

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

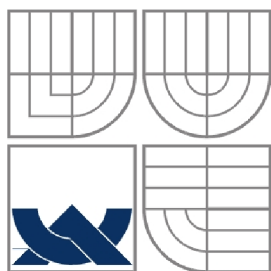
ŘÍDICÍ JEDNOTKA PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ TRANZISTOROVÝ PULZNÍ MĚNIČ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

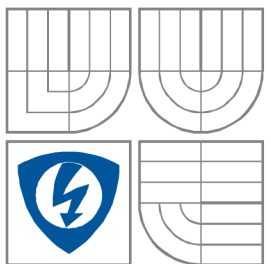
Bc. Martin Poštołka

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC
ENGINEERING

ŘÍDICÍ JEDNOTKA PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ TRANZISTOROVÝ PULZNÍ MĚNIČ

TRANSISTOR PULSE INVERTER WITH AC/ DC MODULATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

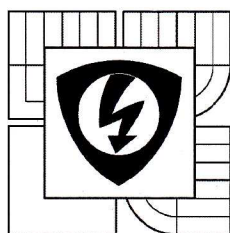
Bc. Martin Poštolka

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka, Ph.D.

BRNO, 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika

Student: Bc. Martin Poštolka

Ročník: 2

ID: 86659

Akademický rok: 2011/12

NÁZEV TÉMATU:

Řídicí jednotka pro čtyřkvadrantový tranzistorový pulzní měnič

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Navrhněte kompletní obvodové zapojení a desku plošných spojů obvodů generujících řídicí signály pro IGBT tranzistory s možností stejnosměrné i sinusové modulace.
2. Navrhněte vhodné budicí obvody pro tyto tranzistory.
3. Řídicí obvody realizujte a oživte.
4. Proveďte měření na čtyřkvadrantovém měniči a vyhodnoťte výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 21.9.2011

Termín odevzdání: 21.5.2012

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

Konzultanti diplomové práce:

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

Diplomová práce je zaměřena na návrh a realizaci přípravku řízení čtyřkvadrantového tranzistorového pulzního měniče s IGBT tranzistory. Konečný návrh zahrnuje unipolární a bipolární řízení, možnost volby stejnosměrné nebo střídavé modulace.

Abstract

This work focuses on the proposal and realization of a device for driving a four-quadrant bridge converter with IGBT transistors. The final proposal includes unipolar and bipolar drive, choice between direct or alternative modulation.

Klíčová slova

čtyřkvadrantový měnič; řízení měniče; budiče Concept; generátor sinus; generátor trojúhelník; komparátor; integrátor; operační zesilovač

Keywords

four-quadrant bridge convertor, drive convertor, gate driver Concept , sin wave generation, triangle wave generation, comparator, operational amplifier, duty cycle

Bibliografická citace

POŠTOLKA, M. Řídicí jednotka pro čtyřkvadrantový tranzistorový pulzní měnič. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012. 69 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma řídicí jednotka pro čtyřkvadrantový tranzistorový pulzní měnič jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího 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.

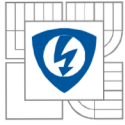
Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne Podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Petru Procházkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne Podpis autora



Obsah

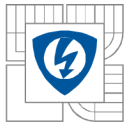
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	9
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	10
ÚVOD	11
1 PULSNÍ MĚNIČE DC/DC BEZ TRANSFORMÁTORU	11
1.1 PRINCIPY A UŽITÍ PULSNÍCH MĚNIČŮ	11
1.2 ROZDĚLENÍ PULZNÍCH MĚNIČŮ DLE PRACOVNÍCH KVADRANTŮ.....	12
1.3 PULSNÍ MĚNIČ PRACUJÍCÍ V PRVNÍM KVADRANTU, STEP-DOWN	15
1.3.1 MĚNIČ PRACUJÍCÍ V REŽIMU SPOJITÝCH PROUDŮ	18
1.3.2 REŽIM PŘERUŠOVANÝCH PROUDŮ, VÝPOČET ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY	20
1.4 PULZNÍ MĚNIČ ZVYŠUJÍCÍ NAPĚTÍ STEP-UP.....	23
1.5 MĚNIČ PRACUJÍCÍ VE VŠECH ČTYŘECH KVADRANTECH.....	25
1.6 NAPĚŤOVÉ A PROUDOVÉ DIMENZOVÁNÍ POLOVODIČŮ	25
2 DRUHY ŘÍZENÍ MĚNIČE.....	27
2.1 ŘÍZENÍ ČTYŘKVADRANTOVÉHO STEJNOSMĚRNÉHO MĚNIČE	27
2.1.1 BIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ.....	27
2.1.2 UNIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ	28
2.1.3 ROZDÍL MEZI ŘÍZENÍM UNIPOLÁRNÍ A BIPOLÁRNÍM.....	30
2.2 PRINCIP PULZNÍ ŠÍRKOVÉ MODULACE.....	31
3 PWM GENERÁTOR PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ.....	32
3.1 KOMPARÁTOR.....	32
3.2 GENERÁTOR PILOVITÉHO SIGNÁLU	34
3.2.1 KOMPARÁTOR S HYSTEREZÍ	34
3.2.2 INTEGRÁTOR	35
3.3 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU.....	37
3.4 GENERÁTOR SINUSOVÉHO SIGNÁLU	38
3.5 NÁVRH A REALIZACE PWM GENERÁTORU PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ MŮSTEK	39
3.6 VÝPOČET KONKRÉTNÍCH SOUČÁSTEK	41
4 BUDICÍ OBVODY TRANZISTORŮ.....	42
4.1 VLASTNOSTI BUDIČE	42
4.2 BUDIČE BEZ GALVANICKÉHO ODDĚLNÍ.....	43
4.3 BUDIČE S GALVANICKÝM ODDĚLENÍM	44
4.4 BUDIČ PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ	46
5 ZÁVĚR.....	48
LITERATURA	49
PŘÍLOHA P1	50



PŘÍLOHA P2	51
PŘÍLOHA P3	52
PŘÍLOHA P4	53
PŘÍLOHA P5	54

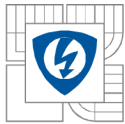
SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 1.2-1: Čtyři kvadranty VA-roviny. [2]</i>	12
<i>Obrázek 1.2-2: a) Měnič pracující v prvním kvadrantu (jako horní spínač);</i>	13
<i>Obrázek 1.2-3: Měnič pracující ve druhém kvadrantu. [2]</i>	13
<i>Obrázek 1.2-4: Měnič pracující v prvním a druhém kvadrantu. [2]</i>	14
<i>Obrázek 1.2-5: Měnič pracující v prvním a čtvrtém kvadrantu. [2]</i>	15
<i>Obrázek 1.2-6: Čtyřkvadrantový pulsní měnič. [2]</i>	15
<i>Obrázek 1.3-1: Měnič pracující v prvním kvadrantu [2]</i>	17
<i>Obrázek 1.3-2: Průběhy napětí a proudů v jednkvadrantovém měniči. [2]</i>	21
<i>Obrázek 1.4-1 Měnič zvyšující napětí [2]</i>	24
<i>Obrázek 2.1-1 Čtyřkvadrantový ss. můstek. [2]</i>	27
<i>Obrázek 2.1-2 Řídicí obvod ss. můstku (bipolární řízení). [2]</i>	27
<i>Obrázek 2.1-3 Průběhy napětí v měniči. [2]</i>	28
<i>Obrázek 2.1-4 Řídicí obvod ss. můstku (unipolární řízení). [2]</i>	29
<i>Obrázek 2.1-5 Řídicí signály měniče. [2]</i>	29
<i>Obrázek 2.2-1 Princip PWM [4]</i>	31
<i>Obrázek 3.1-1 Základní obvodové zapojení komparátoru [1]</i>	33
<i>Obrázek 3.1-2 Komparátor se sčítacími odpory na vstupu [1]</i>	34
<i>Obrázek 3.2-1 Základní zapojení komparátoru s hysterezí [1]</i>	35
<i>Obrázek 3.2-2 Integrovační zesilovač. [1]</i>	35
<i>Obrázek 3.2-3 Amplitudová a fázová charakteristika integračního zesilovače. [1]</i>	37
<i>Obrázek 3.3-1 Generátor trojúhelníkového signálu [4]</i>	37
<i>Obrázek 3.3-2 Integrál výstupního napětí komparátoru. [4]</i>	38
<i>Obrázek 3.4-1 Doporučené zapojení XR 2206 výrobcem</i>	39
<i>Obrázek 4.2-1 Princip buzení bez galvanicky odděleného signálu [1]</i>	44
<i>Obrázek 4.3-1 Princip řešení budiče s galvanicky odděleným signálem. [1]</i>	46
<i>Obrázek 4.4-1 Blokové schéma budiče 2SD106AI-17</i>	47



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symbol	Veličina	Značka jednotky
U_H	$\frac{1}{2}$ šířky hysterezí křivky	V
$\pm U_{max}$	maximální napětí saturovaného výstupu komparátoru	V
$U_{poč}$	napětí kondenzátoru před počátkem integrace	V
u_T	špičková hodnota napětí trojúhelníkového signálu	V
U_{CEsat}	saturační napětí tranzistoru	V
U_z	napětí zátěže	V
U_d	napětí meziobvodu	V
U_i	indukované napětí motoru	V
u_1	vstupní napětí	V
u_0	výstupní napětí	V
$I_{šp}$	špičková hodnota proudu	A
I_{max}	maximální hodnota proudu	A
$I_{stř}$	střední hodnota proudu	A
I_{ef}	efektivní hodnota proudu	A
I_z	proud zátěže	A
t_i	počátek přerušení proudu	s
t_0	ochranná doba	s
t_{off}	doba vypnutí tranzistoru	s
T	perioda signálu	s
vf	vysokofrekvenční signál	Hz
PWM	pulzně šířková modulace	-
VA	volt-ampérová	-
DC	stejnoseměrný proud	A
ss.	stejnoseměrný proud	A



ÚVOD

Diplomová práce se zabývá návrhem a realizací přípravku řídicí jednotky pro čtyřkvadrantový tranzistorový pulzní měnič. Jedná se o kombinaci řízení se stejnosměrnou nebo střídavou modulací, unipolárním a bipolárním řízením.

V diplomové práci jsou rozebrány principy měničů bez transformátoru, rozdělení dle funkcí měniče do jednotlivých kvadrantů VA-charakteristiky. Zabývám se vysvětlením pojmů pulzní šířková modulace, unipolární a bipolární řízení. Dále jsou popsány části řízení a jejich možné realizace. Po teoretickém úvodu v oblasti měničů DC/DC je realizován samotný návrh řízení.

Při návrhu jsou použity rovnice z teoretické části a dopočítány konkrétní součástky obvodů. Výsledkem je funkční přípravek pro řízení čtyřkvadrantového měniče s možností voleb ss. a střídavé modulace, unipolárního a bipolárního řízení.

1 PULSNÍ MĚNIČE DC/DC BEZ TRANSFORMÁTORU

1.1 Principy a užití pulsních měničů

Měniče stejnosměrného typu ss/ss bez transformátoru se využívají v případě, že se na výstup bude připojovat zátěž s nezanedbatelnou induktivní složkou. Příkladem může být připojení stejnosměrného motoru případně výstupního LC-filtru (dolní propust).

Tyto měniče pracují v režimu pulzní šířkové modulace PWM v kmitočtech od 2 do 20kHz pro napájení elektrických pohonů, nebo do 200kHz v případě stabilizátoru stejnosměrného napětí menších výkonů. V pohledu na přenášený výkon je v činné složce užitečná pouze stejnosměrná složka výstupního impulzního napětí. Ostatní vyšší spektrální složky způsobují případné hysterezní ztráty a vířivé ztráty v železe motoru nebo tlumivky, ale nepřenášejí žádnou část užitečného výkonu.

Dále lze ss/ss měniče dělit dle způsobu užití:

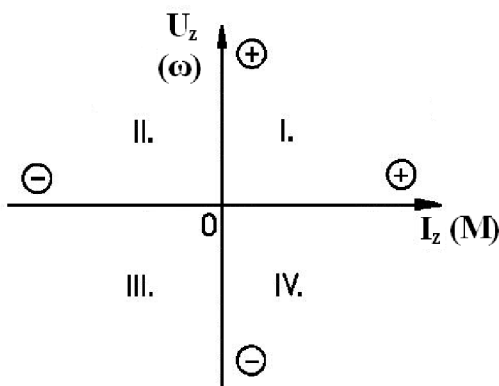
- Měnič DC/DC + ss. motor: stejnosměrné pohony a servopohony
- měnič DC/DC + elektromagnet: magnetická levitace, lineární motory
- měnič DC/DC + LC filtr: zdroj ss. regulovatelného napětí:

- měniče snižující napětí (STEP-DOWN): impulsní stabilizátory ss. napájecího napětí nebo proudu
- měniče zvyšující napětí (STEP-UP)
- měniče obracející polaritu výstupního napětí (např. ČUKŮV měnič)

1.2 Rozdělení pulzních měničů dle pracovních kvadrantů

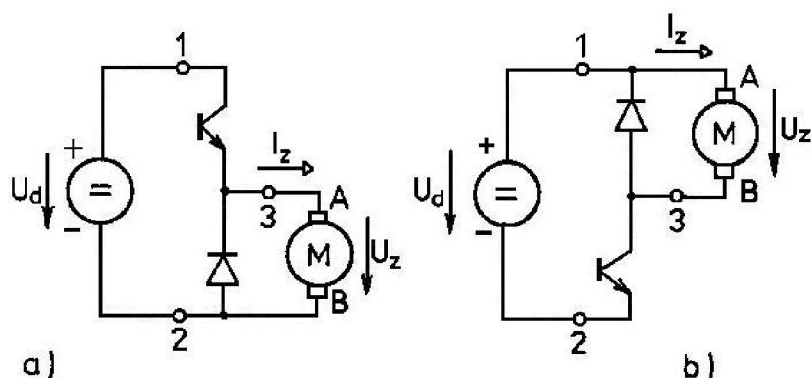
Pokud je na pulzní měnič připojen jako zátěž stejnosměrný motor, pak tento motor může pracovat jako aktivní zátěž ve čtyřech různých režimech (ve čtyřech kvadrantech VA roviny podle obrázku 1.2-1).

Náhradní schéma motoru může obsahovat kromě odporu R a indukčnosti L ještě zdroj vnitřního indukovaného napětí U_i , hovoříme o aktivní zátěži a motor může pracovat jak v motorickém režimu (I a III kvadrant), tak i v režimu generátorickém, brzdovém (II. a IV. kvadrant).



Obrázek 1.2-1: Čtyři kvadranty VA-roviny.[2]

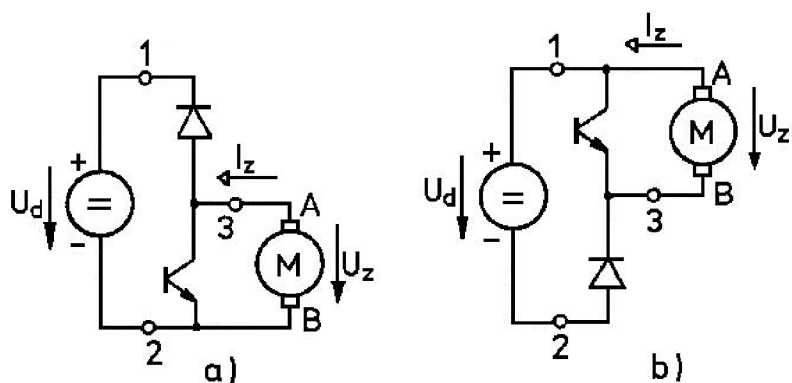
Předem je třeba pevně zvolit kladný směr svorkového napětí motoru U_z proti pevně označeným svorkám motoru. Na obrázku 1.2-2 jsou svorky označeny A, B a kladnému směru napětí pak odpovídá kladný směr otáčení hřídele.



Obrázek 1.2-2:a) Měnič pracující v prvním kvadrantu (jako horní spínač);

b) Měnič pracující v prvním kvadrantu (jako dolní spínač).[2]

V případě, že má proud vůči svorkovému napětí motoru směr odpovídající spotřebiči, jedná se o motorický režim, viz obrázek 1.2-2. V opačném případě, když má proud vůči napětí směr odpovídající zdroji, jedná se o generátorický režim, znázorněn na obrázku 1.2-3. Pokud na výstup měniče připojíme např. LC dolní propust se zatěžovacím odporem, tato zátěž nemůže nikdy pracovat v generátorickém režimu.



Obrázek 1.2-3: Měnič pracující ve druhém kvadrantu. [2]

Z předpokladu, že úhlová rychlost hřídele ω je úměrná indukovanému napětí U_i strojů (tedy přibližně napětí U_z), je zatěžovací moment M úměrný proudu I_z . Za těchto předpokladů můžeme rovině $U_z - I_z$ na obrázku 1.2-1 přiřadit analogicky rovinu $\omega - M$. Chování pohonu můžeme sledovat z hlediska mechanických veličin na hřídeli stroje.

