



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

JEDNOFÁZOVÝ STŘÍDAČ S VÝSTUPNÍMI PARAMETRY 230 V / 50 HZ / 100 VA

SINGLE-PHASE DC/AC CONVERTER WITH OUTPUT PARAMETERS 230 V / 50 HZ / 100 VA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Smolák

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2019



Diplomová práce

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

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Smolák

ID: 173743

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Jednofázový střídač s výstupními parametry 230 V / 50 Hz / 100 VA

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhnete a realizujete desku plošných spojů pro veškeré obvody navržené v semestrálním projektu.
2. Oživte veškeré obvody střídače a dostavte regulátory.
3. Proveďte sérii ověřovacích měření.
4. Vypracujte dokumentaci k realizovanému zapojení.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] Vorel, P., Patočka M.: Průmyslová elektronika. Skriptum FEKT VUT. 2007

[2] Erickson, R.W., Maksimovic, D.: Fundamentals of Power Electronics. 2004

[3] Bacha, S., Munteanu, I., Bratcu, A.I.: Power Electronic Converters Modeling and Control. 2014

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

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

Konzultant:

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

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Cílem této diplomové práce byla optimalizace silových a řídicích obvodů střídače, který byl vyvinutý na *UVEE*. V této práci je popsán princip funkce a obvodové realizace jednofázového střídače. V práci jsou odvozeny různé výpočty (návrh *LC* filtru, kondenzátoru v meziobvodu, dimenzování polovodičových prvků a návrh chladiče pro odvod ztrátového výkonu). V řídicí části jsou odvozené rovnice pro výpočty kmitočtu oscilačních kmitů *RC* oscilátoru, návrh generátoru pilového signálu a návrh rychlé nadproudové ochrany. Dále byla navržena deska plošných spojů, která se optimalizovala pomocí tepelné simulace v programu *Workbench Ansys*. Následně je deska plošných spojů osazená, oživená a byla na ní provedena série ověřovacích měření. V závěru práce je vypracována dokumentace k realizovanému zařízení.

Klíčová slova

Střídač, H-můstek, LC-filtr, MOSFET, pulsně šířková modulace, oscilátor s Wienovým článkem, rychlá nadproudová ochrana, návrh DPS, Maxwell Ansys, oteplovací zkouška, měření účinnosti.

Abstract

This master's thesis focuses on optimization of power and control circuits of an inverter, which was developed at *UVEE*. The principle of function and circuit implementation of a single-phase inverter, various calculations (design of an *LC* filter, *DC* link capacitor, semiconductor elements and heat sink) are described in the thesis. A design of fast overcurrent protections, oscillator and saw signal generator is included. Furthermore, a printed circuit board was designed which was optimized by thermal simulation in the *Workbench Ansys*. Subsequently, the printed circuit board was mounted, debugged and verification measurements were performed on it. At the end of the thesis there is a documentation for the implemented equipment.

Keywords

Inverter, H-bridge, LC-filter, MOSFET, pulse width modulation, Wien bridge oscillator, fast overcurrent protection, Maxwell Ansys, temperature test, efficiency measurement.

Bibliografická citace:

SMOLÁK, Martin. Jednofázový střídač s výstupními parametry 230 V / 50 Hz / 100 VA. Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117498>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Pavel Vorel.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Jednofázový střídač s výstupními parametry 230 V / 50 Hz / 100 VA“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 22. května 2019

.....

podpis autora

Poděkování

Děkuji panu Ing. Janu Martišovi za cenné rady při návrhu a ožívání měniče, a zároveň vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne: 22. května 2019

.....

podpis autora

Obsah

1	Úvod.....	1
2	Pulsní měniče	2
2.1	Základní rozdělení měničů.....	2
2.2	Rozdělení dle pracovních kvadrantů	3
2.3	Princip funkce čtyř-kvadrantového měniče	3
3	Silové obvody.....	4
3.1	Schéma silového obvodu.....	4
3.2	Základní výpočty silového obvodu	5
3.3	Dimenzování polovodičových součástek	8
3.3.1	Proudové a napěťové dimenzování tranzistorů.....	8
3.3.2	Výpočet ztrát tranzistorů.....	10
3.3.3	Výpočet tepelného odporu chladiče a jeho návrh na DPS	12
3.4	Návrh výstupního <i>LC</i> filtru	17
4	Řídicí obvody	23
4.1	RC oscilátor s Wienovým článkem	24
4.1.1	Princip funkce	24
4.1.2	Výpočet hodnot součástek Wienova článku	25
4.1.3	Regulátor amplitudy sinusového generátoru	26
4.2	Generátor trojúhelníkového signálu	27
4.3	PWM modulátor.....	29
4.4	Budiče tranzistorů	30
4.5	DC servo.....	31
4.6	Nadproudová a podpěťová ochrana	31
4.6.1	Bočník.....	32
4.6.2	Filtrace napěťového signálu z bočníku	32
4.6.3	Rychlá nadproudová a podpěťová ochrana.....	33
5	Návrh desky plošných spojů	35
5.1	Základní návrhová pravidla.....	35
5.2	Tepelné ověření návrhu <i>DPS</i>	36
5.2.1	Nastavení simulace	36
5.2.2	Výsledky simulace pro teplotu okolí 25 °C.....	37

5.2.3	Výsledky simulace pro teplotu okolí 40 °C	38
6	Realizace zapojení.....	40
7	Oživení a ověření funkčnosti	42
7.1	Oživení a ověření řídicí části střídače	42
7.2	Ověření funkčnosti silové části střídače a nadproudové ochrany	43
7.3	Měřicí pracoviště.....	45
7.4	Rozložení teploty na DPS v ustáleném stavu.....	46
7.5	Porovnání výsledků simulace a měření teploty <i>DPS</i>	51
7.6	Měření výkonových poměrů a účinností	52
7.7	Měření napěťových průběhů na vývodech tranzistoru.....	54
7.7.1	Kladný směr proudu.....	54
7.7.2	Záporný směr proudu.....	56
8	Závěr	58
9	Literatura	60
10	Seznam symbolů a zkratk.....	62
11	Seznam příloh.....	69

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Režim zátěže dle pracovních kvadrantů – překresleno z [1].....	3
Obr. 3-1 Schéma silové části měniče – překresleno a upraveno [3].....	4
Obr. 3-2 Bipolární pulsně šířková modulace – překresleno [1].....	5
Obr. 3-3 Odvození hodnoty proudu kondenzátorem	7
Obr. 3-4 Tepelné schéma – překresleno z [4].....	12
Obr. 3-5 Obrázek <i>DPS</i> s označením jednotlivých rozměrů pro výpočet přestupu tepla vedením	13
Obr. 3-6 Tepelné schéma pro jeden tranzistor na <i>DPS</i> – zjednodušené	15
Obr. 3-7 Měnič pracující v I. kvadrantu – překresleno [1]	17
Obr. 3-8 Kostra tlumivky	20
Obr. 4-1 Blokové schéma řídicích obvodů – upraveno [3].....	23
Obr. 4-2 Celkové schéma zapojení oscilátoru nízkofrekvenčních kmitů – upraveno [2].....	24
Obr. 4-3 RC oscilátor s neinvertujícím zesilovačem a Wienovým článkem – převzato [7]	24
Obr. 4-4 Schéma zapojení generátoru trojúhelníkového signálu a PWM modulátor – upraveno [2].....	27
Obr. 4-5 Schéma zapojení budiče tranzistorů s IR2104 – upraveno [11].....	30
Obr. 4-6 Zapojení DC serva – překresleno [2]	31
Obr. 4-7 Schéma nadproudové a podpět'ové ochrany	33
Obr. 5-1 Tepelná simulace – <i>3D</i> – teplota okolí 25 °C.....	37
Obr. 5-2 Tepelná simulace – <i>BOTTOM</i> – teplota okolí 25 °C	38
Obr. 5-3 Tepelná simulace – <i>3D</i> – teplota okolí 40 °C.....	38
Obr. 5-4 Tepelná simulace – <i>BOTTOM</i> – teplota okolí 40 °C	39
Obr. 6-1 Osazená deska plošného spoje – <i>TOP</i>	41
Obr. 6-2 Hotová deska plošného spoje – <i>BOTTOM</i>	41
Obr. 7-1 Průběh sinusového signálu z <i>RC</i> oscilátoru	42
Obr. 7-2 Průběh pilovitého signálu z generátoru pily.....	42
Obr. 7-3 Oživená <i>DPS</i> při napětí $U_d = 360$ V.....	43
Obr. 7-4 Průběh výstupního napětí při jmenovité zátěži	44

Obr. 7-5 Průběh výstupního napětí při zapůsobení nadproudové ochrany – nadproud - 1,2násobek jmenovitého proudu.....	44
Obr. 7-6 Měřicí pracoviště.....	45
Obr. 7-7 Ustálený tepelný stav <i>DPS</i>	47
Obr. 7-8 Ustálený tepelný stav <i>DPS – TOP</i>	47
Obr. 7-9 Ustálený tepelný stav <i>DPS – detail – tranzistor T_3</i>	48
Obr. 7-10 Ustálený tepelný stav <i>DPS – detail – tranzistor T_4</i>	48
Obr. 7-11 Ustálený tepelný stav <i>DPS – detail – tranzistor T_2</i>	49
Obr. 7-12 Ustálený tepelný stav <i>DPS – detail – tranzistor T_1</i>	49
Obr. 7-13 Ustálený tepelný stav <i>DPS – detail – tlumivka L_2</i>	50
Obr. 7-14 Ustálený tepelný stav <i>DPS – BOTTOM</i>	50
Obr. 7-15 Závislost účinnosti na výstupním výkonu střídače.....	52
Obr. 7-16 Rozložení jednotlivých ztrát v měničích pro různé výstupní výkony – odporová zátěž.....	53
Obr. 7-17 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s > 0,9$ – makroskopický pohled.....	54
Obr. 7-18 Detail průběhu napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s > 0,9$ - detail přechodového jevu.....	55
Obr. 7-19 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s < 0,1$ – makroskopický pohled.....	56
Obr. 7-20 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s < 0,1$ – detail přechodového jevu.....	56

Seznam tabulek

Tabulka 5.1 Nastavené materiály pro tepelnou simulaci	36
Tabulka 7.1 Seznam použitých přístrojů	46
Tabulka 7.2 Porovnání hodnot teplot sledovaných součástí	51

1 ÚVOD

Cílem této práce je se seznámit se zapojením *DC/AC* střídače vyvinutého na *UVEE* a provedení optimalizace silových a řídicích obvodů. Dále realizovat zapojení, oživit obvody střídače a provést ověřovací zkoušky. Poslední částí této práce je vypracování dokumentace k realizovanému zapojení.

Hotový střídač se bude používat v kombinaci s předřadným *DC/DC* měničem, který zvýší napětí akumulátoru na hodnotu 360 V (není součástí této diplomové práce) jako záložní zdroj *UPS* pro napájení jednofázového záložního ventilátoru.

Tato práce se zabývá kompletním návrhem jednofázového střídače od řídicích obvodů, které jsou navrženy analogově – toto řešení je velice jednoduché a hlavně spolehlivé, až po silové obvody, které jsou optimalizované tak, aby vznikalo co nejmenší *EMC* rušení do okolí. Zároveň jsme se zaměřili na zvýšení účinnosti, vlivem výběru vhodných součástek a optimálního návrhu desky plošných spojů, která byla následně vyrobena, osazena a oživena. Následně byla provedena série ověřovacích měření. V této závěrečné práci je provedena simulace v programu *Workbench Ansys*, měření výstupních hodnot napětí při jmenovitém výkonu. Součástí práce bylo ověření funkčnosti nadproudové ochrany, měření oteplení pomocí termokamery a měření účinnosti měniče. Byla také vypracována dokumentace k hotovému výrobku.

2 PULSNÍ MĚNIČE

2.1 Základní rozdělení měničů

Stejnoseměrné pulsní měniče můžeme rozdělit do tří kategorií :

- stejnosměrné měniče typu DC/DC bez transformátoru
- střídače typu DC/AC bez transformátoru
- střídače typu DC/AC s nízkofrekvenčním transformátorem

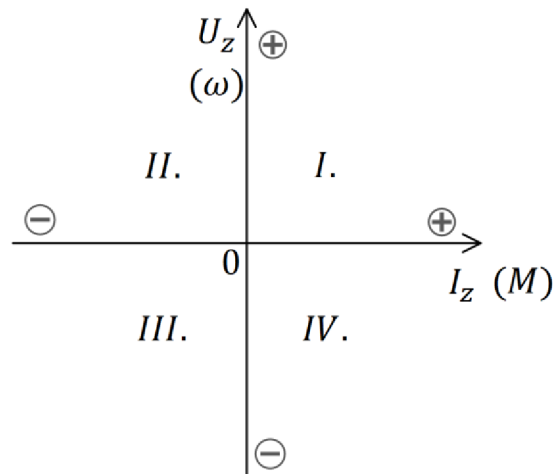
Na výstup stejnosměrného měniče typu DC/DC se připojuje buď stejnosměrný motor nebo výstupní LC filtr (dolní propust). Oba typy zátěží mají induktivní charakter, proto analýza obou zátěží je obdobná. Tyto měniče pracují v režimu pulsní šířkové modulaci (PWM) s nosným kmitočtem 2 – 200 kHz. U těchto měničů je užitečná pouze stejnosměrná složka výstupního pulsního napětí. Ostatní složky výkonu způsobují pouze ztráty.

Na výstup střídače typu DC/AC se připojují asynchronní motory, synchronní motory, nízkofrekvenční transformátory, LC filtry (dolní propust), případně jejich kombinace. Dále střídače dělíme na jedno a třífázové. Tento druh měničů se řídí sinusově pulsní šířkovou modulací PWM s nosným kmitočtem 2 až 20 kHz. Výstupní zátěže těchto měničů mívají induktivní charakter, a pak činný výkon souvisí pouze s první harmonickou složkou výstupního napětí. Vyšší harmonické složky napětí způsobují např. v případě asynchronního motoru pouze přídavné ztráty v železe – nepodílejí se na přenosu činného výkonu. Z tohoto důvodu je vhodné na výstup měniče připojit LC dolní propust, která propustí pouze požadovanou užitečnou první harmonickou. Filtr může případně sloužit pouze ke snížení strmosti du/dt výstupního napětí, kterou je namáhán izolační systém připojeného zařízení. Tento filtr omezí proudové namáhání tranzistorů, které je způsobené vysokofrekvenčními kapacitními proudovými impulsy protékající přes parazitní kapacity zátěže.

V našem případě se jedná o záložní zdroj pro ventilátor, proto topologie měniče bude následující: DC/DC pulsní měnič – meziobvod – střídač – dolní propust – ventilátor [1].

2.2 Rozdělení dle pracovních kvadrantů

Pulsní měniče s motorickou zátěží mohou pracovat ve čtyřech kvadrantech. Elektrický stroj může pracovat v motorickém režimu (I. a III. kvadrant), v tomto režimu stroj odebírá výkon ze zdroje a generátorickém, brzděném režimu (II. a IV. kvadrant), kde elektrický stroj dodává výkon do zdroje [1].



Obr. 2-1 Režim zátěže dle pracovních kvadrantů – překresleno z [1]

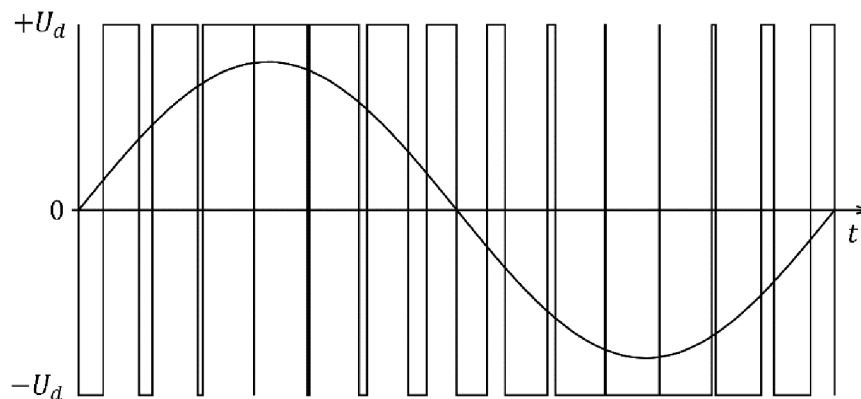
2.3 Princip funkce čtyř-kvadrantového měniče

Čtyř-kvadrantový měnič může pracovat jako stejnosměrný měnič nebo jako jednofázový střídač. Výběr funkce závisí na způsobu řízení všech čtyřech tranzistorů [2]. Podrobněji v následující kapitole.

jedná o bipolární řízení, tak nulové výstupní hodnoty napětí dosáhneme pouze při střídě $s = 0,5$, kdy bude stejně veliká střední hodnota napětí na výstupu měniče, která bude rovna polovině mezilehlého napětí. Jelikož jsou obě tyto napětí polarizované proti sobě, tak výsledné napětí bude nulové:

$$u_2(t) = u_{out1}(t) - u_{out2}(t), \quad (3.1)$$

kde $u_2(t)$ je časově proměnná hodnota výstupního napětí měniče, $u_{out1}(t)$ a $u_{out2}(t)$ je časově proměnná hodnota větvového napětí, která je označena na Obr. 3-1 [1; 2; 3].



Obr. 3-2 Bipolární pulsně šířková modulace – překresleno [1]

Z Obr. 3-2 je vidět, že při střídě $s \rightarrow 1$ je výstupní střední hodnota napětí měniče blízká se ke kladnému napětí mezilehlého zdroje napětí. V případě, kdy se střída blíží k nule $s \rightarrow 0$, tak na výstupu měniče bude napětí záporné - je sepnutá druhá uhlopříčka měniče.

3.2 Základní výpočty silového obvodu

Okamžitý příkon střídače $p_1(t)$:

$$p_1(t) = U_d \cdot I_{dstř}(t), \quad (3.2)$$

kde U_d je napětí mezilehlého obvodu měniče a $I_{dstř}(t)$ je časově proměnná střední hodnota proudu odebíraného z meziobvodu měniče. Tento proud má charakter vysokofrekvenčních impulsů odebíraných tranzistory střídače. Jeho aktuální střední hodnota je však rovna stejnosměrnému proudu dodávaného stejnosměrným zdrojem napájejícím meziobvod. Střední hodnota proudu kondenzátorem meziobvodu musí být totiž nulová [4].

Ze zadání projektu je zřejmé, že jmenovitý výstupní výkon měniče je 100 VA. Pro vyjádření výstupního výkonu zavedeme zjednodušující předpoklad, že amplituda výstupního napětí U_m je rovna hodnotě napětí mezilehlého obvodu U_d :

$$U_d = U_m \quad (3.3)$$

Okamžitý výstupní výkon střídače $p_2(t)$:

$$p_2(t) = u_2(t) \cdot i_2(t) = U_d \cdot \sin(\omega t) \cdot I_m \cdot \sin(\omega t), \quad (3.4)$$

kde $u_2(t)$ je časově proměnná hodnota výstupního napětí a $i_2(t)$ je časově proměnná hodnota výstupního proudu, I_m je amplituda výstupního proudu, ω je úhlová frekvence výstupního napětí a proudu a t je čas. Rovnice (3.4) platí za podmínky čistě odporové zátěže střídače, kdy fázový posun mezi napětím a proudem je nulový.

Nyní budeme uvažovat, že účinnost měniče η je rovna 1 – ideální střídač – proto můžeme zavést rovnost vstupního a výstupního výkonu:

$$p_1(t) = p_2(t) = U_d \cdot I_{dstř}(t) = U_d \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \quad (3.5)$$

Z rovnice je vidět, že okamžitý výkon má dvojnásobnou frekvenci oproti napětí a proudu. Dále tuto rovnici upravíme a vyjádříme střední proud meziobvodu:

$$I_{dstř}(t) = I_m \cdot \sin^2(\omega t) \quad (3.6)$$

Pro činný výkon P_2 lze v případě uvažované odporové zátěže napsat vztah:

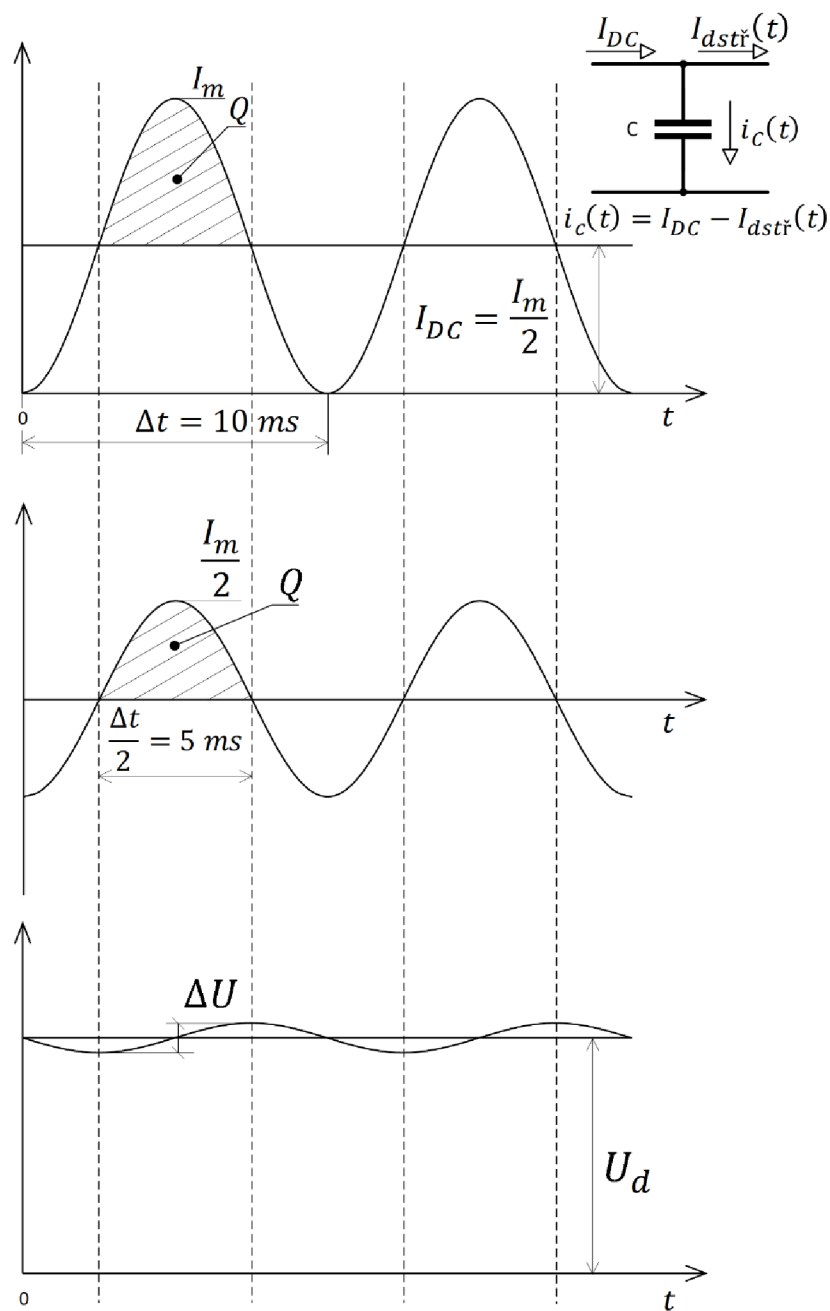
$$P_2 = U_{ef} \cdot I_{ef} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_m}{\sqrt{2}} = \frac{U_m \cdot I_m}{2} = \frac{U_d \cdot I_m}{2}, \quad (3.7)$$

kde U_{ef} je efektivní hodnota výstupního napětí a I_{ef} je efektivní hodnota výstupního proudu. Z rovnice (3.7) vyjádříme amplitudu výstupního proudu:

$$I_m = \frac{2 \cdot P_2}{U_d} = \frac{2 \cdot 100}{350} = 0,57 \text{ A} \quad (3.8)$$

Srovnáním rovnic (3.5) a (3.7) snadno zjistíme, že špičková hodnota příkonu střídače z meziobvodu dosahuje dvojnásobku výkonu střídače.

Pokud by byla kapacita kondenzátoru v meziobvodu malá, musel by stejnosměrný napáječ meziobvodu (předřazený *DC/DC* měnič) disponovat skutečně dvojnásobným okamžitým výkonem než je činný výkon střídače. To by znamenalo, že by musel být schopen dodávat dvojnásobný proud oproti jeho střední hodnotě.



Obr. 3-3 Odvození hodnoty proudu kondenzátorem

Požadujeme-li ovšem, aby předřazený stejnosměrný DC/DC měnič dodával hladký stejnosměrný proud rovný pouze střední hodnotě proudu odebíraného střídačem, musíme kapacitu kondenzátoru dostatečně dimenzovat, tak jak vyplývá z Obr. 3-3.

Dimenzování kondenzátoru provedeme pro dovolené zvlnění meziobvodu za předpokladu, že předřazený DC/DC měnič dodává hladký stejnosměrný proud, viz. Obr. 3-3.

Skutečný proud kondenzátorem:

$$i_c(t) = I_{DC} - i_{dstř}(t) = \frac{I_m}{2} - I_m \cdot \sin^2(\omega t) = \frac{I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t), \quad (3.9)$$

kde I_{DC} je velikost proudu dodávaného předřazeným DC/DC měničem. Pro náboj Q označený v Obr. 3-3 lze napsat:

$$Q = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\Delta t}{2} = \frac{0,57}{2} \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \frac{10 \cdot 10^{-3}}{2} = 907,18 \mu\text{C} \quad (3.10)$$

Dovoleného maximálního zvlnění napětí na kondenzátoru ΔU :

$$\Delta U = U_d - \sqrt{2} \cdot U_{ef} - \Delta U_T = 350 - 325 - 5 = 20 \text{ V}, \quad (3.11)$$

kde ΔU_T je úbytek napětí na sepnutých tranzistorech s rezervou. Pro výpočet kapacity mezilehlého kondenzátoru platí:

$$C = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{907,18 \cdot 10^{-6}}{20} = 45,35 \mu\text{F} \quad (3.12)$$

Z důvodu tolerance kondenzátorů a výrobních řad zvolíme kondenzátor o kapacitě $100 \mu\text{F}/400 \text{ V}$.

Pro efektivní hodnotu proudu kondenzátorem platí:

$$I_{cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt} = \frac{I_m}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{0,57}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,202 \text{ A} \quad (3.13)$$

Vybereme *low-ESR* kondenzátor o kapacitě $C = 100 \mu\text{F}$, který je na napětí $U_C = 400 \text{ V}$ a na minimální efektivní hodnotu proudu $I_{cef} = 0,202 \text{ A}$. Použijeme kondenzátor *Nippon KXJ low ESR, longlife* $100 \mu\text{F}/400 \text{ V}$.

3.3 Dimenzování polovodičových součástek

3.3.1 Proudové a napěťové dimenzování tranzistorů

Tranzistory jsou napěťově namáhané výstupním napětím měniče, neboli napětím mezilehlého zdroje U_d . Na spínacích prvcích může vznikat přepětí z důvodu přepínacích dějů na tranzistorech, proto musíme napěťově dimenzovat tranzistory přibližně na dvojnásobek mezilehlého napětí. Pro tyto podmínky vyhovují tranzistory *MOS-FET* s maximálním závěrným napětím $U_{DS,max} = 600 \text{ V}$ [1; 5].

Proudově tranzistory dimenzujeme na maximální kolektorovou hodnotu proudu I_{Dmax} , při zanedbání pilovitého zvlnění.

$$I_{Dmax} = I_m \quad (3.14)$$

Proudové dimenzování nulových diod není nutné, jelikož tranzistor v sobě obsahuje antiparalelní parazitní substrátovou diodu, avšak zkontrolujeme, zda nebude tato dioda proudově přetížená [1; 2; 5].

$$I_{D0max} = I_m , \quad (3.15)$$

kde I_{D0max} je maximální hodnota proudu nulovou diodou. Nyní budeme vybírat z katalogu *MOS-FET* tranzistory s následujícími parametry:

- Maximální kolektorový (drainový) proud $I_{Dmax} = I_m > 0,57 \text{ A}$
- Maximální proud nulovou diodou $I_{D0max} = I_m > 0,57 \text{ A}$
- Závěrné napětí *MOS-FET* tranzistoru $U_z \geq 600 \text{ V}$
- Co nejmenší zotavovací náboj diody Q_{rr}
- Co nejmenší odpor kanálu R_{DSon}

Zvolíme *MOS-FET* tranzistor *IPD65R660CFD* výrobce *INFINEON*, který má velmi rychlou nulovou diodu s následujícími parametry [6]:

- Maximální kolektorový (drainový) proud při T_{jmax} : $I_{Dmax} = 3,8 \text{ A}$
- Maximální proud nulovou diodou $I_{D0max} = 4,5 \text{ A}$
- Prahové napětí nulové diody $U_F = 0,8 \text{ V}$
- Závěrné napětí *MOS-FET* tranzistoru $U_{DSmax} = 650 \text{ V}$
- Odpor kanálu $R_{DSon} = 1,2 \Omega$ při $T_j = 125 \text{ °C}$
- Celková zapínací doba $t_{on} = 17 \text{ ns}$
- Celková vypínací doba $t_{off} = 50 \text{ ns}$
- Zotavovací náboj nulové diody $Q_{rr} = 0,2 \mu\text{C}$ při $I_f = 3,2 \text{ A}$
 - Pro náš výpočet odhadneme zotavovací náboj $Q_{rr} = 40 \text{ nC}$ při I_m

3.3.2 Výpočet ztrát tranzistorů

V předchozí části kapitoly jsme si zjistili potřebné údaje pro výpočet ztrát tranzistoru. Ztráty se skládají ze ztrát vedením proudu, ztrát přepínacích a ztrát na nulové diodě:

$$P_{ztr} = P_{ved} + P_{přep} + P_{Q_D}, \quad (3.16)$$

kde P_{ztr} je celkový ztrátový výkon na tranzistoru, P_{ved} jsou ztráty vedením proudu, $P_{přep}$ jsou přepínací ztráty a P_{Q_D} jsou zotavovací ztráty nulové diody. U bipolárního řízení tranzistorů vedou proud zátěže nulové diody pouze v době deadtimu, který je tak malý, že se mohou tyto ztráty zanedbat. V našem případě přesný výpočet ztrát vedením na *MOS-FET* tranzistoru vede k složitým integračním funkcím, proto tyto ztráty odhadneme následovně:

$$P_{ved} = R_{Dson} \cdot \frac{I_m}{2} \cdot \sqrt{s_{avg}} = 1,2 \cdot \frac{0,57}{2} \cdot \sqrt{0,75} = 0,2962 \text{ W}, \quad (3.17)$$

kde s_{avg} je průměrná střída na tranzistoru.

