW. Znázornené priebehy na *obrázku 8.5* potvrdzujú požadovanú funkciu doplneného obvodu, ktorý pri plnom výkone limituje napäťovú špičku na úrovni približne 160 V (bez realizácie spomínaného obvodu by napäťová špička pri menovitom výkone dosahovala oveľa vyšších hodnôt). Problém spočíva v presiahnutí hranice napätia 150 V, na ktorú sú dimenzované tranzistory v synchronnom usmerňovači. Na druhú stranu to potvrdzuje vysokú kvalitu tranzistorov od spoločnosti *Infineon*, ktoré podľa praktických skúseností je možné v krajnom prípade prevádzkovať s napätím vyšším ako je ich menovité približne do 10 %. V prípade zvýšenia vstupného napätia na maximálnu hodnotu (120 V) nie je možné dosiahnuť menovitý výkon meniča, pretože napäťová špička na tranzistoroch sa už pri výkone 600 W blíži k hodnotám okolo 150 V.

Z uvedených faktov vyplýva, že je potrebné vymeniť osadené tranzistory v synchronnom usmerňovači *Infineon Technologies BSC160N15NS5* ($U_{(BR)DSS} = 150\text{ V}$), ktoré sa vyznačujú najnovšou technológiou *OptiMOS5* a vynikajúcimi vlastnosťami. Nahradené sú tranzistormi v rovnakom puzdre, opäť od výrobcu *Infineon Technologies*, s označením *BSC220N20NSFD* ($U_{(BR)DSS} = 200\text{ V}$). Tento typ tranzistora má nevýhodu staršej výrobnéj technológie *OptiMOS3*, čím sú aj jeho parametre na nižšej úrovni. Katalógový list k náhradnému tranzistoru je uvedený v odkaze [28]. Výmenou tranzistorov je urobený kompromis k zabezpečeniu bezpečnej prevádzky pri plnom výkone avšak na úkor strát a celkovej účinnosti meniča.

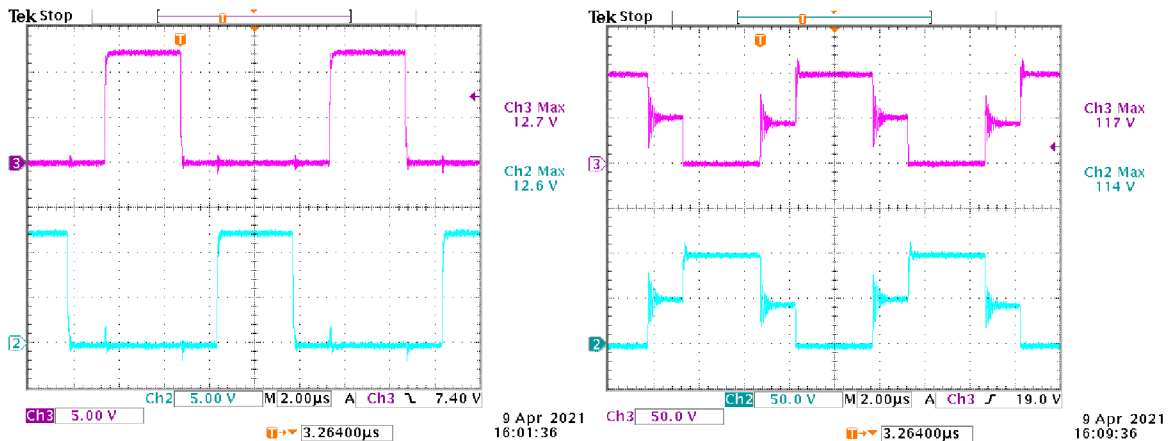


Obrázok 8.6 Teploty snubbrov pri menovitom výkone 1 kW

Teploty komponentov RC snubbrov dosiahnuté pri maximálnom výkone meniča a zároveň pri menovitom vstupnom a výstupnom napätí sú zaznamenané pomocou termokamery FLIR na *obrázku 8.6*. Teploty rezistorov sa pohybujú v rozsahu 84 až 89 °C. Kondenzátory dosahujú teplotu 74 °C. Pre lepšiu odvod tepla z komponentov RC snubbra sú na jeho krajné plošky prispájkované medené krídela malých rozmerov v tvare L. Odvod teplého vzduchu je zabezpečený ofukovaním pomocou ventilátora. Teplota transilu v obvode pre orezanie napäťovej špičky dosahuje približne 70 °C.

8.4 Kontrolné meranie meniča

Navrhnutý menič sa podarilo zrealizovať a oživiť podľa požadovaných parametrov. V tejto kapitole je na meniči vykonaná séria kontrolných meraní s menovitým vstupným napätím o hodnote $U_{IN} = 100\text{ V}$ a výstupným napätím $U_{OUT} = 30\text{ V}$.

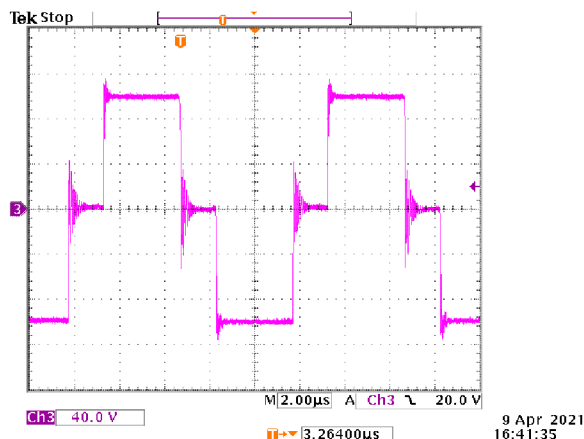


Obrázok 8.7 Priebeg napätí u_{GS} (vľavo) a u_{DS} (vpravo) spodných tranzistorov TB (CH3) a TD (CH2) v plnom mostíku pri výstupnom výkone 1 kW

Na *obrázku 8.7* je v ľavej časti vidieť signály pre spínanie spodných tranzistorov TB a TD v primárnom plnom mostíku, ktoré sú aj pri plnom odoberanom výkone z meniča stabilné a rovnomerné. Keďže sa jedná o tvrdo spínanú topológiu, kedy je zopnutá vždy len jedna krížna diagonála, odpovedá priebeh spodného tranzistora TB, priebehu horného tranzistora TC. Rovnako je to aj s tranzistormi TD a TA. Tranzistory na primárnej strane sú spínané napäťovou hladinou približne $U_{GS} = 12,6\text{ V}$.

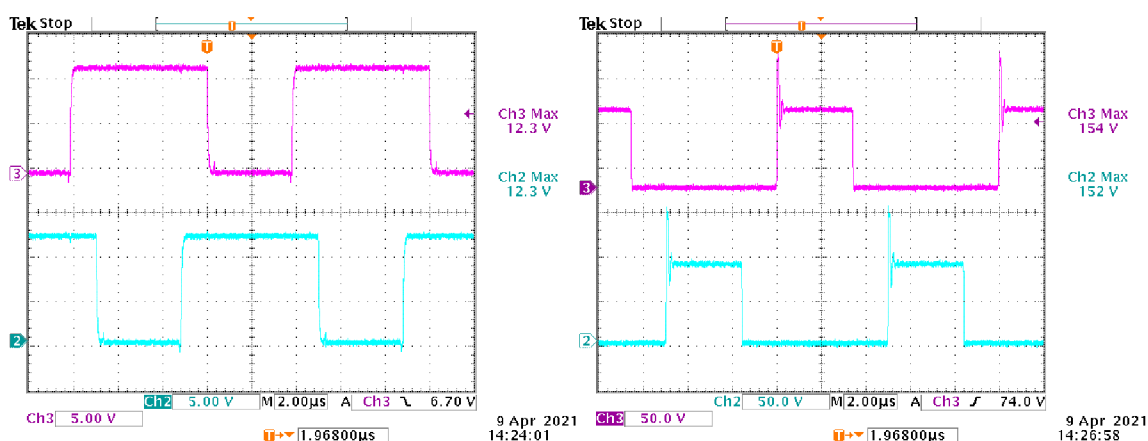
V pravej časti *obrázka 8.7* sú odpovedajúce priebehy napätí u_{DS} medzi elektródami drain a source. Z priebehov vyplýva, že v dobe kedy sú všetky tranzistory v H-mostíku vypnuté, rozdelí sa napájacie napätie v každom z polo-mostíkov približne polovične na jednotlivé tranzistory. V danom intervale sú teda tranzistory namáhané iba polovičným napätím. Na priebehoch je však možné vidieť miernu nesymetriu v rozdelení napätia. Nerovnomerné rozdelenie napätia môže spôsobovať nesymetrický návrh DPS, a teda aj rozdielne kapacity v kmitajúcich uzloch plného mostíka. Z tohto pohľadu, je na tom vždy horšie horná časť mostíka s tranzistormi, ktorá má nižšiu kapacitu a teda ostane na nej po rozdelení mierne väčšie napätie. V dolnej časti mostíka je kapacita väčšia (napríklad z dôvodu, že spodné tranzistory sú elektródami source pripojené priamo na zem – rozliaty polygon, a iné), tým pádom je napätie v spodnej časti mostíka v pomere menšie. Ďalším faktorom sú rozdielne podmienky spínania horného a dolného tranzistora, kde dolný je spínaný voči pevnej zemi, kdežto horné sú spínané voči kmitajúcemu uzlu, prejavíť sa môže aj nesymetria drivera. Takisto na nerovnomerné rozdelenie majú vplyv aj ostatné komponenty v primárnom obvode, ktoré prispievajú svojimi parazitnými kapacitami a indukčnosťami. Výsledná nesymetria v priebehu je však prijateľná. Rovnako tak sa potvrdilo správne napäťové dimenzovanie tranzistorov.

Ďalším viditeľným javom v priebehu sú oscilácie nachádzajúce sa opäť v intervale, kedy sú všetky tranzistory vypnuté. Tu sa prejavuje najmä rozptylová indukčnosť primárneho vinutia transformátora spolu s parazitnými kapacitami súčiastok v primárnom obvode, čo je veľká nevýhoda v porovnaní s mätko spínanou topológiou, kde v priebehu napätia medzi elektródami drain a source, nemožno vidieť rozdelenie napätí a následne aj nežiadúce oscilácie.



Obrázok 8.8 Priebeh napätia na primárnej strane transformátora pri výstupnom výkone 1 kW

Priebeh napätia na svorkách primárneho vinutia transformátora je znázornený na obrázku 8.8, kde je vidieť, že priebeh je symetrický okolo nuly. Vždy po zopnutí jednej z diagonál tranzistorov v mostíku, sa objaví na transformátore vstupné napätie meniča. V dobe kedy sú všetky štyri tranzistory vypnuté, je napätie na transformátore nulové a neprenáša sa na sekundárnu stranu žiaden výkon. Opäť v spomínanom intervale sú oscilácie spôsobené rozptylovou indukčnosťou transformátora, ktorá zaosciluje spolu s parazitnými kapacitami v primárnom obvode pri vypnutí krížnych diagonál.

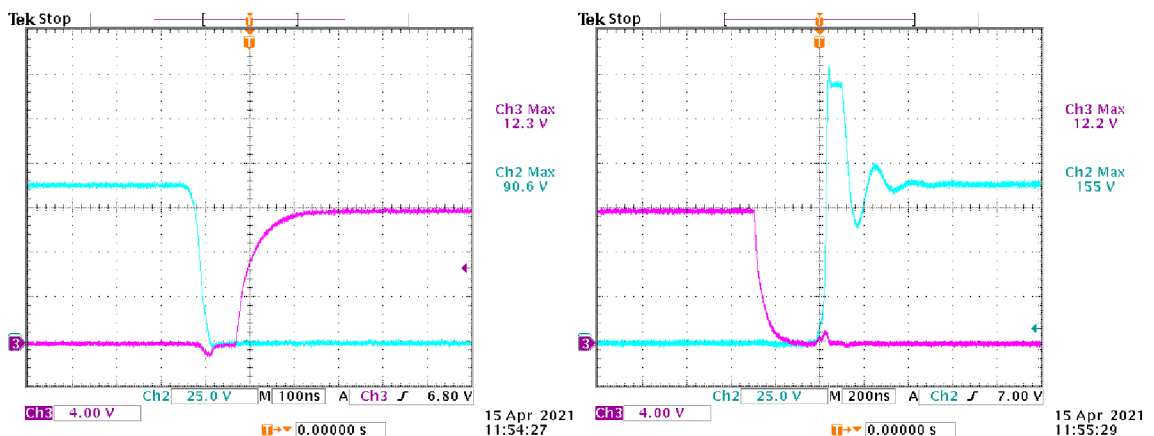


Obrázok 8.9 Priebeh napätí u_{GS} (vľavo) a u_{DS} (vpravo) tranzistorov TE (CH3), TF (CH2) v synchronnom usmerňovači pri výstupnom výkone 1 kW

Priebehy napätia u_{GS} medzi elektródami gate a source tranzistorov v synchronnom usmerňovači sú zobrazené na obrázku 8.9. Podobne ako v primárnom mostíku, sú spínacie

signály rovnomerné a stabilné počas celej prevádzky, vrátane dosiahnutia plného menovitého výkonu meniča. Z priebehov je vidieť, že počas výkonového intervalu, kedy je zopnutá vždy len jedná diagonála na primárnej strane a prenáša sa cez transformátor výkon na stranu sekundárnu, je zopnutá v synchronnom usmerňovači vždy len jedna trojica tranzistorov (TE alebo TF). Naopak, ak sú na primárnej strane všetky tranzistory vypnuté, výstupná tlmivka sa stáva zdrojom a v tomto intervale sú zopnuté obe sekcie synchronného usmerňovača a prúd sa nimi rozdelí na polovicu. Podľa merania na osciloskope sú tranzistory spínané napäťovou hladinou $U_{GS} = 12,3 \text{ V}$, čo spĺňa požiadavky návrhu.

V pravej časti obrázka 8.9 sú analogicky k opísaným spínacím signálom, zobrazené priebehy napätí medzi elektródami drain a source tranzistorov v sekciách TE a TF. Napäťová špička pri vypnutí tranzistorov vzniká vplyvom rozptylovej indukčnosti sekundárneho vinutia transformátora. Vplyv majú aj ostatné komponenty sekundárnej slučky svojimi parazitnými kapacitami a indukčnosťami. Maximálna hodnota prekmitu sa pohybuje v rozsahu 150 V až 160 V, čo je dostatočne pod hranicu, na ktorú sú dimenzované nahradené tranzistory (200 V). Tu sa prejavuje aj správna funkcia navrhnutých snubbrov, ktoré zatlmili osciláciu a obmedzili napäťový prechod. Po odoznení prechodného javu, sa napätie ustáli na hodnote, ktorá je daná súčtom pretransformovaných napätí oboch sekundárnych vinutí.



