

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

ODPOROVÁ PILA

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

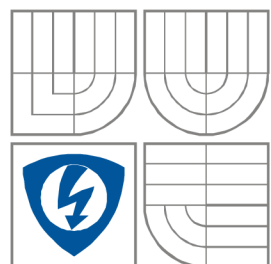
Bc. PETR KALČÍK

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLÓGIÍ

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY
A ELEKTRONIKY

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

ODPOROVÁ PILA

RESISTANCE SAW

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

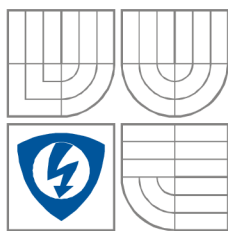
Bc. PETR KALČÍK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. PETR PROCHÁZKA

BRNO 2009



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: Kalčík Petr, Bc.

Ročník: 2

ID: 83666

Akademický rok: 2008/09

NÁZEV TÉMATU:

Odporová pila

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Zkonstruuje rameno odporové pily
2. Proveďte zatěžovací testy a kontrolní měření na DC/DC měniči realizovaném v SP2.
3. Ověřte použitelnost systému proudové regulace při provozu pily.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího.

Termín zadání: 1.10.2008

Termín odevzdání: 22.5.2009

Vedoucí projektu: Ing. Petr Procházka

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření semestrální 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 § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Abstrakt

Práce se zabývá návrhem a konstrukcí jednotlivých částí odporové pily. Mechanické části jsou tvořeny pohyblivým ramenem a napnutou řeznou strunou z konstantanu. Elektrické části jsou navrženy pro napájení řezné struny a regulaci její teploty. Velikost proudu řeznou strunou je porovnávána s požadovaným proudem. Rozdíl těchto dvou hodnot je přiveden do PI regulátoru. Další částí je PWM generátor, který generuje obdélníkový signál. Střída tohoto signálu je úměrná požadované teplotě řezné struny. Tímto signálem je spínán pulsní měnič, který tvoří výkonový tranzistor P-MOSFET IRF5210 a dioda MBR20100CT. Na výstupu měniče je připojena tlumivka s feritovým E jádrem a řezná struna.

Abstract

This work is focused on the design and construction of component parts of resistance saw. Mechanical parts consist of a movable bracket and a taut cutting wire of Constantan. Electrical parts are designed to supply and control temperature of the cutting wire. The current intensity in the cutting wire is compared with the required current intensity. The difference of these two measurements is fed into a PI - controller. The next part is a PWM generator which generates the square wave signal. The pulse ratio of this signal is proportional to the required temperature of the cutting wire. This signal switches a switching converter that consists of a power transistor P-MOSFET IRF5210 and a diode MBR20100CT. Choking coil with a ferrite E core and with the cutting wire is connected to the output of the converter.

Klíčová slova

Odporová pila

P-MOSFET

PI regulátor

PWM

řezná struna

konstantan

pulsní měnič

tlumivka

Keywords

Resistance saw

P-MOSFET

PI-controller

PWM

cutting wire

constantan

switching converter

choking coil

Bibliografická citace

KALČÍK, P. *Odporová pila*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 57 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Odporová pila 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 22.5.2009

Podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne 22.5.2009

Podpis autora



OBSAH

1 ÚVOD	13
2 PULSNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE (PWM)	14
2.1 PRINCIP PWM	14
2.2 PWM GENERÁTOR PRO JEDNOKVADRANTOVÝ MĚNIČ	14
2.3 NÁVRH PWM GENERÁTORU PRO JEDNOKVADRANTOVÝ PULSNÍ MĚNIČ	19
3 PULSNÍ MĚNIČE	21
3.1 SNIŽUJÍCÍ PULSNÍ MĚNIČ	21
3.2 NÁVRH PULSNÍHO MĚNIČE PRO ODPOROVOU PILU	22
3.3 NÁVRH TLUMIVKY	24
4 REGULACE ODPOROVÉ PILY	26
4.1 REGULOVANÁ SOUSTAVA	26
4.2 REGULÁTORY	27
4.3 NÁVRH REGULÁTORU	29
4.4 ZPŮSOB SNÍMÁNÍ REGULOVANÉ VELIČINY	34
4.5 ROZDÍLOVÝ ČLEN	38
5 MĚŘENÍ NA ODPOROVÉ PILE	39
5.1 MĚŘENÍ NA ŘEZNÉ STRUNĚ ODPOROVÉ PILY	39
5.2 MĚŘENÍ NA ŘÍDÍCÍCH OBVODECH ODPOROVÉ PILY	42
5.3 ZHODNOCENÍ MĚŘENÍ	45
6 KONSTRUKCE ODPOROVÉ PILY	46
6.1 FUNKCE ODPOROVÉ PILY	46
6.2 KONSTRUKČNÍ ČÁSTI ODPOROVÉ PILY	47
7 ZÁVĚR	48
LITERATURA	49
PŘÍLOHY	50



SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 2.1: Průběh napětového signálu pulsně šířkové modulace</i>	<i>14</i>
<i>Obr. 2.2: Průběhy signálů PWM modulátoru</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 2.3: Komparátor a jeho převodní charakteristiky</i>	<i>15</i>
<i>Obr. 2.4: Komparátor se sčítacími odpory na vstupu</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 2.5: Komparátor s hysterezí.....</i>	<i>16</i>
<i>Obr. 2.6: Schéma zapojení integrátoru</i>	<i>17</i>
<i>Obr. 2.7: Schéma zapojení generátoru trojúhelníkového signálu.....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 2.8: Průběh napětí generátoru trojúhelníkového signálu.....</i>	<i>18</i>
<i>Obr. 3.1: Snižující pulsní měnič</i>	<i>21</i>
<i>Obr. 3.2: Schéma zapojení pulsního měniče</i>	<i>22</i>
<i>Obr. 3.3: Rozměry feritového jádra udávané výrobcem</i>	<i>24</i>
<i>Obr. 4.1: Řízení regulované soustavy v otevřené smyčce</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 4.2: Řízení regulované soustavy v uzavřené smyčce.....</i>	<i>26</i>
<i>Obr. 4.3: Vstupní a výstupní veličiny regulátoru a jeho přenos</i>	<i>27</i>
<i>Obr. 4.4: Struktura PID regulátoru</i>	<i>29</i>
<i>Obr. 4.5: Blokové schéma regulačního obvodu</i>	<i>31</i>
<i>Obr. 4.6: Přenosy jednotlivých částí regulačního obvodu.....</i>	<i>32</i>
<i>Obr. 4.7: Schéma zapojení PI regulátoru</i>	<i>33</i>
<i>Obr. 4.8: Snižující pulsní měnič se zátěží a bočníkem</i>	<i>36</i>
<i>Obr. 4.9: Schéma zapojení sumačního zesilovače</i>	<i>38</i>
<i>Obr. 5.1: Schéma zapojení pro měření řezné struny.....</i>	<i>39</i>
<i>Obr. 5.2: V/A charakteristika měřené řezné struny.....</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 5.3: Změna odporu řezné struny s rostoucí teplotou</i>	<i>41</i>
<i>Obr. 5.4: Schéma zapojení pro měření řídicí elektroniky odporové pily.....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 5.5: Průběh napětí na řezné struně U_z a proudu řeznou strunou I_z – struna 1.....</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 5.6: Průběh napětí na řezné struně U_z a proudu řeznou strunou I_z – struna 2.....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 5.7: Průběh napětí na řezné struně U_z a detail zvlnění proudu řeznou strunou I_z.....</i>	<i>43</i>
<i>Obr. 5.8: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4.....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 5.9: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4 při zapínacím ději.....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 5.10: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4 při vypínacím ději.....</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 6.1: Blokové schéma odporové pily</i>	<i>46</i>
<i>Obr. 6.2: Model nosného ramena odporového drátu.....</i>	<i>47</i>



SEZNAM TABULEK

tabulka 1: Fyzikální vlastnosti konstantanu39

tabulka 2: Tabulka hodnot z měření na řezné struně40

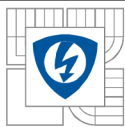


SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

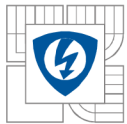
B_{max}	maximální hodnota magnetická indukce
C	kapacita
DPS	deska plošných spojů
d	průměr vodiče
D	dioda
e	regulační odchylka
f	frekvence
f_h	horní mezní kmitočet RC filtru
F_m	přenos měniče
F_R	přenos regulátoru
F_{RP}	přenos regulátoru P
F_{RI}	přenos regulátoru I
F_{RPI}	přenos regulátoru PI
F_s	přenos regulované soustavy
f_{sp}	frekvence spínání měniče
F_w	přenos uzavřené smyčky
F_z	přenos zátěže
I	elektrický proud
I_{ef}	efektivní hodnota proudu
I_{max}	maximální (špičkový) proud
K	zesílení zesilovače
K_i	integrační zesílení
k_R	konstanta zavedená při výpočtu přenosu soustavy
$k_{p,Cu}$	činitel plnění mědi
$k_{p,Fe}$	činitel plnění železa
K_p	proporcionální zesílení
k_{zp}	konstanta zpětné vazby
L	indukčnost
l_0	délka struny při počáteční teplotě
l_{Fe}	střední délka siločáry
l_v	délka vzduchové mezery
N	počet závitů



OZ	operační zesilovač
P_b	ztrátový výkon na bočníku
PWM	pulsně šířková modulace
R	elektrický odpor
R	regulátor
r_I	časová konstanta integračního regulátoru
r_0	časová konstanta proporcionálního regulátoru
r_I	časová konstanta derivačního regulátoru
R_b	odpor bočníku
R_s	odpor struny
R_ϑ	odpor při teplotě ϑ
s	střída signálu
S	regulovaná soustava
S_{Cu}	průřez mědi
S_{Fe}	průřez železa v jádru
S_j	průřez jádra tlumivky
S_o	plocha okna tlumivky
$S_o S_j$	magnetická velikost jádra
t	čas
T	perioda signálu
T_d	derivační časová konstanta
T_i	integrační časová konstanta
t_{off}	doba rozepnutí měniče
t_{on}	doba sepnutí měniče
T_{sp}	perioda spínání měniče
u	akční veličina
U	elektrické napětí
U_{CC}	napájecí napětí
U_{CE}	napětí tranzistoru kolektor-emitor
U_d	napětí meziobvodu měniče
U_G	trojúhelníkové napětí z generátoru
U_{GE}	napětí gate-emitor
U_h	hysterezí napětí



U_k	napětí na výstupu komparátoru
U_{max}	maximální hodnota napětí
$u_{stř}$	střední hodnota napětí
U_z	napětí na zátěži
w	žádaná hodnota
y	regulovaná veličina
z	porucha
Z	impedance
Z_1	zenerova dioda
α_{20}	teplotní součinitel odporu při 20°C
γ	součinitel teplotní roztažnosti
ΔI_{max}	maximální hodnota zvlnění proudu
Δl	změna délky
Δt	změna času
ΔU	změna napětí
μ_0	permeabilita vakua
$\mu_{r,Fe}$	relativní permeabilita jádra
ϑ_1	počáteční teplota
ϑ_2	konečná teplota
σ	proudová hustota
τ_0	časová konstanta PI regulátoru
τ_1	časová konstanta PI regulátoru
τ_m	časová konstanta měniče
τ_{RC}	časová konstanta RC filtru
τ_z	časová konstanta zátěže
τ_σ	malá časová konstanta regulované soustavy
ω	úhlová frekvence
ω_0	vlastní úhlová frekvence



1 ÚVOD

Odporová pila je zařízení, které se používá k řezání plastových materiálů, především polystyrenu nebo PVC. Samotný řez je proveden řeznou strunou, která je tvořena napnutým odporovým drátem. Ten je zahřátý na určitou teplotu. Nejde tedy v pravém slova smyslu o rozříznutí materiálu, ale spíše přetavení.

Řezná struna je připojena na výstupních svorkách měniče, kde je nastavováno napětí odpovídající požadované teplotě. Řízení měniče je provedeno pomocí PWM generátoru. Pro zajištění odpovídající kvality řezu různých materiálů je použit regulátor. Uživatel nastavuje požadovanou teplotu pomocí potenciometru, skutečná teplota odpovídá velikosti proudu řeznou strunou. Proto je snímán proud tekoucí řeznou strunou a je navržena regulace na konstantní proud. Díky tomu je zajištěna stálá, uživatelem nastavená teplota řezné struny.

Toto zařízení používají různé skupiny uživatelů. Běžně je tato pila používána např. v modelářské technice k přesnému vyřezávání plastových dílů pro nejrůznější modely. Odporová pila, která je v tomto projektu navrhována, je podstatně větších rozměrů než pily používané v modelářství. Zařízení bude konstruováno pro řezání zmíněných materiálů pro stavební účely. Běžný rozměr prodávávaného materiálu je 2x2m. Z tohoto požadavku také vyplývá potřeba vyrobit dostatečně pevné, 2,5m dlouhé, pohyblivé rameno, na kterém bude napnut odporový drát.

2 PULSNĚ ŠÍŘKOVÁ MODULACE (PWM)

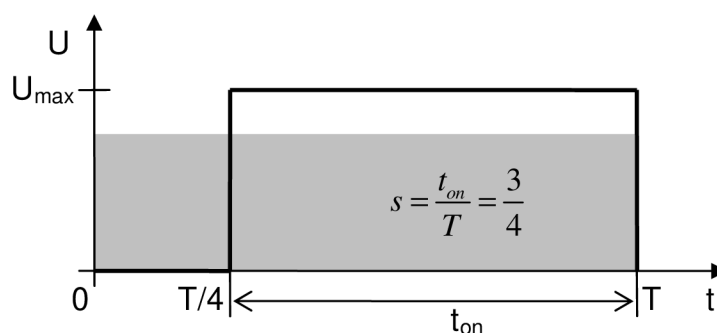
2.1 Princip PWM

Princip pulsně šířkové modulace vychází ze skutečnosti, že pro řadu zařízení není rozhodující okamžitá hodnota signálu, ale střední hodnota signálu za celou periodu. Pro střední hodnotu platí obecně vztah

$$u_{stř} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt \quad (2.1)$$

kde $u(t)$ je okamžitá hodnota napětí, T je perioda signálu

V případě obdélníkového průběhu signálu se výpočet střední hodnoty podstatně zjednoduší. Příklad obdélníkového průběhu napětí je na Obr. 2.1. Náboj pulsu se rozloží na celou periodu. Střída s je definována jako poměr šířky pulsu t_{on} a periody T .



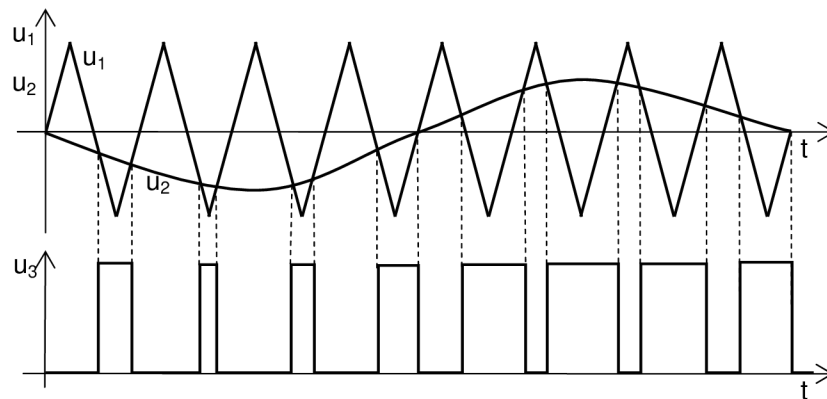
Obr. 2.1: Průběh napětového signálu pulsně šířkové modulace

2.2 PWM generátor pro jednokvadrantový měnič

Pro účel řízení pulsního měniče je možné použít PWM generátor. PWM generátor má dvě základní části. První část tvoří PWM modulátor, druhou generátor trojúhelníkového signálu, který obsahuje komparátor s hysterezí a integrátor. PWM modulátor porovnává trojúhelníkový signál se stejnosměrným napětím, které odpovídá žádané velikosti střídý PWM signálu.

2.2.1 PWM modulátor

Pulsně šířkový modulátor je tvořen komparátorem (bez hystereze) podle Obr. 2.3a. Na jeden jeho vstup je přiveden nosný vysokofrekvenční trojúhelníkový signál u_1 o kmitočtu f_1 a na druhý vstup je přiveden nízkofrekvenční modulační signál u_2 s kmitočtem f_2 . Komparátor porovnává vzájemnou velikost signálů u_1 a u_2 , podle toho mění skokově hodnotu na svém výstupu a vzniká obdélníkový signál. Průběh signálů je znázorněn na Obr. 2.2, kde u_3 je výstupní signál. Z tohoto průběhu je patrné, že komparátor překlápí hodnotu na svém výstupu v okamžiku, kdy se hodnoty vstupních signálů rovnají. Obdélníkový signál upravený pomocí dalších obvodů je možné přivést na výkonový spínací tranzistor, který je tímto signálem zapínán a vypínán.

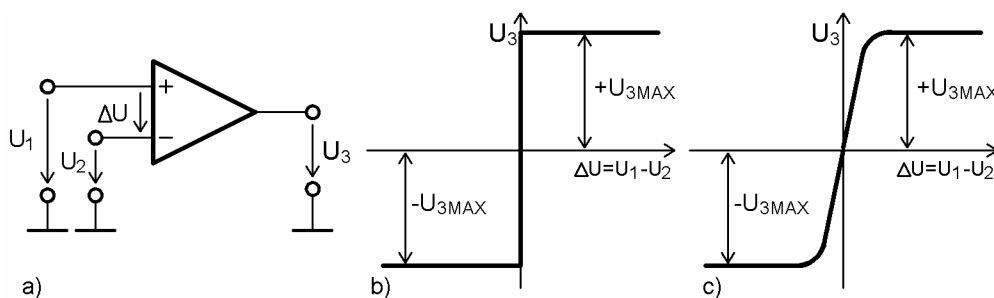


Obr. 2.2: Průběhy signálů PWM modulátoru

Pro získání kvalitní modulace je nutné dodržet podmínku dostatečného odstupu kmitočtů obou signálů ($f_1 \gg f_2$). Funkci demodulátoru plní libovolná dolní propust. U výkonových měničů to může být LC-filtr, pokud je připojen motor, plní sám díky vlastní indukčnosti funkci demodulátoru.

Komparátor

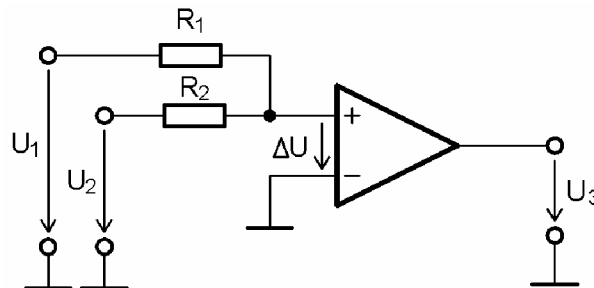
Zapojení komparátoru realizovaného operačním zesilovačem (OZ) bez zpětné vazby je na Obr. 2.3a. Jedná se o zařízení, které porovnává hodnotu U_1 a U_2 , což jsou okamžité hodnoty signálů připojených na jeho vstupech. Podle velikosti U_1 a U_2 přepoklopí OZ napětí U_3 na svém výstupu do maximální kladné nebo záporné hodnoty. Výstup komparátoru lze chápat jako digitální jednobitový signál s logickou jedničkou nebo nulou. Převodní charakteristika zobrazuje závislost výstupního napětí U_3 na rozdílu vstupních napětí $\Delta U = U_1 - U_2$. Za předpokladu nekonečně velkého zesílení OZ má ideální převodní charakteristika v okolí nuly nekonečnou strmost a tedy tvar podle Obr. 2.3b. Ve skutečnosti má převodní charakteristika tvar podle Obr. 2.3c.