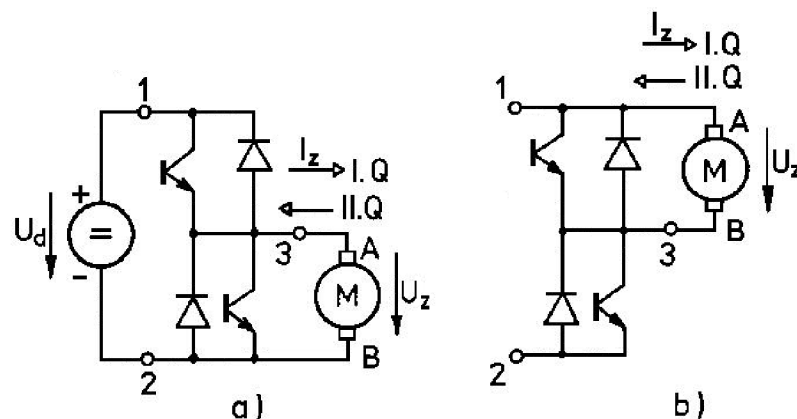
Obecně platí, že elektrická energie se čerpá ze zdroje U_d přes pulzní měnič do motoru v případě motorického režimu. Naopak při generátorického režimu je mechanická energie zátěže

ve stroji přeměněná na energii elektrickou a je přes pulzní měnič vrácena zpět do zdroje U_d . Zde vzniká problém, co s touto energií. Pokud je zdrojem napětí U_d akumulátor, dochází k vracení energie do akumulátoru (nabíjení). Pokud je zdrojem síťový napáječ, ukládá se energie ve filtračním kondenzátoru, diody se uzavřou a napětí na kondenzátoru neomezeně vzrůstá. Při této situaci je nezbytně nutné připojovat paralelně ke kondenzátoru přes tranzistor výkonový vybíjecí odpor, nebo použít tzv. aktivní usměrňovač a energii vracet zpět do sítě. Způsob vracení energie do sítě je ekonomicky náročný, a proto se v praxi běžně nepoužívá.

Pulzní měniče jsou složeny z tzv. spínačů stávajících z vlastního spínacího tranzistoru a z nulové diody. Tento spínač je nutno chápat vždy jako trojpól, a to jako horní spínač (Obrázek 1.2-2 a)) nebo dolní spínač (Obrázek 1.2-2 b)). Pomocí těchto spínačů jsme schopni sestavit všechny typy pulzních měničů.

Dolní nebo horní spínače jsou nejjednoduššími jedokvadrantovými pulzními měniči. Na obrázku 1.2-2 pracují oba měniče v I. kvadrantu, obě zapojení jsou funkčně identická. Na obrázku 1.2.-3 jsou stejné měniče pracující ale v II. kvadrantu.

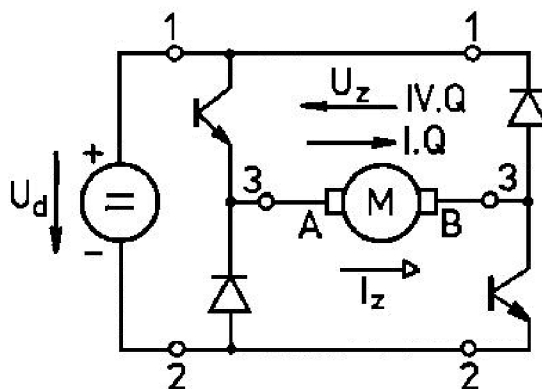
Na obrázku 1.2-4 jsou zobrazeny dvoukvadrantové pulzní měniče, schopny pracovat v I. a II. kvadrantu. Zapojení je v hodné pokud chceme motor používat jak v brzděném tak motorickém režimu, přičemž je možný pouze jeden směr napětí (otáčení pouze v jednom směru), ale oba směry proudu.



Obrázek 1.2-4: Měnič pracující v prvním a druhém kvadrantu.[2]

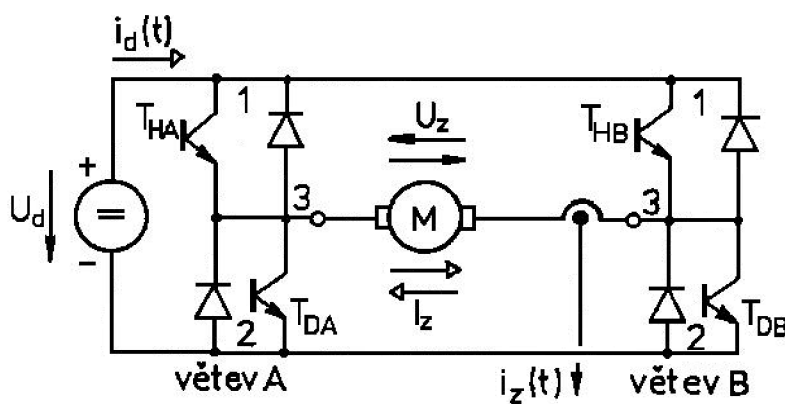
Dalším typem měniče pracujícím v I. a IV. kvadrantu je dvoukvadrantový měnič. Zapojení je uvedeno na obrázku 1.2-5. Je možné napájet motor změnou napětí (oba směry

otáčení), ale pouze jeden směr proudu, což znamená, že měnič v I. kvadrantu stroj pohání a ve IV. kvadrantu brzdí.



Obrázek 1.2-5: Měnič pracující v prvním a čtvrtém kvadrantu. [2]

Na obrázku 1.2-6 je zobrazeno schéma zapojení plnohodnotného čtyřkvadrantového měniče. Pak můžeme mluvit o stejnosměrném měnič, nebo o jednofázovém střídači, jeho funkce jsou závislé na způsobu řízení všech čtyř tranzistorů. Měnič je složen ze dvou větví A a B. Každá větev je pak dále tvořena paralelním zapojením horního a dolního spínače.

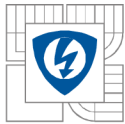


Obrázek 1.2-6: Čtyřkvadrantový pulzní měnič. [2]

1.3 Pulsní měnič pracující v prvním kvadrantu, step-down

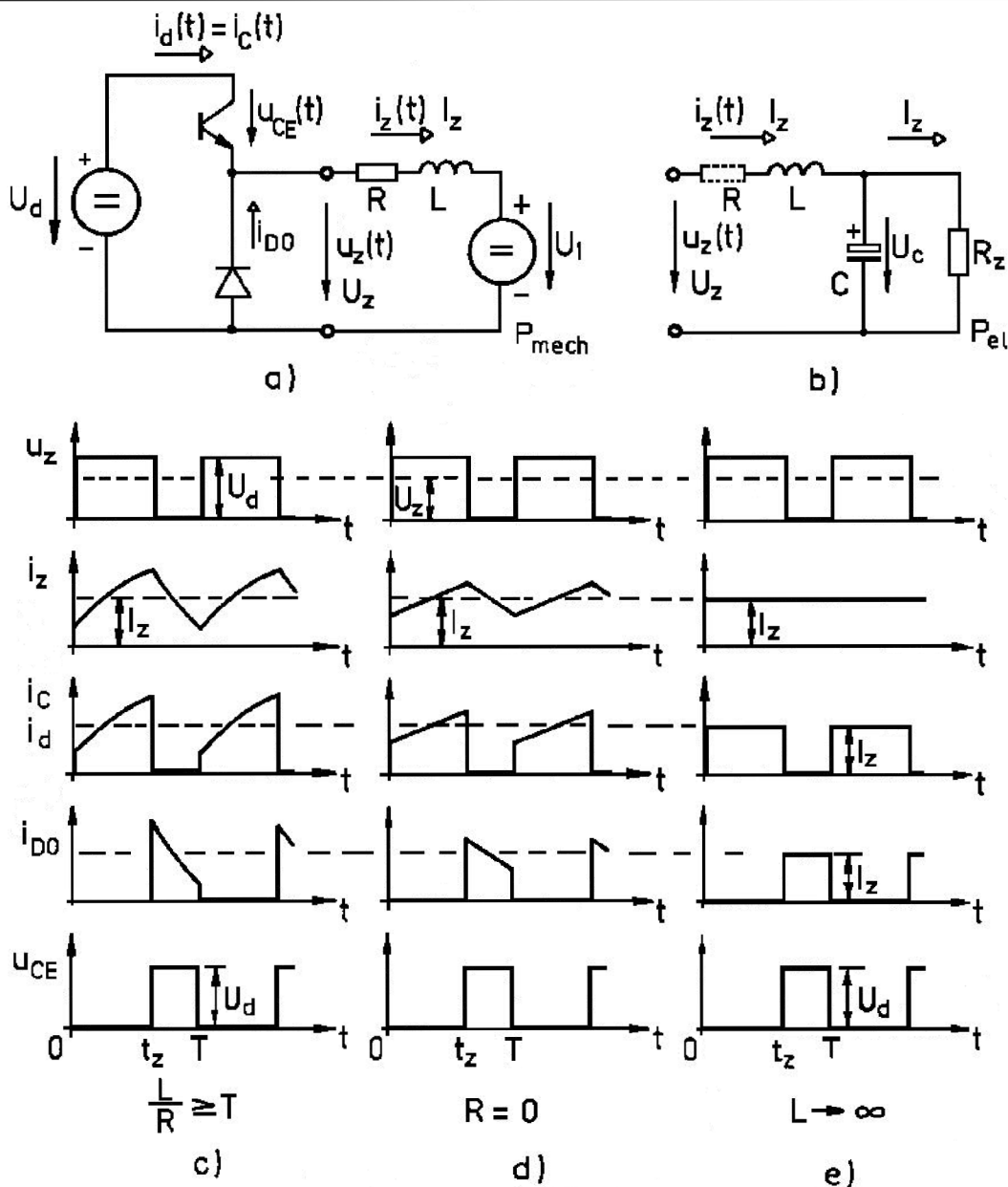
Jednokvadrantový ss. pulsní měnič pracující v I. kvadrantu dle obrázku 1.3-1. V provedení jako horní spínač. Jeho funkce a vlastnosti jsou naprosto shodné jako v případě realizace pomocí dolního spínače.

Na výstupu měniče je impulsní napětí $u_z(t)$ se střední hodnotou U_z . Taktéž mezi výstupními svorkami přes zátěž protéká pilovitě zvlněný proud $i_z(t)$ o střední hodnotě I_z . Zvlnění



proudu je závislé na splnění nerovnosti $L/R > T$, $T = 1/f$, kde T je opakující se pracovní perioda a f je kmitočet měniče. Obecně lze říci, že čím větší použijeme indukčnost L a budeme používat vysokou pracovní frekvenci měniče, tím menší bude výstupní zvlnění proudu. Za předpokladu, že je indukčnost dostatečně velká a frekvence spínání vysoká, průběhy se budou blížit idealizovanému stavu na obrázku 1.3-1 e). Pro napájení stejnosměrných pohonů se pohybuje pracovní kmitočet měniče zhruba od 2 kHz do 20 kHz. U tohoto rozsahu bývá zvlnění tak malé, že nemusíme uvažovat exponenciální průběhy a můžeme měnič velice přesně analyzovat i při nahrazení exponenciál šikmými přímkami.

Fyzikálně uvažujeme podmínku, že $R = 0$. V případě, že pulzní měnič zatížíme LC -filtrem, jak je znázorněno na obrázku 1.3-1 b), je podmínka $R = 0$ velmi dobře splněna, protože tlumivky jsme schopni na rozdíl od motoru konstruovat s velice malým odporem vinutí. Z čehož vyplývá, že v případě pulzně regulovaných ss. zdrojů, které navíc pracují na vysokých kmitočtech, je tato přímková aproximace velice přesná.



Obrázek 1.3-1: Měnič pracující v prvním kvadrantu a) na výstupu s motorem; b) Na výstupu s LC-filtrem; c) Skutečné průběhy proudů (exponenciální); d) Zjednodušené průběhy proudů (platné pro $R=0$); e) Idealizované průběhy proudů (platné pro $L \rightarrow \infty$). [2]

Určení zatěžovací charakteristiky soustavy měnič – motor nebo soustavy měnič – LC dolní propust jako zátěž je rozdílné. V případě pohonu se jedná o funkční závislost $U_i = f(I_z)[\omega = (M)]$ a u LC-filtru se jedná o závislost $U_c = f(I_z)$. Obě soustavy se chovají jinak v případě režimu spojitých proudů, tak v případě režimu proudů přerušovaných. Je nutné tedy tyto režimy analyzovat samostatně.

1.3.1 Měnič pracující v režimu spjitých proudů

1.3.1.1 Výpočet zatěžovací charakteristiky

Proudy a napětí v Obrázek 1.3-1a), b) lze popsat rovnicí

$$u_z(t) = Ri_z(t) + \frac{di_z(t)}{dt} + U_i(U_c) \quad 1.3.1-1$$

Napětí U_i případně U_c je v obou případech konstantní. Napětí na kondenzátoru bude konstantní za předpokladu, že je správně navržen LC -filtr. Integrujeme-li obě strany rovnice 1.3.1-1 podle času t a vydělíme periodou T , přejdeme ke středním hodnotám.

$$U_z = RI_z + U_{Lstř} + U_i(U_c) \quad 1.3.1-2$$

Vzhledem k tomu, že střední hodnota napětí na cívce je nulová, tedy $U_{Lstř} = 0$, určíme snadno rovnicí zatěžovací charakteristiky ze vztahu

$$U_i(U_c) = U_z - RI_z \quad 1.3.1-3$$

Zavedeme střídu s , což je poměrná doba zapnutí tranzistoru

$$s = \frac{t_z}{T} \quad s \in \langle 0; 1 \rangle \quad 1.3.1-4$$

Vysvětlení obou časů je zřejmé z obrázku 1.3-1 c). Z obrázku je patrné, že velikost střední hodnoty výstupního napětí měniče má velikost

$$U_z = U_d \cdot s \quad 1.3.1-5$$

Rovnice zatěžovací charakteristiky v režimu spjitých proudů je tedy zřejmá z rovnic 1.3.1-3 a 1.3.1-5 a má tvar

$$U_i(U_c) = U_d \cdot s - RI_z \quad 1.3.1-6$$

Jedná se tedy o rovnici šikmé přímky, která je na obrázku 1.3-2 c) označená B. Střída s je jejím parametrem. Rovnice 1.3.1-6 lze také přepsat do tvaru

$$\omega = \frac{U_d}{c\phi} \cdot s - R \frac{M}{(c\phi)^2} \quad 1.3.1-7$$

Pak c je konstanta stroje a Φ je jeho budící tok. Při úvaze ideálního stroje (vinutého supravodivým vodičem), ideálního spínacího tranzistoru a zdroje U_d bude platit $R = 0$ a přímka B přejde v ideální zatěžovací charakteristiku A rovnoběžnou s vodorovnou osou. Z toho plyne, že



jak otáčky motoru, tak napětí U_c jsou konstantou a naprosto nezávislé na velikosti zatěžovacího proud I_z . Velikost výstupního napětí je tedy závislá pouze na velikosti střídý s .

1.3.1.2 Výpočet zvlnění proudu

Pro linearizaci průběhu proudu zavedeme zjednodušující podmínku $R = 0$, tímto úkonem dojde k linearizaci průběhu pilovitě zvlněného proudu podle obrázku 1.3-1 d). Z rovnic 1.3.1-5 a 1.3.1-6 a tohoto zjednodušení lze psát

$$U_i(U_c) = U_z = U_d \cdot s \quad 1.3.1-8$$

Tato rovnice je rovnicí křivky A na obrázku 1.3-2 c)

V době sepnutí tranzistoru je podle obrázku 1.3-1 a) indukčnost připojena k napěťovým zdrojům U_d , U_i , jejichž napětí se odečítají. V souladu s obrázku 1.3-2 a) lze sestavit rovnici

$$\left| \frac{di_c(t)}{dt} \right| = \frac{2\Delta I}{T(1-s)} = \frac{U_i}{L} \quad 1.3.1-9$$

V době vypnutí tranzistoru přebere vedení proudu nulová dioda, na níž vznikne nepatrný napěťový úbytek a na indukčnosti L se tedy objeví napětí $U_i(U_c)$, pak lze napsat

$$\left| \frac{di_z(t)}{dt} \right| = \frac{2\Delta I}{T(1-s)} = \frac{U_i}{L} \quad 1.3.1-10$$

Nyní můžeme z rovnic 1.3.1-10 a 1.3.1-8 případně z rovnic 1.3.1-9 a 1.3.1-8 určit velikost zvlnění proudu.

$$\Delta I = \frac{U_d}{2fL} (1-s)s \quad 1.3.1-11$$

V rovnici vyznačuje f pracovní kmitočet, který se rovná převrácené hodnotě délky periody.