Celková ztrátová energie jednoho zapnutí tranzistoru:

$$\begin{aligned} W_{on} &= \int_0^{t_{on}} u_{CE}(t) \cdot i_{col}(t) dt \leq \frac{1}{2} \cdot U_d \cdot I_m \cdot t_{on} \\ &\approx \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_m \cdot t_{on}, \end{aligned} \quad (3.18)$$

kde $i_{col}(t)$ je časově proměnná hodnota proudu kolektoru tranzistorem a $u_{CE}(t)$ je časově proměnná hodnota napětí mezi elektrodami kolektoru a emitoru tranzistoru.

Ztrátová energie při vypínání tranzistoru:

$$\begin{aligned} W_{off} &= \int_0^{t_{off}} u_{CE}(t) \cdot i_{col}(t) dt \leq \frac{1}{2} \cdot U_d \cdot I_m \cdot t_{off} \\ &\approx \frac{1}{4} \cdot U_d \cdot I_m \cdot t_{off} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Pro výpočet přepínacích ztrát budeme vycházet z přechodových dějů, při kterých dochází ke vzniku přepínacích ztrátových energií. Jelikož tranzistor pracuje na přepínacím kmitočtu $f = 1/T$ tak se obě energie uplatní f krát za sekundu a ztrátový přepínací výkon bude:

$$P_{přep} = f \cdot (W_{on} + W_{off}), \quad (3.20)$$

kde f je frekvence spínání, W_{on} je ztrátová energie při zapínání tranzistoru a W_{off} je ztrátová energie při vypínání tranzistorů. U *MOS-FET* tranzistorů nebývají v dokumentaci uvedené ztrátové energie. Z předchozího vztahu je zřejmé, že přepínací

ztráty jsou úměrné přepínací frekvenci. Do předchozí rovnice (3.20) dosadíme rovnice (3.19) a (3.18) a rovnici vynásobíme $2/\pi$, jelikož průběh proudu tranzistorem má průběh dvou sinusových půlkmitů v jedné periodě. V první půlperiodě je na tranzistoru v době zapínacího a vypínacího děje napětí až U_d . V druhé půlperiodě jsou přepínací ztráty zanedbatelné, jelikož se na tranzistoru nevyskytuje napětí meziobvodu U_d , nýbrž pouze prahové napětí nulové diody U_F , proto rovnici vynásobíme ještě $1/2$.

$$P_{přep} = \frac{1}{4} \cdot f \cdot U_d \cdot \frac{I_m}{\pi} \cdot (t_{on} + t_{off}) = \quad (3.21)$$

$$= \frac{1}{4} \cdot 30000 \cdot 360 \cdot \frac{0,57}{\pi} \cdot (17 + 50) \cdot 10^{-9} = 0,0328 \text{ W}$$

Druhou možností, jak určit přepínací ztráty, je vyjít z přepínacích energií z dokumentace, kterou nám výrobce poskytuje u tranzistorů, zejména u *IGBT*. Budeme vycházet z celkové střední energie půl-sinusových kmitů. Pro střední energii $E_{stř}$ platí:

$$E_{stř} = \frac{1}{\pi} \cdot (E_{on} + E_{off}), \quad (3.22)$$

kde E_{on} je amplituda ztrátové energie při zapínání tranzistoru a E_{off} je amplituda ztrátové energie při vypínání tranzistoru. Pro přepínací ztráty vyjdeme z rovnic (3.20) a (3.22).

$$P_{přep} = \frac{f}{\pi} \cdot (E_{on} + E_{off}) \quad (3.23)$$

Předchozí dva vzorce bohužel u zvoleného tranzistorů použít nemůžeme – výrobce je neudává.

Pro zotavovací ztráty nulové diody platí:

$$P_{Q_D} = Q_{rr} \cdot f \cdot U_d = 0,04 \cdot 10^{-6} \cdot 30000 \cdot 360 = 0,4320 \text{ W}, \quad (3.24)$$

kde Q_{rr} je zotavovací náboj nulové diody.

Celkové ztráty na jednom tranzistoru dle rovnice (3.16):

$$P_{ztr} = P_{ved} + P_{přep} + P_{Q_D} = 0,2962 + 0,0328 + 0,4320 \quad (3.25)$$

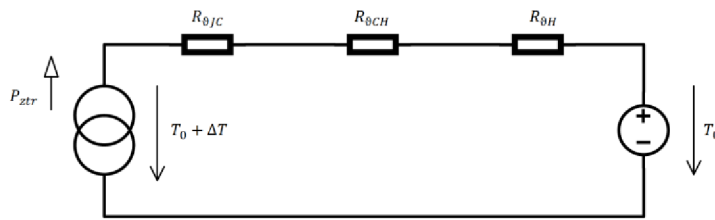
$$= 0,7610 \text{ W}$$

[4; 7]

3.3.3 Výpočet tepelného odporu chladiče a jeho návrh na DPS

V předchozí kapitole jsme si spočítali, jak velký je ztrátový výkon na jednotlivých tranzistorech. V této kapitole se budeme zabývat výpočtem tepelného odporu chladiče pro ustálený stav.

V případě vynechání tepelných kapacit jednotlivých částí tranzistoru, které jsou v ustáleném stavu „nabité“ na konstantní teplotu a tepelný tok je nulový, nám vznikne následující tepelné schéma:



Obr. 3-4 Tepelné schéma – překresleno z [4]

Pro výpočet tepelného odporu chladiče $R_{\theta H}$ musíme z dokumentace tranzistoru zjistit následující parametry [6]:

- Tepelný stykový odpor pouzdro/chladič (tepelný odpor pájky - cínu) - přibližně:

$$R_{\theta CH} = \frac{l_{Sn}}{\lambda_{Sn} \cdot A_{DPAK}} = \frac{0,2 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 5,97 \cdot 6,35 \cdot 10^{-6}} = 0,0879 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

- Tepelný odpor vnitřní čip/pouzdro $R_{\theta JC} = 2 \text{ } ^\circ\text{C/W}$
- Dovolené maximální oteplení čipu oproti T_0 : $\Delta T = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$

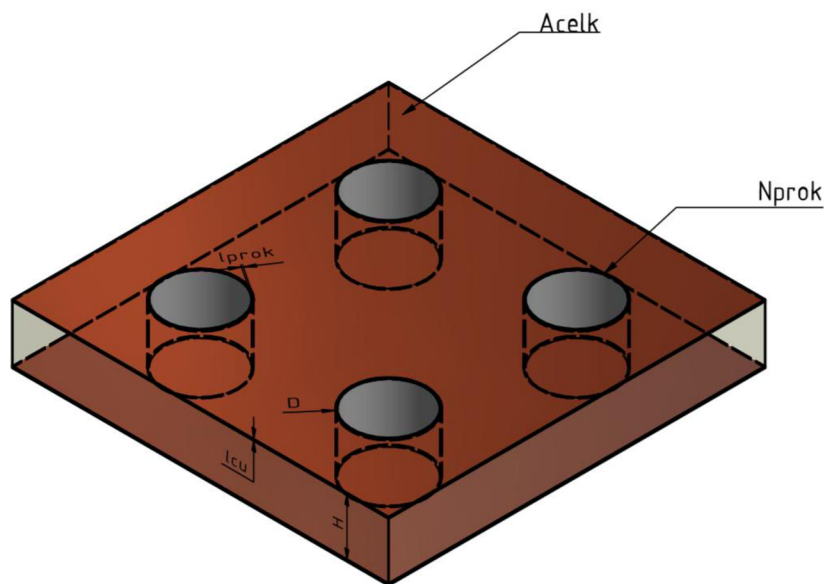
Dále musíme znát teplotu okolí, ve kterém měnič bude pracovat. V našem případě zvolíme teplotu okolí $T_0 = 40 \text{ } ^\circ\text{C}$. Ztrátový výkon na jednom tranzistoru jsme si spočítali v předchozí kapitole $P_{ztr} = 0,7178 \text{ W}$. Dále zvolíme dovolené oteplení tranzistoru $\Delta T = 60 \text{ } ^\circ\text{C}$.

Z Obr. 3-4 můžeme odvodit rovnici pro výpočet tepelného odporu:

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} = \frac{60}{0,7610} - 2 - 0,0879 \quad (3.26)$$

$$< 76,7557 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Tepelný odpor přestupu tepla do okolí a tepelný odpor DPS musí být menší než tepelný odpor $R_{\theta H}$ [4]. Pro návrh měděné plochy a počtu prokůvů vyjdeme z následujícího obrázku.



Obr. 3-5 Obrázek DPS s označením jednotlivých rozměrů pro výpočet přestupu tepla vedením

V materiálu desky plošných spojů se uplatňuje přestup tepla vedením. Pro výpočet musíme nejprve zjistit následující hodnoty:

- Měrná tepelné vodivost mědi $\lambda_{Cu} = 386 \frac{W}{m \cdot K}$ [4]
- Měrné tepelné vodivosti sklotextitové destičky $\lambda_{FR4} = 0,25 \frac{W}{m \cdot K}$ [8]

Dále si zvolíme následující parametry DPS:

- Tloušťka kuprexitové destičky $H = 1,6 \text{ mm}$
- Tloušťka měděná vrstvy DPS $l_{Cu} = 35 \mu\text{m}$
- Tloušťka měděné vrstvy prokovů $l_{prok} = 35 \mu\text{m}$
- Počet prokovů $N_{prok} = 16$
- Průměr vrtání prokovu $D = 0,6 \text{ mm}$
- Celková chladicí plocha bez prokovů $A = 900 \text{ mm}^2$

Vnitřní poloměr prokovu:

$$R_{prok} = \frac{D}{2} - l_{prok} = \frac{0,6 \cdot 10^{-3}}{2} - 35 \cdot 10^{-6} = 265 \mu\text{m} \quad (3.27)$$

Plocha pokovení prokovu:

$$\begin{aligned} A_{prok} &= N_{prok} \cdot \pi \cdot \left(\frac{D^2}{4} - R_{prok}^2 \right) \\ &= 16 \cdot \pi \cdot \left(\frac{(0,6 \cdot 10^{-3})^2}{4} - (265 \cdot 10^{-6})^2 \right) = 0,994 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (3.28)$$

Tepelný odpor prokovu:

$$R_{\vartheta prok} = \frac{H}{\lambda_{CU} \cdot A_{prok}} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3}}{386 \cdot 994 \cdot 10^{-9}} = 4,1701 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (3.29)$$

Celková plocha:

$$\begin{aligned} A_{celk} &= A - N_{prok} \cdot \pi \cdot \frac{D^2}{4} = \\ &= 900 \cdot 10^{-6} - 16 \cdot \pi \cdot \frac{(0,6 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 895,4761 \text{ mm}^2 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Tepelný odpor sklotextitové destičky FR4:

$$\begin{aligned} R_{\vartheta FR4} &= \frac{H}{\lambda_{FR4} \cdot A_{celk}} = \frac{1,6 \cdot 10^{-3}}{0,25 \cdot 895,4761 \cdot 10^{-6}} = \\ &= 7,1470 \text{ } ^\circ\text{C/W} \end{aligned} \quad (3.31)$$

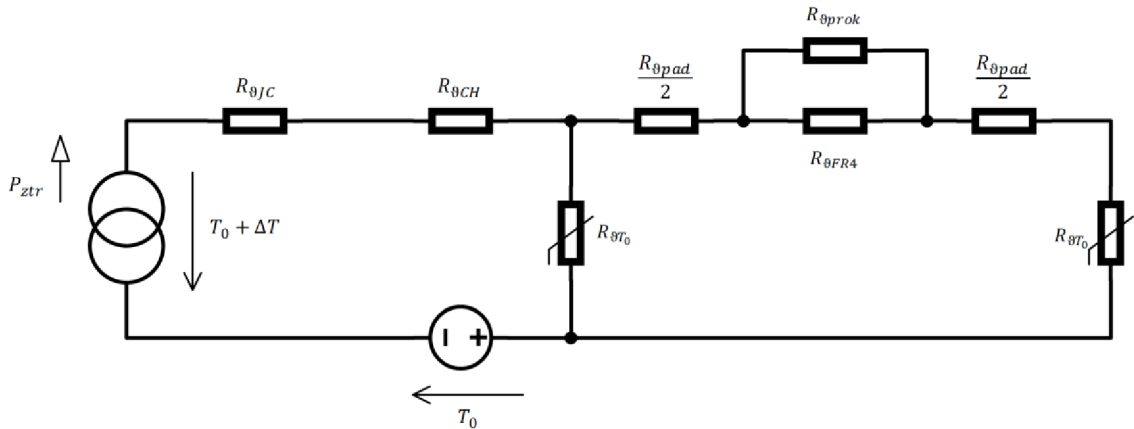
Tepelný odpor měděných ploch:

$$\begin{aligned} R_{\vartheta pad} &= 2 \cdot \frac{l_{CU}}{\lambda_{CU} \cdot A} = 2 \cdot \frac{35 \cdot 10^{-6}}{386 \cdot 900 \cdot 10^{-6}} = \\ &= 201,4968 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C/W} \end{aligned} \quad (3.32)$$

[4; 8] Přestup tepla mezi deskou plošných spojů a okolním vzduchem probíhá pomocí vedení a záření. Přestup tepla zářením se v našem případě moc neuplatňuje, protože termodynamická teplota je malá a vyzařovací konstanta mědi je velice nízká. Pro tepelný odpor přestupu tepla do okolí $R_{\vartheta T_0}$ (počítáno bez nepájivé masky) v ustáleném stavu platí, dle [4]:

$$\begin{aligned} R_{\vartheta T_0} &= \frac{1}{A \cdot \alpha_{cel}} = \frac{1}{A \cdot (5 + 0,04 \cdot \Delta T) + S_z \cdot E \cdot \sigma \cdot \frac{T^4 - T_{0K}^4}{T - T_{0K}}} \\ &= \frac{1}{900 \cdot 10^{-6} \cdot \left(5 + 0,04 \cdot 60 + 0,05 \cdot 5,67 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{373,15^4 - 313,15^4}{373,15 - 313,15} \right)} \\ &= 141,3319 \text{ } ^\circ\text{C/W}, \end{aligned} \quad (3.33)$$

kde α_{cel} je celkový součinitel přestupu tepla do okolí, S_z je velikost plochy (jedna strana DPS), která pomocí záření předává teplo do okolí, E je vyzařovací konstanta mědi, σ je Stefan-Boltzmannova konstanta, T je termodynamická teplota tělesa a T_{0K} je termodynamická teplota okolí v Kelvinech [4].



Obr. 3-6 Tepelné schéma pro jeden tranzistor na DPS – zjednodušené

Celkový tepelný odpor:

$$\begin{aligned}
 R_{\theta_{celk}} &= \frac{1}{\frac{1}{R_{\theta T_0}} + \frac{1}{R_{\theta pad} + \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{R_{\theta prok}} + \frac{1}{R_{\theta FR4}}} + R_{\theta T_0}}}} = \\
 &= \frac{1}{\frac{1}{141,3319} + \frac{1}{201,4968 \cdot 10^{-6} + \frac{1}{\frac{1}{4,1701} + \frac{1}{7,1470}} + 141,3319}} \\
 &= 71,3183 \text{ } ^\circ\text{C/W}
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Nyní porovnáme, zda bude celkový tepelný odpor DPS menší než maximální tepelný odpor spočítaného chladiče:

$$R_{\theta_{celk}} = 71,3183 \text{ } ^\circ\text{C/W} < R_{\theta H} = 76,7557 \text{ } ^\circ\text{C/W} \tag{3.35}$$

Pro rychlejší návrh můžeme zjednodušit výpočet celkového odporu $R_{\theta_{celk}} = \frac{R_{\theta T_0}}{2}$. Dále u výpočtu tepelného odporu přestupu tepla můžeme zanedbat přestup tepla do okolí zářením – v našem případě se moc neuplatňuje, tudíž se nám celý vztah zjednoduší:

$$\begin{aligned}
 R_{\vartheta_{celk}} &= \frac{R_{\vartheta T_0}}{2} = \frac{1}{2 \cdot A \cdot (5 + 0,04 \cdot \Delta T)} = \\
 &= \frac{1}{2 \cdot 900 \cdot 10^{-6} \cdot (5 + 0,04 \cdot 60)} = 75,0751 \text{ } ^\circ\text{C/W}
 \end{aligned}
 \tag{3.36}$$

Tento celkový tepelný odpor platí pouze pro *DPS* bez nepájivé masky, bez umístění dalších součástek a neuvažuje se zde přírůstek teploty od tepelný ztrát ostatních součástek. Proto byla v kapitole 5.2 provedena tepelná analýza v programu *Workbench Ansys* a nyní si spočteme orientačně celkový tepelný odpor celé desky s uvažováním všech tranzistorů v H můstku. Nyní budeme uvažovat, že materiál sklotextitové desky *FR4* má nekonečnou tepelnou vodivost – uvažujeme *DPS* jako celek. Pro výpočet tepelného odporu chladiče se čtyřmi součástkami na chladiči platí:

$$\begin{aligned}
 R_{\vartheta H} &= \frac{\Delta T}{4 \cdot P_{ztr}} - \frac{R_{\vartheta JC}}{4} - \frac{R_{\vartheta CH}}{4} = \frac{60}{4 \cdot 0,7610} - \frac{2}{4} - \frac{0,0879}{4} \\
 &< 19,1670 \text{ } ^\circ\text{C/W}
 \end{aligned}
 \tag{3.37}$$

Pro výpočet tepelného odporu celé *DPS* s reálnými rozměry použijeme zjednodušený vztah (3.36):

$$\begin{aligned}
 R_{\vartheta_{celk}} &= \frac{R_{\vartheta T_0}}{2} = \frac{1}{2 \cdot A \cdot (5 + 0,04 \cdot \Delta T)} = \\
 &= \frac{1}{2 \cdot 73 \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot (5 + 0,04 \cdot 60)} = 9,2558 \text{ } ^\circ\text{C/W}
 \end{aligned}
 \tag{3.38}$$

Nyní porovnáme, zda bude celkový tepelný odpor *DPS* menší než maximální tepelný odpor spočítaného chladiče s uvažováním všech výkonových součástek:

$$R_{\vartheta_{celk}} = 9,2558 \text{ } ^\circ\text{C/W} < R_{\vartheta H} = 19,1670 \text{ } ^\circ\text{C/W}
 \tag{3.39}$$

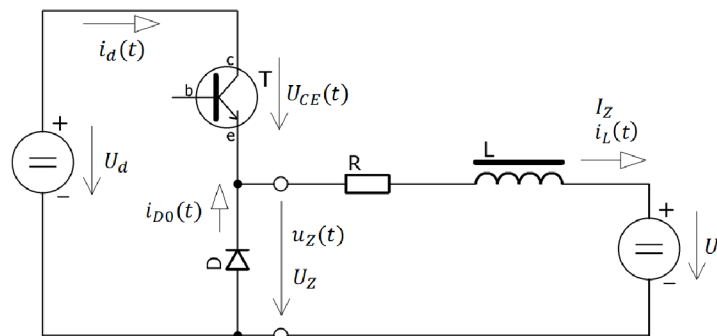
Předchozími výpočty jsme si ověřili, že se námi navržená deska plošných spojů uchladí a nedojde k destruci měniče.

3.4 Návrh výstupního LC filtru

V této kapitole se budeme zabývat poslední částí silového obvodu střídače. Budeme pojednávat o návrhu výstupního LC filtru, který připojujeme na výstup měniče, aby nám filtroval vyšší harmonické složky napětí, které jsou součástí výstupního obdélníkového signálu modulovaného nízkofrekvenčním signálem se síťovou frekvencí 50 Hz.

Vinutí výstupní tlumivky bude rozdělené na dvě vinutí, která budou od sebe galvanicky oddělena. Jelikož se jedná o dolní propust, která má dva akumulací prvky, víme, že výstupní filtr bude druhého řádu a bude mít útlum -40 dB/dek.

Pro výpočet výstupní tlumivky budeme muset zjistit, při jaké střídě dochází k největšímu zvlnění výstupního proudu. Pro zjednodušení budeme odvozovat hodnotu střídý pro maximální zvlnění na snižujícím měniči, který pracuje v 1. kvadrantu.



Obr. 3-7 Měnič pracující v I. kvadrantu – překresleno [1]

Pro napětí na indukčnosti platí:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (3.40)$$

kde L je indukčnost tlumivky, $i_L(t)$ je časově proměnná hodnota proudu tlumivkou a $u_L(t)$ je časově proměnná hodnota napětí na tlumivce.

Pro zjednodušení budeme uvažovat o zapojení výstupního filtru s ideální tlumivkou, která nemá sériový parazitní odpor ani paralelní parazitní kapacitu. V případě ideální tlumivky můžeme uvažovat, že proud bude stejnosměrný (bez zvlnění). Pro proud indukčnosti platí:

$$i_L(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int u_L(t) dt, \quad (3.41)$$

kde I_0 je počáteční hodnota proudu bez zvlnění a integrační člen nám představuje zvlnění proudu $2 \cdot \Delta I$:

$$2 \cdot \Delta I = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(t) dt, \quad (3.42)$$

kde t je doba sepnutí nebo vypnutí tranzistoru, viz níže. V případě sepnutí tranzistorů dojde k tomu, že indukčnost je připojena mezi motor a napětí mezilehlého zdroje, proto se napětí od sebe odečítají. Po integraci rovnice (3.42) dostaneme:

$$2 \cdot \Delta I = \frac{1}{L} \int_0^{t_{on}} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \cdot (U_d - U_i) \cdot T \cdot s, \quad (3.43)$$

kde t_{on} je doba sepnutí tranzistoru, s je střída a U_i je indukované napětí motoru. V době vypnutí tranzistoru je situace taková, že indukované napětí U_i se objeví na indukčnosti L , jelikož uvažujeme, že antiparalelní substrátové diody mají napěťový úbytek v propustném směru 0 V. Pak platí:

$$2 \cdot \Delta I = \frac{1}{L} \int_{t_{on}}^T u_L(t) dt = \frac{1}{L} \cdot U_i \cdot T \cdot (1 - s), \quad (3.44)$$

kde t_{off} je doba vypnutí tranzistoru. Budeme uvažovat, že indukované napětí je $U_i = U_d \cdot s$. Pak platí:

$$\Delta I = \frac{U_d}{2 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - s) \cdot s, \quad (3.45)$$

kde f je pracovní kmitočet tranzistoru $f = 1/T$. Z rovnice (3.45) je zřejmé, že při střídě $s = 0$ a $s = 1$ je zvlnění nulové. Abychom zjistili, při jaké střídě je zvlnění maximální, budeme hledat extrém předchozí rovnice (3.45), kterou derivujeme a položíme rovnu nule. Dostaneme:

$$\frac{d(\Delta I)}{ds} = \frac{U_d}{2 \cdot L \cdot f} \cdot (1 - 2s) = ! 0 \quad (3.46)$$

Z rovnice vidíme, že extrém funkce je při hodnotě střídě $s = 0,5$, při které dochází k největšímu zvlnění proudu [1]. V našem zapojení bude při střídě $s = 0,5$ indukované napětí motoru $U_i = 0$ V z rovnice (3.43) a (3.45) si vyjádříme indukčnost a zvolíme si maximální zvlnění proudu $\Delta I = 0,2$ A.

$$L = \frac{U_d}{2 \cdot \Delta I \cdot f} \cdot s = \frac{350}{2 \cdot 0,2 \cdot 30000} \cdot 0,5 = 14,5834 \text{ mH} \quad (3.47)$$

Pro výpočet indukčnosti jedné cívky vyjdeme z Hopkinsonova zákona:

$$U_m \cdot \lambda_m = I_m \phi = N \cdot I_m \cdot \lambda_m = \phi, \quad (3.48)$$

kde U_m je magnetické napětí, $I_m \phi$ a ϕ je magnetický indukční tok, λ_m je magnetická vodivost, N je počet závitů cívky a I_m je elektrický proud. Nyní rovnici vynásobíme počtem závitů N :

$$N^2 \cdot I_m \cdot \lambda = N \cdot \phi = N \cdot B_m \cdot S_{Fe} = \Psi, \quad (3.49)$$

kde Ψ je spřažený tok cívkou, B_m je maximální magnetická indukce v jádře cívky a S_{Fe} je průřez jádra. Když budeme uvažovat, že je magnetický obvod lineární, pak bude platit:

$$\Psi = L \cdot I_m \quad (3.50)$$

Předchozí rovnici dosadíme do rovnice (3.49) a dostaneme

$$L = N^2 \cdot \lambda_m \quad (3.51)$$

Z této rovnice vidíme, že indukčnost cívky je úměrná kvadrátu počtu závitů. Snížením počtu závitů na polovinu klesne indukčnost jedné cívky na čtvrtinu [1; 2; 3; 9].

Zvolili jsme feritové jádro *Lj ETD2910-CF138*, které má následující parametry [10]:

- Průřez jádra $S_{Fe} = 72,3823 \text{ mm}^2$
- Průřez okna $S_O = 140,8 \text{ mm}^2$
- Relativní permeabilita jádra $\mu_r = 1783$

Z rovnic (3.49), (3.50) a (3.53) si vyjádříme vztah pro celkový počet závitů:

$$N = \frac{L \cdot I_m}{B_m \cdot S_{Fe}} = \frac{14,5834 \cdot 10^{-3} \cdot 0,57}{0,3 \cdot 72,3823 \cdot 10^{-6}} = 386 \text{ z} \quad (3.52)$$

Pro výpočet magnetické vodivosti vyjdeme z rovnice (3.49):

$$\lambda_m = \frac{B_m \cdot S_{Fe}}{N \cdot I_m} = \frac{0,3 \cdot 72,3823 \cdot 10^{-6}}{386 \cdot 0,57} = 98,6942 \text{ nH/z}^2 \quad (3.53)$$

Délka jedné vzduchové mezery l_v :

$$l_v = \mu_0 \cdot \frac{S_{Fe}}{2 \cdot \lambda_m} = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{72,3823 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 98,6942 \cdot 10^{-9}} = 0,461 \text{ mm} \quad (3.54)$$

Vypočítaný počet závitů N jsme vydělili dvěma, aby nám vznikly dvě vynutí tlumivky a filtr vyfiltroval vyšší harmonické napětí z obou větví střídače. Při navíjení jsme zvětšili počet závitů na $N = 2 \cdot 203 \text{ z}$. Z důvodu zanedbání roztylových toků při výpočtu tlumivky a permeability jádra se musí v praxi vzduchová mezera zvětšit tak, aby se

nepřesycovalo feritové jádro – zvětšili jsme ji na 0,8 mm a změřená indukčnost tlumivky je nyní $L = 16,3570$ mH.

Pro průřez jednoho vodiče platí:

$$S_{Cu} = \frac{S_o \cdot k_{pcu}}{N} = \frac{140,8 \cdot 0,3}{386} = 0,1094 \text{ mm}^2 \quad (3.55)$$

Průměr vodiče:

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,1094}{\pi}} = 0,3732 \text{ mm} \quad (3.56)$$

Zvolíme tedy průměr vodiče dle vypočítaných hodnot o průměru $d = 0,355$ mm. Tento průměr vodiče je normalizovaný dle ČSN EN 60317-0-1.

Pro efektivní hodnotu proudu tlumivkou platí:

$$I_{ef} = \frac{P_2}{U_{ef}} = \frac{100}{230} = 0,4348 \text{ A} \quad (3.57)$$

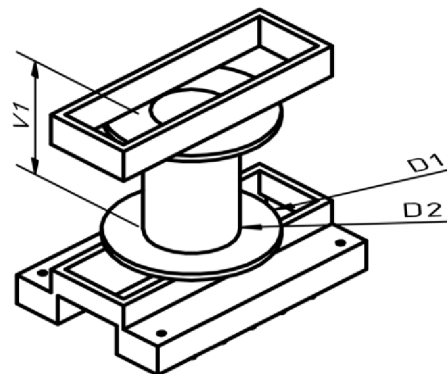
Průřez jednoho vodiče:

$$S_{Cu_1} = \pi \cdot \frac{d^2}{4} = \pi \cdot \frac{0,355^2}{4} = 96,2113 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2 \quad (3.58)$$

Proudová hustota ve vodiči:

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cu_1}} = \frac{0,4348}{96,2113 \cdot 10^{-3}} = 4,5192 \text{ A/mm}^2 \quad (3.59)$$

Z důvodu tepelné simulace v kapitole 5.2 musíme spočítat přibližně Jouleovy ztráty ve vinutí tlumivky. Budeme vycházet z rozměrů kostry tlumivky, na které si změříme následující parametry:



Obr. 3-8 Kostra tlumivky

Počet vodičů v jedné vrstvě vinutí $N_{ř1}$:

$$N_{ř1} = \frac{V_1}{d_{vc}} = \frac{19}{0,41} \sim 46 \text{ z,} \quad (3.60)$$

kde d_{vc} je průměr vodiče včetně pracovní izolace vodiče.