Obr. 2.3: Komparátor a jeho převodní charakteristiky
a) Zapojení komparátoru, b) Ideální převodní charakteristika,
c) Skutečná převodní charakteristika

Komparátor realizovaný podle Obr. 2.3a má určité nevýhody. Některé OZ nesnesou příliš velké rozdílové napětí mezi vstupy a je třeba tuto situaci ošetřit, nebo zvolit jiný OZ, který toto napětí snese. Další nežádoucí situací je stav, kdy se obě komparovaná napětí U_1 a U_2 blíží k jedné z napájecích hladin. V tom případě se začíná bortit pracovní bod vstupního diferenčního zesilovače a komparátor pracuje špatně. Tuto nevýhodu lze odstranit použitím zapojení komparátoru se sčítacími odpory na vstupu podle Obr. 2.4.

V následujícím zapojení jsou signály U_1 a U_2 přivedeny na jeden vstup a druhý vstup je uzemněn. Dojde k součtu vstupních signálů v poměru velikostí odporů R_1 a R_2 . Pro správnou funkci je třeba, aby signály U_1 a U_2 byly opačné polarity. Na rozdíl od zapojení na Obr. 2.3 zde dochází ke komparaci při stavu, kdy jsou oba vstupy na potenciálu země, což je optimální poloha pracovního bodu.



Obr. 2.4: Komparátor se sčítacími odpory na vstupu

Pomocí superpozice lze napsat podmínku pro překlopení komparátoru, tj. když $\Delta U = 0$.

$$\Delta U = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_2 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 0 \quad (2.2)$$

Proto k překlopení komparátoru dochází při splnění podmínky

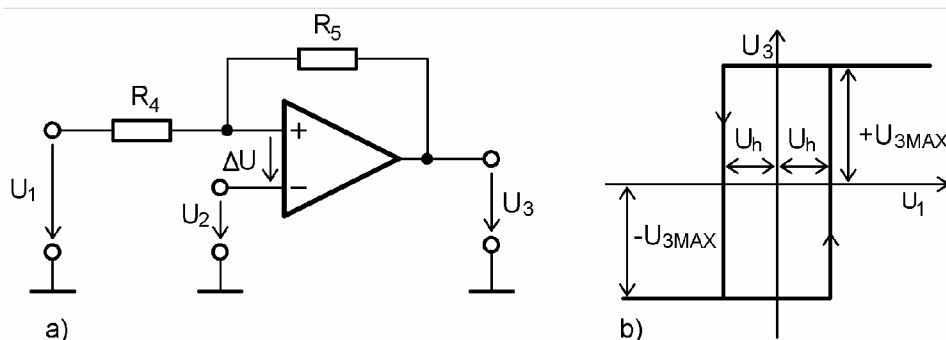
$$U_1 = -U_2 \frac{R_1}{R_2} \quad (2.3)$$

2.2.2 Generátor trojúhelníkového signálu

Nezbytnou součástí PWM modulátoru je generátor trojúhelníkového signálu. Zapojení generátoru je na Obr. 2.7. V tomto zapojení pracuje OZ_1 jako integrátor s časovou konstantou RC a OZ_2 jako komparátor s hysterezí.

Komparátor s hysterezí

Jedná se o komparátor, který má zavedenou kladnou zpětnou vazbu. Příklad zapojení s odpory R_5 a R_6 je na Obr. 2.5a. Vlivem této kladné zpětné vazby nedochází k překlopení komparátoru vždy při rovnosti hodnot signálů U_1 a U_2 ale vznikne na převodní charakteristice tzv. hysterezní smyčka podle Obr. 2.5b.



Obr. 2.5: Komparátor s hysterezí

a) Schéma zapojení, b) Převodní charakteristika s hysterezní smyčkou

Napětí U_h podle Obr. 2.5b lze vypočítat na základě skutečnosti, že k překlopení komparátoru dojde vždy při $\Delta U = 0$.

$$\Delta U = U_1 \frac{R_5}{R_4 + R_5} \pm U_{3\max} \frac{R_4}{R_4 + R_5} - U_2 = 0 \quad (2.4)$$

Pokud nyní zvolím napětí $U_2 = 0V$, bude platit $U_1 \pm U_h = 0$, pak dosazením do (2.4) získám vztah pro hysterezní napětí U_h

$$U_h = U_{3\max} \cdot \frac{R_4}{R_5} \quad (2.5)$$

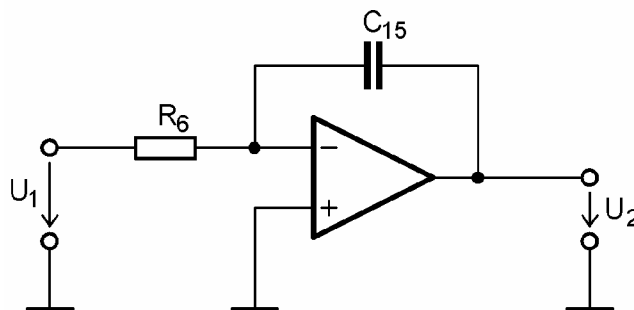
Šířka hysterezní smyčky podle Obr. 2.5b je $2U_h$.

Integrátor

Integrační zesilovač neboli integrátor je zapojený podle schématu na Obr. 2.6. Výstupní napětí $u_2(t)$ je v každém okamžiku integrálem vstupního napětí $u_1(t)$. Tuto závislost popisuje rovnice

$$u_2(t) = U_2 - \frac{1}{R_6 C_{15}} \int u_1(t) dt \quad (2.6)$$

kde U_2 má význam Newtonovy počáteční integrační konstanty. Tento vztah platí pouze v reálných možnostech omezených napájecím napětím operačního zesilovače.



Obr. 2.6: Schéma zapojení integrátoru

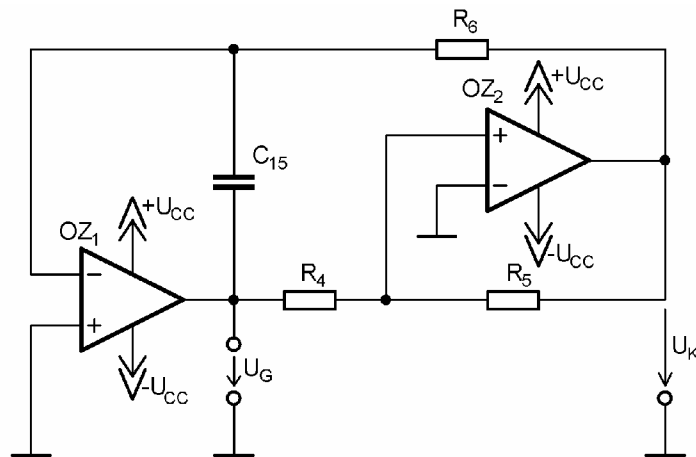
Po integraci (2.6) získáme vztah pro výstupní napětí $u_2(t)$

$$u_2(t) = U_2 + \frac{U_1}{R_6 C_{15}} t \quad (2.7)$$

Výstupní napětí se tedy lineárně zvětšuje v čase. Počáteční hodnota výstupního napětí je U_2 .

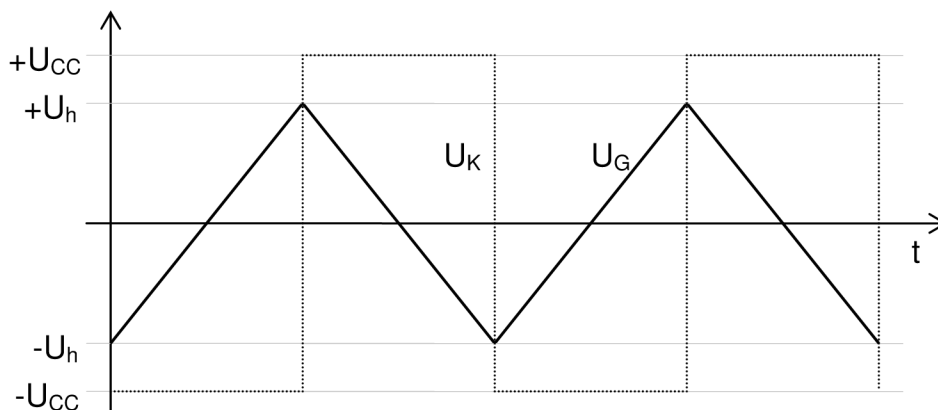
Generátor trojúhelníkového signálu

Schéma zapojení generátoru je na Obr. 2.7. Obsahuje dva operační zesilovače, které jsou zapojeny jako integrátor a komparátor s hysterezí. OZ_1 pracuje jako integrátor, jeho časová konstanta je $R_6 C_{15}$. OZ_2 je zapojený jako komparátor s hysterezí. Hystereze je dána děličem R_4 , R_5 . Z výstupu generátoru je zavedena zpětná vazba na vstup integrátoru. Napětí U_k je na výstupu komparátoru, na výstupní svorce generátoru je trojúhelníkový signál U_G .



Obr. 2.7: Schéma zapojení generátoru trojúhelníkového signálu

Průběh napětí na generátoru je zobrazen na Obr. 2.8. Z této charakteristiky je patrné, že v okamžiku připojení výstupního napětí $U_k = -U_{CC}$ na vstup integrátoru se bude napětí U_G na výstupu lineárně zvyšovat. Z průběhu dále plyne, že pokud dojde k překlopení komparátoru a na vstup integrátoru bude přivedeno kladné napětí U_{CC} , začne výstupní napětí U_G lineárně klesat, dokud nedojde opět k překlopení komparátoru.



Obr. 2.8: Průběh napětí generátoru trojúhelníkového signálu

Špičková hodnota výstupního trojúhelníkového napětí U_G je rovna hystereznímu napětí U_h .

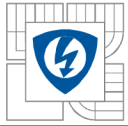
$$\pm U_h = \pm \frac{R_4}{R_5} \cdot U_{CC} \quad (2.8)$$

Pro první půlperiodu potom platí

$$2U_h = \frac{U_{CC}}{R_6 C_{15}} \cdot \frac{T}{2} \quad (2.9)$$

Z rovnic (2.8) a (2.9) získáme vztah pro frekvenci výstupního trojúhelníkového napětí U_G

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{4R_6 C_{15}} \cdot \frac{R_5}{R_4} \quad (2.10)$$



2.3 Návrh PWM generátoru pro jednokvadrantový pulsní měnič

Pro řízení spínání měniče je třeba navrhnout PWM generátor. Pro tento projekt je dostačující konstrukce PWM generátoru z diskretních součástek. Schéma zapojení je v příloze P1 a P2. Celý obvod generátoru je napájen pomocí transformátoru s vyvedeným středem 230V/2x15V. Sekundární napětí transformátoru je následně usměrněno dvoucestným usměrňovačem a vyhlazeno pomocí kondenzátorů C_1 a C_2 . Poté je toto napětí stabilizováno na $\pm 15V$ pomocí integrovaných stabilizátorů 7815 a 7915.

Generátor trojúhelníkového signálu je realizován pomocí obvodu TL 072. Jedná se o dvojitý operační zesilovač, který má ve vstupním diferenčním zesilovači tranzistory J-FET. Ty zajišťují velmi vysoký vstupní odpor. Ve zmíněném schématu je jako integrátor zapojen operační zesilovač IC4A a jako komparátor s hysterezí operační zesilovač IC4B. Odpor R_4 a R_5 určují velikost hysterezního napětí, které je přivedeno na odpor R_6 . Odpor R_6 pracuje v obvodu integrátoru. V záporné zpětné vazbě operačního zesilovače IC4A je připojen integrační kondenzátor C_6 .

Komparátor IC1 je realizován obvodem LM311, což je běžný rychlejší komparátor. Podle katalogu je jeho zpoždění 100ns (ve skutečnosti bývá však toto zpoždění větší). Pro zajištění co největší univerzality má tento komparátor tvořen výstup tranzistorem jak s otevřeným kolektorem, tak s otevřeným emitorem. V našem zapojení je kolektor připojený na odpor R_7 a emitor na zem.

Na neinvertující vstup komparátoru je přivedeno přes odpory R_{10} a R_{13} stejnosměrné modulační napětí z regulátoru odpovídající žádané hodnotě střídavy PWM signálu a přes odpor R_2 výstupní signál z generátoru trojúhelníkového signálu. Na těchto třech odporech se přiváděné signály sečtou (viz. Obr. 2.4: Komparátor se sčítacími odpory na vstupu) a jejich výsledná hodnota se pomocí komparátoru porovná se zemí připojenou na invertující vstup. Komparátor IC1 tedy pracuje jako PWM modulátor.

2.3.1 Výpočet součástek

Napájecí transformátor musí mít na výstupu dostatečně velké napětí pro napájení integrovaných obvodů usměrněným napětím $\pm 15V$. Na základě tohoto požadavku byl zvolen transformátor do plošných spojů s dvěma sekundárními vinutími 230V/2x15V, s proudy 2x333mA, s maximálním dodávaným výkonem 10VA (napětí naprázdno 2x19V). Pro usměrnění napětí byl zvolen můstkový usměrňovač 2W08M s parametry $U=560V$ $I_{max}=2A$.

Velikost filtračního kondenzátoru byla vypočítána podle vztahu

$$i = C \frac{du}{dt} \quad (2.11)$$

Maximální dovolené zvlnění napětí bylo určeno $\Delta U=4V$. Velikost periody proudu je určena frekvencí síťového napájecího napětí 50Hz, bude tedy 20ms. Kondenzátor musí být navržen tak, aby na něm zhruba po dobu 18ms nepokleslo napětí o víc jak 4V. Odebíraný proud z každého sekundárního vinutí bude přibližně $I=0,15A$. Potom ze vztahu (2.11) získáme vztah pro kapacitu kondenzátoru

$$C_1 = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{0,15 \cdot 18 \cdot 10^{-3}}{4} = 675 \cdot 10^{-6} F \quad (2.12)$$



S určitou rezervou volíme kondenzátory $C_1=C_2=1mF$. Volená kapacita nesmí být příliš velká, protože zvolený transformátor je poměrně měkký zdroj napětí s velkým vnitřním odporem a mohlo by se stát, že se kondenzátor nestihne plně nabít.

Pro napájení integrovaných obvodů je potřeba konstantní nezvlněné napětí $\pm 15V$. Pro jeho zajištění jsou použity integrované stabilizátory 7815 a 7915 v pouzdře TO220. Tyto stabilizátory odvedou tepelné ztráty do okolí bez nutnosti použití chladiče.

Odpory R_4 a R_5 v zapojení komparátoru s hysterezí vypočítáme ze vztahu (2.5). Velikost hysterezního napětí jsme zvolili $U_h=13V$, velikost odporu R_5 volíme $R_5=10k\Omega$, pro odpor R_4 platí

$$R_4 = \frac{U_h \cdot R_5}{U_{cc}} = \frac{13 \cdot 10 \cdot 10^3}{15} = 8,6 \cdot 10^3 \Omega \quad (2.13)$$

Z výrobní řady vybíráme $R_4=8,2k\Omega$.

Pro stanovení časové konstanty integrátoru RC je třeba vypočítat velikost odporu R_6 a kondenzátoru C_{15} . Požadovaná frekvence trojúhelníkového signálu je $f=13kHz$. Velikost odporu R_6 volíme $R_6=47k\Omega$. Vyjádřením C_{15} ze vztahu (2.10) získáme vztah pro výpočet kapacity kondenzátoru:

$$C_{15} = \frac{R_5}{4 \cdot f \cdot R_4 \cdot R_6} = \frac{10 \cdot 10^3}{4 \cdot 13 \cdot 10^3 \cdot 8,2 \cdot 10^3 \cdot 47 \cdot 10^3} = 499 \cdot 10^{-12} F \quad (2.14)$$

Z výrobní řady volíme kondenzátor $C_{15}=470pF$. Frekvence trojúhelníkového signálu potom je $f=13,8kHz$ a časová konstanta $RC=22,1 \cdot 10^{-6}s$.

Volíme velikost odporu $R_2=33k\Omega$, $R_7=1k\Omega$. K přívodům napájení integrovaných obvodů, jsou připojeny blokuující keramické kondenzátory, které eliminují parazitní indukčnosti přívodních cest a vyhlazují průběh napájecího napětí. Velikost kondenzátorů byla zvolena podle údajů z katalogu.

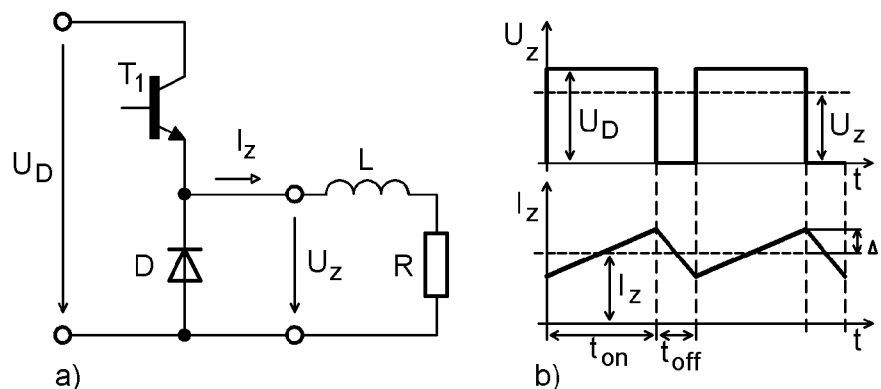
3 PULSNÍ MĚNIČE

Existují různé druhy a provedení pulsních měničů. Jedná se o zařízení, které díky činnosti spínacích prvků mění velikost přivedené energie na jinou hodnotu energie odebírané na výstupu. Pro tematiku této práce se budeme zabývat napěťovými měniči. Jedná se o měniče, které jsou na vstupní straně napájeny stejnosměrným mezilehlým napětím U_d . Tyto měniče bývají osazeny celoříditelnými spínacími součástkami jako jsou bipolární tranzistor, MOS-FET, IGBT, GTO.

Stejnoseměrné pulsní měniče je možné rozdělit podle polohy pracovního bodu v jednotlivých kvadrantech VA-roviny. V případě že je na výstup měniče odpovídajícího zapojení připojena aktivní zátěž, např. ss motor, může tento měnič pracovat ve všech čtyřech kvadrantech. V motorickém nebo generátorickém režimu se totiž na motoru může objevit napětí obou polarit a proud může protékat směrem do zátěže i ze zátěže zpět do zdroje. Podrobně je tato tematika probrána v [1].

3.1 Snižující pulsní měnič

Pro seznámení s pulsními měniči pro tuto práci se zaměříme na jednokvadrantový snižující pulsní měnič (DC/DC). Schéma zapojení tohoto měniče je na Obr. 3.1a. Měnič se skládá z diody D a výkonového tranzistoru T_1 , který je spínán pomocí řídicích obvodů. Na vstupu měniče je mezilehlé napětí U_d , na výstupních svorkách napětí U_z . V tomto zapojení může proud I_z téci pouze v naznačeném směru – z měniče do zátěže. Zátěž zde tvoří tlumivka L a odpor R . Průběhy proudu a napětí na zátěži jsou znázorněny na Obr. 3.1b.