Velikost zvlnění je tedy kvadraticky závislá na střídě. V případě nulové střídý nebo střídý rovné jedné je zvlnění nulové. Derivací rovnicí 1.3.1-11 získáme velikost střídý, kdy je zvlnění největší. Derivujeme dle parametru s , derivaci položíme rovnu nule (hledání extrémů funkce).

$$\frac{d(\Delta I)}{ds} = \frac{U_d}{2fL} (1-2s) = 0 \quad 1.3.1-12$$

Z rovnice vyplývá, že maximum (hledaný extrém) nastává při $s = 1/2$.

Dosaďme-li tuto velikost střídavosti s do rovnice 1.3.1-11, zjistíme velikost maximálního zvlnění proudu.

$$\Delta I_{\max} = \frac{U_d}{8fL} \quad 1.3.1-13$$

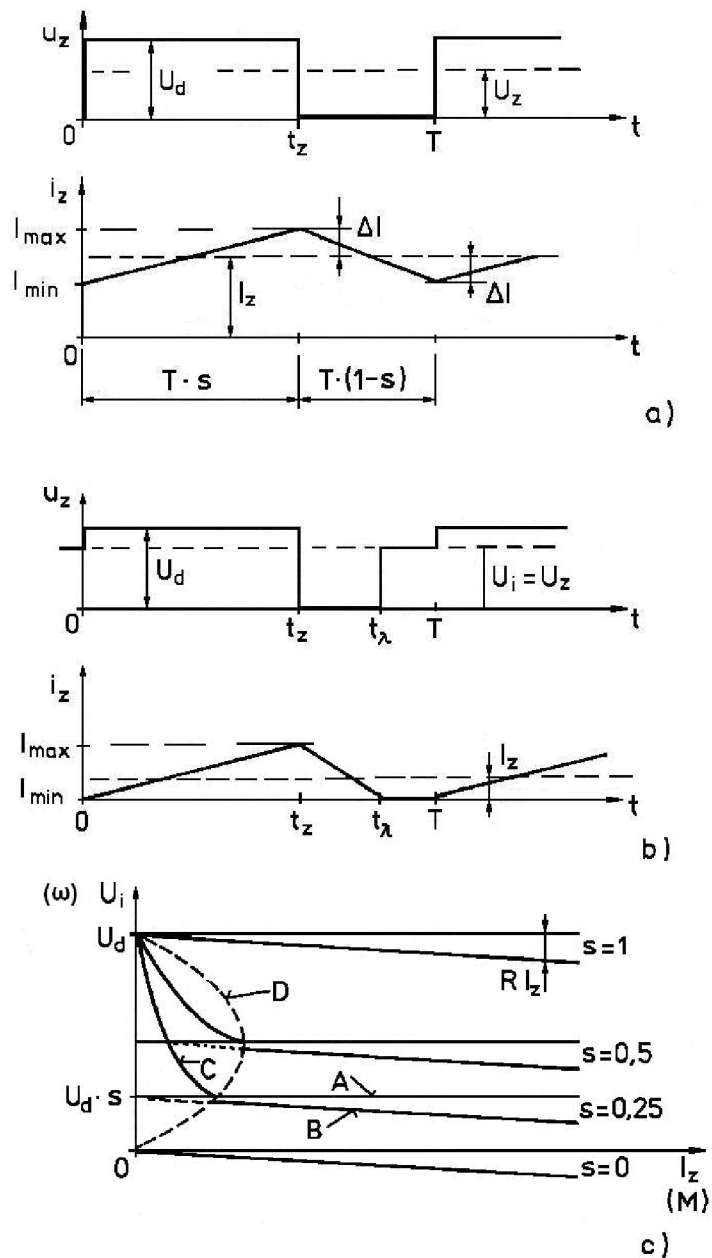
Zvlnění proudu ΔI zvyšuje špičkový opakovatelný proud všech polovodičů ležících před tlumivkou.

1.3.2 Režim přerušovaných proudů, výpočet zatěžovací charakteristiky

Rovnice 1.3.1-11 nám dokazuje, že velikost zvlnění výstupního proudu ΔI je závislá pouze na střídě s za předpokladu, že se ostatní veličiny nemění (konstanty). Zvlnění je naprosto nezávislé na velikosti střední hodnoty zatěžovacího proudu I_z . V případě, že budeme zmenšovat zatížení motoru nebo LC -filtru na výstupu měniče, bude na obrázku 1.3-2a) proud klesat až na kritickou hodnotu $I_z = \Delta I$. V tom okamžiku zvlnění bude dosahovat hodnot proudu nuly a zatěžovací proud I_z měniče začne být přerušovaný, jak je znárodněno na obrázku 1.3-2 b). Tímto se soustava měnič motor (LC – filtr – zátěž) dostává do režimu přerušovaných proudů. Tento režim sám o sobě škodlivý není, ale dochází při něm k samovolnému zvyšování indukovaného napětí U_i nebo v případě LC – filtru ke zvyšování napětí na kondenzátoru. V případě poklesu proudu k nule naroste až na hodnotu U_d .

Z obrázku 1.3-2c) je patrné, že měnič při malých proudech I_z nekopíruje zatěžovací křivku B, ale začíná pracovat na zatěžovací křivce C.

Všechny křivky bez ohledu na střídavost se sbíhají v levém horním rohu charakteristiky a dosahují velikosti U_d . Křivka D vyznačuje hranice mezi spojitými a přerušovanými proudy. Leží-li pracovní bod uvnitř oblasti ohraničené křivkou D, přestane soustava proporcionálně reagovat na změnu střídavosti a stává se nelineární. Proto je nutné použít adaptivní regulátor k dosažení kvalitní regulace. Tento fakt platí jak pro ss. pohony, tak i pro pulzně regulované stabilizátory ss. napětí. Je tedy nutné učinit opatření, aby oblast ohraničená křivkou D byla ve vodorovném směru co nejužší. Pokud zajistíme velikost minimálního zatěžovacího proudu větší než je ohraničená oblast D, nemusí k režimu přerušovaných proudů vůbec dojít, tímto jde předejít všem popsaným problémům.



Obrázek 1.3-2: Průběhy napětí a proudů v jednokvadrantovém měniči. a) Režim spojitých proudů; b) Režim přerušovaných proudů; c) Zatěžovací charakteristika měniče [2]

Jak je vidět na obrázku 1.3-2 a, b v intervalu, kdy neteče zátěží proud, je velikost výstupního napětí rovna U_i . Při zobrazení na osciloskopu je vidět indukované napětí stroje. Neteče-li obvodem proud, jsou tranzistory i nulové diody odpojeny a my můžeme přímo snímat na vnějších svorkách motoru jeho indukované napětí přes indukčnost. Indukčností v tuto chvíli neteče žádný proud, chová se zcela neutrálně a nevytváří žádné magnetické pole. Střední hodnota U_z nám vzroste o plochu přidaného schodku oproti rovnici 1.3.1-8. Střední hodnota bude rovnováha

energie vyměněné mezi měničem, indukčností a zdrojem U_i (U_c). Z obrázku 1.3-2 b) určíme snadno střední hodnotu výstupního napětí (z ploch jednotlivých obdélníků)

$$U_z \equiv U_i = \frac{1}{T} \int_0^T u_z(t) dt = \frac{1}{T} [U_d t_z + U_i (T - t_z)] \quad 1.3.2-14$$

Odtud vyplývá

$$t_z = \frac{U_d}{U_i} t_z \quad 1.3.2-15$$

Střední hodnotu proudu I_z určíme geometricky z plochy trojúhelníku podle obrázku 1.3-2 b)

$$I_z = \frac{1}{T} \int_0^T i_z(t) dt = \frac{1}{T} \frac{I_{\max} \times t_z}{2} \quad 1.3.2-16$$

V době zapnutí tranzistoru je indukčnost L připojena svými konci k oběma napěťovým zdrojům. Pak platí

$$i_{(z)} = \frac{U_d - U_i}{L} t \quad 1.3.2-17$$

Z rovnice 1.3.2-17 můžeme vypočítat maximální hodnotu proudu v čase $t = t_z$

$$I_{\max} = \frac{U_d - U_i}{L} t_z \quad 1.3.2-18$$

Měnič přejde do režimu přerušovaných proudů, když se na obrázku 1.3-2 a) spodní špičky dotknou nulové osy. Kritická mezní hodnota středního zatěžovacího proudu má velikost $I_{zmez} = \Delta I$. V případě rovnice 1.3.1-11 musí platit

$$I_{zmez} = \Delta I = \frac{U_d}{2fL} (1-s) \cdot s \quad 1.3.2-19$$

Když vyjádříme ze vztahu 1.3.1-8 střídou s a následně dosadíme do vztahu 1.3.2-19, dostaneme analytické popsání křivky D v rovině $U_i - I_z$.

$$I_{zmez} = \frac{1}{2fL} \left(U_i - \frac{U_i^2}{U_2} \right) \quad 1.3.2-20$$

Je zřejmé, že se jedná o parabolu, která je vyjádřena ve tvaru $I_{zmez} = f(U_i)$

Pro určení zatěžovací charakteristiky v oblasti přerušovaných proudů určíme dosazením rovnic 1.3.2-2 a 1.3.2-5 do rovnice 1.3.2-3. Po úpravě obdržíme rovnici křivky C ve tvaru $U_i = f(I_z)$

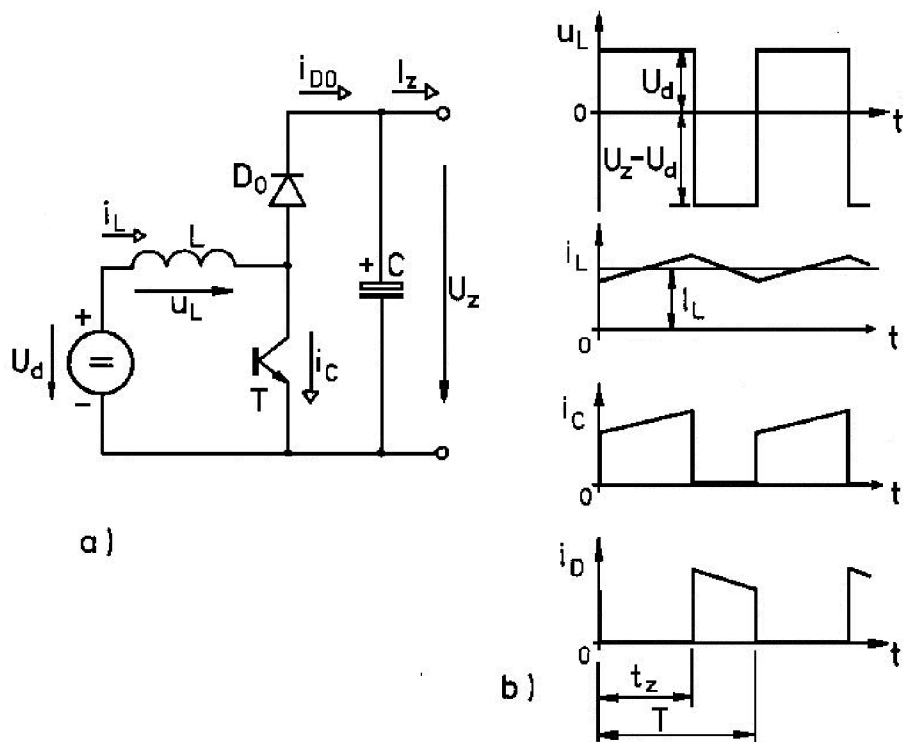
$$U_i(U_c) = \frac{U_d^2 s^2}{2fLI_z + U_d s^2} \quad 1.3.2-21$$

Kde $f = 1/T$, T je pracovní kmitočet měniče a střída s , je rovna $s = t_z/T$. Proud I_z do rovnice dosazujeme v rozmezí $I_z \in \langle 0, I_{z\max} \rangle$. Tímto bude odpovídat spočítaná velikost napětí U_i ležící v intervalu $U_i \in \langle U_d; U_d \cdot s \rangle$. Parametr s volíme postupně od 0 do 1, získáme tedy postupně sít charakteristik, které budou mít tvar hyperboly.

1.4 Pulzní měnič zvyšující napětí step-up

Základní zapojení měniče pracujícího ve II. kvadrantu (STEP-UP) je zobrazeno na obrázku 1.4-1. Princip vychází z čerpání energie ze zdroje U_d v době sepnutí tranzistoru T a současně akumulováním v tlumivce L . Při vypnutí tranzistoru T, je energie tlumivky předávána přes diodu do kondenzátoru C (paralelně do zátěže).

Pro zjednodušení zavedeme předpoklad $L \rightarrow \infty$, $C \rightarrow \infty$, což znamená, že vlastní rezonanční kmitočet LC-obvodu leží pod pracovním kmitočtem tranzistoru.



Obrázek 1.4-1 Měnič zvyšující napětí a) Zapojení měniče; b) Průběhy napětí a proudů. [2]

Z názvu měniče lze odvodit, že měnič není schopen snížit výstupní napětí pod hodnotu U_d . Měnič je schopen napětí jen zvyšovat.

$$U_z \geq U_d \quad 1.4-1$$

V případě, nedodržení nerovnosti, bude proud tlumivky i_L neomezeně narůstat až do ∞ bez ohledu na střihu s .

Na obrázku 1.4-1 a) vidíme, že při zapnutí tranzistoru je

$$u_L(t) = U_d \quad 1.4-2$$

Následně při vypnutí tranzistoru je

$$u_L(t) = U_d - U_z \quad 1.4-3$$

V ustáleném stavu je střední hodnota napětí rovna nule, pak můžeme psát

$$U_{Lstr} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{T} [u_d \cdot t_z - (U_z - U_d)(T - t_z)] = 0 \quad 1.4-4$$

V případě, že budeme uvažovat střidu s

$$s = \frac{t_z}{T} ; s \in \langle 0;1 \rangle \quad 1.4-5$$

můžeme rovnici 1.4-4 přepsat do tvaru

$$U_z = U_d \frac{1}{1-s} \quad 1.4-6$$

Je patrné, že v případě $s \rightarrow 1$ poroste výstupní napětí limitně k ∞ . Velikostí výstupního napětí budou namáhány oba dva polovodičové prvky.

Výkony na vstupu a výstupu měniče se musí rovnat a tedy platí

$$P_d = P_z \quad P_d = U_d I_L \quad P_z = U_z I_{D0stř} \quad 1.4-7$$

$I_L = I_d$, $I_{D0stř} = I_z$ jedná se o střední hodnoty proudů tlumivky a nulové diody.

S přihlédnutím na rovnici 1.4-6 musí platit

$$I_{D0stř} = I_L (1-s) \quad 1.4-8$$

1.5 Měnič pracující ve všech čtyřech kvadrantech

Měnič je složen ze dvou větví A a B. Každou větev tvoří paralelní zapojení horního a dolního spínače, toto zapojení je zřejmé z obrázku 1.2-6. V zapojení můstku nám již umožní řízení pohonu ve všech kvadrantech. Můžeme měnit jak směr napětí, tak i směr proudu. V můstku může měnič pracovat jako jednofázový střídač, nebo stejnosměrný měnič. Funkce měniče záleží na zvoleném způsobu řízení všech tranzistorů v měniči.

1.6 Napětové a proudové dimenzování polovodičů

Ve vypnutém stavu je tranzistor i nulová dioda v závěrném namáhána napětím U_d . Proto je nutné stanovit pracovní napětí součástek na velikost U_d . Oba prvky pracují s vstupním napětím o velikost U_d . Při zániku proudu tekoucího diodou nebo tranzistorem vzniká na obou prvcích přepětový překmit, jehož velikost je dána induktivním úbytkem generovaným na parazitní indukčnosti silového obvodu. Tato indukčnost je dána obvodem mezilehlého zdroje napětí – tranzistor – nulová dioda. Vzhledem k těmto dynamickým přepětím, která mohou dosahovat

10 až 20 % z U_d a navíc tolerance sítě +10 % dlouhodobě a náhodná krátkodobá přepětí, pak je nutné dimenzovat prvky na závěrné přepětí přibližně rovné dvojnásobku U_d . V případě, napájení měniče z akumulátoru, můžeme uvažovat rezervu nižší.

Vyvození těchto závěrů je podobné pro různé typy měničů sestavených z horních a dolních spínačů.

Pro proudové dimenzování zanedbáme pilovité zvlnění proudu. Potom z obrázku 1.3-1 e) určíme špičkovou, střední a efektivní hodnotu proudu tekoucího oběma součástkami.

Tranzistor:

$$I_{\max} = I_z + \Delta I \quad I_{\text{stř}} = I_z \cdot s \quad I_{\text{ef}} = I_z \cdot \sqrt{s} \quad 1.6-1a, b, c$$

Pro maximální hodnoty můžeme uvažovat i maximální hodnotu zvlnění proudu ΔI .