Celkový počet vrstev vinutí $N_{ř}$:

$$N_{ř} = \frac{N}{N_{ř1}} = \frac{406}{46} \sim 9 \text{ řad} \quad (3.61)$$

Maximální počet vrstev vinutí $N_{řmax}$, které se vejde na kostru:

$$N_{řmax} = \frac{D_1 - D_2}{2} \cdot \frac{1}{d_n} = \frac{21,7 - 11,7}{2} \cdot \frac{1}{0,5} = 10 > N_{ř} \quad (3.62)$$

Pro výpočet střední délky jednoho průměrného závitu měděného vinutí l_{Cu} platí:

$$\begin{aligned} l_{Cu} &= \pi \cdot (D_2 + 2 \cdot N_{vstř} \cdot d_n) = \\ &= \pi \cdot (11,7 + 2 \cdot 5 \cdot 0,5) = 52,4646 \text{ mm,} \end{aligned} \quad (3.63)$$

kde D_2 je průměr kostry středového sloupku, $N_{vstř}$ je střední počet vrstev vinutí tlumivky a d_n je předpokládaný průměr vodiče s pracovní izolací a s mezi vrstvou izolací (páskou).

Jouleovy ztráty ve vinutí tlumivky spočítáme následovně:

$$\begin{aligned} P_{Cu} &= \rho_{cu} \cdot \sigma^2 \cdot N \cdot S_{cu} \cdot l_{Cu} = \\ &= 0,0178 \cdot 4,5^2 \cdot 406 \cdot 96,2113 \cdot 10^{-3} \cdot 52,4646 \cdot 10^{-3} = \\ &= 0,7387 \text{ W,} \end{aligned} \quad (3.64)$$

kde ρ_{cu} je rezistivita mědi. Pro simulaci zvolíme Jouleovy ztráty $P_{Cu} = 1 \text{ W}$.

Při navíjení bude vinutí rozloženo do devíti vrstev po 46 závitech. Mezi jednotlivými vrstvami bude dána jedna vrstva izolační pásky. První vinutí končí přesně v polovině, druhé vinutí začíná od poloviny a je navinuté do deváté vrstvy. Mezi oběma vinutími jsou tři vrstvy izolační pásky.

Pro výpočet kapacity kondenzátoru využijeme Thomsonův vztah pro výpočet rezonančního kmitočtu:

$$f_{rez} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (3.65)$$

Při výpočtu kondenzátoru musíme zajistit, aby rezonanční kmitočet ležel mezi pracovním kmitočtem tranzistoru a kmitočtem první harmonické pracovního proudu.

$$f_{50\text{Hz}} \ll f_{\text{rez}} \ll f_{\text{PWM}}, \quad (3.66)$$

kde $f_{50\text{Hz}}$ je kmitočet pracovního proudu, f_{rez} je rezonanční frekvence výstupního filtru a f_{PWM} je frekvence spínání tranzistorů. Rezonanční frekvenci volíme tak, aby ležela logaritmicky přibližně mezi $f_{50\text{Hz}}$ a f_{PWM} [2].

$$50 \text{ Hz} \ll 2500 \text{ Hz} \ll 30000 \text{ Hz} \quad (3.67)$$

Pro výpočet celkové kapacity filtru využijeme vzorec (3.65), ze kterého vyjádříme kapacitu C .

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{rez}}^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 2500^2 \cdot 16,3570 \cdot 10^{-3}} = 247,7745 \text{ nF} \quad (3.68)$$

Dle Obr. 3-1 jsou dva kondenzátory C_1 a C_2 ve filtru zapojeny sériově o stejné hodnotě, pak platí:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_1^2}{2 \cdot C_1} = \frac{C_1}{2} \quad (3.69)$$

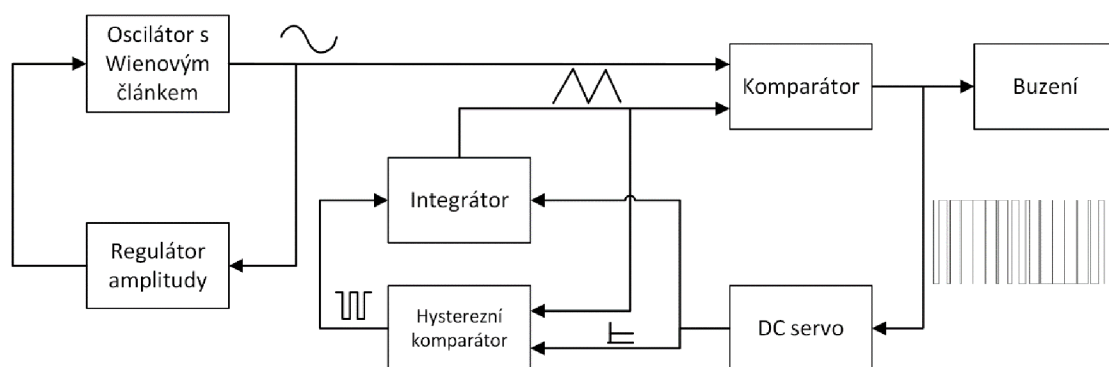
Kapacita jednoho kondenzátoru ve filtru:

$$C_1 = C_2 = 2 \cdot C = 2 \cdot 247,7745 = 495,5489 \text{ nF} \quad (3.70)$$

Z katalogu budeme vybírat polypropylenové kondenzátory z řady, ale o vyšší hodnotě, než je spočítaná kapacita C_1 a C_2 . Vybereme kondenzátor *KEMET R71PI36804030M* s kapacitou 680 nF/630 VDC/275 VAC.

4 ŘÍDICÍ OBVODY

V kapitole řídicí obvody se budeme zabývat návrhem jednotlivých částí řídicích obvodů. Na následujícím blokovém schématu je vidět blokové schéma sinusového *PWM* modulátoru.

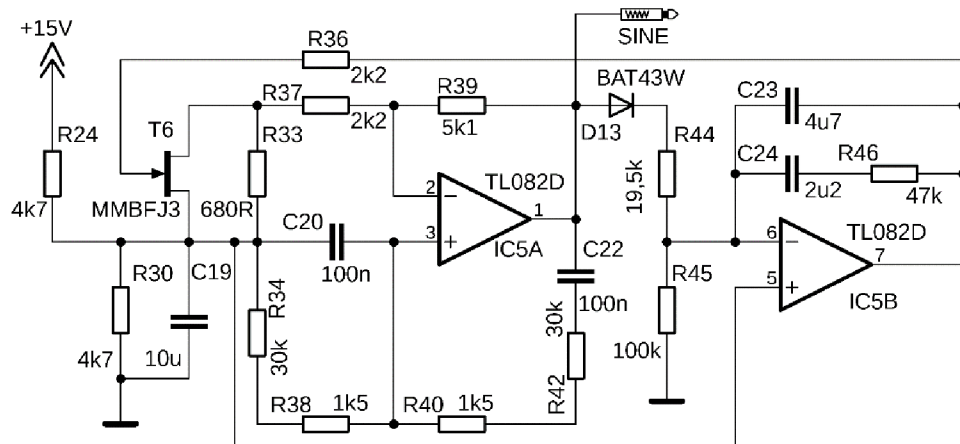


Obr. 4-1 Blokové schéma řídicích obvodů – upraveno [3]

Jako zdroj nízkofrekvenčního sinusového signálu s frekvencí $f = 50$ Hz je použitý oscilátor s Wienovým článkem, který má ve zpětné vazbě zapojen regulátor amplitudy. Tento nízkofrekvenční sinusový signál se porovnává v komparátoru s vysokofrekvenčním pilovitým signálem s frekvencí $f = 30$ kHz, který má ve zpětné vazbě regulátor stejnosměrného offsetu, neboli *DC servo*. Výstupem z komparátoru je sinusový pulsně šířkově modulovaný signál, kterým se pomocí budičů řídí spínání výkonových tranzistorů.

4.1 RC oscilátor s Wienovým článkem

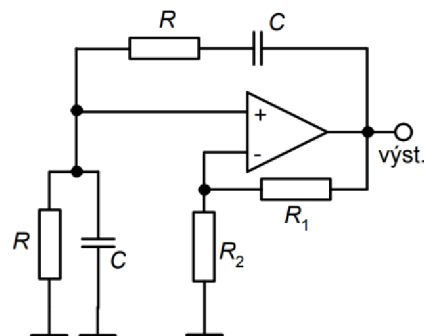
Schéma zapojení:



Obr. 4-2 Celkové schéma zapojení oscilátoru nízkofrekvenčních kmitů – upraveno [2]

4.1.1 Princip funkce

V následujícím zapojení je použitý symetrický Wienův článek se dvěma shodnými kapacitami C i se dvěma shodnými rezistory R . Vstupem Wienova článku je výstup zesilovače a výstupem článku je neinvertující vstup zesilovače. Jelikož je vstupní odpor operačního zesilovače veliký, lze považovat Wienův článek jako nezatížený. Přenos tohoto článku můžeme odvodit jako přenos nezatíženého děliče napětí [7].



Obr. 4-3 RC oscilátor s neinvertujícím zesilovačem a Wienovým článkem – převzato [7]

Pro přenos Wienova článku platí:

$$\beta_u(j\omega) = \frac{R||X_C}{R||X_C + R + X_C} = \frac{R}{3 \cdot R + j\omega C \cdot \left(R^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2}\right)}, \quad (4.1)$$

kde X_C je impedance kondenzátoru a ω je úhlová rychlost. Maximální přenos článků nastane při kritickém úhlovém kmitočtu Wienova článku $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ – odvozeno z předchozí rovnice (4.1):

$$\beta_u = \frac{R}{3R + 0} = \frac{1}{3} \quad (4.2)$$

Při kritickém kmitočtu bude mít článek nulovou fázi $\varphi = 0$. Pro splnění fázové a amplitudové podmínky musí zesilovač mít přenos $|A_{OZ}| = 3$ s fázovým posunem $\varphi = 0$. Těmto podmínkám odpovídá pouze neinvertující zapojení operačního zesilovače, u kterého se nastaví zesílení odpory R_1 a R_2

Reálně dochází k problému s přesným nastavením zesílení zesilovače. Použité součástky mají určitou toleranci hodnot, tudíž přenos nebude přesně $|A_{OZ}| = 3$, ale může být větší nebo menší, a to způsobí zvětšování či útlum amplitudy kmitů. Tento problém můžeme vyřešit regulátorem amplitudy, který reguluje odchylku a zachová přesné zesílení – podrobně v kapitole 4.1.3 [7].

4.1.2 Výpočet hodnot součástek Wienova článku

Pro výpočet hodnot kondenzátorů a rezistorů Wienova článku vycházíme z kritické úhlové rychlosti, ze které si vyjádříme frekvenci oscilačních kmitů.

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.3)$$

Pomocí předchozí rovnice a tabulkového editoru vybereme nejvhodnější součástky z normalizovaných řad. Pro požadovanou frekvenci oscilačních kmitů Wienova článku $f = 50$ Hz nejlépe vyhovují součástky o hodnotách:

- $R_{34} = R_{42} = 30 \text{ k}\Omega \pm 1\%$
- $R_{38} = R_{40} = 1,5 \text{ k}\Omega \pm 1\%$
- $C_{20} = C_{21} = 100 \text{ nF} \pm 5\%, \text{ COG}$

Při těchto hodnotách součástek je frekvence oscilačních kmitů $f = 50,5254$ Hz, ale z důvodu tolerance použitých součástek se výsledný oscilační kmitočet může pohybovat v rozmezí $f \in < 47,0439 ; 54,1180 >$ Hz. Na tyto hodnoty nemusíme brát ohled,

jelikož požadavek na přesnou výstupní frekvenci není zadán a zároveň měnič bude napájet pouze ventilátor, který bude sloužit k odvětrávání.

Pro zesílení neinvertujícího zapojení operačního zesilovače byly v předchozí práci [2] zvoleny součástky vedoucím práce, které ponecháme.

- $R_{39} = 5,1 \text{ k}\Omega$
- $R_{37} = 2,2 \text{ k}\Omega$

Pro zesílení operačního zesilovače v neinvertujícím zapojení platí:

$$|A_{OZ}| = \frac{U_{výst}}{U_{vstup}} = \frac{R_{39}}{R_{39} + R_{37}} = 1 + \frac{R_{39}}{R_{37}} = 3 \quad (4.4)$$

Proto platí:

$$R_{39} = 2 \cdot R_{37} \quad (4.5)$$

Z předchozí rovnice je vidět, že hodnota odporu R_{39} musí být rovna dvojnásobné hodnotě rezistoru R_{37} . Z tohoto důvodu je vidět, že zadané hodnoty odporů neodpovídají podmínce (4.5). Kdyby bylo zesílení invertujícího operačního zesilovače větší jak 3, způsobilo by to růst amplitudy kmitů. Následně, kdyby bylo zesílení menší, bude docházet k tlumení sinusových kmitů. Pro zachování amplitudové invariantnosti musíme zapojit sériově proměnný odpor k rezistoru R_{28} tak, aby zesílení operačního zesilovače bylo $|A_{OZ}| = 3$. Proměnný odpor lze vytvořit paralelním zapojením odporu a *J-FET* tranzistoru (paralelně k elektrodě emitoru a kolektoru). K ovládání tohoto proměnného odporu slouží regulátor amplitudy, který je zapojený do zpětné vazby oscilátoru. Takovéto zapojení regulátoru amplitudy s proměnným odporem zpětnovazebně vyreguluje zesílení na přesnou hodnotu $|A_{OZ}| = 3$. Jelikož máme použité napájení operačního zesilovače jako nesymetrické, musíme zapojení Obr. 4-3 doplnit o uměle vytvořený střed napájecího napětí, které je tvořeno odpory R_{24} a R_{30} a kondenzátorem C_{19} .

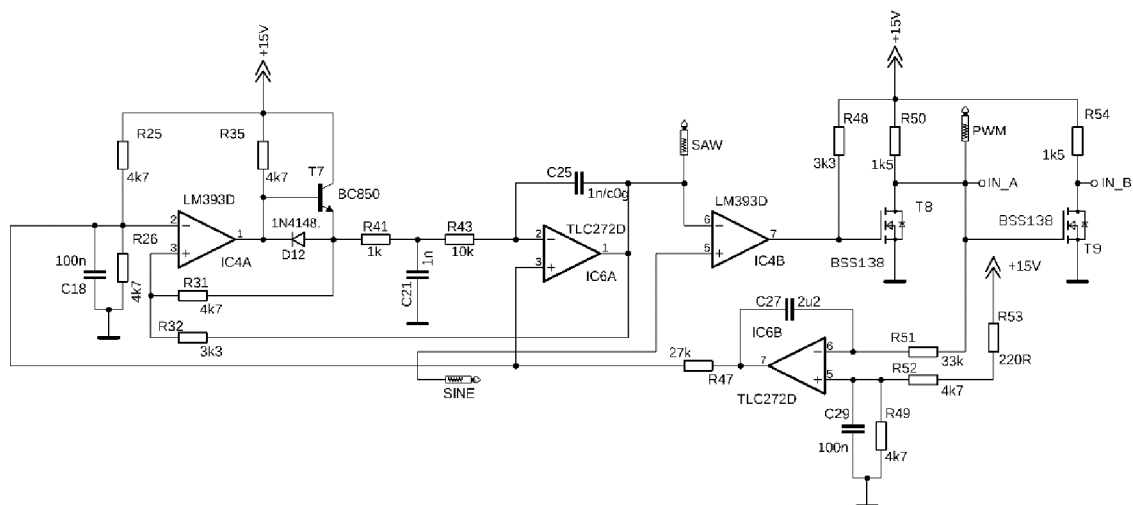
4.1.3 Regulátor amplitudy sinusového generátoru

Zapojení regulátoru amplitudy je k nahlédnutí na Obr. 4-2 v pravé části od anody diody D_{11} . Jedná se o invertující zapojení operačního zesilovače jako integrátor, který zasahuje do regulovaného obvodu tak, aby udržel přesné zesílení zesilovače $|A_{OZ}| = 3$. Po zapnutí napájení je zpočátku tranzistor uzavřený a napěťové zesílení oscilátoru je větší jak 3. Integrátor začne integrovat vstupní hodnotu sinusového signálu, aby jeho střední

hodnota odpovídala hodnotě napětí uměle vytvořeného středu zdroje a začne se otevírat tranzistor, který pracuje v lineárním režimu a tímto zapojením se zpětnovazebně mění odpor tak, aby bylo zesílení $|A_{OZ}| = 3$. Hodnoty součástek v tomto regulátoru byly zvoleny experimentálně tak, aby časová konstanta článku byla větší než $\tau = \frac{1}{f_{osc}} = 20 \text{ ms}$ a aby výstupní hodnota regulátoru byla stejnosměrná složka – více v kapitole 4.5 DC servo. Pro nastavení velikosti rozkmitu amplitudy sinusového generátoru slouží odporový dělič tvořený rezistory R_{44} a R_{45} . Při oživování musíme hodnoty těchto rezistorů upravit tak, aby byl co největší modulační činitel M a zároveň musíme zajistit, aby střída s se nikdy nepřiblížila k hodnotě $s \rightarrow 1$ nebo $s \rightarrow 0$, jelikož by mohlo docházet vlivem konstrukce budičů tranzistorů k deformaci výstupního napětí.

4.2 Generátor trojúhelníkového signálu

Generátor trojúhelníkového signálu se skládá z hysterezního komparátoru, integrátoru a regulátoru stejnosměrného offsetu neboli DC serva [2].



Obr. 4-4 Schéma zapojení generátoru trojúhelníkového signálu a PWM modulátor – upraveno [2]

Komparátor $IC4A$ se překlápí dle referenční hodnoty napětí na invertujícím vstupu komparátoru, která je rovna přibližně polovině napájecího napětí, které je ovlivňováno DC servem. Na neinvertující vstup komparátoru je přiveden kladnou zpětnou vazbou sečtený signál obdélníkových a pilovitých pulzů. Jelikož komparátor $LM393$ má na výstupu pouze tranzistor zapojený s otevřeným kolektorem, a komparátory s dvojitým koncem jsou příliš drahé, je zapojení doplněné o zapojení s tranzistorem T_7 , diodou D_{12}

a rezistorem R_{35} . Takto vytvořené zapojení se chová jako komparátor s dvojčinným koncovým stupněm. Abychom vytvořili z obdélníkových kmitů pilovitý signál, potřebujeme vstupní obdélníkový signál integrovat integračním článkem. Tento integrační článek nám udává zároveň frekvenci kmitání pilovitého signálu, jelikož je pilovitý signál zpětnovazebně přiveden kladnou zpětnou vazbou do komparátoru. Pro analyzování tohoto integračního zapojení operačního zesilovače vyjdeme z Kirchhoffových zákonů a Ohmova zákona. Jelikož víme, že operační zesilovač má velký vstupní odpor, můžeme zanedbat proudy na vstupech operačního zesilovače. Z principu funkce operačního zesilovače (OZ) je jasné, že se OZ snaží vyregulovat diferenční napětí mezi jednotlivými vstupy na nulu. Zároveň víme, že napětí na neinvertujícím vstupu je rovno přibližně polovině napájecího napětí, vstupní napětí obdélníkových pulzů je $0 < u_{in} < U_{CC}$, tak můžeme napsat následující rovnici:

$$i_{R43}(t) = \frac{u_{R43}(t)}{R_{43}} = \frac{u_{obd}(t) - \frac{U_{CC}}{2}}{R_{43}} = \pm \frac{U_{CC}}{2 \cdot R_{43}}, \quad (4.6)$$

kde U_{CC} je hodnota napájecího napětí, $u_{obd}(t)$ je časově proměnná hodnota napětí obdélníkových pulzů, $i_{R43}(t)$ je časově proměnná hodnota proudu rezistorem, $u_{R43}(t)$ je časově proměnná hodnota napětí na rezistoru a R_{43} je hodnota rezistoru. Jelikož pro uzel platí první Kirchhoffův zákon, časově proměnná hodnota proudu rezistorem je rovna časově proměnné hodnotě proudu kondenzátorem:

$$i_{R43}(t) = i_{C25}(t) \quad (4.7)$$

Pro časově proměnný proud kondenzátorem platí:

$$i_{C25}(t) = C \cdot \frac{du_{C25}(t)}{dt} = \pm C_{25} \cdot \frac{\Delta U_{C25}}{\frac{\Delta T}{2}}, \quad (4.8)$$

kde $u_{C25}(t)$ je časově proměnná hodnota napětí na kondenzátoru, ΔU_{C25} je rozdíl maximální a minimální hodnoty pilovitých kmitů. Z předchozí rovnice si pomocí rovnic (4.6) a (4.7) vyjádříme periodu kmitočtu pilovitých kmitů:

$$f_{PWM} = \frac{U_{CC}}{4 \cdot R_{43} \cdot C_{25} \cdot \Delta U_{C25}} \quad (4.9)$$

Jak již bylo řečeno, modulační kmitočet pilovitých kmitů je $f_{PWM} = 30 \text{ kHz}$. Dále zvolíme rozkmit napětí pilovitého signálu $\Delta U_{C25} = 10 \text{ V}$. Nyní můžeme pomocí předchozí rovnice, tabulkového editoru a normalizovaných hodnot součástek vybrat ty správné. Zvolili jsme následující hodnoty:

- $C_{25} = 1 \text{ nF}$
- $R_{43} = 10 \text{ k}\Omega$
- $C_{21} = 1 \text{ nF}$
- $R_{41} = 1 \text{ k}\Omega$

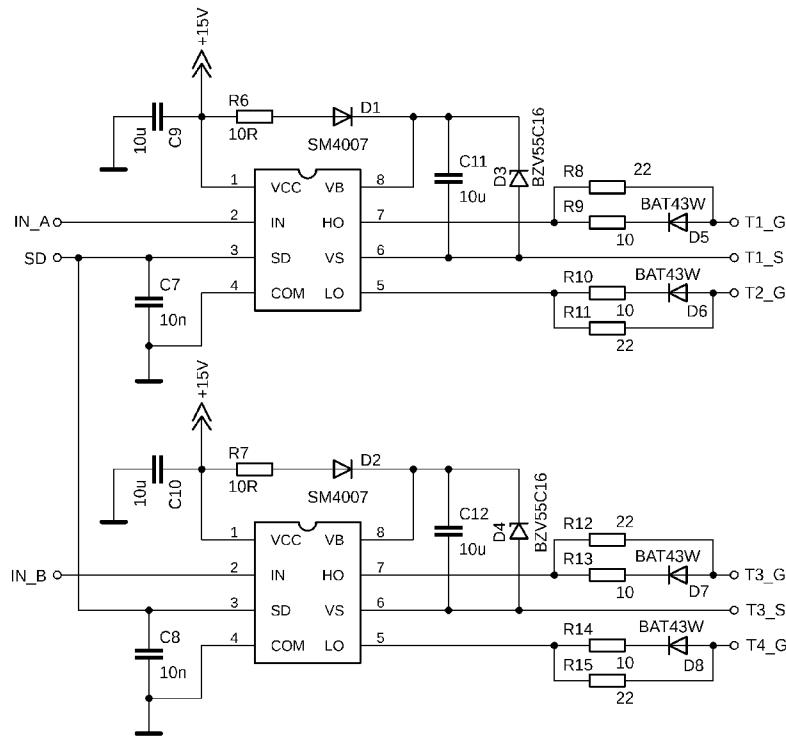
Z důvodu velké strmosti hran by mohlo docházet ke zpomalené reakci OZ , tím by se generovaný pilovitý signál mohl značně zkreslovat. Pro snížení strmosti hran generovaného obdélníku zařadíme před integrátor ještě RC článek, který je tvořený rezistorem R_{41} a keramickým kondenzátorem C_{21} .

4.3 PWM modulátor

Komparátor $LM393$ komparuje nízkofrekvenční sinusový signál, který je přiveden na neinvertující vstup komparátoru a vysokofrekvenční pilovitý signál je přiveden na invertující vstup komparátoru. Pokud v daném okamžiku je na neinvertujícím vstupu vyšší napětí než na invertujícím, výstupní hodnotou komparátoru je kladné napětí, a obráceně. Pomocí komparátoru a dvou analogových signálů jsme vytvořili bipolární sinusově pulsně šířkovou modulaci Obr. 3-2, která slouží k řízení výkonových tranzistorů v H můstku.

4.4 Budiče tranzistorů

Signál z *PWM* modulátoru je zapojen na řídicí elektrodu unipolárního tranzistoru *BSS138*, který slouží jako invertor signálu pro první větev můstku a proudové posílení pro druhou větev můstku – schéma zapojení viz Obr. 4-4.

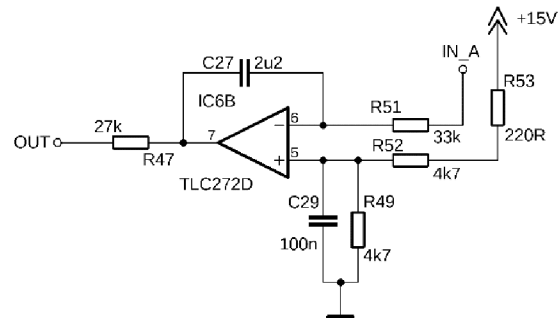


Obr. 4-5 Schéma zapojení budiče tranzistorů s *IR2104* – upraveno [11]

Každá větev můstku má svůj vlastní budič, který je realizovaný integrovaným obvodem *IR2104* s datasheetovým zapojením [11], které nám udává výrobce, s malou modifikací, která způsobuje rychlé vypínání a pomalejší zapínání tranzistoru – obvod s diodou D_5 , a odpory R_8 a R_9 . U tohoto obvodu se napájí horní budič pomocí tzv. nábojové pumpy, jelikož je u horního tranzistoru zem na jiném potenciálu než na dolním tranzistoru. Jako zdroj plovoucího napětí je v tomto zapojení použitý kondenzátor C_{11} , který se nabíjí přes diodu D_1 a rezistor R_6 pouze při sepnutém dolním tranzistoru [12]. Rezistor R_6 slouží k omezení nabíjecího proudu kondenzátoru.

4.5 DC servo

DC servo je zpětnovazebním regulátorem, který získává střední hodnotu ze sinusově pulsně šířkové modulace z *PWM* modulátoru. Střední hodnota napětí výstupního signálu *PWM* modulátoru slouží k ovlivňování referenčního napětí komparátoru, tak aby vlivem stejnosměrné složky na výstupu střídače nedocházelo k přesycování magnetických obvodů, k růstu ztrát v železe a snížení účinnosti celého pohonu.



Obr. 4-6 Zapojení DC serva – překresleno [2]

Obvodové zapojení *DC serva* je vidět na předchozím obrázku. Jedná se o zapojení invertujícího operačního zesilovače zapojeného jako integrátor. Jak bylo již zmíněno, vstupní signál se získává z *PWM* modulátoru, který je invertovaný tranzistorem *BSS138*. Abychom dostali po integraci na výstupu stejnosměrnou složku napětí, musí být velikost kapacity ve zpětné vazbě integrátoru o takové hodnotě, aby výsledný signál nebyl zvlněný vstupním napětím, který obsahuje modulovaný signál o frekvenci 50 Hz – požadujeme, aby na výstupu operačního zesilovače byl pouze hladký stejnosměrný signál.

4.6 Nadproudová a podpět'ová ochrana

Hodně důležitou součástí celého střídače je právě nadproudová ochrana, která slouží k blokování budičů při překročení proudu určitou hranici, jelikož by nadproud či zkrat mohl destruktivně zničit střídač, zejména výkonové tranzistory v H-můstku.

4.6.1 Bočník

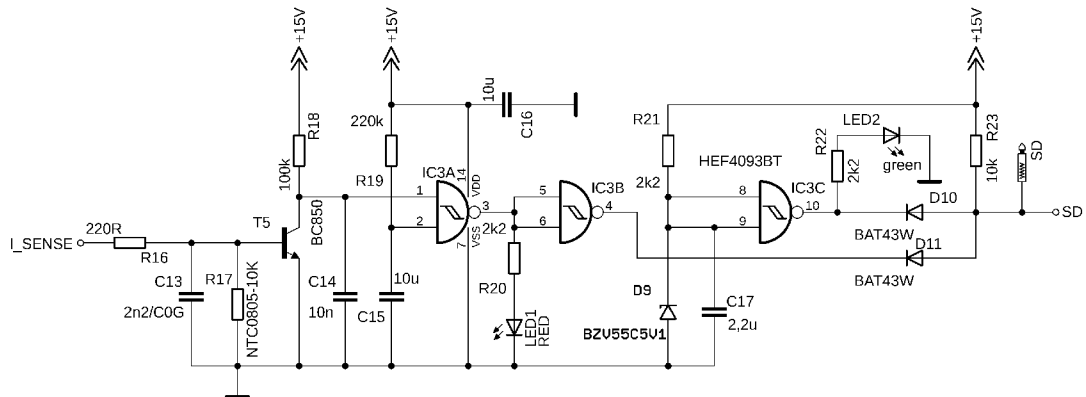
Pro snímání proudu v silové části je použitý odporový bočník. Z důvodu zvlnění proudu v měniči musíme minimalizovat velikost parazitní indukčnosti bočníku L , respektive jeho časovou konstantu $\tau = L/R$, jelikož na indukčnosti vzniká parazitní napětí úměrné časové derivaci proudu. Dále bočník má i vlastní parazitní kapacitu, která spolu s parazitní indukčností způsobuje vznik tlumených napěťových kmitů. Protože potřebujeme mít co nejmenší časovou konstantu, musíme použít co nejmenší hodnotu měřicího odporu bočníku [12].