Obr. 3.1: Snižující pulsní měnič

a) Schéma zapojení, b) Průběh napětí a proudu zátěží

Tranzistor a Dioda jsou základními prvky spínacích měničů. Tranzistor pracuje ve spínacím režimu. Z průběhů na Obr. 3.1b je patrné, že po dobu t_{on} , kdy je tranzistor T_1 sepnutý, je na výstupních svorkách mezilehlé napětí o plné velikosti U_d . Dioda D má na katodě kladnější napětí než na anodě, proto je zavřená a proud nevede. V čase t_{off} je tranzistor T_1 vypnutý a na výstupu je nulové napětí. Střída s výstupního signálu je rovna

$$s = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.1)$$

kde T je perioda spínání tranzistoru T_1 a t_{on} je doba sepnutí tranzistoru T_1 . Střída může nabývat hodnot rozmezí $s \in \langle 0;1 \rangle$. Střední hodnota výstupního napětí U_z je rovna

$$U_z = U_d \cdot s \quad (3.2)$$

Jak již bylo zmíněno, proud v tomto zapojení může téci pouze směrem z měniče do zátěže. Při rozepnutí tranzistoru T_1 bude na výstupu nulové napětí. V tlumivce L je však nashromážděna energie, díky které v době t_{off} začne protékat přes diodu D a zátěž proud I_z . Velikost proudu zátěží se bude v průběhu periody signálu exponenciálně zvětšovat a zmenšovat. Za zjednodušujícího předpokladu nulového odporu $R=0$ bude výstupní zvlnění pilovité podle Obr. 3.1b.

Předpokládáme že měnič pracuje v režimu spojitých proudů, tj. že proud zátěží není v žádném okamžiku periody nulový. Zvlnění proudu tlumivkou je závislé na střídě spínacího signálu. K největšímu zvlnění dochází při střídě $s=0,5$. Pro maximální zvlnění proudu ΔI_{max} v tlumivce (při $s=0,5$) byl v [1] odvozen vztah:

$$\Delta I_{max} = \frac{U_d}{8 \cdot f \cdot L} \quad (3.3)$$

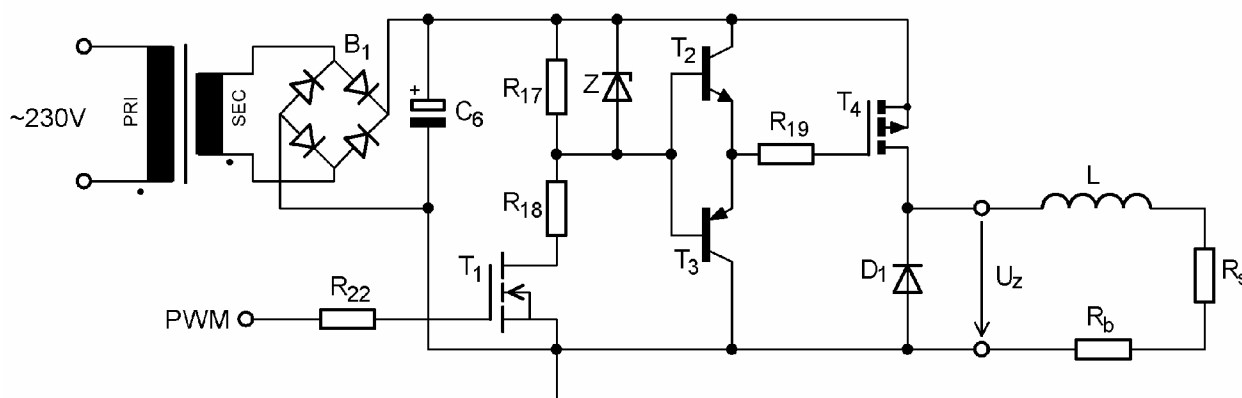
kde f je frekvence spínacího signálu tranzistoru a L je indukčnost tlumivky.

3.2 Návrh pulsního měniče pro odporovou pilu

Snižující DC/DC pulsní měnič je použit jako hlavní prvek pro změnu výstupního napětí potřebného pro napájení řezné struny odporové pily. Stejnsměrné napětí 30V je pro napájení dostačující, není tedy třeba pomocí měniče napětí zvyšovat. Daným podmínkám tedy vyhovuje snižující pulsní měnič (STEP DOWN) pracující v prvním kvadrantu.

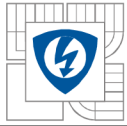
Napájení stejnosměrného meziobvodu měniče je provedeno pomocí síťového transformátoru 230V/24V. K měniči je připojeno sekundární napětí usměrněné můstkovým usměrňovačem a vyhlazené kondenzátorem C_6 .

Ve snižujícím pulsním měniči pro odporovou pilu byl použit P-MOSFET tranzistor. Zvolením tohoto typu tranzistoru odpadla nutnost použití budičů s galvanicky odděleným signálem. Zapojení měniče je provedeno podle Obr. 3.2, podrobné schéma je v příloze P1 a P2.



Obr. 3.2: Schéma zapojení pulsního měniče

Kladná hodnota napětí obdélíkového signálu na výstupu komparátoru $IC1$ spíná tranzistor T_1 BS108, který je připojen přes odpor R_{22} . Sepnutí tranzistoru T_1 připojí na spodní konec odporového děliče, který tvoří odpory R_{17} a R_{18} , nulový potenciál napětí. Na horní konec odporového děliče je připojeno napětí stejnosměrného meziobvodu 30V. Zenerova dioda



zajišťuje stálý úbytek napětí na odporu R_{17} při sepnutém T_1 . Výstup děliče je proudově posílen pomocí dvojčinného emitorového sledovače, který je realizován bipolárními tranzistory T_2 $BC639$ a T_3 $BC640$. Emitorový sledovač je přes odpor R_{19} připojen na gate výkonového tranzistoru T_4 .

3.2.1 Návrh součástek

Pro usměrnění sekundárního napětí byl vybrán můstkový usměrňovač $KBPC5008$, na maximální napětí $U=560V$ a proud $I=50A$. Kondenzátor pro vyhlazení usměrněného napětí vypočítáme podle (2.11). Časový interval Δt bude roven téměř polovině periody napájecího napětí. Přítomnost tlumivky na výstupu měniče způsobí zmenšení proudu I přibližně 1,5 krát. Pokles napětí na kondenzátoru při odběru maximálního proudu $I=5,5A$ nesmí být po dobu $\Delta t=8ms$ větší než $\Delta U=13V$.

$$C_6 = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{5,5 \cdot 8 \cdot 10^{-3}}{13} = 3,4 \cdot 10^{-3} F \quad (3.4)$$

Volíme elektrolytický kondenzátor $C_6=3,3mF$. Velikost odporů děliče byla zvolena $R_{17}=R_{18}=1k\Omega$. Zenerova dioda Z_1 má zenerovo napětí 15V. Na výstupu děliče je tedy napětí 15V při sepnutém tranzistoru T_1 a 30V při rozepnutém tranzistoru T_1 . Odpor R_{19} byl zvolen podle hodnot v katalogu $R_{19}=22\Omega$.

Z Obr. 3.1 je patrné, že tranzistor ve vypnutém stavu i nulová dioda v závěrném směru jsou namáhány mezilehlým napětím U_d . Na obou prvcích vzniká při jejich vypínání také přídavný přepěťový impuls, který je dán parazitní indukčností silového obvodu. Na základě této skutečnosti a dalších vlivů (např. tolerance sítě) je nutné dimenzovat tranzistor i diodu na závěrné napětí přibližně $2U_d$. Mezilehlé napětí na měniči bude $U_d=30V$, proud do zátěže je $I_z=9A$. Ze zmiňovaných podmínek vyplývá nutnost zvolit tranzistor se závěrným napětím minimálně 60V. Podle katalogových hodnot vyhovuje zadaným parametrům tranzistor MOS-FET s kanálem P $IRF5210$. Tento tranzistor má závěrné napětí $U_{DSS}=-100V$, je dimenzovaný na proud $I_D=-40A$. Odpor kanálu $R_{DSon}=0,06\Omega$. Doba sepnutí je $t_{on}=103ns$, doba vypnutí je $t_{off}=160ns$. Vypínací čas nesmí být příliš velký vzhledem k frekvenci spínání tranzistoru. Dioda byla vybrána Schottkyho $MBR20100CT$. V pouzdře $TO220$ jsou dvě diody. Dioda má závěrné napětí 100V, proud diodou je $I=2x10A$.

3.3 Návrh tlumivky

Pro snímání velikosti proudu řeznou strunou pomocí bočníku je třeba vyhladit obdélníkový průběh proudu na konstantní hodnotu. Pro tento účel je třeba navrhnout tlumivku, která bude zapojena na výstup měniče do série s řeznou strunou.

Potřebnou indukčnost tlumivky L lze vypočítat pomocí vztahu

$$L = \frac{U_d}{8 \cdot f \cdot \Delta I_{\max}} = \frac{30}{8 \cdot 13 \cdot 10^3 \cdot 0,2} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (3.5)$$

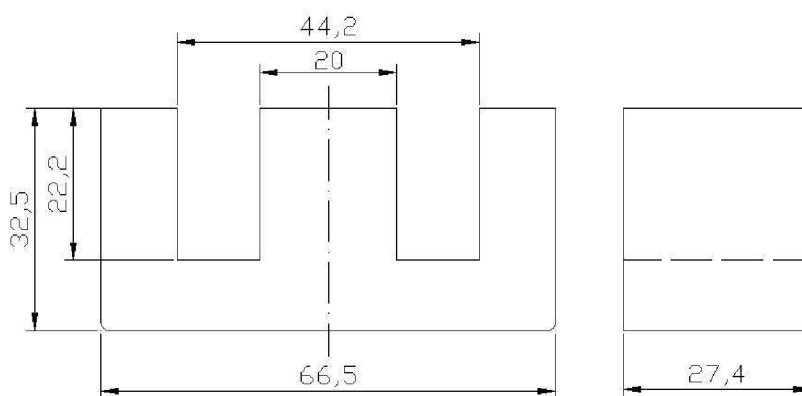
kde U_d je stejnosměrné napětí meziobvodu měniče, f frekvence proudu, ΔI_{\max} maximální hodnota zvlnění proudu. Pro vypočtenou velikost indukčnosti a výkon se kterým bude tlumivka pracovat volíme feritová E jádra. Pro výpočty uvažujeme maximální magnetickou indukci v jádře $B_{\max} = 0,35 \text{ T}$. Dále volíme proudovou hustotu ve vinutí $\sigma = 3 \cdot 10^6 \text{ A/m}^2$, činitel plnění mědi $k_{p,Cu} = 0,5$, dosazením zvolených hodnot do (3.6) vypočítáme elektromagnetickou velikost jádra.

$$S_o S_j = \frac{L \cdot I_{\max} \cdot I_{ef}}{k_{p,Fe} \cdot k_{p,Cu} \cdot B_{\max} \cdot \sigma} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 9}{1 \cdot 0,5 \cdot 0,35 \cdot 3 \cdot 10^6} = 2,47 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4 \quad (3.6)$$

kde I_{\max} je maximální (špičkový) proud, I_{ef} efektivní hodnota proudu a $k_{p,Fe}$ činitel plnění železa. Získanou hodnotu porovnáme s vypočítanými hodnotami pro jádra z katalogu a vybereme nejvhodnější. Bylo vybráno feritové E jádro Lj6527. Podle údajů z katalogu vypočteme plochu okna S_o a průřez jádra S_j . Činitel plnění jádra pro ferit je $k_{p,Fe} = 1$, proto je průřez železa v jádru $S_{Fe} = S_j$.

$$S_o = (44,2 \cdot 10^{-3} - 20 \cdot 10^{-3}) \cdot 22,2 \cdot 10^{-3} = 537 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (3.7)$$

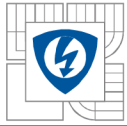
$$S_j = S_{Fe} = 20 \cdot 10^{-3} \cdot 27,4 \cdot 10^{-3} = 548 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2 \quad (3.8)$$



Obr. 3.3: Rozměry feritového jádra udávané výrobcem

Rozměry udávané výrobcem jsou na Obr. 3.3. Skutečná elektromagnetická velikost vybraného jádra je

$$S_o S_j = 537 \cdot 10^{-6} \cdot 548 \cdot 10^{-6} = 2,94 \cdot 10^{-7} \text{ m}^4 \quad (3.9)$$



Počet závitů tlumivky N vypočteme ze vztahu (3.10)

$$N = \frac{L \cdot I_{\max}}{B_{\max} \cdot S_{Fe}} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10}{0,35 \cdot 548 \cdot 10^{-6}} = 73z \quad (3.10)$$

Pro střední délku siločáry l_{Fe} platí

$$l_{Fe} = 6\sqrt{S_o} = 6\sqrt{537 \cdot 10^{-6}} = 0,139m \quad (3.11)$$

Nyní můžeme vypočítat délku vzduchové mezery l_v , relativní permeabilitu jádra uvažujeme $\mu_{r,Fe} = 1000$.

$$l_v = \frac{L \cdot I_{\max}^2 \cdot \mu_0}{B_{\max}^2 \cdot S_{Fe}} - \frac{l_{Fe}}{\mu_{r,Fe}} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^2 \cdot \mu_0}{0,35^2 \cdot 548 \cdot 10^{-6}} - \frac{0,139}{1000} = 2,5 \cdot 10^{-3} m \quad (3.12)$$

kde μ_0 je permeabilita vakua. Dále můžeme vypočítat průřez mědi

$$S_{Cu} = \frac{S_o}{N} \cdot k_{p,Cu} = \frac{537 \cdot 10^{-6}}{73} \cdot 0,5 = 3,68 \cdot 10^{-6} m^2 \quad (3.13)$$

Tomu odpovídá průměr $d=2,16 mm$, byl zvolen měděný vodič o průměru $d=2,1 mm$.

Pomocí vzorce (3.14) ověříme skutečnou proudovou hustotu ve vinutí

$$\sigma = \frac{I_{ef}}{S_{Cu}} = \frac{9}{3,68 \cdot 10^{-6}} = 2,45 \cdot 10^6 A \cdot m^{-2} \quad (3.14)$$

Aby byla realizovatelná vzduchová mezera tlumivky, musí platit nerovnost

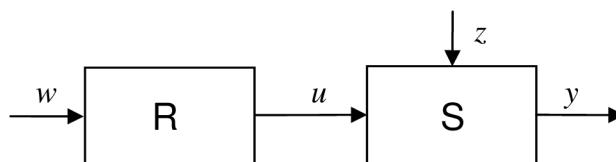
$$\frac{l_{Fe}}{\mu_{rFe}} < l_v \ll \sqrt{S_{Fe}} \quad (3.15)$$
$$0,139 \cdot 10^{-3} < 2,5 \cdot 10^{-3} \ll 23,4 \cdot 10^{-3}$$

4 REGULACE ODPOROVÉ PILY

Úlohou regulace je nastavit danou konkrétní veličinu na předepsanou hodnotu a udržovat ji při působení poruch. Veličina, která je regulací upravována podle stanovených podmínek, se nazývá regulovaná veličina. Regulovanou veličinou může být např. napětí, proud, teplota, atd., značíme ji obvykle y . K tomu aby bylo možné provádět regulaci, je potřeba další veličina, pomocí které je možné ovlivňovat regulovanou veličinu. Nazývá se akční veličina, značíme ji u .

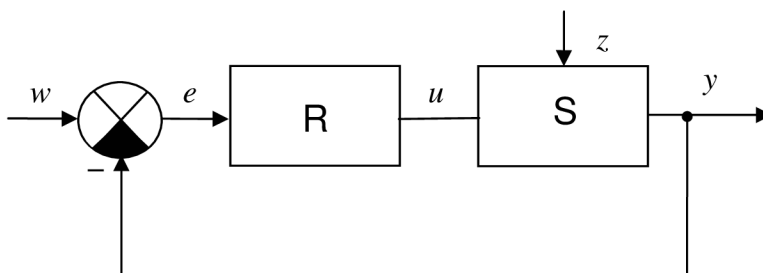
4.1 Regulovaná soustava

V regulované soustavě probíhá vlastní technologický proces. Tento proces řídí regulátor. Řízení regulované soustavy podle způsobu zapojení můžeme rozlišovat na řízení v otevřené smyčce a řízení v uzavřené smyčce. Na Obr. 4.1 je blokově znázorněno řízení regulované soustavy v otevřené smyčce.

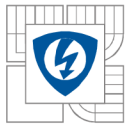


Obr. 4.1: Řízení regulované soustavy v otevřené smyčce

V tomto zapojení nastavuje regulátor R akční veličinu u pouze podle velikosti žádané hodnoty r a nemá informaci o skutečné velikosti regulované veličiny y . Regulovanou soustavu S a tedy i regulovanou veličinu y ovlivňuje porucha z . Tato porucha může představovat např. změnu zatížení u motoru, změnu teploty atd. Zmíněnou nevýhodu odstraňuje zapojení regulačního obvodu v tzv. uzavřené smyčce. Na Obr. 4.2. je blokově znázorněno řízení regulované soustavy S v uzavřené smyčce. Regulovaná veličina y je z výstupu přivedena do rozdílového členu, kde je odečtena od žádané hodnoty w . Tím vznikne regulační odchylka e , která je přivedena do regulátoru R . Regulační odchylka dodává díky zpětné vazbě do regulátoru informaci, zda se regulovaná veličina shoduje s žádanou hodnotou, případně o kolik se liší. Proto je možné dosáhnout podstatně lepších výsledků regulace. Zavedením zpětné vazby však může dojít při nesprávném nastavení k rozkmitání regulované veličiny a může vést až k nestabilitě obvodu.



Obr. 4.2: Řízení regulované soustavy v uzavřené smyčce



4.2 Regulátory

Zařízení, které slouží k regulování regulované soustavy, se nazývá regulátor. Do regulátoru se obvykle zahrnují všechny členy regulačního obvodu. Hlavní úloha regulátoru spočívá ve vyhodnocení regulační odchylky

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (4.1)$$

Regulační odchylka je vstupní signál regulátoru. Podle druhu regulátoru se na jeho výstupu objeví takový signál (akční veličina $u(t)$), který působí v regulované soustavě na zmenšení, popř. úplné zrušení regulační odchylky.

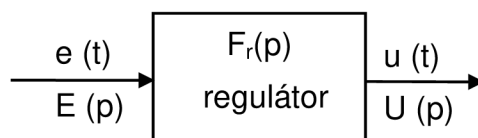
Regulátory lze rozdělit podle přívodu energie a to na přímé a nepřímé. Přímé regulátory nepotřebují pro svojí činnost přívod energie, k ovládní akční veličiny využívají energie od snímače, např. regulace hladiny pomocí plováku. Nepřímé regulátory potřebují ke své činnosti přívod energie.

Další možné kritérium pro rozdělení regulátorů je podle druhu nositele signálu. Regulátory mohou být elektrické, hydraulické, pneumatické atd. Často jsou realizovány také kombinace zmíněných druhů, např. hydraulické pro pohon zařízení a elektrické pro snadnou realizaci funkcí a přenos signálu na delší vzdálenosti.