Dioda:

$$I_{\max} = I_z + \Delta I \quad I_{\text{stř}} = I_z \cdot (1 - s) \quad I_z = I_z \sqrt{1 - s} \quad 1.6-2a, b, c$$

Přípravek bude propojen s bez potenciálovými moduly obsahující jak výkonový tranzistor, tak nulovou diodu SEMIKRON SM 100GB.

Tranzistory budou umístěny na chladiči z důvodu dvou možných extrémů. První nastává při střídě $s \rightarrow 1$. Při této střídě prochází tranzistorem trvale proud I_z . Další situace nastává v případě $s \rightarrow 0$ Proud I_z trvale prochází nulovou diodou. Z tepelného hlediska je tedy vhodné umístit moduly na chladič.

Špičková hodnota kolektorového proudu tranzistoru I_{\max} musí být uvažována jako špičkový, trvale opakovatelný proud. V katalogu bývá označován symbolem I_c . Takové značení, koliduje s obecným značením kolektorového proudu, který má význam jmenovitého typového proudu tranzistoru. Tranzistor nesmí být ani krátkodobě špičkově přetěžován nad tuto hodnotu. Pokud bude proud vyšší, než je hodnota I_c , prudce narůstá saturační napětí $U_{CE \text{ sat}}$ tranzistoru v sepnutém stavu. Z důvodu nárůstu napětí pak prudce vzrůstá ztrátový výkon a tranzistor je během několika vteřin zničen tepelně.

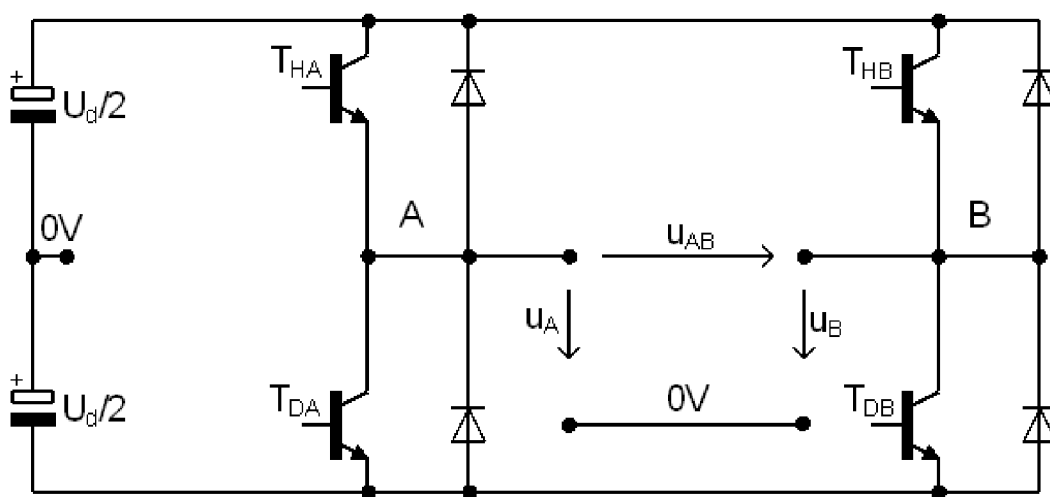
Není vhodné přenášet maximální výkon při střídě $s \rightarrow 1$, dochází extrémnímu namáhání polovodičů proudem. V případě konstantního proudu I_z se střídou $s \rightarrow 0$ k přetěžování nedochází, naopak při střídě jdoucí k nule však dochází k poklesu výstupního napětí k nule. Pak i přenášený výkon bude roven nule.

2 DRUHY ŘÍZENÍ MĚNIČE

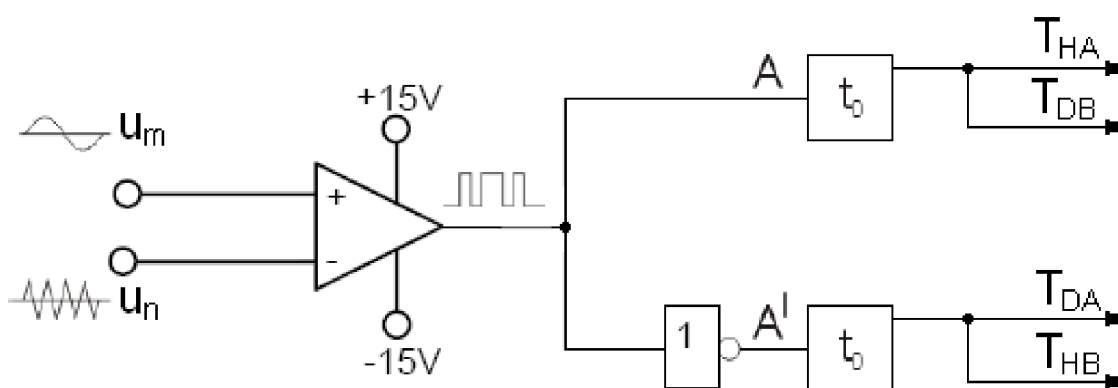
2.1 Řízení čtyřkvadrantového stejnosměrného měniče

2.1.1 Bipolární řízení

Na obrázku 2.1-2 je uvedeno schéma čtyřkvadrantového ss. můstku. Pro řízení je uvedeno blokové schéma řídicího obvodu na obrázku 2.1-2. Obvod je realizován jako bipolární řídicí obvod spínající oba tranzistory ve větvi. Tranzistory jsou spínány v jedné nebo druhé úhlopříčce.



Obrázek 2.1-1 Čtyřkvadrantový ss. můstek. [2]



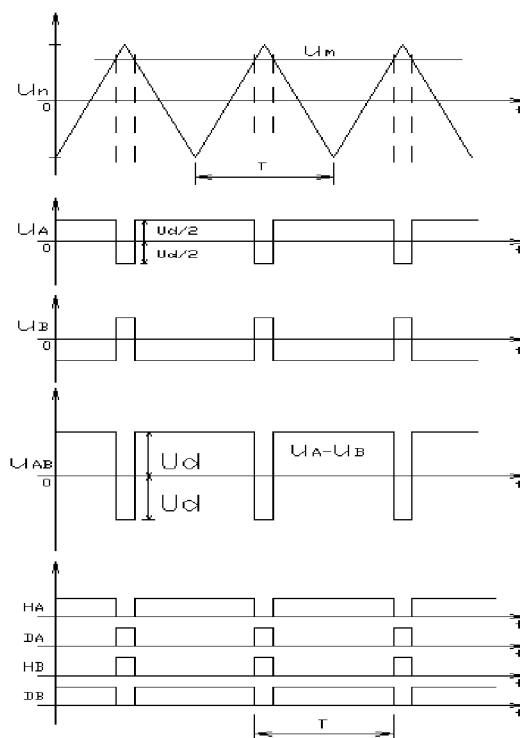
Obrázek 2.1-2 Řídicí obvod ss. můstku (bipolární řízení). [2]

Průběhy řídicích impulsů pro spínání tranzistorů a napětí v měniči jsou zobrazeny na obrázku 2.1-3. Výsledné napětí na zátěži je dáno rozdílem napětí jednotlivých větví měniče.

$$u_{AB}(t) = u_A(t) - u_B(t)$$

2.1-1

Je patrné, že výstupní napětí je bipolární a nabývá hodnot $-U_d$ nebo $+U_d$.



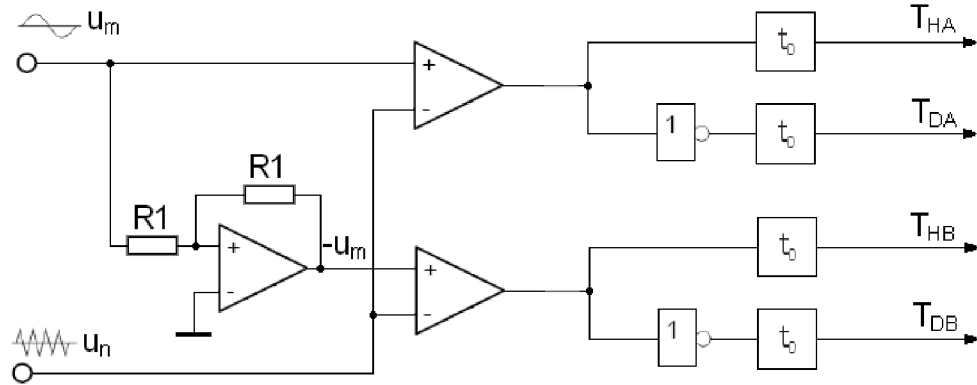
Obrázek 2.1-3 Průběhy napětí v měniči. [2]

2.1.2 Unipolární řízení

Základní řídicí obvod unipolárního řízení ss. měniče je blokově nakreslen na obrázku 2.1-4. Průběhy řídicích signálů řízení měniče jsou zobrazeny na obrázku 2.1-5. Jak je vidět nejsou tranzistory spínány současně v úhlopříčce, ale jsou spínány jednotlivě. Signály pro sepnutí tranzistorů v jednotlivých větvích jsou posunuty o půlperiodu nízkofrekvenčního modulačního signálu. Princip je složen z komparace vysokofrekvenčním nosným signálem dvou nízkofrekvenčních modulačních signálů. Signály jsou podle vodorovné nulové osy symetrické. Pak platí

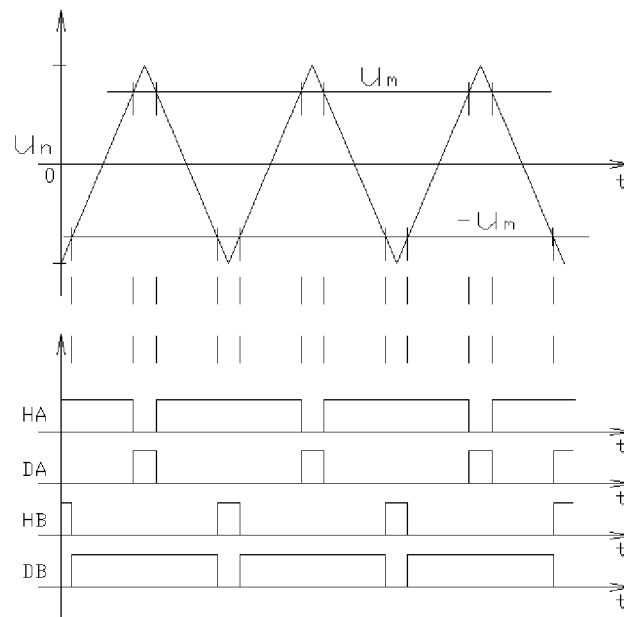
$$|u_m(t)| = |-u_m(t)| \quad 2.1-2$$

Pro naši aplikaci je rovnice 2.1-2 řešena pomocí operačního zesilovače v invertujícím zapojení. Nízkofrekvenční modulační signály jsou přivedeny na dva komparátory sloužící jako šířkové modulátory. Z výstupů komparátorů jsou po zpracování přímo ovládány tranzistory větvi A a B. Pro tento případ je možné spočítat velikost výstupního napětí z rovnice 2.1-1.



Obrázek 2.1-4 Řídicí obvod ss.můstku (unipolární řízení).[2]

Z důvodu posunutí řídicích signálů je napětí na výstupu unipolární. V I. a II. kvadrantu nabývá hodnot 0 nebo $+U_d$, zatím co v III. a IV. kvadrantu nabývá hodnot 0 nebo $-U_d$.



Obrázek 2.1-5 Řídicí signály měniče.[2]

2.1.3 Rozdíl mezi řízením unipolární a bipolárním

Pro stejnou střední hodnotu napětí U_z je efektivní hodnota napětí u bipolárního řízení vyjádřena rovnicí

$$U_{zef} = U_d \quad 2.1-3$$

Z toho důvodu není závislá na střídě, naopak pro unipolární řízení platí rovnice

$$U_{zef} = U_d \sqrt{s} \quad s \in \langle 0; 1 \rangle \quad 2.1-4$$

Z rovnice 2.1-4 vyplývá závislost na střídě. Z rovnic je zřejmé, že vířivé ztráty v ss. motoru (tlumivce, LC-filtru nebo NF transformátoru), závislé na efektivní hodnotě napětí na svorkách, jsou při unipolárním řízení vždy menší. Je také patrné, že vířivé ztráty nejsou vůbec závislé na velikosti nosného kmitočtu. Při unipolárním řízení se v průběhu jedné periody vyskytne dvojnásobný počet napěťových pulzů proti bipolárnímu způsobu řízení. Tranzistory tedy mohou pracovat s poloviční frekvencí, čímž dojde ke snížení přepínacích ztrát. Dochází ke snížení špičkové hodnoty kolektorového proudu při zachování stejné střední a efektivní hodnoty proudu.

Měnič odebírá ze zdroje konstantního napětí proud $i_d(t)$, který je čerpán z výkonového elektrolytického kondenzátoru. V náhradním schématu kondenzátoru je zařazen sériový lineární ztrátový odpor, a je proto zahříván čtvercem efektivní hodnoty celkového kapacitního proudu. Pro bipolární způsob řízení lze efektivní hodnotu mezilehlého proudu určit

$$I_{def} = I_z \quad 2.1-5$$

Z této rovnice vyplývá, že efektivní hodnota při bipolárním řízení není závislá na střídě, naopak pro unipolární způsob řízení platí

$$I_{def} = I_z \sqrt{s} \quad s \in \langle 0; 1 \rangle \quad 2.1-6$$

Hodnota efektivního mezilehlého proudu bude u tohoto způsobu řešení podstatně menší než u bipolárního způsobu řízení. Naopak efektivní hodnota kapacitního proudu podstatně vzroste a bude větší, než udávají rovnice 2.1-5 a 2.1-6, k rovnicím je nutné přičíst také síťové nabíjecí impulsy. Pak je možné říci, že celková ef. hodnota kapacitního proudu je přibližně rovna střední hodnotě mezilehlého proudu I_d .

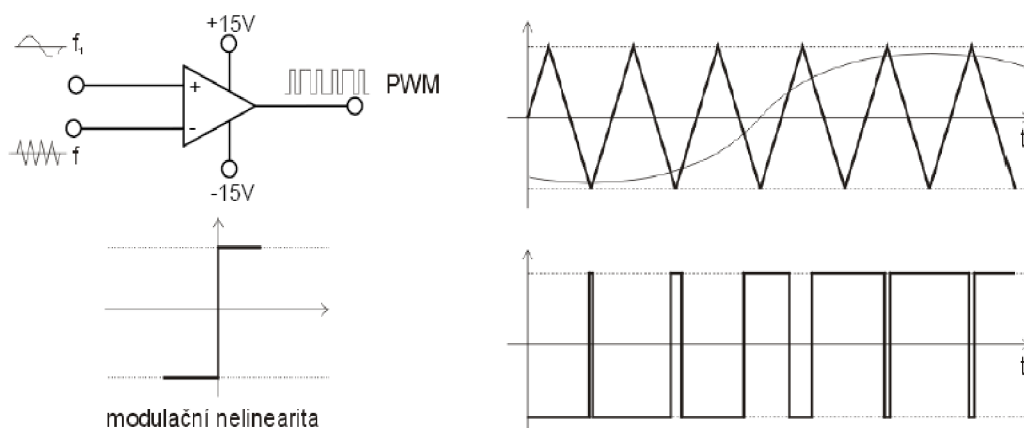
2.2 Princip pulzní šířkové modulace

Pulzní šířková modulace (PWM) je využívána hlavně ve výkonové elektrotechnice k řízení výkonových spínacích tranzistorů.

Mezi současně principem nejjednodušší a zároveň nejkvalitnější pulzní šířkový modulátor bych zařadil komparátor bez hystereze. Na jeden vstup komparátoru se přivede nízkofrekvenční, případně stejnosměrný pomalu se měnící modulační signál a na druhý vstup vysokofrekvenční nosný trojúhelníkový signál o kmitočtu f . Nutnou a postačující podmínkou pro kvalitní modulaci i demodulaci je co největší odstup nízkofrekvenčního modulačního signálu a vysokofrekvenčního nosného signálu.

Všechny modulace musí vznikat na nějaké nelinearitě. V našem případě je onou nelinearitou pravoúhlá lomená převodní charakteristika komparátoru. K překlápění komparátoru dochází v okamžiku rovnosti obou signálů (v průsečících těchto signálů). Výstupní vysokofrekvenční modulační signál má charakter jednobitového logického signálu s významem zapnout, nebo vypnout výkonový tranzistor. Celý princip je naznačen na obrázku 2.2-1.

PWM generátor je možné sestavit z diskretních součástek, případně můžeme být použit také mikroprocesor, který již má v sobě implementovány tyto funkce.



Obrázek 2.2-1 Princip PWM. [4]

K demodulaci se použije dolní propust. U výkonového měniče je dolní propust tvořena výstupním LC-filtrem. V případě výstupu připojeného motoru nemusí být filtr použit, vlastní indukčnost motoru má dostatečný filtrační účinek.

Modulátor PWM můžeme také chápat jako lineární převodník napětí / střída. Střída unipolárních impulsů o kmitočtu $f = 1/T$ se definuje jako poměr trvání impulsu t_z ku periodě T :

$$s = \frac{t_z}{T} \quad s \in \langle 0,1 \rangle \quad 2.2-1$$

Střední a efektivní hodnoty libovolného průběhu periodického napětí $u(t)$ s periodou T , lze poté stanovit pomocí definičních rovnic

$$U_{stř} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad 2.2-2$$

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} \quad 2.2-3$$

3 PWM GENERÁTOR PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ

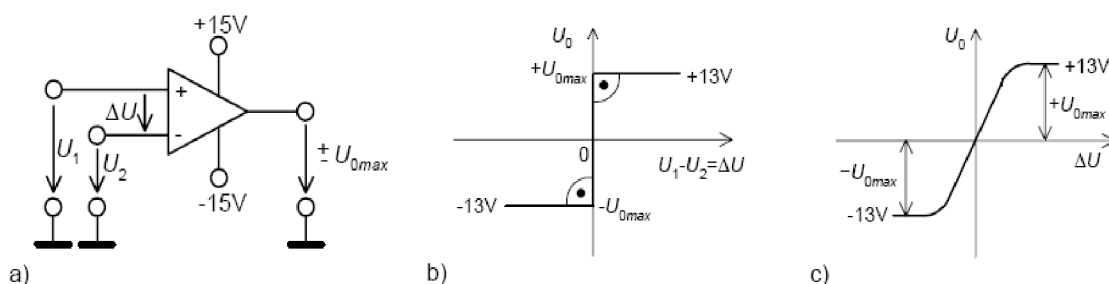
Z důvodu nenáročnosti naší aplikace byl zvolen způsob konstrukce generátoru z diskretních součástek. Generátor je složen ze dvou základních bloků. Prvním blokem je generátor pilovitého signálu, který je složen z komparátoru s hysterezí a integrátoru. Dalším blokem je komparátor porovnávající pilovitý signál s naší nastavenou hodnotou ss. napětí.

3.1 Komparátor

Jedná se o zařízení obsahující dva analogové vstupy. Výstupem je 1-bitový výstup. V každém časovém okamžiku dochází k porovnání okamžitých hodnot vstupních signálů a zjištění, který ze signálů je v tomto okamžiku větší. Výsledek tohoto porovnání se následně objeví na výstupu jako logická „1“ nebo „0“.

Realizace komparátoru je provedena z operačního zesilovače pracujícího bez záporné zpětné vazby. Výstup pak pracuje nikoli spojitě ale jako spínací ve dvou režimech, dochází k překlápění výstupu do dolní nebo horní saturace.

Základní zapojení komparátoru je uvedeno na obrázku 3.1-1. Převodní charakteristika, nebo-li závislost stejnosměrného výstupního napětí U_0 na vstupním rozdílovém napětí $\Delta U = U_1 - U_2$, má počáteční strmost určenou vnitřním zesílením $K_0 = U_0 / \Delta U$. Za předpokladu, že je vnitřní zesílení operačního zesilovače nekonečně velké $K_0 \rightarrow \infty$, má ideální charakteristika v okolí nuly nekonečnou strmost, to znamená, že má pravoúhlý tvar podle obrázku 3.1-1b). Strmost skutečné charakteristiky ovšem nekonečná není, viz obrázek 3.1-1 c).



Obrázek 3.1-1 a) Základní obvodové zapojení komparátoru; b) Ideální převodní charakteristika; c) Skutečná převodní charakteristika [1]

Ideální komparátor by měl mít nekonečné zesílení, což znamená nekonečnou strmost převodní charakteristiky žádné zpoždění mezi vstupem a výstupem. Skutečný komparátor se ovšem vlastnostem ideálního pouze blíží. U běžného komparátoru má konečné zesílení vliv na přesnost a jednoznačnost komparace.

Jako nevýhodou základního zapojení komparátoru je například to, že některé operační zesilovače nesnesou příliš velké rozdílové napětí ΔU vstupů. Proto je nezbytné, buď ošetřit vstupy, nebo zvolit komparátor, který by velké diferenční napětí snesl.

Problém také nastává v případě, že se komparovaná napětí U_1, U_2 svou velikostí blíží k úrovním napájecích napětí. Jako následek hrozí zborcení pracovní bodu vstupního diferenčního zesilovače a komparátor začne pracovat chybně. Nevýhodou je možné odstranit zapojením komparátoru se sčítacími odpory na vstupu podle obrázku 3.1-2. Jeden vstup je uzemněn a druhý vstup vyhodnocuje rozdíl obou vstupních napětí. Aby na sčítacích odporech vznikl rozdíl, musí mít oba vstupní signály U_1, U_2 opačnou polaritu. Výhodou zapojení je, že ke komparaci dochází v okamžiku, kdy oba vstupy jsou na potenciálu země a vstupní diferenční zesilovač tak pracuje v optimálním pracovním bodu. Nevýhodou se pak jeví zapojení, že odpory R_1, R_2 tvoří se vstupní kapacitou komparátoru dolní propust, která zpomaluje komparaci.

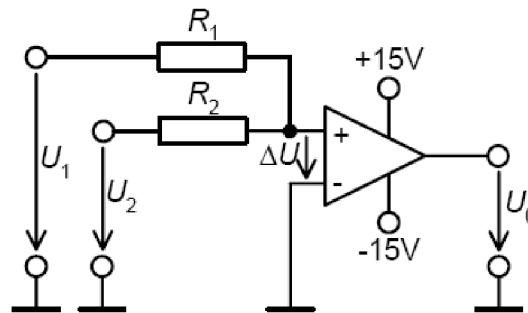
Komparátor se překlápí v okamžiku, kdy $\Delta U = 0$. Napětí neinvertujícího vstupu lze určit z principu superpozice:

$$\Delta U = U_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad 3.1-1$$

Následně vyjádříme podmínku, kdy k překlápění dochází:

$$U_1 = -U_2 \frac{R_1}{R_2} \quad 3.1-2$$

Rovnice 3.1-2 dokazuje, že obě komparovaná napětí musí mít opačnou polaritu.



Obrázek 3.1-2 Komparátor se sčítacími odpory na vstupu [1]

3.2 Generátor pilovitého signálu

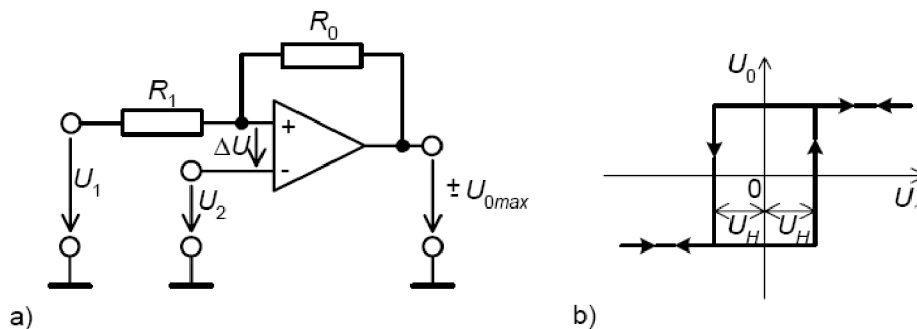
Generátor je složen ze dvou částí. Jednou částí je integrátor s časovou konstantou RC a komparátor s hysterezí.

3.2.1 Komparátor s hysterezí

Komparátor s hysterezí lze realizovat zavedením kladné zpětné vazby z výstupu na neinvertující vstup jak je vidět na obrázku 3.2.1-1 a). Působením této zpětné vazby vznikne na převodní charakteristice hysterezní smyčka. Hystereze značně zvyšuje imunitu komparátoru proti šumu v blízkosti bodu překlapaní. Šumová imunita je rovna šířce $2U_H$ hysterezní smyčky. Velikost napětí U_H lze určit z podmínky, že komparátor překlápí v $\Delta U = 0$. Napětí neinvertujícího vstupu lze určit pomocí principu superpozice.

$$\Delta U = U_1 \cdot \frac{R_0}{R_1 + R_0} \pm U_{0\max} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_0} - U_2 = 0 \quad 3.2.1-1$$

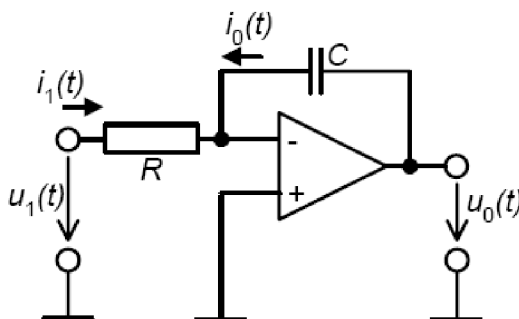
Napětí $\pm U_{0\max}$ je maximální napětí saturovaného výstupu. Hodnota tohoto napětí závisí na velikosti napájecího napětí. Při použití OZ s napájením $\pm 15V$, bude hodnota saturovaného maximálního napětí okolo $\pm 13V$. Přesná hodnota lze najít v katalogu.



Obrázek 3.2.1-1 a) Základní zapojení komparátoru s hysterezí; b) Převodní charakteristika s hysterezní smyčkou. [1]

3.2.2 Integrátor

Integrátor sestavíme ze schématu operačního zesilovače v invertujícím zapojení, jen impedanci mezi vstupem a výstupem nahradíme kapacitou a vstupní impedanci odporem. Schéma je vidět na obrázku 3.2.2-2.



Obrázek 3.2.2-2 Integrovační zesilovač. [1]

Vztah pro okamžité hodnoty vstupního a výstupního napětí plyne z I. Kirchhoffova zákona aplikovaného na invertující vstup.

$$i_1(t) + i_0(t) = 0 \Rightarrow i_0(t) = -i_1(t) \quad 3.2.2-2$$

Proudy lze také vyjádřit pomocí napětí na kapacitě a odporu. Jak je známo invertující vstup se nachází na virtuální zemi, je na kapacitu přiloženo napětí u_0 a na odpor napětí u_1 . Pak musí platit:

$$C \cdot \frac{du_0}{dt} = -\frac{u_1(t)}{R} \Rightarrow du_0(t) = -\frac{1}{RC} u_1(t) \cdot dt \quad 3.2.2-3$$

Po integraci rovnice 3.2.2-3 podle času, získáme rovnici:

$$u_0(t) = U_{poč} - \frac{1}{RC} \int u_1(t) dt \quad 3.2.2-4$$

Rovnice nám říká, že výstupní napětí je integrálem napětí vstupního, avšak výstupní napětí nemůže překročit maximální rozkmit koncového stupně operačního zesilovače, který je napájen napětím $\pm U_{CC}$.

Na napětí $U_{poč}$ je nabit kondenzátor před zahájením integrace. Z matematického hlediska je to libovolná počáteční podmínka.

Pokud zapojíme na vstup integrátoru konstantní napětí kladné či záporné, bude výstupní napětí lineárně růst, při záporném napětí lineárně klesat. Jev je patrný ze znalosti „integrál z konstanty je šikmá přímka“.

Napěťový přenos v operátorovém tvaru určíme z rovnice $Z_1=R$ a $Z_0=1/pC$:

$$K(p) = -\frac{Z_0}{Z_1} = -\frac{1}{pRC} = -\frac{K_I}{p} \quad 3.2.2-5$$

Kde K_I je zesílení integrátoru. Určíme i komplexní přenos

$$K(\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} = -(-j) \frac{1}{\omega RC} \quad 3.2.2-6$$

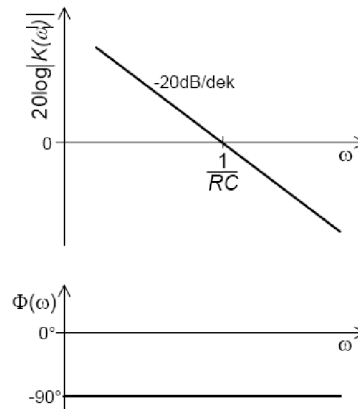
Amplitudová frekvenční charakteristika, má tvar

$$|K(\omega)| = \frac{1}{\omega RC} \quad 3.2.2-7$$

Z rovnice komplexního přenosu vyplyne fázová charakteristika

$$\phi(\omega) = -(-90^\circ) = +90^\circ = konst \quad 3.2.2-8$$

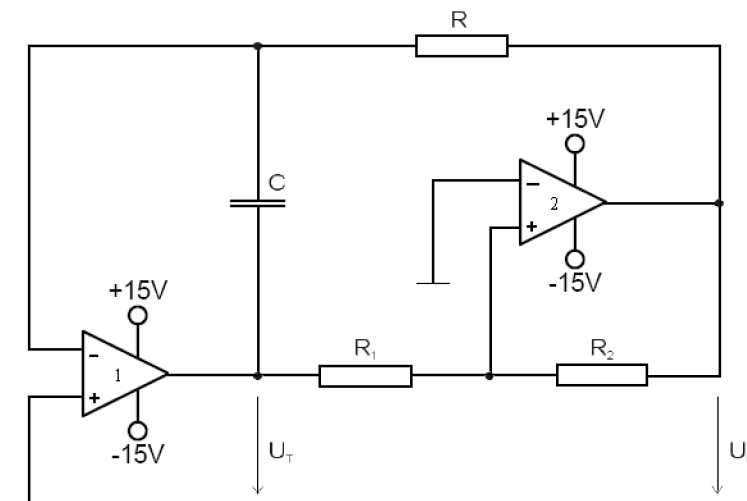
Matematická integrace udává záporný fázový posuv -90° . Kladné znaménko v rovnici 3.2.2-8, je dáno invertujícím zapojením. Při realizaci integrátoru mikroprocesorem by se fáze opožďovala a fázový posuv by byl -90° .



Obrázek 3.2.2-3 Amplitudová a fázová charakteristika integračního zesilovače. [1]

3.3 Generátor trojúhelníkového signálu

Operační zesilovač je zapojen jako integrátor s časovou konstantou RC . Další operační zesilovač bude tvořit komparátor s hysterezí. Hystereze je určena odpory R_1 a R_2 zavedenými v kladné zpětné vazbě operačního zesilovače. Z výstupu komparátoru přivádíme na vstup integrátoru celkovou zpětnou vazbu. Přesné schéma je zobrazeno na obrázku 3.3-1.



Obrázek 3.3-1 Generátor trojúhelníkového signálu [4]

Připojíme-li na vstup integrátoru napětí $-U_{CC}$, výstupní napětí se lineárně zvyšuje, jak vyplývá z rovnice 3.3-1. Z této rovnice tak též plyne, že pokud dojde k překlopení komparátoru a

na vstup integrátoru se dostane napětí U_{CC} , výstupní napětí začne lineárně klesat. Klesání se zastaví až při opětovném překlopení komparátoru.

$$u_0(t) = U_0 + \frac{U_{cc}}{RC}t = -U_h + \frac{U_{cc}}{RC}t \quad 3.3-1$$

Špičková hodnota napětí trojúhelníkového signálu u_T se tedy rovná napětí hystereznímu, jak plyne z rovnice 3.2.1-1 při napětí $U_2 = 0$

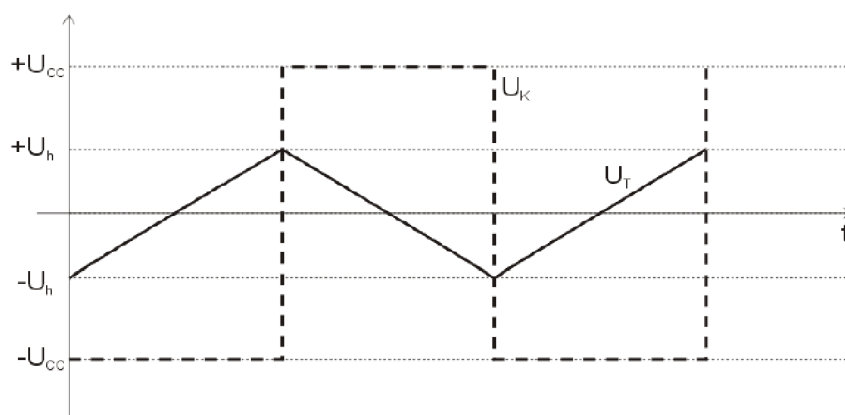
$$\pm U_h = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{CC} \quad 3.3-2$$

Pro první půlperiodu platí vztah:

$$2U_h = \frac{U_{CC}}{RC} \frac{T}{2} \quad 3.3-3$$

Z předešlých rovnic 3.3-2 a 3.3-3 odvodíme vztah pro velikost výstupního kmitočtu generátoru

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4RC} \frac{R_2}{R_1} \quad 3.3-4$$



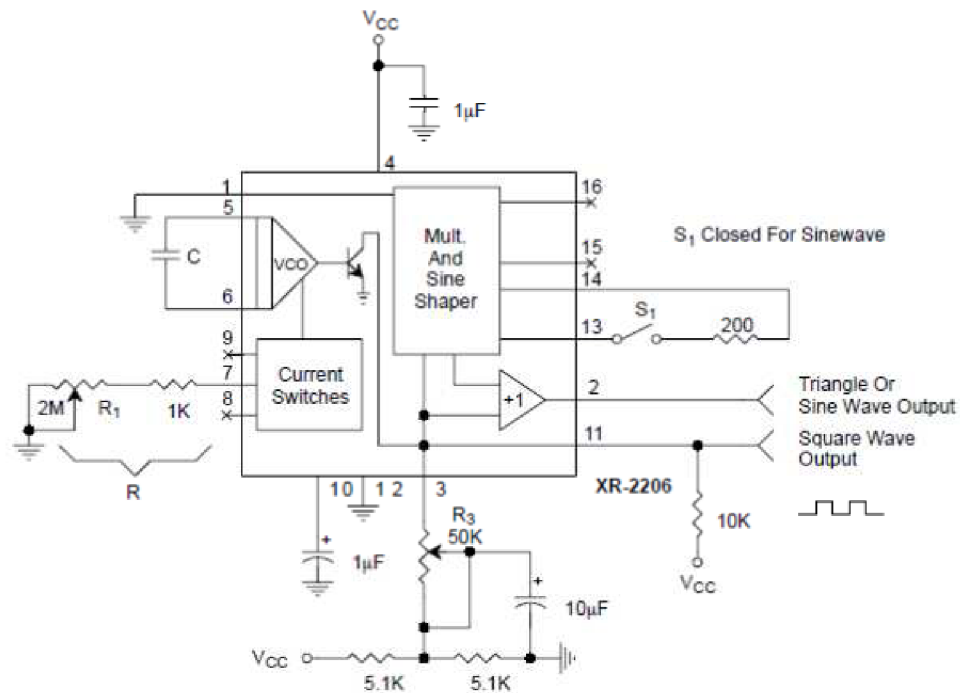
Obrázek 3.3-2 Integrál výstupního napětí komparátoru. [4]

3.4 Generátor sinusového signálu

Pro získávání sinusového signálu byl zvolen integrovaný obvod XR 2206. Tento obvod nabízí hned několik generovaných signálů. Nastavitelný rozsah frekvence se pohybuje od 1Hz až po 1MHz. Výstupní signál je dále možné amplitudově i frekvenčně modulovat. Integrovaný obvod je zapojen dle doporučení výrobce viz obrázek 3.4-1.

Pro výpočet rozsahu frekvence byl použit vzorec uvedený výrobcem:

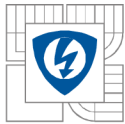
$$f_0 = \frac{1}{RC} \quad 3.4-1$$



Obrázek 3.4-1 Doporučené zapojení XR 2206 výrobcem

3.5 Návrh a realizace PWM generátoru pro čtyřkvadrantový můstek

Pro napájení celého bloku řízení je provedeno ze síťového transformátoru s vyvedeným středem. Následně je napětí usměrněno a stabilizováno na napětí $\pm 15V$, $\pm 12V$, $\pm 10V$. Následně je napětí přivedeno na operační zesilovač **U3B**, tento je zapojen jako integrátor a obvod **U3A** jako komparátor s hysterezí. Přes odpory **R₂₄** a **R₂₅** je nastavena velikost hysterezního napětí, které je přivedeno na odpor **R₂₆** a sériově potenciometr **P₂₇**. Potenciometr **P₂₇** a odpor **R₂₆** spolu tvoří integrační rezistor. Pro zvolení rozsahu nám slouží otočný přepínač, přes který jsou připojovány různé kapacity kondenzátorů. Tyto jsou zapojeny mezi výstup a invertující vstup OZ, který pracuje jako integrátor. Pro skokovou změnu kmitočtu trojúhelníkového signálu použijeme přepínač a pro plynulou změnu kmitočtu použijeme potenciometr. Tím máme realizován generátor trojúhelníkového signálu. Získaný trojúhelníkový signál je připojen přes odpory **R₂₁** a



R_{23} , které slouží jako sčítací. Po sečtení s modulačním signálem přiváděného přes odpory R_{22} a R_{20} . Je výsledný signál přiveden na neinvertující vstupy komparátorů U_4 a U_1 . Invertující vstupy komparátorů jsou připojeny k zemi. Tyto komparátory tedy pracují jako PWM modulátory.

Jsou generovány dva modulační signály. Pro stejnosměrnou modulaci je signál získáván sníženým napětím z potenciometru R_6 . Odtud je signál přiveden na přepínač S_1 . Druhým modulačním signálem je signál sinusový získávaný z generátoru sinusovky obvod XR2206 viz kapitola 3.4. Za přepínačem je signál impedančně oddělen a připojen přímo na odpor R_{22} a dále na vstup OZ v invertujícím zapojení, zde dojde k fázovému posunu signálu o jednu polovinu periody. Posunutí je nutné pro možnost unipolárního řízení. Přepínačem S_2 je možné přepnout mezi unipolárním a bipolárním řízením.

Signál je poté veden přímo na budič (pro první tranzistor větve) a přes invertor tvořený z obvodu CMOS 4001 na druhý kanál budiče (pro druhý tranzistor větve).

Pro indikaci chybových oznámení budičů budou při realizaci za odpory R_{11} a R_{33} připojeny sériově LED diody.

Pro generátor trojúhelníkového signálu je použit obvod TL 072, jedná se o obyčejný kvalitní operační zesilovač, který používá ve vstupním diferenčním zesilovači tranzistory J-FET. Tímto je docíleno velmi vysokého vstupního odporu.

Jako komparátor je využit obvod LM311, tento patří mezi běžné rychlé komparátory. Z katalogu lze vyčíst hodnota zpoždění asi 100ns.

Vygenerovaný trojúhelníkový signál je přiveden na odpory R_{23} a R_{21} , pomocí kterých jsou sečteny s modulačním signálem přivedeným na odpory R_{22} a R_{20} . Tyto součty jsou poté přivedeny na neinvertující vstupy komparátorů, které mají invertující vstup uzemněn a slouží jako PWM modulátory.

Jako komparátor jsou použity obvod LM311, které patří mezi běžné rychlejší komparátory. Jejich zpoždění je podle katalogových hodnot 100ns (ve skutečnosti bývá toto zpoždění větší).

Pomocí přepínače S_1 volíme stejnosměrný modulační signál, který je získán sníženým napájecím napětím, nebo sinusový signál, který je vytvořen za pomoci integrovaného obvodu XR2206. Z obvodu je signál upraven na napěťovou hladinu $\pm 15V$. Za přepínačem je signál impedančně oddělen a přímo přiveden na odpor R_{22} a vstup operačního zesilovače v invertujícím zapojení, který nám signál fázově posune o jednu půl periodu (podmínka pro unipolární řízení viz kapitola 2.1.2).

Na chybový výstup budiče je přes odpor připojena led dioda pro signalizaci poruchy (princip zpracování chybových signálů viz kapitola 4.3), na výstupní piny budiče byly ještě připojeny odpory a kondenzátor dle pokynů výrobce.

3.6 Výpočet konkrétních součástek

Zdroj napájení obvodu dle požadovaného výkonu jsme zvolili transformátor o výkonu 6VA s dvěma sekundárními vinutími. Napětí z transformátoru bude usměrněno můstkovým usměrňovačem. Zvolily jsme usměrňovač pro 10A, který je naddimenzován a proto není nutné jej dodatečně chladit. Usměrněné napětí je nutné dostatečně filtrovat, proto jsme zvolili maximální velikost zvlnění napětí $\Delta U=4V$. Velikost odebíraného proudu bude přibližně $I=0,20A$. Vzhledem k použití napájecí sítě 230V/50Hz, bude velikost periody 20ms. Ze vztahu pro výpočet proudu:

$$i = C \frac{du}{dt} \quad 3.6-1$$

Po úpravě získáme vztah pro výpočet potřebné kapacity

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} \quad 3.6-2$$

Za filtračním kondenzátorem nesmí být pokles větší než 4V. Po dosazení hodnot do vztahu 3.6-2 vypočítáme velikost filtrační kapacity C.

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{0,2 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{4} = 1mF \quad 3.6-3$$

Dle výpočtu zvolíme kondenzátor o kapacitě $C=1mF$. Zvolená kapacita by neměla být příliš velká, vzhledem že transformátor je poměrně měkký zdroj (naprázdno 24,6V při zatížení 18V) s velkým vnitřním odporem, mohlo by dojít jen k částečnému nabíjení kondenzátoru. Pro získání konstantních napěťových hladin $\pm 15V$, $\pm 12V$, $\pm 10V$ osadili jsme stabilizátory 78L15, 79L15, 78L12, 79L12, které jsou v pouzdře TO220 a je snadné je opatřit přídavným chladičem. Z estetických důvodů byly chladiče přidány. Pouzdro samotné by stačilo pro předání vzniklého ztrátového tepla, aniž by bylo nutné jej chladičem opatřovat. Samotné stabilizátory jsou navrženy pro proud 1,5A.

Ze vztahu 3.3-2 určíme velikost odporů R_{24} , R_{25} ve zpětné vazbě operačního zesilovače pracujícího jako komparátor s hysterezí. Jednu hodnotu odporu zvolíme a další dopočítáme. Zvolíme hodnotu $R_{25}=10k\Omega$ a dopočítáme hodnotu R_{24}

$$R_{24} = \frac{U_h \cdot R_{25}}{U_{CC}} = \frac{12 \cdot 10^4}{15} = 8000 \rightarrow 8k2 \quad 3.6-4$$

Velikosti odporů jsou $R_{24}=8k2\Omega$, $R_{25}=10k\Omega$.

Pro nastavitelnou časovou hodnotu RC integrátoru vycházíme ze vztahu 3.3-3. Byly zvoleny velikosti potenciometru $P_{27}=47k\Omega$ a sériového odporu $R_{26}=5k\Omega$ a dle rozsahů byly dopočítány hodnoty kapacit $C_{15}=47nF$, $C_{14}=3,9nF$ a $C_{13}=470pF$. Tak bylo možné plynulé nastavení hodnoty výstupní frekvence v rozsahu od 100Hz do 50kHz.

Odpor R_{21} , R_{20} byly z důvodu stejné velikosti napětí přiváděného z potenciometru, který slouží jako dělič případně generátoru sinusového signálu a generátoru trojúhelníkového signálu hodnoty $R_{21}=R_{20}=22k\Omega$, $R_6=5k\Omega$.

Hodnoty součástek pro generátor sinusového signálu vycházeli z doporučeného zapojení výrobce. Bylo nutné dopočítat součástky pro nastavení pracovní frekvence dle vztahu 3.4-1. Frekvence byla zvolena v rozsahu od 9kHz do 100kHz. Byla zvolena hodnota kondenzátoru $C_{36} = 1\mu F$ a dopočítána hodnota odporu. Odpor byl z důvodu rozsahu frekvence složen z potenciometru a sériově řazeného odporu. Hodnota $P_7 = 100k\Omega$ a sériový odpor $R_{40} = 10k\Omega$. Pomocí potenciometru je možné plynule měnit frekvenci v daném rozmezí.

Propojení budičů součástky obvodu budičů jsou dle pokynu výrobce uvedené v technické dokumentaci budiče.

4 BUDICÍ OBVODY TRANZISTORŮ

4.1 Vlastnosti budiče

Budiče nám slouží k přenosu řídicího galvanicky odděleného signálu na řídicí elektrodu výkonového tranzistoru. Zabezpečují kvalitní galvanické oddělení na rozhraní řídicí a výkonové části. Galvanické oddělení je nutné z důvodu potenciálu výkonového tranzistoru proti zemi. Pokud napájíme tranzistory ze sítě 3x400V usměrněné 6-ti pulzního usměrňovačem, na jeho výstupu vznikne napětí $\approx 540V$. Pak v případě kladné větve tranzistorů vzniká proti zemi napětí $+270V$ a u záporné $-270V$. Z bezpečnostních norem pro průmysl musí být řídicí obvody vždy uzemněny. Ze schématu na Obrázek 2.1-1 Čtyřkvadrantový ss.můstek. je patrné, že řídicí zemnicí

elektroda se pak nachází na potenciálu -270V . Proto vzniká nutnost přivádět řídicí signál galvanicky oddělenou cestou.

Horší situace nastává v případě horního spínače, kde se emitor (zem řídicího impulsu) pohybuje skokově dle spínání na hodnotě $\pm 270\text{V}$ se strmostí du/dt . Pak tyto hodnoty mohou dosahovat až ± 10 až $\pm 120\text{kV}/\mu\text{s}$ dle typu výkonového tranzistoru. Po přihlédnutí k této skutečnosti je galvanické oddělení velmi důležité.

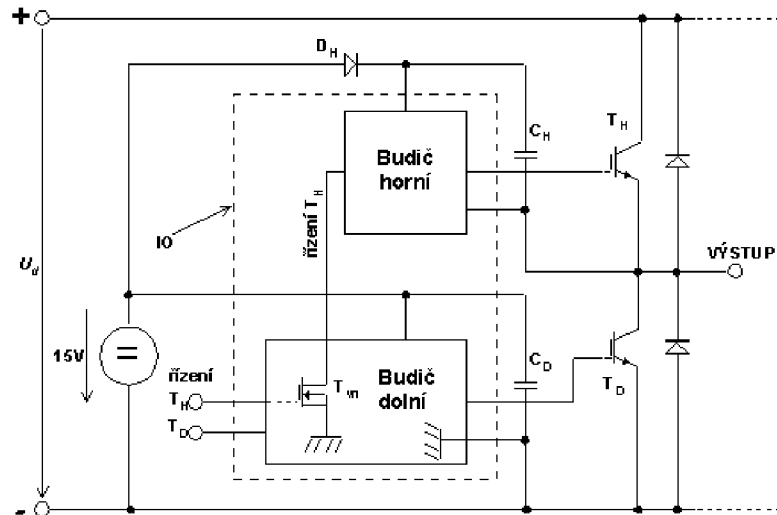
Dnes galvanické oddělení u nejkvalitnějších optočlenů se stínící mřížkou umístěnou mezi optickým vysílačem a přijímačem dosahují hodnot maximálně $15\text{kV}/\mu\text{s}$. Tyto prvky jsou ovšem velice drahé. Spíše se hledá přenášení jinou než optickou cestou. Proto se dnes také využívají přenosy pomocí magnetické cesty.

Z faktu, že se jedná o složitý aktivní obvod, je nutné řešit také napájení těchto obvodů. Z důvodu galvanických oddělení je nutné řešení napájení taktéž galvanicky odděleně přes magnetický obvod.

Součástí budiče jsou mimo jiné velmi rychlé elektronické ochranné prvky, které zabraňují zničení výkonových tranzistorů. Tranzistory mnohdy tvoří převážnou cenu měniče, a proto je nutné zajistit jejich optimální ochranu. Dále je nutné stav o poruše přenášet zpět do systému řízení, tento přenos musí opět proběhnout galvanickou cestou.

4.2 Budiče bez galvanického oddělení

Pokud předpokládáme provozování zařízení, mimo odvětví průmyslu není nutné uzemnění řídicích obvodů. Pak je možné spínat dolní tranzistor přímo bez galvanického oddělení na společném potenciálu. Naopak pro horní budič tranzistoru je opět připojen na měnicí se potenciál emitoru a problém galvanického oddělení přetrvává. Situace se dá řešit napájením z plovoucího kondenzátoru o malé kapacitě. Kondenzátor je dobíjen ze zdroje přes oddělovací diody jen v okamžiku sepnutí dolního tranzistoru. Tím je ale kondenzátor nabíjen pouze na napětí zdroje s odečteným úbytkem na diodě a také o úbytek na sepnutém dolním tranzistoru. Pokud budeme měnič přetěžovat, může úbytek na tranzistoru dosahovat i několika voltů. Pokud k této situaci dojde, horní tranzistor bude nedostatečně buzen. Jako další nevýhoda se jeví neschopnost provozování měniče v přerušovaném režimu s častým elektrickým zablokováním obou tranzistorů. Popsaný princip je vidět na obrázku 4.2-1.



Obrázek 4.2-1 Princip buzení bez galvanicky odděleného signálu[1]

Realizace takového buzení je značně neekonomická, výhodu by přinášela pouze integrace na jeden čip. Pokud ovšem použijeme takový typ budiče, spolehlivost je velmi malá. Navíc je tento systém vhodný pouze pro malé výkony řádově 500W a do napětí mezi obvody maximálně 300V.

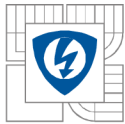
4.3 Budiče s galvanickým oddělením

Budiče musí vydržet dle norem zkušební střídavé efektivní napětí mezi primární a sekundární stranou 2kV, 50Hz po dobu jedné minuty. Stavba budiče převážně vychází se těchto součástí: optočlen, zesilovač, tvarovače, hradlovací obvod, koncový stupeň a obvodů ochrany.

Vzhledem k parazitní kapacitě optočlenu, na němž je napětěovou strmostí du/dt dosahuje velikosti minimálně 1pF mezi vysílačem a přijímačem, dosáhne kapacitní proud při strmosti 20kV/ms a kapacitě 1pF podle vztahu 3.6-1 velikost 20mA.

Jak je patrné je nutné optočlen doplnit o stínící mřížku, ale i tak bude řešení na hranici. Z výše uvedených závěrů musí být minimalizována i parazitní kapacita mezi primární a sekundární stranou vř. napájecího transformátoru.

Elektronické ochrany jsou sumarizovány a zpětně přivedeny do hradlovacího obvodu a okamžitě zasahují do řízení a vypínají tranzistor. Tento fakt současně posílán jako chybové hlášení do řízení měniče.

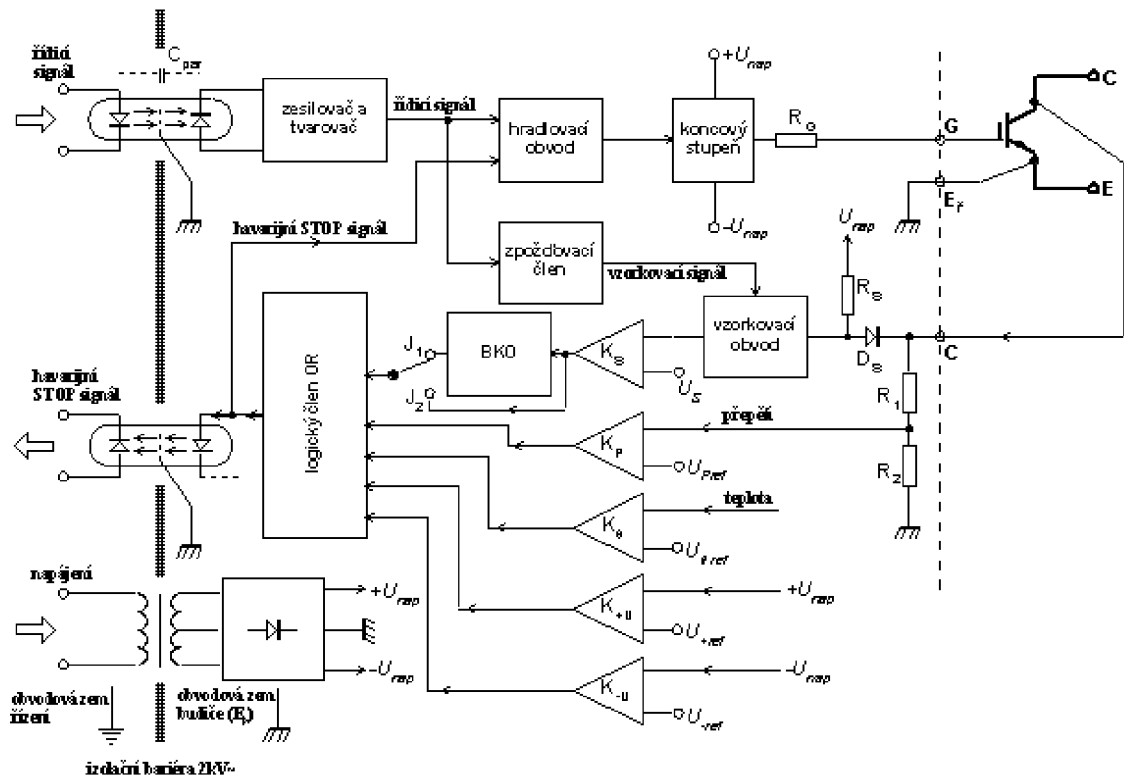


Mezi základní ochrany bychom mohli zařadit tyto:

- Hlídaní přítomnosti vlastního napájecího napětí budiče, kladného komparátorem K_{u+} a záporného K_{u-} - tato ochrana je nezbytná a budič bez ní je neprovozuschopný.
- Hlídaní teploty komparátorem K_v - čidlo je vhodné umístit co nejbližší čipu. Pokud je teplota na chladiči hlídána centrálně, nemusíme tuto ochranu použít. Pokud ovšem dojde na prudké ohřátí čipu ochrana nezareaguje.
- Hlídaní přepětí komparátorem K_p - ve vypnutém stavu namáhá tranzistor stejnosměrné napětí meziobvodu U_d . Komparátor hlídá, aby hodnota napětí nebyla vyšší než povolená.
- Mezi nejdůležitější ochrany bychom zařadil hlídání nadproudu - jedná se o saturační ochranu prováděnou komparátorem K_s . Tranzistor je v sepnutém stavu sám sobě bočником (nelineárním) a je tedy na možné snímat napětí U_{CEsat} . Tento bočník je navíc zdarma a bezindukční. Díky této vlastnosti je neuvěřitelně rychlý. Snímací obvod R_s, D_s je použit z důvodu velkého napětí na tranzistoru ve vypnutém stavu. Zabránění přístupu vysokého napětí na komparátor je provedeno pomocí oddělovací diody D_s . Vzhledem k tomu, že by se v době vypnutí objevilo na vstupu komparátoru napájecí napětí $+U_{nap}$ (15V), které by bylo opět vyhodnoceno jako porucha, musí být použit vzorkovací obvod řízený signálem odvozeným od signálu řídicího. Reakční doba ochrany je pak definována pouze cíleným dopravním zpožděním zpoždovacího členu. Zpoždění musí být nepatrně delší než celková zapínací doba t_{on} . Můžeme tak u IGBT tranzistorů dosáhnout reakční doby ochrany asi 2 až 3 μs , což jinak provést nelze. Tímto způsobem lze zaručit absolutní zkratuvzdornost na tvar VA-charakteristiky. Tuto ochranu můžeme používat buď v jednorázovém, nebo regenerativním režimu. Pokud pracuje ochrana jednorázově, vypne se při detekci nadproudu výkonový tranzistor a zůstane vypnutý. Pokud pracuje regenerativně, pokouší se budič s každým novým povelům k zapnutí spustit výkonový tranzistor. Pokud ovšem nadproud setrvává, ochrany vždy tranzistor včas odpojí.

V současnosti převládá individuální vývoj budičů z diskretních součástek a univerzálních IO. Nebo jako univerzální budicí obvody v podobě speciálních IO. Stále ale neexistuje bezchybné a masivně akceptovatelné řešení.

Současné typické řešení je znázorněno na obrázku 4.3-1. Je nynějším standardem, který by měl být zachován, v opačném případě dojde k velkému poklesu spolehlivost.



Obrázek 4.3-1 Princip řešení budiče s galvanicky odděleným signálem. [1]

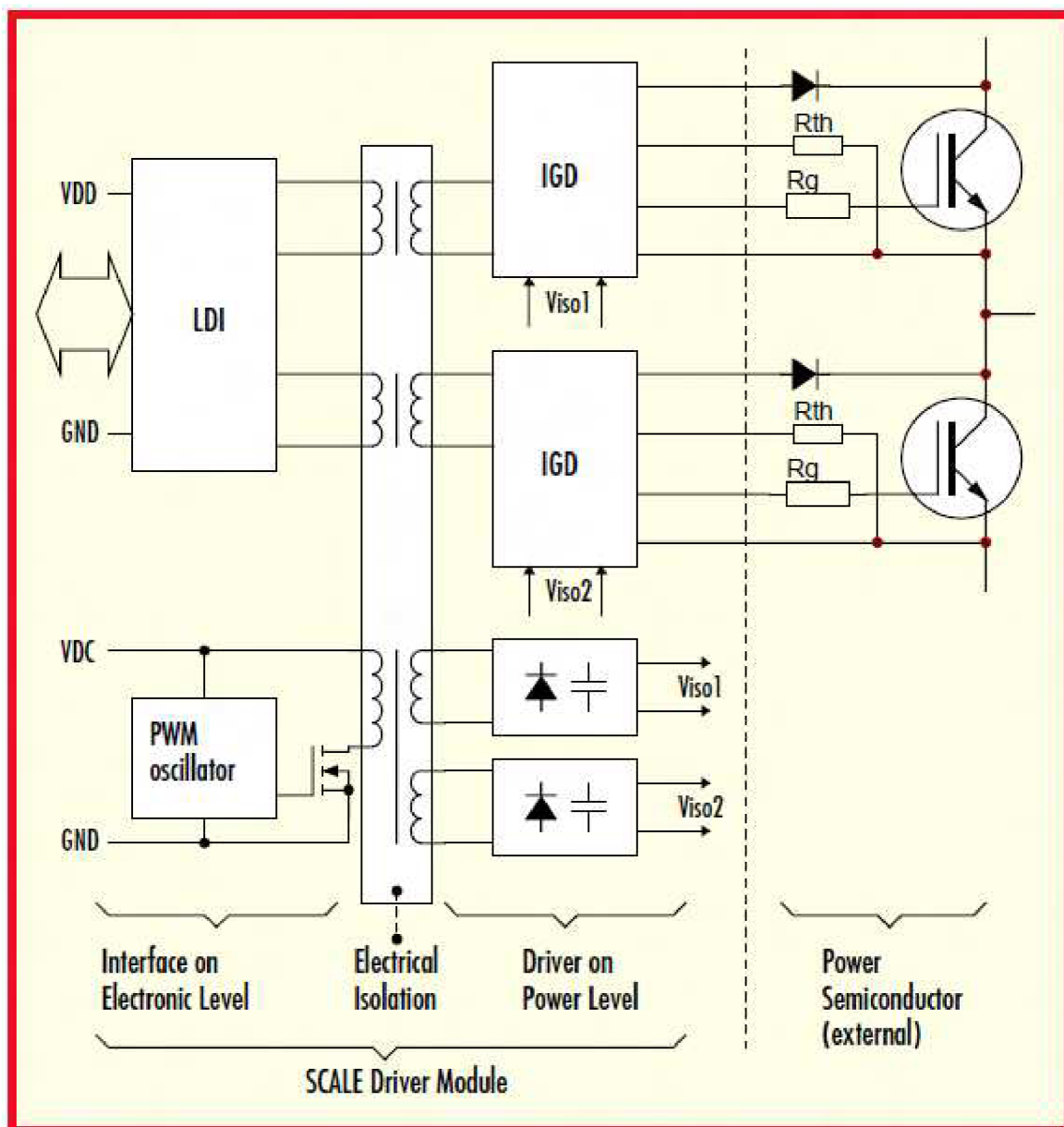
4.4 Budič pro čtyřkvadrantový měnič

Pro převod a galvanické oddělení pro naši aplikaci byl vybrán budič z řady CONCEPT konkrétně budič 2SD106AI-17. Jedná se o duální budič, který je schopen budit jak dolní, tak horní tranzistor. Tento budič je řešen univerzální metodou a dokáže pracovat ve dvou režimech. Různé režimy jsou voleny zapojením vývodu budiče. Pro naši aplikaci byl zvolen přímý režim řízení. Budič vyžaduje napájení +15V.

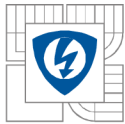
Galvanické oddělení řídicího signálu je provedeno pomocí vysokofrekvenčního transformátoru. Stejně je vyřešen i přenos chybového hlášení od implementované saturační ochrany tranzistorů. Na primární straně dochází k vyhodnocení chybových signálu a spolu s ostatními signály ochrany je vyveden na jeden z pinů budiče. Výstup ERROR z budiče je řešen jako tranzistor s otevřeným kolektorem.

Budič je vybaven obvodem odskoku (deat-time) přímo v budiče. Tento se nastavuje zvolením vhodných součástek dle doporučení výrobce. Kompletní návod pro tento budič včetně zapojení jednotlivých módu je uveden v příloze 4 a 5.

Odskok je důležitý, aby nedocházelo k vypínání tranzistorů jedné větve a současně ke spínání tranzistoru druhé větve. Pokud by, taková situace nastala, docházelo by k prohořívání výkonových tranzistorů, což by mělo za následek vybavení ochran budiče v lepším případě anebo v horším zničení tranzistoru.



Obrázek 4.4-1 Blokové schéma budiče 2SD106AI-17



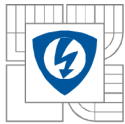
5 ZÁVĚR

V diplomové práci jsou teoreticky rozebrány jednkvadrantové a čtyřkvadrantové měniče a jejich řízení. Výsledkem práce je návrh řízení pro pulzní čtyřkvadrantový měnič. Řízení obsahuje možnost přepnutí mezi stejnosměrnou a střídavou modulací, dále možnost unipolárního a bipolárního řízení. Výsledný návrh je realizován v návrhovém systému EAGLE a výsledné schéma a desky plošných spojů jsou přiloženy v přílohách P1-P3.

Výsledný návrh umožňuje plynulou změnu střídavy od 0 do 1 a možnost měnit nosný trojúhelníkový signál od 100Hz do 50kHz. Je možné nastavit bipolární nebo unipolární způsob řízení. V obvodu řízení jsou použity budiče 2SD106AI-17 vyrobené firmou Concept. Budiče jsou vybaveny časovým nastavitelným odskokem, a proto není nutné tento odskok řešit v rámci řízení.

Výsledný realizovaný výrobek je vyfocen v příloze P4.

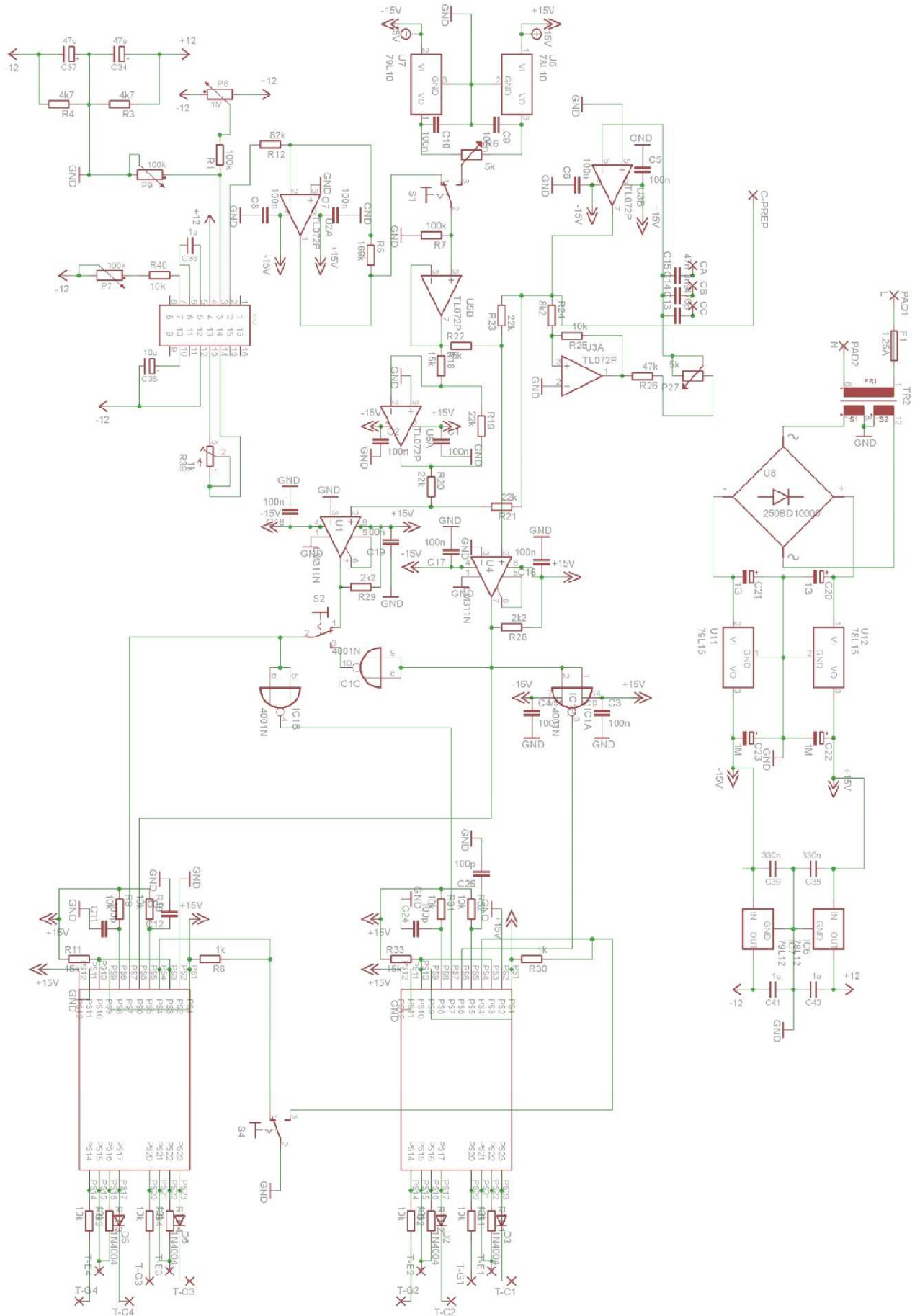
S časových důvodů nebylo provedeno závěrečné měření, modul řízení byl pouze realizován a oživen.



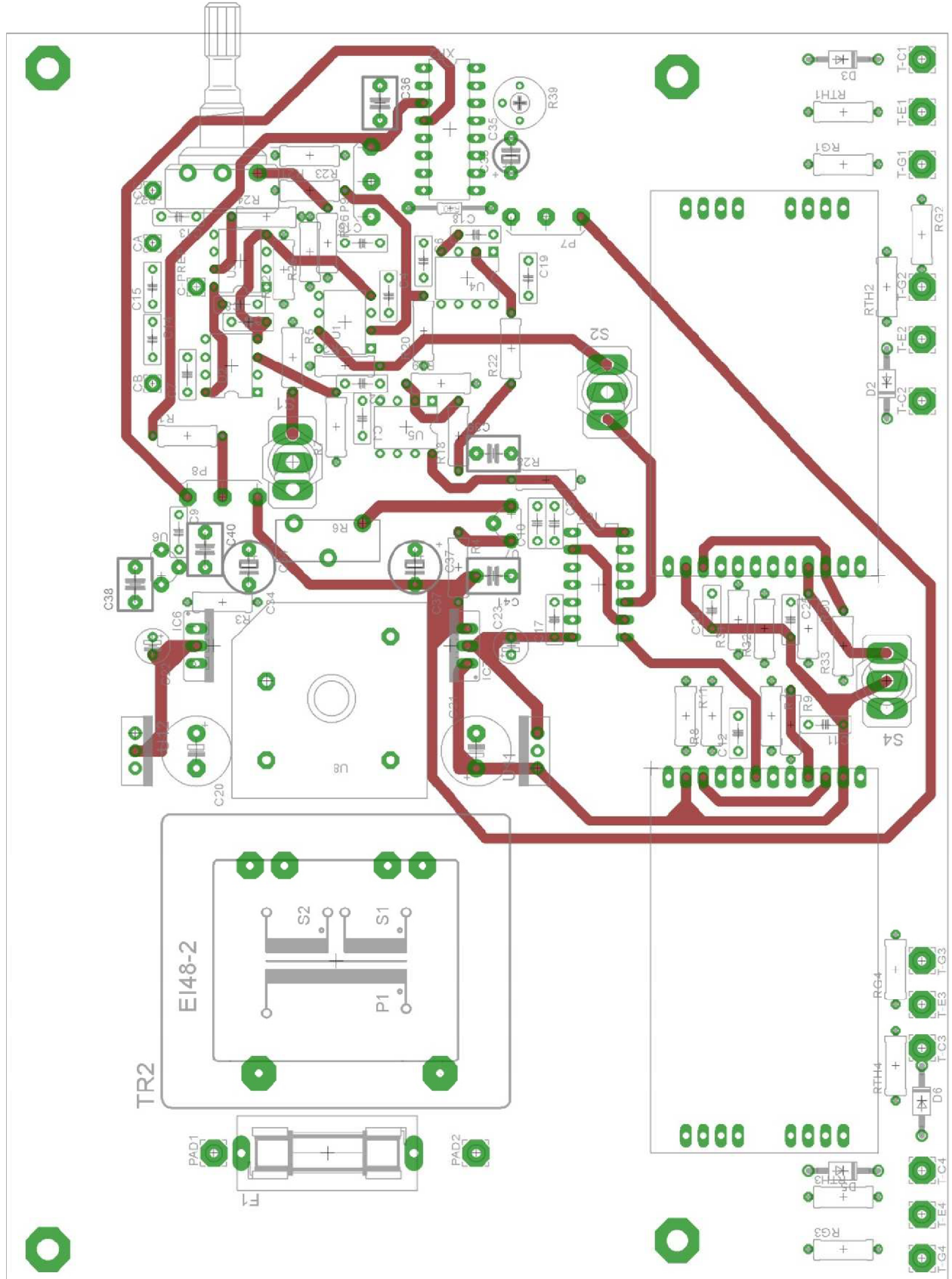
LITERATURA

- [1] Vorel, P., Průmyslová elektronika, skriptum VUT Brno, 2009
- [2] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek II., skriptum FEKT VUT Brno, 2005
- [3] Patočka M., Vybrané stati z výkonové elektroniky, Svazek I., skriptum FEKT VUT Brno, 2005
- [4] Patočka M., Vorel P., Řídicí elektronika - aktivní obvody 2.díl, skriptum FEKT VUT Brno, říjen 2004
- [5] Patočka M., Vorel P., Kerlich T., Řídicí elektronika-laboratorní cvičení, FEKT VUT Brno, 22.10. 2003
- [6] Patočka M., Burian F., Řídicí elektronika - sbírka řešených příkladů, FEKT VUT Brno, 2004
- [7] Vorel P., Patočka M., Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT, ELEKTROREVUE, 2004/30 – 21.5. 2004
- [8] Mišurec J., Zeman V., Štěpán M., Konstrukce elektronických zařízení – návrh plošných spojů, 2002
- [9] Informace z webových stránek IGBT-DRIVER<http://www.igbt-driver.com/fileadmin/Public/PDF/Products/ENG/SCALE/Cores/SCALE_Manual/SCALE_E.pdf>
- [10] Informace z webových stránek IGBT-DRIVER<<http://www.igbt-driver.com/fileadmin/Public/PDF/Products/ENG/SCALE/Cores/2SD106AI/2SD106AI-17.pdf>>

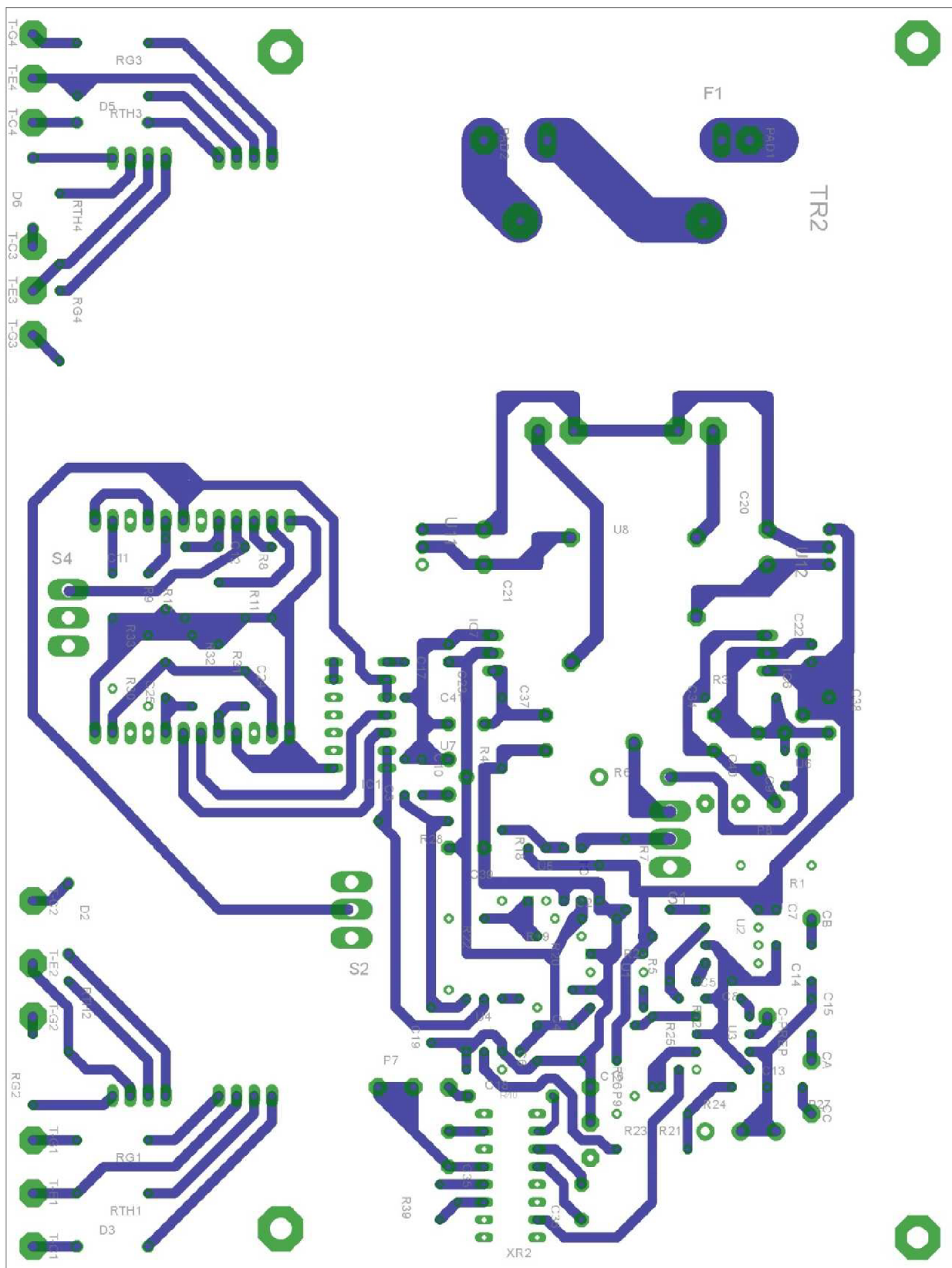
PŘÍLOHA P1 – SCHÉMA ŘÍDÍCÍHO OBvodu PRO ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ



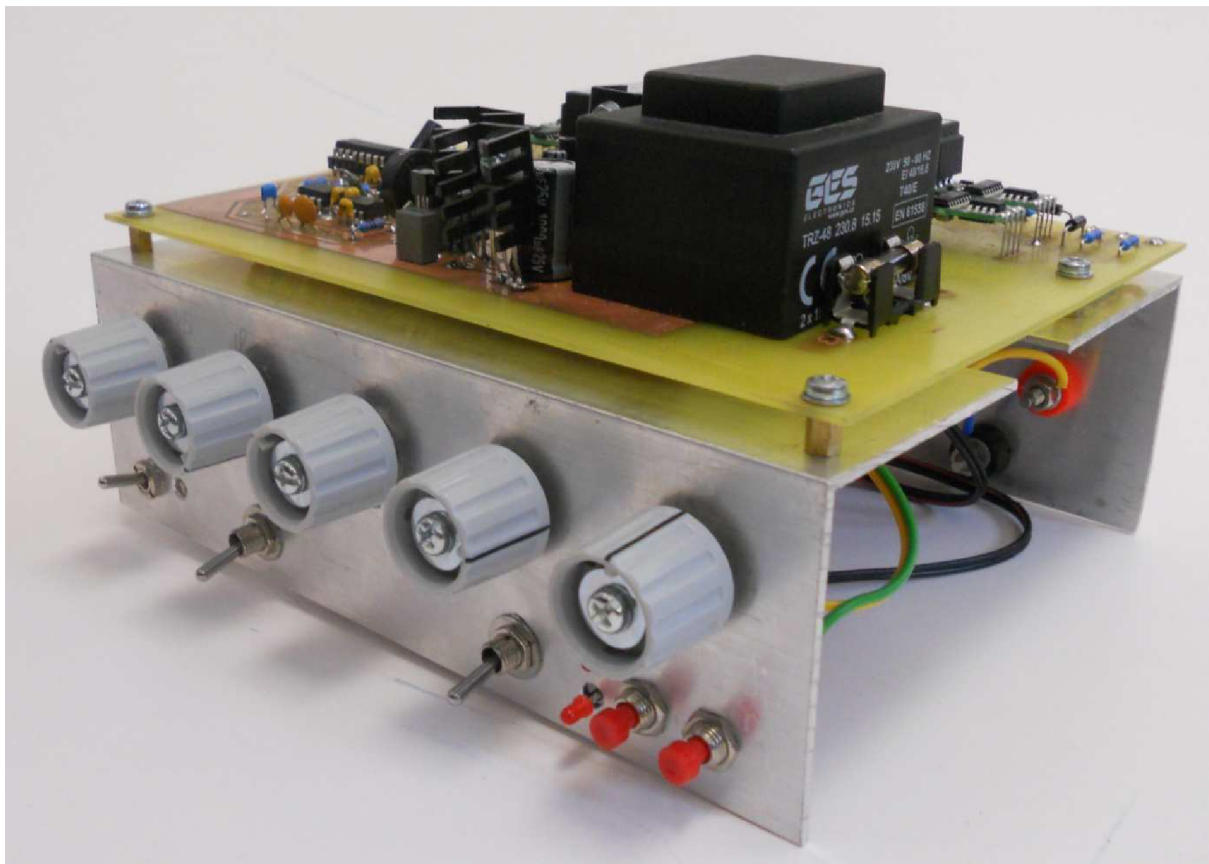
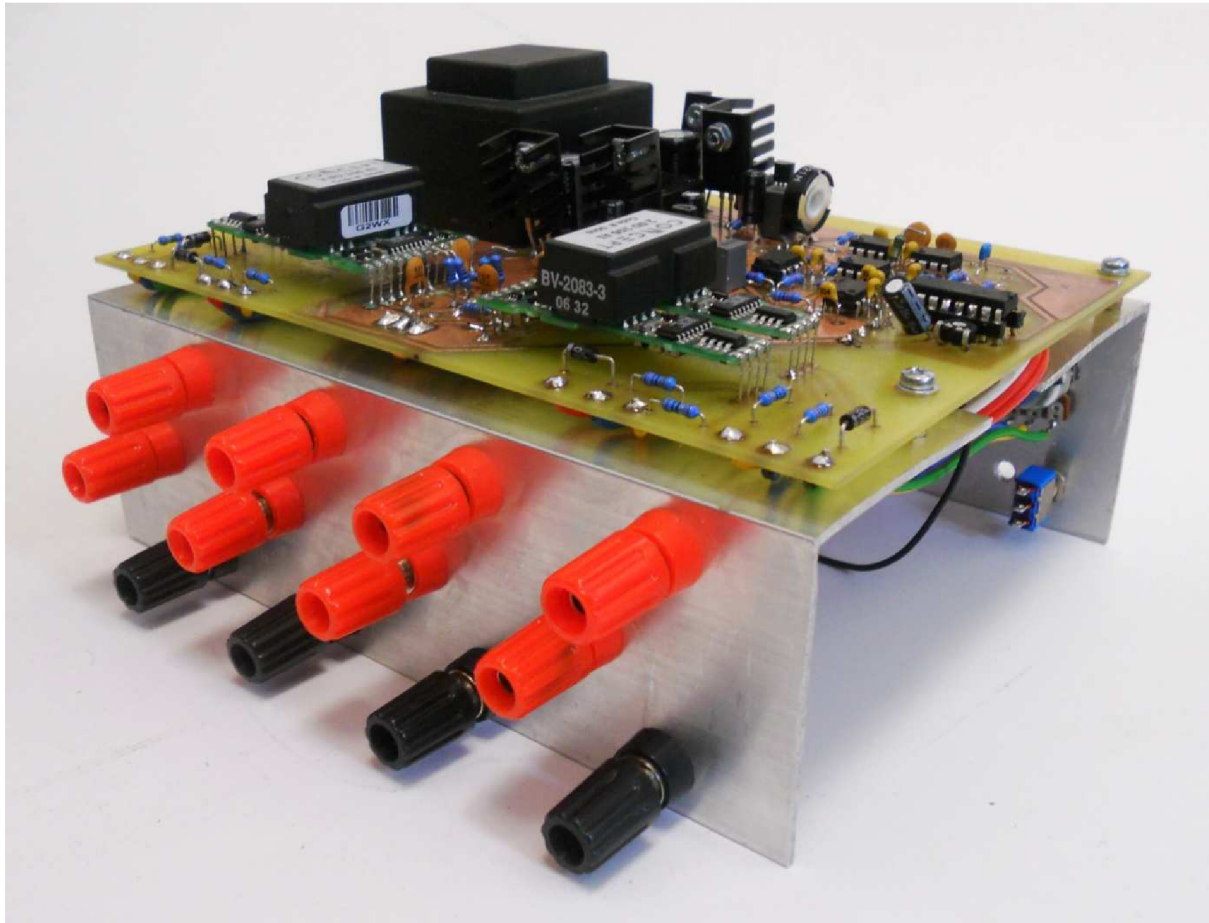
PŘÍLOHA P2 – DESKA MĚNIČE NÁVRH EAGLE POHLED ZE ZHORA



PŘÍLOHA P3 – DESKA MĚNIČE NÁVRH EAGLE POHLED ZE SPODU



PŘÍLOHA P4 – FOTOGRAFIE FINÁLNÍHO PŘÍPRAVKU



PŘÍLOHA P5 – ŠTÍTKY S POPISKY PRO PŘEDNÍ A ZADNÍ PANEL