Jelikož náš měnič má malý výkon, tak maximální jmenovitý efektivní proud je 0,434 A. Proto jsme použili hodnotu odporu bočníku $R_{12345} = 0,733 \Omega$ – odpor bočníku je složený z paralelní kombinace tří rezistorů – viz příloha. Paralelně k bočníku je zapojen keramický kondenzátor C_3 o kapacitě 100 nF. Při oživování musel být tento kondenzátor zapojený, jelikož docházelo k chybnému vyhodnocování nadproudové ochrany z důvodu vzniku rušivého napětí ze silového obvodu. Bočník s paralelním kondenzátorem nám způsobí zpoždění reakce nadproudové ochrany s časovou konstantou $\tau = R_{12345} \cdot C_3 = 78,33 \text{ ns}$. Nadproudová ochrana je nastavená na 1,2násobek jmenovitého efektivního proudu.

4.6.2 Filtrace napěťového signálu z bočníku

Napětí, které vznikne na bočníku průchodem proudu, musíme vždy filtrovat minimálně jednoduchou RC dolní propustí 1. řádu. Pro účely rychlé nadproudové ochrany měniče je obvykle potřeba, aby časová konstanta dolní propusti nepřesahovala hodnotu 10 μs . Pro dosažení požadované konstanty musíme použít raději menší odpor a větší kapacitu, jelikož potřebujeme, aby byl RC článek na malé impedanci kvůli případnému vzniku parazitního rušení [12]. Časová konstanta našeho RC filtru je $\tau = R_{16} \cdot C_{13} = 484 \text{ ns}$.

4.6.3 Rychlá nadproudová a podpět'ová ochrana



Obr. 4-7 Schéma nadproudové a podpět'ové ochrany

Zapojení této rychlé nadproudové ochrany Obr. 4-7 je velice jednoduché. Po zapnutí měniče se začne nabíjet kondenzátor C_{15} přes rezistor R_{19} s velkou časovou konstantou $\tau = R_{19} \cdot C_{15} = 2,2$ s. Tento RC člen slouží ke zpožděnému zapnutí celého měniče, jelikož nějakou dobu trvá, než se PWM modulátor ustálí. Po dosažení napětí $\frac{U_{cc}}{2} + \frac{\Delta H}{2}$, kde ΔH je hysterezní napětí hradla se Schmittovým vstupem, se výstup hradla $IC3A$ překlopí do log. 0 (tranzistor T_5 je uzavřený, tudíž na vstupech hradla $NAND$ jsou dvě log. 1). Nyní se výstup hradla $IC3B$ překlopí do log. 1 a následně se odblokují budiče.

Při vzniku nadproudu se začne tranzistor T_5 otevírat a vybíjet kondenzátor C_{14} , rychlost vybíjení Δt kondenzátoru je závislá na velikosti nadproudu.

$$\Delta t = C_{14} \cdot R_{16} \cdot \frac{U_{cc} + \Delta H}{2 \cdot (U_{R_{12345}} - U_{BE_{T_5}}) \cdot h_{21R(T_5)}}, \quad (4.10)$$

kde $U_{R_{12345}}$ je vzniklé napětí na bočníku, $U_{BE_{T_5}}$ je napětí báze-emitor tranzistoru T_5 a $h_{21R(T_5)}$ je proudový zesilovací číselník tranzistoru T_5 . Tento výpočet je však pouze orientační.

Po dosažení hodnoty napětí $\frac{U_{cc}}{2} - \frac{\Delta H}{2}$ na kondenzátoru C_{14} , se výstup hradla $IC3B$ překlopí do log. 0 a tím se zablokují budiče výkonových tranzistorů. Termistor zapojený mezi elektrody báze a emitoru tranzistoru T_5 slouží k teplotní kompenzaci nadproudové ochrany.

Do obvodu nadproudové ochrany byla implementována jednoduchá podpět'ová ochrana, která hlídá pokles napájecího napětí řídicí části. Vlivem vzniku podpětí, by

mohlo dojít ke špatné funkci budičů tranzistorů a k následné destrukci měniče. Tato ochrana je tvořena jedním hradlem *NAND IC3C* a rezistorem R_{21} a Zenerovou diodou D_9 a kondenzátorem C_{17} .

5 NÁVRH DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

Při navrhování *DPS* pro jednofázový střídač musíme dodržet několik návrhových pravidel, které si popíšeme níže. Desku plošných spojů budeme navrhovat v softwaru *Autodesk Eagle*. Při návrhu bylo použito co nejméně vývodových součástek tak, aby mohla být výroba měničů co nejjednodušší a nejrychlejší. Jak již bylo zmíněno, tak se výkonové prvky budou chladit pomocí *DPS*. Před vlastní výrobou *DPS* jsme provedli tepelnou simulaci v programu *Workbench Ansys*, tak abychom si ověřili, zda se *DPS* uchladí. Popis tepelné simulace včetně výsledků jsou popsány v kapitole 5.2. Následně dle požadavků jsme spojili jednofázový střídač s předřazeným *DC/DC* měničem, který je součástí jiné diplomové práce.

5.1 Základní návrhová pravidla

Z důvodu výskytu rušivého vysokofrekvenčního (*VF*) rušení v řídicích obvodech se musíme během návrhu *DPS* řídit několika následujícími pravidly:

- Fyzicky oddělit silovou a řídicí zem.
- Optimalizovat délku veškerých spojů tak, aby byly co nejkratší.
- U napájecích cest použití širších cest tak, abychom eliminovali úbytky na parazitním odporu cesty.
- Dodržovat minimální izolační vzdálenosti, a to zejména v silové části měniče, kde je nutné dodržet v našem případě minimální izolační vzdálenost 1 mm.
- Blokovací kondenzátory umístěné co nejbližší k napájecím pinům všech integrovaných obvodů.
- Umístit filtrační kondenzátor silového napájecího napětí co nejbližší k výkonovým tranzistorům a provést sendvičové vedení napájecího napětí – na jedné vrstvě kladný a na druhé záporný pól napájecího napětí tak, aby byla co nejmenší kapacita a indukčnost *DPS*.
- Zmenšit celkovou plochu smyčky v jedné větvi *H* – můstku tak, aby měla co nejmenší indukčnost.
- Signál *GND* rozvést z jednoho bodu silové země s podmínkou, aby nevznikla na *DPS* zemní smyčka.

- Volná místa na *DPS* je vhodné připojit na zemnicí plochu. Tato zem poskytuje dodatečné stínění a tím se snižují vysokofrekvenční rušení – emise do okolí.

5.2 Tepelné ověření návrhu *DPS*

Pro správnou funkci a životnost střídače musíme zajistit, aby teplota jednotlivých součástek nepřesáhla maximální teploty, na které jsou dimenzované. V případě vyšších teplot součástek se následně začne snižovat životnost výrobku a mohlo by dojít vlivem přehřátí k destrukci měniče, zejména výkonových tranzistorů *MOS-FET*. Proto jsme provedli zjednodušenou tepelnou simulaci *DPS* v ustáleném stavu v programu *Ansys Workbench*.

Bylo navrženo několik verzí *DPS*, a ty následně pomocí programu *Autodesk AutoCAD* a *Autodesk Inventor* byly překresleny a simulovány v programu *Ansys Workbench*. Následně návrhy *DPS* byly postupně upravovány tak, aby byla co nejnižší teplota křemíkových čipů výkonových tranzistorů v ustáleném stavu a celková teplota desky a jednotlivých součástí.

5.2.1 Nastavení simulace

Po naimportování modelu jsme nastavili jednotlivým prvkům následující materiály:

Tabulka 5.1 Nastavené materiály pro tepelnou simulaci

Materiál	Měrná tepelná vodivost $\lambda \left[\frac{\text{W}}{\text{mK}} \right]$	Součást
Bakelit	1,4	kondenzátory, kostřička tlumivky
Měď (Copper)	400	cívka tlumivky, <i>DPS</i> , křídélko tranzistoru
Ferit (Ferrite)	4	feritové jádro
Sklotextit (FR-4 Epoxy)	0,294	<i>DPS</i>
Křemík (Silicon)	148	tranzistor
Pájka (Solder)	48	materiál mezi křídélkem tranzistoru a <i>DPS</i>
Uhlík (Grafit)	24	měřící bočník

Pro simulaci jsme zvolili následující zdroje generovaného tepla:

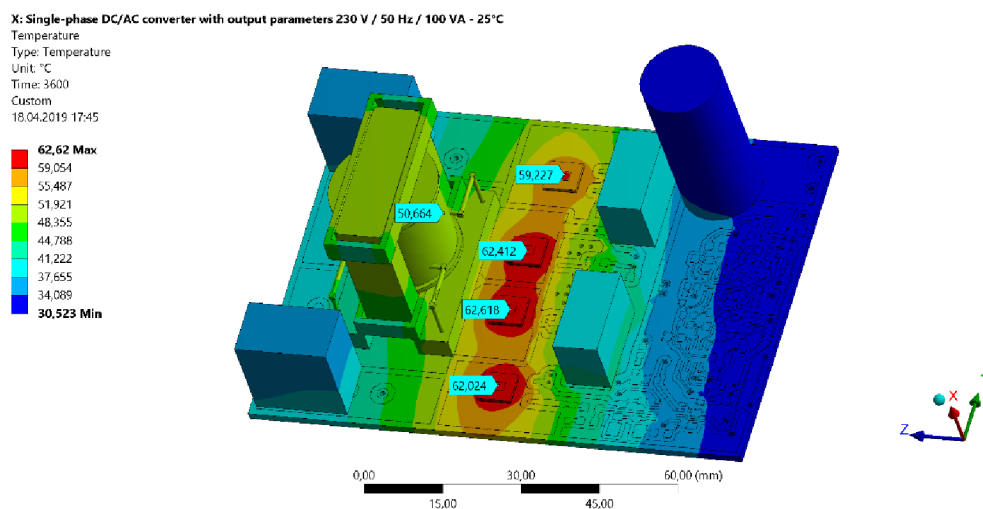
- ztrátový výkon na tranzistoru: 1 W / tranzistor
- Jouleovy ztráty ve vinutí tlumivky: 1 W
- ztráty vířivými proudy ve feritovém jádře: 0,5 W
- Jouleovy ztráty na měřícím bočníku: 0,04 W / rezistor

Tyto ztrátové výkony je nutné přepočítat na teplo, které vzniká v objemu materiálu – *Internal Heat Generation*. Pro chlazení *DPS* byla zvolena pouze okrajová podmínka přestupu tepla do okolí na všechny plochy konvekcí s hodnotou $\alpha_v = 5 \text{ W} / \text{m}^2 / ^\circ\text{C}$.

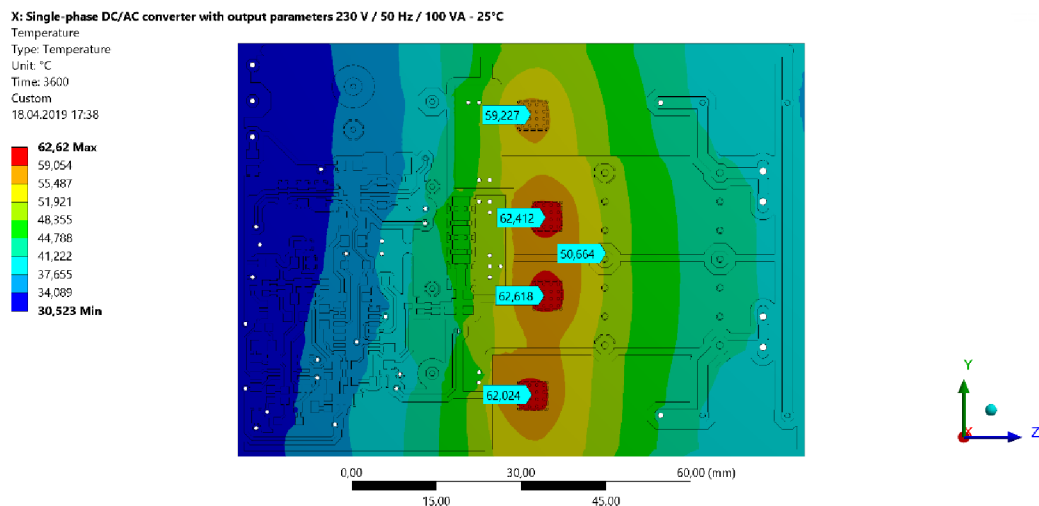
Během prvních simulací byli provedeny experimenty s prokvy a následně byla použita varianta s šestnácti malými prokvy (0,6 mm) pod tranzistorem. Při této modifikaci dochází k nejlepšímu odvodu tepla z křídélka výkonového *MOS-FET* tranzistoru.

5.2.2 Výsledky simulace pro teplotu okolí 25 °C

V této podkapitole si uvedeme výsledky tepelné simulace v ustáleném stavu desky plošných spojů s uvažovanou teplotou okolí 25 °C. Při této teplotě bude osazený střídač testován v laboratoři a následně budou v kapitole 7.5 porovnány teploty jednotlivých součástí.



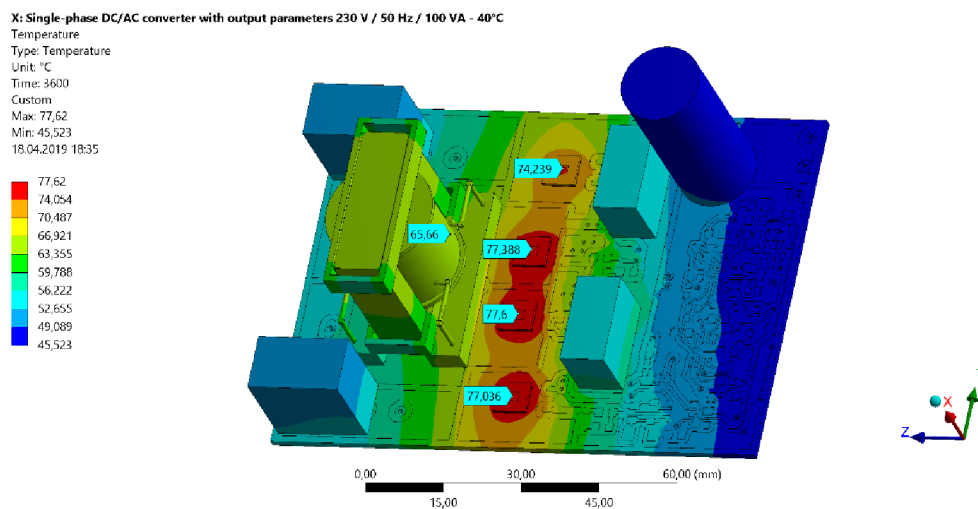
Obr. 5-1 Tepelná simulace – 3D – teplota okolí 25 °C



Obr. 5-2 Tepelná simulace – *BOTTOM* – teplota okolí 25 °C

5.2.3 Výsledky simulace pro teplotu okolí 40 °C

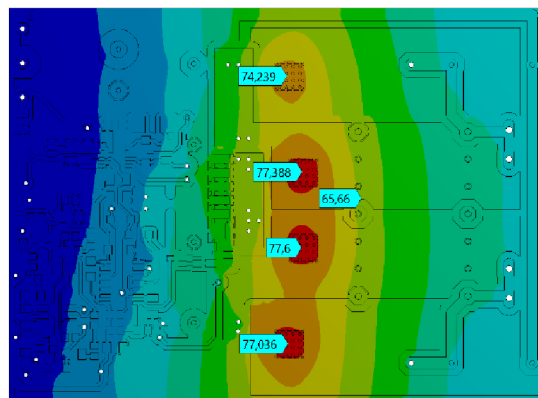
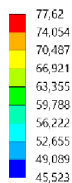
V této podkapitole si uvedeme výsledky tepelné simulace v ustáleném stavu desky plošných spojů s uvažovanou teplotou okolí 40 °C, jelikož měnič může pracovat s touto okolní teplotou, která je daná normou.



Obr. 5-3 Tepelná simulace – *3D* – teplota okolí 40 °C

X: Single-phase DC/AC converter with output parameters 230 V / 50 Hz / 100 VA - 40°C

Temperature
Type: Temperature
Unit: °C
Time: 3600
Custom
Max: 77,62
Min: 45,523
18.04.2019 18:05



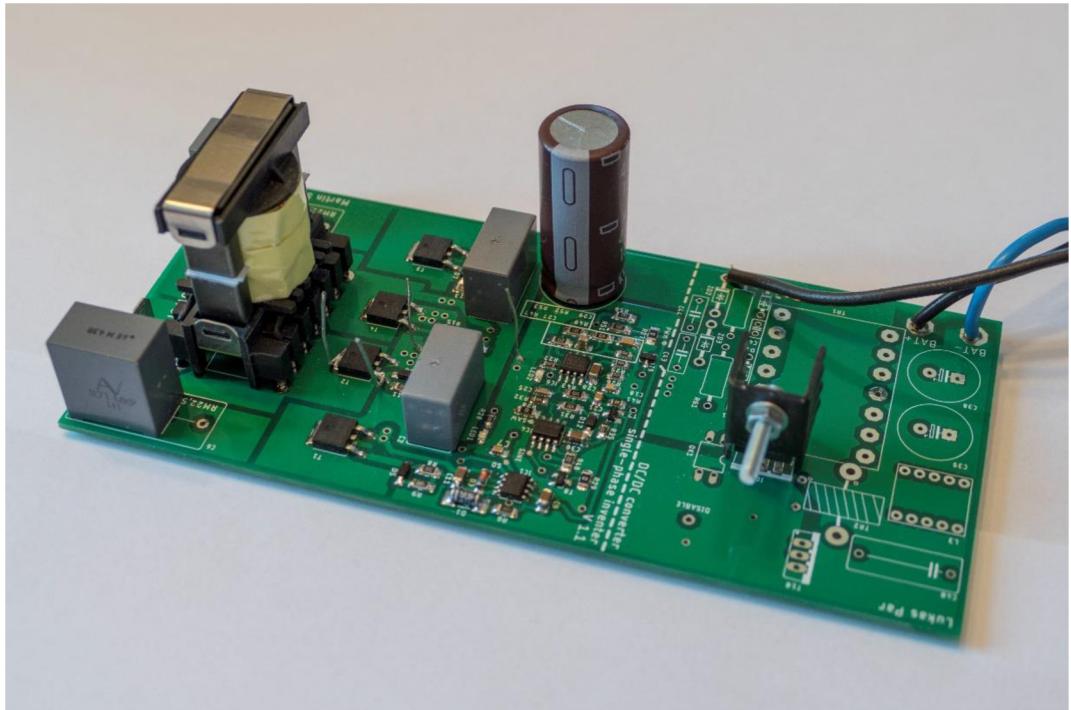
Obr. 5-4 Tepelná simulace – *BOTTOM* – teplota okolí 40 °C

Těmito simulacemi jsme si teoreticky ověřili, že se střídač uchladí a nyní můžeme přejít k realizaci zapojení střídače. Jak již bylo zmíněno, deska plošných spojů střídače (*DC/AC* měniče) bude spojena s *DC/DC* měničem tak, aby oba měniče byly v jednom funkčním celku – měnič 24 V_{DC} / 230 V_{AC} pro napájení ventilátoru v případě výpadku elektrického proudu z distribuční sítě.

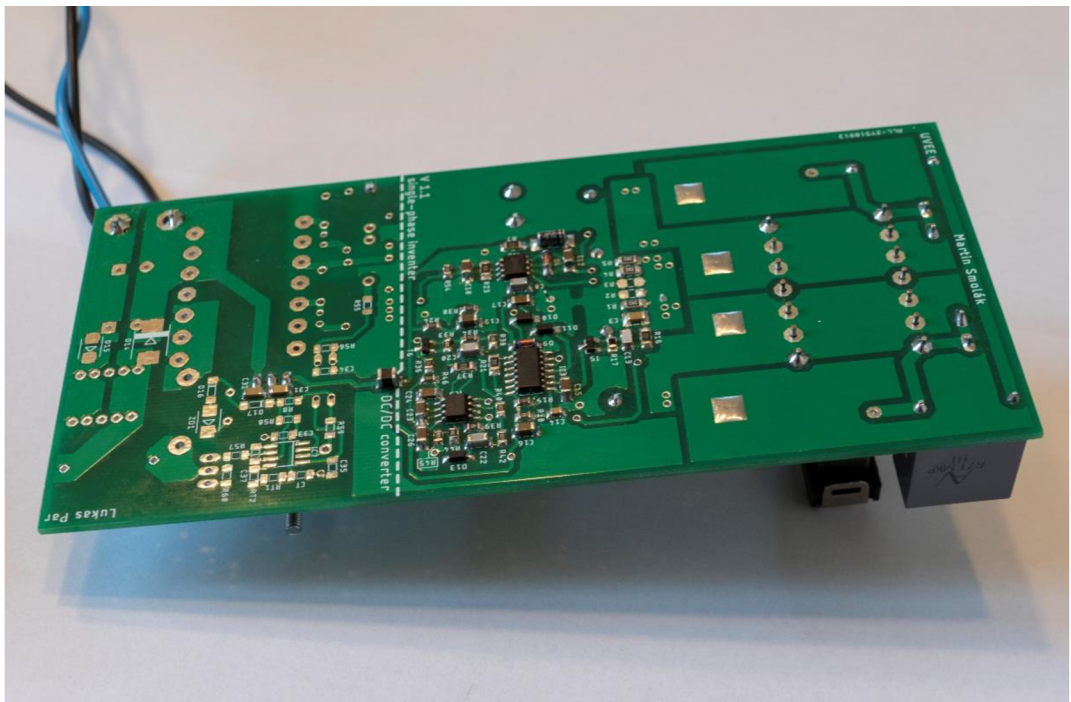
6 REALIZACE ZAPOJENÍ

Po vytvoření návrhu *DPS* v programu *Autodesk Eagle* následovalo několik tepelných simulací, několik úprav desek tak, aby výsledná teplota desky a jednotlivých komponentů nepřesáhla maximální dovolenou teplotu. Po nalezení varianty s nejnižším oteplením, následovala výroba *DPS*, kterou jsme nechali vyrobit na zakázku s prokvy, nepájivou maskou a potiskem. Z důvodu použití nepájivé masky došlo ke zvýšení povrchové teploty desky o přibližně 3 – 6 °C, jelikož jsme v simulacích neuvažovali tepelný odpor nepájivé masky.

Následně se přešlo k osazování *DPS*. Nejprve se připájeli výkonové *MOS-FET* tranzistory, protože bylo potřeba predehřát *DPS* na vyšší teplotu tak, aby se lépe pájely výkonové tranzistory, které mají zajištěný dobrý odvod tepla pomocí velkých měděných ploch. Jelikož jsme při návrhu *DPS* použili celkem šestnáct prokovů na jeden tranzistor, tak se během pájení tranzistor rychle připájel s co nejmeší tloušťkou pájky mezi křídélkem tranzistoru a *DPS*. Potom následovalo osazování *SMD* součástkami – nejprve jsme připájeli rezistory a kondenzátory v pouzdrech 0805 a 1206, dále následovalo připájení tlumivky L_1 , Zenerových diod, Shottkyho diod, universálních diod, *LED* diod a jednotlivých integrovaných obvodů - operační zesilovače, komparátory a integrované obvody budičů. Posledním krokem bylo připájení všech vývodových součástek – tlumivka L_2 , polypropylenové kondenzátory a elektrolytický kondenzátor.



Obr. 6-1 Osazená deska plošného spoje – *TOP*



Obr. 6-2 Hotová deska plošného spoje – *BOTTOM*

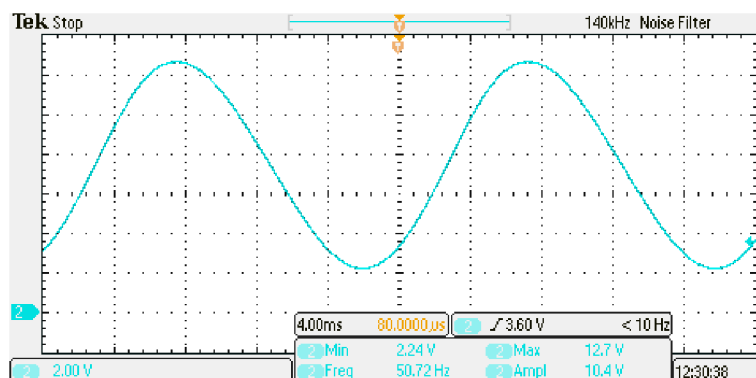
Na předchozích Obr. 6-1 a Obr. 6-2 je vidět osazená *DPS* bez jakýchkoliv změn oproti návrhu. Část desky *DC/DC* měniče není osazená – ta je součástí jiné diplomové práce.

7 OŽIVENÍ A OVĚŘENÍ FUNKČNOSTI

Po osazení *DPS* následovalo postupné oživování střídače. Nejprve jsme přivedli napájecí napětí pouze pro řídicí část, na které jsme ověřili funkčnost jednotlivých částí.

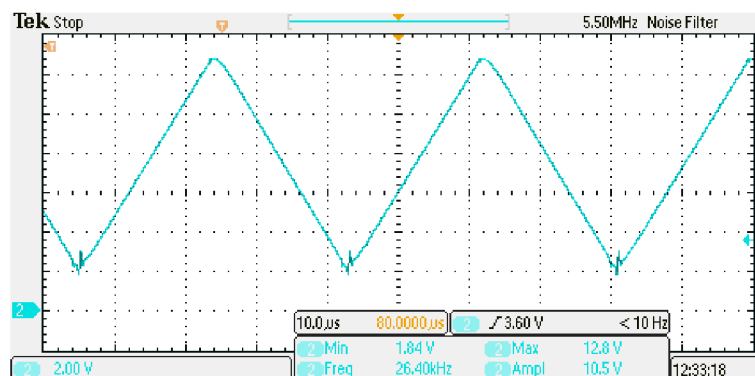
7.1 Oživení a ověření řídicí části střídače

Nejprve jsme změřili sinusový průběh Obr. 7-1 z *RC* oscilátoru s Wienovým článkem. Tento průběh byl v pořádku s mírným zkreslením, které je dáno tolerancí použitých součástek a zásahem regulátoru amplitudy do *RC* oscilátoru. Frekvence sinusových kmitů je $f = 50,72$ Hz. Jelikož není zadán požadavek na přesnou frekvenci, tak můžeme pokračovat k dalšímu bodu ověřování.



Obr. 7-1 Průběh sinusového signálu z *RC* oscilátoru

Následovalo měření na generátoru pilovitého průběhu. Zde jsme museli oproti původnímu návrhu změnit hodnotu kondenzátoru C_{21} z hodnoty 470 pF na 1 nF, jelikož na pilovitém průběhu byly značné špičky, které by značně ovlivňovaly sinusově pulsní šířkovou modulaci. Modulační frekvence je $f_{PWM} = 26,40$ kHz.

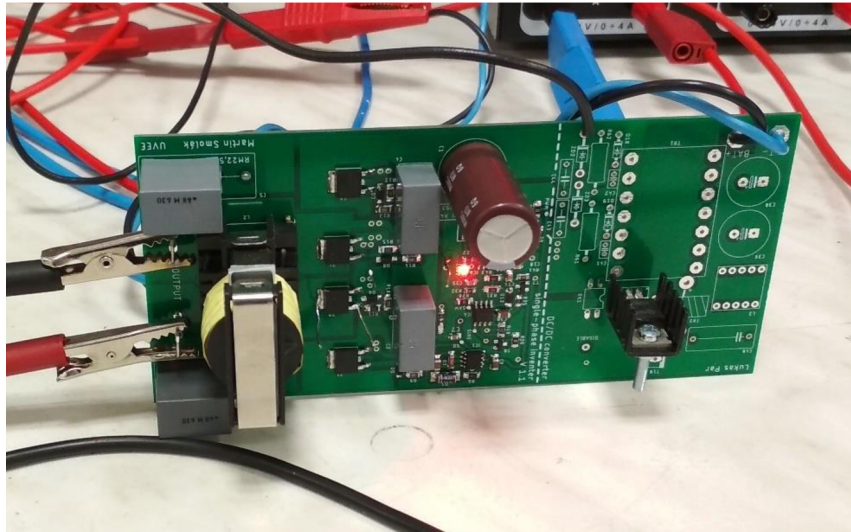


Obr. 7-2 Průběh pilovitého signálu z generátoru pily

Dále jsme ověřovali funkčnost nadproudové ochrany pomocí zdroje *DIAMETRAL* s jemným doladováním napětí, které bylo připojené na bočník. Následně byl měřený proud a reakce nadproudové ochrany. Nadproudová ochrana reaguje při stejnosměrném proudu $I_{boč} = 0,8209$ A. Tímto měřením jsme si ověřili, že celá řídicí část střídače funguje správně, tudíž můžeme přejít k dalšímu bodu, a to k měření funkčnosti střídače při malém mezilehlém napětí $U_d = 30$ V s proudovým omezením.