Regulátory podle průběhu výstupní veličiny mohou být spojité a nespojité. Spojité regulátory mají všechny svoje veličiny spojité v čase. Nespojité obsahují nějaký člen pracující nespojitě.

4.2.1 Dynamické vlastnosti spojitých regulátorů

Nyní se budeme zabývat dynamickými vlastnostmi regulátoru. Podle Obr. 4.3 je vstupem regulátoru regulační odchylka (její časový průběh) $e(t)$ a výstupem akční veličina $u(t)$.



Obr. 4.3: Vstupní a výstupní veličiny regulátoru a jeho přenos

Regulátor může regulační odchylku zesilovat, integrovat a derivovat. Nejjednodušší případ je pouhé zesílení – regulátor je prostý zesilovač. V tomto případě je akční veličina úměrná regulační odchylce

$$u = r_0 e. \quad (4.2)$$

Takový regulátor se nazývá proporcionální neboli P regulátor. Jeho výhoda je v jednoduché konstrukci, dostatečně rychlém průběhu regulace a stabilitě. Základní nevýhodou je však existence tzv. trvalé regulační odchylky, tj. nejsou samy schopny zcela odstranit rozdíl mezi skutečnou a žádanou hodnotou regulované veličiny.



Častým případem regulátoru je také takový, kdy akční veličina je úměrná integrálu regulační odchylky

$$u = r_{-1} \int e dt \quad (4.3)$$

a pak se jedná o integrační neboli I regulátor. Tento typ regulátoru je schopen zcela eliminovat regulační odchylku. Regulační obvod ovlivňovaný I regulátorem bývá zpravidla více či méně kmitavý. Z toho důvodu se používá ve spojení s regulátorem P.

U derivačního regulátoru nebo-li D regulátoru je akční veličina úměrná derivaci regulační odchylky

$$u = r_1 e' . \quad (4.4)$$

Tento regulátor není možné samostatně použít především pro jeho vlastnost zesilovat derivací šumové napětí a dále pro neschopnost reagovat na ustálenou hodnotu regulační odchylky a pro nestabilitu regulačního obvodu způsobenou velkými odezvami na prudkou změnu regulační odchylky. Používají se v kombinaci s P, popř. PI regulátory.

Jak bylo zmíněno, kombinací těchto základních typů vzniknou další regulátory. Regulátor proporcionálně integrační neboli PI regulátor má akční veličinu úměrnou jak regulační odchylce, tak jejímu integrálu

$$u = r_0 e + r_{-1} \int e dt , \quad (4.5)$$

přičemž vliv jednotlivých složek se dá zvětšit anebo zmenšit volbou konstant.

Podobně proporcionálně-derivační neboli PD regulátor má akční veličinu úměrnou regulační odchylce a její derivaci

$$u = r_0 e + r_1 e' . \quad (4.6)$$

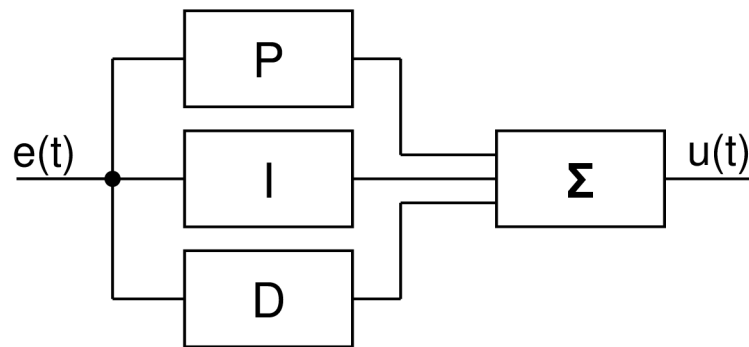
Další možností je regulátor proporcionálně-integračně-derivační neboli PID regulátor. Má akční veličinu úměrnou regulační odchylce, jejímu integrálu a její derivaci

$$u = r_0 e + r_{-1} \int e dt + r_1 e' . \quad (4.7)$$

Regulátor PID je vzhledem k předcházejícím typům obecným typem regulátoru a na ostatní se můžeme dívat tak, že některá z konstant r_0 , r_{-1} nebo r_1 je rovna nule. Kombinací regulátorů P, I, D a vhodnou volbou jejich konstant jsou využity výhodné vlastnosti každého z nich. Rovnice regulátoru PID popisuje ideální regulátor. U každého skutečného regulátoru se uplatňují různá zpoždění způsobená setrvačností, pasivními odpory, kapacitou a pod. U elektrických regulátorů jsou však tyto konstanty zanedbatelné a svým charakterem se blíží ideálnímu. Přenos ideálního regulátoru je potom popsán rovnicí:

$$F_R(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = r_0 + \frac{r_{-1}}{p} + r_1 p = r_0 \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) \quad (4.8)$$

kde r_0 je bezrozměrná časová konstanta nazývaná zesílení regulátoru, T_i je integrační časová konstanta regulátoru a T_d je derivační časová konstanta regulátoru.



Obr. 4.4: Struktura PID regulátoru

4.3 Návrh regulátoru

Pro správnou činnost regulačního obvodu je třeba provést návrh regulátoru. Regulátor musí být navržen pro konkrétní druh obvodu, aby dokázal co nejlépe reagovat na odezvu řízení. Na tuto odezvu jsou kladeny určité požadavky, které regulátor musí splňovat. Jedná se o rychlost regulace, průběh regulace z hlediska strmosti přechodové křivky, velikosti povoleného zakmitání atd. Pro návrh regulátorů existuje několik různých metod.

4.3.1 Metody návrhu regulátorů

Regulovaná soustava je popsána přenosem $F_s(p)$. Přenos regulátoru $F_R(p)$ popisuje způsob úpravy průběhu odezvy na řízení. Podle druhu regulované soustavy je třeba navrhnout odpovídající typ regulátoru. Vyjdeme z rovnice přenosu uzavřené smyčky

$$F_w(p) = \frac{F_R(p) \cdot F_s(p)}{1 + F_R(p) \cdot F_s(p)} \quad (4.9)$$

kde $F_R(p)$ je přenos regulátoru, $F_s(p)$ je přenos regulované soustavy. Přenos uzavřené smyčky $F_w(p)$ lze upravit na

$$F_w(p) = \frac{b_m \cdot p^m + b_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + b_1 \cdot p + b_0}{a_n \cdot p^n + a_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + a_1 \cdot p + a_0} \quad (4.10)$$

Optimální průběh přechodové charakteristiky uzavřené smyčky je, když se amplituda frekvenčního přenosu rovná jedné $|F_w(j\omega)| = 1$ pro frekvence $\omega \leq \omega_0$. Návrh regulátoru je možno provést podle několika známých metod.

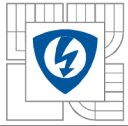
Metoda optimálního modulu OM

Tato metoda vychází z přenosu uzavřené smyčky 2. řádu.

$$F_w(p) = \frac{b_0}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2} \quad (4.11)$$

Při aplikaci zmíněné podmínky $|F_w(j\omega)| = 1$, tedy i $|F_w(j\omega)|^2 = F_w(j\omega) \cdot F_w(-j\omega) = 1$, dojdeme k podmínkám, při kterých je rovnost splněna:

$$b_0^2 = a_0^2; \quad a_1^2 = 2a_0 a_2; \quad (4.12)$$



Pokud označíme $\sqrt{\frac{2a_2}{a_0}} = 2\tau_\sigma$, můžeme přenos otevřené smyčky napsat jako

$$F_w(p) = \frac{1}{1 + 2\tau_\sigma p + 2\tau_\sigma^2 p^2} \quad (4.13)$$

Časová konstanta τ_σ je malá časová konstanta soustavy, nebo zastupuje součet všech malých časových konstant. Rovnice (4.13) vyjadřuje standardní tvar přenosu uzavřené smyčky podle metody optimálního modulu.

Přenos otevřené smyčky podle metody optimálního modulu potom je

$$F_o(p) = F_R(p) \cdot F_s(p) = \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (1 + \tau_\sigma p)} \quad (4.14)$$

Přenos regulátoru vyjádříme z rov (4.14) jako

$$F_R(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (1 + \tau_\sigma p)} \quad (4.15)$$

Metoda symetrického optima SO

Tato metoda vychází z přenosu uzavřené smyčky 3. řádu

$$F_w(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3} \quad (4.16)$$

Na základě požadavku aby platilo $|F_w(j\omega)| = 1$ byly získány tyto podmínky

$$b_0 = a_0, \quad b_1 = a_1, \quad a_1^2 = 2a_0 a_2, \quad a_2^2 = 2a_1 a_3. \quad (4.17)$$

Pokud uvažujeme $\sqrt{\frac{2a_2}{a_0}} = 4\tau_\sigma$, je přenos uzavřené smyčky podle symetrického optima

$$F_w(p) = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{1 + 4\tau_\sigma p + 8\tau_\sigma^2 p^2 + 8\tau_\sigma^3 p^3} \quad (4.18)$$

Přenos otevřené smyčky metodou symetrického optima je

$$F_o(p) = F_R(p) \cdot F_s(p) = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (1 + \tau_\sigma p)} \quad (4.19)$$

Z rov. (4.19) lze vyjádřit přenos regulátoru

$$F_R(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot \frac{1 + \tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 \cdot (1 + \tau_\sigma p)} \quad (4.20)$$

Ziegler-Nicholsonova metoda

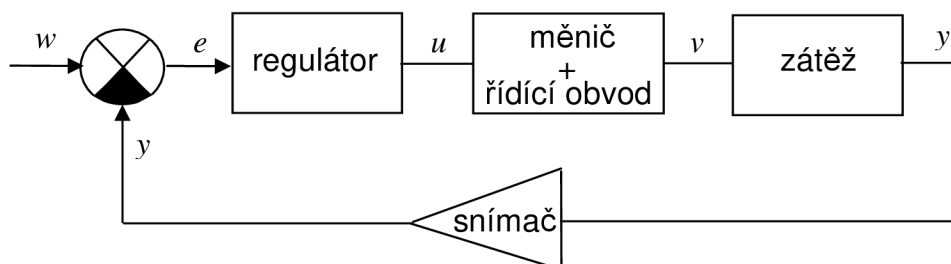
Také se nazývá Metoda kritického zesílení. Jedná se o experimentální metodu aplikovanou v uzavřené smyčce. Slouží k nastavení parametrů regulátoru, přičemž pracuje pouze s proporcionální složkou, složky I a D jsou vyřazeny z provozu. Postupným zvyšováním zesílení se přivede regulátor do kritického stavu – až začne kmitat s konstantní amplitudou. Toto zesílení

se nazývá kritické k_{pk} , perioda kritických kmitů T_k . Tyto získané hodnoty následně dosadíme do empirických vztahů daných pro jednotlivé druhy regulátorů a získáme doporučené hodnoty pro seřízení.

4.3.2 Regulátor odporové pily

Odporová pila je zařízení, ve kterém se na vstupu nastavuje žádaná hodnota a pomocí dalších obvodů je na výstupu nastavována velikost výstupní veličiny. Jedná se o dynamickou soustavu se zpětnou vazbou, která musí splňovat požadované vlastnosti. Pro zajištění co nejlepších vlastností při nastavování a udržování odpovídající teploty na struně je třeba navrhnout regulátor. Regulátor má za úkol upravit odpovídajícím způsobem průběh odezvy při požadavku na změnu výstupních veličin.

Regulátor je zapojen v regulovaném obvodu se zpětnou vazbou. Do regulátoru je přivedena regulační odchylka e , která vznikne v rozdílovém členu odečtením regulované veličiny y ze snímače od žádané hodnoty w . Akční veličina u je přivedena do řídicího obvodu měniče, který podle její velikosti mění veličinu v na výstupu měniče. Veličina v je přivedena na zátěž, kterou tvoří tlumivka a řezná struna. Pomocí snímače je získávána informace o velikosti proudu tekoucího zátěží.



Obr. 4.5: Blokové schéma regulačního obvodu

Měnič se v regulačním obvodu chová jako setrvačnost 1. řádu, která zatěžuje soustavu časovou konstantou τ_m . Tato konstanta je způsobena pulsním spínáním napětí s určitou frekvencí f_{sp} . Konstantu τ_m vypočteme

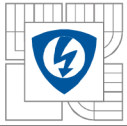
$$\tau_m = T_{sp} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{f_{sp}} \cdot \frac{1}{2} \quad (4.21)$$

Přenos samotného měniče $F_m(p)$ je tedy

$$F_m(p) = \frac{1}{1 + \tau_m p} \quad (4.22)$$

Zátěž měniče tvoří, jak již bylo zmíněno, tlumivka a řezná struna, která má charakter odporu. Tato zátěž má samostatně opět charakter setrvačnosti 1.řádu. Přenosovou funkci zátěže popíšeme jako

$$F_z(p) = \frac{1}{R + Lp} = \frac{\frac{1}{R}}{1 + \frac{L}{R} p} \quad (4.23)$$



Pokud nyní zavedeme konstantu $k_R = \frac{1}{R}$ a $\tau_z = \frac{L}{R}$, můžeme vztah pro $F_z(p)$ napsat jako

$$F_z(p) = \frac{k_R}{1 + \tau_z p} \quad (4.24)$$

kde τ_z je časová konstanta zátěže měniče. Tato konstanta je podstatně větší než časová konstanta měniče τ_m .

Přenos snímače, který načítá a převádí regulovanou veličinu y' , se projeví na přenosu regulované soustavy konstantou k_{zp} . Regulovaná soustava, která se skládá z měniče, zátěže a snímače, má přenos

$$F_s(p) = F_m(p) \cdot F_z(p) \cdot k_{zp} = \frac{k_R \cdot k_{zp}}{(1 + \tau_m p) \cdot (1 + \tau_z p)} \quad \tau_z > \tau_m \quad (4.25)$$

Pro návrh regulátoru byla jako nejvhodnější zvolena metoda optimálního modulu MO probíraná v kapitole 4.3.1. Výše popisovaná regulovaná soustava definovaná rovnicí (4.25) je druhého řádu s jednou velkou a jednou malou časovou konstantou. Dosazením (4.25) do rovnice (4.15) získáme vztah pro výpočet regulátoru.

$$F_R(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (1 + \tau_\sigma p)} = \frac{(1 + \tau_m p) \cdot (1 + \tau_z p)}{k_R \cdot k_{zp}} \cdot \frac{1}{2\tau_\sigma p \cdot (1 + \tau_\sigma p)} \quad (4.26)$$

Podle MO platí, že menší časová konstanta τ_m je rovna časové konstantě τ_σ ($\tau_m = \tau_\sigma$). Přenos regulátoru lze pak upravit na

$$F_R(p) = \frac{(1 + \tau_z p)}{2k_R k_{zp} \tau_m p} \quad (4.27)$$

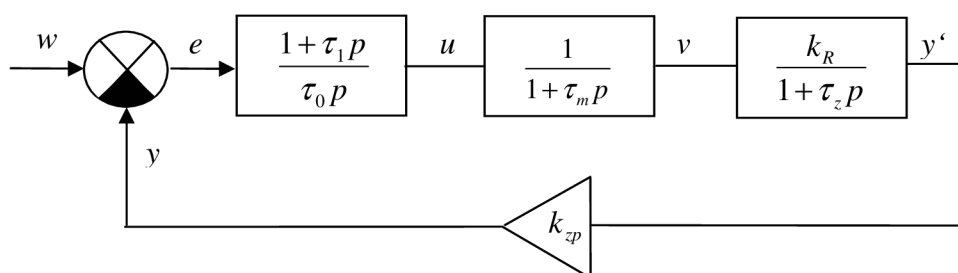
Zavedeme-li časové konstanty τ_0 a τ_1 vypočteného PI regulátoru

$$\tau_1 = \tau_z, \quad \tau_0 = 2k_R k_{zp} \tau_m \quad (4.28)$$

můžeme přenos PI regulátoru napsat v obecném tvaru

$$F_R(p) = \frac{(1 + \tau_1 p)}{\tau_0 p} \quad (4.29)$$

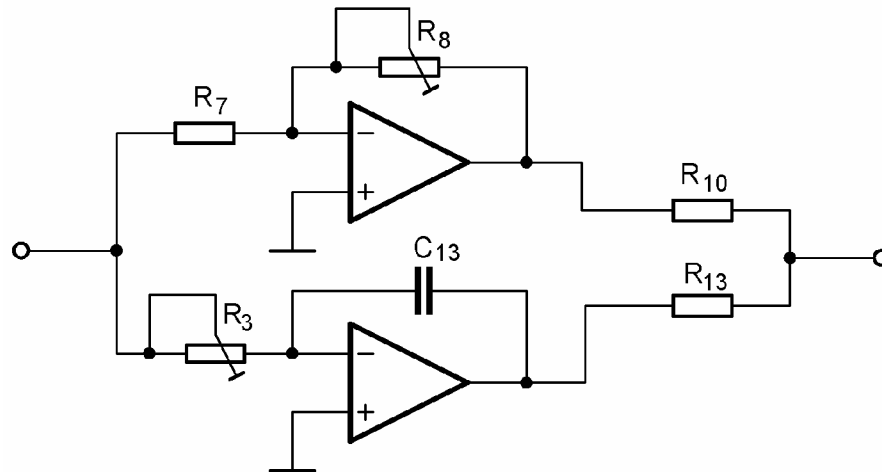
Výsledkem výpočtu regulátoru je rovnice (4.29). Jedná se o PI regulátor s časovými konstantami τ_1 a τ_0 . Na Obr. 4.6 je znázorněn regulační obvod a přenosy všech jeho částí.



Obr. 4.6: Přenosy jednotlivých částí regulačního obvodu

4.3.3 Výpočet součástí regulátoru

Na základě získaného vztahu přechodové charakteristiky je možné spočítat součástky regulátoru. Na Obr. 4.7 je zobrazeno schéma zapojení PI regulátoru. Jedná se o paralelní kombinaci regulátoru P a regulátoru I. Jejich výstupy jsou připojeny přes odpory R_{10} a R_{13} ke komparátoru se sčítacími odpory, který provede součet signálů z regulátorů a z generátoru trojúhelníkového signálu. Parametry regulátoru P jsou dány velikostmi rezistorů R_7 a R_8 , parametry regulátoru I určují součástky R_3 a C_{13} .