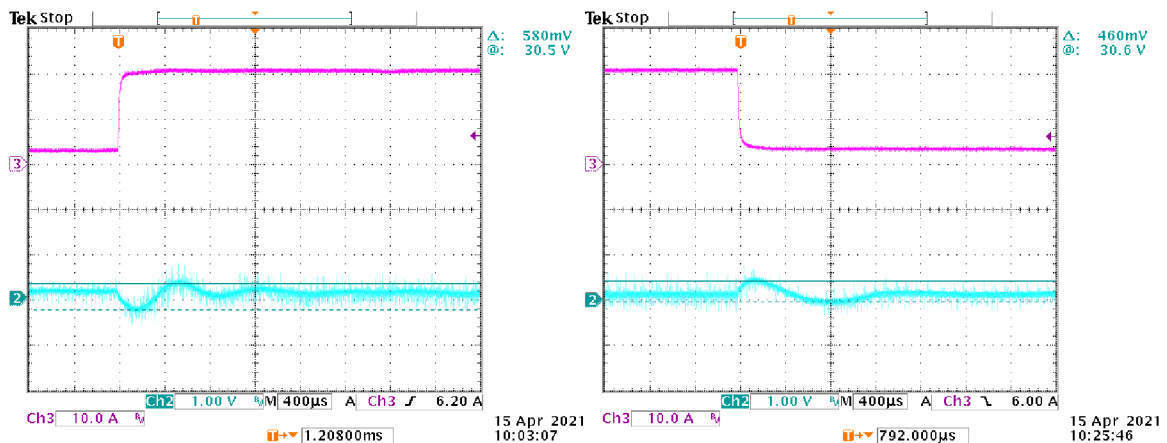
Obrázok 8.10 Detail priebehu napätí u_{GS} (CH3) a u_{DS} (CH2) na tranzistoroch TE pri výstupnom výkone 1 kW

Detail priebehov napätí u_{GS} a u_{DS} tranzistora v sekcií TE pri zapnutí (vľavo) a vypnutí (vpravo) je znázornený na obrázku 8.10. Zo zaznamenaných priebehov na osciloskope vyplýva, že tranzistory v synchronnom usmerňovači spínajú v nule napätia – mäkké spínanie (ZVS). Je to spôsobené komutáciou prúdu, ktorý sa v určitom okamihu uzavrie cez body diódu tranzistora a teda pri zopnutí alebo vypnutí tranzistora je medzi elektródami drain a source len úbytok napätia na internej dióde v priepustnom smere. Vždy sa jedná o okamih kedy sa strieda výkonový interval, v ktorom je energia prenášaná z primárnej na sekundárnu stranu (zopnutá len jedna trojica tranzistorov) a interval, kedy sa stáva výstupná tlmivka zdrojom a sú zopnuté obe trojice tranzistorov súčasne. Dôležitým

faktorom je aplikovanie mŕtvej doby (deadtime) v riadiacich signáloch, aby nedošlo k zopnutiu oboch sekcií tranzistorov v synchronnom usmerňovači počas výkonového intervalu.

V ľavej časti *obrázka 8.10* je zobrazený zapínací dej tranzistora, ktorý sa deje vždy za podmienok, že sa práve skončil výkonový interval a opačná sekcia v synchronnom usmerňovači je naďalej zopnutá. Výstupná tlmička, ktorá sa v daný okamih stáva zdrojom pretlačí prúd internou diódou tranzistora. Následne po nástupe riadiaceho impulzu sa otvára vodivostný kanál tranzistora, ktorý preberie prúd a tranzistor je tak zopnutý v napätí blížiacemu sa nulovej hodnote.

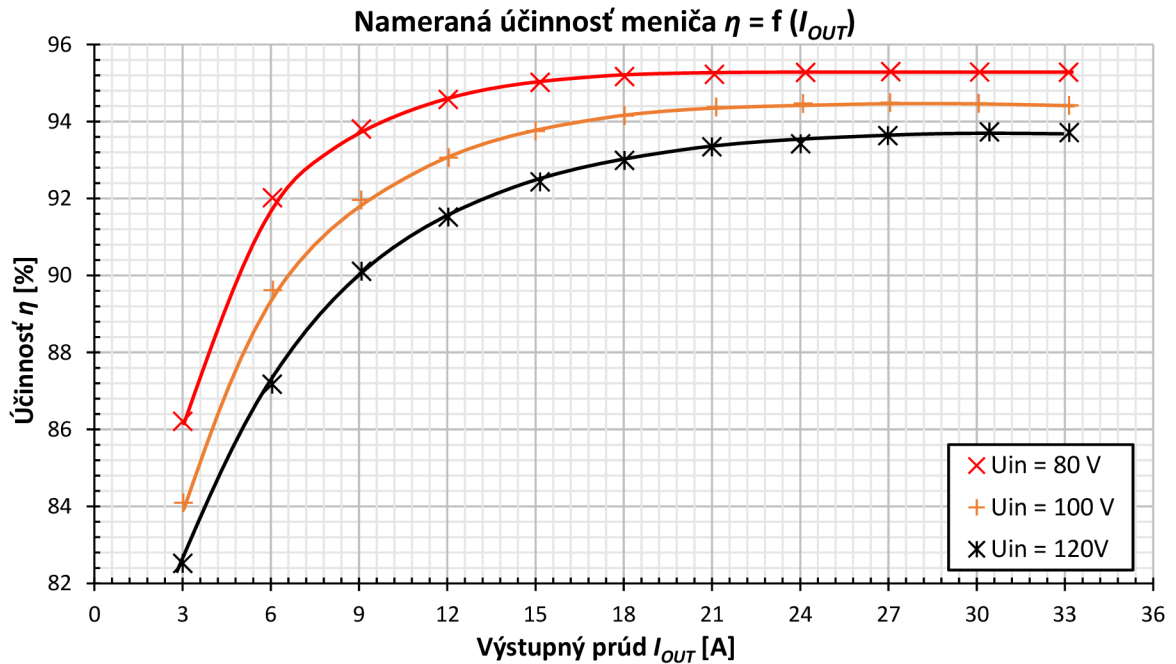
V pravej časti *obrázka 8.10* vidieť, že vypínací riadiaci impulz prichádza s dostatočným časovým predstihom pred nástupom výkonového intervalu, kedy bude prúd viesť opačná trojica tranzistorov v synchronnom usmerňovači. To potvrdzuje dostatočné zabezpečenie mŕtvej ochrannej doby. Na základe impulzu sa vodivostný kanál tranzistora uzavrie a prúd prevezme interná body dióda až do okamihu nástupu výkonové intervalu v opačnej sekcií tranzistorov. Ochranná doba, kedy vedie prúd interná dióda tranzistora by sa mohla v rámci optimalizácie výkonových strát skrátiť.



Obrázok 8.11 Skok zát'áže z 10 % na 60 % (vľavo) a zo 60 % na 10 % (vpravo) menovitého prúdu/výkonu

Po skontrolovaní jednotlivých dôležitých priebehov je overená celková funkčnosť meniča. Následne je na *obrázku 8.11*, pri menovitých hodnotách vstupného a výstupného napätia, zaznamenaná skoková zát'áž (CH3), pri ktorej je sledovaná odozva regulácie výstupného napätia (CH2). Pri meraní priebehov je na kanále CH3 využitá prúdová sonda a na kanáli CH2 je nastavený offset o hodnote 30 V, z dôvodu detailnejšej viditeľnosti regulačnej odozvy. V ľavej časti obrázka je znázornené skokové zaťaženie z 10 % menovitého výkonu na 60 % a naopak v pravej časti je vyobrazené skokové odľahčenie zo 60 % na 10 % menovitého výkonu meniča. V oboch prípadoch je maximálny rozkmit menovitého výstupného napätia špička-špička na úrovni približne 500 až 600 mV. Následne po odoznení sa výstupné napätie ustáli na požadovanej menovitej hodnote. To vypovedá o dobrej reakcii regulačnej slučky na skokovú zát'áž.

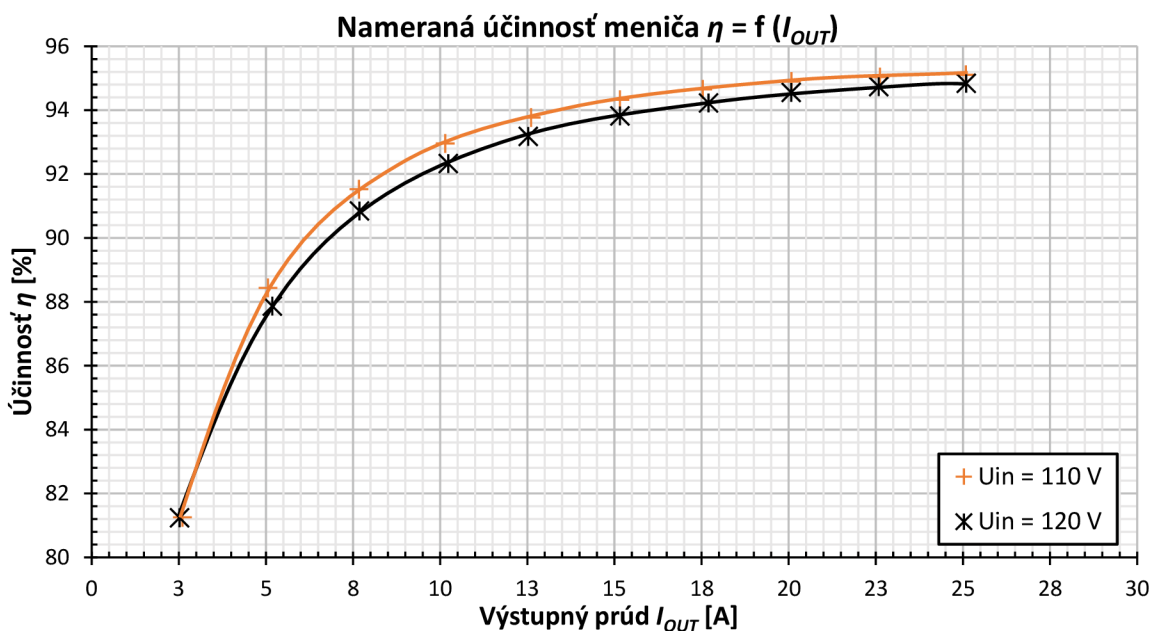
Po oživení a odladení meniča je pri menovitom výstupnom napätí (30 V) a rôznych hodnotách vstupného napätia, zmeraná účinnosť v závislosti od výstupného prúdu I_{OUT} . Z obrázka 8.12 vidieť, že menič dosahuje pri menovitom výkone účinnosť v rozsahu 93,7 % až 95,3 %. Najvyššia účinnosť je nameraná v prípade najnižšieho vstupného napätia, čo potvrdzuje teóriu, že so zvyšujúcim sa vstupným napätím narastajú straty v meniči, a teda klesá jeho celková účinnosť.



Obrázok 8.12 Graf účinnosti meniča pri menovitom výstupnom napätí $U_{OUT} = 30$ V

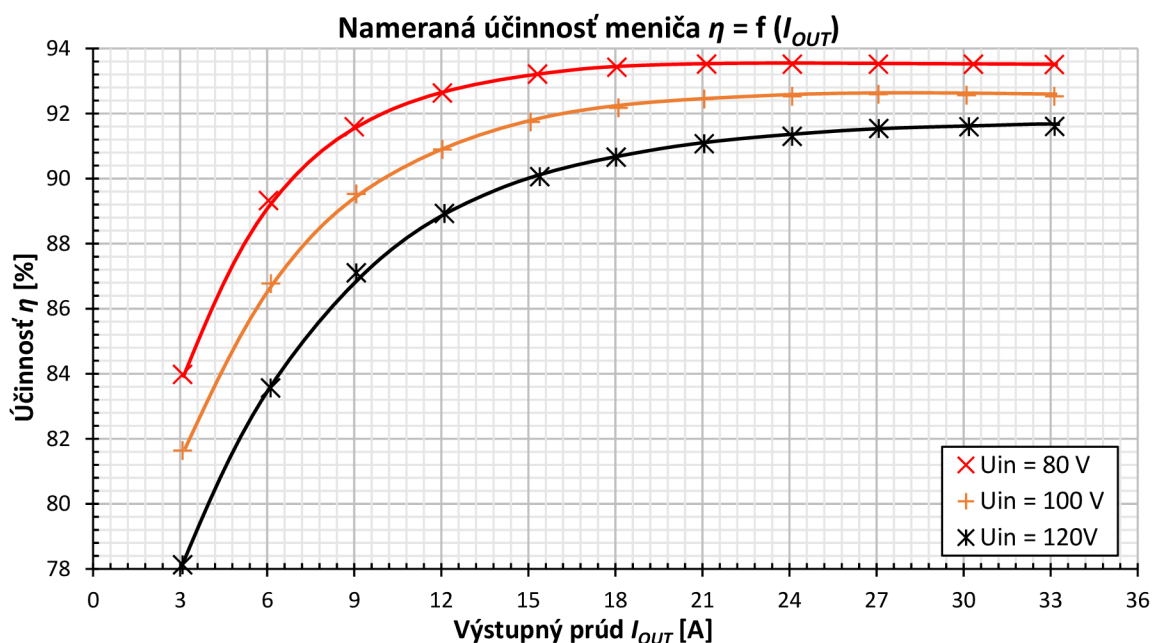
Menič je konštrukčne navrhnutý tak, že pri požiadavke maximálneho výstupného napätia (40 V) dokáže pracovať so vstupným napätím až od 100 V. Vychádza to z použitia v rámci praktickej aplikácie, kde priemyselný zdroj dokáže vytvoriť na výstupe napätie od 80 V do 120 V. Z toho vyplýva, že nie je efektívne a potrebné vytvárať 40 V pomocou meniča pri nižších hladinách výstupného napätia v rámci priemyselného zdroja. Súvisí to aj s návrhom transformátora a snahou dosiahnuť optimálnu striedu v celom funkčnom rozsahu meniča. V opačnom prípade, by musel byť transformátor zrealizovaný s nižším prevodom, čím by sa zvýšilo napätie namáhanie komponentov na sekundárnej strane a bola by dosiahnutá nízka strieda, čo by viedlo k neefektívnemu využitiu meniča a nárastu výkonových strát.