7.2 Ověření funkčnosti silové části střídače a nadproudové ochrany

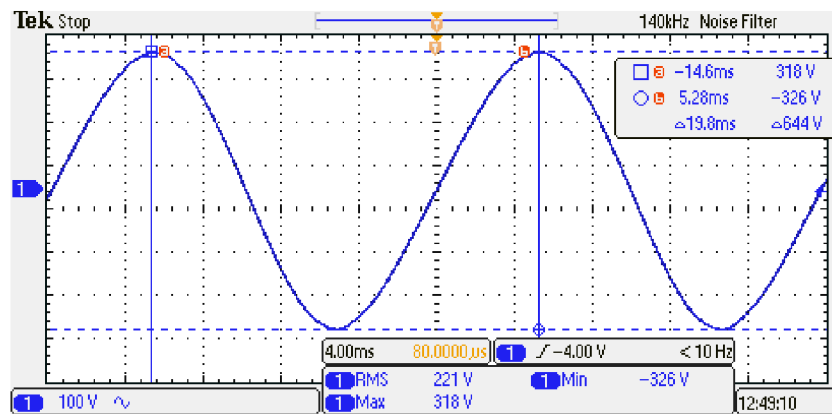
Během tohoto měření jsme na osciloskopu pozorovali výstupní napětí, a následně jsme zatěžovacím odporem (reostatem) zvedali zatěžovací proud do doby, než zapůsobila nadproudová ochrana. Nyní můžeme postupně zvyšovat napětí v meziobvodu. Pro získání mezilehlého proměnného napětí jsme použili autotransfornátor s Graetzovým můstkem a filtračním kondenzátorem s kapacitou $C_{filt} = 470 \mu\text{F}/450$ V. Postupně jsme zvyšovali mezilehlé napětí až na jmenovitou hodnotu.



Obr. 7-3 Oživená DPS při napětí $U_d = 360$ V

Nyní jsme zjistili, že hodnota výstupního napětí je na prázdno $U_2 = 215$ V a při jmenovité zátěži $U_2 = 200$ V. Proto jsme museli ověřování přerušit a změnit modulační činitel *PWM* modulátoru. To jsme provedli tak, že jsme upravili hodnotu rezistoru R_{44} v regulátoru amplitudy *RC* oscilátoru. Následně jsme se vrátili

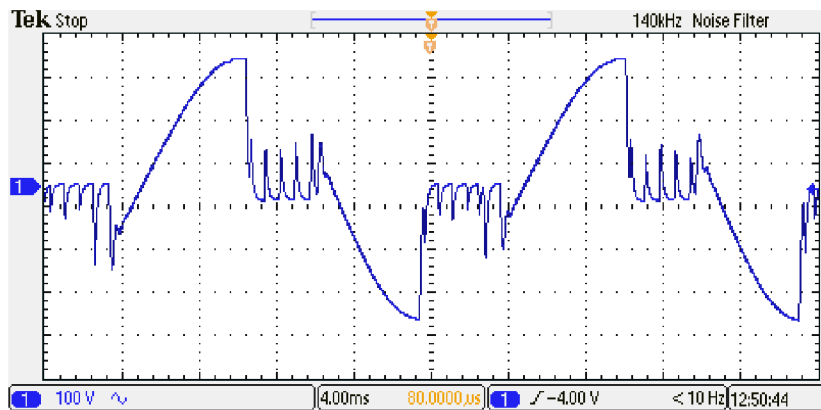
k ověřování a nyní je výstupní napětí na prázdko $U_2 = 240 \text{ V}$ a při jmenovité zátěži $U_2 = 227 \text{ V}$.



Obr. 7-4 Průběh výstupního napětí při jmenovité zátěži

Na předchozím Obr. 7-4 je vidět průběh výstupního napětí při jmenovité zátěži. Z průběhu je vidět, že zvlnění proudu odporovou zátěží je malé i při použití malé kapacity kondenzátorů ve výstupním LC filtru.

Dále jsme ověřovali funkčnost nadproudové ochrany. Nadproudová ochrana začne působit až při efektivním výstupním proudu $I_2 = 0,52 \text{ A}$, což odpovídá výstupnímu výkonu $P_2 = 116 \text{ W}$. Tímto měřením jsme si ověřili, že nadproudová ochrana funguje správně a působí pouze při nadproudu a zkratu.



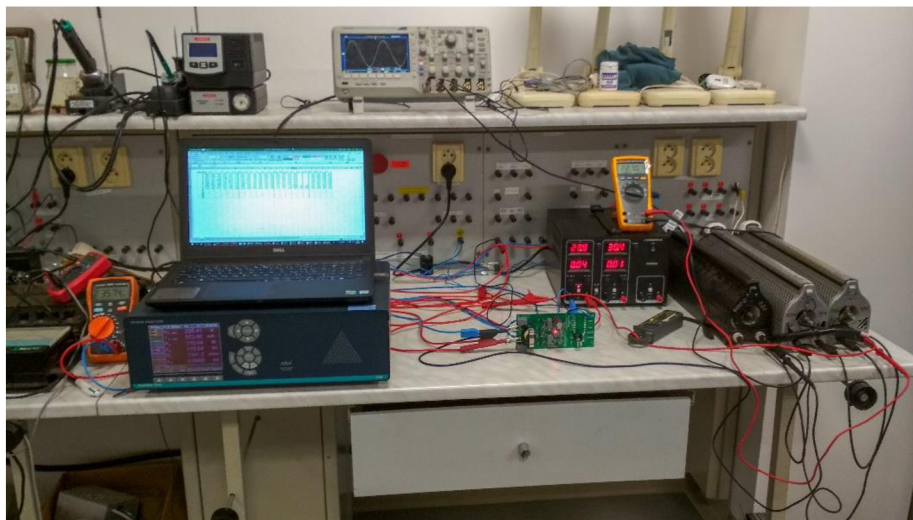
Obr. 7-5 Průběh výstupního napětí při zapůsobení nadproudové ochrany – nadproud - 1,2násobek jmenovitého proudu

Z předchozího oscilogramu Obr. 7-5 je vidět, že nadproudová ochrana má mezi cykly zapůsobení časové zpoždění přibližně $0,8 \text{ ms}$, kdy jsou po tuto dobu blokovány budiče výkonových $MOS-FET$ tranzistorů. Toto zpoždění je nastavené rezistorem R_{18} a kondenzátorem C_{14} . Časová konstanta tohoto RC článku je

$\tau = 1 \text{ ms}$. Reálné zpoždění je kratší z důvodu tolerance použitých součástek a ze vstupní hystereze hradla *NAND*. Časové zpoždění znovu-zapnutí měniče je mírně proměnlivé, jelikož závisí na velikosti nadproudu.

7.3 Měřicí pracoviště

Na měřícím pracovišti Obr. 7-6 jsme provedli veškeré předchozí ověřování a následně bylo provedeno měření oteplení *DPS* v ustáleném stavu pomocí termokamery *FLIR*, měření účinnosti střídače pomocí *POWER Analyzátoru* a průběhů napětí na vývodech výkonového tranzistoru T_2 – napětí gate-source a drain-source.



Obr. 7-6 Měřicí pracoviště

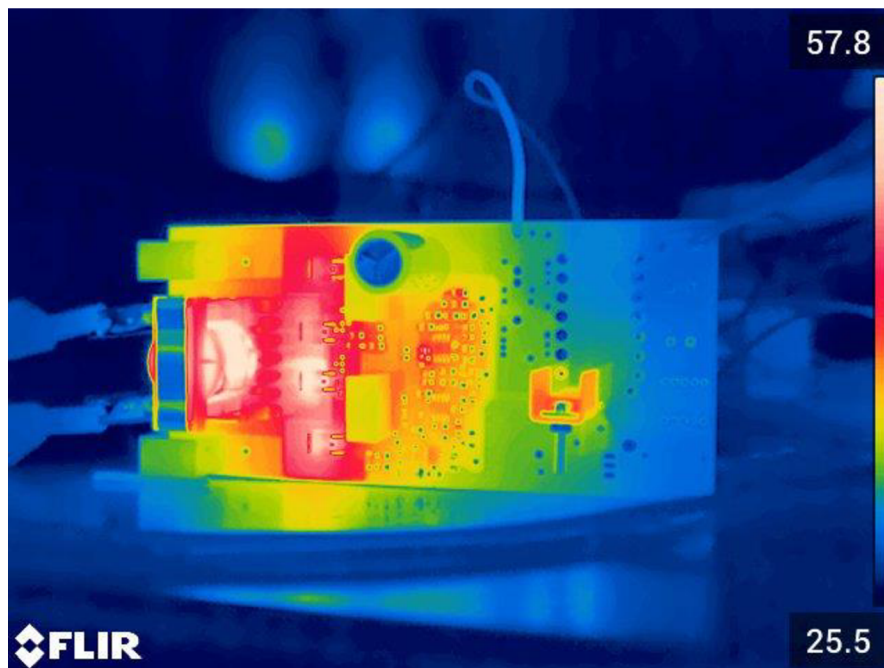
Během oživování a ověřování funkcí měniče jsme použili následující měřící přístroje a zdroje:

Tabulka 7.1 Seznam použitých přístrojů

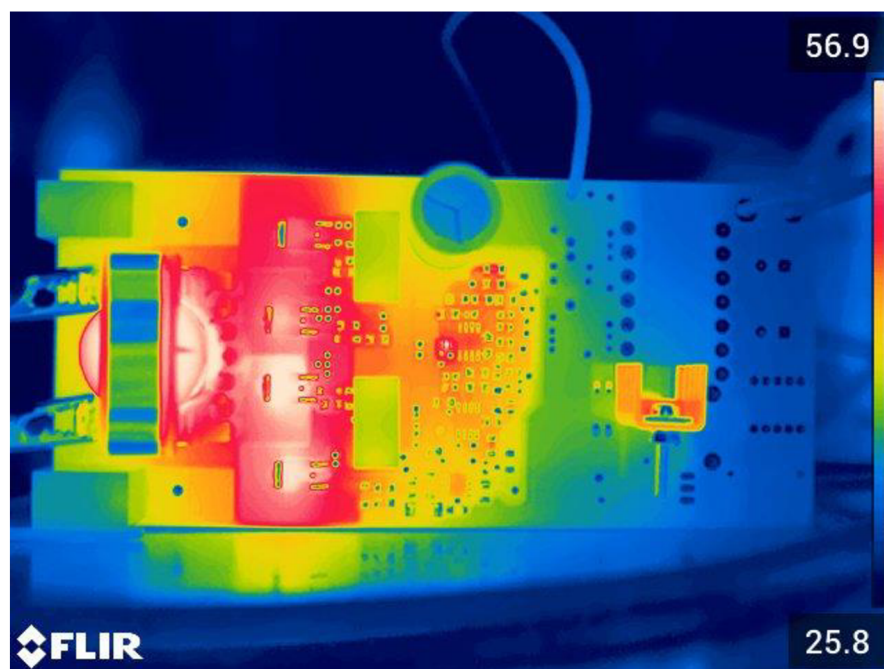
Přístroj	Typ	Výrobní číslo / SAP
Laboratorní zdroj	DIAMETRAL P230R51D	118/1917
Měřicí stůl	č.3	1600065
Osciloskop	Tektronix DPO 2024	001000200595-0000
POWER Analyzátor	LEM NORMA 5000	U799617BA
Multimetr	Agilent U1231A	MY51300157
Multimetr	FLUKE 175	43250014
Klešťový ampérmetr	TENMA 72-6185	11020072
Reostat	2x 250R + 1x 5k7	

7.4 Rozložení teploty na DPS v ustáleném stavu

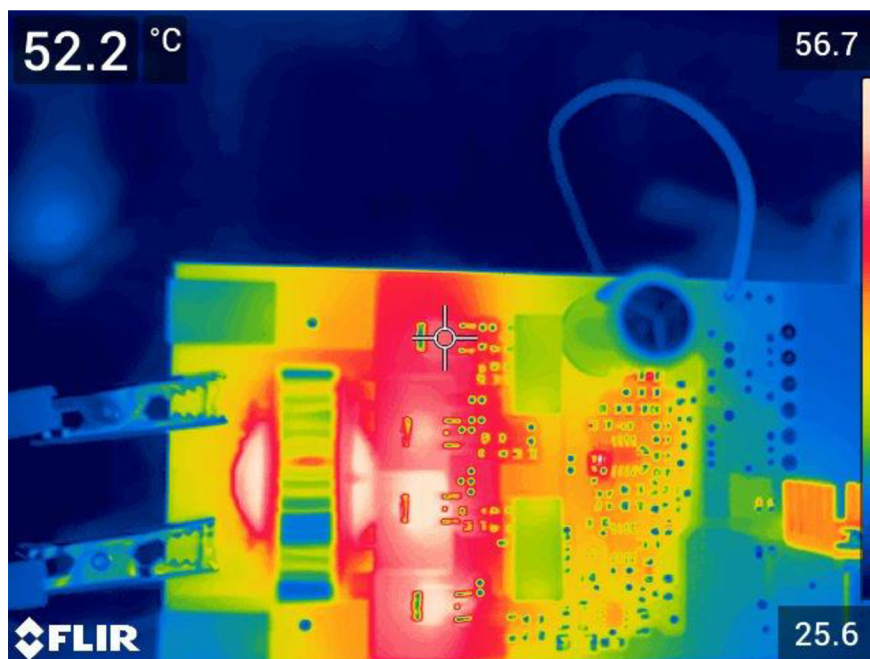
Pro změření teploty *DPS* v ustáleném stavu jsme měnič zatížili zátěží s jmenovitým výkonem a sledovali jsme teploty jednotlivých tranzistorů a tlumivky. Před měřením jsme museli nastavit v termokameře základní údaje o atmosférických podmínkách v laboratoři a také jsme museli nastavit správnou emisivitu. Jelikož nás zajímala teplota zejména výkonových tranzistorů, nastavili jsme hodnotu emisivity $\varepsilon = 0,95$. Protože na desce plošných spojů nejsou všechny komponenty se stejnou emisivitou povrchu, tak jsou na následujících snímcích teploty pouze orientační. Snímky byly vytvořené po ustálení teploty na povrchu *DPS*.



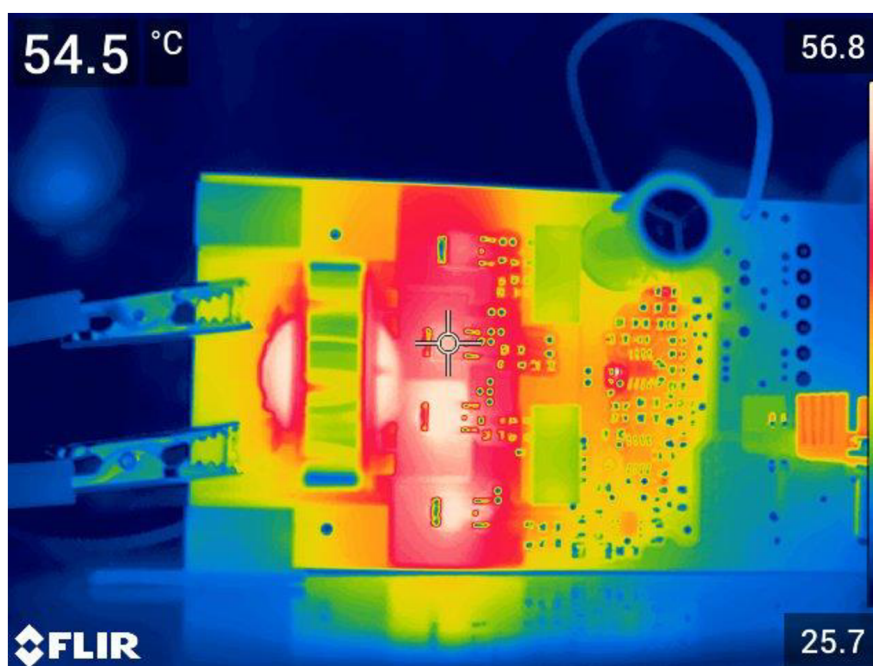
Obr. 7-7 Ustálený tepelný stav *DPS*



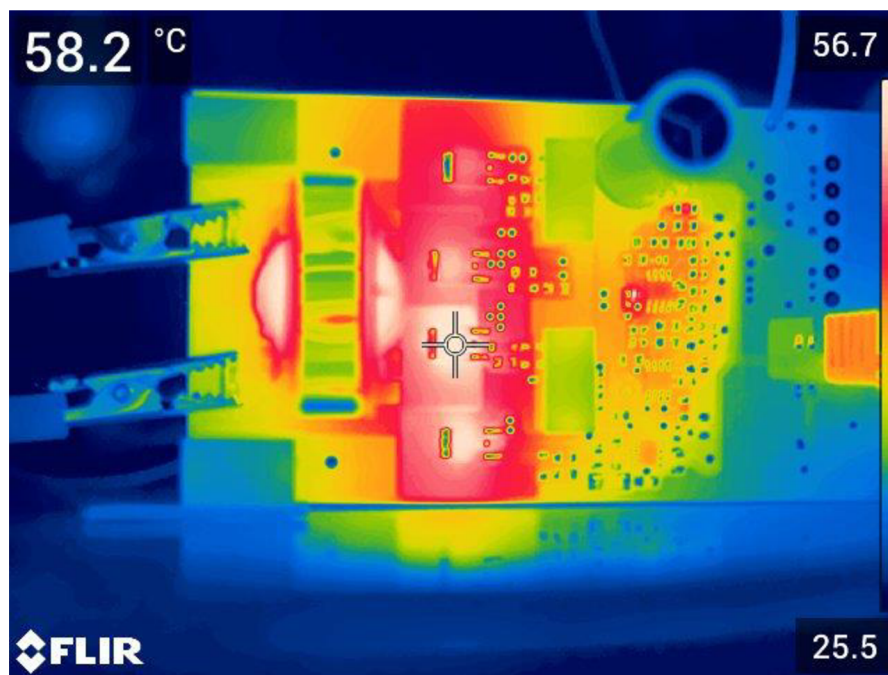
Obr. 7-8 Ustálený tepelný stav *DPS – TOP*



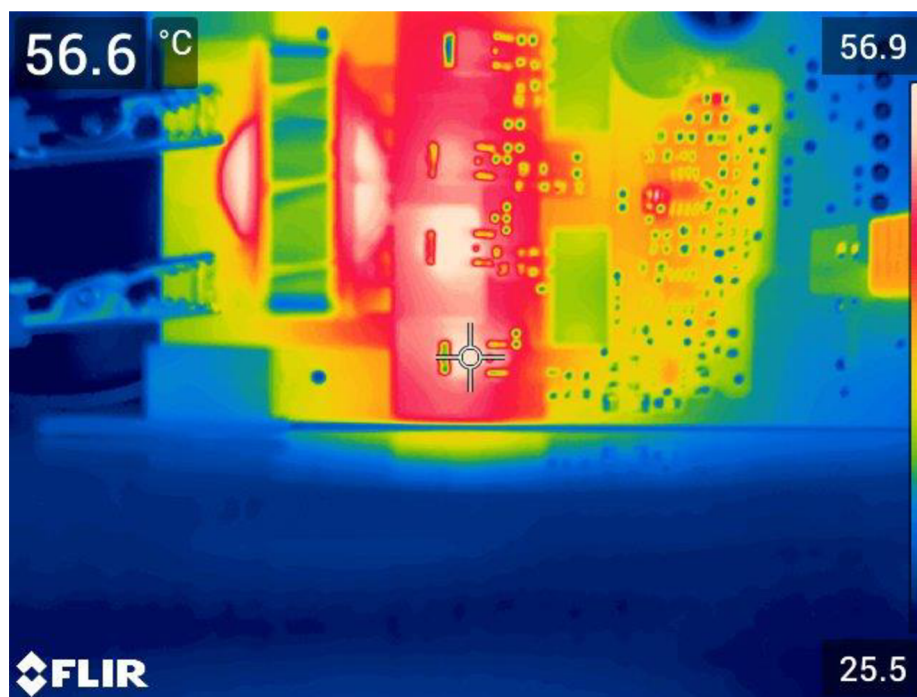
Obr. 7-9 Ustálený tepelný stav *DPS* – detail – tranzistor T_3



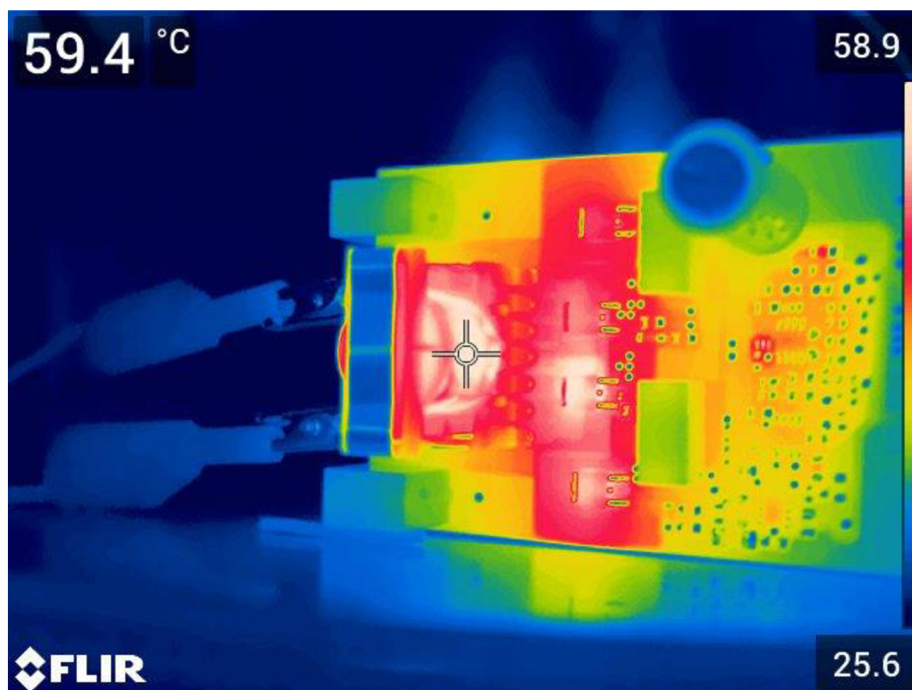
Obr. 7-10 Ustálený tepelný stav *DPS* – detail – tranzistor T_4



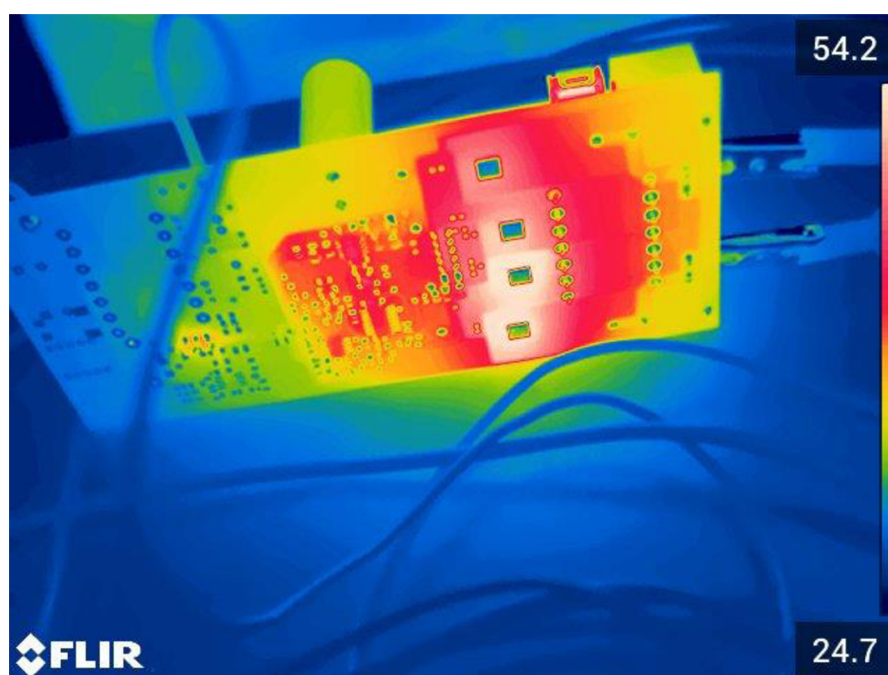
Obr. 7-11 Ustálený tepelný stav *DPS* – detail – tranzistor T_2



Obr. 7-12 Ustálený tepelný stav *DPS* – detail – tranzistor T_1



Obr. 7-13 Ustálený tepelný stav *DPS* – detail – tlumivka L_2



Obr. 7-14 Ustálený tepelný stav *DPS* – *BOTTOM*

7.5 Porovnání výsledků simulace a měření teploty DPS

V této podkapitole si porovnáme výsledky simulace z programu *Workbench Ansys* a snímků z termokamery. Jednotlivé hodnoty teplot sledovaných součástek jsme přepsali do následující tabulky.

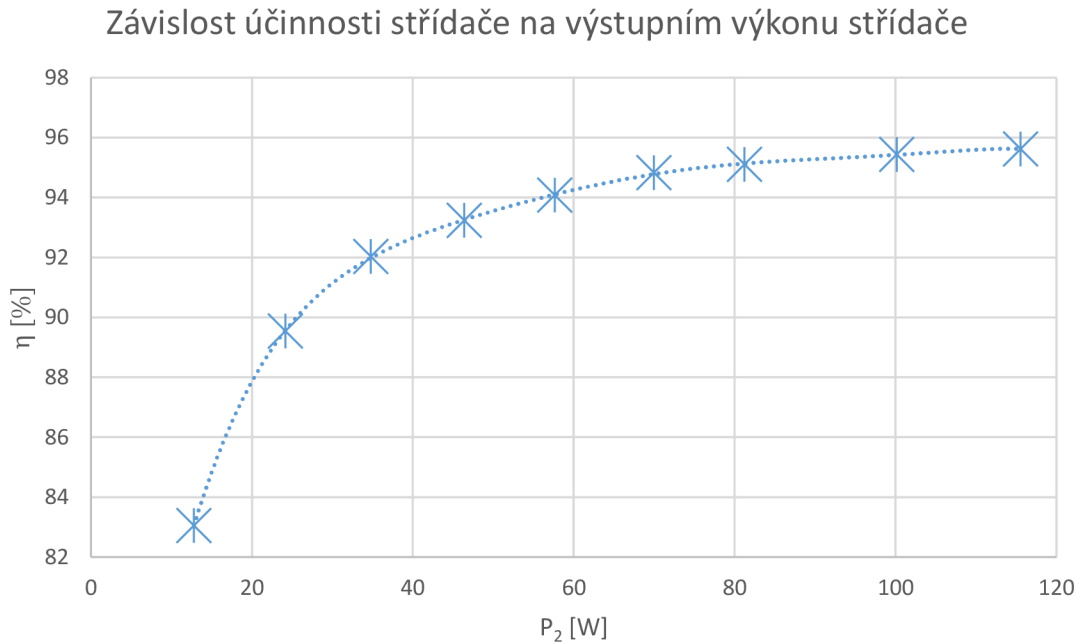
Tabulka 7.2 Porovnání hodnot teplot sledovaných součástek

Součást	Simulace		Měření	Maximální dovolená teplota
	$T_o = 25\text{ °C}$	$T_o = 40\text{ °C}$	$T_o = 25\text{ °C}$	
Tlumivka L ₁	50,664 °C	65,660 °C	59,4 °C	155 °C
Tranzistor T ₁	62,024 °C	77,036 °C	56,6 °C	150 (100) °C
Tranzistor T ₂	62,618 °C	77,600 °C	58,2 °C	150 (100) °C
Tranzistor T ₃	59,227 °C	74,239 °C	52,2 °C	150 (100) °C
Tranzistor T ₄	62,412 °C	77,388 °C	54,5 °C	150 (100) °C

Z tabulky je vidět, že žádná ze sledovaných teplot nepřesáhla maximální dovolenou teplotu. Při porovnání teploty součástek v simulaci a měření při teplotě okolí $T_o = 25\text{ °C}$ vidíme, že teplota tranzistorů nepřesáhla předpokládanou teplotu, která byla určena simulací. Pouze tlumivka má vyšší teplotu než teplota určená simulací, a to zejména z důvodu neuvažování pracovní izolace a mezi-vrstvové izolace tlumivky, která má větší tepelný odpor.

