

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Brno, 2018

Ondřej Šoupal



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

DC/AC JEDNOFÁZOVÝ STŘÍDAČ 230 V / 50 HZ / 60 VA PRO ZÁLOŽNÍ ZDROJ S GALVANICKÝM ODDĚLENÍM

DC/AC ONE-PHASE INVERTER 230 V / 50 HZ / 60 VA FOR A BACK-UP SUPPLY SOURCE WITH A GALVANIC SEPARATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ondřej Šoupal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.

BRNO 2018

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a elektroenergetika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Ondřej Šoupal

ID: 186207

Ročník: 3

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

DC/AC jednofázový střídač 230 V / 50 Hz / 60 VA pro záložní zdroj s galvanickým oddělením

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Osadte desku plošných spojů střídače navrženou v semestrálním projektu.
2. Oživte realizované obvody, dostavte regulátory a ochrany.
3. Proveďte sérii ověřovacích měření.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] VOREL, Pavel. Řídicí členy v elektrických pohonech, skriptum VUT.
- [2] PATOČKA, Miroslav. Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice.
- [3] VOREL, Pavel. Průmyslová elektronika, skriptum VUT.

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 28.5.2018

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

Konzultant:

doc. Ing. Petr Toman, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Cílem této práce je návrh silových, řídicích obvodů DC/AC střídače a jeho praktická realizace. Je zde popsán základní princip funkce jednofázového střídače. Práce se dále zaměřuje na návrh LC filtru, kondenzátoru v meziobvodu a dimenzování polovodičových prvků. Obsahuje popis a blokové schéma řídicích obvodů a blíže popisuje návrh oscilátoru nízkofrekvenčního modulačního signálu pro PWM modulátor a nadproudové ochrany. Zachycuje postup praktické realizace střídače a ověřovací měření. Pro měnič byla vyhotovena technická dokumentace.

KLÍČOVÁ SLOVA

Jednofázový DC/AC střídač, H-můstek, návrh LC filtru, výpočet ztrát IGBT, pulsní šířková modulace, oscilátor, Wienův článek, nadproudová ochrana, ověřovací měření, deska plošného spoje

ABSTRACT

The aim of this thesis is to design power circuits and control circuits of single phase DC/AC inverter and its practical realization. This work describes basic principle of single phase inverter. Next step is a solution of output LC filter, input capacitor and semiconductor devices. It contains block diagram of control circuits and it focuses on design of oscillator for pulse width modulation and current limiting. The thesis gives details about practical realisation and testing measurements. Technical documentation was prepared for this inverter.

KEYWORDS

Single phase DC/AC inverter, H-bridge, LC filter solution, power losses IGBT, pulse width modulation, oscillator, Wien bridge, current limiting, testing measurement, printed circuit board

ŠOUPAL, Ondřej. *DC/AC střídač s výstupními parametry 230V/50Hz/60VA*. Brno, 2018, 55 s. 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.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „DC/AC střídač s výstupními parametry 230V/50Hz/60VA“ jsem vypracoval(a) samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor(ka) uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil(a) autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl(a) nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom(a) následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval vedoucímu diplomové práce panu doc. Ing. Pavlu Vorlovi, Ph.D. a také panu Ing. Janu Martišovi za odborné vedení, konzultace, trpělivost, podnětné návrhy k práci a především za pomoc při praktické realizaci a ožívování zařízení.

Brno

.....

podpis autora(-ky)

OBSAH

1	Úvod	10
2	Základní popis jednofázového střídače	11
3	Silové obvody	15
3.1	Dimenzování polovodičů	17
3.1.1	Proudové a napěťové dimenzování polovodičů	17
3.1.2	Výpočet ztrát tranzistorů	17
3.2	Návrh výstupního LC filtru	18
4	Řídící obvody	23
4.1	Oscilátor	23
4.2	Generátor trojúhelníkového signálu	26
4.3	PWM Modulátor	26
4.4	Buzení	26
4.5	DC servo	26
4.6	Nadproudová ochrana	26
4.6.1	Stav bez naproudu	27
4.6.2	Nadproudový stav	29
5	Deska plošného spoje	31
6	Praktická realizace zařízení	32
7	Ověřovací měření	34
8	Závěr	42
	Literatura	43
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	44
	Seznam příloh	46
A	Schéma řídicích obvodů	47
B	Schéma silových obvodů a ochrany	48
C	DPS ze strany TOP	49
D	DPS ze strany BOTTOM	50

E	Umístění součástí - TOP	51
F	Umístění součástí - BOTTOM	52
G	Seznam součástí	53
H	Navíjecí předpis	55

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	DC/DC pulsní měnič včetně průběhů napětí a proudů	11
2.2	Silový obvod střídače.	12
2.3	PWM - Bipolární	13
2.4	Výstupní napětí	13
2.5	Kvadranty V-A charakteristiky	14
3.1	Průběh středního proudu tranzistoru.	16
4.1	Blokové schéma řídicích obvodů.	23
4.2	Obecné schéma oscilátoru.	23
4.3	Blokové schéma oscilátoru.	24
4.4	Schéma ochrany	27
4.5	Ochrana bez nadproudu	28
4.6	Nadproudový stav	29
4.7	Nadproudový stav - pokračování	30
6.1	Hotová deska plošného spoje - TOP	32
6.2	Hotová deska plošného spoje - BOTTOM	33
7.1	Měřicí pracoviště pro ověřovací měření	34
7.2	Nízkofrekvenční modulační signál	35
7.3	Trojúhelníkový vysokofrekvenční signál	35
7.4	Budící signály na gate IGBT tranzistorů v jedné větvi	36
7.5	Dead time	36
7.6	Rozmítání střídý	37
7.7	Zapínací děj tranzistoru bez proudu	37
7.8	Vypínací děj tranzistoru bez proudu	38
7.9	Výstupní napětí naprázdno	38
7.10	Zapínací děj pod proudem	39
7.11	Vypínací děj pod proudem	39
7.12	Výstupní napětí se zátěží 0,45A	40
7.13	Zapůsobení ochrany	40
A.1	Schéma řídicích obvodů	47
B.1	Schéma buzení, silových obvodů a ochrany	48

SEZNAM TABULEK

2.1	Parametry střídače	14
3.1	Parametry tranzistoru	17
3.2	Odečtené hodnoty z katalogu tranzistoru při $I_c = I_{max}$	17
3.3	Parametry zvoleného jádra	20

1 ÚVOD

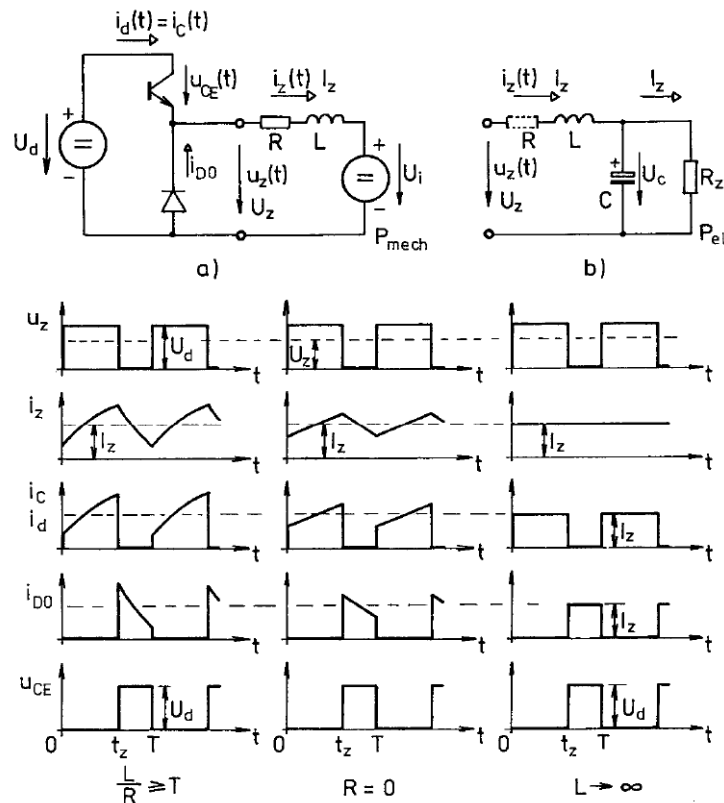
Tato práce se věnuje problematice návrhu jednofázového DC/AC střídavého měniče (střídače). Střídače nalézají uplatnění v kombinaci s usměrňovačem jako frekvenční měniče pro napájení pohonů, například asynchronních motorů. V takovém případě hovoříme o trojfázovém frekvenčním měniči. Pomocí takového zařízení můžeme jednoduše řídit otáčky změnou frekvence výstupního napětí. Střídače dále nacházíme tam, kde potřebujeme napájet spotřebiče střídavým proudem a máme k dispozici proud stejnosměrný, nejčastěji ve formě akumulátoru. Taková zařízení využívající akumulaci elektrické energie a následnou transformaci pomocí střídače nazýváme UPS (Uninterruptible Power Supply). Používáme je tam, kde je kladen důraz na zajištění dodávky elektrické energie, například při výpadku elektrické sítě. Pro použití k připojení akumulátoru stejnosměrného proudu je potřeba před samotný střídač zařadit DC/DC měnič zvyšující napětí z napětí akumulátoru na napětí 350 V. Ten však již není součástí této práce. Výstupní napětí střídače bude $U_{ef} = 230V/50Hz$.

V této práci se zaměříme pouze na návrh samotného střídače, tedy jeho silových, řídicích obvodů, návrh desky plošných spojů, praktickou realizaci zařízení, ověřovací měření a zhotovení technické dokumentace.

O základních informacích ohledně střídače pojednává 2. kapitola. Návrhem silových obvodů se zabývá 3. kapitola. Řídicí obvody jsou obsaženy v kapitole 4. V 5. kapitole je uveden návrh pokusné desky plošného spoje. Kapitola č. 6 pojednává o realizaci zařízení. Ověřovací měření jsou pak obsaženy v 7. kapitole. V přílohách je uvedena technická dokumentace střídače.

2 ZÁKLADNÍ POPIS JEDNOFÁZOVÉHO STŘÍDAČE

Střídač je druh měniče, který provádí přeměnu stejnosměrného proudu na proud střídavý [1]. Při popisu jednofázového střídače můžeme vycházet z nejjednoduššího DC/DC pulsního měniče snižující napětí. Takový měnič je znázorněn na obrázku 2.1 [5].



Obr. 2.1: DC/DC pulsní měnič včetně průběhů napětí a proudů

Obdélníkové pulzy napětí na zátěži vznikají při střídavém spínání a vypínání tranzistoru. Při sepnutém tranzistoru teče proud ze zdroje přes tranzistor do zátěže a na svorkách zátěže vytváří obdélníkové pulzy o velikosti napájecího napětí U_d . Přitom se v indukčnosti L naakumuluje energie a při následném vypnutí tranzistoru se indukčnost chová jako zdroj proudu a proud se v tomto případě uzavírá přes diodu, protože vypnutý tranzistor představuje rozpojení obvodu. Okamžitá hodnota napětí u_z je v tomto okamžiku 0 a z obdélníkových pulzů vzniká střední hodnota napětí U_z . Tu můžeme libovolně měnit v závislosti na době sepnutí tranzistoru. Zavádíme poměrnou dobu sepnutí tranzistoru, kterou nazýváme střída s . Pro střidu platí vztah

dle [5]:

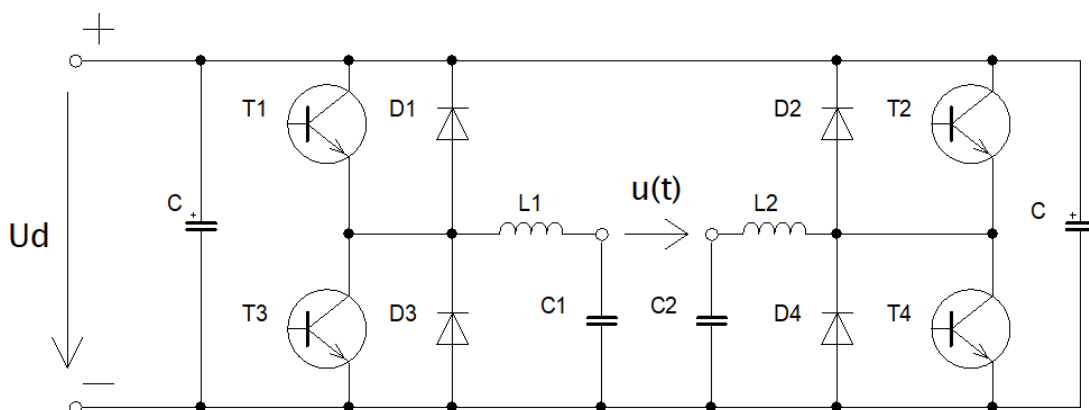
$$s = \frac{t_z}{T} \quad (2.1)$$

kde t_z je doba zapnutí tranzistoru a T je pracovní perioda tranzistoru.

Pro velikost výstupního napětí platí dle [5]:

$$U_z = s \cdot U_d \quad (2.2)$$

Přesuneme se nyní k našemu případu střídače. Silové obvody tvoří H -můstek s LC filtrem a kondenzátorem v meziobvodu. Schéma je znázorněno na obrázku 2.2.

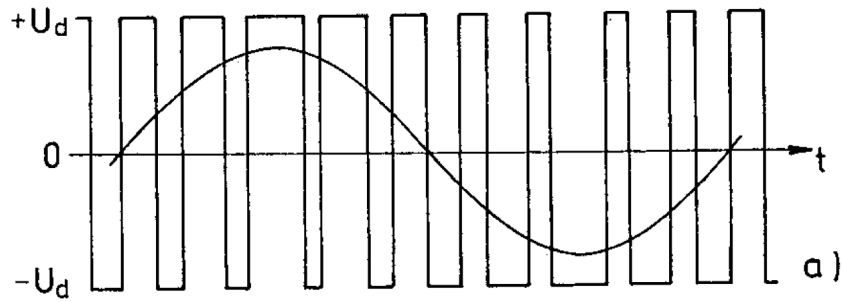


Obr. 2.2: Silový obvod střídače.

Samotný H -můstek tvoří antiparalelní spojení tranzistorů T1, T2, T3, T4 a diod D1, D2, D3, D4. V případě čistě ohmické zátěže začne při sepnutí tranzistorů T1 a T4 protékat zátěží kladný proud. Pro dosažení proudu opačné polaroty musíme vypnout tranzistory T1, T4 a následně zapnout dvojici T2, T3. Pomocí frekvence spínání tranzistorů můžeme řídit frekvenci výstupního napětí a proudu [1].

Správným spínáním tranzistorů modulujeme střední hodnotu napětí U_z tak, že nám vzniká časově proměnný okamžitý průběh napětí $u(t)$ podobný průběhu funkce sinus. Pro řízení tranzistorů tedy využíváme sinusové pulsní šířkové modulace (PWM), viz *Kapitola PWM Modulátor*.

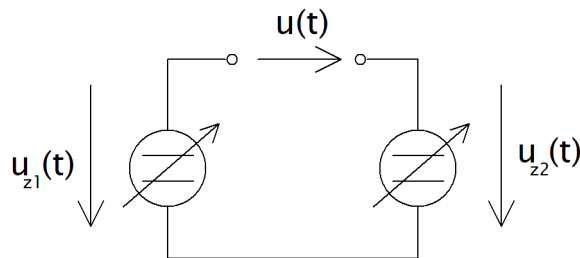
Průběh obdélníkových pulzů a z nich vzniklé časově proměnné střední hodnoty napětí $u(t)$ je znázorněn na obrázku 2.3 [5]. Jedná se o řízení bipolární, to znamená, že jsou vždy sepnuty jen tranzistory v diagonále zároveň. V takovém případě se na zátěži pravidelně střídají napětí obou polarit [5].