Z uvedeného dôvodu je účinnosť premeraná pri vstupnom napätí 110 V a 120 V. Ako je možné vidieť z obrázka 8.13, pri plnom menovitom výkone menič dosahuje účinnosť v rozsahu 94,8 % až 95,1 %. Z uvedeného merania vyplýva, že so zvýšením výstupného napätia meniča sa účinnosť pri maximálnom vstupnom napätí v porovnaní s obrázkom 8.12 zvýšila. Príčinou je menší výstupný prúd pri zachovaní menovitého výkonu a teda aj nižšie výkonové straty. Vplyv na vyššiu účinnosť má rovnako tak aj menší rozdiel medzi vstupným a výstupným napätím.



Obrázok 8.13 Graf účinnosti meniča pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 40$ V

Na obrázku 8.14 je znázornená zmeraná účinnosť meniča pri minimálnom výstupnom napätí (20 V). So znížením výstupného napätia, by pri snahe dosiahnuť menovitý výkon musel meničom prejsť prúd až 50 A, na ktorý síce sú v rámci rezervy dimenzované komponenty meniča, ale v reálnej aplikácii bude z meniča odoberaný najviac menovitý výstupný prúd (33,3 A). V tomto prípade je teda meranie ukončené pri nastavenej internej prúdovej limite digitálneho kontroléra. Dosažitá účinnosť sa pohybuje v rozsahu od 91,6 % až 93,5 %.



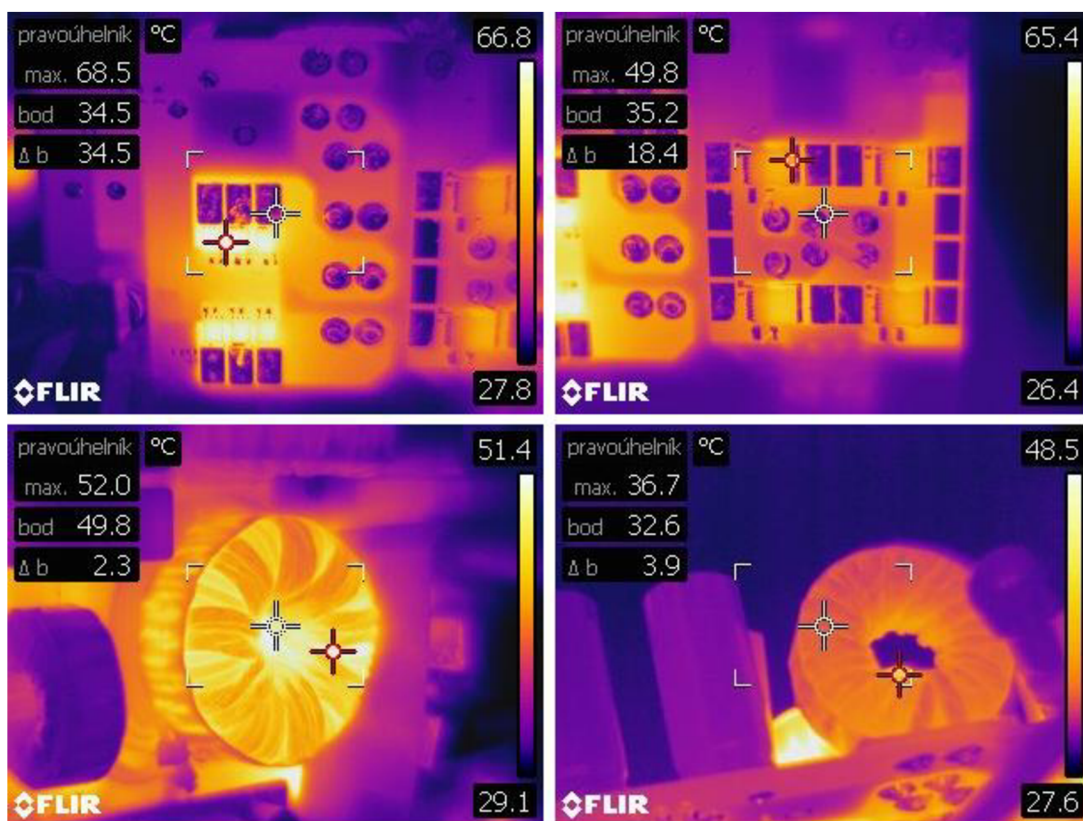
Obrázok 8.14 Graf účinnosti meniča pri výstupnom napätí $U_{OUT} = 20$ V

Ďalším dôležitým krokom pri uvedení meniča do prevádzky je overenie teplotného namáhania nadimenzovaných komponentov. Meranie je vykonané pri menovitých hodnotách napätí a menič je zaťažený na maximálny odoberaný výkon 1 kW. Jednotlivé teploty sa za krátky čas postupne ustália a sú zaznamenané pomocou termokamery FLIR.

Na *obrázku 8.15* sú vidieť teploty hlavných komponentov meniča. Za daných podmienok dosiahli tranzistory v synchronnom usmerňovači 68,5 °C. Tranzistory v plnom mostíku na primárnej strane atakujú hranicu 50 °C. Transformátor vykazuje v prevádzke teplotu 52 °C a výstupná tlmivka sa blíži k 37 °C. Z uvedených nameraných hodnôt je vidieť, že komponenty meniča sú nadimenzované správne a neprehrievajú sa.

Najteplejším prvkom meniča sú RC snubbre, ktoré podľa *obrázka 8.6* dosahujú 85 °C až 89 °C. So zvýšením vstupného napätia na maximálnu hodnotu sa ustália na teplote siahajúcej k 100 °C. V ďalšej verzii návrhu meniča, by bolo vhodné snubbre umiestniť na spodnú stranu DPS, kde by bolo teplo odvádzané priamo do chladiča, čím by sa výrazne znížilo ich tepelné namáhanie.

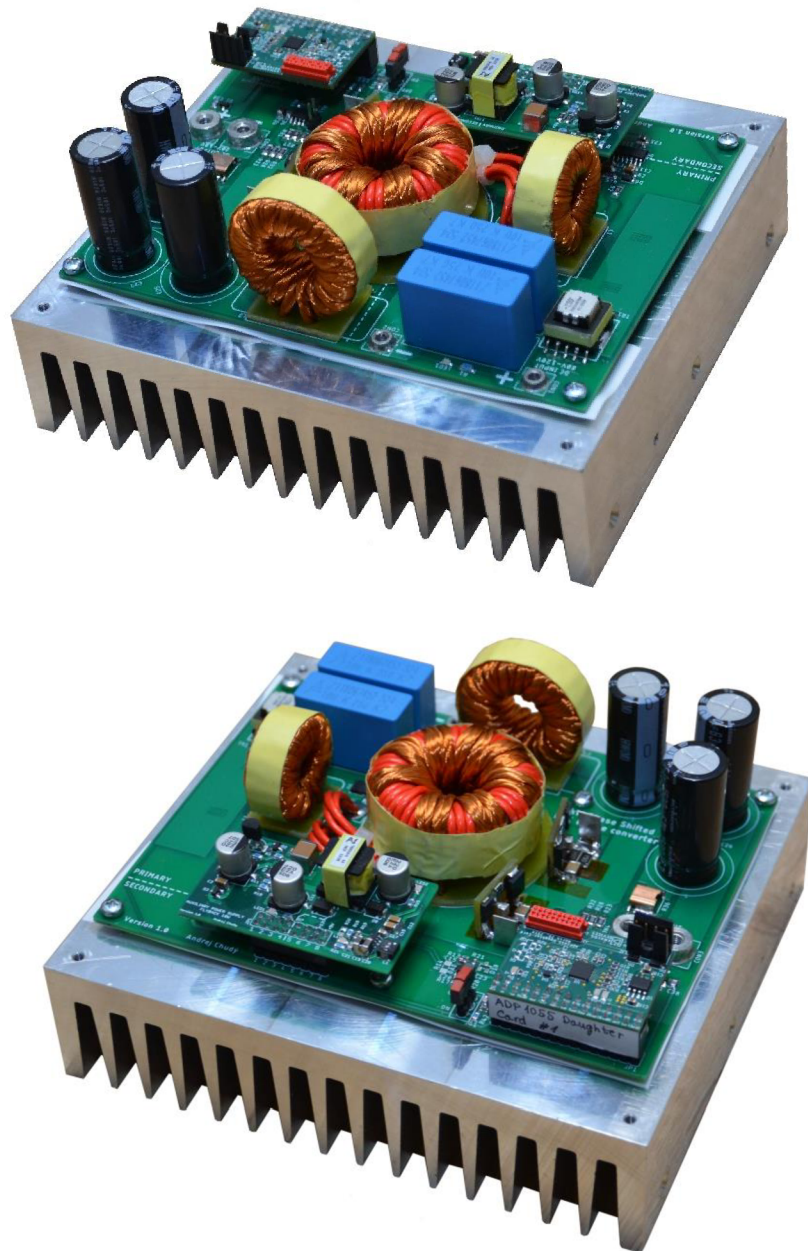
Digitálny kontrolér dosahuje 37,1 °C a lineárny stabilizátor na riadiacej karte je ohriaty na 55,4 °C. Teploty pomocného zdroja sú rozobrané v *kapitole 7.3*. Zároveň je potrebné podotknúť, že z dôvodu snímania spodnej strany meniča termokamerou bolo chladenie zabezpečené iba pomocou ofukovania ventilátormi. S uvažovaným hliníkovým chladičom, by sa teplo z DPS a daných komponentov efektívne odvádzalo do chladiča a tak dosiahnuté teploty by boli ešte priaznivejšie.



Obrázok 8.15 Zaznamenané teploty pomocou termokamery FLIR

8.5 Vyhotovenie meniča

Finálne vyhotovenie navrhnutého a zrealizovaného meniča vychádza z návrhu štvorvrstvovej DPS a následnej 3D vizualizácie znázornenej na *obrázku 8.1*. Riadiaca karta od spoločnosti *Analog Devices* a zdroj pomocných napätí sú spojené s navrhnutou DPS meniča cez 30-pinový a 16-pinový konektor. Zrealizovaná konečná vzorka meniča je zachytená na *obrázku 8.16*. Z dôvodu problémového dodania výrobcom sú pôvodne navrhnuté, širšie a nižšie elektrolytické kondenzátory dočasne nahradené kondenzátormi s rovnakými parametrami avšak rozmerovo užšími a vyššími.



Obrázok 8.16 Finálne vyhotovenie meniča

9 ZÁVER

Cieľom diplomovej práce bolo získať lepší prehľad v oblasti jednosmerných impulzných DC/DC meničov a zúročiť nadobudnuté teoretické vedomosti počas štúdia v praktickom návrhu a samotnej realizácii.

Prvý krok spočíval v rozanalyzovaní zadania od spoločnosti *BEL Power Solutions* a následne výber vhodných topológií meničov pre požadovanú aplikáciu. Hlavnou požiadavkou je vytvorenie meniča, ktorý rozšíri úzky regulačný rozsah priemyselného napájacieho zdroja. Pre zadané parametre sa javí ako najlepšia možnosť buď zvyšujúci prekladaný menič, ktorý prenesie celý výkon zdroja, alebo použitie izolovanej topológie dvojčinného priepustného meniča s mäkkým spínaním.

Vybraté dva typy meničov, sú detailne rozobraté po teoretickej stránke (*kapitola 2*), čo napomáha k lepšiemu pochopeniu ich funkcie. Následne je vykonaný kompletný návrh silových častí, dimenzovanie a výber konkrétnych komponentov a výpočet stratových výkonov. Pre lepšie nadobudnutie predstavy o veľkosti meničov sú vytvorené 3D vizualizácie v softvérovom prostredí *Autodesk Inventor*, ktoré zobrazujú prvotné rozloženie vybratých reálnych komponentov. Vizualizácie nie sú založené na reálnom návrhu dosky plošných spojov, avšak ich cieľom je určenie predpokladaných rozmerov na základe návrhu a dimenzovania silových častí meničov.

Z uvedených návrhov a výpočtov, vyšiel ako lepší variant dvojčinný priepustný menič s mäkkým spínaním. Jeho hlavnými plusmi sú najmä menšie celkové straty, menšie rozmery/objem, dosiahnutie širšieho napäťového rozsahu v rámci celej aplikácie. Ďalšou výhodou v porovnaní so zvyšujúcim meničom, je že nemusí prenášať celý výkon napájacieho zdroja. Nevýhodou je vyššia cena a zložitosť zariadenia.

Diplomová práca ďalej poskytuje v *kapitole 6* návrh kompletného obvodového riešenia meniča na čele s použitím riadiacej karty s digitálnym kontrolérom *ADP1055*, ktorá je poskytnutá spoločnosťou *Analog Devices*. Dôležitým komponentom meniča je pomocný zdroj, pre ktorý je vybratá topológia blokujúceho meniča a jeho kompletný návrh až po realizáciu zobrazuje *kapitola 7*.

V rámci konštrukcie meniča je navrhnutá štvorvrstvová DPS. Po zrealizovaní a osadení transformátoru a tlmiviek, sú naspájkované všetky ostatné súčiastky. Pri fáze oživenia meniča, z dôvodov uvedených v *kapitole 8.2*, nastala zmena v spôsobe riadenia a teda zhotovený menič je oživený ako tvrdo spínaný v porovnaní s pôvodným plánom využiť fázovo posunuté riadiace impulzy a zabezpečiť tak mäkké spínanie – phase shift full bridge (osadená primárna tlmivka je premostená, externé kondenzátory tranzistorov v plnom mostíku sú neosadené). Táto neočakávaná zmena sa nakoniec ukázala ako výhoda, pretože bolo potrebné uviesť do prevádzky prvý prototyp meniča s neoverenou DPS, kde jednoduchší spôsob spínania primárnych tranzistorov je vítaný.

Menič po oživení vykazuje správnu funkciu, avšak pri zvyšovaní záťaže sa prejavujú oscilácie pri vypínaní tranzistorov v synchronnom usmerňovači, ktorých napäťová špička

atakuje hladinu, na ktorú sú tranzistory dimenzované. Preto je v kapitole 8.3 popísané odladenie RC snubbra a následne aj vytvorený obvod pre obmedzenie napäťovej špičky. Pre dosiahnutie plného výkonu je však z hľadiska bezpečnej prevádzky meniča vykonaná výmena pôvodne nadimenzovaných tranzistorov v synchronnom usmerňovači s napätím $U_{BR(DSS)} = 150 \text{ V}$ za tranzistory s $U_{BR(DSS)} = 200 \text{ V}$.