7.6 Měření výkonových poměrů a účinnosti

V této podkapitole si řekneme, proč se rozložení teploty mírně liší v simulaci a měření. Dále je zde uvedena závislost účinnosti střídače na výstupním výkonu střídače P_2 . Tato závislost je vidět na následujícím grafu:

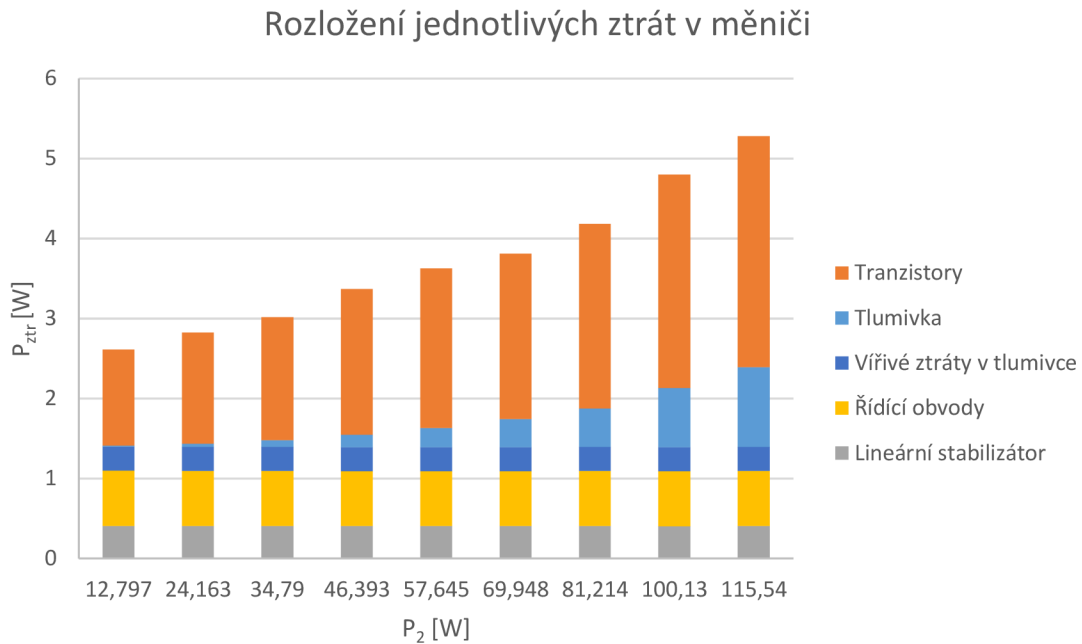


Obr. 7-15 Závislost účinnosti na výstupním výkonu střídače

Závislost účinnosti je aproximována polynomem šestého řádu. Ze závislosti vidíme, že při jmenovitém výkonu měniče je účinnost 95,43 %. Hodnota účinnosti je vysoká na nízkovýkonový měnič, a to v důsledku vhodného zvolení výkonových *MOS-FET* tranzistorů, který má velmi vhodné parametry, kvůli kterým jsou malé vodivostní a přepínací ztráty, a hlavně nulová substrátová dioda v pouzdře tranzistoru má malý zotavovací náboj Q_{rr} , který nám způsobuje největší ztráty v pouzdře tranzistoru. Dále tato dobrá účinnost je způsobena optimálním návrhem desky plošných spojů – byla dodržena všechna návrhová pravidla (kapitola 5.1) a byla vytvořena co nejmenší plocha smyčky – malá parazitní indukčnost – mezi výkonovými tranzistory a polypropylenovými kondenzátory – na tranzistorech budou malé překmitý napětí při přepínacích dějích.

Na následujícím grafu jsou vidět orientačně jednotlivé ztráty ve střídači, které byli přibližně určeny a rozloženy z měření výkonových poměrů *POWER Analyzátořem* a

některé byli dopočítány. Hodnoty vířivých ztrát ve feritovém jádře jsou určeny přibližně z hodnot uvedených v datasheetu jádra tlumivky *CF138* [10].



Obr. 7-16 Rozložení jednotlivých ztrát v měniči pro různé výstupní výkony – odporová zátěž

Příkon řídicí části je konstantní o hodnotě 1,1 W, z toho se na lineárním stabilizátoru vytopí do okolí ztrátový výkon 0,41 W. Tento ztrátový výkon lze snížit pomocí spínaného snižujícího měniče na desce *DC/DC* měniče, který je součástí jiné diplomové práce. V tlumivce se při jmenovitém výkonu přemění ztrátový výkon (Jouleovy ztráty) o hodnotě 0,74 W. Na tranzistorech se při jmenovitém výkonu přemění v teplo 2,667 W, což je při přepočtu na jeden tranzistor 0,667 W.

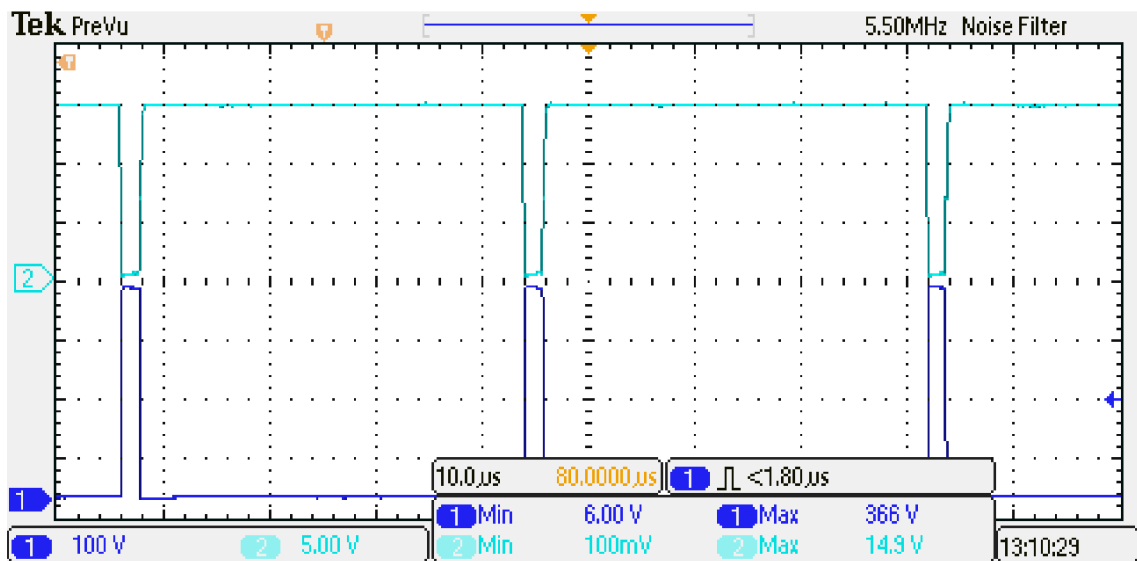
V simulaci v programu *Workbench Ansys* jsme uvažovali výkonovou ztrátu na tranzistoru 1 W, a hodnotu přestupu tepla do okolí $\alpha_v = 5 \text{ W} / \text{m}^2 / \text{°C}$. Tato hodnota je velmi nepřesná, orientační. Ve skutečnosti jsou ztráty v měniči menší a hodnota přestupu tepla do okolí je mnohem menší. Dalším rozdílem je, že jsme při simulaci neuvažovali tepelný odpor nepájivé masky, což nám způsobilo zvýšení povrchové teploty desky plošných spojů a přibližně 3 – 6 °C.

7.7 Měření napět'ových průběhů na vývodech tranzistoru

Na následujících oscilogramech si ukážeme průběhy přepínacích dějů na tranzistorech při kladném a záporném směru proudu. Ukážeme si průběhy napětí na vývodech tranzistoru T_2 . Pro kladný směr proudu dolním tranzistorem T_2 je střída $s > 0,5$ a pro záporný směr proudu $s < 0,5$. Na kanál osciloskopu 1 je přiveden signál mezi elektrodami drain-source (u_{DS}) a na druhý kanál je přiveden signál gate-source (u_{GS}).

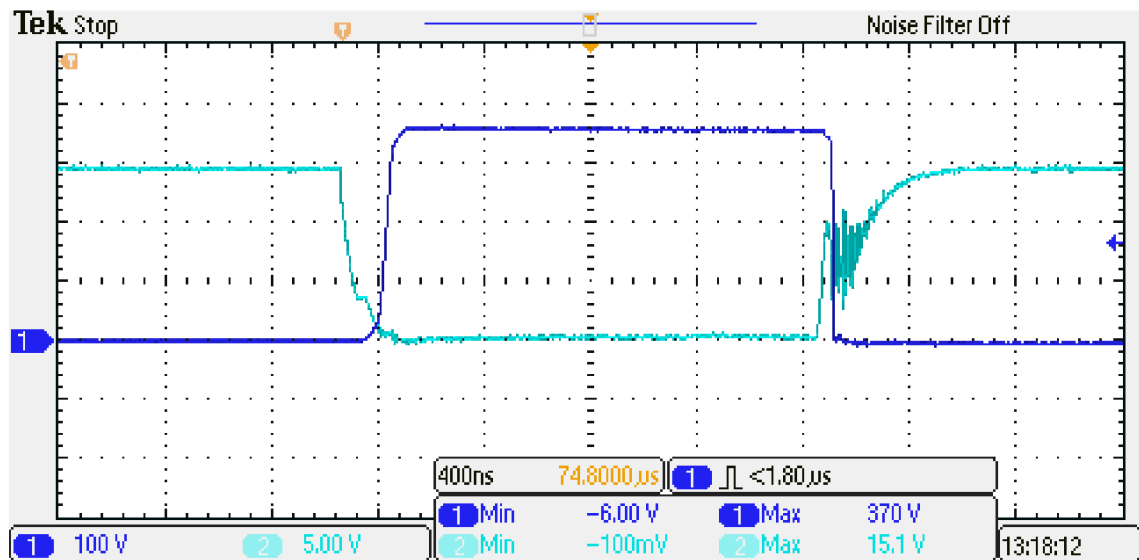
7.7.1 Kladný směr proudu

Z makroskopického hlediska Obr. 7-17 se průběh blíží očekávanému průběhu. Z oscilogramu je zřejmé, že velikost napětí na zavřeném přechodu tranzistoru T_2 je při velké střídě $u_{DS} = 366 \text{ V}$, což znamená, že překmit napětí na tranzistoru je pouze 6 V . Toto napětí může být mírně zkreslené vlivem nedokonalosti měřicí sondy. Tento překmit je pro tranzistory neškodný – tranzistory jsou dimenzované na maximální závěrné napětí $u_{DS_{max}} = 660 \text{ V}$.



Obr. 7-17 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s > 0,9$ – makroskopický pohled

Na následujícím obrázku je vidět průběh napětí na tranzistoru T_2 – u_{DS} a u_{GS} s velkou střídou z mikroskopického hlediska s časovou základnou 400 ns/dílek:



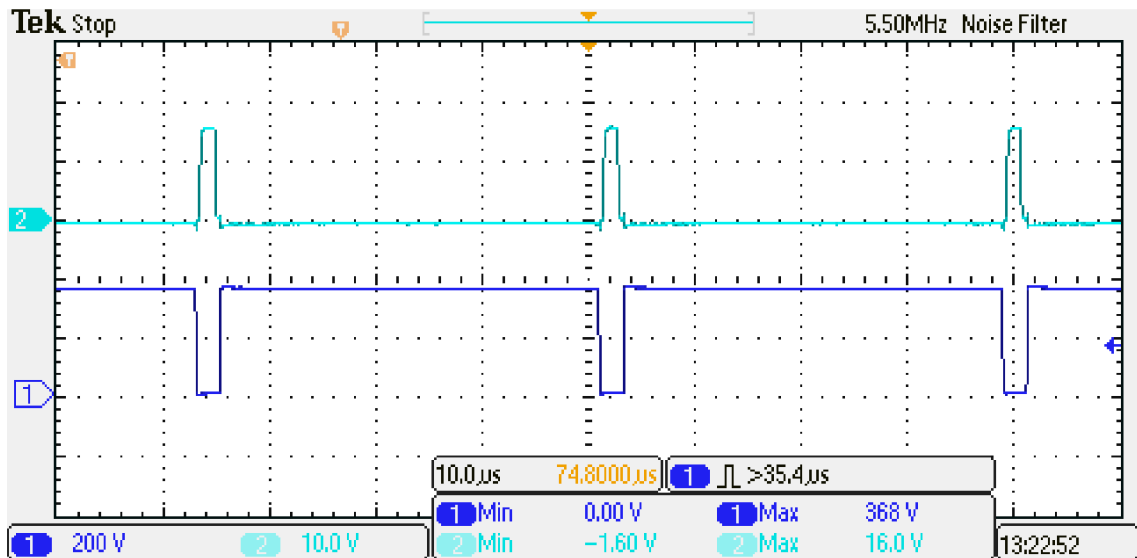
Obr. 7-18 Detail průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s > 0,9$ - detail přechodového jevu

Při kladném směru proudu nevede proud nulová dioda tranzistoru T_2 , nýbrž horním tranzistorem T_1 v této větvi a dolní tranzistorem T_4 v druhé větvi. Dále je zde vidět vliv RDR členu, který je zapojený mezi integrovaným obvodem budiče a tranzistorem. Na průběhu napětí u_{DS} je názorně vidět pomalejší zapnutí – menší strmost napětí u_{GS} a rychlejší vypnutí tranzistoru – větší strmost napětí u_{GS} .

Při zavírání přechodu tranzistoru je vidět na napětí u_{GS} při přechodu z 15 V do 0 V takzvané Millerovo sedlo, které je způsobené vlivem Millerovy kapacity, která je parazitní kapacitou hradla tranzistoru mezi elektrodami drain-gate, která se uplatňuje při dynamických změnách napětí u_{GS} – při přepínání. Tato kapacita se transformuje mezi elektrody gate-source a způsobuje na průběhu napětí u_{GS} již zmíněné Millerovo sedlo – zub na exponenciálním průběhu napětí. Při zapínání je na průběhu napětí u_{GS} vidět zakmitání napětí z důvodu Millerovy kapacity, která vlivem velké strmosti napětí u_{DS} ovlivní řídicí napětí. Jelikož má tranzistor na řídicí elektrodě parazitní indukčnost tak dochází ke vzniku tlumených kmitů.

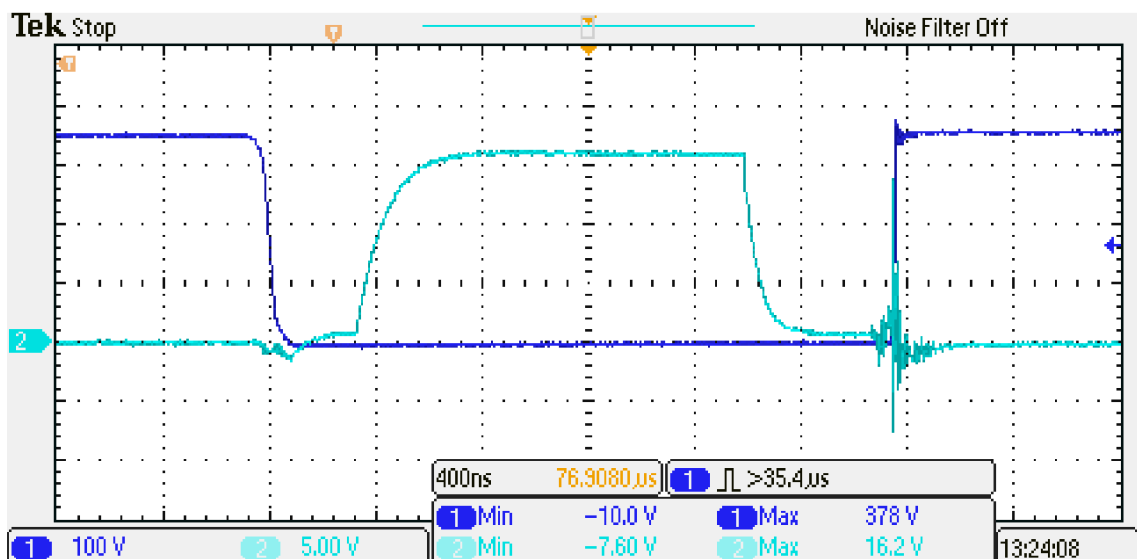
7.7.2 Záporný směr proudu

Z makroskopického hlediska Obr. 7-19 se průběh blíží očekávanému průběhu. Z oscilogramu je zřejmé, že velikost napětí na zavřeném přechodu tranzistoru T_2 je při malé střídě $u_{DS} = 368 \text{ V}$, což znamená, že překmit napětí na tranzistoru je pouze 8 V . Tento překmit je taktěž pro tranzistory neškodný.



Obr. 7-19 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s < 0,1$ – makroskopický pohled

Na následujícím obrázku je vidět průběh napětí na tranzistoru T_2 – u_{DS} a u_{GS} s velkou střídou z mikroskopického hlediska s časovou základnou 400 ns/dílek :



Obr. 7-20 Průběh napětí u_{DS} (1) a u_{GS} (2) na tranzistoru T_2 při střídě $s < 0,1$ – detail přechodového jevu

Při malých střídách se na tranzistoru T_2 začne projevovat deadtime, který je vytvořený integrovaným obvodem *IR2104S*. Na Obr. 7-20 je vidět, že napětí u_{DS} se blíží k nule i když není přivedeno řídicí napětí u_{GS} na hradle tranzistoru. Tento jev je způsobený vedením proudu nulovou diodou, která vede proud v okamžiku, kdy nejsou sepnuté žádné tranzistory v důsledku nastaveného deadtime, který není vidět na průbězích celý, z důvodu měření průběhu pouze na jednom tranzistoru. Z mikroskopického hlediska při malé střídě je překmit napětí větší $\Delta u_{DS} = 18 \text{ V}$ avšak tento překmit není veliký a může být mírně zkreslený měřicí sondou. Po vymizení řídicího napětí tranzistor stále vede proud nulovou diodou po dobu deadtime.

Z průběhu napětí u_{GS} je zřejmé, že při velké strmosti napětí u_{DS} je z důvodu parazitní Millerovy kapacity mezi vývody drain-gate tranzistoru deformován řídicí signál (zákmity).

8 ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo se seznámit se zapojením měniče vyvinutého na *UVEE* a provedením optimalizace silových a řídicích částí.

U silových obvodů byl proveden rozbor funkce střídače, včetně odvození rovnic a některých průběhů. Dále byla zvolena minimální potřebná hodnota kapacity kondenzátoru meziobvodu. Byly navrženy cenově a parametrově výhodnější tranzistory tak, aby s menšími náklady byl měnič účinnější. V této kapitole byl dále odvozen výpočet minimální plochy kuprexitové desky, která odvádí ztrátové teplo do okolí. Dospěli jsme k závěru, že pro tepelný odpor chladiče stačí spočítat tepelný odpor přestupu tepla do okolí. Dále byl navržen *LC* filtr – dolní propust tak, aby byla minimalizována cena použitých součástek včetně zmenšení celého objemu měniče.

V kapitole u řídicích obvodů byl popsán princip funkce *PWM* modulátoru včetně odvození výpočtů součástek, některé byly však určeny experimentálně. Na konci této kapitoly byla překoncipována nadproudová ochrana tak, aby byla jednodušší a zároveň nenáchylná na parazitní rušení.

Pátá kapitola pojednává o optimálním návrhu desky plošných spojů. Nejprve jsou zmíněna základní návrhová pravidla, podle kterých byla navržena deska plošných spojů, následně byla provedena tepelná simulace v ustáleném stavu, pomocí které jsme zjistili, že se deska plošných spojů uchladí a jednotlivé teploty součástek nepřesáhnou maximální dovolenou mez.

V šesté kapitole byla stručně popsána realizace měniče, včetně postupu, jakým byla osazována deska plošných spojů.

Poslední kapitola pojednává o oživení měniče a o ověření funkčnosti. Nejprve byla oživena řídicí část, která fungovala od začátku správně, jen byla mírně upravena časová konstanta předřazeného kvazi-integračního článku před integrátorem, který z obdélníkového průběhu vytváří průběh pilovitý pro následující komparátor. Tento předřazený článek slouží ke snížení strmosti obdélníkového průběhu, jelikož precizní zesilovač *TLC272* je příliš pomalý a nestíhal se překlápět, a tak vznikaly značné špičky (překmity) na pilovitém průběhu. Následně bylo přivedeno malé mezilehlé napětí tak, abychom ověřili funkčnost celého měniče a nedošlo k destrukci měniče vlivem nějaké chyby. Pak jsme pomocí autotransformátoru zvyšovali pomalu mezilehlé napětí až na

hodnotu 360 V. Během tohoto zvyšování nebyl zaznamenán žádný problém a měnič fungoval při jmenovitém zatížení, a tak jsme provedli přetížení měniče a následný zkrat, abychom ověřili funkčnost a rychlost nadproudové ochrany. Dále byl ověřen průběh výstupního napětí, které není zvlněné a deformované. Tímto měřením jsme si ověřili, že námi navržená jednoduchá nadproudová ochrana s teplotní kompenzací funguje spolehlivě a je dostatečně rychlá. Dalším měřením byla oteplovací zkouška měniče, ve které jsme si ověřili, že teplota všech součástí a desky plošných spojů je mnohem menší než teplota, která nám vyšla v simulačním programu *Workbench Ansys*. Teplota z žádných komponentů během měření nepřesáhla 60 °C při teplotě okolí 25 °C. Předposledním měřením bylo měření účinnosti měniče *POWER Analyzátořem NORMA 5000*. Během tohoto měření byla vytvořena závislost účinnosti na výstupním výkonu. Při jmenovitém výkonu byla dosažena účinnost 95,43 %. Posledním měřením bylo měření přechodných dějů na tranzistoru – napětí u_{ds} a u_{GS} . Všechny zkoušky proběhly úspěšně a měnič je provozuschopný a připravený k oficiálním ověřovacím zkouškám, před jeho uvedením do provozu.

9 LITERATURA

- [1] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky II.: Pulsní měniče bez transformátoru*. El. skriptum FEKT VUT Brno. Brno, 2005.
- [2] ŠOUPAL, Ondřej. *DC/AC střídač s výstupními parametry 230V/50Hz/60VA*. Brno, 2018. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [3] NIETO, Urko. *Back-up supply 24V DC/230V, 50Hz, 100W*. Brno, 2018. Bachelor thesis. Brno University of Technology, Faculty of electrical engineering and communication, Department of power electrical and electronic engineering. Vedoucí práce Doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [4] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky I.: Tepelné jevy, činný výkon*. El. skriptum FEKT VUT Brno. Brno, 2005.
- [5] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky III.: Výkonové polovodičové spínací součástky*. El. skriptum FEKT VUT Brno. Brno, 2014.
- [6] INFINEON TECHNOLOGIES AG, . Datasheet IPD65R660CFD [online]. b.r. [cit. 2019-03-16]. Dostupné z: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPX65R660CFD-DS-v02_05-en.pdf?fileId=db3a30432f29829e012f2efe7ac539b4
- [7] VOREL, Pavel a Miroslav PATOČKA. *Průmyslová elektronika. El. skriptum FEKT VUT*. Brno, 2007.
- [8] MAUNEY, Charles. *Thermal Considerations for Surface Mount Layout: Texas Instruments [online]. b.r., , 16 [cit. 2018-12-23]. Dostupné z: <http://www.ti.com/download/trng/docs/seminar/Topic%2010%20-%20Thermal%20Design%20Consideration%20for%20Surface%20Mount%20Layouts%20.pdf?HQS=gma-indu-motr-mdrvblog-150422-thermal-mc-en>*
- [9] PATOČKA, Miroslav. *Vybrané statě z výkonové elektroniky IV.: Magnetické obvody ve výkonové elektronice, pulsní měniče s transformátorem*. El. skriptum FEKT VUT Brno. Brno, 2008.

- [10] COSMO FERRITES LTD. - INDIA, . Datasheet Lj ETD2910-CF138 [online]. b.r., , 1 [cit. 2019-03-16]. Dostupné z: <https://www.semic.cz/cz-detail-146868-lj-etd2910-cf138-g-0.20.html>
- [11] INFINEON TECHNOLOGIES AG, . Datasheet IR2104(S)&(PbF): Half-Bridge driver [online]. 2004 [cit. 2018-12-27]. Dostupné z: <https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IR2104-DS-vNA-EN.pdf?fileId=5546d462533600a4015355c7c1c31671>
- [12] VOREL, Pavel a Petr PROCHÁZKA. Řídicí členy v elektrických pohonech. El.skriptum FEKT VUT. Brno, 2010.

10 SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

<i>DC/DC</i>	stejnoseměrný měnič typu ss/ss
<i>DC/AC</i>	střídač typu ss/stř
<i>ss</i>	stejnoseměrný
<i>stř</i>	střídavý
<i>PWM</i>	pulsně šířková modulace
<i>MOS-FET</i>	kov(M)-oxid(O)-polovodič(S) tranzistor řízený elektrickým polem
<i>low-ESR</i>	malý zdnánlivý seriový odpor kondenzátoru
<i>DPS</i>	deska plošných spojů
<i>J-FET</i>	polem řízený tranistor s přechodným hradlem
<i>OZ</i>	operační zesilovač
<i>UVEE</i>	Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky
<i>UPS</i>	elektronický záložní zdroj
<i>RDR</i>	článek odpor – dioda - odpor
<i>LED</i>	Light Emitting Diode – elektroluminiscenční dioda
<i>VF</i>	vysoko frekvenční
<i>GND</i>	ground - zem
<i>AC</i>	střídavé napětí / proud
<i>DC</i>	stejnoseměrné napětí / proud
<i>TOP</i>	horní pohled
<i>BOTTOM</i>	pohled zespodu
<i>NAND</i>	hradlo s logickou Shefferovou funkcí – negovaný logický součin
<i>Drain</i>	elektroda tranzistoru - kolektor
<i>Source</i>	elektroda tranzistoru - emitor
<i>Gate</i>	elektroda tranzistoru - mřížka

Symbols:

s	...	střída	[-]
$u_2(t)$...	časově proměnná hodnota výstupního napětí	[V]
$u_{out1}(t)$...	časově proměnná hodnota větrového napětí 1	[V]
$u_{out2}(t)$...	časově proměnná hodnota větrového napětí 2	[V]
$p_1(t)$...	okamžitý příkon střídače	[VA]
U_d	...	napětí mezilehlého obvodu měniče	[V]
$i_{dstř}(t)$...	časově proměnná střední hodnota proudu odebítaného z meziobvodu měniče	[A]
U_m	...	amplituda výstupního napětí střídače	[V]
$p_2(t)$...	okamžitý výstupní výkon střídače	[VA]
$i_2(t)$...	časově proměnná hodnota výstupního proudu	[A]
ω	...	úhlová frekvence výstupního napětí nebo proudu	[rad/s]
t	...	čas	[s]
I_m	...	amplituda výstupního proudu	[V]
η	...	účinnost	[-]
P_2	...	výstupní činný výkon	[W]
U_{ef}	...	efektivní hodnota výstupního napětí	[V]
I_{ef}	...	efektivní hodnota výstupního proudu	[A]
$i_c(t)$...	časově proměnná hodnota proudu kondenzátorem	[A]
I_{DC}	...	stejnoseměrný proud dodávaný předřazeným DC/DC měničem	[A]
C	...	elektrická kapacita kondenzátoru	[F]
Q	...	elektrický náboj	[C]
ΔU	...	dovolené maximální zvlnění napětí na kondenzátoru	[V]
ΔU_T	...	úbytek napětí na sepnutých tranzistorech	[V]
I_{cef}	...	efektivní hodnota proudu kondenzátoru	[A]
U_{DSmax}	...	maximální závěrné napětí	[V]
I_{Dmax}	...	maximální hodnota proudu kolektorem (drainem) tranzistoru	[A]

I_{DRMS}	...	efektivní hodnota proudu kolektorem tranzistoru	[A]
$I_{D0stř}$...	střední hodnota proudu nulovou diodou	[A]
U_F	...	prahové napětí diody	[V]
R_{DSon}	...	odpor kanálu sepnutého MOSFET tranzistoru	[Ω]
t_{on}	...	celková zapínací doba tranzistoru	[s]
t_{off}	...	celková vypínací doba tranzistoru	[s]
P_{ztr}	...	celkový ztrátový výkon na tranzistoru	[W]
P_{ved}	...	ztráty vedením proudu tranzistorem	[W]
$P_{přep}$...	přepínací ztráty tranzistoru	[W]
P_{ztr}	...	celkový ztrátový výkon na tranzistoru	[W]
P_{QD}	...	zotavovací ztráty nulové diody	[W]
Q_{rr}	...	zotavovací náboj nulové diody	[C]
$p(t)$...	časově proměnná hodnota výkonu	[VA]
T	...	perioda	[s]
f	...	frekvence	[Hz]
R	...	elektrický odpor	[Ω]
W_{off}	...	celková ztrátová energie jednoho zapnutí tranzistoru	[J]
W_{on}	...	celková ztrátová energie vypnutí tranzistoru	[J]
$u_{CE}(t)$...	časově proměnná hodnota napětí mezi elektrodami kolektoru a emitoru tranzistoru	[V]
$i_{col}(t)$...	časově proměnná hodnota proudu kolektoru tranzistorem	[A]
E_{on}	...	amplituda ztrátové energie při zapínání tranzistoru	[J]
E_{off}	...	amplituda ztrátové energie při vypínání tranzistoru	[J]
$R_{\theta H}$...	tepelný odpor chladiče	[K/W, °C/W]
$R_{\theta CH}$...	tepelný stykový odpor pouzdro/chladič	[K/W, °C/W]
$R_{\theta JC}$...	tepelný odpor čip/pouzdro	[K/W, °C/W]

T_0	...	teplota okolí	[°C]
ΔT	...	oteplení	[K, °C]
λ_{CU}	...	měrná tepelná vodivost mědi	[W/m/K]
λ_{FR4}	...	měrná tepelná vodivost sklotextitové destičky	[W/m/K]
$R_{\vartheta JC}$...	tepelný odpor čip/pouzdro	[K/W, °C/W]
H	...	tloušťka kuprexitové destičky	[m]
l_{Cu}	...	tloušťka měděné vrstvy	[m]
l_{prok}	...	tloušťka měděné vrstvy prokovu	[m]
N_{prok}	...	počet prokůvů	[-]
D	...	průměr vrtání prokůvů	[m]
A	...	celková chladičí plocha	[m ²]
R_{prok}	...	vnitřní poloměr prokovu	[m]
A_{prok}	...	plocha prokovení prokovu	[m ²]
$R_{\vartheta prok}$...	tepelný odpor prokůvů	[K/W, °C/W]
A_{celk}	...	celková plocha bez plochy vrtání prokovu	[m ²]
$R_{\vartheta FR4}$...	tepelný odpor sklotextitové destičky FR4	[K/W, °C/W]
$R_{\vartheta pad}$...	tepelný odpor měděných ploch	[K/W, °C/W]
$R_{\vartheta T_0}$...	tepelný odpor přestupu tepla do okolí	[K/W, °C/W]
α_{cel}	...	celkový součinitel přestupu tepla do okolí	[W/m ² /K]
S_z	...	zářivá plocha tělesa	[m ²]
E	...	vyzařovací konstanta	[-]
σ	...	Stefan-Boltzmanova konstanta	[W/m ² /K ⁴]
T	...	termodynamická teplota tělesa	[K]
T_{0K}	...	termodynamická teplota okolí	[K]
$R_{\vartheta celk}$...	celkový tepelný odpor	[K/W, °C/W]
L	...	indukčnost	[H]