Obr. 2.3: PWM - Bipolární

Tranzistory v jedné větvi nemohou být nikdy sepnuty společně, například T1 a T3. Došlo by tím ke zkratu zdroje. Aby byl uzavřen obvod přes zátěž, tranzistory se spínají křížově, tedy T1,T4 a T2,T3 současně. Nulové hodnoty napětí $u(t)$ dosahujeme tak, že obě dvojice tranzistorů pracují při střídě 0,5. Vytvářejí tedy stejně velkou střední hodnotu napětí U_z , která je rovna polovině napětí U_d . Jelikož jsou obě napětí U_z polarizována proti sobě, výsledné napětí na zátěži bude nulové. Naopak pro dosažení amplitud se střídá jedné dvojice tranzistorů blíží jedné a u druhé dvojice se střídá blíží k nule. Takže jedna dvojice tranzistorů vytváří časově proměnnou střední hodnotu $u_{z1}(t)$ a druhá dvojice časově proměnnou střední hodnotu $u_{z2}(t)$. Tyto dvě napětí jsou polarizovány proti sobě, viz obrázek 2.4 a pro výsledné napětí $u(t)$ platí:

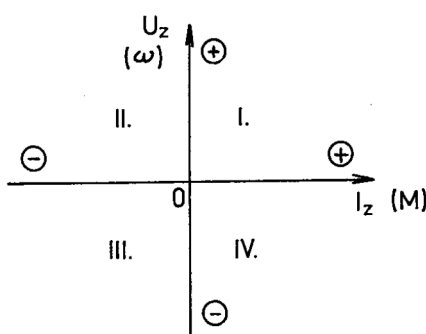
$$u(t) = u_{z1}(t) - u_{z2}(t) \quad (2.3)$$



Obr. 2.4: Výstupní napětí

Jednou dvojicí tranzistorů bychom tedy dosáhli pouze kladné půlvlny sinusoidy. Pomocí napětí působících proti sobě dosáhneme jak kladné, tak záporné půlvlny sinusového průběhu.

Pokud bude ze střídače napájena motorická zátěž představující odpor R a indukčnost L , pak se motor může nacházet ve čtyřech různých režimech, kterým odpovídají čtyři kvadranty $V - A$ roviny znázorněné na obrázku 2.5 [5]. Práci v motorickém režimu odpovídají kvadranty I a III. V tomto režimu se motor chová jako spotřebič a odebírá ze zdroje proud. Naopak práci v generátorickém režimu odpovídají kvadranty II a IV. V tomto režimu se motor chová jako generátor, přeměňuje mechanickou energii na elektrickou a v případě napájení měniče z akumulátoru dobíjí tento akumulátor. Kladné svorkové napětí U_z je třeba nejdříve zvolit vůči pevně označeným svorkám motoru. $V - A$ rovině je možné analogicky přiřadit $\omega - M$ rovinu. Úhlová rychlost ω odpovídá vnitřnímu indukovanému napětí stroje U_i a moment M odpovídá proudu I_z [5].



Obr. 2.5: Kvadranty V-A charakteristiky

Zadané parametry střídače:

Zdánlivý výkon	Výstupní napětí	Frekvence výstupního napětí
S	U_{ef}	f
60VA	230V	50Hz

Tab. 2.1: Parametry střídače

Ještě musíme zvolit napětí v meziobvodu U_d . Na výstupu má být napětí sinusového průběhu s efektivní hodnotou napětí $U_{ef} = 230V$. Amplituda takového průběhu je:

$$U_m = U_{ef} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325V \quad (2.4)$$

Napětí v meziobvodu U_d bychom museli mít nejméně 325V. Protože ale tranzistory nebudou pracovat se střídou rovné jedné, napětí v meziobvodu bude s rezervou, tedy:

$$U_d = 350V.$$

3 SILOVÉ OBVODY

V této kapitole se budeme zabývat návrhem a dimenzováním součástek silových obvodů.

Vstupní výkon střídače p_1 můžeme vyjádřit jako:

$$p_1(t) = U_d \cdot I_{Tstř}(t) \quad (3.1)$$

kde U_d je napětí na vstupu střídače a $I_{Tstř}(t)$ je časově proměnná střední hodnota proudu tranzistoru. Tento proud odebírá střídač z meziobvodu.

Výstupní výkon p_2 můžeme vyjádřit jako:

$$p_2(t) = U_m \cdot \sin(\omega t) \cdot I_{max} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

kde U je amplituda výstupního napětí, I_{max} je amplituda výstupního proudu, ω je úhlová frekvence výstupního napětí a proudu a t je čas.

Z rovnosti výkonu na vstupu a výstupu plyne rovnice:

$$U_d \cdot I_{Tstř}(t) = U_m \cdot I_{max} \cdot \sin^2(\omega t) \quad (3.3)$$

Předpokládejme, že platí:

$$U_d = U_m \quad (3.4)$$

Z rovnice 3.3 tedy vyjádříme vztah pro $I_{Tstř}(t)$:

$$I_{Tstř}(t) = I_{max} \cdot \sin^2(\omega t) \quad (3.5)$$

Z rovnice 3.5 vidíme, že střední proud tranzistoru se bude měnit podle funkce $\sin^2(\omega t)$, viz obr. 3.1. T je perioda výstupního proudu.

Výstupní výkon p_2 se též mění dle funkce $\sin^2(\omega t)$ a při uvažování čistě odporové zátěže, kdy bude fázový úhel mezi napětím a proudem $\varphi = 0$, platí pro činný výkon P_2 vztah:

$$P_2 = U_{ef} \cdot I_{ef} \quad (3.6)$$

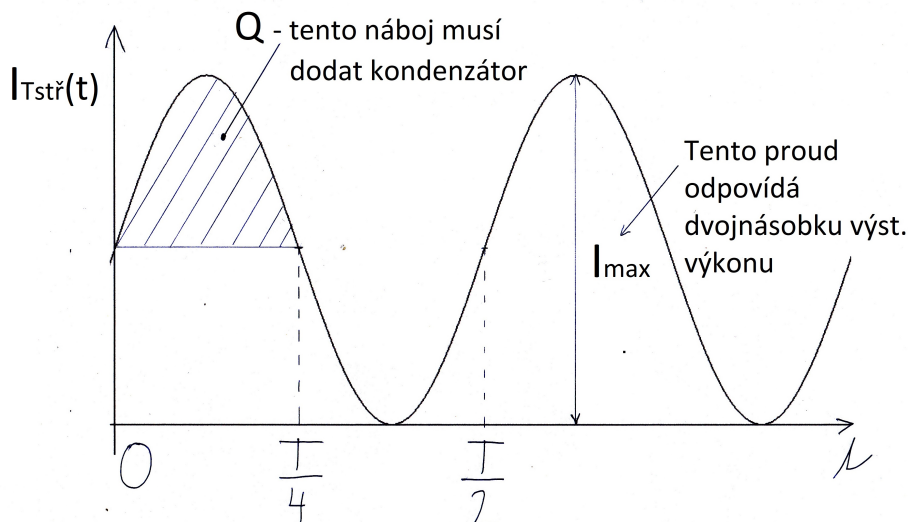
kde U_{ef} je efektivní hodnota výstupního napětí a I_{ef} je efektivní hodnota výstupního proudu.

Pro efektivní hodnoty napětí v našem případě platí:

$$U_{ef} = \frac{U_d}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

A proudu

$$I_{ef} = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}} \quad (3.8)$$



Obr. 3.1: Průběh středního proudu tranzistoru.

Dosažením rovnic 3.7 a 3.8 do 3.6 dostaneme tvar:

$$P_2 = \frac{U_d \cdot I_{max}}{2} \quad (3.9)$$

Z rovnice 3.9 vyjádříme vztah pro proud I_{max} a vypočítáme maximální proud zátěže:

$$I_{max} = \frac{2 \cdot P_2}{U_d} = \frac{2 \cdot 100}{350} = 0,6A \quad (3.10)$$

Abychom na výstupu dosáhli výkon 100W, museli bychom na vstup střídače přivést dvojnásobný výkon oproti výkonu výstupnímu. Druhou možností je zařadit do meziobvodu kondenzátor, aby dodal elektrický náboj. Rozhodneme se pro druhou možnost a dle kritéria dovoleného zvlnění napětí v meziobvodu a potřebného elektrického náboje navrhne kondenzátor v meziobvodu. Z definice elektrického proudu:

$$Q = \int_0^t i(t)dt \quad (3.11)$$

kde Q je elektrický náboj, $i(t)$ je časově proměnný proud.

Integrujeme proud $I_{Tstř}$ do času čtvrtiny periody T , tedy $t = T/4$. Frekvence $f = 50Hz$, tedy $T = 0,02s$. Za $i(t)$ dosadíme vztah 3.5. Pro integrál platí:

$$Q = \int_0^{T/4} I_{Tstř}(t)dt = \int_0^{T/4} I_{max} \cdot \sin^2(\omega t)dt \quad (3.12)$$

Po zintegrování dostaneme výsledný vztah pro elektrický náboj potřebný dodat z meziobvodu:

$$Q = \frac{I_{max} \cdot T}{4\pi} = \frac{0,6 \cdot 0,02}{4\pi} = 955\mu C \quad (3.13)$$

Dovolené maximální zvlnění napětí kondenzátoru ΔU volíme $20V$. Pro kapacitu kondenzátoru v meziobvodu platí:

$$C = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{955 \cdot 10^{-6}}{20} = 48\mu F \quad (3.14)$$

Z důvodu dostupnosti a rezervy zařadíme do meziobvodu kondenzátor o kapacitě $100\mu F$.

3.1 Dimenzování polovodičů

3.1.1 Proudové a napěťové dimenzování polovodičů

Napěťově je třeba dimenzovat polovodičové prvky na dvojnásobek napětí U_d z důvodu výskytu přepětí [5]. Napětí $U_d = 350V$. Nejnižší hodnota U_{CE} vyráběných IGBT tranzistorů je $600V$. Tato hodnota nám bude vyhovovat. Ohledně proudového dimenzování zanedbáme pilovité zvlnění a musíme splnit podmínku [5]:

$$I_{cmax} = I_{max} \quad (3.15)$$

kde I_{cmax} je maximální dovolený proud kolektorem tranzistoru.

Z důvodu dostupnosti byl zvolen tranzistor IGBT STGP5H60DF, který již obsahuje antiparalelní diodu, takže její dimenzování již není nutné. Tranzistor zároveň splňuje výše uvedené napěťové i proudové podmínky. Parametry IGBT tranzistoru [8] jsou uvedeny v tabulce 3.1.

Pouzdro	U_{CE}	I_{cmax}
TO - 220	600V	5A

Tab. 3.1: Parametry tranzistoru

3.1.2 Výpočet ztrát tranzistorů

Následující hodnoty odečteme z katalogu IGBT [8]:

U_{GE}	U_{CESat}	E_{on}	E_{off}
15V	1V	0,025mJ	0,025mJ

Tab. 3.2: Odečtené hodnoty z katalogu tranzistoru při $I_c = I_{max}$

Skládají se ze ztrát přepínacích a ztrát vedením. Pro určení ztrát vedením je nejdříve nutné určit střední proud tranzistorem $I_{stř}$ z nízkofrekvenčních sinusových

pulzů. Pro výpočet $I_{stř}$ použijeme vztah [3]:

$$I_{stř} = \frac{I_0 \cdot T_0}{\pi \cdot T} \quad (3.16)$$

kde I_0 je výška proudových pulzů, T_0 je doba sinusového kmitu a T je opakovací perioda pulzů.

V našem případě je $T_0 = T$ a $I_0 = I_{max}$. Vztah 3.16 se nám tedy zjednoduší na:

$$I_{stř} = \frac{I_{max}}{\pi} = \frac{0,6}{\pi} = 0,2A \quad (3.17)$$

kde I_{max} je maximální proud odebíraný z výstupu měniče.

Ztráty vedením vypočítáme dle [5]:

$$P_{ved} = U_{CESat} \cdot I_{stř} = 1 \cdot 0,2 = 0,2W \quad (3.18)$$

kde U_{CESat} je saturační napětí.

Přepínací ztráty platí dle [3]:

$$P_{př} = f \cdot (W_{off} + W_{on}) \quad (3.19)$$

kde f je frekvence spínání, W_{off} je ztrátová energie při vypínání tranzistoru a W_{on} je ztrátová energie při zapínání tranzistoru.

Součet W_{off} a W_{on} označíme jako $E_{stř} = W_{off} + W_{on}$. Je to střední energie z pulsusových kmitů. Proto pro $E_{stř}$ platí:

$$E_{stř} = (W_{off} + W_{on}) = E_{on} \cdot \frac{1}{\pi} + E_{off} \cdot \frac{1}{\pi} \quad (3.20)$$

kde E_{on} je amplituda ztrátové energie při zapínání tranzistoru a E_{off} je amplituda ztrátové energie při vypínání tranzistorů. Ztrátové energie jsou uvedeny v tabulce 3.2.

Dosadíme vztah 3.20 do 3.19, potom pro ztráty platí:

$$P_{př} = (E_{on} + E_{off}) \cdot \frac{1}{\pi} \cdot f = (25 \cdot 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-6}) \cdot \frac{1}{\pi} \cdot 30000 = 0,48W \quad (3.21)$$

Celkové ztráty jednoho tranzistoru P_{celk} jsou potom:

$$P_{celk} = P_{př} + P_{ved} = 0,48 + 0,2 = 0,68W \quad (3.22)$$

3.2 Návrh výstupního LC filtru

Tato kapitola se zabývá návrhem výstupního LC filtru. Filtr je potřeba umístit na obě svorky zátěže. Na vývodu, kde by nebyl, by se neslo vysokofrekvenční rušení obdélníkového průběhu, potřebujeme tedy potlačit vyšší frekvence, jedná se tedy o

filtr typu dolní propust [2]. Nejdříve při návrhu budeme uvažovat jeden filtr, který následně rozdělíme na dva dílčí. Umístíme dva kondenzátory vůči jednomu bodu a tím odfiltrujeme oba konce zátěže. Tlumivku rozdělíme na dvě vinutí o polovičním počtu vinutí. Nejprve se budeme zabývat návrhem tlumivky.

Návrh se provede z hlediska maximálního dovoleného zvlnění proudu ΔI . Nejne-příznivější zvlnění nastane při střídě $s = 0,5$. Dovolené zvlnění volíme $\Delta I = 0,4A$. Pro výpočet indukčnosti uvažujeme ideální cívku s nulovým odporem vinutí. V takovém případě se nám zjednoduší průběh napětí na cívce na obdélníkové pulzy. Obecně pro proud tlumivkou platí dle [3]:

$$i(t) = I_0 + \frac{1}{L} \int u(t) dt \quad (3.23)$$

kde I_0 je počáteční integrační konstanta a člen $\frac{1}{L} \int u(t) dt$ představuje zvlnění proudu. Platí tedy:

$$\Delta I = \frac{1}{L} \int u(t) dt \quad (3.24)$$

Budeme integrovat od $t = 0$ až po čas zapnutí tranzistoru t_{zap} který nám reprezentuje součin periody spínání tranzistoru a střídě $T \cdot s$. Za $u(t)$ můžeme dosadit U_m , protože při střídě 0,5 bude na zátěži napětí 0V, představuje tedy zkrat a na tlumivce se objeví plné napětí U_d . Po zintegrování a dosazení mezi nám pro výslednou indukčnost L platí:

$$L = \frac{U_d \cdot T \cdot s}{\Delta I} \quad (3.25)$$

kde U_d je vstupní napětí, T je perioda spínání tranzistoru a s je střída tranzistoru.