Obr. 4.7: Schéma zapojení PI regulátoru

Přenos regulátoru P podle zapojení na Obr. 4.7 je

$$F_{RP}(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = \frac{R_8}{R_7} = K_p, \quad K_p = \frac{R_8}{R_7} \quad (4.30)$$

Obecný vztah pro přenos regulátoru I je

$$F_{RI}(p) = \frac{K_i}{p} = \frac{1}{T_i p} \quad (4.31)$$

Pro zapojení regulátoru I na Obr. 4.7 lze napsat přenos

$$F_{RI}(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p)} = \frac{1}{p C_{13} R_3} = \frac{1}{p C_{13} R_3}, \quad K_i = \frac{1}{C_{13} R_3} \quad (4.32)$$

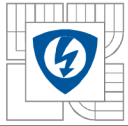
Následující vztah popisuje obecně přenos PI regulátoru a jeho časové konstanty τ_0 a τ_1

$$F_{RPI}(p) = K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{(1 + \tau_1 p)}{\tau_0 p}, \quad \tau_1 = \frac{K_p}{K_i}, \quad \tau_0 = \frac{1}{K_i} \quad (4.33)$$

Dosazením do vztahů pro výpočet časových konstant τ_0 a τ_1 získáme

$$\tau_0 = \frac{1}{K_i} = C_{13} R_3 \quad (4.34)$$

$$\tau_1 = \frac{K_p}{K_i} = \frac{R_8 \cdot R_3 \cdot C_{13}}{R_7} \quad (4.35)$$



Dosazením do vztahů pro časové konstanty rovnice (4.28) získáme

$$\tau_0 = 2 \cdot k_R \cdot |k_{zp}| \cdot \tau_m = 2 \cdot \frac{1}{3,25} \cdot 7,5 \cdot \frac{1}{2 \cdot 13 \cdot 10^3} = 177,5 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (4.36)$$

V regulátoru I zvolíme odpor $R_3 = 1,8 \text{ k}\Omega$. Pro možnost doladění potřebného zesílení I složky regulátoru byl vybrán trimr $5 \text{ k}\Omega$. Vyjádřením C_{13} z (4.34) a dosazením získáme

$$C_{13} = \frac{\tau_0}{R_{13}} = \frac{177,5 \cdot 10^{-6}}{1,8 \cdot 10^3} = 98,6 \cdot 10^{-9} \text{ F} \quad (4.37)$$

Volíme $C_{13} = 100 \text{ nF}$

Dosazením do rov. (4.28) a rovnice časové konstanty z rov. (4.24) získáme

$$\tau_1 = \tau_z = \frac{L}{R_s} = \frac{1,4 \cdot 10^{-3}}{3,25} = 430,8 \cdot 10^{-6} \text{ s} \quad (4.38)$$

V regulátoru P zvolíme odpor $R_7 = 1,8 \text{ k}\Omega$, dosadíme do (4.35) a vyjádřením R_8 získáme

$$R_8 = \frac{\tau_1 \cdot R_7}{R_3 \cdot C_{13}} = \frac{430,8 \cdot 10^{-6} \cdot 1,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 4,3 \cdot 10^3 \Omega \quad (4.39)$$

Pro možnost následného doladění zesílení P složky regulátoru byl zvolen trimr $50 \text{ k}\Omega$.

Odporů R_{10} a R_{13} mají funkci sčítacích odporů na komparátoru. Jejich hodnoty jsou dvojnásobkem odporu R_2 , aby byl stejnou mírou sčítán signál z regulátoru a zdroje trojúhelníkového signálu.

$$R_{10} = R_{13} = 2 \cdot R_2 = 2 \cdot 33 \cdot 10^3 = 66 \cdot 10^3 \Omega \quad (4.40)$$

Byly vybrány odpory $R_{10} = R_{13} = 66 \text{ k}\Omega$

4.4 Způsob snímání regulované veličiny

Pro potřebu regulace teploty odporové pily je vhodné snímat teplotu řezné struny, nebo jinou veličinu, která je teplotě úměrná. Při použití řezné struny z materiálu s malým teplotním součinitelem odporu se bude teplota struny měnit téměř lineárně s protékajícím proudem. Nabízí se proto možnost snímat velikost elektrického proudu.

4.4.1 Způsoby snímání proudu

Pro snímání proudu se používá snímač s Hallovou sondou. Pomocí Hallovy sondy je snímán tok v magnetickém obvodu, který je způsoben účinkou proudu protékajícího vodičem uvnitř magnetického obvodu. Výstupní napětí z Hallovy sondy je pak úměrné velikosti protékajícího proudu.

Jako snímač proudu se dále používá Rogowského cívka. Jedná se o mechanicky rozpojitelný, nemagnetický, ohebný toroid, na kterém je navinuta snímací cívka. Napětí indukované v cívkě odpovídá derivaci proudu. Použitím integrátoru získáme informaci o skutečné hodnotě proudu. Rogowského cívka je necitlivá na stejnosměrnou složku měřeného proudu. Stejnosměrná složka však nijak neovlivňuje činnost snímače.



Dalším způsobem snímání proudu je použitím impulsního měřicího transformátoru proudu. Transformátor proudu nedokáže dlouhodobě přenášet stejnosměrný proud, dokáže však přenášet stejnosměrné impulsy. Při snímání proudu tranzistorem v jednočinném pulsním měniči není vhodné kvůli indukčnosti transformátoru měřit přímo proud tranzistorem. Vhodnější je snímat primární nebo sekundární proud výkonovým transformátorem.

Jeden ze základních způsobů jak snímat velikost proudu je použitím bočnicku. Jedná se o rezistor vřazený sériově do obvodu, ve kterém měříme proud. Snímáním napětí na tomto odporu získáváme informaci o velikosti protékajícího proudu. Nevýhodou bočnicku je skutečnost, že do určité míry ovlivňuje měřený obvod a vznikají na něm ztráty.

Použití bočnicku pro snímání proudu v pulsním měniči je na Obr. 4.8. Na výstupu měniče je v sérii připojena tlumivka L , odporová zátěž R_s a bočník R_b . Napětí na bočnicku U_b musí být řádově menší oproti napětí na zátěži U_z , aby bočník co nejméně ovlivňoval měřený obvod a nevznikal na něm velký ztrátový výkon. Na výstup bočnicku je třeba připojit RC filtr, tvořený součástkami R_{16} a C_{14} . Časová konstanta by zejména s ohledem na regulaci a použití rychlých nadproudových ochran neměla přesáhnout asi $10\mu s$. Protože bývá výstupní napětí na bočnicku malé (z důvodu požadavku co nejmenšího ztrátového výkonu), je třeba signál z RC filtru dále zesílit. Odpor R_{16} musí být co nejmenší, aby RC filtr co nejméně ovlivňoval připojený zesilovač.

4.4.2 Návrh snímání proudu pomocí bočnicku

Pro snímání velikosti proudu v řezné struně byl vybrán bočník. Bočník musí být navržen na dostatečný výkon. Maximální hodnota proudu tekoucího řeznou strunou bude $I_{ef}=9A$. Vyjdeme z platnosti Ohmova zákona

$$I_{ef} = \frac{U_d}{R_s + R_b} \quad (4.41)$$

kde U_d je napětí na stejnosměrném meziobvodu měniče a R_s odpor struny, tlumivky a přívodních vodičů. Vyjádřením odporu bočnicku R_b získáme

$$R_b = \frac{U_d - I_{ef} \cdot R_s}{I_{ef}} = \frac{30 - 9 \cdot 3,25}{9} = 0,08\Omega \quad (4.42)$$

Volíme hodnotu $R_b = 0,05\Omega$. Výkon, na který musí být bočník dimenzován je

$$P_b = R_b \cdot I_{ef}^2 = 0,05 \cdot 9^2 = 4,05W \quad (4.43)$$

Úbytek napětí na bočnicku bude

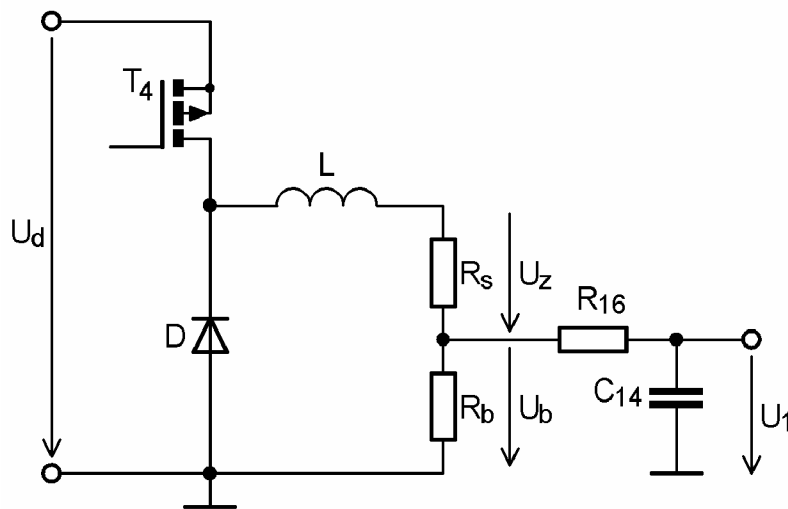
$$U_b = R_b \cdot I_{ef} = 0,05 \cdot 9 = 0,45V \quad (4.44)$$

Je třeba, aby měl bočník co nejmenší indukčnost. Proto vybíráme metalizované rezistory. Pro zajištění dostatečného výkonového dimenzování je složen bočník ze tří rezistorů na 2W zapojených paralelně.

$$R_{20} = R_{21} = R_{22} = 0,15\Omega \quad (4.45)$$

Výkon na jednotlivých rezistorech bude

$$P_{20} = R_{20} \cdot I_{20}^2 = 0,15 \cdot 3^2 = 1,35W$$



Obr. 4.8: Snižující pulsní měnič se zátěží a bočnickem

4.4.3 Návrh RC filtru a zapojení operačního zesilovače IC5D

Proud tekoucí bočnickem je do značné míry vyhlazený tlumivkou. Pro snímání napětí na bočnicku je třeba ještě použít RC filtr, který vyhladí průběh napětí a vyfiltruje rušivé složky signálu, aby bylo možné signál dále zpracovat. Operační zesilovač $IC5D$ v invertujícím zapojení zesiluje napětový signál na potřebnou hodnotu. Z důvodu požadavku na dostatečnou rychlost proudové ochrany se RC filtr navrhuje s maximální časovou konstantou asi $10\mu s$. V navrhovaném zařízení není proudová ochrana použita, proto nemusí být tato podmínka splněna. RC filtr je tvořen odporem R_{16} a kondenzátorem C_{14} . Velikost odporu R_{16} se obecně volí řádově menší než R_{15} , aby vliv R_{15} na mezní kmitočet filtru nebyl podstatný.

Časová konstanta RC filtru je

$$\tau_{RC} = R_{16} \cdot C_{14} \quad (4.46)$$

Volíme $R_{16} = 10\Omega$, dosazením do (4.46) vypočítáme velikost kondenzátoru

$$C_{14} = \frac{\tau_{RC}}{R_{16}} = \frac{10 \cdot 10^{-6}}{10} = 1\mu F \quad (4.47)$$

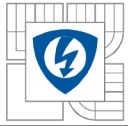
Volíme keramický kondenzátor $C_{14} = 1\mu F$

Zapojení zesilovače $IC5D$ je v příloze P2. Napětí U_1 je napětí na bočnicku, napětí U_2 je na výstupu zesilovače a je dále přivedeno na sumační zesilovač $IC5C$. Hodnoty těchto napětí jsou

$$U_1 = 0 \div 0,45V, U_2 = -3,5 \div 0V \quad (4.48)$$

Zesilovač je zapojen jako invertující. Pro výpočet velikosti odporů R_{15} a R_{16} nebudeme zatím uvažovat vliv kondenzátoru C_{14} . Pro výstupní napětí U_2 potom můžeme psát

$$U_2 = -\frac{R_{14}}{R_{15} + R_{16}} \cdot U_1 \quad (4.49)$$



Zesilovač má zesílení

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-1,75}{0,225} = -7,8 \quad (4.50)$$

Pro výpočet velikosti odporů platí

$$|K| = \frac{R_{14}}{R_{15} + R_{16}} = 7,8 \quad (4.51)$$

Volíme $R_{15} = 100\Omega$, dosazením do (4.51) získáme velikost odporu R_{14}

$$R_{14} = |K| \cdot (R_{15} + R_{16}) = 7,8 \cdot (100 + 10) = 858\Omega \quad (4.52)$$

z výrobní řady vybíráme $R_{14} = 820\Omega$.

Nyní vypočítáme přenos zesilovače IC5D s připojeným RC filtrem na vstupu.

$$\begin{aligned} K &= \frac{U_2}{U_1} = -\frac{R_{14}}{R_{15} + R_{16}} \cdot \frac{1}{1 + p \frac{R_{15} \cdot R_{16}}{R_{15} + R_{16}} C_{14}} = \\ &= -\frac{820}{110} \cdot \frac{1}{1 + p \frac{1000}{110} \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = -7,5 \cdot \frac{1}{1 + p \cdot 9,1 \cdot 10^{-6}} \end{aligned} \quad (4.53)$$

Kde první zlomek ve vzorci je zesílení zesilovače a druhý zlomek má tvar přenosu standardní dolní propusti s horním mezním kmitočtem

$$f_h = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{R_{15} \cdot R_{16}}{R_{15} + R_{16}} \cdot C_{14}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 9,1 \cdot 10^{-6}} = 17,5 \cdot 10^3 \text{ Hz} \quad (4.54)$$

Časová konstanta $9,1\mu\text{s}$ je podstatně menší než časová konstanta měniče a zátěže, proto se neprojeví v systému z hlediska regulace. V přenosu zesilovače IC5D s RC filtrem se kondenzátor při dané spínací frekvenci měniče $f=13\text{kHz}$ také neprojeví. Můžeme ho tedy pro výpočet součástek zanedbat. Skutečné zesílení zesilovače IC5D potom je:

$$K = -\frac{R_{14}}{R_{15} + R_{16}} = -\frac{820}{110} = -7,5 \quad (4.55)$$

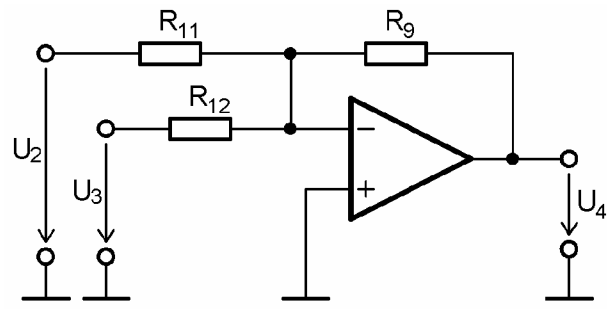
Skutečné napětí na výstupu měniče:

$$U_2 = K \cdot U_1 = -7,5 \cdot 0,45 = -3,4\text{V} \quad (4.56)$$

4.5 Rozdílový člen

Na Obr. 4.9 je schéma zapojení sumačního zesilovače. Pokud však zavedeme podmínku, že vstupní napětí U_2 je záporné polarity, bude toto zapojení plnit funkci rozdílového členu. Napětí U_4 je úměrné součtu vstupních napětí U_2 a U_3 . Pro výstupní napětí U_4 platí vztah

$$U_4 = -\left(\frac{R_9}{R_{12}} \cdot U_2 + \frac{R_9}{R_{11}} \cdot U_3\right) \quad (4.57)$$



Obr. 4.9: Schéma zapojení sumačního zesilovače

4.5.1 Výpočet součástek rozdílového členu

Nyní provedeme výpočet součástek sumačního zesilovače. Je tvořen operačním zesilovačem *IC5C* z již zmiňovaného integrovaného obvodu *IC5 TL084*. Vstupní napětí U_2 je přivedeno z invertujícího zesilovače *IC5D*. Jeho velikost je úměrná velikosti tekoucího proudu řeznou strunou a bočnickem. Vstupní napětí U_3 je přivedeno z jezdce potenciometru R_{24} , U_4 je výstupní napětí sumačního zesilovače. Hlavní kontakty potenciometru R_{24} jsou připojeny na stabilizované napětí 15V na svorce X3-7 a druhý konec je připojen na nulový potenciál napětí (viz schéma v příloze P2). Hodnota potenciometru byla zvolena $R_{24}=25k\Omega$. Hodnoty napětí U_2 a U_3 jsou

$$U_2 = -3,4 \div 0V, U_3 = 0 \div 15V \quad (4.58)$$

Pro sumační zesilovač platí vztah

$$U_4 = -\left(\frac{R_9}{R_{12}} \cdot U_2 + \frac{R_9}{R_{11}} \cdot U_3\right) \quad (4.59)$$

Je třeba zvolit jeden odpor, volíme $R_9=1,8k\Omega$. Pro výpočet odporů R_{11} a R_{12} uvažujeme maximální teplotu řezné struny resp. maximální proud strunou a nulovou regulační odchylku ($e=0$, $U_4=0V$, $U_3=15V$, $U_2=-3,4V$). Vztah (4.59) je nyní možné napsat jako

$$\frac{R_9}{R_{11}} \cdot U_3 = -\frac{R_9}{R_{12}} \cdot U_2 \quad (4.60)$$

Dosazením získáme vztah pro R_{11} a R_{12}

$$R_{11} = 4,41 \cdot R_{12} \quad (4.61)$$

Volíme odpor $R_{12}=820\Omega$, potom dosazením do (4.61) získáme

$$R_{11} = 4,41 \cdot 820 = 3,62 \cdot 10^3 \Omega \quad (4.62)$$

Z výrobní řady volíme $R_{11}=3,6k\Omega$.

5 MĚŘENÍ NA ODPOROVÉ PILE

5.1 Měření na řezné struně odporové pily

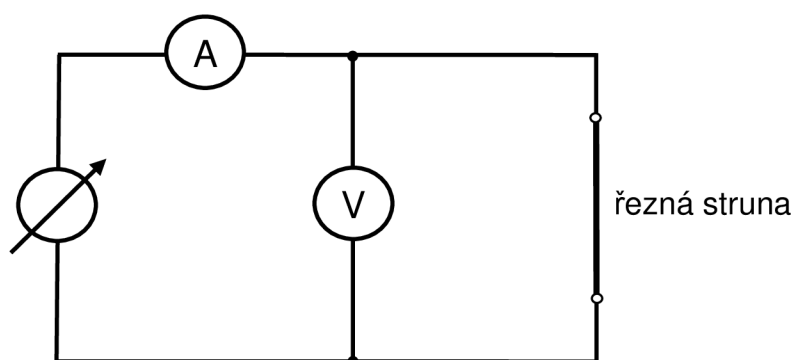
Akčním prvkem odporové pily je řezná struna. Struna je napnuta mezi konci pohyblivého nosného ramene. Podrobně je konstrukce pily popsána v kapitole 6.2.

Měřená struna má průměr 1mm, délku 2,5m a je vyrobena z konstantanu. Jeho základní fyzikální vlastnosti jsou vypsány v tabulce 1. Konstantan je slitina mědi a niklu v poměru obvykle 55% mědi a 45% niklu. Jeho název souvisí s tím, že má v širokém rozsahu teplot přibližně konstantní rezistivitu. Konstantan je používán např. pro výrobu výkonových reostatů.

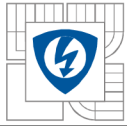
Schéma zapojení měření řezné struny je na Obr. 5.1. Obvod byl napájen ze stejnosměrného regulovaného zdroje. Byl měřen proud tekoucí strunou a napětí na struně. Hodnoty byly vyneseny do grafu na Obr. 5.2.