$u_L(t)$...	časově proměnná hodnota napětí na indukčnosti	[V]
$i_L(t)$...	časově proměnná hodnota proudu na indukčnosti	[A]
I_0	...	počáteční hodnota proudu	[A]
$2 \cdot \Delta I$...	zvlnění proudu	[A]
U_i	...	indukované napětí motoru	[V]
U_m	...	magnetické napětí	[A]
$I_{m\phi}, \phi$...	magnetický indukční tok	[Wb]
λ_m	...	magnetická vodovost	[H]
N	...	počet závitů	[-]
ψ	...	magnetický spřažený tok	[Wb]
B_m	...	maximální indukce v jádře cívky	[T]
S_{Fe}	...	průřez jádra cívky	[m ²]
d_0	...	průměr okna jádra	[m]
S_0	...	průřez okna tlumivky	[m ²]
k_{pCu}	...	činitel plnění mědi	[-]
S_{Cu}	...	celkový průřez mědi	[m ²]
S_{Cu1}	...	průřez jednoho vodiče	[m ²]
d	...	průměr vodiče	[m]
σ	...	proudová hustota	[A/mm ²]
$N_{\check{r}1}$...	počet vodičů v jedné vrstvě vinutí	[-]
d_{vc}	...	průměr vodiče včetně pracovní izolace vodiče	[mm]
$N_{\check{r}}$...	celkový počet vrstev vinutí	[-]
$N_{\check{r}max}$...	maximální počet vrstev vinutí	[-]
l_{Cu}	...	výpočet střední délky měděného vinutí	[mm]
D_2	...	průměr kostry středového sloupku	[mm]
$N_{vstř}$...	střední počet vrstev vinutí tlumivky	[-]
d_n	...	předpokládaný průměr vodiče s pracovní izolací a s mezi vrstvou izolací (páskou)	[mm]
f_{rez}	...	rezonanční kmitočet	[Hz]
f_{50Hz}	...	rekmitočet pracovního proudu	[Hz]
f_{PWM}	...	kmitočet spínání tranzistorů	[Hz]

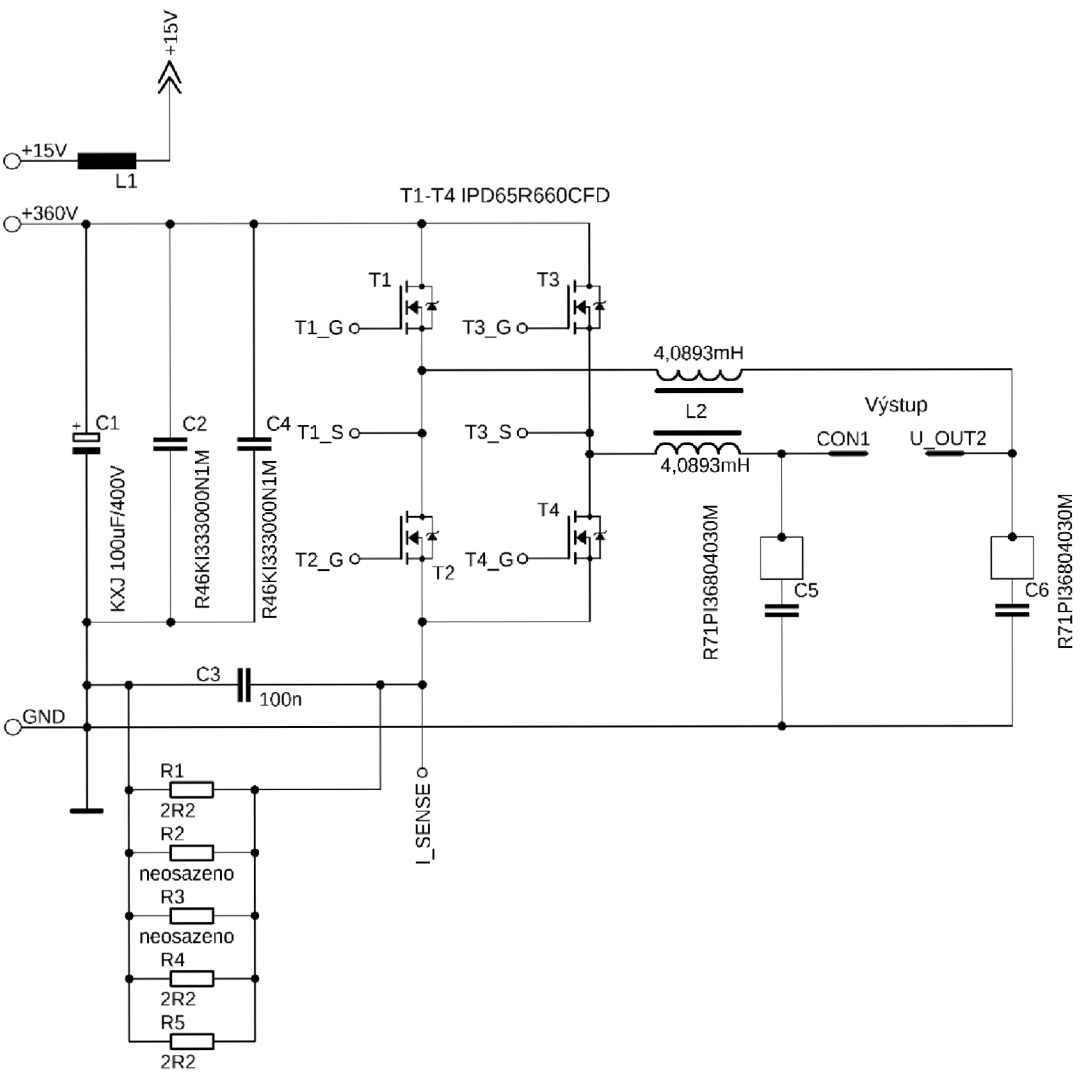
C_x	...	hodnota kapacity kondenzátoru x	[F]
X_C	...	kapacitní reaktance	[Ω]
ω_0	...	kritický úhlový kmitočet	[rad/s]
φ	...	fáze, fázový posun	[rad, $^\circ$]
β_u	...	přenos Wienova článku	[-]
A_{OZ}	...	přenos operačního zesilovače (zesílení)	[-]
f_0	...	kmitočet oscilačních kmitů	[Hz]
$U_{výst}$...	výstupní napětí operačního zesilovače	[V]
U_{vstup}	...	vstupní napětí operačního zesilovače	[V]
R_x	...	hodnota odporu rezistoru x	[Ω]
D_x	...	označení diody x ve schématu	[-]
T_x	...	označení tranzistoru x ve schématu	[-]
τ	...	časová konstanta	[s]
$i_{Rx}(t)$...	časově proměnná hodnota proudu rezistorem x	[A]
$u_{Rx}(t)$...	časově proměnná hodnota napětí na rezistoru x	[V]
$u_{obd}(t)$...	časově proměnná hodnota obdélníkového napětí	[V]
U_{CC}	...	napájecí napětí řídicích obvodů 15V	[V]
$i_{Cx}(t)$...	časově proměnná hodnota proudu kondenzátorem x	[A]
$u_{Cx}(t)$...	časově proměnná hodnota napětí na kondenzátoru x	[V]
ΔU_{C26}	...	rozdíl maximální a minimální hodnoty napětí pilovitých kmitů (špička – špička)	[V]
U_{refx}	...	referenční napětí x	[V]
$U_{boč}$...	napětí na bočníku při jmenovitém proudu zátěže	[V]
$i_{boč}$...	proud bočníkem	[A]
ΔH	...	napěťová hystereze	[V]
α_v	...	přestup tepla do okolí pomocí konvekce (vedení)	[W / m ² / $^\circ$ C]
ε	...	emisivita	[-]
Δu_{DS}	...	napěťový překmit na tranzistoru	[V]

u_{DS}	...	napětí tranzistoru mezi elektrodami drain-source	[V]
u_{GS}	...	napětí tranzistoru mezi elektrodami gate-source	[V]
s_{avg}	...	je průměrná střída na tranzistoru	[-]

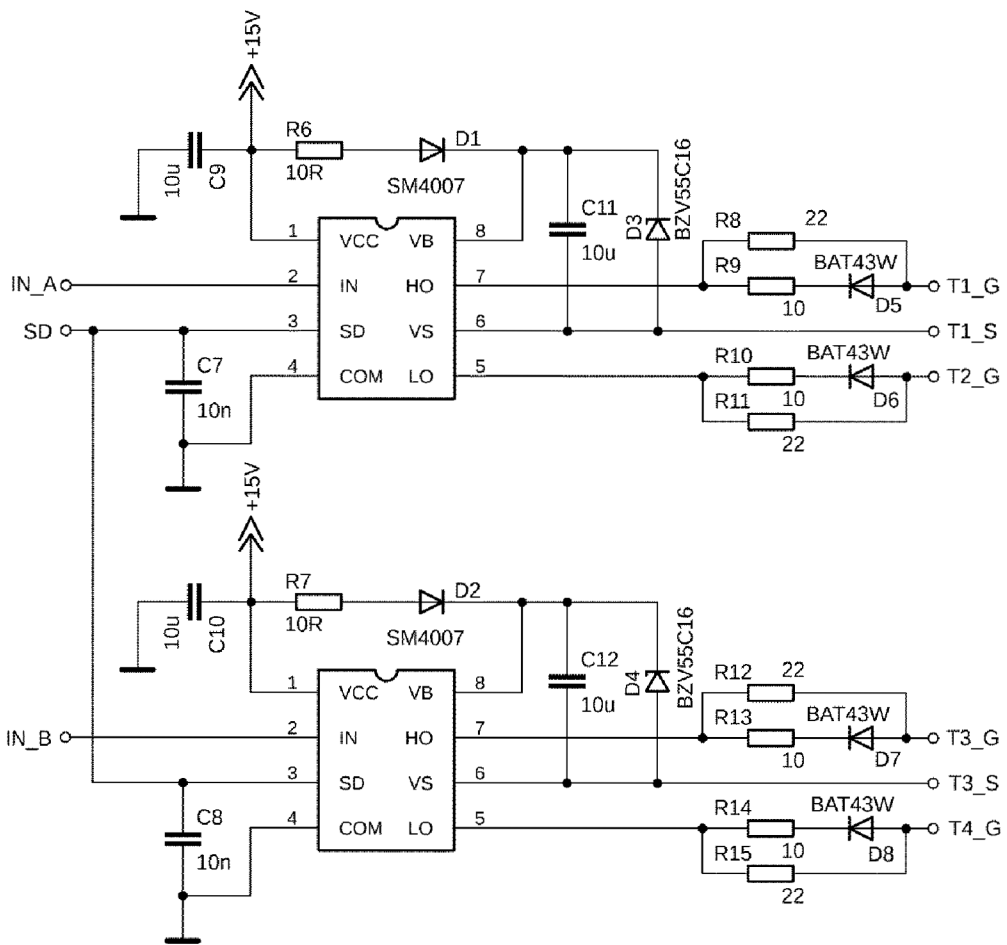
11 SEZNAM PŘÍLOH

A.	Schéma – silové obvody.....	70
B.	Schéma – budiče	71
C.	Schéma - nadproudová ochrana	72
D.	Schéma – nadproudová ochrana.....	73
E.	DPS ze strany TOP.....	74
F.	DPS ze strany BOTTOM	75
G.	Umístění součástek – TOP.....	76
H.	Umístění součástek – BOTTOM.....	77
I.	DPS ze strany TOP celá	78
J.	DPS ze strany BOTTOM celá.....	79
K.	Umístění součástek – TOP celá.....	80
L.	Umístění součástek – BOTTOM celá	81
M.	Seznam součástek.....	82
N.	Navíjecí předpis pro tlumivku L_2	85
O.	Shrnutí parametrů realizovaného měniče.....	86
P.	Seznam příloh na CD	87