Po odladení nedostatkov v procese oživovania meniča, je vykonaná séria kontrolných meraní od jednotlivých priebehov, cez meranie účinnosti až po kontrolu dosiahnutých teplôt pomocou termokamery FLIR. Dosiahnutá účinnosť meniča pri vstupných napätiach 80 V, 100 V, 120 V, výstupnom menovitom napätí 30 V a s odoberaným menovitým výkonom 1 kW sa pohybuje v rozsahu 93,7 % až 95,3 %, čo sú z pohľadu prvého prototypu a spomínaných problémov pri oživení prijateľné čísla. V prípade využitia mäkkého spínania a pôvodných tranzistorov v synchronnom usmerňovači, ktoré sa vyznačovali modernejšou technológiou výroby a teda lepšími parametrami, by bolo možné dosiahnuť o niečo lepšiu účinnosť.

Navrhnutý menič je úspešne zrealizovaný a funguje v rozsahu zadaných parametrov. Počas jeho testovania je zo zaznamenaných obrázkov z termokamery vidieť, že teploty sa ustálili v povolených medziach.

Do budúca by bolo vhodné urobiť úpravu DPS, konkrétne umiestniť snubbre na jej spodnú časť, tak aby sa teplo odvádzalo priamo do chladiča, čím by sa výrazne zlepšili tepelné pomery celej DPS v okolí snubbrov. Keďže tvrdo spínaná verzia meniča je úspešne uvedená do prevádzky, môže sa začať s experimentovaním a zložitejším nastavením riadiacej karty pre dosiahnutie mäkkého spínania.

Veľkým plusom pri tvorbe diplomovej práce, je získanie nových vedomostí a praktických skúseností. Neoceniteľným prínosom po teoretickej aj praktickej stránke je spolupráca s vývojovými elektrotechnickými inžiniermi s dlhoročnou praxou.

LITERATÚRA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky. Svazek I, Tepelné jevy, činný výkon*. Vyd. 3. Brno: Vysoké učení technické, 2000, 61 s. ISBN 80-214-1736-6.
- [2] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC Měniče*. Vyd. 1. Praha: BEN – technická literatura, 2001, 55 s. ISBN 80-7300-045-8.
- [3] NOVOTNÝ, Vlastislav, Miroslav PATOČKA a Pavel VOREL. *Napájení elektronických zařízení*. Vyd.2. Brno: Vysoké učení technické, 2000, 129 s. ISBN 80-214-1737-4.
- [4] YEO, Sung Chan, Feel-soon KANG. *Fault-Tree Based Failure-Rate Analysis for Boost Converter and Interleaved Boost Converter* [online]. IRJET – International Research Journal of Engineering and Technology, 2019 [cit. 2020-10-24]. Dostupné z: <https://doi.org/10.1007/s42835-019-00284-w>
- [5] LATHA, Shenoy, Nayak GURUDUS a Mandi RAJASHEKAR. *Design and Implementation of Interleaved Boost Converter* [online]. Engineering Journals, 2017 [cit. 2020-11-10].
Dostupné z: <http://www.enggjournals.com/ijet/docs/IJET17-09-03S-076.pdf>
- [6] PATOČKA, Miroslav. *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřící technice a silnoproudé elektrotechnice*. Vyd. 1. Brno: VUTIUM, 2011, 564 s. ISBN 978-80-214-4003-6
- [7] DI DOMENICO, Francesco, Bernd Schmölder, Manuel Escudero Rodriguez a Srivatsa Raghunath. *800 W ZVS phase shift full bridge evaluation board* [online]. Infineon Technologies AG, 2017 [cit. 2020-11-20]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-applicationNote_EVAL_800W_ZVS_CFD7-AN-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d4625f96303e015fdaa8ad107208
- [8] ARYA, CHITRA. *Phase Shifted Full Bridge DC-DC Converter* [online]. IRJET – International Research Journal of Engineering and Technology, 2015 [cit. 2020-11-23]. Dostupné z: <https://www.irjet.net/archives/V2/i4/Irjet-v2i4288.pdf>
- [9] KDM MAGNETICS. *Magnetic Alloy Powder Cores* [online]. 2020. Dostupné z: <http://selfelectronic.net/wp-content/uploads/2017/10/datasheet4.pdf>
- [10] INFINEON. *MOSFET OptiMOS™ Power-Transistor: IPT111N20NFD* [online]. 2016. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/12v-300v-n-channel-power-mosfet/ipt111n20nfd/>
- [11] VISHAY. *High Current Density Surface-Mount TMBS Rectifier: V35PW22* [online]. 2020. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/87006/v35pw22.pdf>
- [12] ZIVANOV, Miloš, Boris SASIC a Miroslav LAZIC. *Design of Multiphase Boost Converter for Hybrid Fuel Cell/Battery Power Sources* [online]. INTECH, 2010 [cit. 2020-11-30].
Dostupné z: <https://www.intechopen.com/books/paths-to-sustainable-energy/desing-of-multiphase-boost-converter-for-hybrid-fuel-cell-battery-power-sources>

- [13] TDK/EPCOS. *Toroids (ring cores): B64290L0659X087* [online]. 2017. Dostupné z: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/r_40_0_24_0_16_0.pdf
- [14] TDK/EPCOS. *SIFERRIT material N87* [online]. 2017. Dostupné z: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf>
- [15] INFINEON. *MOSFET OptiMOS™ Power-Transistor BSC160N15NS5* [online]. 2020. Dostupné z: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/12v-300v-n-channel-power-mosfet/bsc160n15ns5/>
- [16] MICROMETALS. *Powder core: T106-2* [online]. 2019. Dostupné z: <https://datasheets.micrometals.com/T106-2-DataSheet.pdf>
- [17] ANALOG DEVICES. *Digital Controller ADP1055* [online]. 2015. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADP1055.pdf>
- [18] ANALOG DEVICES. *ADP1055-EVALZ User Guide* [online]. 2015. Dostupné z: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/ADP1055-EVALZ_UG-710.pdf
- [19] TOMITA ELECTRIC. *Ferrite cores EE 2G8* [online]. 2016. Dostupné z: <https://www.tomita-electric.com/cms/content/files/2G8.pdf>
- [20] VISHAY. *Power MOSFET IRFR214* [online]. 2013. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/91269/91269.pdf>
- [21] BOURNS. *P6SMB TVS Diode Series* [online]. 2015. Dostupné z: <https://www.bourns.com/docs/Product-Datasheets/p6smb.pdf?sfvrsn=2>
- [22] ON SEMICONDUCTOR. *Fast Rectifiers: ES1F-ES1J* [online]. 2020 Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/es1j-d.pdf>
- [23] VISHAY. *Surface-Mount Ultrafast Plastic Rectifier: ES1D* [online]. 2020. Dostupné z: <https://www.vishay.com/docs/88586/es1.pdf>
- [24] TEXAS INSTRUMENTS. *TPS56220x 4.5-V to 17-V Input, 2-A Synchronous Step-Down Voltage Regulator in 6-Pin SOT-23* [online]. 2020. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps562201.pdf?ts=1616159170203&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [25] TEXAS INSTRUMENTS. *UCx84x Current-Mode PWM Controllers* [online]. 2020. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc2844.pdf?ts=1615547778252&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fproduct%252FUC2844
- [26] ON SEMICONDUCTOR. *NPN Epitaxial Silicon Transistor 2N5550* [online]. 2015. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/2n5550-d.pdf>
- [27] NXP SEMICONDUCTORS. *Designing RC snubbers AN11160* [online]. 2012. Dostupné z: <https://assets.nexperia.com/documents/application-note/AN11160.pdf>
- [28] INFINEON. *MOSFET OptiMOS™ Power-Transistor BSC220N20NSFD* [online]. 2020. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-BSC220N20NSFD-DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c0168c7cb44216444

ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

Skratky:

CCM	Continuous current mode (režim neprerušovaného prúdu)
DC	Direct current (jednosmerný prúd)
DCM	Discontinuous current mode (režim prerušovaného prúdu)
DPS	Doska plošných spojov
ESL	Ekvivalentná sériová indukčnosť
ESR	Ekvivalentný sériový odpor
MOSFET	Metal oxide semiconductor field effect transistor
SMD	Surface mount devices (súčiastka pre povrchovú montáž)
SMT	Surface mount technology (technológia povrchovej montáže)
OCP	Overcurrent protection (nadprúdová ochrana)
OTP	Overtemperature protection (ochrana proti prehriatiu)
OVP	Overvoltage protection (prepäťová ochrana)
PSFB	Phase Shifted Full Bridge
PWM	Pulse-width modulation (impulzne šírková modulácia)
UVLO	Undervoltage lockout
ZCS	Zero current switching (spínanie v nule prúdu)
ZVS	Zero voltage switching (spínanie v nule napätia)

Symbols:

A_L	Závitová konštanta	[nH/N ²]
A_e	Prierez jadra	[cm ²]
B_{MAX}	Maximálna indukcia	[T]
B_{MIN}	Minimálna indukcia	[T]
B_{SAT}	Saturačná indukcia	[T]
C	Kapacita	[F]
C_{DS}	Kapacita drain - source	[F]
C_{OSS}	Výstupná kapacita tranzistora	[F]
$C_{OUT(MIN)}$	Minimálna výstupná kapacita	[F]
d_{Cu}	Priemer vypočítaného vodiča	[mm]
f_L	Frekvencia zvlnenia prúdu	[Hz]
f_{sw}	Spínacia frekvencia	[Hz]
H_c	Koercitívna sila	[A/m]
H_t	Výška jadra	[mm]
H_{MAX}	Maximálna intenzita magnetického poľa	[Oe]

H_{MIN}	Minimálna intenzita magnetického poľa	[Oe]
I_B	Bázový prúd	[A]
I_C	Kolektorový prúd	[A]
I_{CinRMS}	Efektívna hodnota prúdu vstupných kondenzátorov	[A]
$I_{CoutRMS}$	Efektívna hodnota prúdu výstupných kondenzátorov	[A]
I_D	Prúd diódou	[A]
$I_{D(AV)}$	Stredná hodnota prúdu diódou	[A]
$I_{D(RMS)}$	Efektívna hodnota prúdu diódou	[A]
ID	Vnútorňý priemer jadra	[mm]
I_F	Prúd diódy v priepustnom smere	[A]
I_{FSM}	Neopakovateľný špičkový priepustný prúd diódy	[A]
I_L	Prúd tlmivkou	[A]
I_{L_MIN}	Minimálny prúd tlmivkou	[A]
I_{L_MAX}	Maximálny prúd tlmivkou	[A]
I_{Lout_MIN}	Minimálny prúd výstupnou tlmivkou	[A]
I_{Lout_MAX}	Maximálny prúd výstupnou tlmivkou	[A]
I_R	Reverzná prúd diódy	[A]
I_T	Prúd tranzistorom	[A]
$I_{T(AV)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom	[A]
$I_{T(RMS)}$	Efektívna hodnota prúdu tranzistorom	[A]
$I_{T1(MAX)}$	Maximálna hodnota prúdu tranzistorom v plnom mostíku	[A]
$I_{T1(AV)}$	Stredná hodnota prúdu tranzistorom v plnom mostíku	[A]
$I_1(RMS)$	Efektívna hodnota prúdu primárnym vinutím	[A]
$I_2(MAX)$	Maximálna hodnota prúdu sekundárnym vinutím	[A]
$I_2(AV)$	Stredná hodnota prúdu sekundárnym vinutím	[A]
$I_2(RMS)$	Efektívna hodnota prúdu sekundárnym vinutím	[A]
I_{Z_max}	Maximálny odoberaný prúd z napájacieho zdroja	[A]
$I_{\mu max}$	Magnetizačný prúd	[A]
k_{pCu}	Činiteľ plnenia vinutia	[-]
L	Indukčnosť	[H]
l_e	Stredná dĺžka siločiar	[cm]
L_{OUT}	Indukčnosť výstupnej tlmivky	[H]
L_S	Indukčnosť primárnej tlmivky (ZVS)	[H]
lw	Dĺžka vodiča	[m]
N	Počet závitov	[-]
OD	Vonkajší priemer jadra	[mm]
P_{AUX}	Celkový výstupný výkon pomocného zdroja	[W]
P_{OUT1}	Výstupný výkon napájacieho zdroja	[W]
P_{OUT}	Výstupný výkon	[W]

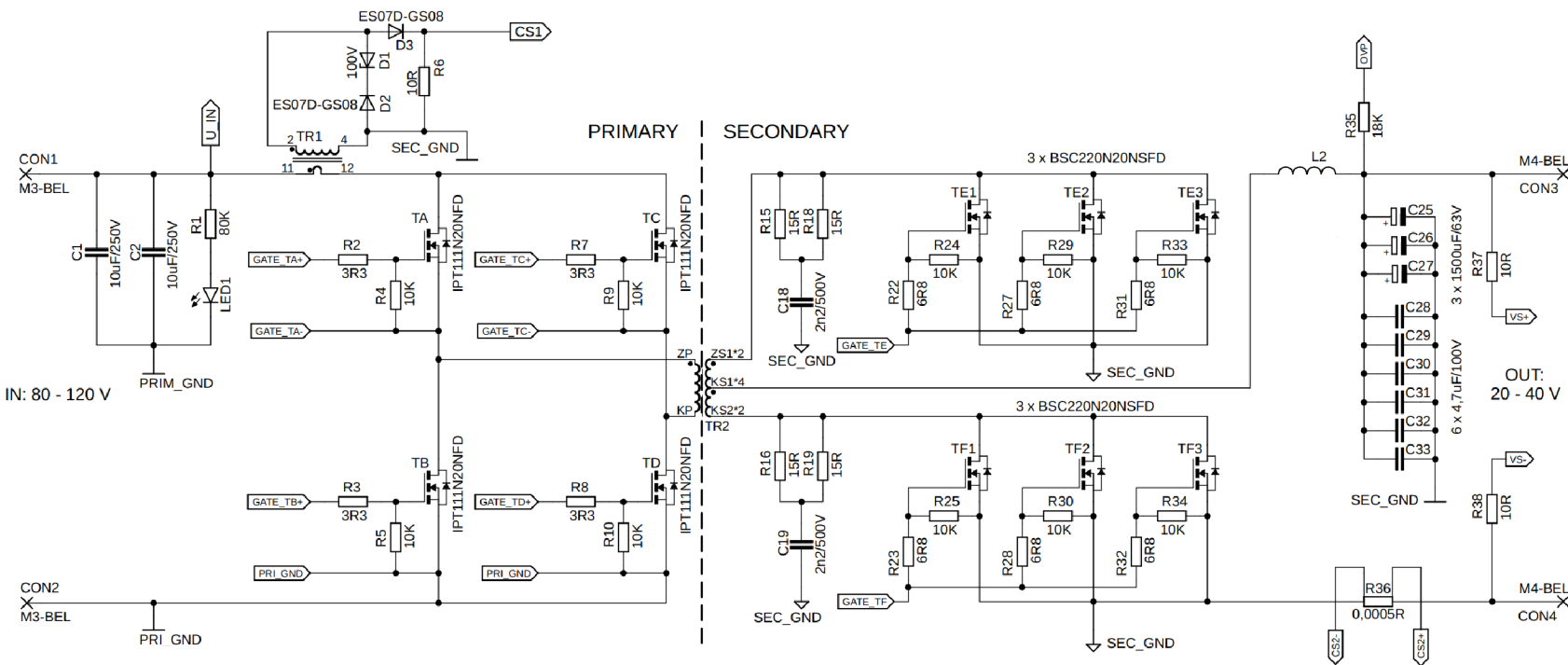
Q_G	Náboj gate elektródy	[C]
Q_{RR}	Zotavovací náboj	[C]
r_d	Dynamický odpor diódy	[Ω]
$R_{DS(ON)}$	Odpor medzi elektródami Drain – Source v zopnutom stave	[Ω]
R_G	Vnútorový odpor gate elektródy	[Ω]
R_W	Odpor vodiča	[Ω]
s	Strieda	[-]
S_{Cu}	Prierez vypočítaného vodiča	[mm ²]
s_D	Strieda diódy	[-]
S_{Fe}	Prierez jadra	[mm ²]
s_{max}	Maximálna strieda	[-]
S_O	Plocha okna	[mm ²]
s_T	Strieda tranzistora	[-]
S_W	Prierez vodiča	[mm ²]
t_l až t_8	Časový interval	[s]
t_{on}	Čas zapnutia	[s]
t_{off}	Čas vypnutia	[s]
t_R	Doba nárastu	[s]
t_F	Doba poklesu	[s]
$U_{(BR)DSS}$	Prieražné napätie	[V]
U_D	Demagnetizačné napätie	[V]
U_F	Úbytok napätie v priepustnom smere	[V]
$U_{GS(th)}$	Minimálne požadované napätie pre otvorenie tranzistora	[V]
U_{IN}	Vstupné napätie/menovité vstupné napätie	[V]
U_{IN_MIN}	Minimálne vstupné napätie	[V]
U_{IN_MAX}	Maximálne vstupné napätie	[V]
U_{KA}	Napätie medzi katódou a anódou diódy	[V]
U_{OUT}	Výstupné napätie/menovité výstupné napätie	[V]
U_{OUT_MIN}	Minimálne výstupné napätie	[V]
U_{OUT_MAX}	Maximálne výstupné napätie	[V]
U_{OUT1}	Výstupné napätie napájacieho zdroja	[V]
U_p	Prahové napätie	[V]
U_{RRM}	Maximálne záverné opakovateľné napätie diódy	[V]
U_Z	Vstupné napätie záťaže	[V]
U_{ZD}	Napätie zenerovej diódy	[V]
V	Objem jadra	[cm ³]
ΔB	Zdvih magnetickej indukcie	[T]
ΔI	Zvlnenie prúdu	[A]

ΔI_{IN}	Zvlnenie vstupného prúdu	[H]
ΔI_L	Zvlnenie prúdu tlmivkou	[H]
ΔI_{Lout}	Zvlnenie prúdu výstupnou tlmivkou	[H]
ΔP_{BOOST}	Straty prekladaného zvyšujúceho meniča	[W]
ΔP_{Cin}	Straty na vstupných kondenzátoroch	[W]
ΔP_{COND}	Straty spôsobené vedením	[W]
ΔP_{COSS}	Straty spôsobené nabíjaním výstupnej kapacity	[W]
ΔP_{Cout}	Straty na výstupných kondenzátoroch	[W]
ΔP_D	Straty diódy	[W]
$\Delta P_{D(CON)}$	Straty spôsobené vedením prúdu diódou	[W]
$\Delta P_{D(SW)}$	Prepínacie straty diódy	[W]
ΔP_{FB}	Straty tranzistorov v plnom mostíku	[W]
ΔP_{GATE}	Straty spôsobené nabíjaním gate elektrody	[W]
ΔP_{jadro}	Straty v jadre	[W]
ΔP_L	Straty v tlmivke	[W]
ΔP_{Ls}	Straty v primárnej tlmivke	[W]
ΔP_{Lout}	Straty vo výstupnej tlmivke	[W]
ΔP_{PSFB}	Straty dvojčinného priepustného meniča (PSFB ZVS)	[W]
ΔP_{RR}	Straty spôsobené zotavovaním internej diódy	[W]
ΔP_{SR}	Straty tranzistorov v synchronnom usmerňovači	[W]
ΔP_{SW}	Straty spôsobené spínaním	[W]
ΔP_T	Straty tranzistora	[W]
ΔP_{TR}	Straty transformátora	[W]
ΔP_W	Straty vo vinutí	[W]
$\Delta \vartheta$	Oteplenie	[K]
β	Zosilňovací činiteľ	[-]
δ	Hĺbka vniku	[mm]
σ	Prúdová hustota	[A/mm ²]
μ	Permeabilita	[-]
$\% \mu_{MAX}$	Percentný pokles permeability	[%]
ϑ	Teplota	[K]

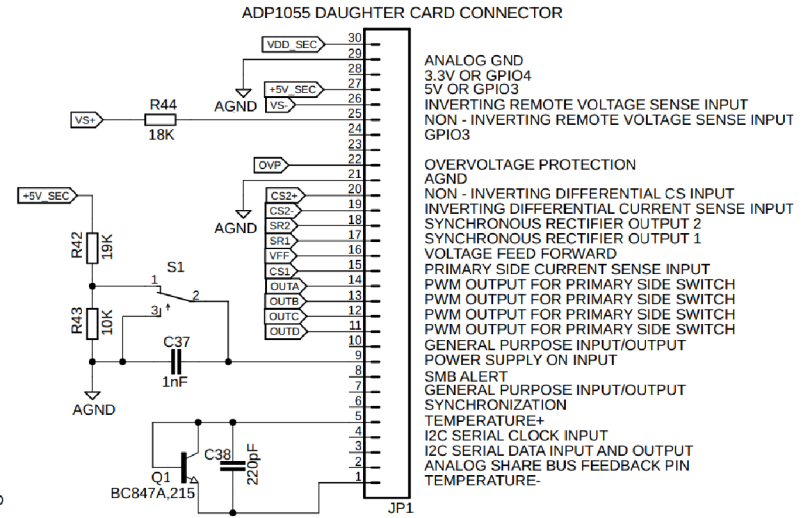
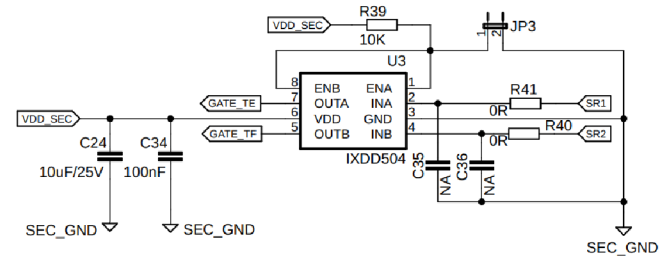
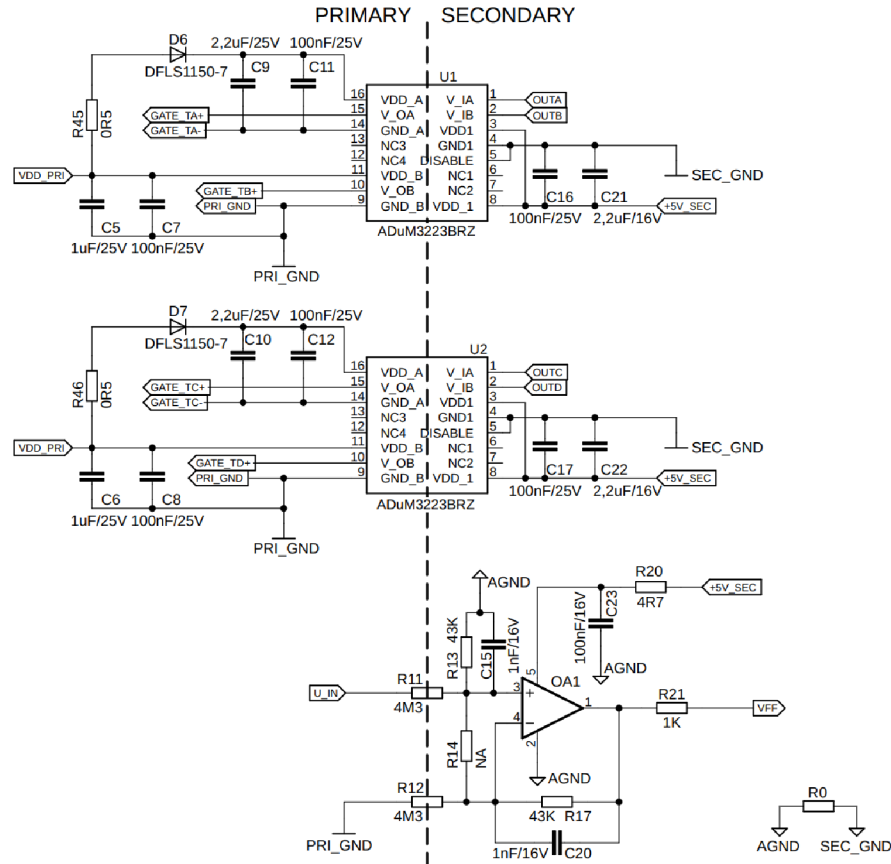
ZOZNAM PRÍLOH

PRÍLOHA A – SCHÉMA PRIEPUSTNÉHO MENIČA.....	111
PRÍLOHA B – VYGENEROVANÝ KÓD PRE ADP1055.....	113
PRÍLOHA C – DPS POMOCNÉHO ZDROJA	117
PRÍLOHA D – NAMERANÉ HODNOTY (POMOCNÝ ZDROJ).....	118
PRÍLOHA E – DPS PRIEPUSTNÉHO MENIČA.....	119
PRÍLOHA F – NAMERANÉ HODNOTY (PRIEPUSTNÝ MENIČ).....	122
PRÍLOHA G – OBVOD OBMEDZUJÚCI NAPÄŤOVÚ ŠPIČKU.....	125

Príloha A – Schéma prepustného meniča



*schéma neobchdjuje primárnu tlmivku a externé kondenzátory pre povodňový PSFB menič



Príloha B – Vygenerovaný kód pre ADP1055

Reg(1 h) = 80h - OPERATION
Reg(2 h) = 1Eh - ON_OFF_CONFIG
Reg(10 h) = 00h - WRITE_PROTECT
Reg(1B h) = 00780079007A007B007D007E007C0080h - SMBALERT_MASK
Reg(20 h) = 16h - VOUT_MODE
Reg(21 h) = 781Eh - VOUT_COMMAND
Reg(22 h) = 0068h - VOUT_TRIM
Reg(23 h) = 0000h - VOUT_CAL_OFFSET
Reg(24 h) = BA00h - VOUT_MAX
Reg(27 h) = 8000h - VOUT_TRANSITION_RATE
Reg(28 h) = 0000h - VOUT_DROOP
Reg(29 h) = 9222h - VOUT_SCALE_LOOP
Reg(2A h) = 9222h - VOUT_SCALE_MONITOR
Reg(33 h) = EB20h - FREQUENCY_SWITCH
Reg(35 h) = F000h - VIN_ON
Reg(36 h) = F000h - VIN_OFF
Reg(37 h) = 0000h - INTERLEAVE
Reg(38 h) = B200h - IOUT_CAL_GAIN
Reg(39 h) = 8000h - IOUT_CAL_OFFSET
Reg(40 h) = 9000h - VOUT_OV_FAULT_LIMIT
Reg(41 h) = FCh - VOUT_OV_FAULT_RESPONSE
Reg(42 h) = 8A00h - VOUT_OV_WARN_LIMIT
Reg(43 h) = 6000h - VOUT_UV_WARN_LIMIT
Reg(44 h) = 5A00h - VOUT_UV_FAULT_LIMIT
Reg(45 h) = 3Ah - VOUT_UV_FAULT_RESPONSE
Reg(46 h) = E280h - IOUT_OC_FAULT_LIMIT
Reg(47 h) = FCh - IOUT_OC_FAULT_RESPONSE
Reg(48 h) = 0000h - IOUT_OC_LV_FAULT_LIMIT
Reg(49 h) = 00h - IOUT_OC_LV_FAULT_RESPONSE
Reg(4A h) = E265h - IOUT_OC_WARN_LIMIT
Reg(4B h) = E1ABh - IOUT_UC_FAULT_LIMIT
Reg(4C h) = B8h - IOUT_UC_FAULT_RESPONSE
Reg(4F h) = F140h - OT_FAULT_LIMIT
Reg(50 h) = FFh - OT_FAULT_RESPONSE
Reg(51 h) = F104h - OT_WARN_LIMIT
Reg(55 h) = F209h - VIN_OV_FAULT_LIMIT
Reg(56 h) = 3Ch - VIN_OV_FAULT_RESPONSE
Reg(59 h) = F12Ch - VIN_UV_FAULT_LIMIT
Reg(5A h) = 3Ah - VIN_UV_FAULT_RESPONSE
Reg(5B h) = D99Dh - IIN_OC_FAULT_LIMIT
Reg(5C h) = FCh - IIN_OC_FAULT_RESPONSE
Reg(5E h) = 0000h - POWER_GOOD_ON
Reg(5F h) = 0000h - POWER_GOOD_OFF
Reg(60 h) = 0000h - TON_DELAY
Reg(61 h) = 0028h - TON_RISE
Reg(62 h) = 0032h - TON_MAX_FAULT_LIMIT
Reg(63 h) = 38h - TON_MAX_FAULT_RESPONSE
Reg(64 h) = 0000h - TOFF_DELAY
Reg(65 h) = 000Ah - TOFF_FALL
Reg(66 h) = 0032h - TOFF_MAX_WARN_LIMIT
Reg(68 h) = 0A26h - POUT_OP_FAULT_LIMIT
Reg(69 h) = 81h - POUT_OP_FAULT_RESPONSE
Reg(D0 h) = 4Bh - SLV_ADDR_SELECT
Reg(F4 h) =
003E000000FF0000FFFF60007F70FB01FF00037FDE639FFF03E8079F0A65000E20h -
CMD_MASK

Reg(F5 h) = FFFFFFFF000000FFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFFF15h - EXTCMD_MASK
 Reg(FE01 h) = 10h - NM_DIGFILT_LF_GAIN_SETTING
 Reg(FE02 h) = E1h - NM_DIGFILT_ZERO_SETTING
 Reg(FE03 h) = A4h - NM_DIGFILT_POLE_SETTING
 Reg(FE04 h) = 16h - NM_DIGFILT_HF_GAIN_SETTING
 Reg(FE05 h) = 10h - LLM_DIGFILT_LF_GAIN_SETTING
 Reg(FE06 h) = E1h - LLM_DIGFILT_ZERO_SETTING
 Reg(FE07 h) = A4h - LLM_DIGFILT_POLE_SETTING
 Reg(FE08 h) = 16h - LLM_DIGFILT_HF_GAIN_SETTING
 Reg(FE09 h) = 10h - SS_DIGFILT_LF_GAIN_SETTING
 Reg(FE0A h) = E1h - SS_DIGFILT_ZERO_SETTING
 Reg(FE0B h) = A4h - SS_DIGFILT_POLE_SETTING
 Reg(FE0C h) = 16h - SS_DIGFILT_HF_GAIN_SETTING
 Reg(FE0D h) = 0281h - OUTA_REDGE_SETTING
 Reg(FE0E h) = 0288h - OUTA_FEDGE_SETTING
 Reg(FE0F h) = 4100h - OUTB_REDGE_SETTING
 Reg(FE10 h) = 4108h - OUTB_FEDGE_SETTING
 Reg(FE11 h) = 4100h - OUTC_REDGE_SETTING
 Reg(FE12 h) = 4108h - OUTC_FEDGE_SETTING
 Reg(FE13 h) = 0281h - OUTD_REDGE_SETTING
 Reg(FE14 h) = 0288h - OUTD_FEDGE_SETTING
 Reg(FE15 h) = 0508h - SR1_REDGE_SETTING
 Reg(FE16 h) = 0000h - SR1_FEDGE_SETTING
 Reg(FE17 h) = 4388h - SR2_REDGE_SETTING
 Reg(FE18 h) = 3E80h - SR2_FEDGE_SETTING
 Reg(FE19 h) = 4100h - SR1_REDGE_LLM_SETTING
 Reg(FE1A h) = 4108h - SR1_FEDGE_LLM_SETTING
 Reg(FE1B h) = 0280h - SR2_REDGE_LLM_SETTING
 Reg(FE1C h) = 0288h - SR2_FEDGE_LLM_SETTING
 Reg(FE1D h) = 00h - ADT_CONFIG
 Reg(FE1E h) = 00h - ADT_THRESHOLD
 Reg(FE1F h) = 88h - OUTA_DEAD_TIME
 Reg(FE20 h) = 88h - OUTB_DEAD_TIME
 Reg(FE21 h) = 88h - OUTC_DEAD_TIME
 Reg(FE22 h) = 88h - OUTD_DEAD_TIME
 Reg(FE23 h) = 88h - SR1_DEAD_TIME
 Reg(FE24 h) = 88h - SR2_DEAD_TIME
 Reg(FE25 h) = 80h - VSBAL_SETTING
 Reg(FE26 h) = 32h - VSBAL_OUTA_B
 Reg(FE27 h) = 23h - VSBAL_OUTC_D
 Reg(FE28 h) = 8Ch - VSBAL_SR1_2
 Reg(FE29 h) = 04h - FFWD_SETTING
 Reg(FE2A h) = 00h - ISHARE_SETTING
 Reg(FE2B h) = 18h - ISHARE_BANDWIDTH
 Reg(FE2C h) = 01h - IIN_OC_FAST_SETTING
 Reg(FE2D h) = 5Bh - IOUT_OC_FAST_SETTING
 Reg(FE2E h) = 02h - IOUT_UC_FAST_SETTING
 Reg(FE2F h) = 8Dh - VOUT_OV_FAST_SETTING
 Reg(FE30 h) = 69B5h - DEBOUNCE_SETTING_1
 Reg(FE31 h) = 020Fh - DEBOUNCE_SETTING_2
 Reg(FE32 h) = 0A05h - DEBOUNCE_SETTING_3
 Reg(FE33 h) = 0000h - DEBOUNCE_SETTING_4
 Reg(FE34 h) = 84h - VOUT_OV_FAST_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE35 h) = 80h - IOUT_OC_FAST_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE36 h) = B8h - IOUT_UC_FAST_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE37 h) = FCh - IIN_OC_FAST_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE38 h) = B8h - ISHARE_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE39 h) = 3Fh - GPIO1_FAULT_RESPONSE
 Reg(FE3A h) = 38h - GPIO2_FAULT_RESPONSE

Reg (FE3B h) = 3Fh - GPIO3_FAULT_RESPONSE
 Reg (FE3C h) = 38h - GPIO4_FAULT_RESPONSE
 Reg (FE3D h) = C0h - PWM_FAULT_MASK
 Reg (FE3E h) = 55h - DELAY_TIME_UNIT
 Reg (FE3F h) = 00h - WDT_SETTING
 Reg (FE40 h) = 25h - GPIO_SETTING
 Reg (FE41 h) = 5Ch - GPIO1_2_KARNAUGH_MAP
 Reg (FE42 h) = 06h - GPIO3_4_KARNAUGH_MAP
 Reg (FE43 h) = 00h - PGOOD_FAULT_DEB
 Reg (FE44 h) = 0009h - PGOOD1_FAULT_SELECT
 Reg (FE45 h) = 0080h - PGOOD2_FAULT_SELECT
 Reg (FE46 h) = 0000h - SOFT_START_BLANKING
 Reg (FE47 h) = 0000h - SOFT_STOP_BLANKING
 Reg (FE48 h) = 00h - BLACKBOX_SETTING
 Reg (FE49 h) = 00h - PWM_DISABLE_SETTING
 Reg (FE4A h) = 08h - FILTER_TRANSITION
 Reg (FE4B h) = 39h - DEEP_LLM_SETTING
 Reg (FE4C h) = 87h - DEEP_LLM_DISABLE_SETTING
 Reg (FE4D h) = 44h - OVP_FAULT_CONFIG
 Reg (FE4E h) = 21h - CS1_SETTING
 Reg (FE4F h) = ECh - CS2_SETTING
 Reg (FE50 h) = DEh - PULSE_SKIP_AND_SHUTDOWN
 Reg (FE51 h) = 03h - SOFT_START_SETTING
 Reg (FE52 h) = 00h - SR_DELAY
 Reg (FE53 h) = F0h - MODULATION_LIMIT
 Reg (FE54 h) = 00h - Reserved
 Reg (FE55 h) = 00h - SYNC
 Reg (FE56 h) = 96h - DUTY_BAL_EDGESEL
 Reg (FE57 h) = F5h - DOUBLE_UPD_RATE
 Reg (FE58 h) = 828Fh - VIN_SCALE_MONITOR
 Reg (FE59 h) = 9A33h - IIN_CAL_GAIN
 Reg (FE5A h) = 04h - TSNS_SETTING
 Reg (FE5B h) = 07h - AUTO_GO_CMD
 Reg (FE5C h) = 01h - DIODE_EMULATION
 Reg (FE5D h) = 02h - CS2_CONST_CUR_MODE
 Reg (FE5E h) = 00h - NL_ERR_GAIN_FACTOR
 Reg (FE5F h) = 24h - SR_SETTING
 Reg (FE60 h) = 00h - NOMINAL_TEMP_POLE
 Reg (FE61 h) = 00h - LOW_TEMP_POLE
 Reg (FE62 h) = 01h - LOW_TEMP_SETTING
 Reg (FE63 h) = 13h - GPIO3_4_SNUBBER_ON_TIME
 Reg (FE64 h) = 4Ah - GPIO3_4_SNUBBER_DELAY
 Reg (FE65 h) = 80h - VOUT_DROOP_SETTING
 Reg (FE66 h) = 00h - NL_BURST_MODE
 Reg (FE67 h) = F0h - HF_ADC_CONFIG

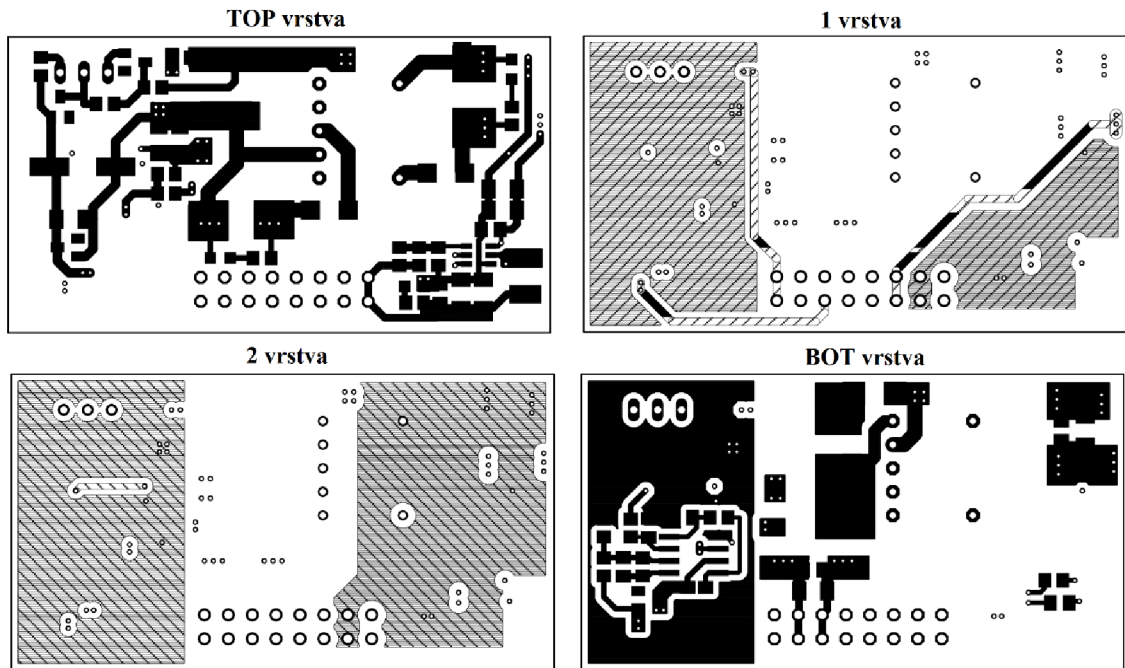
Board Settings

Input Voltage = 100 V
 N1 = 9
 N2 = 4
 R Normal (CS2) = 0.5 mOhm
 I (load) = 33.33 A
 R1 = 29 KOhm
 R2 = 1 KOhm
 C3 = 1 uF
 C4 = 1 uF
 N1 (CS1) = 1
 N2 (CS1) = 100

R (CS1) = 6.87 Ohm
ESR (L1) = 12 mOhm
L1 = 6.66 uH
C1 = 4500 uF
ESR (C1) = 12 mOhm
ESR (L2) = 0 mOhm
L2 = 0 uH
C2 = 820 uF
ESR (C2) = 20 mOhm
R (Normal-Mode) (Load) = 0.6 Ohm
R (Light-Load-Mode) (Load) = 12 Ohm
Cap Across R1 & R2 = 0 "(1 = Yes: 0 = No)"
Switches / Diodes = 1 (0 = Switches: 1 = Diodes)
Second LC Stage = 0 (1 = Yes: 0 = No)
R3 = 0 KOhm
R4 = 0 KOhm
C5 = 0 uF
C6 = 0 uF
R6 = 43.444 KOhm
R7 = 1 KOhm
Topology = 0 (0 = Full Bridge: 1 = Half Bridge: 2 = Two Switch Forward:
3 = Interleaved Two Switch Forward: 4 = Active Clamp Forward)
PWM = 0
PWM = 2
PWM = 1
PWM = 3
SR = 0
= 1

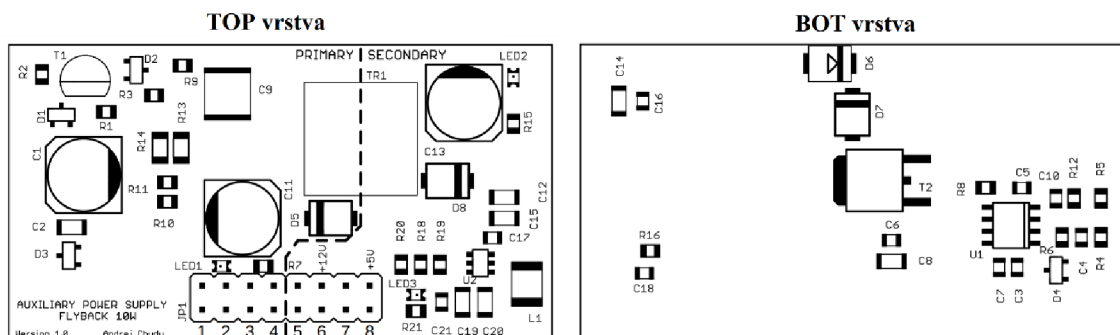
Príloha C – DPS pomocného zdroja

C.1 Vrstvy DPS



**uvedené návrhy DPS sú v mierke 1,25:1*

C.2 Osadzovací plán súčiastok



**uvedené návrhy DPS sú v mierke 1,25:1*

Príloha D – Namerané hodnoty (pomocný zdroj)

Vstupné napätie $U_{IN} = 80 \text{ V}$

U_{OUT1}	I_{OUT1}	P_{OUT1}	U_{OUT2}	I_{OUT2}	P_{OUT2}	P_{UC}	U_{IN}	I_{IN}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[mA]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[%]
12,341	0,1	0,000	12,495	0,0	0,000	0,024	80,023	0,5	0,040	0,024	60,69
12,335	41,7	0,514	12,169	47,3	0,576	0,218	80,022	23,4	1,873	1,308	69,87
12,332	83,1	1,025	12,141	89,1	1,082	0,218	80,020	38,1	3,049	2,325	76,26
12,328	121,8	1,502	12,134	127,1	1,542	0,218	80,020	51,7	4,137	3,262	78,85
12,325	159,3	1,963	12,115	168,3	2,039	0,218	80,019	65,7	5,257	4,221	80,28
12,321	201,9	2,488	12,108	209,9	2,541	0,218	80,017	81,5	6,521	5,247	80,46
12,318	240,7	2,965	12,092	247,1	2,988	0,218	80,014	95,6	7,649	6,171	80,67
12,315	282,5	3,479	12,064	289,3	3,490	0,218	80,013	111,3	8,905	7,187	80,71
12,312	322,5	3,971	12,036	327,4	3,941	0,218	80,012	126,1	10,090	8,129	80,57
12,308	360,0	4,431	12,005	364,5	4,376	0,218	80,011	140,4	11,234	9,025	80,34
12,305	403,0	4,959	11,969	406,5	4,865	0,218	80,009	156,8	12,545	10,042	80,05

Vstupné napätie $U_{IN} = 100 \text{ V}$

U_{OUT1}	I_{OUT1}	P_{OUT1}	U_{OUT2}	I_{OUT2}	P_{OUT2}	P_{UC}	U_{IN}	I_{IN}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[mA]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[%]
12,346	0,3	0,004	12,497	0,0	0,000	0,024	100,003	0,5	0,050	0,028	55,99
12,338	41,8	0,516	12,219	43,1	0,527	0,219	100,001	19,2	1,920	1,261	65,68
12,333	83,2	1,026	12,140	84,9	1,031	0,218	99,999	31,2	3,120	2,275	72,93
12,329	121,9	1,503	12,137	122,0	1,481	0,218	99,996	42,0	4,200	3,202	76,24
12,326	159,5	1,966	12,119	164,3	1,991	0,218	99,995	53,5	5,350	4,175	78,05
12,322	201,9	2,488	12,111	205,5	2,489	0,218	99,994	65,5	6,550	5,195	79,32
12,319	240,9	2,968	12,103	243,2	2,943	0,218	99,995	76,9	7,690	6,129	79,71
12,316	282,5	3,479	12,084	285,0	3,444	0,218	99,994	89,4	8,939	7,141	79,89
12,312	322,6	3,972	12,062	322,3	3,888	0,218	99,993	101,1	10,109	8,078	79,90
12,309	360,2	4,434	12,035	360,4	4,337	0,218	99,992	112,6	11,259	8,989	79,84
12,306	403,0	4,959	12,004	402,5	4,832	0,218	99,991	125,7	12,569	10,009	79,63

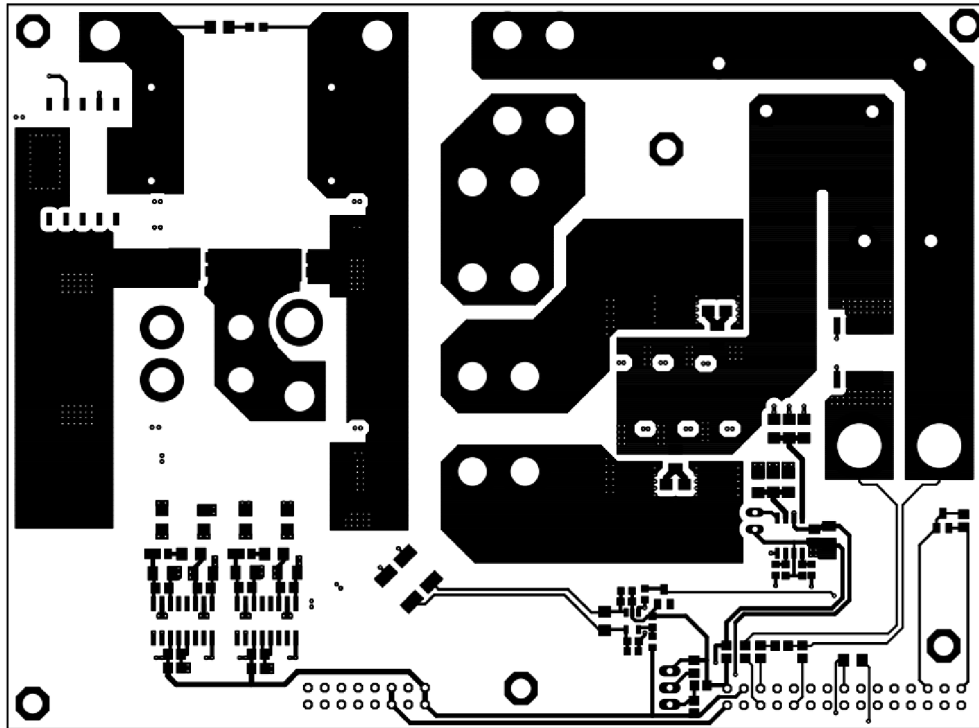
Vstupné napätie $U_{IN} = 120 \text{ V}$

U_{OUT1}	I_{OUT1}	P_{OUT1}	U_{OUT2}	I_{OUT2}	P_{OUT2}	P_{UC}	U_{IN}	I_{IN}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[mA]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[V]	[mA]	[W]	[W]	[%]
12,346	0,3	0,000	12,496	0,0	0,000	0,024	120,01	0,4	0,048	0,024	50,60
12,340	41,7	0,515	12,231	43,2	0,528	0,219	120,01	16,9	2,028	1,262	62,20
12,334	83,1	1,025	12,155	84,8	1,031	0,219	120,01	27,0	3,240	2,274	70,18
12,330	121,8	1,502	12,121	121,9	1,478	0,218	120,01	36,1	4,332	3,198	73,81
12,326	159,3	1,964	12,109	164,2	1,988	0,218	120,00	45,6	5,472	4,170	76,21
12,323	201,9	2,488	12,105	205,5	2,488	0,218	120,00	55,3	6,636	5,194	78,27
12,320	240,4	2,962	12,102	242,1	2,930	0,218	120,00	64,9	7,788	6,110	78,45
12,316	282,6	3,481	12,088	285,1	3,446	0,218	120,00	75,5	9,060	7,145	78,86
12,313	322,6	3,972	12,073	322,1	3,889	0,218	120,00	85,3	10,236	8,079	78,93
12,310	360,2	4,434	12,050	360,2	4,340	0,218	120,00	94,9	11,388	8,993	78,96
12,307	403,2	4,962	12,022	402,5	4,839	0,218	120,00	105,9	12,708	10,019	78,84

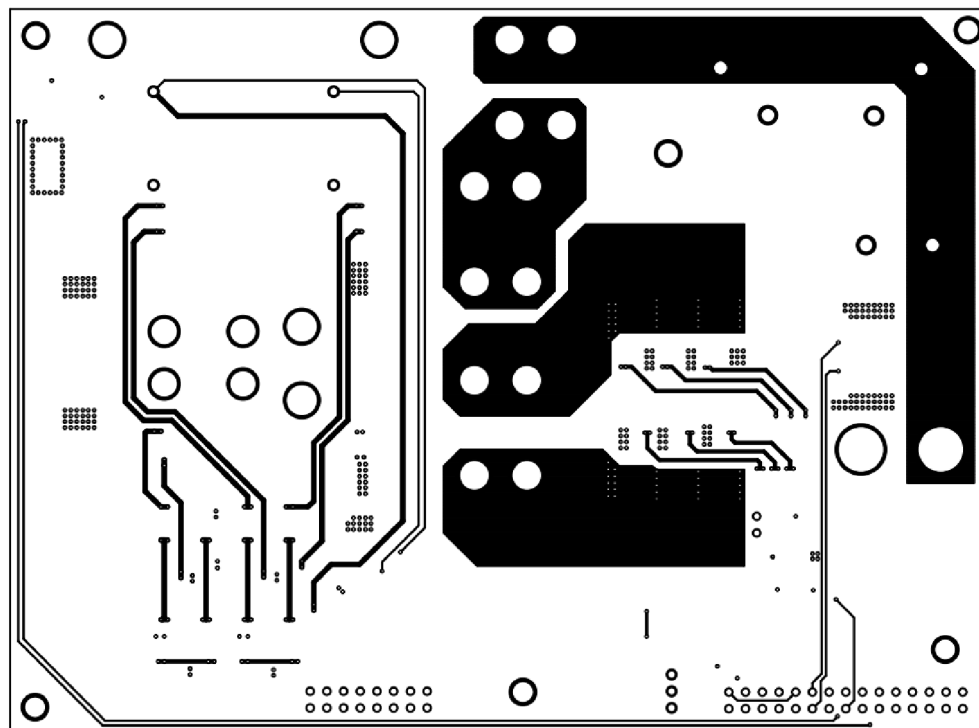
Príloha E – DPS priepustného meniča

E.1 Vrstvy DPS

TOP vrstva

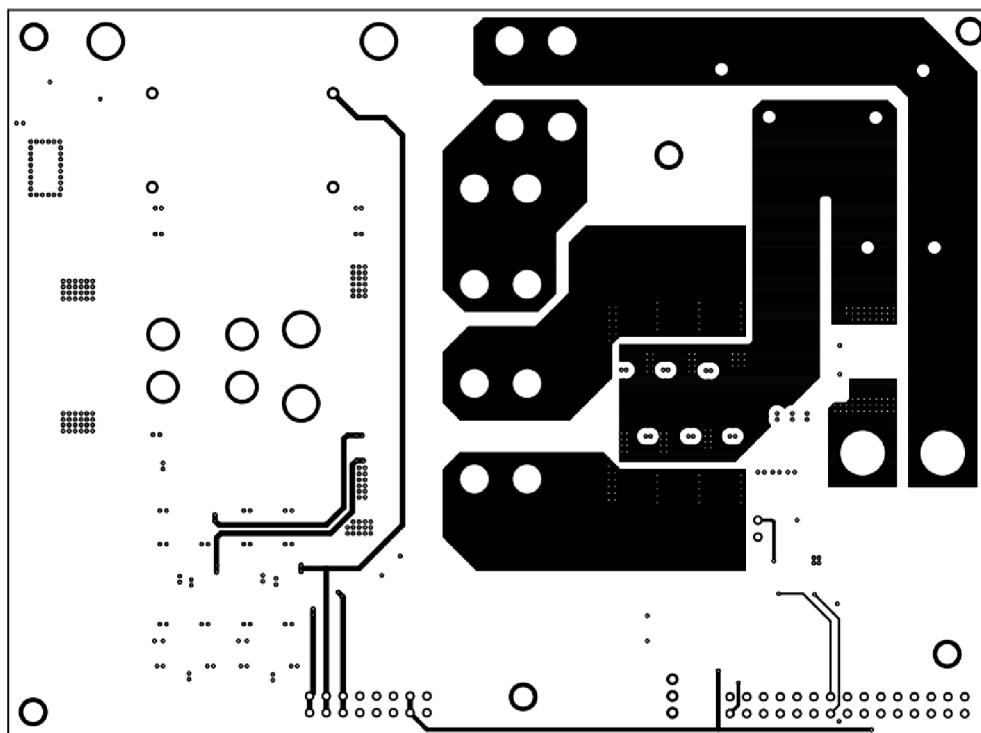


1 vrstva

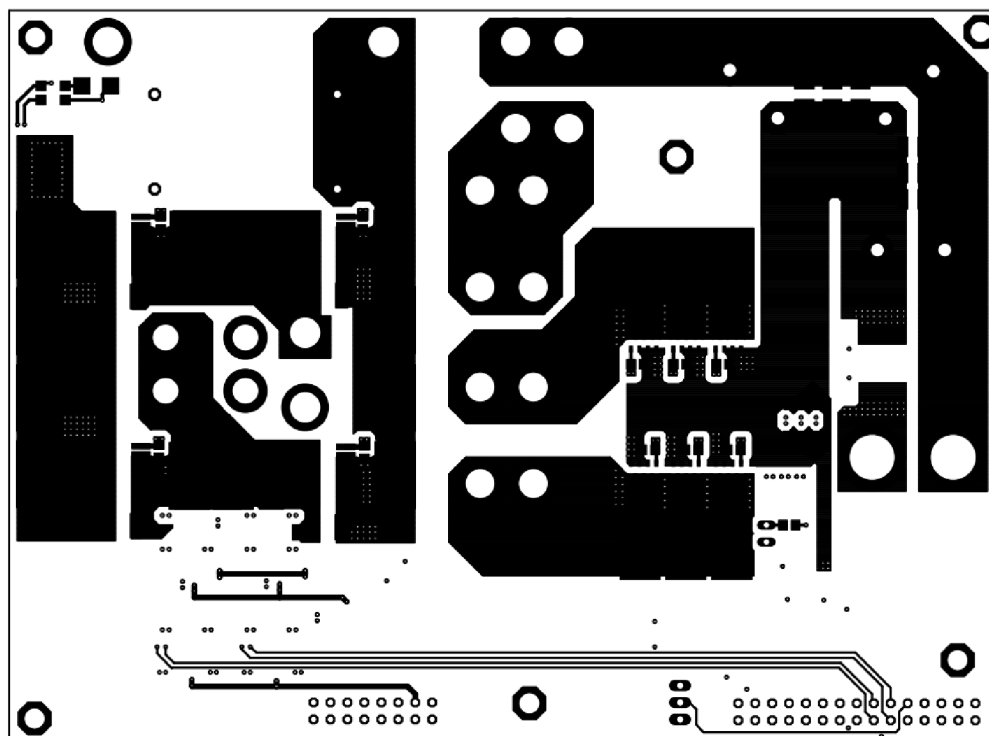


**uvedené návrhy DPS sú v mierke 1:1,15*

2 vrstva



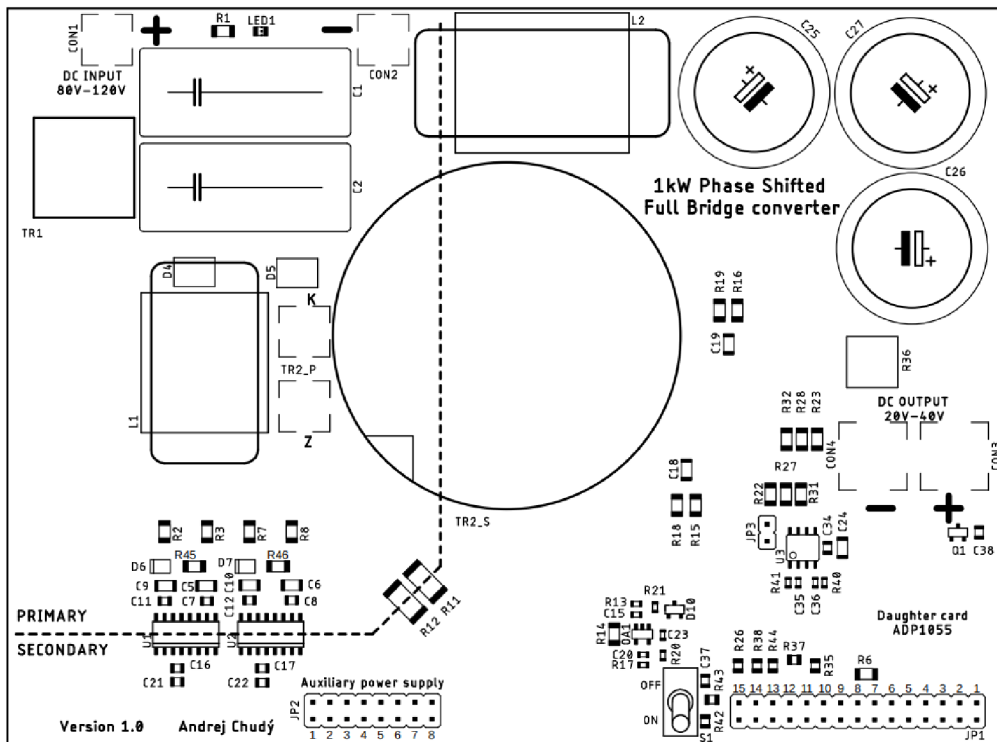
BOT vrstva



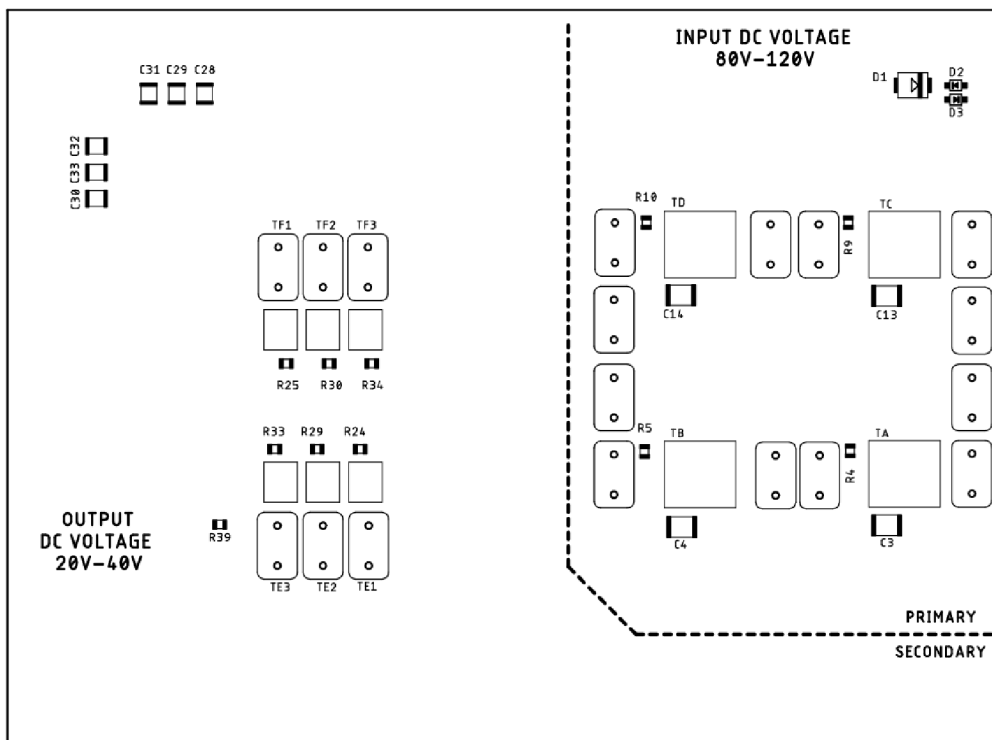
**uvedené návrhy DPS sú v mierke 1:1,15*

E.2 Osadzovací plán súčiastok

TOP vrstva



BOT vrstva



**uvadené návrhy DPS sú v mierke 1:1,15*

Príloha F – Namerané hodnoty (priepustný menič)

Vstupné napätie $U_{IN} = 80$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 30$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
80,968	0,040	30,202	0,000	0,000	3,24	0,00	0,00
80,939	1,301	30,205	6,012	3,006	105,32	90,80	86,21
80,912	2,457	30,202	12,112	6,056	198,76	182,90	92,02
80,890	3,615	30,198	18,168	9,084	292,43	274,32	93,81
80,866	4,753	30,203	24,072	12,036	384,38	363,52	94,57
80,840	5,960	30,201	30,316	15,158	481,79	457,79	95,02
80,815	7,080	30,203	36,057	18,029	572,16	544,51	95,17
80,926	8,264	30,205	42,168	21,084	668,77	636,84	95,23
80,760	9,493	30,202	48,368	24,184	766,61	730,41	95,28
80,733	10,630	30,204	54,153	27,077	858,19	817,82	95,30
80,717	11,821	30,204	60,201	30,101	954,16	909,16	95,28
80,710	13,011	30,204	66,254	33,127	1050,12	1000,57	95,28

Vstupné napätie $U_{IN} = 100$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 30$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
99,968	0,026	30,203	0,000	0,000	2,60	0,00	0,00
99,944	1,088	30,201	6,054	3,027	108,71	91,42	84,09
99,920	2,048	30,201	12,143	6,072	204,61	183,37	89,62
99,902	2,985	30,202	18,158	9,079	298,16	274,20	91,97
99,883	3,914	30,202	24,092	12,046	390,94	363,81	93,06
99,861	4,840	30,203	30,007	15,004	483,33	453,15	93,76
99,840	5,793	30,202	36,058	18,029	578,32	544,51	94,15
99,817	6,779	30,202	42,292	21,146	676,70	638,65	94,38
99,793	7,721	30,203	48,199	24,100	770,48	727,88	94,47
99,769	8,669	30,208	54,111	27,056	864,94	817,29	94,49
99,746	9,638	30,204	60,138	30,069	961,33	908,20	94,47
99,726	10,632	30,207	66,285	33,143	1060,29	1001,14	94,42

Vstupné napätie $U_{IN} = 120$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 30$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
120,00	0,024	30,205	0,000	0,000	2,82	0,00	0,00
119,98	0,917	30,203	6,010	3,005	109,99	90,76	82,52
119,96	1,747	30,206	12,095	6,048	209,55	182,67	87,17
119,94	2,539	30,205	18,173	9,087	304,58	274,46	90,11
119,93	3,312	30,205	24,073	12,037	397,26	363,56	91,52
119,91	4,130	30,204	30,312	15,156	495,25	457,77	92,43
119,90	4,884	30,206	36,054	18,027	585,56	544,52	92,99
119,88	5,668	30,205	41,993	20,997	679,42	634,20	93,34
119,86	6,479	30,206	48,035	24,018	776,55	725,47	93,42
119,84	7,263	30,204	53,966	26,983	870,40	814,99	93,63
119,83	8,184	30,205	60,867	30,434	980,74	919,24	93,73
119,81	8,914	30,192	66,294	33,147	1067,93	1000,77	93,71

Vstupné napätie $U_{IN} = 80$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 20$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
80,970	0,031	20,209	0,000	0,000	2,52	0,00	0,00
80,947	0,917	20,211	6,170	3,085	74,24	62,35	83,98
80,930	1,691	20,211	12,096	6,048	136,84	122,24	89,32
80,913	2,455	20,211	18,002	9,001	198,61	181,92	91,60
80,896	3,247	20,208	24,078	12,039	262,63	243,28	92,63
80,878	4,107	20,209	30,638	15,319	332,13	309,58	93,21
80,862	4,830	20,208	36,108	18,054	390,52	364,84	93,42
80,843	5,651	20,205	42,287	21,144	456,80	427,20	93,52
80,824	6,444	20,211	48,195	24,098	520,79	487,03	93,52
80,804	7,238	20,206	54,133	27,067	584,82	546,91	93,52
80,782	8,115	20,207	60,676	30,338	655,55	613,04	93,52
80,761	8,865	20,209	66,257	33,129	715,96	669,49	93,51

Vstupné napätie $U_{IN} = 100$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 20$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
99,942	0,027	20,209	0,000	0,000	2,65	0,00	0,00
99,924	0,764	20,208	6,169	3,085	76,35	62,33	81,64
99,910	1,429	20,210	12,256	6,128	142,72	123,85	86,78
99,896	2,050	20,209	18,148	9,074	204,83	183,38	89,53
99,883	2,680	20,209	24,076	12,038	267,64	243,28	90,90
99,870	3,326	20,207	30,157	15,079	332,12	304,69	91,74
99,856	3,975	20,207	36,211	18,106	396,93	365,86	92,17
99,841	4,611	20,208	42,119	21,060	460,35	425,57	92,45
99,827	5,271	20,204	48,193	24,097	526,17	486,85	92,53
99,811	5,918	20,209	54,126	27,063	590,68	546,92	92,59
99,795	6,586	20,207	60,211	30,106	657,20	608,34	92,57
99,781	7,250	20,206	66,255	33,128	723,43	669,37	92,53

Vstupné napätie $U_{IN} = 120$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 20$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
119,98	0,025	20,211	0,000	0,000	2,94	0,00	0,00
119,96	0,665	20,212	6,168	3,084	79,79	62,33	78,13
119,96	1,234	20,209	12,239	6,120	147,99	123,67	83,56
119,94	1,755	20,208	18,148	9,074	210,52	183,37	87,10
119,93	2,295	20,209	24,223	12,112	275,24	244,76	88,93
119,92	2,881	20,206	30,793	15,397	345,43	311,10	90,06
119,91	3,350	20,208	36,045	18,023	401,72	364,20	90,66
119,90	3,897	20,207	42,119	21,060	467,26	425,55	91,07
119,89	4,448	20,206	48,191	24,096	533,27	486,87	91,30
119,88	4,986	20,208	54,156	27,078	597,76	547,19	91,54
119,87	5,556	20,207	60,370	30,185	665,94	609,95	91,59
119,85	6,101	20,211	66,285	33,143	731,23	669,84	91,61

Vstupné napätie $U_{IN} = 110$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 40$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
110,01	0,062	40,190	0,000	0,000	6,82	0,00	0,00
109,98	1,171	40,199	5,204	2,602	128,73	104,60	81,25
109,96	2,091	40,196	10,117	5,059	229,93	203,33	88,43
109,94	3,064	40,196	15,340	7,670	336,86	308,30	91,52
109,91	3,993	40,197	20,295	10,148	438,82	407,90	92,95
109,90	4,918	40,192	25,219	12,610	540,49	506,80	93,77
109,88	5,879	40,197	30,316	15,158	645,98	609,31	94,32
109,86	6,779	40,196	35,073	17,537	744,76	704,90	94,65
109,84	7,742	40,196	40,153	20,077	850,40	806,99	94,90
109,82	8,714	40,199	45,246	22,623	956,92	909,42	95,04
109,79	9,657	40,196	50,171	25,086	1060,24	1008,34	95,10

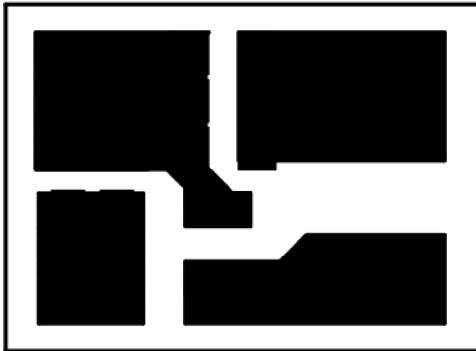
Vstupné napätie $U_{IN} = 120$ V, výstupné napätie $U_{OUT} = 40$ V

U_{IN}	I_{IN}	U_{OUT}	U_{Rb}	I_{OUT}	P_{IN}	P_{OUT}	η
[V]	[A]	[V]	[mV]	[A]	[W]	[W]	[%]
119,99	0,075	40,198	0,000	0,000	9,00	0,00	0,00
119,97	1,040	40,201	5,041	2,521	124,73	101,33	81,23
119,95	1,977	40,204	10,365	5,183	237,14	208,36	87,86
119,93	2,836	40,201	15,369	7,685	340,07	308,92	90,84
119,92	3,715	40,198	20,461	10,231	445,44	411,25	92,32
119,89	4,508	40,193	25,055	12,528	540,40	503,52	93,17
119,88	5,418	40,200	30,315	15,158	649,49	609,33	93,82
119,86	6,300	40,197	35,401	17,701	755,12	711,51	94,22
119,38	7,149	40,203	40,146	20,073	853,46	806,99	94,56
119,82	7,998	40,200	45,168	22,584	958,32	907,88	94,74
119,80	8,880	40,205	50,190	25,095	1063,82	1008,94	94,84

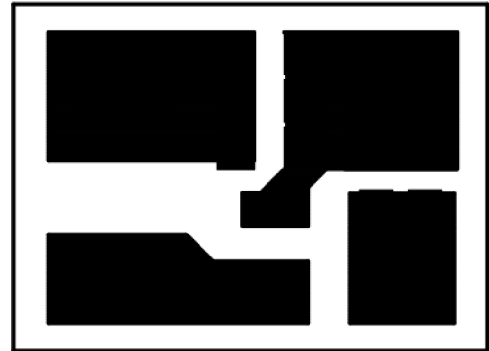
Príloha G – Obvod obmedzujúci napät'ovú špičku

G.1 DPS

Pre sekciu tranzistorov TE

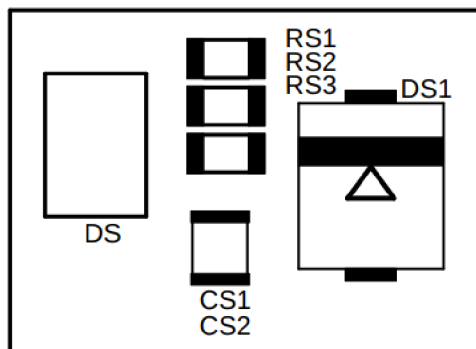


Pre sekciu tranzistorov TF

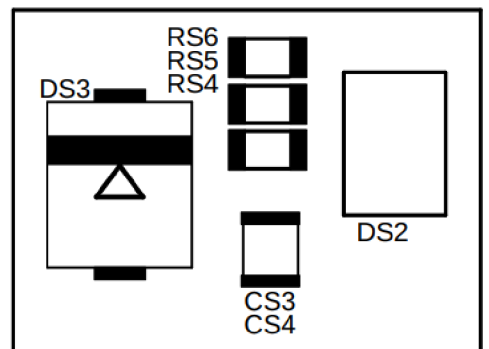


G.2 Osadzovací plán súčiastok

Pre sekciu tranzistorov TE



Pre sekciu tranzistorov TF



**uvedené návrhy DPS sú v mierke 3,5:1*