Fyzikální vlastnost	Značka	Jednotka	Hodnota
Rezistivita	ρ	$\Omega \cdot m$	$0,49 \cdot 10^{-6}$
Teplotní součinitel odporu	α	K^{-1}	0,00005
Hustota	ρ	$g \cdot cm^{-3}$	8,9
Měrná tepelná kapacita	c	$J/(kg \cdot K)$	$0,41 \cdot 10^3$
Součinitel teplotní roztažnosti	γ	$K^{-1}, ^\circ C^{-1}$	0,000015
Teplota tání	t_t	K	1225-1300

tabulka 1: Fyzikální vlastnosti konstantanu



Obr. 5.1: Schéma zapojení pro měření řezné struny



č.měření	I [A]	U [V]	R [Ω]
1	1,0	3,0	3,000
2	1,5	4,3	2,866
3	2,0	6,2	3,100
4	2,5	7,1	2,840
5	3,0	8,5	2,833
6	3,5	10,0	2,857
7	4,0	11,4	2,850
8	4,5	13,1	2,911
9	5,0	14,7	2,940
10	5,5	16,1	2,927
11	6,0	17,5	2,916
12	6,5	18,8	2,892
13	7,0	20,3	2,900
14	7,5	21,5	2,866
15	8,0	23,2	2,900
16	8,5	25,0	2,941

tabulka 2: Tabulka hodnot z měření na řezné struně

Výpočty

Výpočet odporu v tabulce z Ohmova zákona:

$$R = \frac{U}{I} = \frac{25}{8,5} = 2,94\Omega \quad (5.1)$$

Výpočet odporu struny při teplotě 250°C:

změřená hodnota odporu struny při 20°C je $R = 3\Omega$

$$R_{\vartheta} = R_{20} \cdot [1 + \alpha_{20} \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1)] \quad (5.2)$$

$$R_{250} = 3 \cdot [1 + 5 \cdot 10^{-5} \cdot (250 - 20)] \quad (5.3)$$

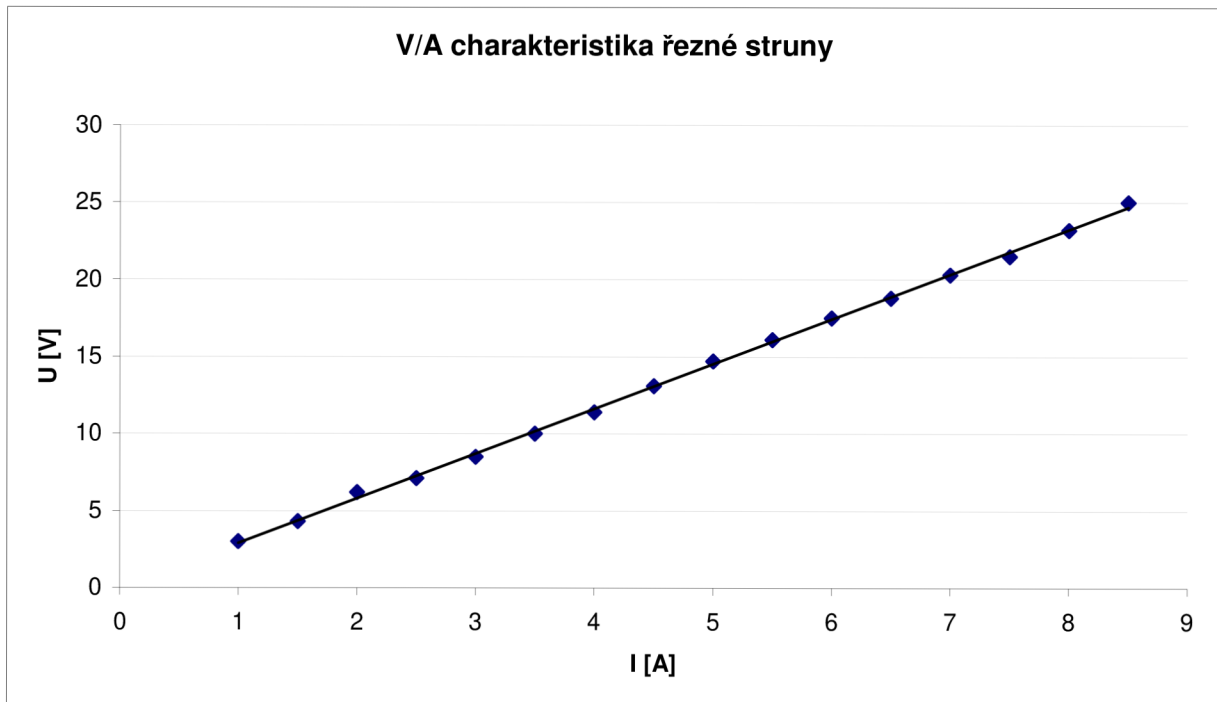
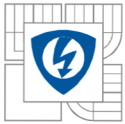
$$R_{250} = 3,0345\Omega \quad (5.4)$$

Výpočet teplotní délkové roztažnosti Δl při změně teploty z 20°C na 250°C:

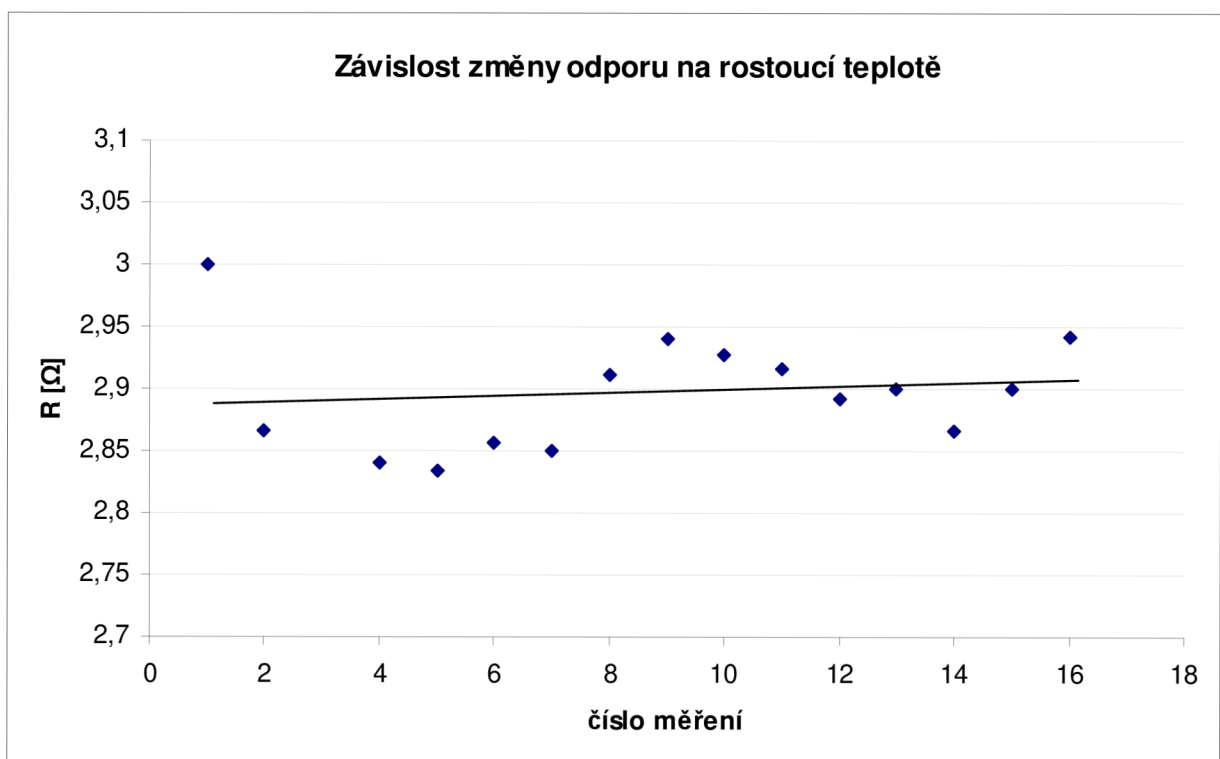
$$\Delta l = \gamma \cdot l_0 \cdot (\vartheta_2 - \vartheta_1) \quad (5.5)$$

$$\Delta l = 15 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5 \cdot (250 - 20) \quad (5.6)$$

$$\Delta l = 8,62 \cdot 10^{-3} m = 8,62 mm \quad (5.7)$$



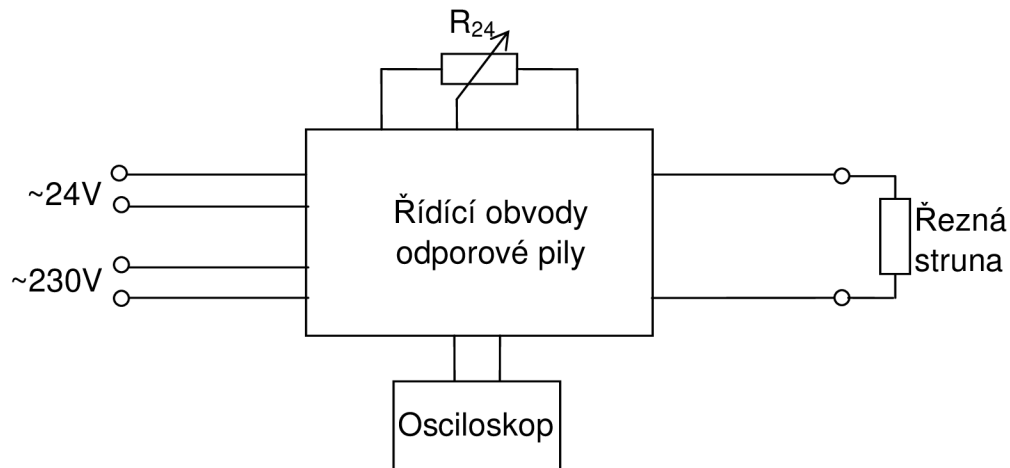
Obr. 5.2: V/A charakteristika měřené řezné struny



Obr. 5.3: Změna odporu řezné struny s rostoucí teplotou

5.2 Měření na řídicích obvodech odporové pily

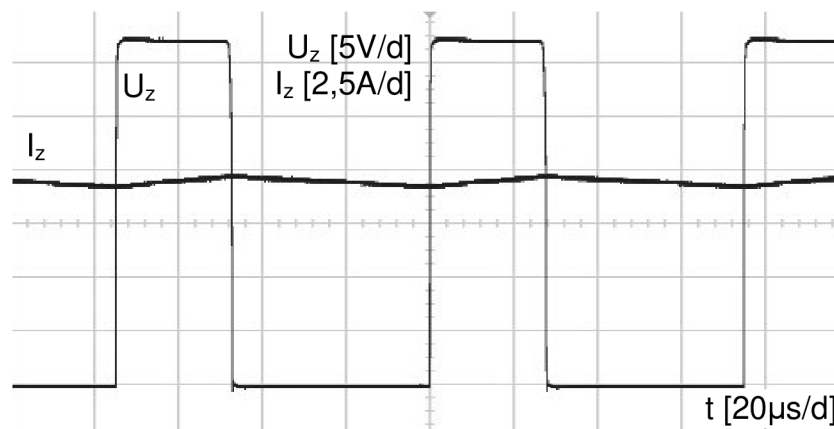
Pro účel řízení teploty řezné struny resp. proudu tekoucího strunou byly navrženy a zkonstruovány řídicí obvody. Napájení těchto obvodů je ze sítě 230V a z transformátoru 24V. Nastavování požadovaného proudu tekoucího řeznou strunou je prováděno pomocí potenciometru R_{24} . Měřené veličiny byly zobrazovány na osciloskopu. Schéma zapojení pro měření je na Obr. 5.4, úplné schéma zapojení řídicích obvodů odporové pily je v příloze P1 a P2. Byla provedena tři měření.



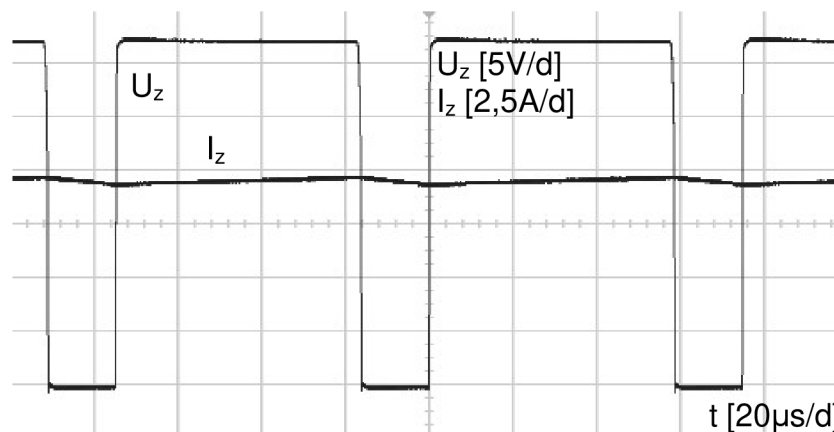
Obr. 5.4: Schéma zapojení pro měření řídicí elektroniky odporové pily

5.2.1 Měření průběhu napětí na řezné struně a proudu řeznou strunou

Bylo provedeno měření průběhu napětí na řezné struně U_z a proudu řeznou strunou I_z pro dvě struny s různými odpory. Průběhy měření pro strunu 1 jsou zobrazeny na Obr. 5.5, pro strunu 2 na Obr. 5.6.



Obr. 5.5: Průběh napětí na řezné struně U_z a proudu řeznou strunou I_z – struna 1

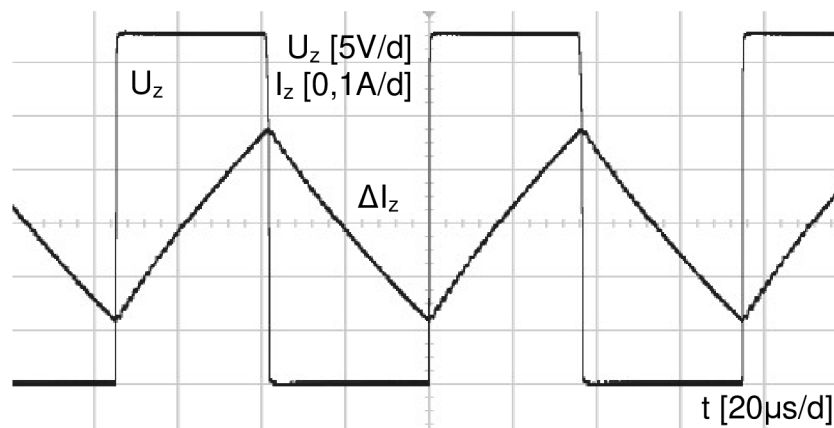


Obr. 5.6: Průběh napětí na řezné struně U_z a proudu řeznou strunou I_z – struna 2

Řezná struna je připojena na výstup pulsního měniče tranzistoru T_4 podle schématu v příloze P1, proto má napětí U_z pulsní charakter. V sérii s řeznou strunou je připojena tlumivka, která způsobuje vyhlazení proudu I_z . Měřené struny měly odpory: struna 1 $R_1=2,2\Omega$, struna 2 $R_2=4,7\Omega$. Při srovnání průběhů na Obr. 5.6 a Obr. 5.7 je zřejmé, že po připojení struny 2, která má větší odpor než struna 1, zvětšil regulátor střidu napěťového signálu U_z , a proto zůstala hodnota proudu I_z stejná.

5.2.2 Měření zvlnění proudu řeznou strunou

Na Obr. 5.7 je naměřený průběh napětí na zátěži U_z a detail zvlnění proudu I_z tekoucího řeznou strunou.

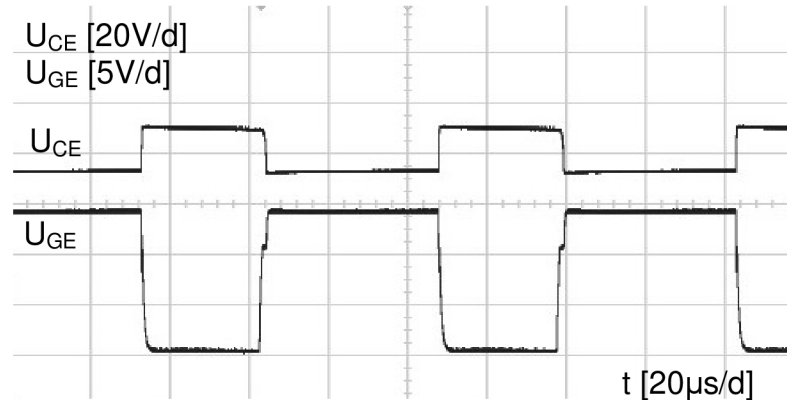


Obr. 5.7: Průběh napětí na řezné struně U_z a detail zvlnění proudu řeznou strunou I_z

Střída měřeného signálu je nastavena na $s=0,5$, což odpovídá nejméně příznivé situaci z hlediska zvlnění proudu ΔI_z . Naměřené zvlnění je $\Delta I_z=0,17A$, návrh tlumivky byl počítán na maximální zvlnění $\Delta I_{max}=0,2A$.

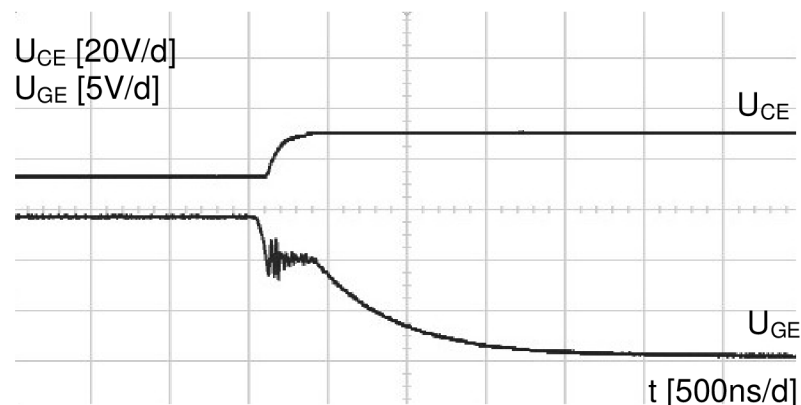
5.2.3 Měření průběhu řídicího napětí U_{GE} a napětí na tranzistoru U_{CE}

Naměřené průběhy řídicího napětí U_{GE} a výstupního napětí U_{CE} na výkonovém tranzistoru T_4 jsou na Obr. 5.8.

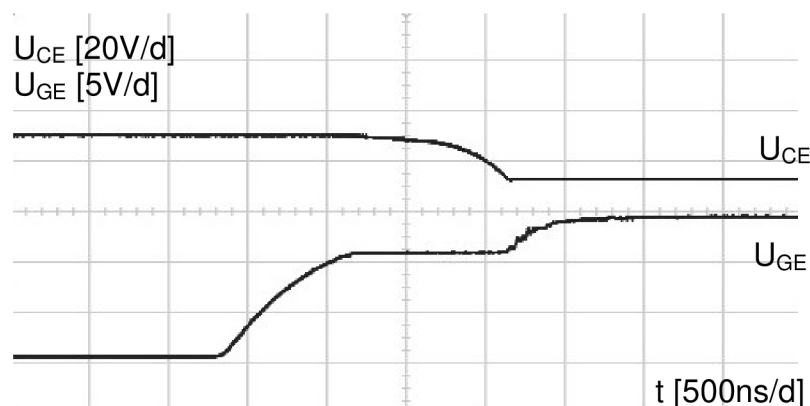


Obr. 5.8: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4

Tranzistor T_4 je typu P-MOSFET. Při přivedení záporného impulsu U_{GE} dojde k sepnutí tranzistoru, U_{CE} je tedy téměř nulové. Po ukončení impulsu U_{GE} , bude napětí U_{CE} rovno téměř záporné hodnotě napětí meziobvodu $-U_d$.