Pro periodu T platí vztah:

$$T = \frac{1}{f} \quad (3.26)$$

kde f je pracovní frekvence tranzistoru.

Můžeme tedy vztah 3.26 dosadit do 3.25. Pak pro výslednou indukčnost platí:

$$L = \frac{U_d \cdot s}{\Delta I \cdot f} = \frac{350 \cdot 0,5}{0,4 \cdot 30000} = 14,6mH \quad (3.27)$$

Pro samotnou realizaci tlumivky bylo zvoleno toroidní jádro. Parametry jádra jsou v tabulce 3.3 dle [7].

Nejdříve potřebujeme zjistit počet závitů vinutí cívky. Dle [4]:

$$L = N^2 \cdot A_L \quad (3.28)$$

kde N je počet závitů a A_L je konstanta jádra.

A_L	d	S
$157nH/N^2$	$14,1mm$	$0,654cm^2$

Tab. 3.3: Parametry zvoleného jádra

Z rovnice 3.28 vyjádříme vztah pro počet závitů N :

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{14,6 \cdot 10^{-3}}{157 \cdot 10^{-9}}} = 305z \quad (3.29)$$

Dále spočítáme maximální hodnotu magnetické indukce B_{max} . Pro dané jádro by mělo být $B_{max} < 1T$. Pro B_{max} platí [4]:

$$B_{max} = \frac{N \cdot I_{max} \cdot A_L}{S} = \frac{305 \cdot 0,6 \cdot 157 \cdot 10^{-9}}{0,654 \cdot 10^{-4}} = 0,44T \quad (3.30)$$

kde S je průřez jádra tlumivky.

Vidíme, že pro maximální proud vyhovuje maximální magnetická indukce výše uvedené podmínce. Dále se budeme věnovat návrhu průřezu vodiče použitého pro vinutí. Potřebujeme spočítat plochu kruhového otvoru jádra. Označíme jí jako S_{okna} .

$$S_{okna} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 14^2}{4} = 154mm^2 \quad (3.31)$$

Činitel plnění mědi určuje, jak moc bude zaplněna plocha S_{okna} , volíme $k_{cu} = 0,3$. Celkový průřez vodivého materiálu (v našem případě mědi) je dán součtem všech průřezů závitů [4]:

$$S_{Cu,celk} = S_{okna} \cdot k_{cu} = 154 \cdot 0,3 = 46,2mm^2 \quad (3.32)$$

Pro průřez jednoho závitu tedy platí:

$$S_{Cu1} = \frac{S_{Cu,celk}}{N} = \frac{46,2}{305} = 0,151mm^2 \quad (3.33)$$

Vypočítáme průměr vodiče jako:

$$d = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 0,151}{\pi}} = 0,44mm \quad (3.34)$$

Pro snadnější navíjení cívky zvolíme vodič o průměru 0.35 mm. Nové S_{Cu1} bude potom:

$$S_{Cu1} = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{\pi \cdot 0,35^2}{4} = 0,096mm^2 \quad (3.35)$$

Ještě je potřeba ověřit, zda navržený vodič bude vyhovovat dovolené proudové hustotě. Pro cívku zvolíme dovolenou proudovou hustotu $J_{max} = 5A/mm^2$. Při

ověřování použijeme pro výpočet efektivní hodnotu proudu cívkou, kterou zjistíme ze vztahu pro výkon střídavého proudu:

$$I_{ef} = \frac{P_{vyst}}{U_{ef}} = \frac{100}{230} = 0,435A \quad (3.36)$$

Pro proudovou hustotu platí:

$$J = \frac{I_{ef}}{S_{Cu1}} = \frac{0,435}{0,096} = 4,53A/mm^2 \quad (3.37)$$

Platí, že $J < J_{max}$. Toto řešení je tedy realizovatelné.

Dále se budeme zabývat návrhem kondenzátoru. Vycházíme opět z předpokladu pouze jednoho LC filtru na zátěži. Potom ho převedeme na skutečný LC filtr z obou stran zátěže. Nutná podmínka návrhu:

$$f_{vyst} \ll f_R \ll f_{spin} \quad (3.38)$$

kde f_{vyst} je frekvence výstupního proudu střídače, f_R je rezonanční frekvence a f_{spin} je frekvence spínání tranzistoru. Do zátěže tedy chceme propustit $f_{vyst} = 50Hz$ a zároveň $f_{spin} = 30kHz$ potlačit. Rezonanční frekvenci volíme tak, aby ležela logaritmicky přibližně uprostřed mezi f_{vyst} a f_{spin} . Volíme tedy $f_R = 1500Hz$. Hodnotu kapacity vypočítáme z Thomsonova vzorce.

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_R^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 1500^2 \cdot 14,6 \cdot 10^{-3}} = 0,77\mu F \quad (3.39)$$

Vypočítali jsme hodnoty pro ekvivalentní LC filtr tvořený jednou tlumivkou $L = 14,6mH$ a jednou kapacitu $0,77\mu F$. Potřebujeme ho nyní rozdělit na dva filtry. Tlumivku rozdělíme na dvě vinutí o polovičním počtu závitů, tedy $N_1 = N_2 = \frac{N}{2} = 153z$. Zároveň tedy platí, že $L_1 = L_2$. Velikost indukčnosti jedné cívky spočítáme dle vztahu 3.28:

$$L_1 = L_2 = N_1^2 \cdot A_L = 153^2 \cdot 157 \cdot 10^{-9} = 3,68mH \quad (3.40)$$

Potřebujeme ještě převést kapacitu C na dílčí kapacity C_1 a C_2 . Z pohledu zátěže jsou C_1 a C_2 sériově zapojené a platí, že $C_1 = C_2$. Pro sériově řazení kapacit platí vztah:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_1^2}{2 \cdot C_1} = \frac{C_1}{2} \quad (3.41)$$

Pro kapacitu C_1 ze vztahu 3.41 platí:

$$C_1 = 2 \cdot C = 2 \cdot 0,77 \cdot 10^{-6} = 1,54\mu F \quad (3.42)$$

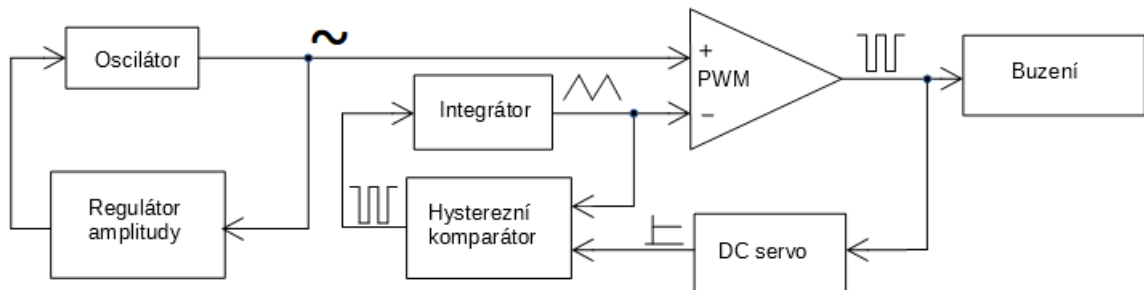
Máme tedy navržený výstupní filtr s parametry:

$$L_1 = L_2 = 3,68mH \quad C_1 = C_2 = 1,54\mu F$$

Vidíme, že velikost indukčnosti L_1 je čtvrtinová oproti ekvivalentní hodnotě jedné tlumivky, zvlnění proudu však zůstane stejné, protože tlumivky jsou na společném jádře a mají mezi sebou vazbu. Tím pádem se projevují, jako by jejich indukčnost byla $L/2$. Dílčí hodnoty kapacity jsou dvojnásobné oproti ekvivalentní hodnotě kapacity C . Kondenzátory volíme svitkové, protože se budou nacházet v obvodu střídavého proudu. Nejbližší vyšší vyráběnou hodnotou svitkových kondenzátorů vzhledem k $1,54\mu F$ je $2,2\mu F$. Volíme tedy tyto kondenzátory. Tímto jsme dokončili návrh silových obvodů.

4 ŘÍDÍCÍ OBVODY

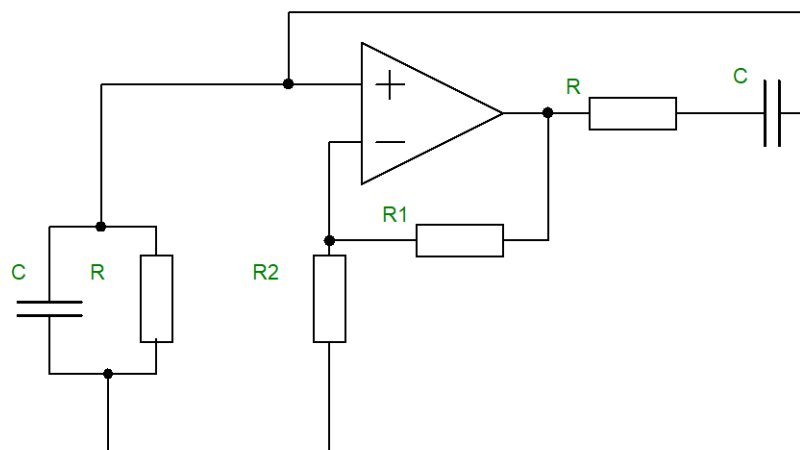
V této kapitole se budeme zabývat návrhem a popisem jednotlivých částí řídicích obvodů. Blokové schéma řídicích obvodů je 4.1.



Obr. 4.1: Blokové schéma řídicích obvodů.

4.1 Oscilátor

Oscilátor je zdrojem nízkofrekvenčního modulačního kmitočtu, který se následně v komparátoru porovnává s vysokofrekvenčním trojúhelníkovým signálem. Je zapojen ve zpětnovazební smyčce s regulátorem amplitudy.

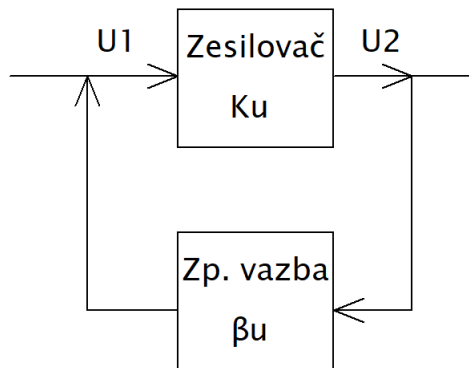


Obr. 4.2: Obecné schéma oscilátoru.

Oscilátor tvoří zapojení neinvertujícího operačního zesilovače ve zpětné vazbě Wienovým článkem. Zesilovač představuje proporcionální člen se zesílením K_u . Platí pro něj tedy dle obrázku 4.2:

$$K_u = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (4.1)$$

Wienův článek tvoří dva stejné rezistory R a dva stejné kondenzátory C . Jedna kombinace RC je spojena sériově a druhá paralelně. Článek tvoří zpětnou vazbu operačního zesilovače. Blokové schéma oscilátoru je uvedeno na obrázku 4.3.



Obr. 4.3: Blokové schéma oscilátoru.

Dle obrázku 4.3 K_u je zesílení operačního zesilovače a β_u je přenos Wienova článku. Pro nový přenos K'_u platí:

$$K'_u = \frac{K_u}{1 - K_u \cdot \beta_u} \quad (4.2)$$

Pro vznik kmitů je potřeba, aby jmenovatel v rovnici 4.2 byl roven 0. Potom tedy:

$$K_u \cdot \beta_u = 1 \quad (4.3)$$

Přenos je komplexní číslo skládající se z modulu a fáze, musí platit následující:

$$|K_u| \cdot |\beta_u| = 1 \quad (4.4)$$

A pro fáze: φ

$$\varphi_{k_u} + \varphi_{\beta_u} = 0^\circ + k \cdot 360^\circ \quad (4.5)$$

kde k je celé číslo.

Chceme, aby nedocházelo k fázovému posunu mezi vstupním a výstupním signálem. Fáze vstupního signálu ze zpětné vazby je 0, proto také fáze zesilovače musí být 0, použijeme tedy neinvertující zesilovač. Tímto splníme podmínku 4.5.

Podmínka vzniku kmitů bude splněna na frekvenci dle [6]:

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (4.6)$$

kde R je odpor rezistoru R Wienova článku a C je kapacita kondenzátoru Wienova článku.

Na kmitočtu f_{osc} vychází přenos Wienova článku dle [6]:

$$\beta_u = \frac{1}{3} \quad (4.7)$$

Z rovnosti 4.7 a 4.1 dostaneme vztah mezi odpory R_1 a R_2 následovně:

$$1 + \frac{R_1}{R_2} = 3 \quad (4.8)$$

Tedy:

$$R_1 = 2 \cdot R_2 \quad (4.9)$$

Odpory R_1 a R_2 byly zvoleny vedoucím práce jako: $R_1 = 5,1k\Omega$ a $R_2 = 2,2k\Omega$. Použití samotných odporů by tedy nevyhovovalo podmínce 4.8 a zesílení by bylo o něco větší než 3. Při zesílení větším než 3 by se kmitly zesilovaly a při zesílení menším než 3 by se naopak kmitly utlumovaly. Pro zachování kmitů musí být podmínka 4.8 splněna s vysokou přesností. Musíme tedy připojit proměnný odpor do série s rezistorem R_2 , aby podíl R_1 a R_2 byl přesně 2 dle 4.9. To je zaručeno použitím tranzistoru JFET a k němu připojeným odporem mezi jeho kolektorem a emitorem. Pokud je tranzistor otevřen, odpor je zkratován. Při zapnutí zařízení je tranzistor otevřen a zesílení oscilátoru je větší než 3. Regulátor amplitudy zapojený ve zpětné vazbě oscilátoru v tomto okamžiku musí snížit velikost amplitudy kmitů a postupně zavírá tranzistor až do okamžiku, kdy odpor tranzistoru a k němu připojenému rezistoru vyhovuje spolu s rezistorem R_2 podmínce 4.9. Zesílení oscilátoru je v tomto okamžiku přesně 3.

Ještě nám zbývá určit hodnoty odporu a kapacity Wienova článku. Vedoucím práce byly zvoleny hodnoty $R = 33k\Omega$ a $C = 100nF$. Frekvence kmitů vychází dle 4.6:

$$f_{osc} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 33 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 48,2Hz. \quad (4.10)$$

Na požadavek přesnosti frekvence není kladen důraz. Frekvence bude dále ovlivněna tolerancí parametrů použitých součástek.

4.2 Generátor trojúhelníkového signálu

Skládá se z hysterezního komparátoru a integrátoru. Trojúhelníkový signál vzniká integrací obdélníkového signálu z hysterezního komparátoru.

4.3 PWM Modulátor

Vstupem komparátoru je nízkofrekvenční sinusový signál z oscilátoru a vysokofrekvenční signál z generátoru trojúhelníkových pulzů. Výstupem je obdélníkový signál. Oba signály jsou porovnávány z hlediska okamžité hodnoty napětí. Pokud má v daném okamžiku vyšší napětí signál přivedený na + komparátoru, výstupem je kladné napětí. Pokud má vyšší hodnotu signál přivedený na - komparátoru, výstupem je záporné napětí. Analogový signál jsme tedy pomocí komparátoru převedli na digitální signál. Šířka obdélníkových pulzů se mění a tím dostáváme proměnou střídu [5].

4.4 Buzení

Signál vzniklý v PWM modulátoru je přiveden do samotného buzení tranzistorů, které již zajišťují přímo jejich spínání. Každá větev tranzistorů má svůj vlastní budič a ten je realizován pomocí integrovaného obvodu. Součástí buzení je také nadproudová ochrana, která v případě zjištění přetížení vyše signál do buzení a to následně přeruší spínání tranzistorů a dojde k vypnutí střídače.

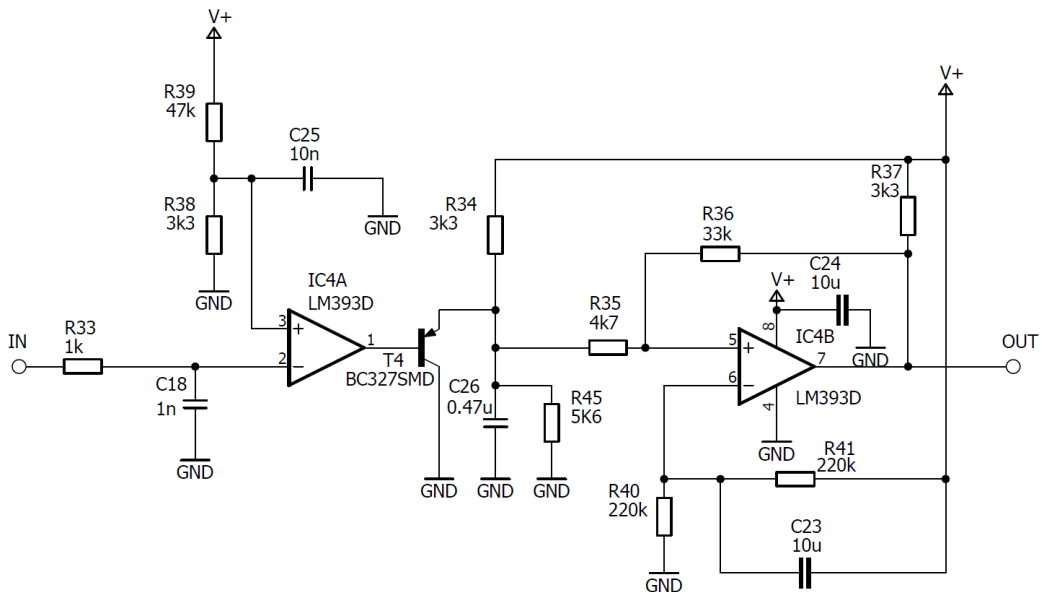
4.5 DC servo

Součástí řídicích obvodů je také DC servo. Je to regulátor zapojený ve zpětné vazbě, který snímá pulzní průběh z komparátoru a eliminuje stejnosměrnou složku, která vzniká tolerancí parametrů použitých součástek a mohla by způsobit u zátěží s vinutím, např. elektromotor nebo transformátor, narůstání odebíraného proudu a přesycování jádra vinutí.

4.6 Nadproudová ochrana

Důležitou součástí řídicích obvodů a celého střídače je nadproudová ochrana, která vybaví při překročení námi stanovené velikosti proudu, která by mohla být pro zařízení destruktivní. Schéma ochrany je uvedeno na obrázku 7.13. Svorka IN slouží pro snímání proudu ze silových obvodů přes bočník a OUT vede do obou budičů.

Napájení je shodné s napájením řídicích obvodů. Rezistory $R38$ a $R39$ tvoří napěťový dělič tak, aby vstupu + operačního zesilovače (dále jen OZ) $IC4A$ bylo referenční napětí 1 V.



Obr. 4.4: Schéma ochrany

4.6.1 Stav bez naproudu

Nejdříve popíšeme situaci v beznadproudovém stavu. Při beznadproudovém provozu je napětí pro $IC4A$ mezi $IN+$ a GND větší než napětí mezi $IN-$ a GND . Zároveň na vstupu OZ $IC4B$ je také napětí na $IN+$ větší než na $IN-$. Napětí na vstupu $IN-$ je zajištěno pomocí děliče napětí skládajícího se z rezistorů $R40$ a $R41$, které mají oba stejnou hodnotu. Tím pádem je zde polovina napájecího napětí. Při napájení 15 V se tedy jedná o napětí 7,5 V. Aby napětí na $IN+$ bylo větší, musí platit podmínka $U > 7,5V$. Za této situace výstup operačního zesilovače je ve stavu vysoké impedance a představuje tedy rozpojený obvod a nemůže být vedena informace o poruše do budičů. Napětí na $IN+$ můžeme spočítat jako napětí mezi rezistorem $R35$ a GND . Takový obvod znázorňuje obrázek 4.5. Potřebujeme vypočítat napětí U . Pro analýzu obvodu nejdříve spočítáme sérioparalelní kombinaci rezistorů $R34$, $R36$, $R37$ a $R38$. Označíme ji jako R_{sp} , pro kterou platí vztah:

$$R_{sp} = \frac{(R_{35} + R_{36} + R_{37}) \cdot R_{34}}{R_{35} + R_{36} + R_{37} + R_{34}} = \frac{(4700 + 33000 + 3300) \cdot 3300}{4700 + 33000 + 3300 + 3300} = 3054\Omega \quad (4.11)$$

Z II. Kirchhoffova zákona pro obvod platí:

$$-U_0 + R_{sp} \cdot I + R_{45} \cdot I = 0 \quad (4.12)$$

Tímto nám vznikne dělič napětí. Zajímá nás napětí na rezistoru R_{45} .

$$U_{R_{45}} = U_0 \cdot \frac{R_{45}}{R_{sp} + R_{45}} = 15 \cdot \frac{5600}{3054 + 5600} = 9,7V \quad (4.13)$$

Dále potřebujeme zjistit napětí na rezistoru R_{35} , pro které platí vztah:

$$U_{R_{35}} = U_{R_{34}} \cdot \frac{R_{35}}{R_{35} + R_{36} + R_{37}} \quad (4.14)$$

Spočítáme $U_{R_{34}}$ jako:

$$U_{R_{34}} = U_0 - U_{R_{45}} = 15 - 9,7 = 5,3V \quad (4.15)$$

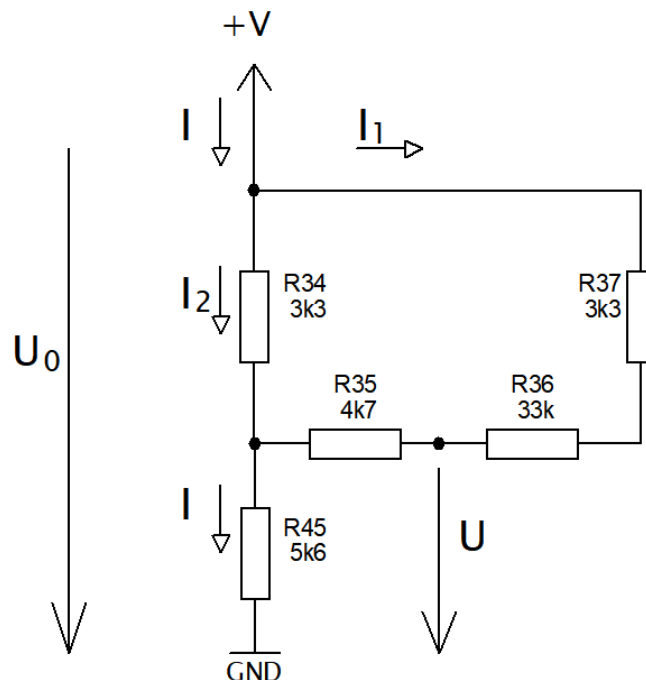
Potom:

$$U_{R_{35}} = 5,3 \cdot \frac{4700}{4700 + 33000 + 3300} = 0,6V \quad (4.16)$$

A nakonec napětí U :

$$U = U_{R_{35}} + U_{R_{45}} = 0,6 + 9,7 = 10,3V \quad (4.17)$$

Vidíme, že je splněna podmínka $U > 7,5V$ a ochrana nebude působit, aniž by došlo k nadproudovému stavu.



Obr. 4.5: Ochrana bez nadproudu

4.6.2 Nadproudový stav

Nadproudový stav nastane, pokud na OZ *IC4A* bude napětí na IN- větší než na IN+. Tím pádem OZ překllopí svůj výstupní stav a na výstupním pinu 1 dojde k propojení s GND. Tranzistor T_4 slouží jako emitorový sledovač. Napětí na přechodu emitor - báze tranzistoru T_4 bude přibližně 0,6 V. Zároveň se kondenzátor C_{26} vybije přes tranzistor T_4 . Opět nás zajímá napětí U . Dle obvodu na obrázku 4.6 pro něj platí:

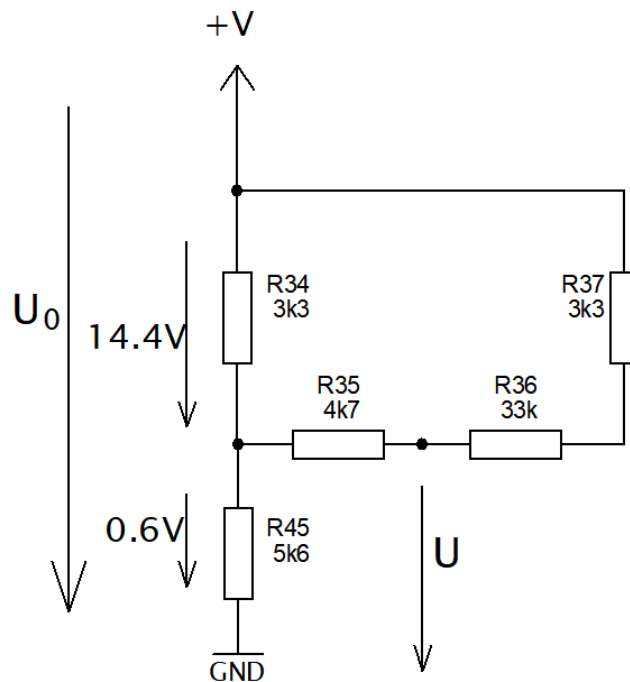
$$U = U_{R_{35}} + U_{R_{45}} \quad (4.18)$$

Pro napětí $U_{R_{35}}$ platí:

$$U_{R_{35}} = U_{R_{34}} \cdot \frac{4700}{3300 + 33000 + 4700} = 1,7V \quad (4.19)$$

Pak tedy:

$$U = 1,7 + 0,6 = 2,3V \quad (4.20)$$



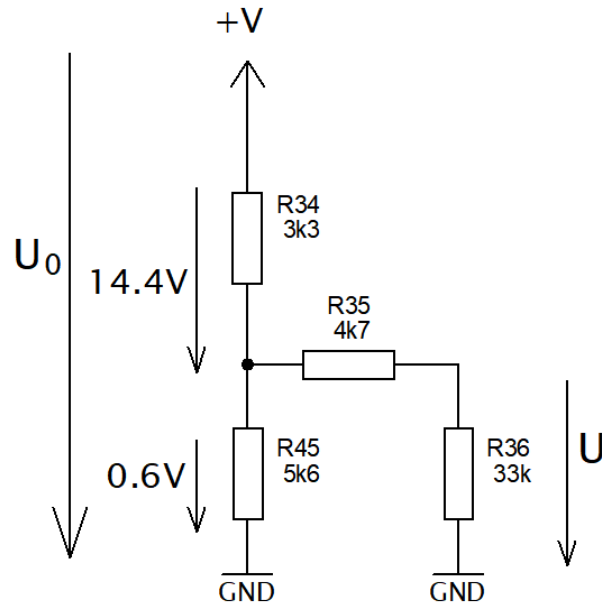
Obr. 4.6: Nadproudový stav

Je tedy jasné, že v tomto případě bude $U < 7,5V$ a tím pádem dojde ke spojení výstupního pinu 7 OZ *IC4B* na zem a zjednodušený obvod ochrany tvořeny rezistory

se dále upraví na konfiguraci znázorňující obrázek 4.7. Napětí U spočítáme jednoduše jako:

$$U = U_{R_{45}} \cdot \frac{R_{36}}{R_{36} + R_{35}} = 0.6 \cdot \frac{33000}{33000 + 4700} = 0,53V \quad (4.21)$$

Vidíme, že při zapůsobení druhého OZ nám napětí ještě pokleslo na 0,53 V na jeho IN+.



Obr. 4.7: Nadproudový stav - pokračování

Celé zapojení funguje jako komparátor s hysterezí, kde hysterezi tvoří rezistor R_{36} . Počáteční blokování ochrany zajišťuje kondenzátor C_{23} .

5 NÁVRH DESKY PLOŠNÉHO SPOJE

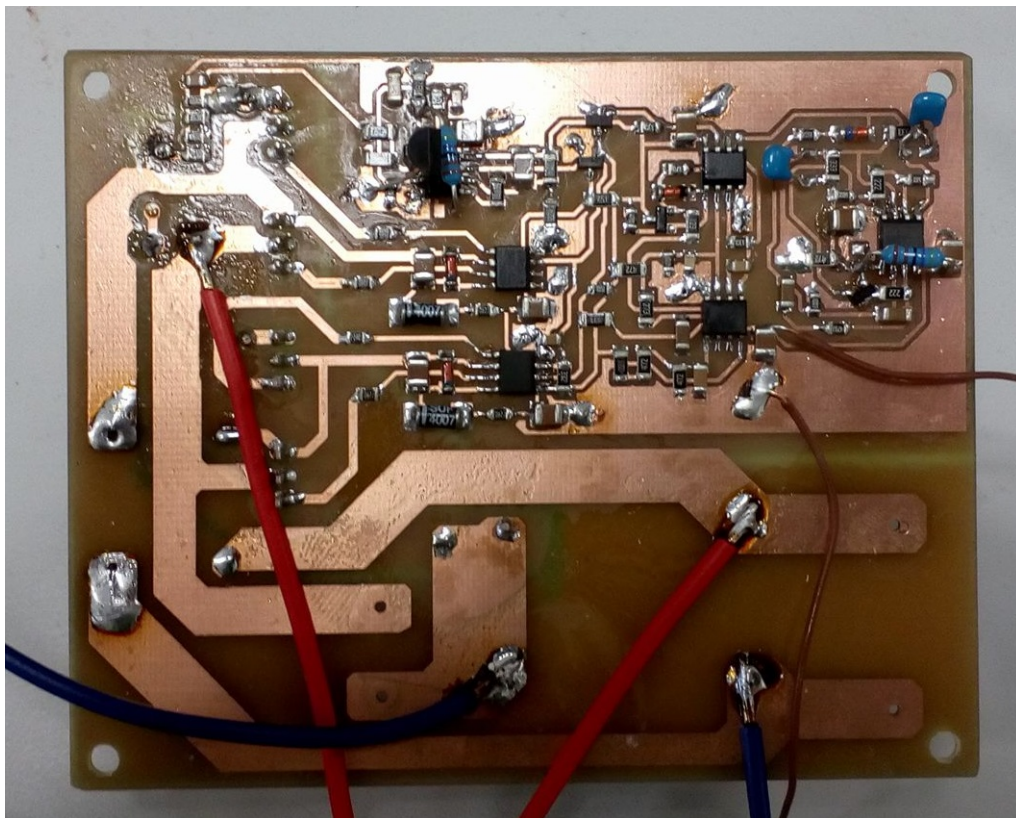
Pro samotnou realizaci zařízení je třeba navrhnout desku plošného spoje. Deska plošného spoje (dále jen DPS), byla navržena v softwaru Eagle. Při návrhu byly použity jak součástky s povrchovou montáží pro řídicí obvody, tak i vývodové součástky především pro silové obvody. Z důvodu možného výskytu rušivého signálu v řídicích obvodech se během návrhu DPS řídíme několika následujícími pravidly:

1. Fyzicky oddělit silové a řídicí obvody.
2. V celé části desky co nejkratší spoje.
3. Dodržovat minimální izolační vzdálenosti mezi spoji. Izolační mezera by měla být minimálně tak široká, jako je šířka spoje.
4. U každého integrovaného obvodu umístit blízko blokovací kondenzátor. Stejně tak v silových obvodech umístit kondenzátor v meziobvodu co nejbližší k tranzistorům.
5. Signál GND silových a řídicích obvodů vést odděleně.

DPS je navržena jako dvouvrstvá, přičemž v horní vrstvě - TOP se nachází součástky pro povrchovou montáž (SMD) a v dolní vrstvě - BOTTOM jsou součástky vývodové. Spoje v silové části jsou tvořeny polygony z důvodu většího výkonového zatížení střídače. Na DPS budou provedeny prokvy pro přivedení signálu GND ze spodní strany desky - BOTTOM, která bude sloužit především k těmto účelům. Na spodní straně DPS bude taktéž veden signál pro silovou zem. Rozměry desky jsou 80x100 mm. Návrh DPS viz příloha.

6 PRAKTICKÁ REALIZACE ZAŘÍZENÍ

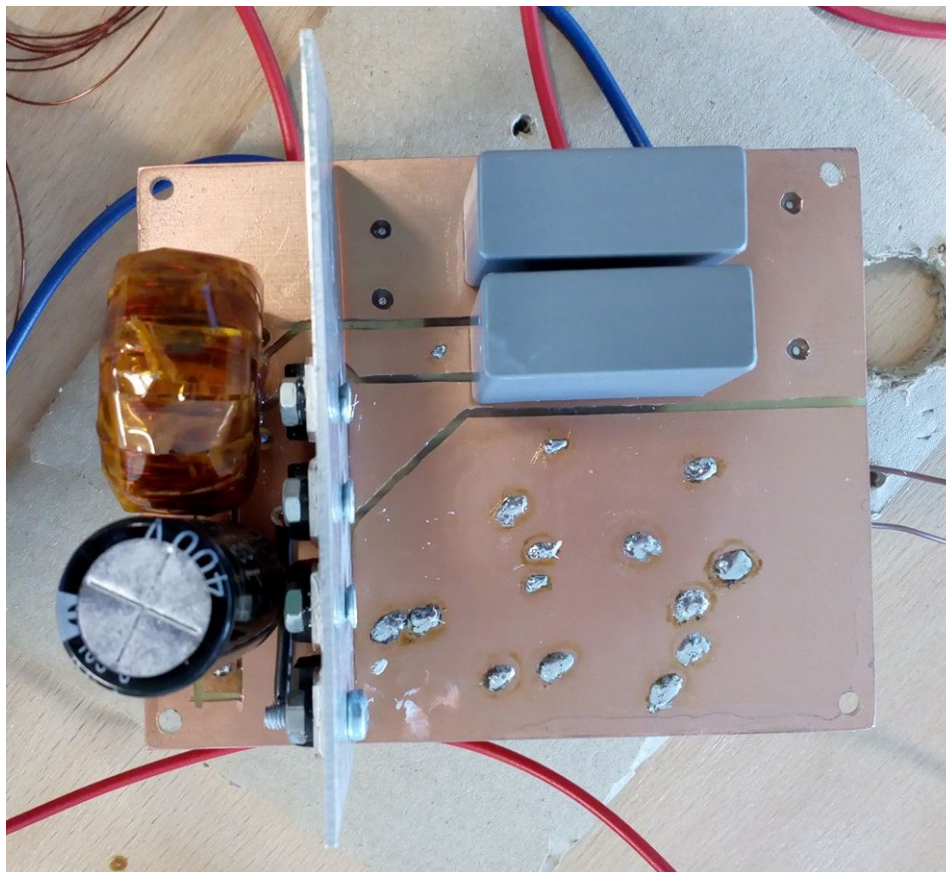
Po dokončeném návrhu přišlo na řadu vyleptání desky plošného spoje ve studentské dílně pomocí chloridu železitého. Deska byla opatřena pájitelným lakem, následně na patřičných místech vyvrtána a prokovená. Potom již následovalo osazování SMD a vývodovými součástkami. Veškeré pájení součástek bylo prováděno ze strany TOP desky. Jako poslední ze součástek byly vyrobeny tlumivky. Jak již bylo zmíněno výše, tlumivku tvoří toroidní jádro a obě vinutí tvoří lakovaný Cu drát o průměru 0.35mm^2 . Nakonec byly ještě připájeny přívodní vodiče pro oživení a ověřovací měření. K zajištění lepšího odvodu tepla jsou výkonové tranzistory IGBT umístěny na chladiči, který tvoří plechová deska o rozměrech 80x40 mm. Tranzistory musí být izolovány od chladiče a oddělení zajišťuje keramická podložka. Velice důležité je také použití teplovodivé pasty mezi tranzistorem a podložkou a mezi podložkou a chladičem. Ta zvyšuje tepelnou vodivost styčných ploch a tím tak zajišťuje lepší odvod tepla.



Obr. 6.1: Hotová deska plošného spoje - TOP

Na obrázku 6.1 je zachycena TOP strana desky. Vývodové součástky, které jsou zde vidět, nekorespondují s návrhem. Byly osazeny při ožívování a slouží pro opra-

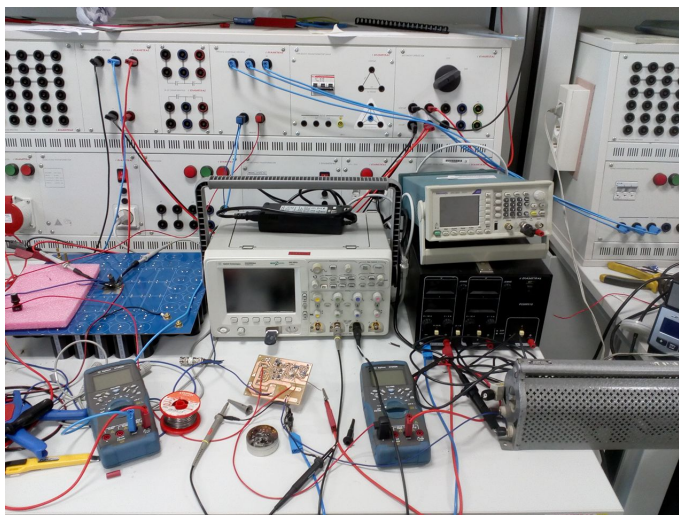
vení chyb vzniklých při návrhu desky a prvotním osazování desky. Na obrázku 6.2 je strana desky s vývodovými součástkami, tedy BOTTOM. DPS byla leptána pouze z jedné strany, izolační mezery polygonů vznikly vybroušením desky brusným kotoučem. Na této straně bylo provedeno pouze pájení prokovů.



Obr. 6.2: Hotová deska plošného spoje - BOTTOM

7 OVĚŘOVACÍ MĚŘENÍ

Po osazení desky plošného spoje bylo potřeba oživit zařízení, odstranit případné chyby při osazování a provést ověřovací měření. Na obrázku 7.1 je zobrazeno měřící pracoviště. Pro napájení silových obvodů střídače byl zvolen šestipulsní usměrňovač s autotransfornátorem pro plynulé nastavení napětí. Jako odporová zátěž byl použit reostat. Řídící obvody byly napájeny zvláště ze zdroje 15V. Dále byly pro měření použity dva multimetry pro měření výstupního napětí a proudu zátěže.



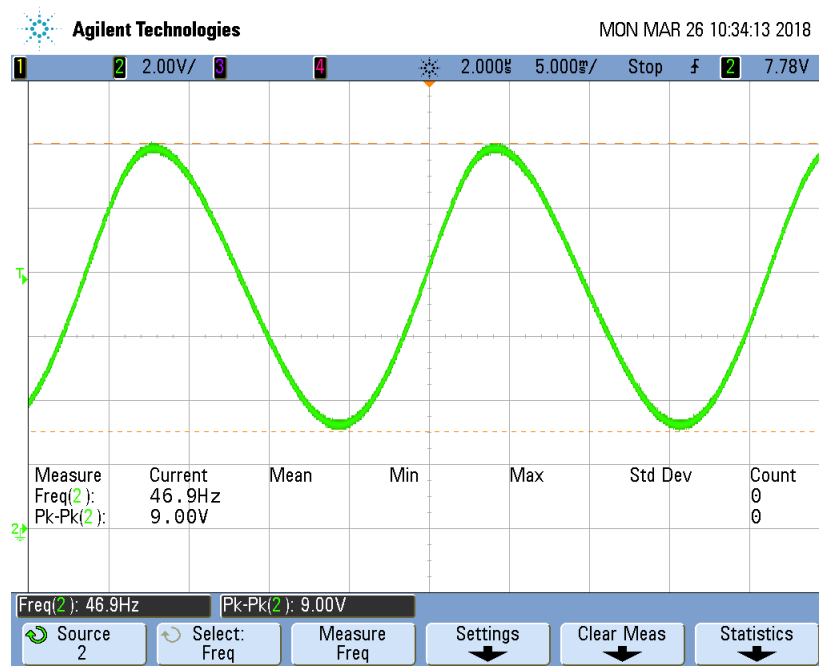
Obr. 7.1: Měřící pracoviště pro ověřovací měření

Nejdříve bylo potřeba ověřit správnou funkci řídicích obvodů střídače. Jako první byl změřen nízkofrekvenční modulační signál z oscilátoru. Jeho průběh je zobrazen na obrázku 7.2. Změřená frekvence tohoto signálu je 47 Hz. Jak již bylo zmíněno výše, požadavek na přesnost frekvence 50 Hz není kritický.

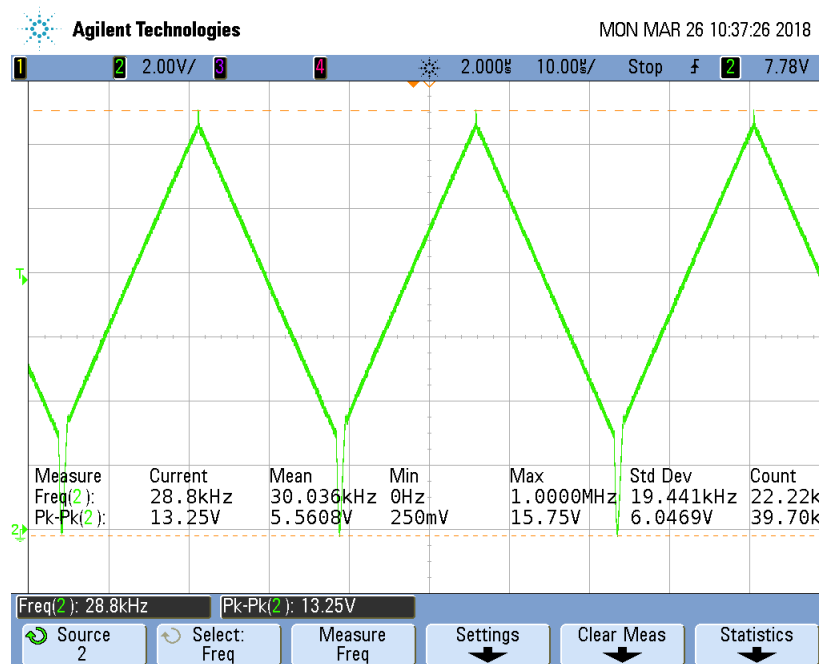
Dále byl změřen signál z generátoru trojúhelníkových pulzů. Jeho průběh uvádí obrázek 7.3.

Následovalo ověření budících signálů. Na obrázku 7.4 je zobrazen zelenou barvou budící signál horního tranzistoru a fialovou barvou budící signál spodního tranzistoru v jedné větvi. Mezi vypnutím jednoho a zapnutím druhého tranzistoru musí být ochranná doba nazývána dead time, aby tranzistor nespínal do zkratu. Detail dead time můžeme vidět na obrázku 7.5. Všechny výše uvedené měření byly provedeny bez napětí v meziobvodu a byly provedeny pro ověření správné funkčnosti řídicích obvodů. Dále následují měření týkající se silových obvodů již s připojeným napětím v meziobvodu.

Následovalo měření naprázdno bez zátěže. Na obrázku 7.6 je zachyceno rozmítání střídny jednoho tranzistoru. Zelená barva znázorňuje napětí u_{ge} a fialová barva napětí



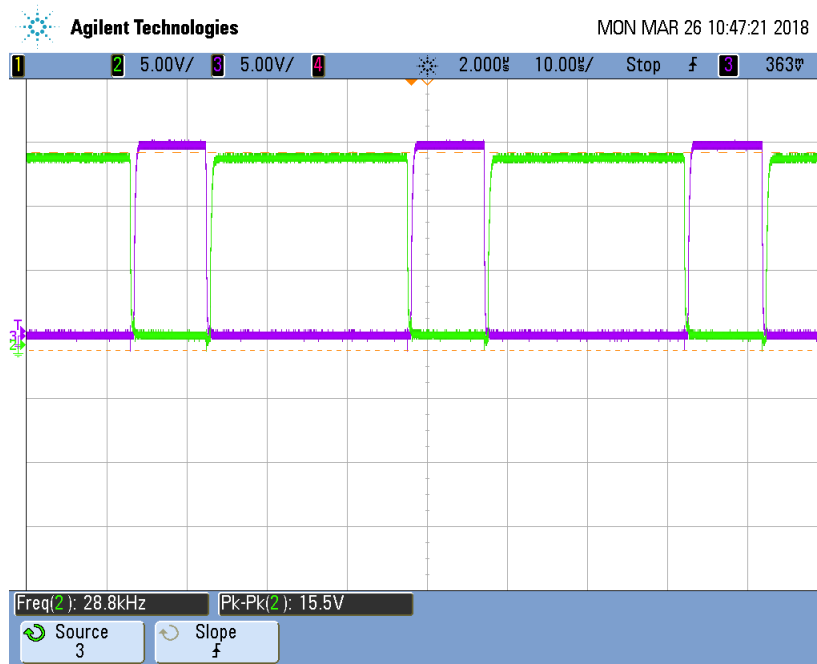
Obr. 7.2: Nízkofrekvenční modulační signál



Obr. 7.3: Trojúhelníkový vysokofrekvenční signál

u_{ce} . Muselo být provedeno ověření, že rozmítání střídý se nachází na každém řídicím vstupu tranzistoru.

Měření naprázdno zahrnuje dále děje při zapínání a vypínání tranzistoru bez



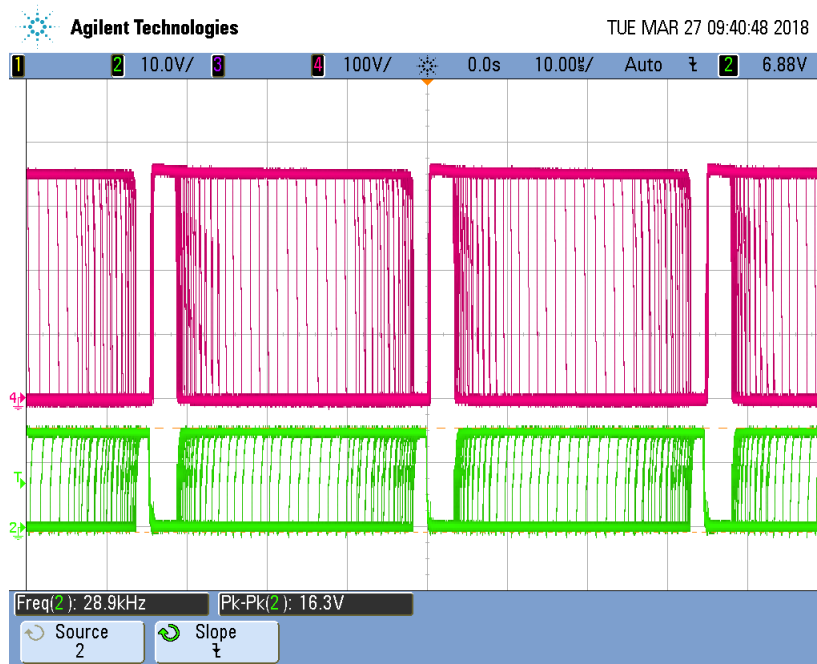
Obr. 7.4: Budící signály na gate IGBT tranzistorů v jedné větvi



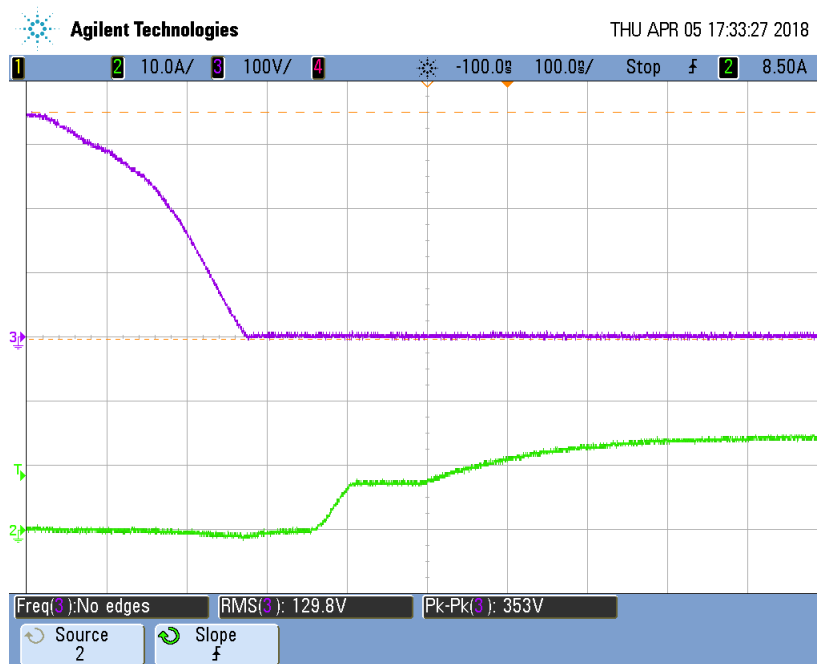
Obr. 7.5: Dead time

proudu uvedených na obrázcích 7.7 a 7.8, kde zelená barva představuje napětí u_{ge} a fialová barva napětí u_{ce}

Jako poslední měření naprázdno bylo změřeno výstupní napětí. Původně dosa-

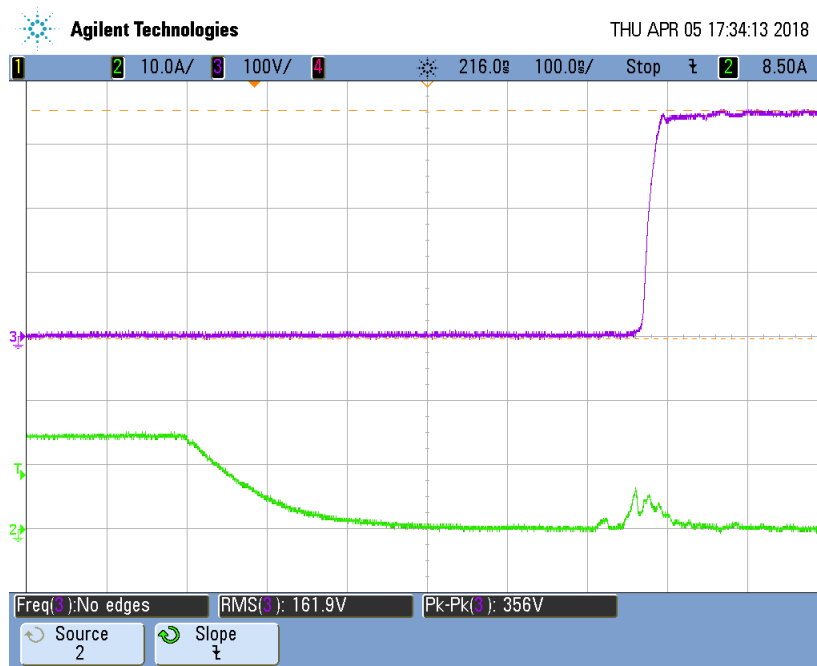


Obr. 7.6: Rozmítání střídý

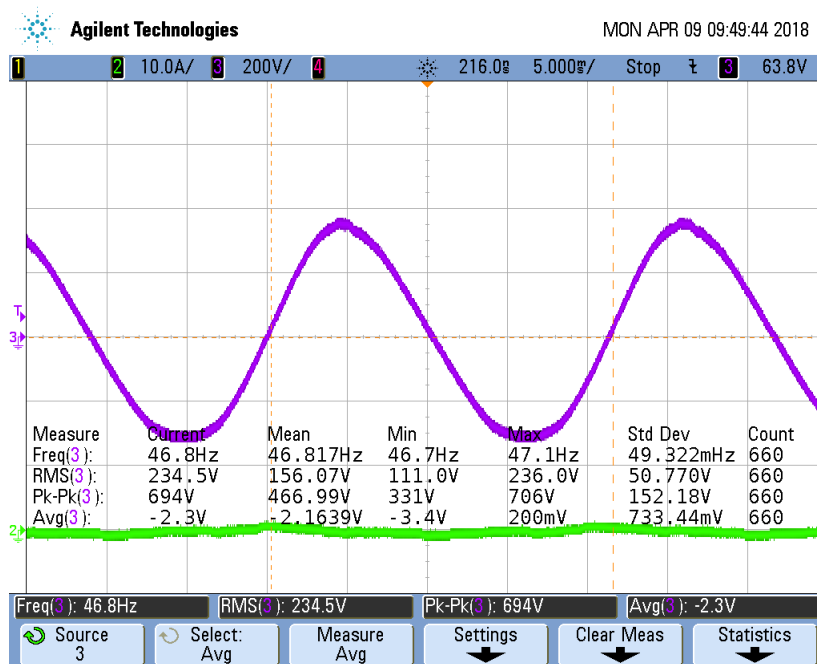


Obr. 7.7: Zapínací děj tranzistoru bez proudu

hovala efektivní hodnota výstupního napětí hodnoty 213 V. Bylo potřeba změnit hodnotu odporu R10 z hodnoty $16k\Omega$ na hodnotu $18k\Omega$. Potom již amplituda na prázdno dosahovala hodnoty 234,5V, viz obrázek 7.9.



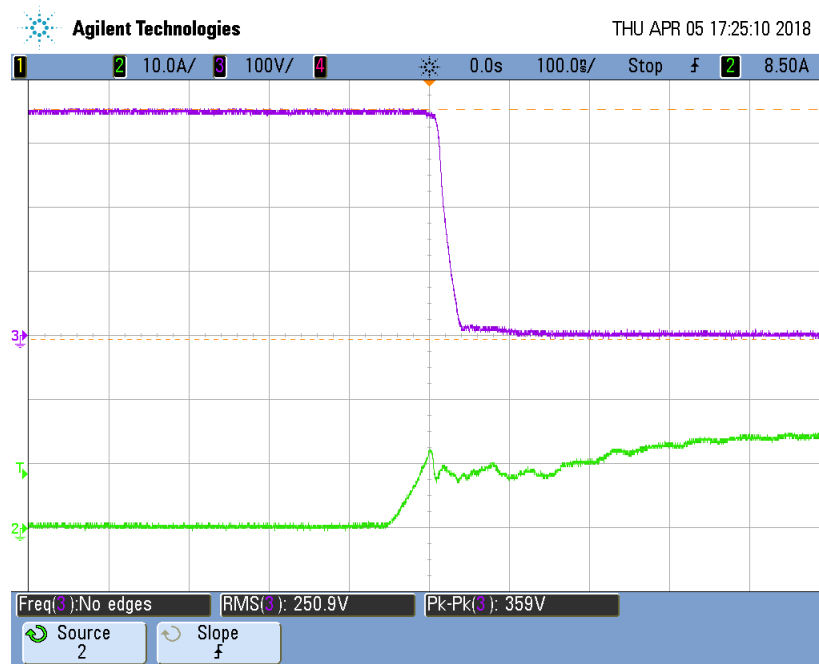
Obr. 7.8: Vypínací děj tranzistoru bez proudu



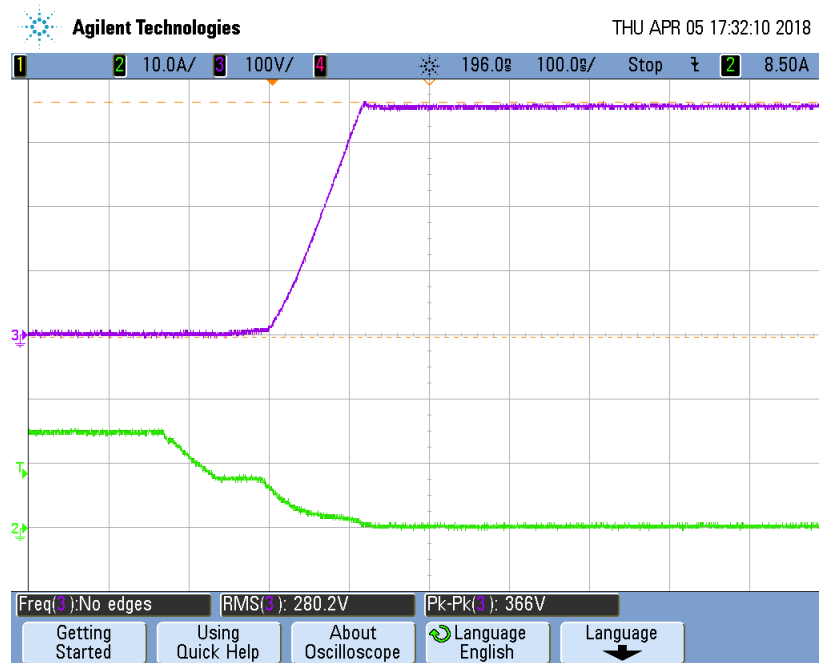
Obr. 7.9: Výstupní napětí naprázdno

Nakonec bylo potřeba provést měření se zátěží. Jako zátěžný proud byl nastaven jmenovitý proud 0,45A. Ty reprezentují obrázky 7.10, 7.11 a 7.12. Význam barev je stejný jako předchozí. Výstupní napětí se zátěží dosahuje efektivní hodnoty napětí

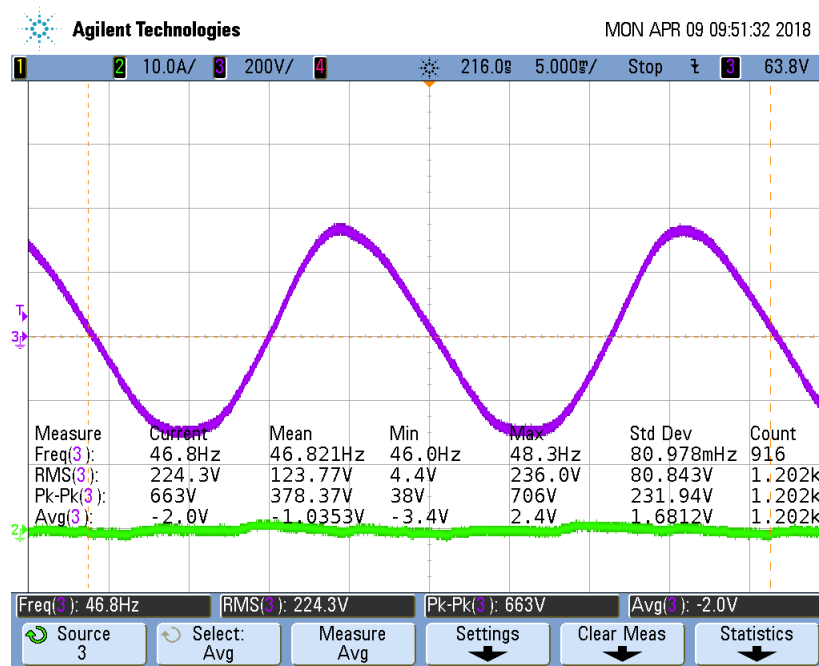
224,3V. Oproti nezatíženému stavu tedy pokleslo o 10,2V.



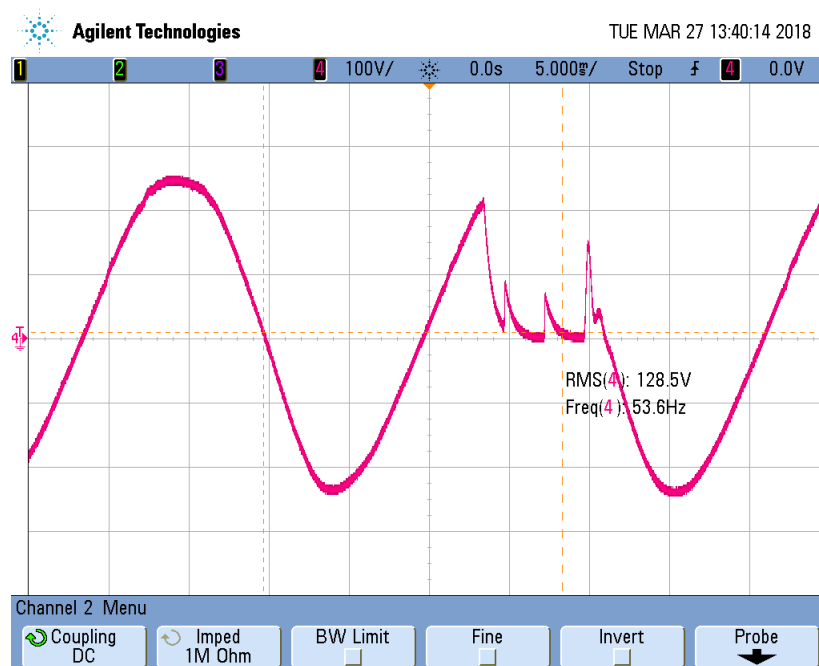
Obr. 7.10: Zapínací děj pod proudem



Obr. 7.11: Vypínací děj pod proudem



Obr. 7.12: Vstupní napětí se zátěží 0,45A



Obr. 7.13: Zapůsobení ochrany

Během ověřovacích měření bylo také zachyceno zapůsobení ochrany uvedené na obrázku 7.13. Toto působení bylo nežádoucí a docházelo k němu již při velmi malém zatížení a proto musela být ochrana přestavěna. Rezistor R_{33} z původní hodnoty

1000 Ω byl změněn na 100 Ω , $C18$ původně z 1nF na 100nF. Dále k rezistoru $R38$ přibyl paralelně kondenzátor $C28 = 100\text{nF}$ a kondenzátor $C19$ změněn z 100nF na 2,2 μF , navíc byl fyzicky přesunut na DPS blíže k ochraně z důvodu možného rušení. Od změny nebyla ochrana testována ani nepůsobila chybně.

Po ověřovacích měřeních proběhla zkouška oteplení po dobu 15 minut při jmenovitém proudu, teploty byly v přípustných mezích.

8 ZÁVĚR

V této práci jsou shrnuty základní poznatky ohledně jednofázového DC/AC střídače se zdánlivým výkonem $S = 60\text{VA}$, vstupním stejnosměrným napětím 350 V a efektivní hodnotou střídavého harmonického výstupního napětí $U_{ef} = 230\text{V}$ s frekvencí $f = 50\text{Hz}$. Dále je zde obsaženo dimenzování silových obvodů, návrh řídicích obvodů, praktická realizace střídače a ověřovací měření.

Jako topologie střídače byl vybrán H -můstek se čtyřmi tranzistory IGBT STGP5H60DF, které již obsahují antiparalelní diody. Dimenzování silových obvodů bylo provedeno pro odporovou zátěž při výstupním výkonu $P_2 = 100\text{W}$. V meziobvodu je dimenzován kondenzátor o kapacitě $C = 100\mu\text{F}$ z hlediska dodání potřebného elektrického náboje do střídače. Celkové ztráty jednoho tranzistoru při vedení a přepínání byly stanoveny jako $P_{celk} = 0.68\text{W}$. Podle maximálního dovoleného zvlnění výstupního proudu a potlačení vysokofrekvenčního rušení byl navržen výstupní LC filtr skládající se ze dvou stejných indukčností na jednom jádře a dvou stejných kapacit: $L_1 = L_2 = 3,68\text{mH}$ a $C_1 = C_2 = 2,2\mu\text{F}$.

Práce se dále zabývala řídicími obvody. Podrobněji je zpracována problematika oscilátoru. Jedná se o zapojení neinvertujícího operačního zesilovače s Wienovým článkem ve zpětné vazbě. Frekvence výstupního signálu z oscilátoru vzhledem k použitým součástkám je $f_{osc} = 48,2\text{Hz}$. Na požadavek pro přesnou frekvenci 50Hz není kladen důraz. Řízení tranzistorů je bipolární a je uskutečněno pomocí pulsní šířkové modulace. Pracovní frekvence tranzistorů byla zvolena 30kHz . Pro případ výskytu nadproudů větších než jmenovitá hodnota výstupního proudu je zařízení vybaveno nadproudovou ochranou. Její funkce nebyla v konečné podobě testována.

Dle návrhu proběhlo zhotovení technické dokumentace v softwaru Eagle, podle které bylo zařízení vyrobeno, oživeno a odzkoušeno. Nejdříve byla ověřena správnost fungování řídicích obvodů a spínání tranzistorů, poté proběhlo ověření výstupních parametrů. Při chodu naprázdno dosahovalo výstupní napětí hodnoty 235V . Při zatížení jmenovitým proudem $0,45\text{A}$ výstupní napětí pokleslo na hodnotu 225V . Vidíme, že napětí se pohybuje přibližně $\pm 5\text{V}$ symetricky kolem efektivní hodnoty napětí 230V , kterou jsme při návrhu respektovali. Ověřili jsme tedy správnost výstupního napětí naprázdno i při zatížení. Velikost výstupního napětí není nijak zpětnovazebně regulována. Spoléhá se na to, že napětí je úměrné střídě. Regulován je tedy pouze nízkofrekvenční modulační signál oscilátoru pomocí regulátoru amplitudy. Taktéž jsme měření ověřili správnost výstupní frekvence, která byla změřena jako 47Hz . Zařízení vyhovělo oteplovací zkoušce polovodičových prvků a tlumivky při jmenovitém proudu během 15 minut. Střídač slouží pouze jako vývojový funkční vzorek na Ústavu výkonové elektrotechniky a elektroniky na VUT v Brně a postupem času může být dále přetvářen.

LITERATURA

- [1] PAVELKA, J., ČEŘOVSKÝ, Z., LETTL, J.: *Výkonová elektronika*. Vyd. 3., přeprac. Praha: Nakladatelství ČVUT, 2007. 227 s. ISBN 978-80-01-03626-6.
- [2] PATOČKA, M., VOREL, P.: *Řídící elektronika - pasivní obvody. 1.díl*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2004. 106 s.
- [3] PATOČKA, M.: *Výkonová elektronika BVEL. 1. část - usměrňovače, střídavé měniče napětí*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2010. 140 s.
- [4] PATOČKA, M.: *Magnetické jevy a obvody ve výkonové elektronice, měřicí technice a silnoproudé elektrotechnice*. V Brně: VUTIUM, 2011. ISBN 978-80-214-4003-6.
- [5] PATOČKA, M.: *Vybrané statě z elektroniky - Svazek II Pulsní měniče bez transformátoru*. El. skriptum FEKT VUT Brno. 2005. 109 s.
- [6] ANDREA RONEŠOVÁ: *Oscilátor s Wienovým článkem*. [online]. [cit. 2017-12-21]. Dostupné z: <http://home.zcu.cz/~ronesova/index.php?menuitem=aes_mwg>.
- [7] SEMIC TRADE S.R.O.: Datasheet práškového toroidního jádra *Ljf T106-S-125A BK&KD* [online]. [cit. 2017-12-21]. Dostupné z: <<http://www.semic.cz>>.
- [8] STMikroelectronics: Datasheet IGBT *STGP5H60DF* [online]. [cit. 2017-12-21]. Dostupné z: <<http://www.st.com>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

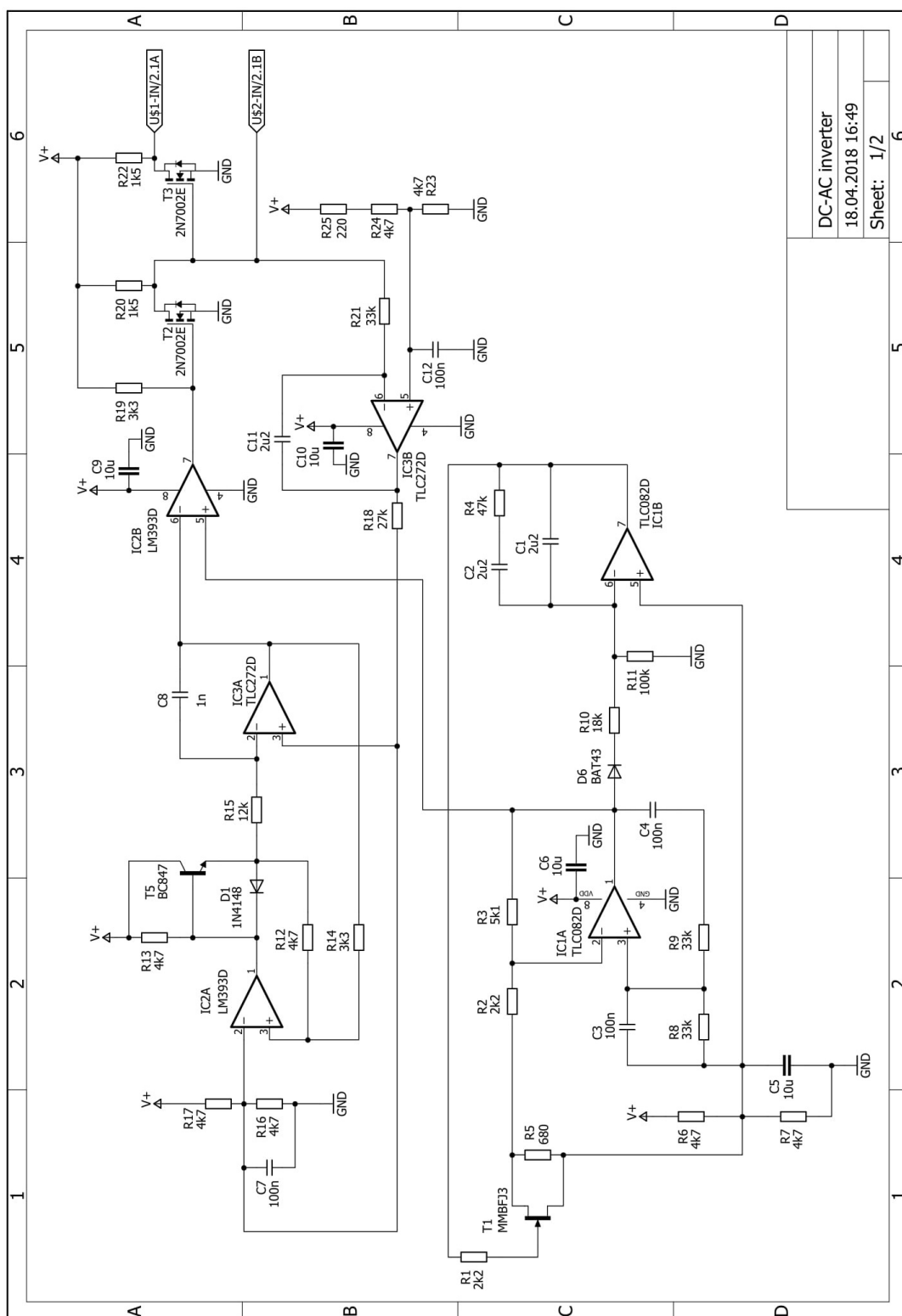
AC	Alternating Current
DC	Direct Current
DPS	Deska plošného spoje
GND	Ground, nulový potenciál
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
OZ	Operační zesilovač
PWM	Pulse Width Modulation
SMD	Surface mount device
UPS	Uninterruptible Power Supply
A_L	Konstanta jádra
B_{max}	Maximální hodnota magnetické indukce
C	Elektrická kapacita
d	Průměr jádra tlumivky
E_{off}	Amplituda ztrátové energie při vypínání tranzistoru
E_{on}	Amplituda ztrátové energie při zapínání tranzistoru
$E_{stř}$	Střední hodnota přepínacích ztrát
f	Frekvence
I_{ef}	Efektivní hodnota výstupního proudu
I_{cmax}	Maximální dovolený proud tranzistorem
I_{max}	Maximální hodnota výstupního proudu
$I_{stř}$	Střední hodnota proudu tranzistoru
$I_{Tstř}(t)$	Časově proměnná střední hodnota proudu tranzistoru
I_z	Proud zátěže
J	Proudová hustota
J_{max}	Dovolená proudová hustota
K_u	Přenos operačního zesilovače
k_{cu}	Činitel plnění jádra
L	Indukčnost
P_{celk}	Celkové ztráty jednoho tranzistoru
$P_{př}$	Ztráty přepínáním
P_{ved}	Ztráty vedením
$P_{výst}$	Výstupní výkon
$p_1(t)$	Okamžitý vstupní výkon
$p_2(t)$	Okamžitý výstupní výkon
Q	Elektrický náboj
R	Elektrický odpor
S	Plocha jádra tlumivky

S_{okna}	Plocha kruhového otvoru jádra tlumivky
$S_{Cu,celk}$	Průřez vodivého materiálu
s	Střída tranzistoru
t	Čas
t_{zap}	Doba zapnutí tranzistoru
U_{CE}	Napětí mezi kolektorem a emitorem tranzistoru
U_{CESat}	Saturační napětí tranzistoru
U_d	Napětí v meziobvodu
U_{ef}	Efektivní hodnota výstupního napětí
U_m	Amplituda výstupního napětí
U_z	Střední hodno napětí na zátěži
$u(t)$	Okamžitá hodnota napětí na zátěži
W_{off}	Ztrátová energie při vypínání tranzistoru
W_{on}	Ztrátová energie při zapínání tranzistoru
β_u	Přenos Wienova článku
ΔI	Maximální dovolené zvlnění proudu
ΔU	Maximální dovolené zvlnění napětí
φ	Fázový úhel
ω	Úhlová rychlost

SEZNAM PŘÍLOH

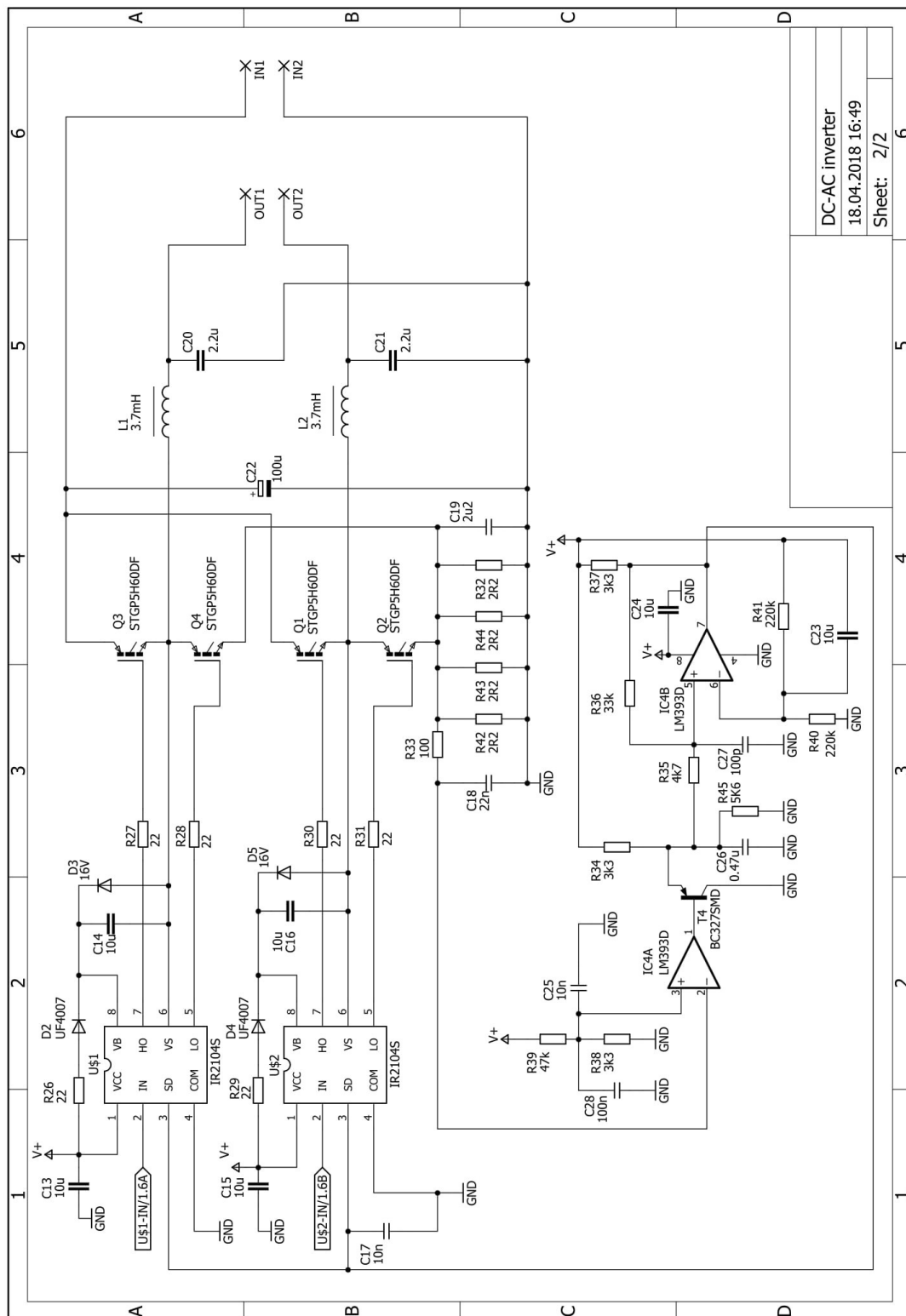
A Schéma řídicích obvodů	47
B Schéma silových obvodů a ochrany	48
C DPS ze strany TOP	49
D DPS ze strany BOTTOM	50
E Umístění součástek - TOP	51
F Umístění součástek - BOTTOM	52
G Seznam součástek	53
H Navíjecí předpis	55

A SCHÉMA ŘÍDÍCÍCH OBVODŮ



Obr. A.1: Schéma řídicích obvodů

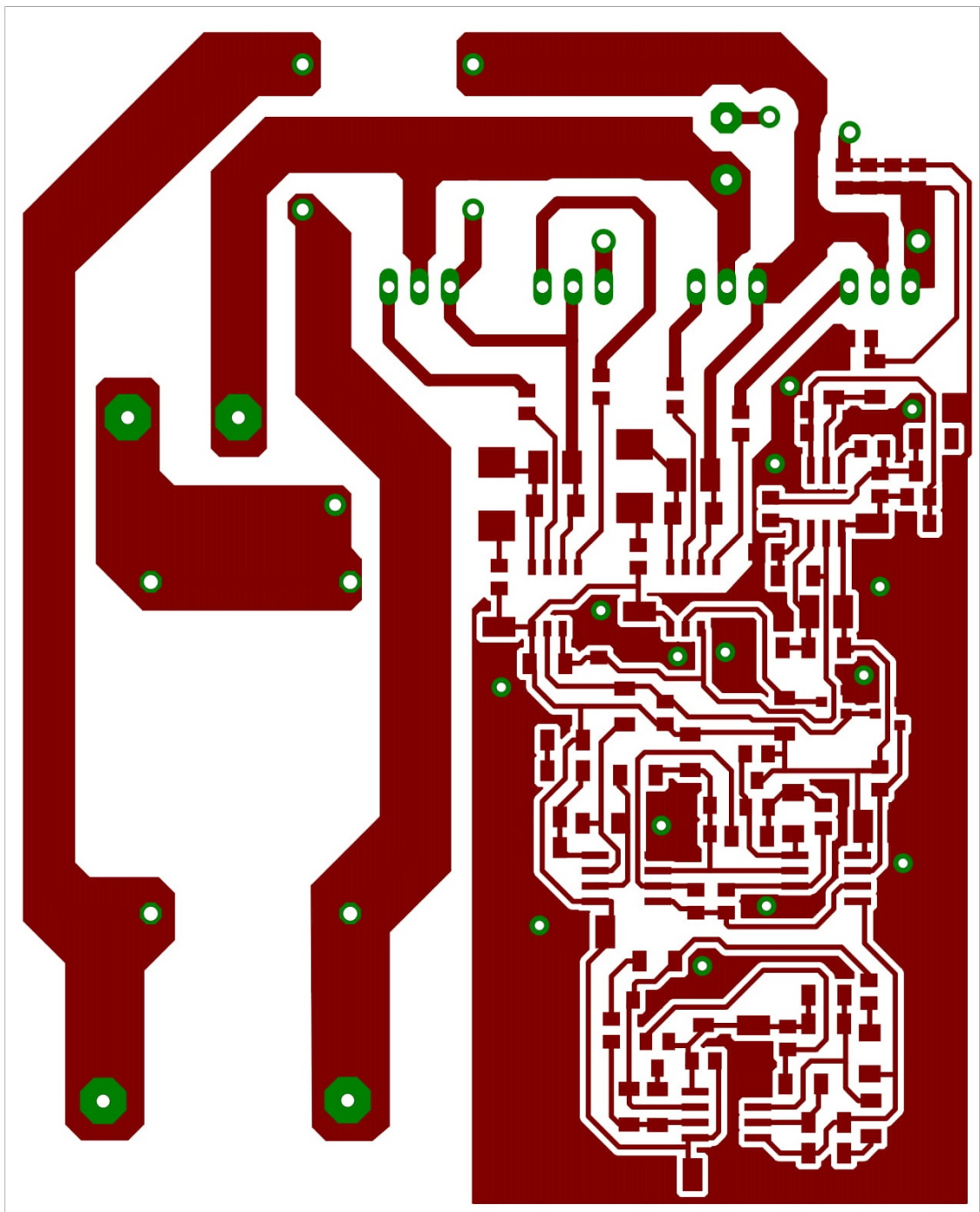
B SCHÉMA SILOVÝCH OBVODŮ A OCHRANY



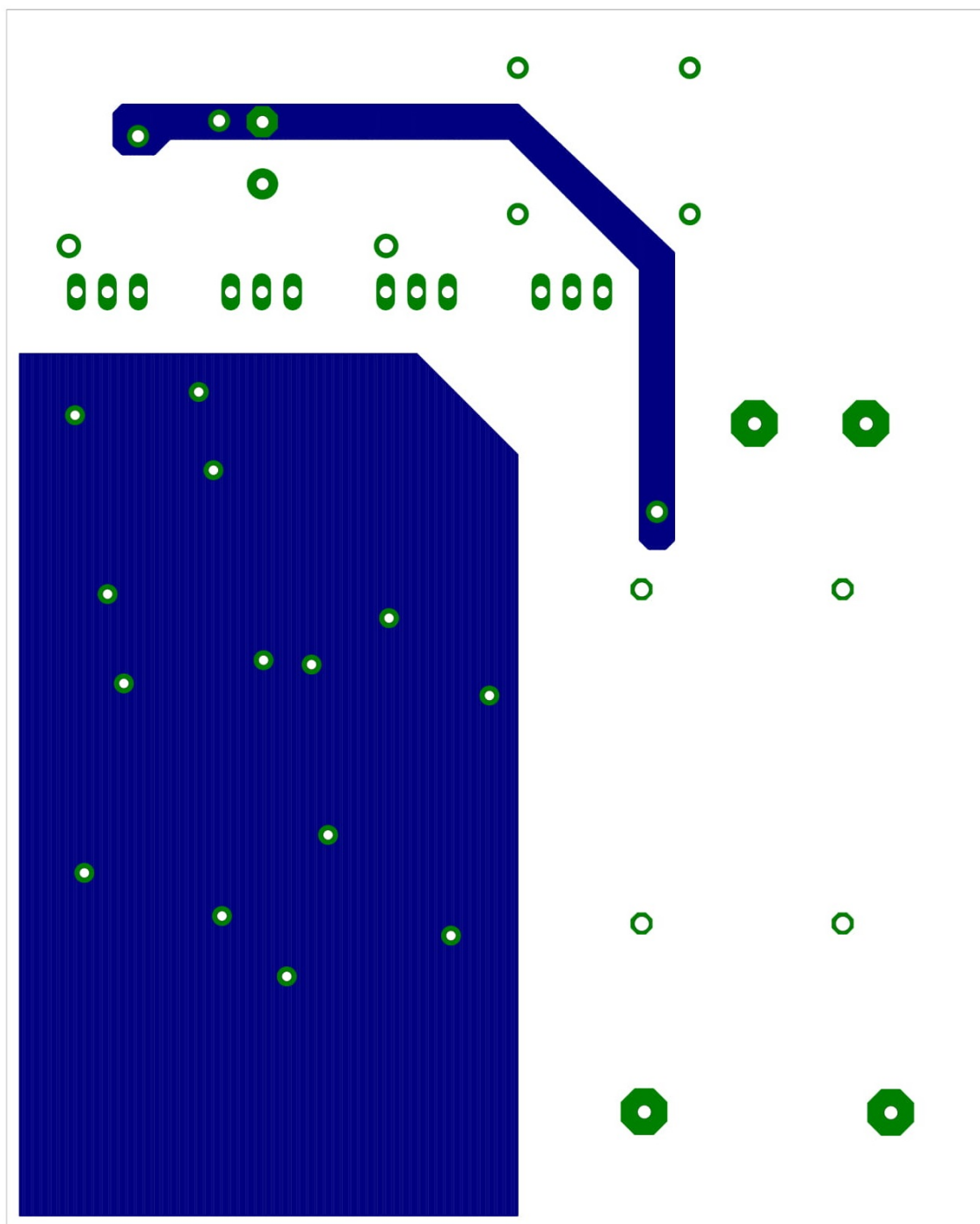
DC-AC inverter
 18.04.2018 16:49
 Sheet: 2/2

Obr. B.1: Schéma buzení, silových obvodů a ochrany

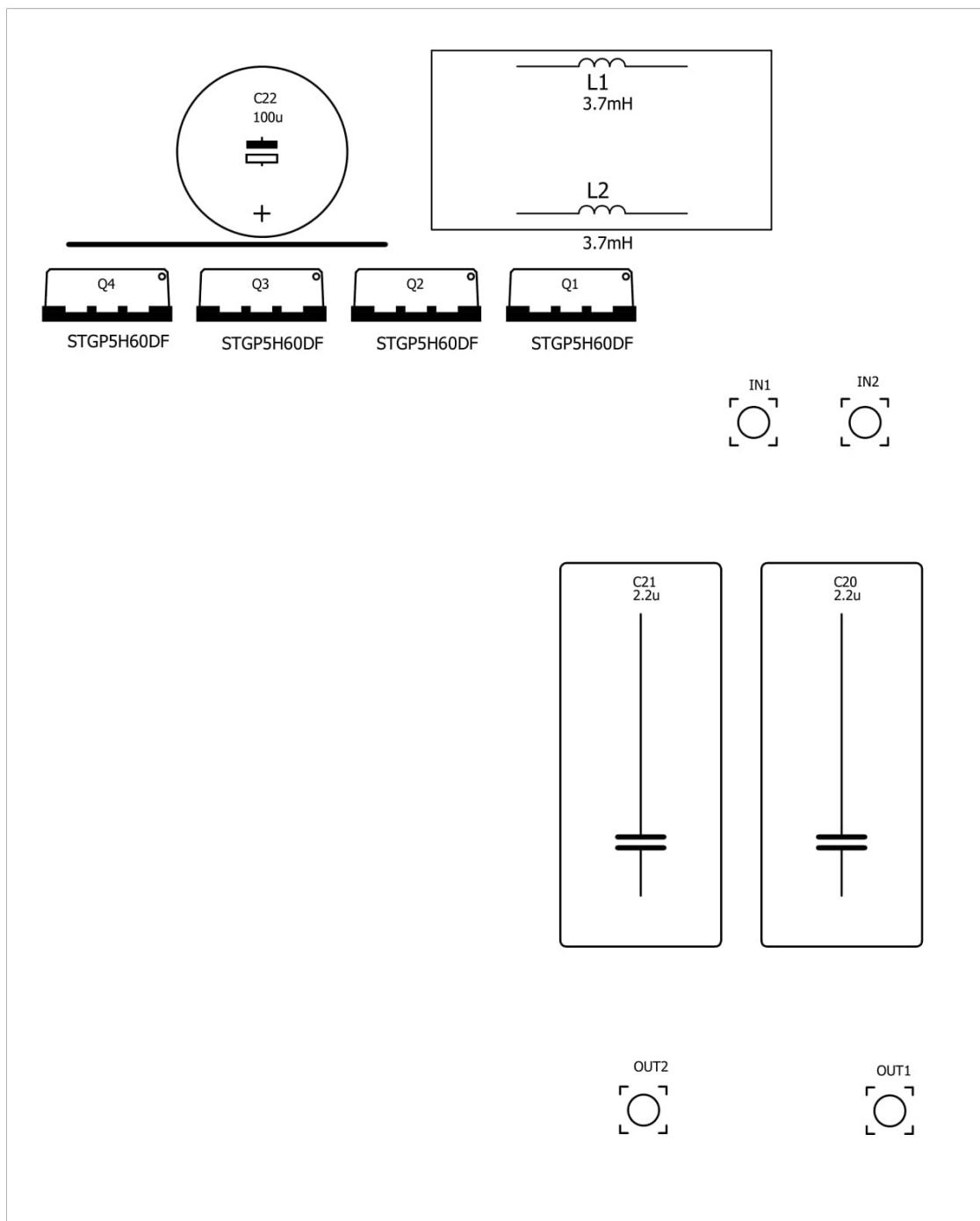
C DPS ZE STRANY TOP



D DPS ZE STRANY BOTTOM



F UMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK - BOTTOM



G SEZNAM SOUČÁSTEK

Součástka	Hodnota	Pouzdro
C1	2u2	1206
C2	2u2	1206
C3	100n	1206
C4	100n	1206
C5	10u	C1210
C6	10u	C1210
C7	100n	805
C8	1n	805
C9	10u	C1210
C10	10u	C1210
C11	2u2	1206
C12	100n	1206
C13	10u	C1210
C14	10u	C1210
C15	10u	C1210
C16	10u	C1210
C17	10n	805
C18	22n	1206
C19	2u2	805
C20	2.2u	34X316 C275-134X316
C21	2.2u	34X316 C275-134X316
C22	100u	-13 E5-13
C23	10u	C1210
C24	10u	C1210
C25	10n	805
C26	0.47u	1206
C27	100p	805
C28	100n	805
D1	1N4148	IMELF MINIMELF
D2	UF4007	F-MLL41 MELF-MLL41
D3	16V	IMELF MINIMELF
D4	UF4007	F-MLL41 MELF-MLL41
D5	16V	IMELF MINIMELF
D6	BAT43	IMELF MINIMELF
IC1	TLC082D	SO08
IC2	LM393D	SO08
IC3	TLC272D	SO08
IC4	LM393D	SO08
IN1		3,81/1,1
IN2		3,81/1,1
L	3.7mH	TLUMIVKA
OUT1		3,81/1,1
OUT2		3,81/1,1
Q1	TGP5H60D	AV TO220AV
Q2	TGP5H60D	AV TO220AV
Q3	TGP5H60D	AV TO220AV
Q4	TGP5H60D	AV TO220AV

Součástka	Hodnota	Pouzdro
R1	2k2	1206
R2	2k2	1206
R3	5k1	1206
R4	47k	805
R5	680	805
R6	4k7	805
R7	4k7	1206
R8	33k	1206
R9	33k	1206
R10	18k	805
R11	100k	805
R12	4k7	805
R13	4k7	805
R14	3k3	805
R15	12k	1206
R16	4k7	805
R17	4k7	1206
R18	27k	1206
R19	3k3	805
R20	1k5	805
R21	33k	1206
R22	1k5	1206
R23	4k7	1206
R24	4k7	1206
R25	220	1206
R26	22	805
R27	22	805
R28	22	805
R29	22	805
R30	22	805
R31	22	805
R32	2R2	805
R33	100	1206
R34	3k3	805
R35	4k7	805
R36	33k	1206
R37	3k3	1206
R38	3k3	805
R39	47k	805
R40	220k	1206
R41	220k	1206
R42	2R2	805
R43	2R2	805
R44	2R2	805
R45	5K6	1206

H NAVÍJECÍ PŘEDPIS

Pro realizaci cívky byly zvoleny následující parametry:

Vinutí	Počet závitů	Materiál vodiče	Průměr vodiče	Počet vrstev
L_1	150	Cu L	0,35mm	2
L_2	150	Cu L	0,35mm	3

Jako jádro byl zvolen toroid $LjfT106 - S - 125ABK KD$ s následujícími parametry dle [7]:

A_L	Materiál	Vnitřní průměr	Vnější průměr	Tloušťka	S_{okna}
$157nH/N^2$	125μ	14,1mm	27,7mm	11,99mm	$0,654cm^2$

Začneme vinutím L_1 . Vinout budeme téměř po celém obvodu toroidního jádra. Mezi začátkem a koncem první vrstvy necháme asi 5 mm izolační mezeru. V první vrstvě bude 90 závitů. Budeme pokračovat druhou vrstvou, kterou budeme vinout směrem zpět přes první vrstvu. V této vrstvě bude 60 závitů. Každou vrstvu izolujeme izolační páskou. Druhé vinutí L_2 budeme začínat na stejném místě jako vinutí L_1 . Musíme dbát, aby obě vinutí byla vinuta stejným směrem. První vrstvu vineme opět až na konec obvodu jádra s tím, že respektujeme izolační mezeru. Z důvodu již zaplněného jádra tato vrstva obsahuje 70 závitů. Druhou vrstvu vineme opět až na začátek vinutí L_2 . Ta obsahuje 50 závitů. Poslední třetí vrstva obsahuje zbývajících 30 závitů.