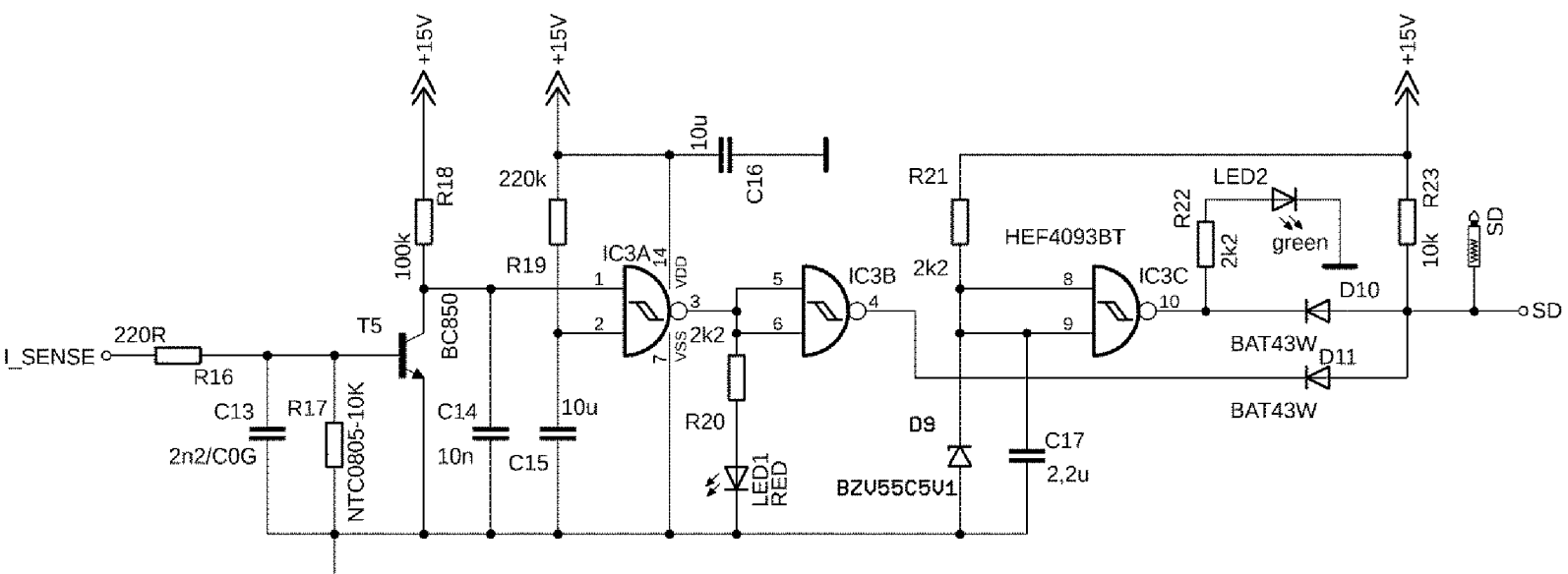
A. Schéma – silové obvody



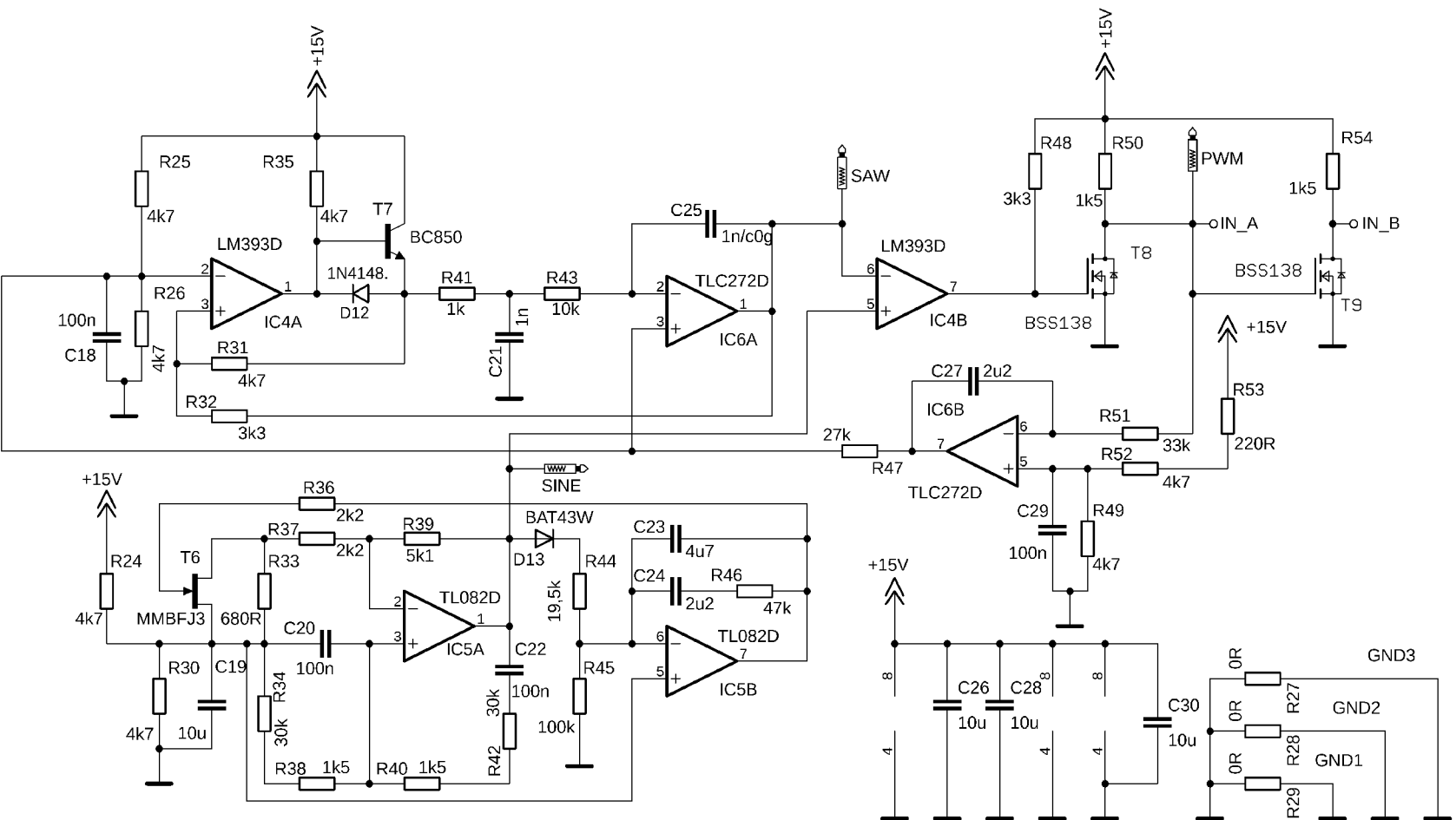
B. Schéma – budiče



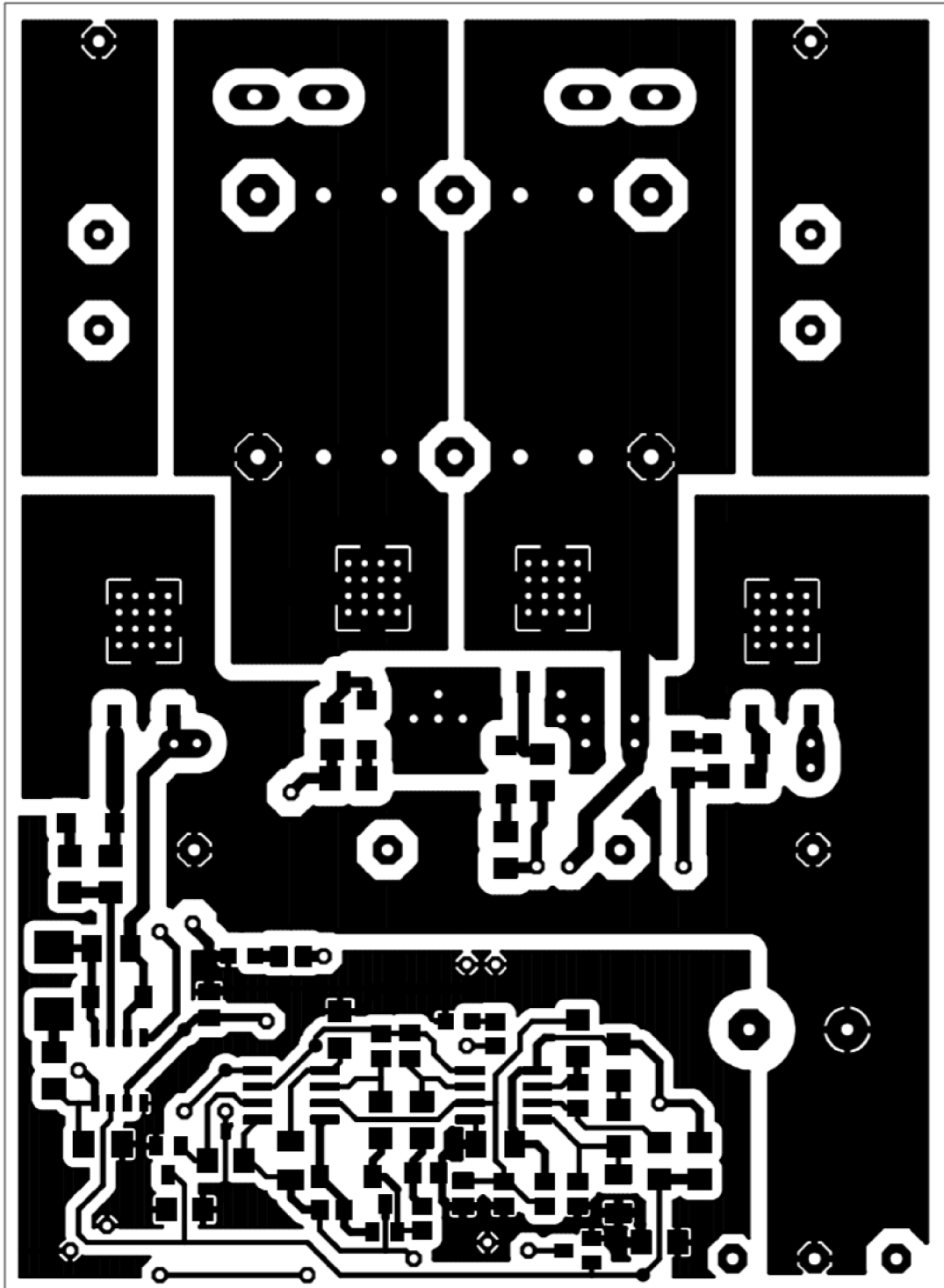
C. Schéma - nadproudová ochrana



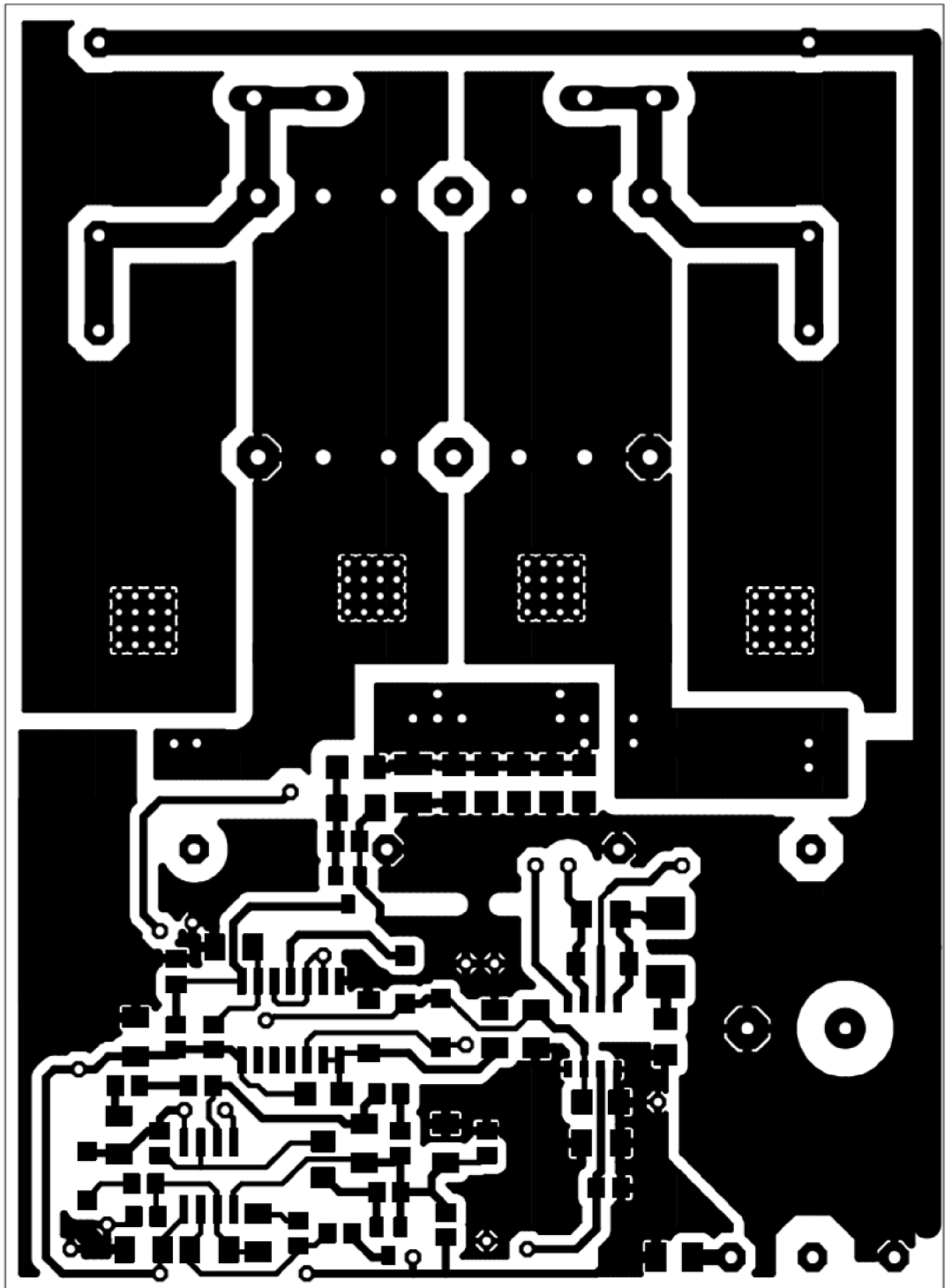
D. Schéma – nadproudová ochrana



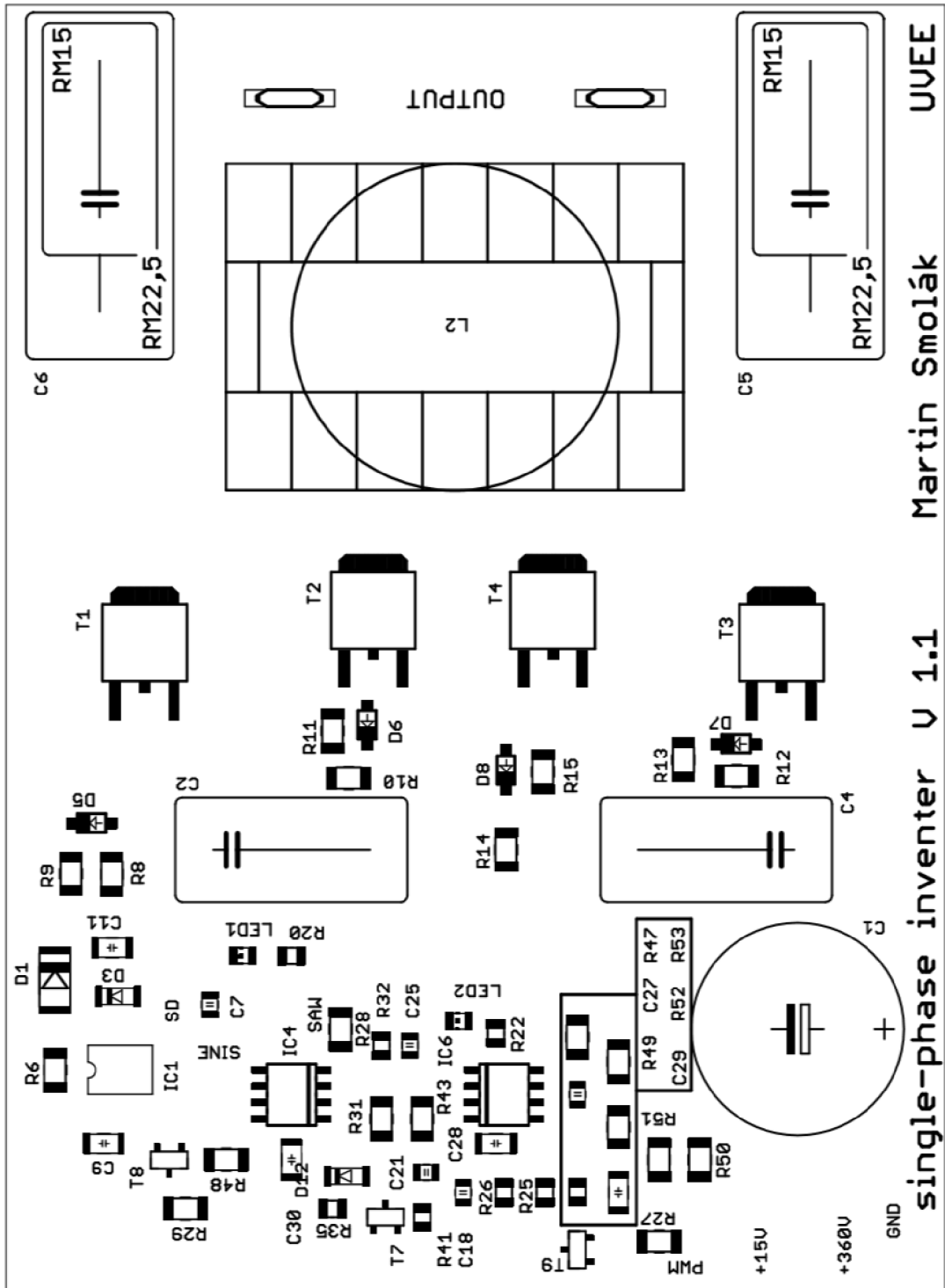
E. DPS ze strony TOP



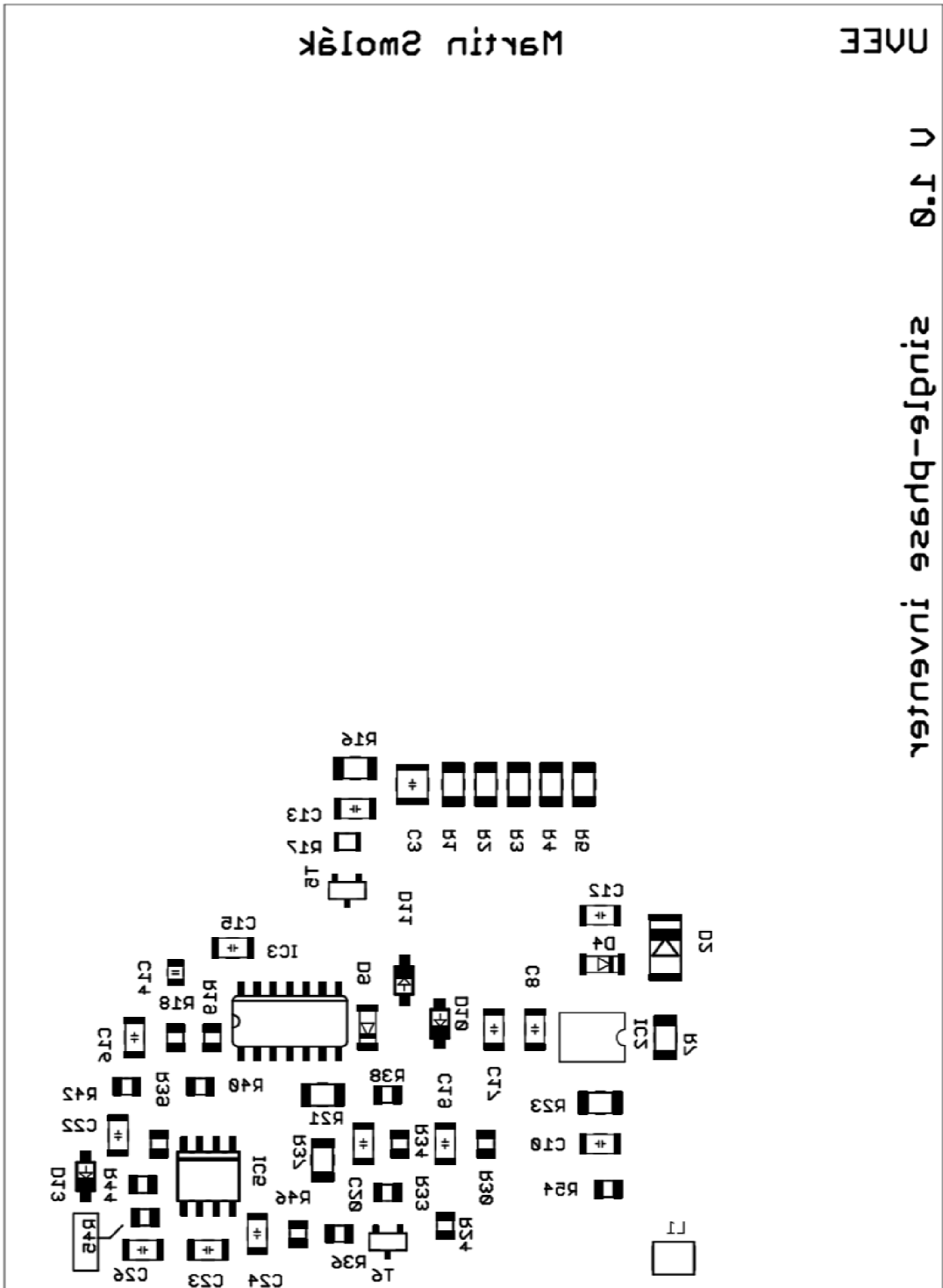
F. DPS ze strony BOTTOM



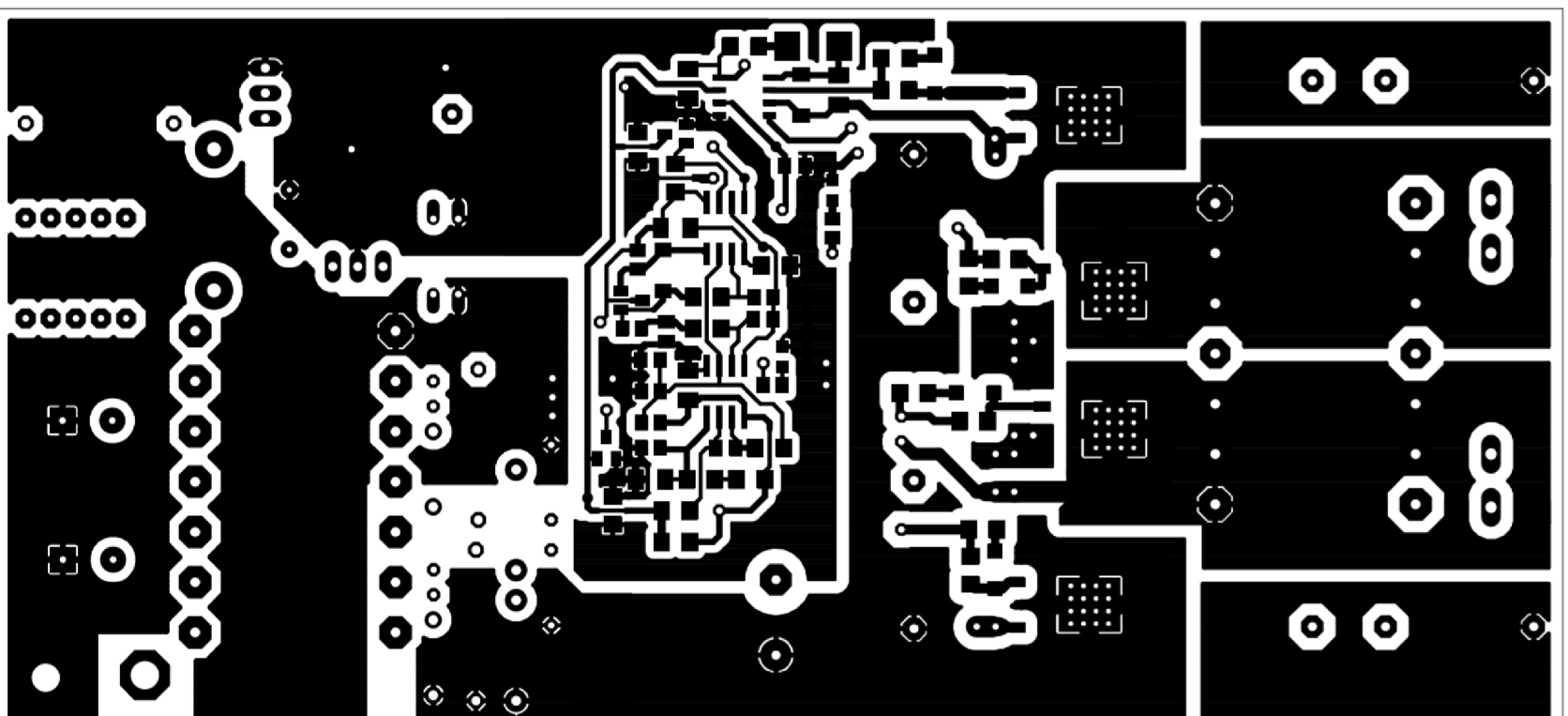
G. Umístění součástek – TOP



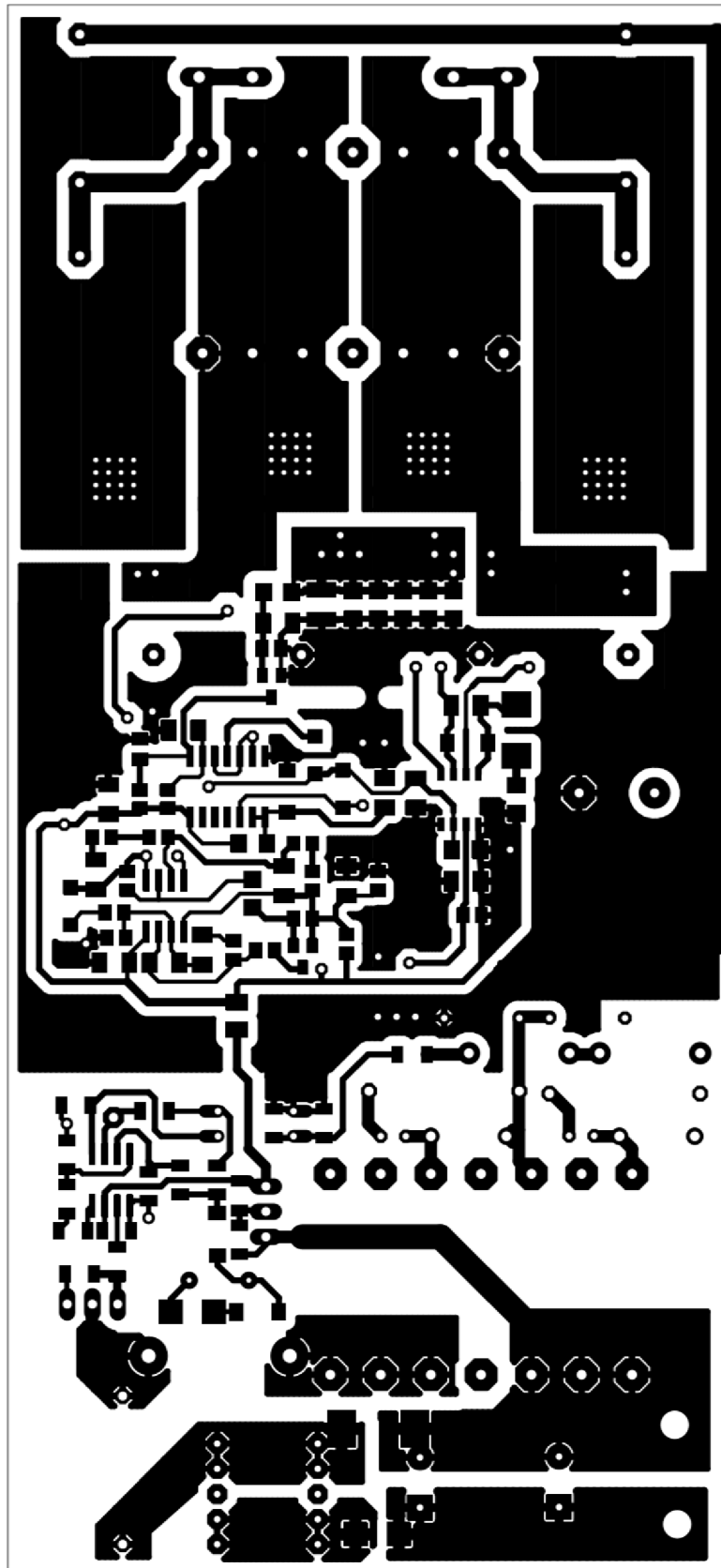
H. Umístění součástek – BOTTOM



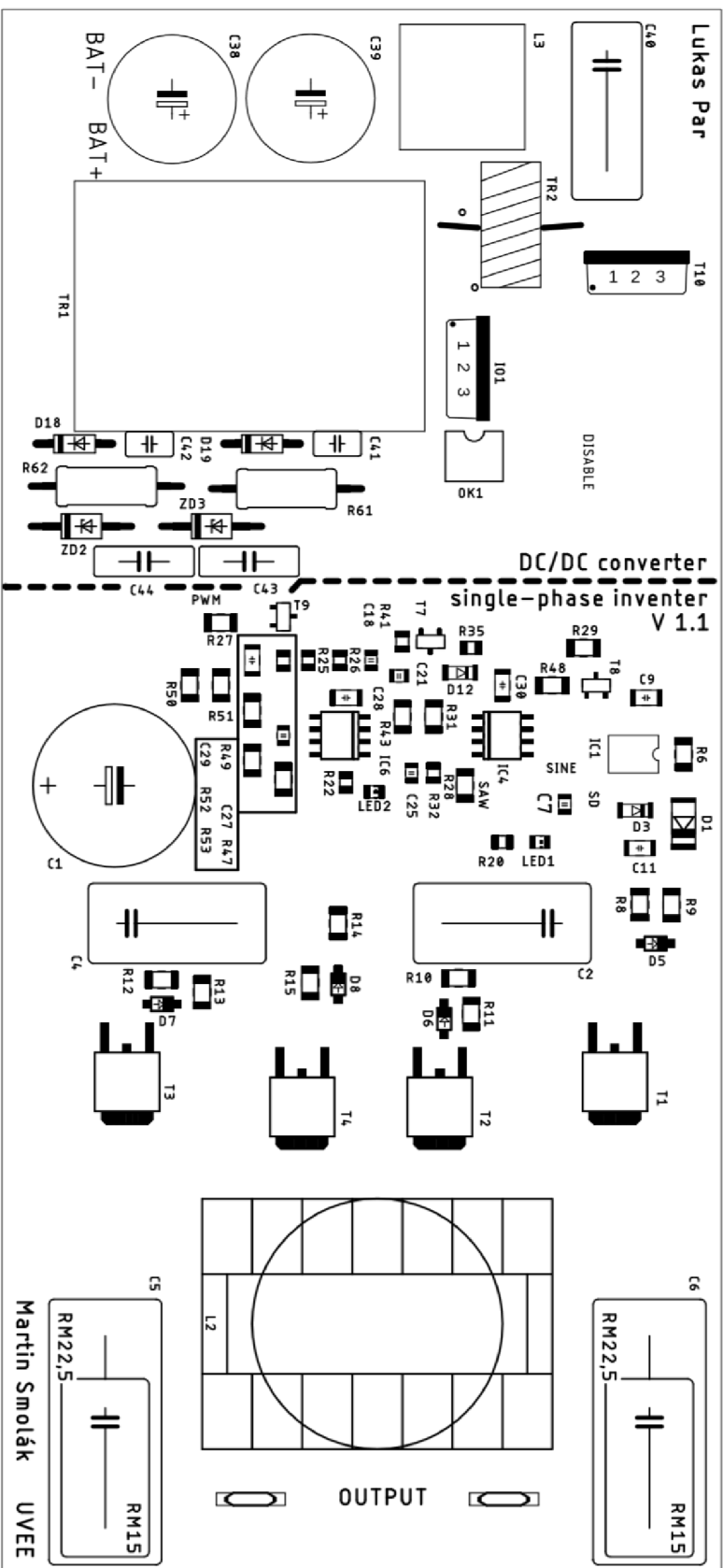
I. DPS ze strany TOP celá



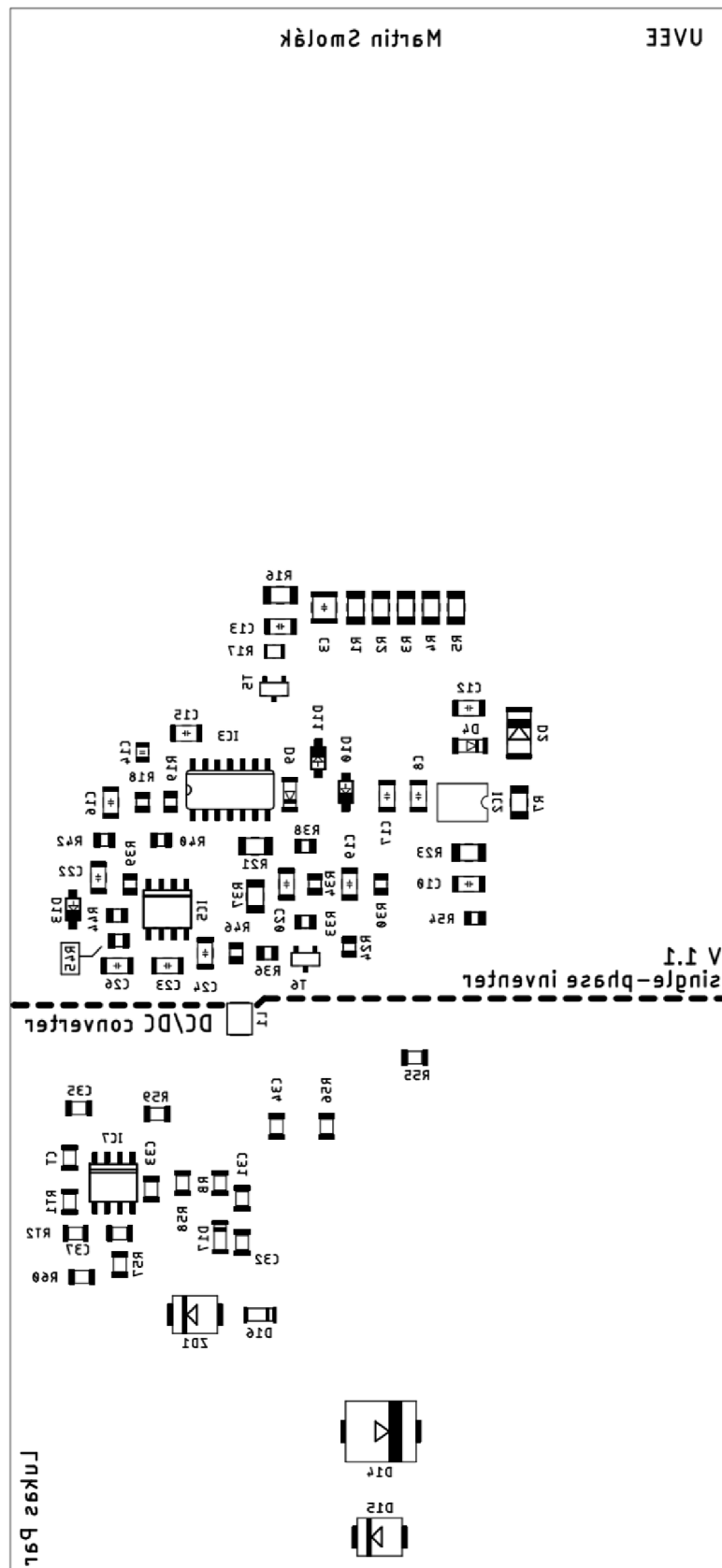
J.DPS ze strany BOTTOM celá



K. Umístění součástek – TOP cela



L. Umístění součástek – BOTTOM celá



M. Seznam součástek

součást	hodnota	pouzdro
C1	KXJ 100 μ F / 400 V	E7,5-16
C2	R46KI333000N1M	C150-9X18X12,5
C3	100 n	C1210K
C4	R46KI333000N1M	C150-9X18X12,5
C5	R71PI36804030M	C150-11X18X19
C6	R71PI36804030M	C150-11X18X19
C7	10 n	C0805K
C8	10 n	C1206K
C9	10 μ	C1206K
C10	10 μ	C1206K
C11	10 μ	C1206K
C12	10 μ	C1206K
C13	2n2/C0G	C1206K
C14	10 n	C0805K
C15	10 μ	C1206K
C16	10 μ	C1206K
C17	2,2 μ	C1206K
C18	100 n	C0805K
C19	10 μ	C1206K
C20	100 n	C1206K
C21	1 n	C0805K
C22	100 n	C1206K
C23	4 μ 7	C1206K
C24	2 μ 2	C1206K
C25	1 n/C0G	C0805K
C26	10 μ	C1206K
C27	2 μ 2	C0805K
C28	10 μ	C1206K
C29	100 n	C1206K
D1	SM4007	MELF
D2	SM4007	MELF
D3	BZV55C16	SOD-80
D4	BZV55C16	SOD-80
D5	BAT43W	SOD123
D6	BAT43W	SOD123
D7	BAT43W	SOD123
D8	BAT43W	SOD123
D9	BZV55C5V1	SOD-80
D10	BAT43W	SOD123

D11	BAT43W	SOD123
D12	1N4148	SOD-80
D13	BAT43W	SOD123
IC1	IR2104S	SO08
IC2	IR2104S	SO08
IC3	HEF4093BT	SO14
IC4	LM393D	SO08
IC5	TL082D	SO08
IC6	TLC272D	SO08
L1	22 μ H	L3225M
L2	4,0893 mH	ETD2910
LED1	červená	LED0805
LED2	Zelená	LED0805
R1	2R2	R1206
R2	neosazeno	R1206
R3	neosazeno	R1206
R4	2R2	R1206
R5	2R2	R1206
R6	10 R	R1206
R7	10 R	R1206
R8	22 R	R1206
R9	10 R	R1206
R10	10 R	R1206
R11	22 R	R1206
R12	22 R	R1206
R13	10 R	R1206
R14	10 R	R1206
R15	22 R	R1206
R16	220 R	R1206
R17	NTC0805-10k	M0805
R18	100 k	R0805
R19	220 k	R0805
R20	2k2	R0805
R21	2k2	R1206
R22	2k2	R0805
R23	10 k	R1206
R24	4k7	R0805
R25	4k7	R0805
R26	4k7	R0805
R27	0 R	R1206
R28	0 R	R1206
R29	0 R	R1206
R30	4k7	R0805

R31	4k7	R1206
R32	3k3	R0805
R33	680 R	R0805
R34	30 k	R0805
R35	4k7	R0805
R36	2k2	R0805
R37	2k2	R1206
R38	1k5	R0805
R39	5k1	R0805
R40	1k5	R0805
R41	1 k	R0805
R42	30 k	R0805
R43	10 k	R1206
R44	19k5	R0805
R45	100 k	R0805
R46	47 k	R0805
R47	27 k	R1206
R48	3k3	R1206
R49	4k7	R0805
R50	1k5	R1206
R51	33 k	R1206
R52	4k7	R1206
R53	220 R	R1206
R54	1k5	R0805
T1	IPD65R660CFD	TO252 (DPAK)
T2	IPD65R660CFD	TO252 (DPAK)
T3	IPD65R660CFD	TO252 (DPAK)
T4	IPD65R660CFD	TO252 (DPAK)
T5	BC850	SOT23
T6	MMBFJ3	SOT23
T7	BC850	SOT23
T8	BSS138	SOT23
T9	BSS138	SOT23
U_OUT1	U_OUT1	FASTON 6,3mm
U_OUT2	U_OUT2	FASTON 6,3mm

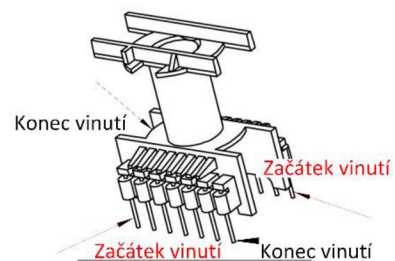
N. Navíjecí předpis pro tlumivku L_2

Pro realizaci tlumivky jsme vypočítali následující parametry vinutí:

Vinutí	Počet závitů	Materiál vodiče	Průměr vodiče	Počet vrstev
L ₂₋₁	203	Měď – Cu	0,355 mm	4+0,5
L ₂₋₂	203	Měď – Cu	0,355 mm	4+0,5

Zvolili jsme feritové jádro L_j - CF138, které má následující parametry [10]:

- Průřez jádra $S_{Fe} = 72,3823 \text{ mm}^2$
- Průřez okna $S_O = 140,8 \text{ mm}^2$
- Relativní permeabilita jádra $\mu_r = 1783$

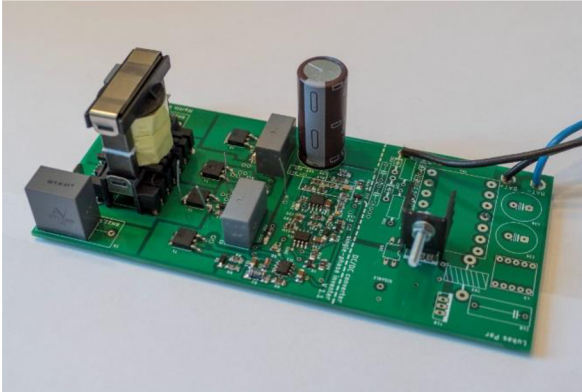


Vinutí je rozloženo do 2x (4+0,5) vrstev po 46 závitěch. Mezi jednotlivými vrstvami je dána jedna vrstva izolační pásky.

Nejprve začneme s vinutím L2-1. První vrstva končí po 46 závitěch, tu proložíme izolační páskou a budeme dále pokračovat vinutím dalších vrstev. Jakmile budeme mít v půlce páté vrstvy 203 závitů, tak vytvoříme odbočku. Na odbočku nasuneme izolační bužírku. Následně na vinutí navineme tři vrstvy izolační pásky a budeme pokračovat ve vinutí tlumivky L 2-2. Pomocí bužírky odizolujeme vodič, kterým začínáme vinout druhé vinutí od poloviny výšky vinutí. Budeme vinout 203 závitů a jednotlivé vrstvy budeme prokládat izolační páskou. Po dokončení vinutí omotáme tlumivku alespoň dvěma vrstvami izolační pásky. Každá vrstva vinutí by se měla vinout závit vedle závitu, následně gumovou palicí poklepat, aby vinutí nebylo volné a nekřížilo se.

Z důvodu zanedbání rozptylových toků při výpočtu tlumivky a permeability jádra musíme vzduchovou mezeru zvětšit tak, aby se nepřesycovalo feritové jádro. Vzduchová mezera je při prvotním měření indukčnosti nastavená na 0,5 mm a budeme ji zvětšovat, dokud se indukčnost nepřiblíží k hodnotě 15 mH.

O. Shrnutí parametrů realizovaného měniče



Specifikace:

Vstupní parametry výkonové části

Jmenovité napájecí napětí $U_1 = 360 \text{ V}$

Příkon $S_1 = 131,53 \text{ VA}$

Účinník $\lambda = 0,7895$ kapacitní

Vstupní parametry řídicí části

Jmenovité napětí $U_{\text{ř}} = 24 \text{ V}$

Příkon $S_{\text{ř}} = 1,0922 \text{ W}$

Účinník $\lambda = 0,9996$ kapacitní

Výstupní parametry

Jmenovitá hodnota efektivního napětí: $U_2 = 230 \text{ V} \pm 4\%$

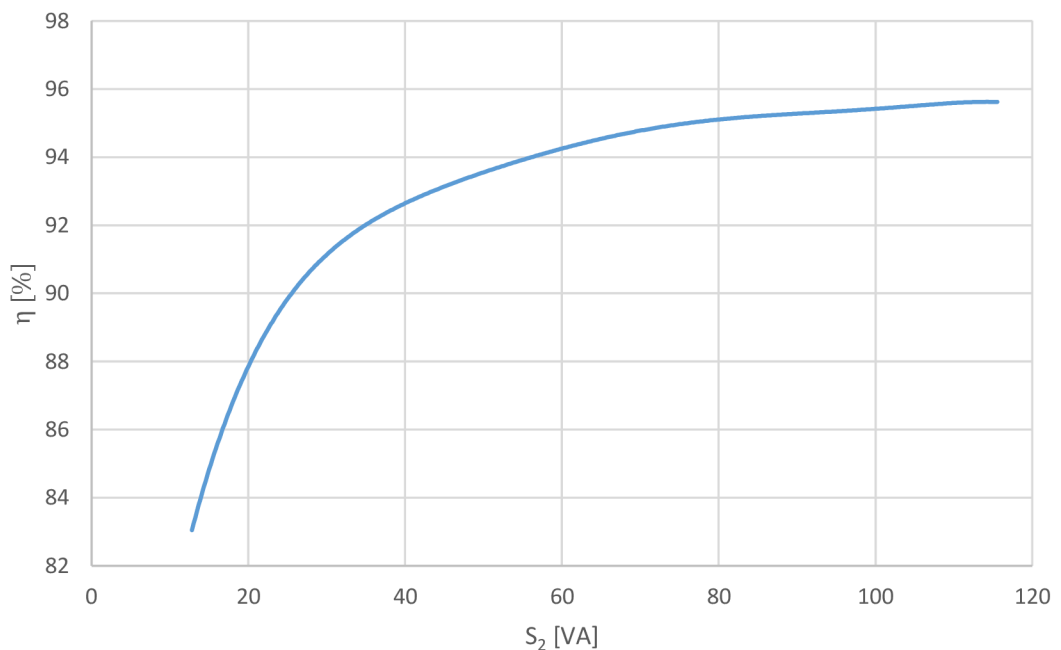
Jmenovitá frekvence $f = 50,72 \text{ Hz}$

Průběh výstupního napětí: sinusový

Jmenovitý výkon $S_2 = 100 \text{ VA}$

Účinnost měniče $\eta = 95,43 \%$

Nadproudová ochrana: $1,15 \times I_m$



Graf závislosti účinnosti na výstupním výkonu

P. Seznam příloh na CD

Na přiloženém CD jsou následující soubory:

- samostatnystridac.sch
- samostatnystridac.brd
- dc_ac_converter.brd
- dc_ac_converter-gerberdata.rar