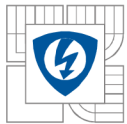


Obr. 5.9: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4 při zapínacím ději



Obr. 5.10: Průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} na tranzistoru T_4 při vypínacím ději

Na Obr. 5.9 je zobrazen detailní průběh zapínacího děje tranzistoru T_4 , na Obr. 5.10 je detailní průběh vypínacího děje tranzistoru T_4 . Doba zapínacího a vypínacího děje je udávána v katalogu pro hodnotu odporu $R_G=2,5\Omega$. Odpor R_G je v našem případě roven $R_{I9}=22\Omega$, proto jsou průběhy zapínacího a vypínacího děje pomalejší než je uvedeno v katalogu.



5.3 Zhodnocení měření

Měřením na řezné struně z konstantanu byly získány hodnoty napětí při nastavovaných hodnotách proudu tekoucího strunou. Z těchto hodnot byla vynesena V/A charakteristika (Obr. 5.2). Praktickým testováním schopnosti řezné struny přetavit plastový materiál, konkrétně polystyren, byla zjištěna požadovaná pracovní teplota struny v rozmezí 100 - 300°C.

Pomocí multimetru byl při teplotě struny 20°C změřen její odpor $R=3\Omega$. Použitím tabulkové hodnoty teplotního součinitele odporu konstantanu $\alpha=5\cdot 10^{-5}K^{-1}$ byla vypočítána teoretická hodnota odporu při teplotě 250°C $R_{250}=3,0345\Omega$. Velikost odporu se ve zmiňovaném rozsahu teplot v průběhu měření zvýšila podle výpočtu o 0,04Ω. Do tabulky 2 byl zapsán odpor struny vypočtený z naměřených hodnot. V grafu na Obr. 5.3 je průběh změny odporu při rostoucí teplotě. Odpor se při zahřívání struny měnil pouze minimálně. Jeho hodnota se zvýšila v řádu setin Ω, což odpovídá vypočteným hodnotám.

Při zvýšení teploty o více jak 250°C došlo díky tepelné roztažnosti na délce struny 2,5m ke znatelnému prodloužení její délky. Konstantan má součinitel teplotní roztažnosti $\gamma=15\cdot 10^{-6}K^{-1}$ a celková délka struny se podle výpočtu zvýšila o $\Delta l=8,6mm$. Z tohoto výsledku vyplývá potřeba konstrukčního řešení pro zajištění dostatečného napnutí řezné struny v nosném ramenu odporové pily při změnách teploty.

Měřením bylo dále zjištěno, že použitá struna reaguje poměrně rychle na změnu teploty při změně protékajícího proudu. Zvýšení i snížení teploty probíhá řádově během jednotek sekund od změny proudu. Zmíněná vlastnost je výhodou při návrhu regulace odporové pily.

Měřením na řídicích obvodech odporové pily byla ověřena funkčnost pulsního měniče a byly získány hodnoty napětí a proudů měniče a řezné struny. Postupně bylo provedeno měření napětí na dvou řezných strunách s různými odpory a proudů tekoucích strunami. Průběhy napětí a proudu jsou na Obr. 5.5 a Obr. 5.6. Připojením struny s větším odporem byla ověřena funkčnost regulace na konstantní proud řeznou strunou. PI regulátor nastavil při větším odporu zátěže větší střihu napěťového signálu a tím udržel hodnotu proudu na konstantní hodnotě.

Dále byla ověřena velikost zvlnění proudu řeznou strunou. Vlivem činnosti tlumivky, zařazené v sérii s řeznou strunou, není proud strunou pulsní, ale je pilovitě zvlněný. Naměřené maximální zvlnění proudu při střídě $s=0,5$ je $\Delta I=0,17A$, návrh tlumivky byl počítán na maximální zvlnění $\Delta I_{max}=0,2A$. Skutečné hodnoty zvlnění tedy odpovídají teoretickým předpokladům. Průběh zvlnění proudu je na Obr. 5.7.

V poslední části měření byly ověřeny průběhy napětí na výkonovém tranzistoru T_4 v pulsním měniči. Byly změřeny průběhy napětí U_{GE} a U_{CE} (Obr. 5.8) a jejich detailní průběhy při zapínacím (Obr. 5.9) a vypínacím ději (Obr. 5.10). Doba zapínacího a vypínacího děje je ovlivněna velikostí odporu R_G . Průběhy odpovídají teoretickým předpokladům.

6 KONSTRUKCE ODPOROVÉ PILY

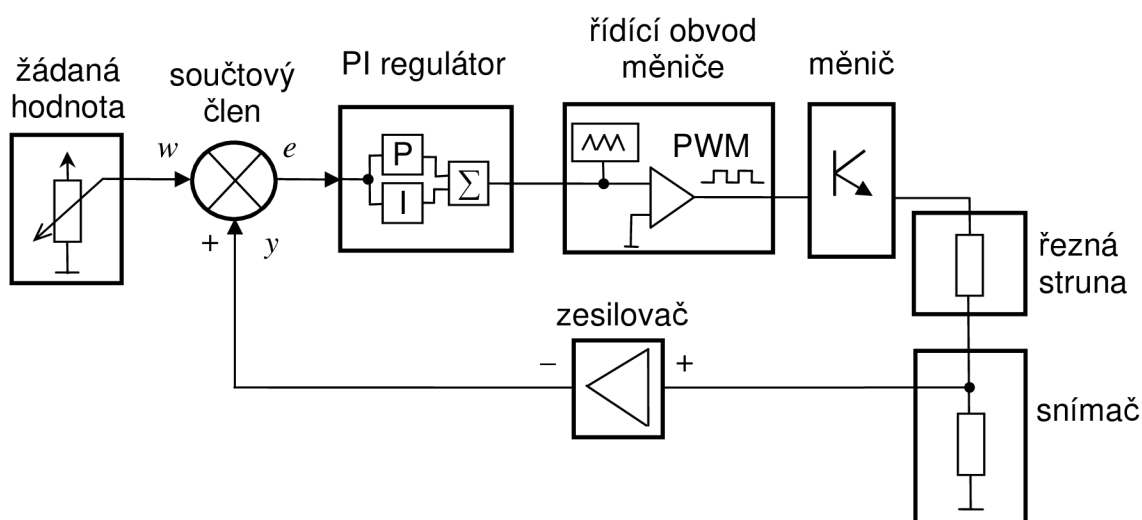
6.1 Funkce odporové pily

Na Obr. 6.1 je blokově znázorněno zapojení všech částí odporové pily. Jednotlivé části byly probrány podrobně v předchozích kapitolách.

Teplotu řezné struny odporové pily nastavuje uživatel pomocí potenciometru jako žádanou hodnotou w . V součtovém členu je žádaná hodnota porovnána se skutečnou teplotou řezné struny y a informaci o rozdílu teplot předá prostřednictvím regulační odchylky e do PI regulátoru. Nejedná se zde o měření teploty v pravém slova smyslu, ale je vyhodnocována velikost proudu tekoucího řeznou strunou, která je úměrná teplotě struny. PI regulátor zpracovává regulační odchylku e podle požadavků na odezvu změny teploty a tím zajišťuje stabilitu regulované soustavy. Signál upravený PI regulátorem je dále v řídicím obvodu porovnáván s výstupem generátoru pilového signálu, čímž vznikne pulsně šířkově modulovaný signál (PWM). Tímto signálem je řízen měnič. Jedná se o snižující pulsní měnič, který připojuje na řeznou strunu napětí úměrné střídě signálu z řídicího obvodu měniče. Podle velikosti napětí na výstupu měniče se mění teplota řezné struny.

Informaci o teplotě řezné struny získáme ze snímače, který je tvořen bočníkem. Napěťový signál ze snímače je zesílen invertujícím zesilovačem a přiveden do součtového členu. Protože zesilovač obrací polaritu napěťového signálu, je použit pro vyhodnocení rozdílu teplot součtový člen.

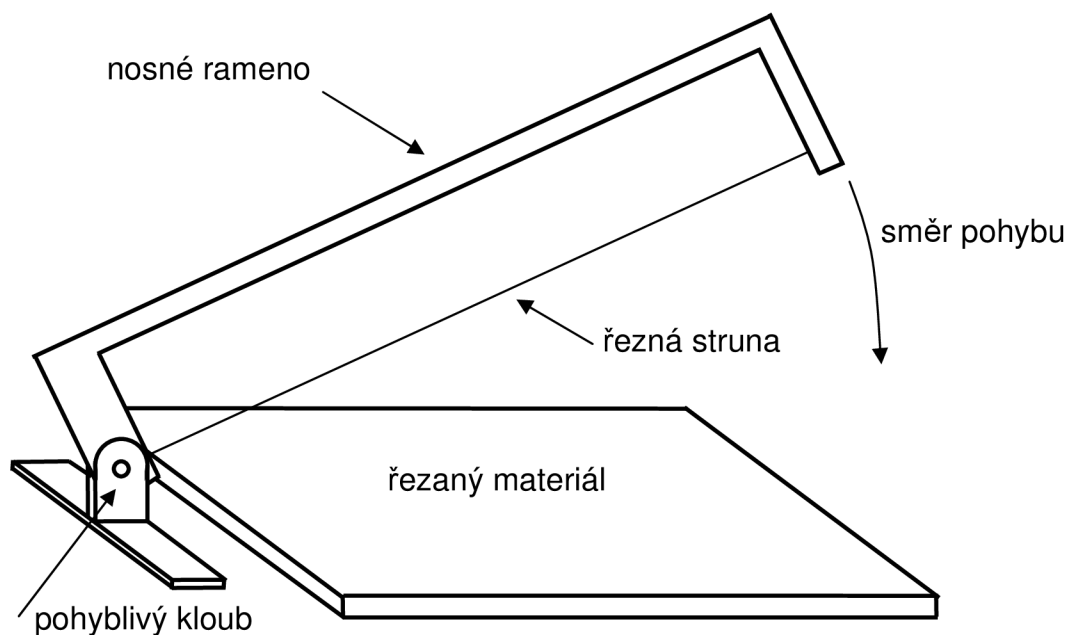
Na problematiku jednotlivých částí odporové pily byly zaměřeny předchozí kapitoly. Byl také popsán postup pro návrhy jednotlivých součástek. Podrobné schéma obvodů odporové pily je v příloze P1 a P2.



Obr. 6.1: Blokové schéma odporové pily

6.2 Konstrukční části odporové pily

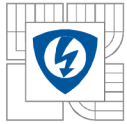
Hlavní konstrukční částí odporové pily je nosné rameno znázorněné na Obr. 6.2. Rameno je uchyceno v pohyblivém kloubu, který je připevněn na podkladové desce. Tato podkladová deska je položena na zemi, nebo na přizpůsobené konstrukci. Na nosném ramenu je napnutá řezná struna, která je připojena na výstup řídicích obvodů odporové pily. Teplota řezné struny je regulována na uživatelem nastavenou teplotu. Pohybem v naznačeném směru dojde díky žhavé řezné struně k „rozříznutí“ materiálu položeného pod pohyblivým ramenem. Fotografie nosného ramene jsou v příloze P7.



Obr. 6.2: Model nosného ramena odporového drátu

Řídicí obvody odporové pily jsou navrženy na dvě desky plošných spojů (DPS), regulační DPS a výkonová DPS. Regulační DPS obsahuje PI regulátor, PWM generátor, obvody pro realizaci zpětné vazby a součástky potřebné pro spínání měniče. Schéma a návrh DPS je v příloze P2, P3 a P4.

Výkonová DPS obsahuje měnič, napájecí obvody, bočník a RC filtr. Schéma a návrh DPS jsou v příloze P1, P5 a P6. Desky jsou vzájemně propojeny svorkovnicemi a dráty. Propojení na větší proudy jsou realizována pomocí fastonů. Regulační DPS je přimontována distančními sloupky nad výkonovou DPS. Výkonové součástky měniče a můstkový usměrňovač jsou umístěny na chladiči. Fotografie konstrukce regulační a výkonové DPS jsou v příloze P8. Měnič je napájen z transformátoru, který není součástí řídicích obvodů. Transformátor je připojen přes svorky FS3~ a FS4~.



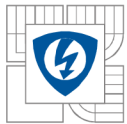
7 ZÁVĚR

V diplomové práci jsem navrhnul a realizoval mechanickou část odporové pily a všechny potřebné elektrické obvody. Mechanickou část tvoří ocelové nosné rameno, do kterého je připevněna napnutá řezná struna. Elektrické obvody odporové pily zajišťují, aby řeznou strunou tekla požadovaný proud. Uživatel má možnost pomocí potenciometru nastavit různé hodnoty teploty řezné struny.

Pro účel připojení potřebného stejnosměrného napětí na strunu jsem provedl návrh snižujícího DC/DC pulsního měniče. Hlavními prvky měniče jsou P-MOSFET tranzistor a výkonová dioda. Na výstup měniče je připojena řezná struna a tlumivka. Návrh měniče je popsán v kapitole 3.2, návrh tlumivky v kapitole 3.3. Tlumivka je navinuta na feritovém E jádru. Maximální zvlnění proudu tekoucího tlumivkou je 0,2A. Kapitola 5.1 popisuje provedené měření na řezné struně z konstantanu. Výhodou použití tohoto materiálu je poměrně stálý odpor při proměnné teplotě. Teplota řezné struny potřebná pro řezání polystyrenu je v závislosti na jeho tloušťce a gramáži 100-300°C. Kapitola 5.2 se zabývá provedeným měřením na tranzistoru, tlumivce a řezné struně. Měřením jsem ověřil velikost zvlnění proudu zátěží a průběhy zapínacího a vypínacího děje tranzistoru.

Pro zajištění co nejlepších vlastností při nastavování a udržování odpovídající teploty na struně jsem provedl v kapitole 4.3 návrh regulátoru. Popsal jsem zde druhy regulovaných soustav a různé metody návrhu regulátoru. Použitím metody optimálního modulu jsem získal časové konstanty PI regulátoru. V regulačním obvodu odporové pily je zavedena zpětná vazba. Pro snímání proudu řeznou strunou, který je úměrný teplotě, jsem použil bočník. Rozdílový člen realizovaný sumačním zesilovačem vytváří na svém výstupu rozdíl mezi skutečnou teplotou řezné struny a žádanou teplotou, kterou zvolil uživatel pomocí potenciometru. Výstup rozdílového členu zpracovává PI regulátor. Na výstup regulátoru je připojen PWM modulátor, který generuje obdélníkový signál s odpovídající střídou. Obdélníkovým signálem je řízen pulsní měnič. Návrh PWM modulátoru je popsán v kapitole 2.3, PI regulátor v kapitole 4.3.

Všechny realizované obvody odporové pily jsem umístil do plastové krabičky. Do čelní stěny krabičky jsem připevnil ovládací prvky, v zadní stěně jsou napájecí konektory a konektor pro připojení řezné struny. Funkčnost zařízení jsem ověřil měřením podle kapitoly 5.



LITERATURA

Skripta

tištěný zdroj

- [1] PATOČKA, M. *Vybrané statě z výkonové elektroniky, Svazek II – Pulsní měniče bez transformátoru*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2005, ISBN: 80-214-2743-4
- [2] SKALICKÝ, J. *Teorie řízení*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2002, 1. vydání, ISBN: 80-214-2112-6

pouze elektronický zdroj

- [3] PATOČKA, M., VOREL, P., KERLIN, T. *Řídící elektronika – laboratorní cvičení*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2003
- [4] PATOČKA, M. *Řídící elektronika II*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2004
- [5] SKALICKÝ, J. *Elektrické regulované pohony*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2007
- [6] VOREL, P., PROCHÁZKA, P. *Řídící členy v elektrických pohonech*, Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky, Brno 2009

Knihy

tištěný zdroj

- [7] MATOUŠEK, D. *Číslicová technika – základy konstruktérské praxe*, BEN – technická literatura, 1. vydání, Praha 2001, ISBN: 80-7300-025-3
- [8] ŠVARC, I. *Automatizace Automatické řízení*, VUT v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2. doplněné vydání, Brno 2005, ISBN: 80-214-2943-7
- [9] VORÁČEK, R. *Automatizace a automatizační technika 2, Automatické řízení*, Computer Press, 1. Vydání, Praha 2000, ISBN: 80-7226-247-5
- [10] BALÁTĚ, J. *Automatické řízení*, BEN – technická literatura, 1. vydání, Praha 2003, ISBN 80-7300-020-02
- [11] PLÍVA, Z. *EAGLE prakticky – řešení problémů při běžné práci*, BEN – technická literatura, Praha 2007, 1. vydání, ISBN 978-80-7300-227-5

WWW stránka

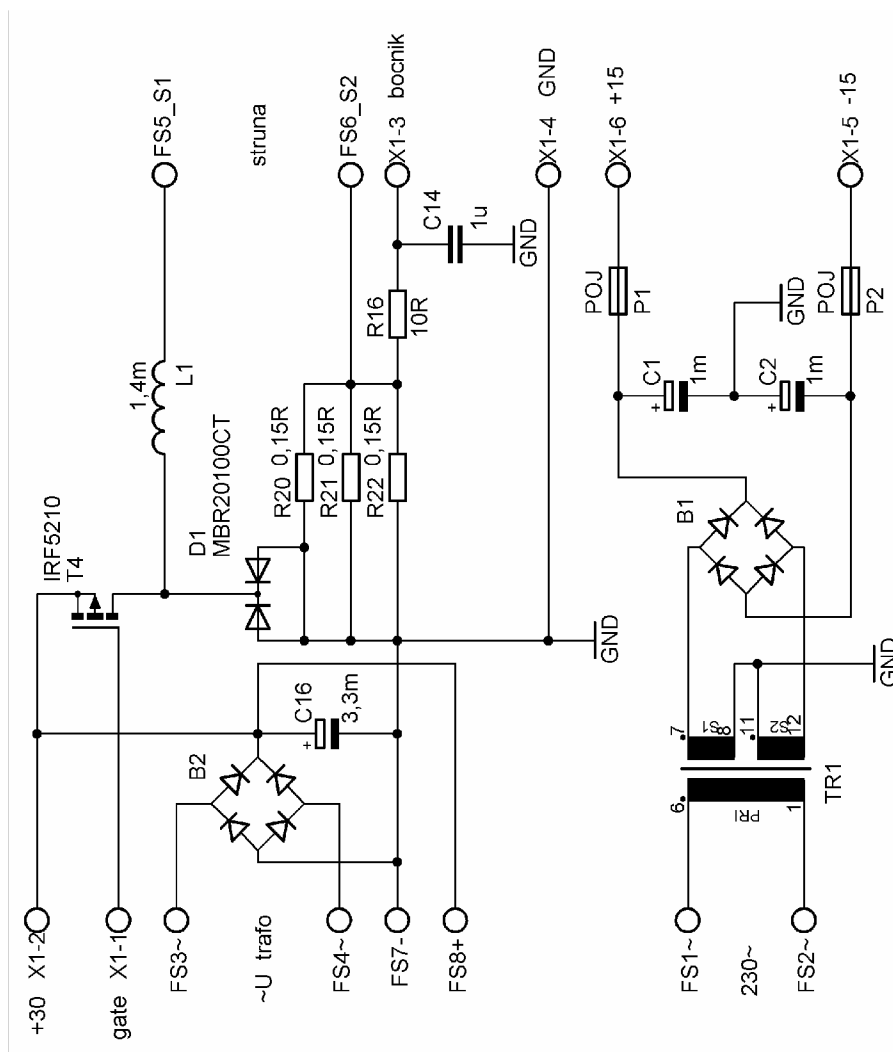
- [12] Semic Trade, s.r.o., Katalog feritových jader a příslušenství, www.semic.cz



PŘÍLOHY

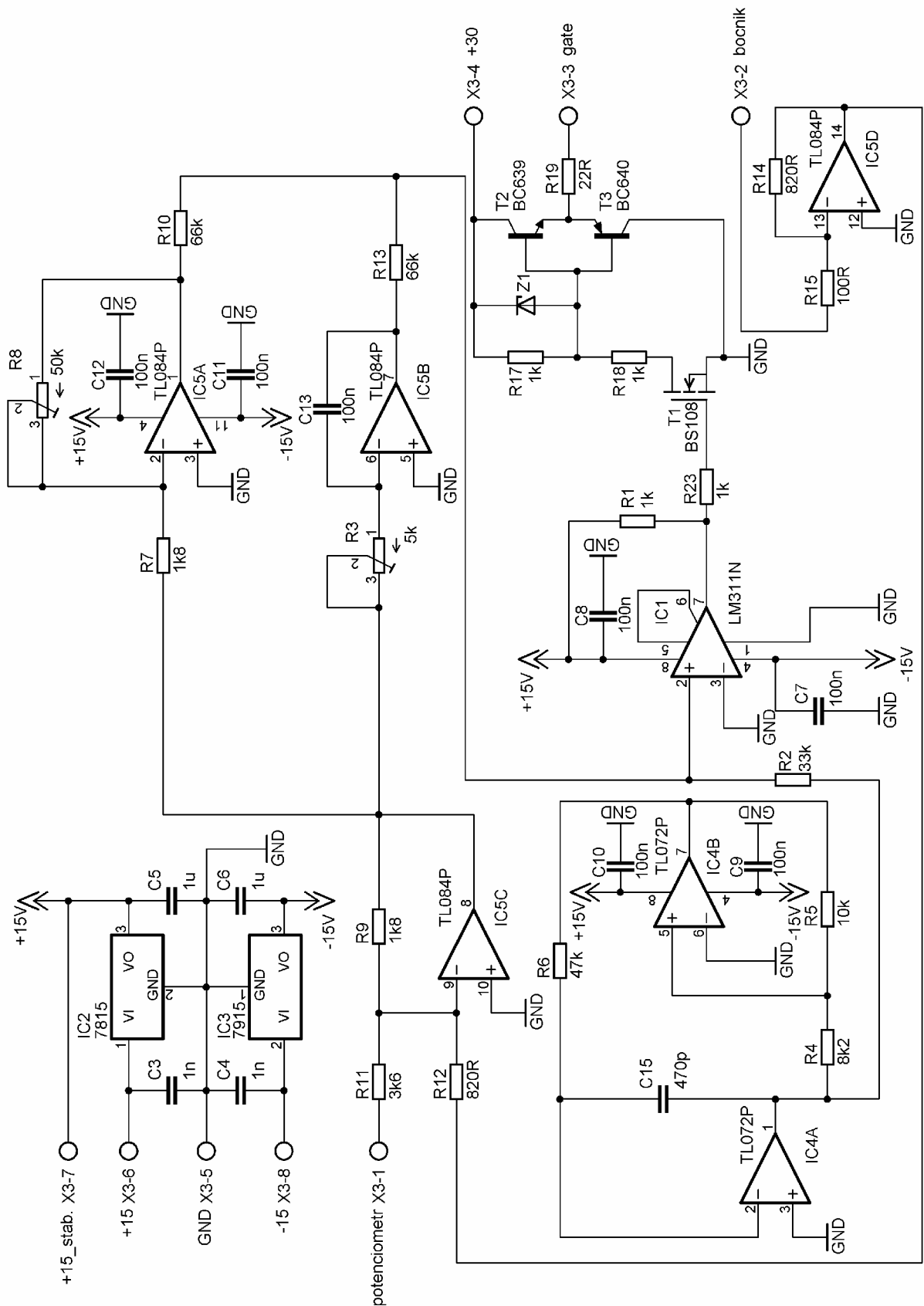
Příloha P1: Schéma zapojení Odporové pily – výkonové obvody.....	51
Příloha P2: Schéma zapojení Odporové pily – regulační obvody.....	52
Příloha P3: Návrh regulačních obvodů v Eagle – strana plošných spojů.....	53
Příloha P4: Návrh regulačních obvodů v Eagle – strana součástek.....	53
Příloha P5: Návrh výkonových obvodů v Eagle – strana plošných spojů.....	54
Příloha P6: Návrh výkonových obvodů v Eagle – strana součástek.....	54
Příloha P7: Fotografie nosného ramene odporové pily.....	55
Příloha P8: Fotografie vyrobených výkonových a regulačních obvodů odporové pily.....	56
Příloha P9: Fotografie krabičky s řídicími obvody odporové pily.....	57

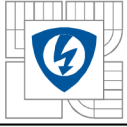
PŘÍLOHA P1:



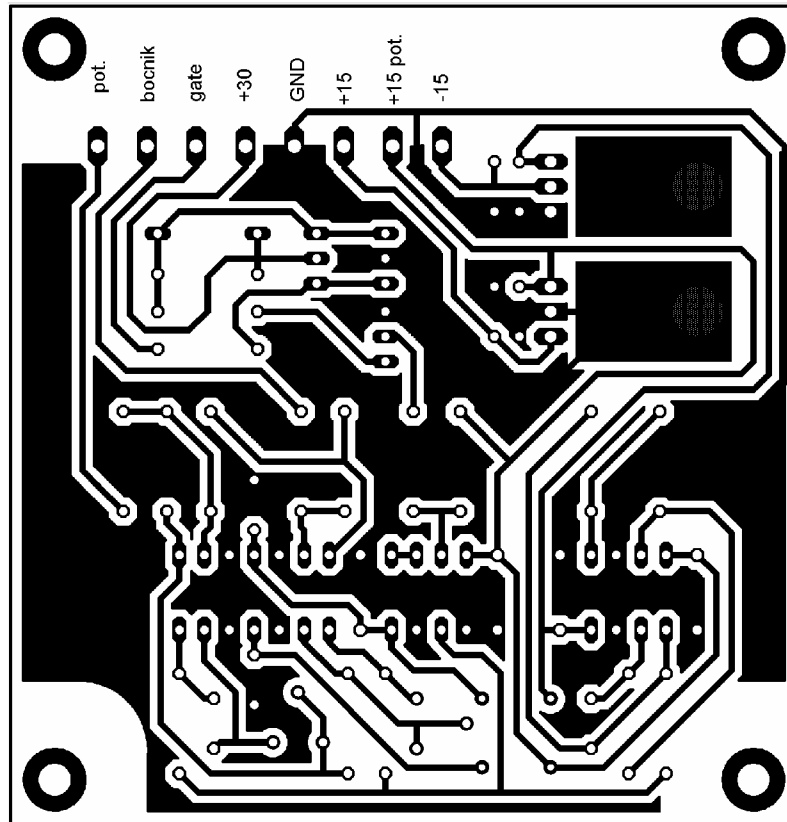


PŘÍLOHA P2:

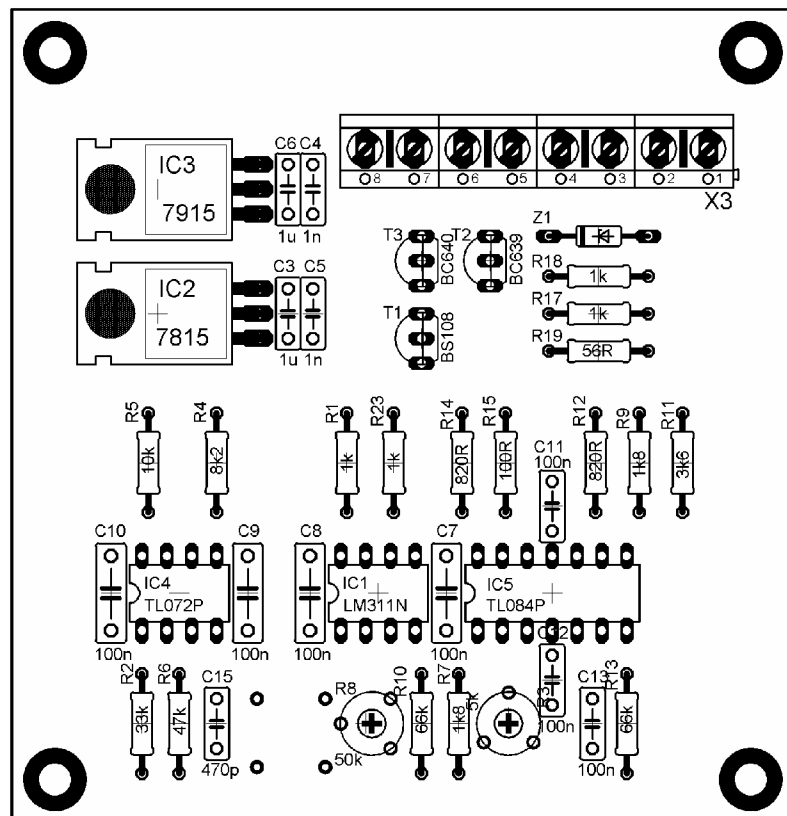


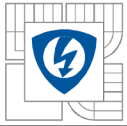


PŘÍLOHA P3:

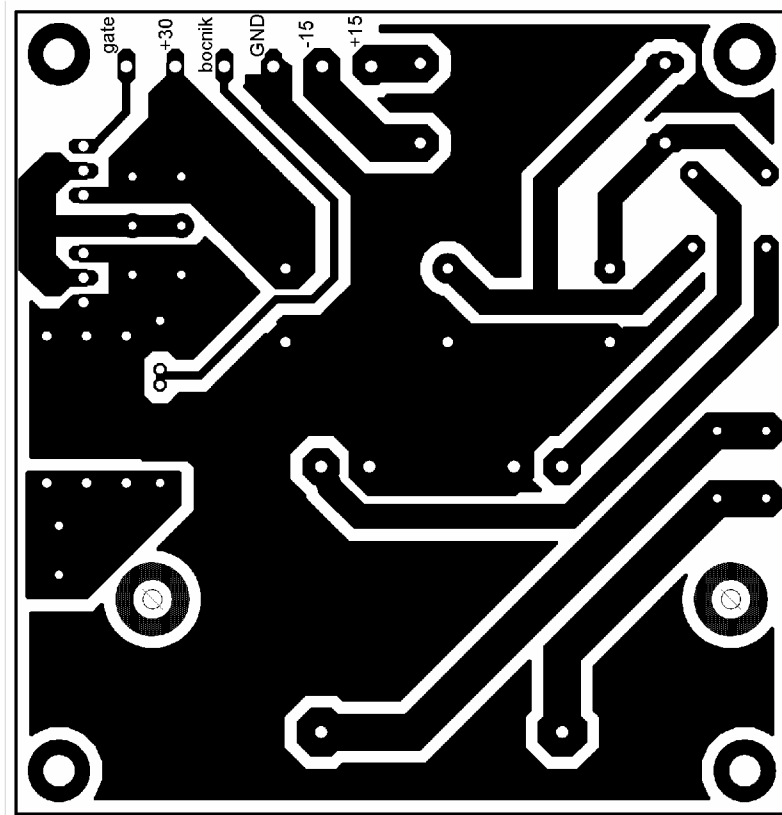


PŘÍLOHA P4:

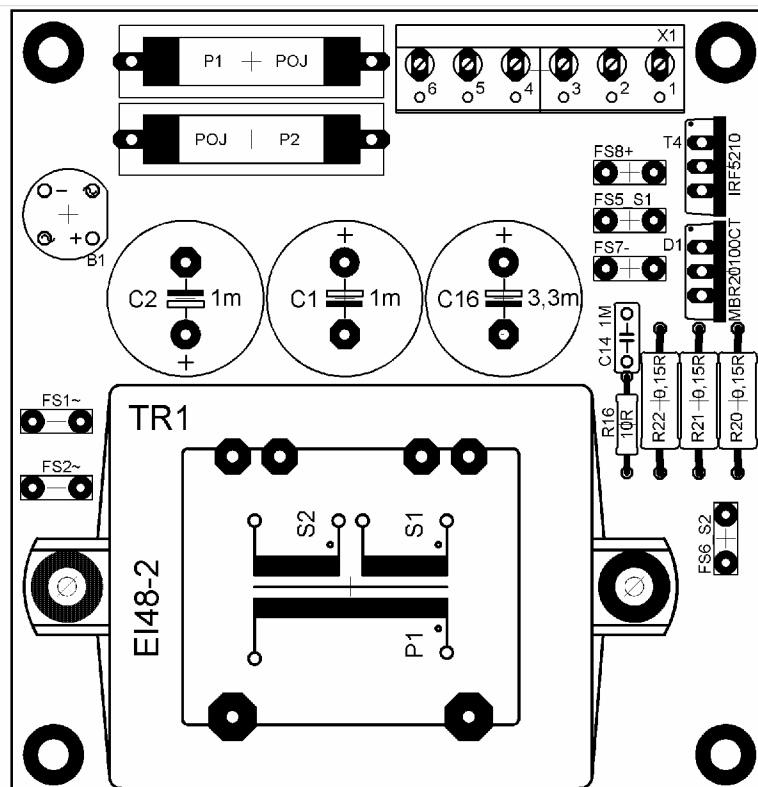


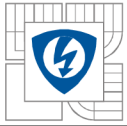


PŘÍLOHA P5:



PŘÍLOHA P6:

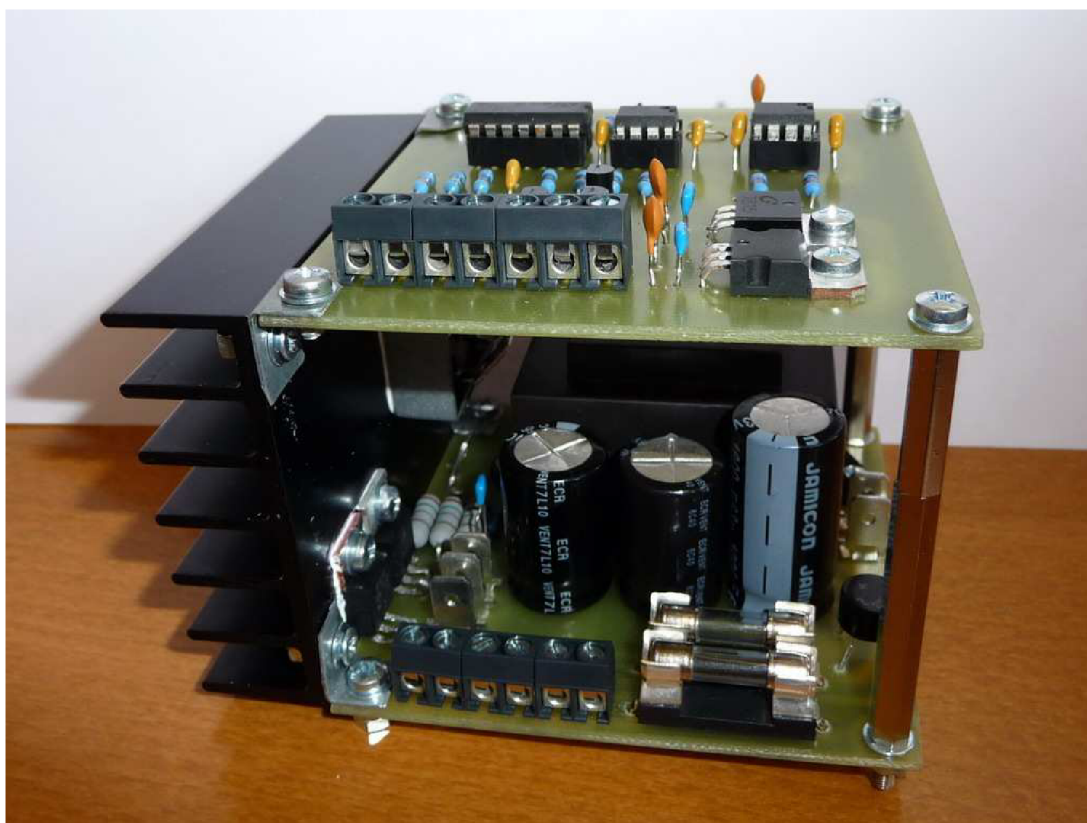
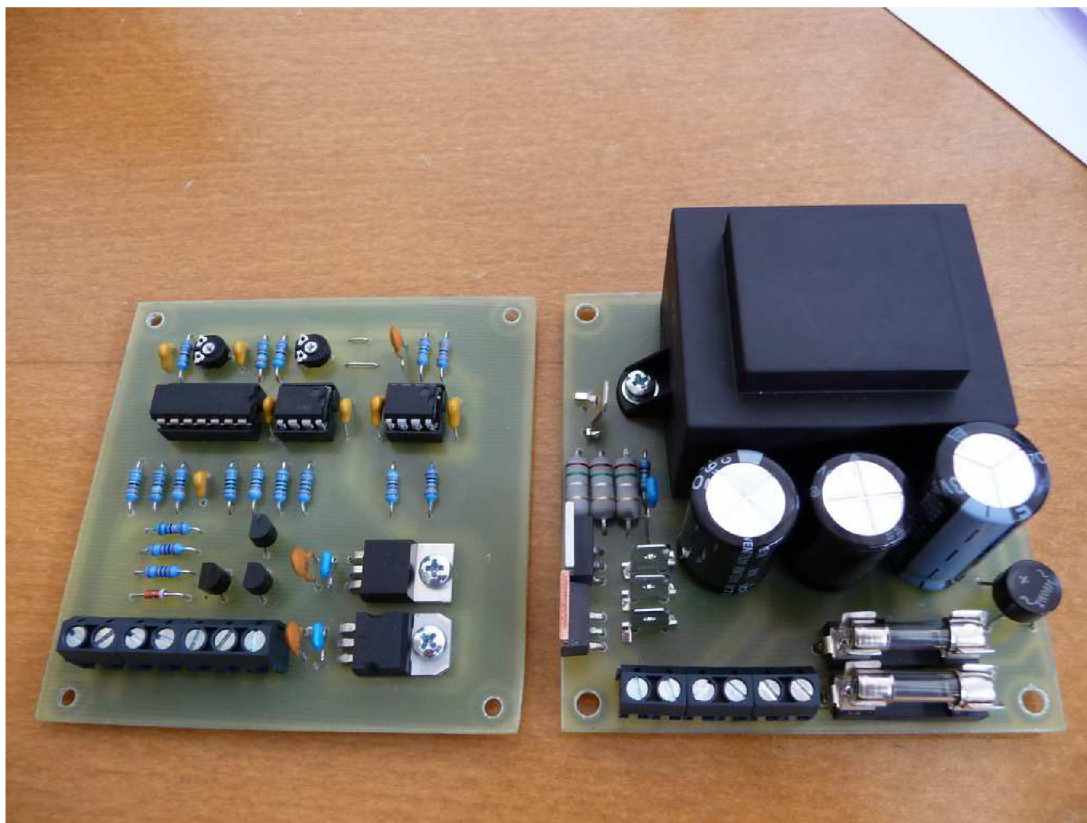




PŘÍLOHA P7:



PŘÍLOHA P8:





PŘÍLOHA P9:

