

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

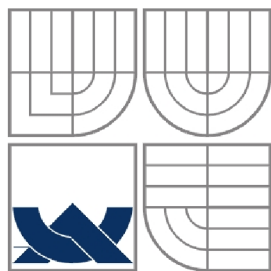
TRANZISTOROVÉ PULZNÍ MĚNIČE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

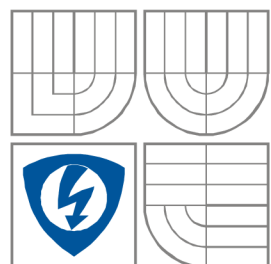
Bc. MARTIN NĚMEC

BRNO 2011



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

TRANZISTOROVÉ PULZNÍ MĚNIČE

DC/DC CONVERTER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

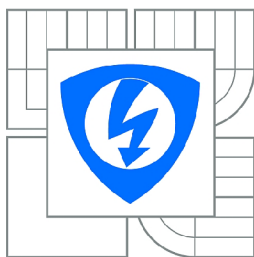
Bc. Martin Němec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Petr Procházka

BRNO, 2011



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 Němec

ID: 72783

Ročník: 2

Akademický rok: 2010/2011

NÁZEV TÉMATU:

Tranzistorové pulzní měniče

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Provedte obvodový návrh a dimenzování čtyřkvadrantového pulzního měniče.
2. Navrhněte kompletní obvodové zapojení a desku plošných spojů.
3. Měnič realizujte a oživte.
4. Provedte měření na realizovaném měniči a vyhodnoťte výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Dle pokynů vedoucího

Termín zadání: 23.9.2010

Termín odevzdání: 23.5.2011

Vedoucí práce: Ing. Petr Procházka

doc. Ing. Čestmír Ondrůšek, CSc.

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

Tato práce se zabývá tranzistorovými měniči především čtyřkvadrantovým můstkem. Převážná část práce pojednává o budičích tranzistorů a možném způsobu řízení měniče. Součástí práce je i návrh řídicí elektroniky a regulační struktury. V rámci této práce bude zároveň zkonstruováno zařízení, která bude dále sloužit jako učební pomůcka pro studenty.

Abstract

This project deals with transistorized converters in particular a four-quadrant bridge. The main part of project discusses the drivers of transistors and a possible way of controlling a converter. The proposal of control electronics and the regulation structure are involved in the second part. This project also includes a construction of an apparatus which will be used as a teaching material.

Klíčová slova

měníč; tranzistor; budič; řízení; regulace; modulace

Keywords

converter; transistor; driver; control; regulation; modulation

Bibliografická citace

NĚMEC, M. *Tranzistorové pulzní měniče*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 60 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Petr Procházka.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Tranzistorové pulzní měniče 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 za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

Podpis autora



OBSAH

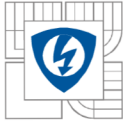
SEZNAM OBRÁZKŮ.....	8
SEZNAM TABULEK	10
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	11
ÚVOD.....	12
1 FUNKCE KONSTRUOVANÉHO ZAŘÍZENÍ.....	13
2 ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ.....	14
2.1 KONSTRUKCE MĚNIČE.....	14
3 ZÁKLADNÍ DESKA.....	16
3.1 NAPÁJENÍ.....	16
3.2 BUDIČE TRANZISTORŮ	17
3.2.1 ZÁKLADNÍ POŽADAVKY	17
3.2.2 KONCEPCE BUDIČE	17
3.2.3 POUŽITÝ BUDIČ.....	18
3.2.4 DEAD TIME.....	20
3.3 SEZNAM SOUČÁSTEK.....	21
4 ŘÍDICÍ DESKA.....	22
4.1 PULZNÍ ŠÍŘKOVÁ MODULACE.....	22
4.2 NÁVRH PWM MODULÁTORU	23
4.2.1 GENERÁTOR TROJÚHELNÍKOVÉHO SIGNÁLU	23
4.2.2 KOMPARÁTOR.....	25
4.3 GENERÁTOR SINUSOVÉHO SIGNÁLU	27
4.4 MOŽNOSTI ŘÍZENÍ MŮSTKU.....	28
4.4.1 UNIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ	28
4.4.2 BIPOLÁRNÍ ŘÍZENÍ.....	28
4.5 VOLBA SOUČÁSTEK.....	30
4.6 SEZNAM SOUČÁSTEK.....	31
5 REGULAČNÍ DESKA.....	33
5.1 DRUHY ČIDEL	34
5.1.1 ČIDLA PROUDU	34
5.1.2 SNÍMAČE OTÁČEK	35
5.1.3 SNÍMAČE POLOHY	35
5.2 TYPY REGULÁTORŮ	36
5.3 STABILITA SYSTÉMU	39
5.4 METODY NÁVRHU REGULÁTORŮ	40
5.4.1 METODA OPTIMÁLNÍHO MODULU	40
5.4.2 METODA SYMETRICKÉHO OPTIMA	41
5.4.3 ZIEGLER-NICHOLSONOVA METODA.....	42
5.5 NÁVRH REGULÁTORŮ	43



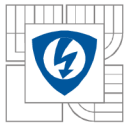
5.5.1 REGULÁTOR PROUDU	44
5.5.2 OTÁČKOVÝ REGULÁTOR	45
5.5.3 POLOHOVÝ REGULÁTOR	47
5.6 SEZNAM SOUČÁSTEK.....	47
6 REALIZACE A NAMĚŘENÉ PARAMETRY	49
6.1 NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY.....	49
6.2 OBSLUHA ZAŘÍZENÍ	56
7 ZÁVĚR.....	59
LITERATURA	60
PŘÍLOHY	62

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obrázek 2-1: Čtyřkvadrantový měnič</i>	<i>14</i>
<i>Obrázek 2-2: Možnosti přenosu energie v měniči.....</i>	<i>15</i>
<i>Obrázek 3-1: Blokové schéma budiče [3]</i>	<i>18</i>
<i>Obrázek 3-2: Struktura budiče SKHI 22A [6].....</i>	<i>20</i>
<i>Obrázek 4-1: Princip pulzní šířkové modulace</i>	<i>22</i>
<i>Obrázek 4-2: Integrační zesilovač [4]</i>	<i>23</i>
<i>Obrázek 4-3: Komparátor s hysterezí[4]</i>	<i>24</i>
<i>Obrázek 4-4: Generátor trojúhelníkového signálu [3]</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 4-5: Průběhy napětí na generátoru trojúhelníkového signálu.....</i>	<i>25</i>
<i>Obrázek 4-6: a) Zapojení komparátoru, b) ideální převodní charakteristika, c) skutečná převodní charakteristika [4].....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 4-7: Komparátor se sčítacími odpory [4].....</i>	<i>26</i>
<i>Obrázek 4-8: Generátor sinusového signálu [5]</i>	<i>27</i>
<i>Obrázek 4-9: Řídící signály unipolárního řízení [2].....</i>	<i>28</i>
<i>Obrázek 4-10: Řídící signály bipolárního řízení [2].....</i>	<i>29</i>
<i>Obrázek 5-1: Regulační struktura pohonu.....</i>	<i>33</i>
<i>Obrázek 5-2: Schéma P regulátoru [4].....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 5-3: Schéma I regulátoru [4].....</i>	<i>36</i>
<i>Obrázek 5-4: Amplitudová a fázová charakteristika [4].....</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 5-5: Schéma PI regulátoru [4]</i>	<i>37</i>
<i>Obrázek 5-6: Amplitudová a fázová charakteristika [4].....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 5-7: Schéma PD regulátoru [4].....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 5-8: Amplitudová a fázová charakteristika [4].....</i>	<i>38</i>
<i>Obrázek 5-9: Schéma PID regulátoru [4]</i>	<i>39</i>
<i>Obrázek 5-10: Rozložení kořenů charakteristického polynomu [7]</i>	<i>40</i>
<i>Obrázek 5-11: Odezva na skok pro optimální modul [7].....</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 5-12: Odezva na skok pro symetrické optimum [7].....</i>	<i>41</i>
<i>Obrázek 5-13: Struktura proudové smyčky</i>	<i>44</i>
<i>Obrázek 5-14: Struktura otáčkové smyčky.....</i>	<i>45</i>
<i>Obrázek 6-1: Průběh nosného signálu.....</i>	<i>49</i>
<i>Obrázek 6-2: Částečně nastavený signál z generátoru sinusovky</i>	<i>50</i>
<i>Obrázek 6-3: Bipolární řízení - střída cca 0,5</i>	<i>50</i>

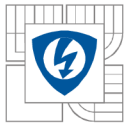


<i>Obrázek 6-4: Bipolární řízení - střída větší než 0,5</i>	51
<i>Obrázek 6-5: Bipolární řízení - střída menší než 0,5</i>	51
<i>Obrázek 6-6: Bipolární řízení - plné záporné napětí</i>	52
<i>Obrázek 6-7: Bipolární řízení - plné kladné napětí</i>	52
<i>Obrázek 6-8: Unipolární řízení - nulové napětí</i>	53
<i>Obrázek 6-9: Unipolární řízení – záporné napětí</i>	53
<i>Obrázek 6-10: Unipolární řízení – kladné napětí</i>	54
<i>Obrázek 6-11: Odezva na skok otáček z – 100% na 100% (PI regulátor otáček)</i>	54
<i>Obrázek 6-12: Odezva na skok otáček z 0 na 100% (P regulátor otáček)</i>	55
<i>Obrázek 6-13: Odezva na skok otáček - rozkmitání soustavy (PI regulátor otáček)</i>	55
<i>Obrázek 6-14: Odezva na skok polohy z 100% do -100%, žlutá křivka je průběh otáček, fialová průběh polohy</i>	56
<i>Obrázek 6-15: Popis čelního panelu</i>	57
<i>Obrázek 6-16: Popis regulační desky</i>	58



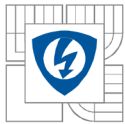
SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 3-1: Označení a význam jednotlivých pinů budiče.....</i>	<i>19</i>
<i>Tabulka 5-1: Tabulka návrhu regulátoru.....</i>	<i>42</i>



SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

PWM	pulzní šířková modulace
I_{Cmax} [A]	maximální proud kolektorem tranzistoru
I_{D0max} [A]	maximální proud diodou
U_{CEmax} [V]	maximální napětí na tranzistoru
$U_{ZÁVmax}$ [V]	maximální napětí na diodě v závěrném směru
I_Z [A]	proud zátěží
U_d [V]	mezilehlé napětí
P_{ztr} [W]	ztrátový výkon
$R_{\theta JA}$ [K/W]	tepelný odpor čip-okolí
$R_{\theta JC}$ [K/W]	tepelný odpor čip-pouzdro
$R_{\theta CH}$ [K/W]	tepelný odpor pouzdro-chladič
$R_{\theta H}$ [K/W]	tepelný odpor chladiče
ΔT [K]	oteplení
U_H [V]	hysterezní napětí
$\pm U_{max}$ [V]	maximální napětí výstupu komparátoru
$U_{poč}$ [V]	napětí na kondenzátoru před integrací
I_{ef} [A]	efektivní hodnota proudu
s	střída
U_{CC} [V]	napájecí napětí
H(p)	přenos regulátoru
$F_s(p)$	přenos soustavy
$F_0(p)$	přenos otevřené smyčky



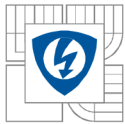
ÚVOD

Význam tranzistorových měničů je dnes velmi značný. Dá se říct, že již téměř vytlačily tyristorové měniče. Měniče jako takové nacházejí své uplatnění v širokém spektru aplikací od pohonů dopravních prostředků, přes obráběcí stroje a další pracovní mechanismy až po zdroje napětí. Jejich výkony se pohybují od jednotek wattů až po megawatty.

Měniče lze dělit podle mnoha různých aspektů. Podle toho zda pracují jako stejnosměrné nebo střídavé, jestli umí jeden pracovní kvadrant či všechny čtyři. A mnoha dalších faktorů.

Tato práce se bude zabývat především řízením měničů a regulací pohonů. Budou rozebrány jednotlivé možnosti řízení ať již bipolární nebo unipolární. Dále bude část práce věnována problematice pulzní šířkové modulace jak stejnosměrné tak i střídavé. V poslední části práce budou rozebrány možnosti regulace pohonu.

Výstupem práce by mělo být zařízení, na kterém bude možné demonstrovat řízení a regulaci pohonu.



1 FUNKCE KONSTRUOVANÉHO ZAŘÍZENÍ

Popisovaná řídicí jednotka bude sloužit pro laboratorní výuku studentů. Budou zde demonstrovány základní funkce měničů a regulátorů používaných pro pohony.

Finální výrobek se bude skládat z několika dílčích částí. První částí bude „základní deska“, která bude obsahovat pouze budiče s nezbytnými součástkami pro jejich funkci a napájení pro ně a rozšiřující moduly a slot pro jejich připojení.

Doplňující moduly budou obsahovat následující funkce:

- stejnosměrná *PWM* modulace,
- sinusová *PWM* modulace,
- bipolární řízení,
- unipolární řízení,
- regulace pohonu.

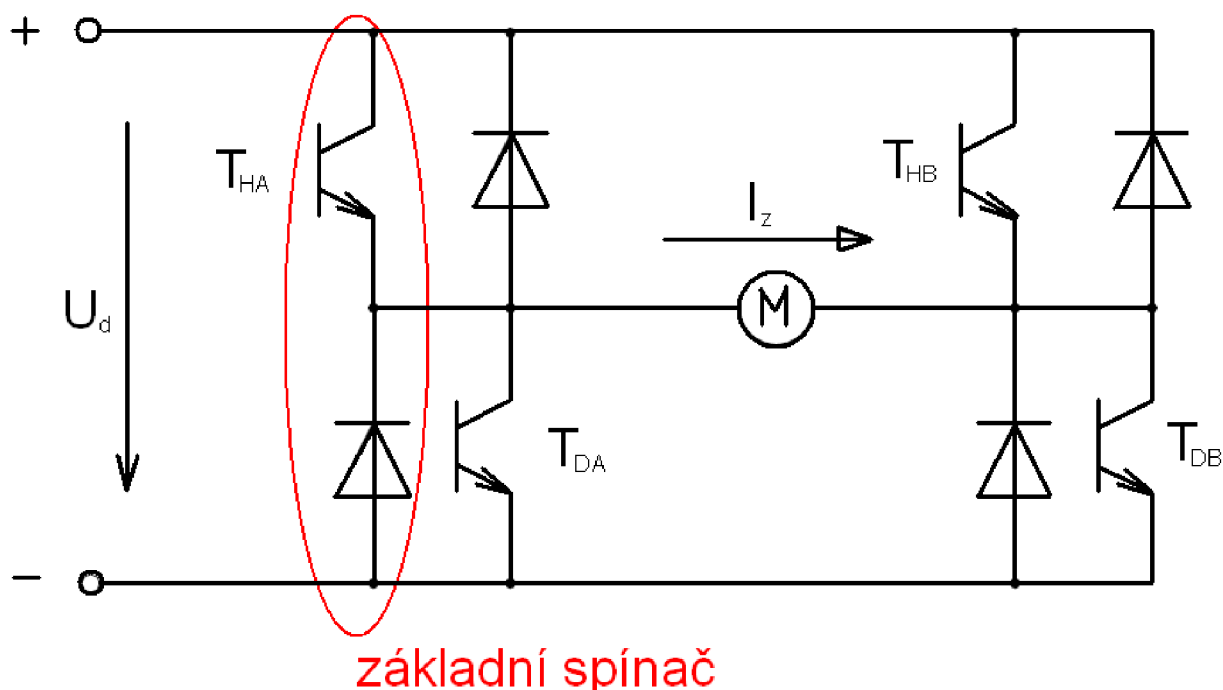
PWM modulace bude mít možnost měnit plynule kmitočet nosné vlny v rozmezí cca 100Hz až 50kHz. Dále bude možné volit mezi unipolárním a bipolárním řízením. Regulace pohonu bude navržena pouze pro pevný kmitočet. Z toho důvodu, že pro proměnný kmitočet je řešení pomocí analogových obvodů příliš složité. A v této konkrétní aplikaci nemá význam.

2 ČTYŘKVADRANTOVÝ MĚNIČ

2.1 Konstrukce měniče

Pulzní měniče se používají pro plynulou změnu velikosti střední hodnoty napětí. Jedním z možných použití je pro napájení motorů, ať stejnosměrných nebo střídavých. Právě důvodu použití ve spojení s motory je nutné mít na paměti pro jaký režim resp. kvadrant práce je měnič určen. Běžně rozeznáváme čtyři kvadranty, které jsou závislé na směru otáčení hřídele a na tom jestli je motor v motorickém nebo generátorickém režimu.

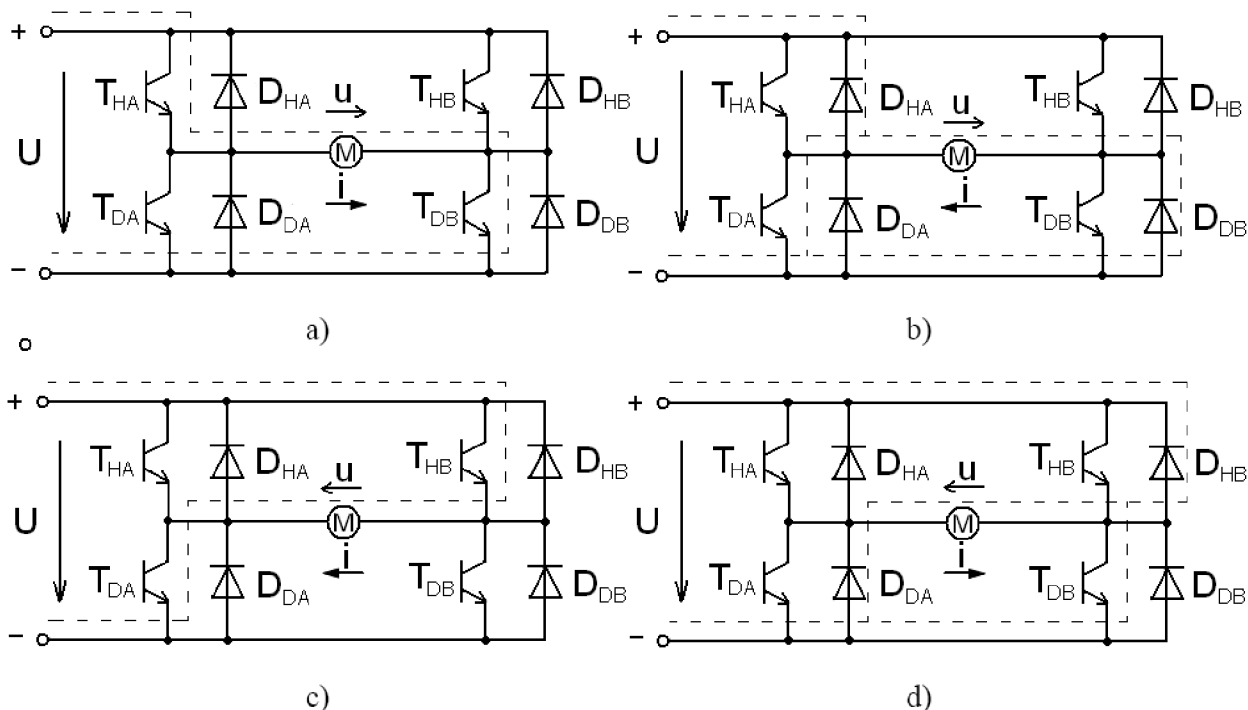
Všechny běžné pulzní měniče se skládají z říditelného prvku (tranzistoru) a neříditelného prvku (diody). Tyto prvky jsou vždy seskupeny do tzv. spínače. To je trojpól, ze kterého lze sestavit všechny typy měničů od jednkvadrantového po čtyřkvadrantový.



Obrázek 2-1: Čtyřkvadrantový měnič

Jak již bylo řečeno, měnič umožňuje práci ve všech čtyřech kvadrantech. Z toho vyplývá možnost přenosu energie ze zdroje na zátěž (v případě motoru jde o motorický režim) nebo naopak ze zátěže do zdroje (generátorický režim).

Kvadrant, ve kterém měnič pracuje, určují prvky, které jsou v činnosti. Při práci v prvním kvadrantu (kladný směr proudu i napětí) jsou v činnosti tranzistory T_{HA} a T_{DB} . Pokud měnič pracuje ve třetím kvadrantu (záporný směr napětí i proudu) je zátěž ovládána spínáním tranzistorů T_{HB} a T_{DA} . V obou těchto případech je možné jeden tranzistor trvale sepnout a napětí na zátěži řídit spínáním druhého, příslušná dioda k tranzistoru, který je spínán má funkci tzv. nulové diody. Při práci měniče ve druhém kvadrantu (kladný směr napětí a záporný směr proudu) je možné napětí řídit pomocí tranzistoru T_{DA} nebo T_{HB} . Pokud se uvažuje řízení pomocí tranzistoru T_{DA} , podílejí se na vedení proudu ještě diody D_{DB} a D_{HA} . V posledním případě (záporný směr napětí a kladný směr proudu) jsou v činnosti prvky T_{DB} , D_{HB} a D_{DA} . Jednotlivé cesty proudu jsou vidět na následujícím obrázku. Kde obrázky a) a c) jsou pro motorický režim a obrázky b) a d) pro generátorický.



Obrázek 2-2: Možnosti přenosu energie v měniči

Dimenzování prvků měniče je snadnou záležitostí. Oba prvky se v propustném směru dimenzují na hodnotu proudu I_z (střední hodnota proudu na zátěži) a v závěrném směru na napětí U_d . Z tohoto plyne:

- tranzistor $I_{Cmax} = I_z$ (2.1)

$$U_{CEmax} = U_d \quad (2.2)$$

- dioda $I_{D0max} = I_z$ (2.3)

$$U_{ZÁVmax} = U_d \quad (2.4)$$

3 ZÁKLADNÍ DESKA

Jak již bylo zmíněno, deska bude obsahovat napájení a budiče tranzistorů. Na desce jsou umístěny 3 budiče a to z důvodu použití této desky i jako základu pro třífázový střídač a nejenom pro čtyřkvadrantový měnič. Budiče jsou doplněny o odpory a kondenzátory, které jsou nezbytné pro jejich správnou funkci. Dále je hlášení chyby vyvedeno na LED diody. Vstupy budičů jsou připojeny na konektor pro rozšiřující moduly.

Napájení na desce bude sloužit pro napájení budičů na základní desce a pro napájení ostatních přídavných zařízení.

3.1 Napájení

Základními požadavky na napájení jsou zdroj symetrického napětí $\pm 15V$ a zdroj $5V$ pro napájení procesoru maximální odebíraný proud $1A$. Z tohoto plyne, že použitý transformátor musí mít výkon alespoň $30VA$. Pro náš případ byl zvolen transformátor HAHN do DPS s výkonem $33VA$, který má na výstupu napětí $2 \times 15V$. Což je pro nás dostatečná hodnota, protože amplituda tohoto napětí je cca $21V$. Pro usměrnění je použit můstek B250C1500F, který má dovolený proud až $2A$.

Dále byly použity stabilizátory 7815, 7915 a 7805, které mají „drop-out“ napětí $2V$ pro 7815 a $1,1V$ pro 7915. Z toho plyne, že dovolený pokles napětí může být až $4V$. Abychom zajistili zvlnění napětí v dovolených mezích, byl zařazen filtrační kondenzátor o velikosti $5mF$. Tato hodnota vyplynula ze vztahu

$$C = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta U} = \frac{1A \cdot 20ms}{4V} = 5mF \quad (3.1)$$

Vzhledem k tomu, že odebíraný proud bude ve střední hodnotě o něco menší a doba, za kterou nesmí napětí na kondenzátoru poklesnout o více jak $4V$, bude také o něco kratší, můžeme zvolit kondenzátor $4,7mF$. Ovšem pro stabilizátory 7805 a 7915 by byl tento kondenzátor zbytečně velký (není tak velký odebíraný proud) proto volíme kondenzátory pouze $1mF$.

V posledním kroku návrhu napájení je nutné zvážit použití chladičů. V našem případě bude ztrátový výkon na jednom stabilizátoru (7815 i 7915) roven $4W$, tato hodnota byla získána ze vztahu

$$P_{ztr} = (U_1 - U_2)I = (19 - 15) \cdot 1 = 4W \quad (3.2)$$

Kde U_1 bylo zvoleno jako střední hodnota napětí na vstupu. V maximální hodnotě má napětí velikost $21V$ a v minimální $17V$. Pokud si spočítáme ztrátový výkon, který je schopno vyzářit samotné pouzdro bez chladiče

$$P_{ztr} = \frac{\Delta T}{R_{\theta JA}} = \frac{150 - 40}{50} = 2,2W \quad (3.3)$$

Dojdeme k závěru, že je tato hodnota menší a z tohoto důvodu bude zapotřebí použít chladič o následujícím tepelném odporu.

$$R_{\theta H} = \frac{\Delta T}{P_{ztr}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CH} = \frac{150 - 40}{4} - 5 - 0,5 = 22K/W \quad (3.4)$$

Dle tohoto tepelného odporu volíme chladič DO1A (označení dle katalogu GM) s tepelným odporem 21K/W.

Použití stejného chladiče i pro stabilizátor 7805 se jeví jako plně dostačující.

3.2 Budiče tranzistorů

3.2.1 Základní požadavky

Budiče jsou poměrně složité obvody, které musí splňovat několik základních funkcí a požadavků.

- generování řídicích signálů – požadavky na řídicí signál jsou především patřičné úrovně napětí pro zapnutí a vypnutí a strmost jejich nárůstu.
- elektronické ochrany – do této skupiny spadají ochrany nejen chránící samotný tranzistor před zničením, ale i ochrany zabezpečující správnou funkci budiče např. hlídání napájecího napětí.
- galvanické oddělení – jeden z hlavních důvodů je překonání rozdílu potenciálu mezi budičem a tranzistorem. Požadavky na galvanické oddělení jsou izolační pevnost, malá kapacita související s odolností proti rušení vlivem du/dt .

Pro galvanické oddělení lze použít tyto možnosti:

- Optočleny - jsou použitelné jen v malém rozsahu, protože jejich odolnost proti rušení je cca do 20kV/ μ s a to jen u optočlenů se stínící mřížkou. Zejména pro moderní tranzistory typu COOL-MOS jsou optočleny nepoužitelné právě z důvodu odolnosti proti rušení (u COOL-MOS cca až 120kV/ μ s).
- Optické vlákno – velkou nevýhodou jsou velké rozměry a velká cena.
- Přenos informace magnetickou cestou.
- Přenos informace i napájecí energie magnetickou cestou.
- Zvýšení odolnosti proti du/dt redundantním přenosem informace.

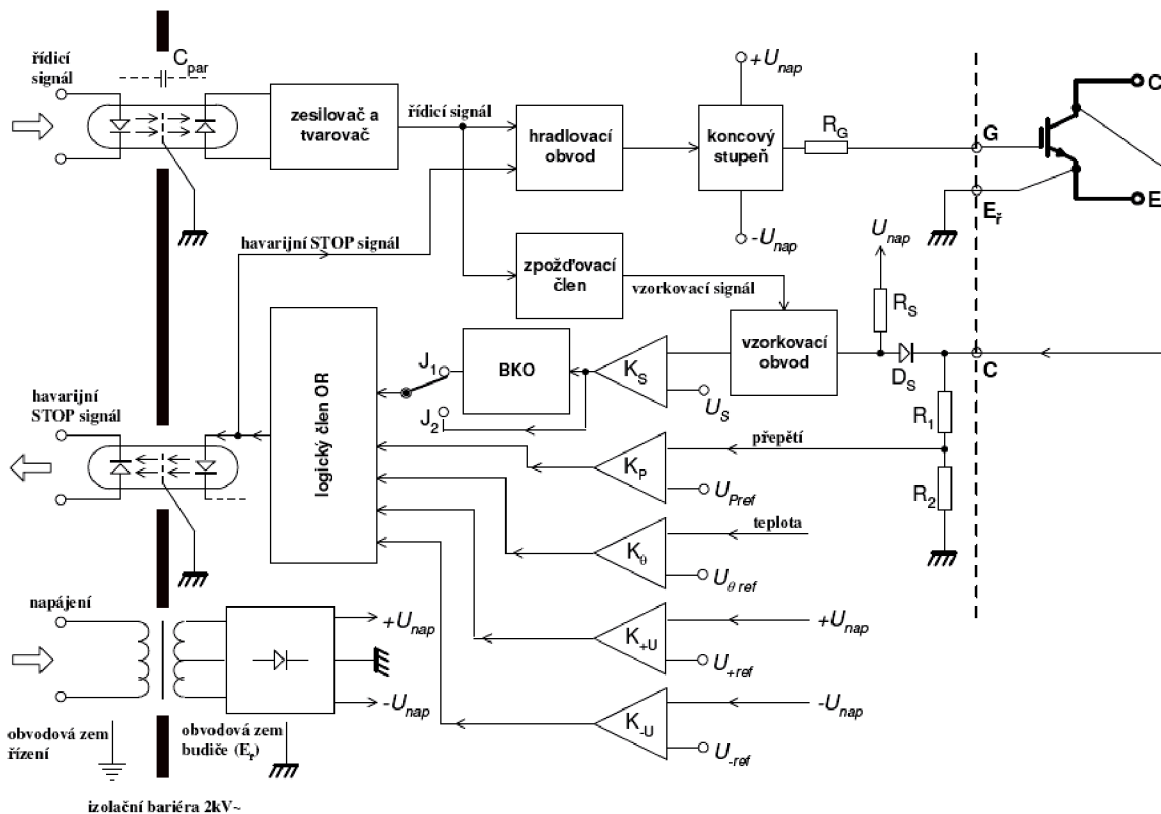
3.2.2 Koncepce budiče

K funkci budiče nejsou nutné všechny bloky, bude fungovat pouze s bloky zesilovač a tvarovač, hradlovací obvod a koncový stupeň. Samozřejmostí je galvanické oddělení vstupního signálu. Zbývající bloky ve struktuře budiče jsou pouze ochrany a je zde i znázorněn blok napájení budiče. Z obrázku je vidět, že veškeré výstupy ochrany jsou svedeny do jediného členu OR, který z principu své činnosti vyše havarijní signál, pokud dojde alespoň k jedné poruše. Havarijní signál je nejen vyslán přímo do hradlovacího obvodu, který zaručí vypnutí tranzistoru. STOP-signál je poslán i do řídicí jednotky měniče, aby informoval o poruše. Zde uvedená struktura obsahuje čtyři typy ochrany.

Jedním z typů je saturační ochrana. Ta je tvořena prvky odpor R_s , dioda D_s , vzorkovací obvod, zpoždovací člen, komparátor K_s a bistabilní klopný obvod. Smyslem této ochrany je hlídání napětí na sepnutém tranzistoru. Hlídáním tohoto napětí se dá velmi lehce vyhodnocovat nadproud procházející tranzistorem, protože tranzistor můžeme využít jako bezindukční bočník. To je velká výhoda, protože nezanášíme do obvodu zbytečné zpoždění. Celý princip ochrany je porovnání napětí na tranzistoru s referenčním napětím, tato operace je zajištěna

komparátorem K_S , dioda D_S zajišťuje, aby se ve vypnutém stavu nedostalo závěrné napětí na komparátor. Vzorkovací člen zajišťuje, aby se ve vypnutém stavu nedostalo napájecí napětí na komparátor. Úlohou zpožďovacího členu je nastavit vhodnou reakční dobu ochrany (delší než zapínací doba tranzistoru). Bistabilní klopný obvod s přepínačem umožňuje nastavení ochrany do dvou režimů. Trvalé vypnutí a vypnutí s automatickými pokusy o zapnutí.

Dalším typem je hlídání napájecího napětí budiče, teploty tranzistoru, přepětí na tranzistoru. Tyto ochrany jsou realizovány zbylými komparátory.



Obrázek 3-1: Blokové schéma budiče [3]

3.2.3 Použitý budič

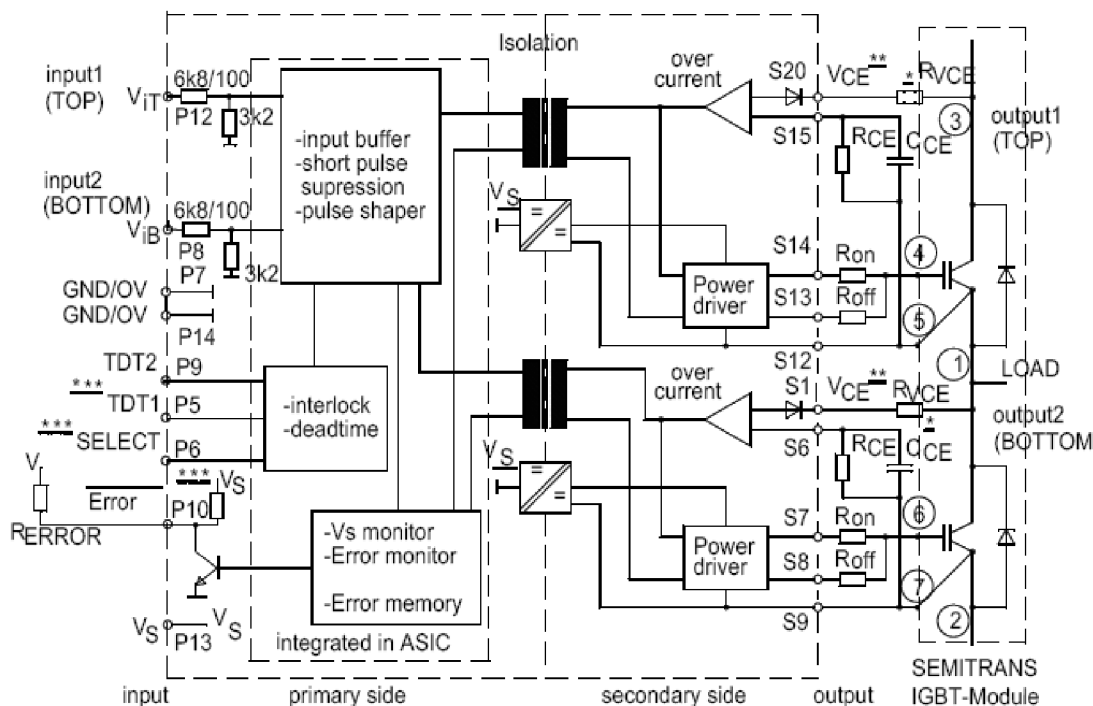
Z nabídky budičů byl vybrán obvod od firmy SEMIKRON s označením SKHI 22A. Tento budič umožňuje budit celou větev měniče, tzn. horní i dolní tranzistor. Budič reaguje na logické hodnoty CMOS logiky. Logická jednička odpovídá 15V a logická nula 0V. Tento budič obsahuje vestavěný blok s ochranou dobou t_0 . Použitelné ochranné doby jsou $3,25\mu\text{s}$ a $4,25\mu\text{s}$. Nastavení ochranné doby na její větší hodnotu se provede připojením pinu TDT2 na kladné napájecí napětí (+15V). Ochrannou dobu nelze nastavit na menší hodnotu než $3,25\mu\text{s}$ a ani ji nelze vypnout. Galvanické oddělení je realizováno pomocí vysokofrekvenčního transformátoru, ten je použit nejen pro oddělení řídicího signálu, ale i pro oddělení STOP signálu z budiče. Pod pojmem STOP signál se rozumí informace od implementovaných ochran, kterými například jsou saturační ochrana a ochrana proti poklesu napájecího napětí. Pokud napájecí napětí poklesne pod 13V je to bráno jako poruchový stav a výstup pro hlášení chyby se přepne do logické nuly.

Budič pro jeho správnou funkci je nutné doplnit o pomocné odpory a kondenzátory. Odpory R_{on} a R_{off} připojené k pinům G_{on} a G_{off} ovlivňují především zapínací a vypínací časy tranzistorů, jejich hodnota je doporučena výrobcem budiče pro různé tranzistorové moduly. Obecně je jejich minimální hodnota pro tento budič 3Ω . Pro náš případ mají oba odpory shodnou velikost 15Ω . Odpor R_{CE} a kapacitor C_{CE} připojené paralelně mezi piny C_{CE} a E jsou opět udány pro různé tranzistory, v našem případě mají hodnotu $18k\Omega$ a $330pF$. Tato dvojice součástek slouží pro nastavení doby, za kterou se uvede do činnosti saturační ochrana resp. pro nastavení jejich referenčního napětí.

ČÍSLO PINU	OZNAČENÍ PINU	VÝZNAM
P14	GND/0V	uzemnění pro vstupní signály
P13	V_S	napájecí napětí $+15V\pm 4\%$
P12	V_{IN1}	vstup pro signál spínající vrchní tranzistor
P11	free	nezapojeno
P10	/ERROR	hlášení chyby (chyba = log. nula)
P9	TDT2	nastavení ochranné doby
P8	V_{IN2}	vstup pro signál spínající spodní tranzistor
P7	GND/0V	uzemnění pro vstupní signály
P6	SELECT	vypínání ochranné doby (neexistují pro 22A)
P5	TDT1	nastavení ochranné doby (neexistují pro 22A)
S20	V_{CE1}	výstup pro připojení kolektoru vrchního tranzistoru
S15	C_{CE1}	nastavení referenčního napětí pomocí R_{CE} a C_{CE}
S14	G_{ON1}	výstup pro připojení gate vrchního tranzistoru přes R_{ON}
S13	G_{OFF1}	výstup pro připojení gate vrchního tranzistoru přes R_{OFF}
S12	E_1	připojení emitoru vrchního tranzistoru
S1	V_{CE2}	výstup pro připojení kolektoru spodního tranzistoru
S6	C_{CE2}	nastavení referenčního napětí pomocí R_{CE} a C_{CE}
S7	G_{ON2}	výstup pro připojení gate spodního tranzistoru přes R_{ON}
S8	G_{OFF2}	výstup pro připojení gate spodního tranzistoru přes R_{OFF}
S9	E_2	připojení emitoru spodního tranzistoru

Tabulka 3-1: Označení a význam jednotlivých pinů budiče

Použitý budič se vyznačuje těmito parametry. Zapínání tranzistoru je prováděno +15V a vypínání -7V. Maximální frekvence spínání je 50kHz. Napájecí proud je v rozmezí 80mA (bez zátěže) a 290mA (maximální hodnota). Izolace budiče vstup-výstup je testována na střídavé napětí 2500V a izolace výstup-výstup je testována na 1500V.



Obrázek 3-2: Struktura budiče SKHI 22A [6]

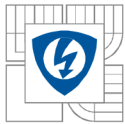
3.2.4 Dead time

Dead time neboli odskok je doba, o kterou je nutné opozdit povel k zapnutí dolního tranzistoru po povelu k vypnutí horního tranzistoru v jedné větvi a obráceně. Pokud by dead time byl krátký nebo žádný docházelo by k tzv. prohořívání větve. Prohořívání větve je ve své podstatě zkrat a má i obdobné následky. Toto opoždění plyne z fyzikálních vlastností tranzistorů. Reálný tranzistor po povelu k vypnutí nedokáže snížit svojí vodivost na nulu skokově. Z toho plyne, že než vyšleme povel k zapnutí dalšího tranzistoru, musíme vyčkat, než se předchozí zcela vypne. Délka odskoku se pohybuje v řádu jednotek mikrosekund a závisí na typu tranzistoru, výkonu a aplikaci.

Možností realizace odskoku je několik. Jednou ze zvažovaných variant bylo použití zapojení z D klopných obvodů a Schmittova invertoru. Schéma zapojení je uvedeno v příloze.

Funkce tohoto obvodu je velmi prostá. Jakmile přijde na vstup D povel zapnutí tranzistoru (logická jednička), tak se s náběžnou hranou hodinového impulzu přepíše na výstup respektive na vstup dalšího klopného obvodu. A opět s náběžnou hranou se přepíše na výstup. V tomto okamžiku již je signál k zapnutí odeslán na budič a tranzistor je zapnut a zároveň se tato informace objeví na nulovacích vstupech klopných obvodů pro druhý tranzistor ve větvi a obvody jsou přestaveny na logickou nulu na výstupu.

Ovšem po zvážení vypínací doby tranzistorů a spolehlivosti použitých budičů. Bylo toto řešení zavrhnuto a je použito pouze nastavení dead timu v budiči na hodnotu 4,25 μ s.



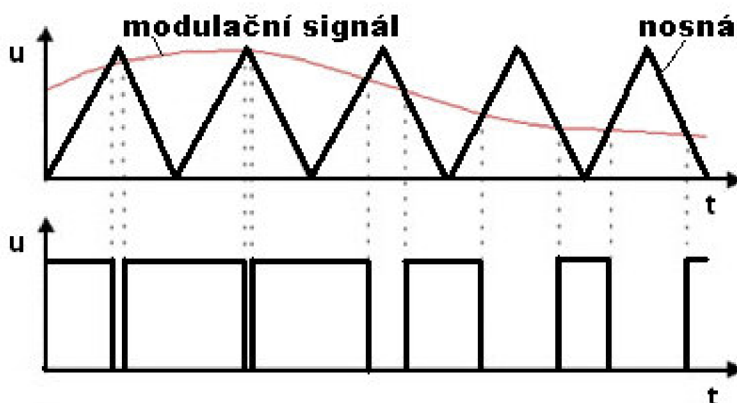
3.3 Seznam součástek

• transformátor		HAHN 33VA, 2x15V	1ks
• usměrňovací můstek		B250C1500F	1ks
• kondenzátory	elektrolytické	E4700M/35V	1ks
		E1000M/35V	2ks
		E1M/100V	3ks
	keramické	330nF	2ks
		2,2 μ F	1ks
		330pF	3ks
		100nF	6ks
• rezistory		15 Ω	12ks
		18k Ω	3ks
		2,2k Ω	3ks
• LED diody		5mm	3ks
• dutinková lišta		2x20pinů	1ks
• svorkovnice		ARK700I/2	1ks
• budič		SKHI22A	3ks

4 ŘÍDICÍ DESKA

4.1 Pulzní šířková modulace

Pulzní šířková modulace má mnoho využití a jedním z nich je použití pro řízení pulzních měničů. *PWM* můžeme rozdělit například na stejnosměrnou a sinusovou modulaci. Pro modulaci signálu se využívá komparátor. Na jeho vstupy se přivádí nosný signál, který má tvar trojúhelníka. Na druhý vstup je přiveden modulační signál, nízkofrekvenční signál, který chceme namodulovat. Na výstupu je vysokofrekvenční modulační produkt v podobě obdélníkových pulzů.



Obrázek 4-1: Princip pulzní šířkové modulace

Na obrázku 4-1 je názorně ukázáno, jak pulzní šířková modulace funguje. Pokud na neinvertující vstup komparátoru přivedeme modulační signál a na invertující vstup nosnou. Pak v době, kdy hodnota modulačního signálu je vyšší než hodnota nosné, je na výstupu téměř celé kladné napájecí napětí. A v době, kdy je nosná větší, je na výstupu maximální záporná hodnota napětí.

Pro kvalitní modulaci je nutné dodržet několik pravidel. Jedním z nich je pravidlo pro velikost frekvencí nosné a modulačního signálu, které se dá vyjádřit nerovností

$$f_1 < f_z \ll f \quad (4.1)$$

kde f_1 je frekvence modulačního signálu, f_z je zlomová frekvence dolní propusti (filtru nebo motoru) a f je frekvence nosné. Pokud je odstup mezi f_1 a f malý, vzniká na nelineárních prvcích obohacení spektra vyššími harmonickými. Toto se dá odstranit synchronizací zmíněných frekvencí. Synchronizace není nutná vždy, pokud bude odstup větší (2 řády a více), je synchronizace zbytečná. Dále je vhodné, aby modulační signál i nosná byly lichými harmonickými. Tím se spektra vymizí všechny sudé harmonické.

4.2 Návrh PWM modulátoru

Jak již bylo řečeno, skládá se *PWM* modulátor z generátoru trojúhelníkového signálu a z komparátoru.

4.2.1 Generátor trojúhelníkového signálu

Při řešení generátoru je využito jednoduché matematické úvahy. Přímkou může dostat například, pokud budeme integrovat konstantu. Což dokazuje následující vztah

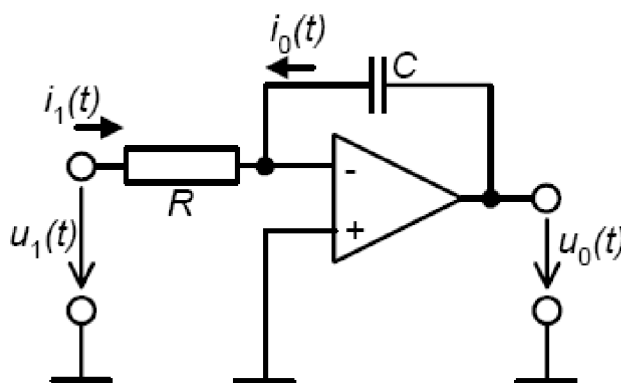
$$\int adx = ax + b \quad (4.2)$$

kde a je konstanta, kterou integrujeme, b je tzv. integrační konstanta.

Z této úvahy vyplývá, že bude zapotřebí integrátoru a bloku, který bude vytvářet konstantní napětí o kladné i záporné hodnotě a bude se přestavovat v době, kdy dosáhne integrátor na výstupu požadované velikosti napětí. Tyto požadavky splňuje bezesbytku komparátor s hysterezí.

Integrátor

Integrátor neboli integrační zesilovač je ve své podstatě velmi jednoduché zapojení, které můžeme vidět na následujícím obrázku. V záporné zpětné vazbě je zapojen kondenzátor, který společně s odporem udává časovou konstantu RC .



Obrázek 4-2: Integrační zesilovač [4]

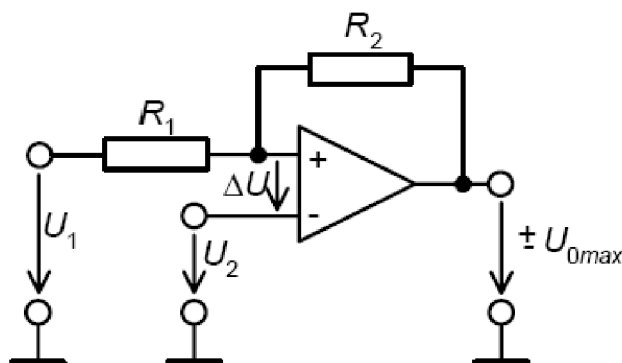
Hodnota výstupního napětí je dána vztahem, který vychází z Kirchhoffova zákona pro uzel a následnou úpravou.

$$u_0(t) = U_{poč} - \frac{1}{RC} \int u_1(t) dt \quad (4.3)$$

kde $U_{poč}$ je velikost napětí, na kterou je nabitý kondenzátor před tím než obvod začne integrovat. Z tohoto vztahu je zřejmé, že výstupní napětí je dáno integrálem vstupního, ovšem i zde narážíme na fyzikální zákony a to především na omezení integrace napájecím napětím operačního zesilovače. To znamená, že velikost výstupního napětí nemůže být větší než přibližně napájecí napětí.

Komparátor s hysterezí

Komparátor s hysterezí vznikne zavedením kladné zpětné vazby. To má kladný vliv na tzv. šumovou imunitu, která je rovna $2U_H$ a dále to má za následek vznik hysterezní smyčky na převodní charakteristice. Překlápění komparátoru funguje tedy následovně. Pokud vstupní napětí vzroste nad hodnotu U_H , pak komparátor překlápí, ale oproti běžnému komparátoru již nestačí, aby vstupní napětí kleslo pouze pod U_H , musí klesnout až pod hodnotu $-U_H$. Teprve tehdy komparátor překlápí.



Obrázek 4-3: Komparátor s hysterezí[4]

Obecně platí pro tento komparátor vztah

$$\Delta U = U_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \pm U_{0\max} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - U_2 = 0 \quad (4.4)$$

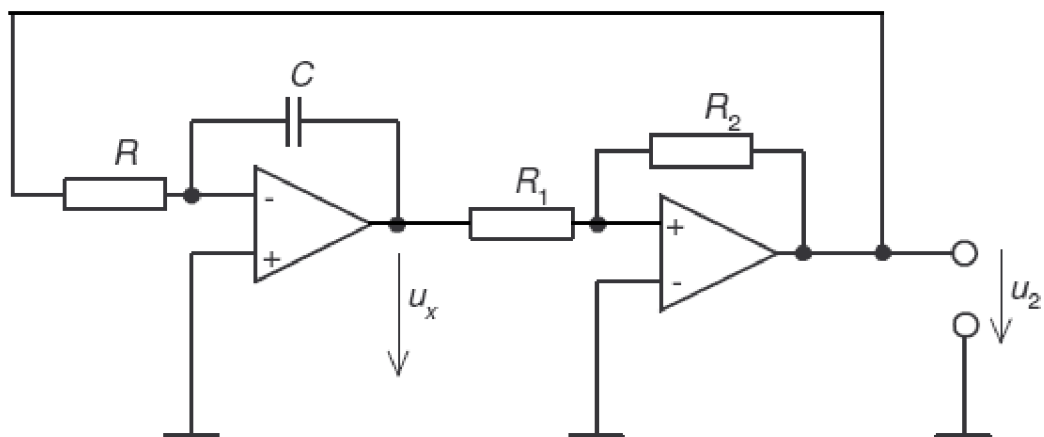
Pokud chceme získat vztah pro napětí U_H je zapotřebí obecný vztah upravit. Pro náš konkrétní případ bude U_2 rovno nule. Dále zanedbáme saturační napětí na koncovém stupni ($U_{0\max} = U_{cc}$). Pak tedy můžeme rovnici přepsat do tvaru

$$\pm U_1 = \pm U_h = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{cc} \quad (4.5)$$

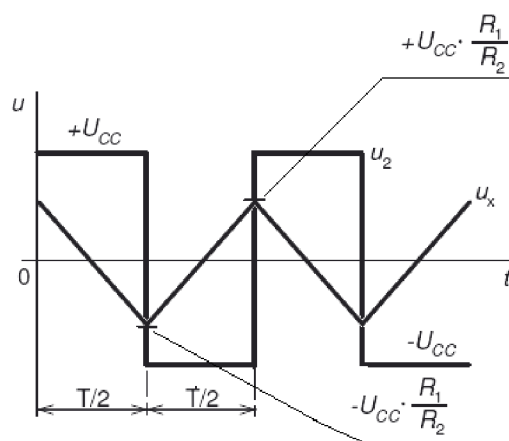
Generátor trojúhelníkového signálu

Jak již bylo uvedeno, generátor trojúhelníkového signálu vznikne spojením komparátoru s hysterezí a integrátoru. Zapojení je uvedeno na následujícím obrázku, kde je vidět zavedení zpětné vazby z výstupu komparátoru na vstup integrátoru.

Funkce tohoto zapojení je následující. Pomocí zpětné vazby je z výstupu komparátoru na vstup integrátoru přivedeno konstantní napětí o velikosti plus nebo minus téměř celé napájecí napětí. Pokud je toto napětí kladné začne integrátor svoje napětí na výstupu snižovat, protože je zapojen jako invertující. V okamžiku, kdy napětí na výstupu integrátoru/vstupu komparátoru je menší než nastavená spodní komparační úroveň, překlápí se výstup komparátoru na záporné napětí. V tomto okamžiku začne integrátor napětí na výstupu zvyšovat a po dosažení horní komparační úrovně se komparátor překlápí na záporné napětí a celý proces se opakuje.



Obrázek 4-4: Generátor trojúhelníkového signálu [3]



Obrázek 4-5: Průběhy napětí na generátoru trojúhelníkového signálu

Pro tento generátor platí dva důležité vztahy. Jeden z nich vyjadřuje velikost amplitudy trojúhelníkového signálu, která je rovna hystereznímu napětí resp. nastavení komparačních úrovní

$$\pm U_h = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{cc} \quad (4.6)$$

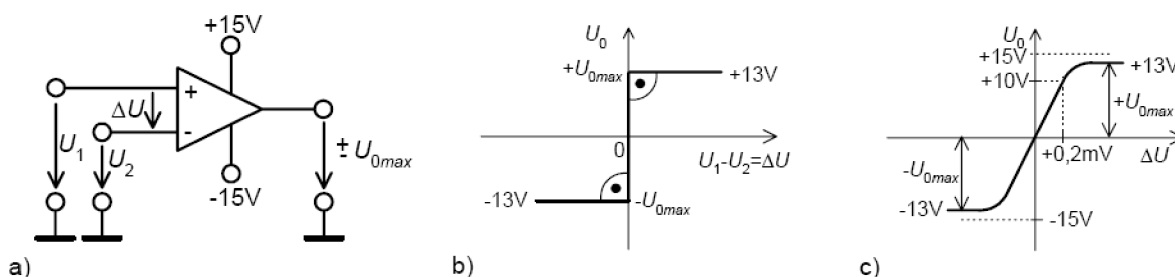
Druhý vztah udává velikost frekvence kmitů

$$f = \frac{1}{4RC} \frac{R_2}{R_1} \quad (4.7)$$

4.2.2 Komparátor

Dalším funkčním celkem pulzní šířkového modulátoru je komparátor. Ten je určen pro porovnávání signálů přivedených na vstup. Komparátory jsou řešeny pomocí operačních zesilovačů. Jako komparátor můžeme využít nejen univerzální operační zesilovače, ale i speciální určené přímo pro tuto aplikaci. Ty se vyznačují vysokou rychlostí spínacího režimu.

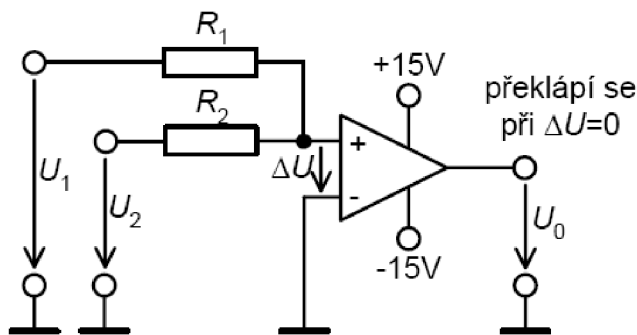
Princip funkce je obdobný jako u komparátoru s hysterezí. Ale v tomto případě jsou si komparační meze rovny. Pokud je napětí přivedené na neinvertující vstup větší, pak je výstup překlacen na kladnou hodnotu napájecího napětí. V opačném případě na zápornou.



Obrázek 4-6: a) Zapojení komparátoru, b) ideální převodní charakteristika, c) skutečná převodní charakteristika [4]

Převodní charakteristika ideálního komparátoru by měla být pravouhlá. Z čehož plyne, že operační zesilovač by měl mít nekonečné zesílení. Další vlastností ideálního komparátoru je nulové dopravní zpoždění mezi vstupy a výstupem. Toto ovšem skutečné operační zesilovače nespĺňují, ale pouze se jim blíží. To má vliv na přesnost a jednoznačnost komparace.

Nevýhodou tohoto zapojení komparátoru je velké diferenční napětí. Pro náš konkrétní případ může toto napětí dosáhnout až hodnoty cca 30V. Další nevýhoda je, pokud se napětí na jednom ze vstupů blíží napájecímu napětí, začíná se bortit pracovní bod a komparátor pracuje špatně. Z těchto důvodů bude použit komparátor se sčítacími odpory.



Obrázek 4-7: Komparátor se sčítacími odpory [4]

K překlápění komparátoru dochází za podmínky

$$U_1 = -U_2 \frac{R_1}{R_2} \quad (4.8)$$

4.3 Generátor sinusového signálu

Jako generátor sinusového signálu bude použit Wienův článek ve spojení s operačním zesilovačem. Wienův oscilátor má bohužel jednu negativní vlastnost a tou je jeho velká závislost na kmitočtu. V případě použití jiného kmitočtu než f_0 , kdy má článek přenos roven $1/3$, dochází k fázovému posuvu a útlumu výstupního napětí.

Pokud použijeme Wienův oscilátor ve spojení s operačním zesilovačem získáme laditelný generátor harmonického signálu. Jeho frekvenci udává již zmíněný rezonanční kmitočet f_0 . Wienův článek je zapojen v kladné zpětné vazbě a jeho frekvence je dána notoricky známým vztahem

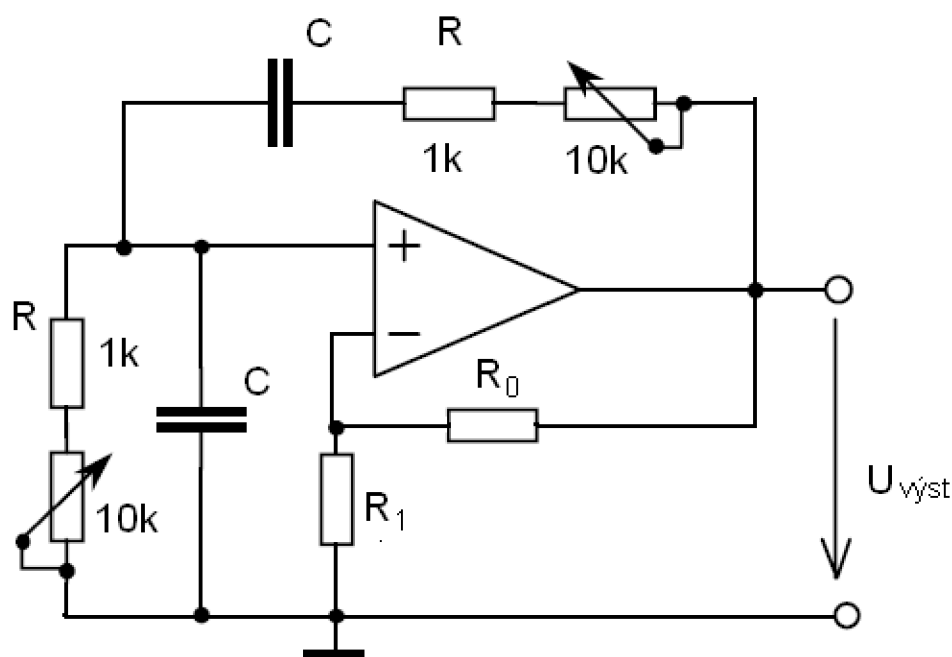
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.9)$$

S tím souvisí i nutnost přeladovat použité potenciometry současně. Řešením je například použití tandemových potenciometrů.

Abychom splnili podmínku, že v rezonanci musí být na obou vstupech stejné napětí, musí mít záporná zpětná vazba přenos $1/3$. Toho docílíme pomocí odporů R_1 a R_0 dle vztahu

$$\frac{R_1}{R_1 + R_0} = \frac{1}{3} \quad (4.10)$$

Další podmínkou správné funkce je zajištění stability amplitudy výstupního napětí. To se provádí několika možnými způsoby. Všechny jsou založeny na stejném principu, parametrické závislosti odporu ve zpětné vazbě, kdy parametrem je teplota. Jeden z možných způsobů je použít termistor místo klasického odporu R_0 .



Obrázek 4-8: Generátor sinusového signálu [5]

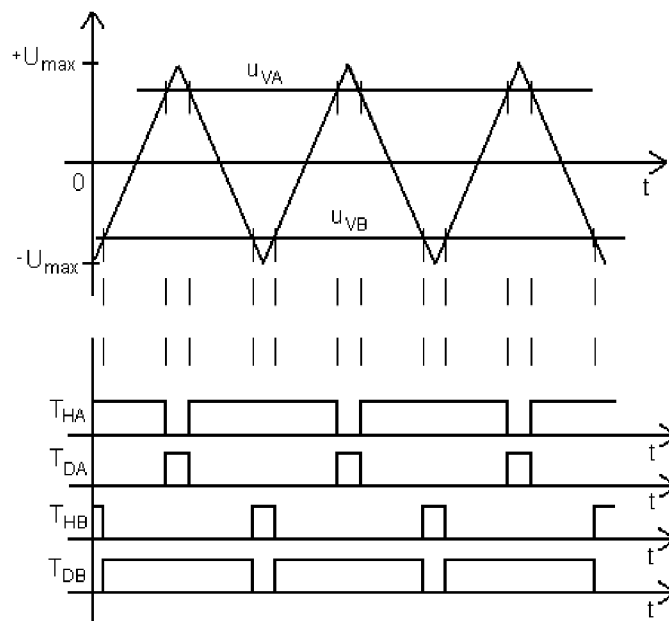
4.4 Možnosti řízení můstku

Pro řízení čtyřkvadrantového pulzního měniče existuje několik možných způsobů řízení. Rozdělujeme jednak podle toho zda napěťové pulzy na zátěži, pro kladný směr střední hodnoty napětí, dosahují pouze kladných hodnot (unipolární řízení) nebo kladných i záporných (bipolární řízení). Nebo zdali, jsou spínány oba tranzistory ve větvi nebo jen jeden.

V případech spínání jednoho tranzistoru ve větvi je nutné hlídat směr proudu na zátěži. A podle směru spínat příslušné tranzistory. Pro hlídání směru se v praxi používají dva komparátory, i když teoreticky by stačil jenom jeden. Toto opatření plyne z toho, že čidla proudu mají určitou chybu, a pokud bychom použili pouze jeden komparátor, mohlo by dojít k situaci, že skutečný směr proudu je jiný než hlásí čidlo.

4.4.1 Unipolární řízení

Při unipolárním řízení nedochází k současnému spínání tranzistorů v úhlopříčce. Spínací impulzy tranzistorů v jedné úhlopříčce jsou proti vzájemně posunuty a polovinu periody nosného signálu pro *PWM*. Posunutím signálu o polovinu periody dosáhneme velmi jednoduše a to pokud s nosným signálem komparujeme dva modulační signály. Pro ně ovšem musí platit jedno pravidlo. Oba signály musejí být v absolutní hodnotě stejně velké, ale jejich znaménka musejí být opačná. Tato podmínka se v praxi realizuje invertujícím zesilovačem se zesílením jedna.



Obrázek 4-9: Řídící signály unipolárního řízení [2]

Velikost napětí a proudu na zátěži je udána těmito vztahy

$$U_{zef} = U_d \sqrt{s} \quad (4.11)$$

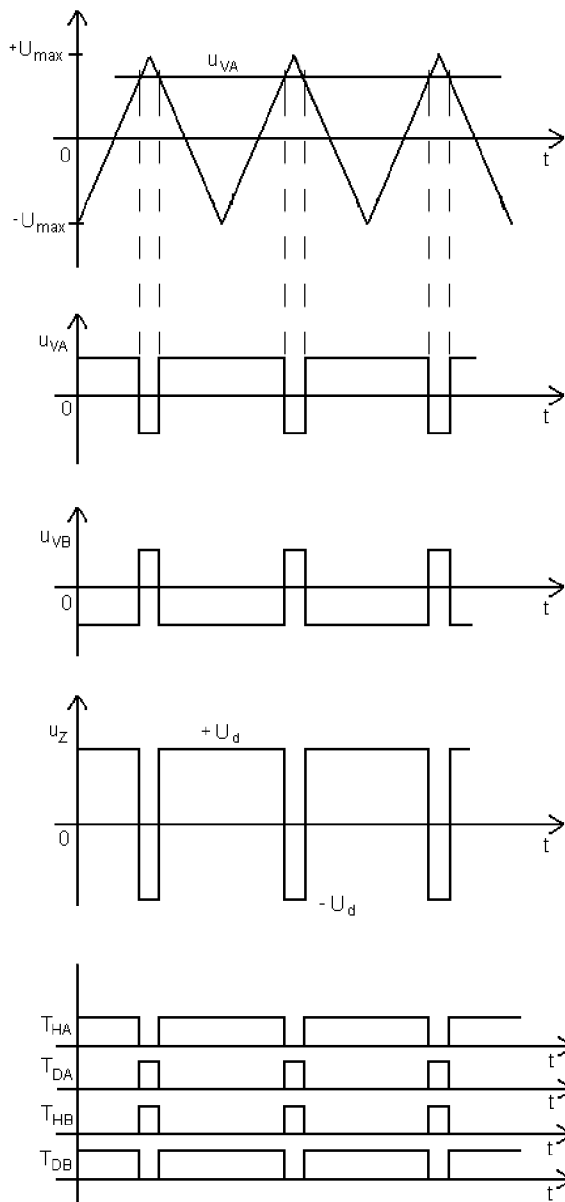
$$I_{zef} = I_d \sqrt{s} \quad (4.12)$$

4.4.2 Bipolární řízení

Při tomto řízení dochází k současnému spínání tranzistorů v úhlopříčce. Pokud se jedná o spínání obou tranzistorů ve větvi, dochází ke střídavému spínání jedné a druhé úhlopříčky. Jak je

vidět z následujícího obrázku dosahuje okamžité napětí na zátěži hodnot $-U_d$ a $+U_d$. To plyne z toho, že napětí na zátěži je dáno rozdílem větrových napětí.

$$u_z(t) = u_{AB}(t) = u_{VA}(t) - u_{VB}(t) \quad (4.13)$$



Obrázek 4-10:Řídící signály bipolárního řízení [2]

Velikost napětí a proudu na zátěži je udána těmito vztahy

$$U_{zef} = U_d \quad (4.14)$$

$$I_{zef} = I_z \quad (4.15)$$

Výhody a nevýhody obou typů řízení

- výhodou unipolárního řízení (nevýhodou bipolárního) je velikost efektivních hodnot napětí a proudů. Vířivé ztráty jsou úměrné čtverci efektivní hodnoty napětí. Proto pokud budeme mít při stejné střední hodnotě napětí nižší efektivní, budou nižší ztráty.

Efektivní hodnota proudu způsobuje ztráty na ztrátovém odporu kapacitou, ze kterého je měnič napájen.

- další výhodou unipolárního řízení je dvojnásobná frekvence na zátěži oproti pracovnímu kmitočtu tranzistorů. Využitím tohoto jevu můžeme snížit přepínací ztráty na tranzistorech, pokud je budeme provozovat na polovičním kmitočtu.
- výhoda spínání obou tranzistorů ve větvi spočívá v tom, že proud může plynule procházet nulou. Nemůže dojít k režimu přerušovaných proudů.

4.5 Volba součástek

Na řídicí desce jsou použity 2 typy operačních zesilovačů jednak LM311, který je použit na komparátory, a TL072 je použit na zbytek obvodu. LM311 je běžný a dostatečně rychlý operační zesilovač, jeho zpoždění se pohybuje okolo 100ns. TL072 má ve vstupním zesilovači tranzistory J-FET, což znamená, že má vysoký vstupní odpor.

Na generátor trojúhelníkového signálu je kladen požadavek na proměnnou frekvenci signálu. To bude realizováno za pomoci potenciometru s pevným odporem ($R3$, $P1$) a tří kondenzátorů ($C1$, $C2$, $C3$), které budou sloužit pro volbu rozsahu za pomoci přepínače $S1$. Ze vztahu

$$\pm U_h = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{cc}, \quad (4.16)$$

určíme hodnoty rezistorů $R1$ a $R2$, kde $R2$ zvolíme $10\text{k}\Omega$. $R1$ dopočítáme tak, aby hysterezní napětí U_h bylo cca $12,5\text{V}$. Tomu odpovídá hodnota rezistoru $R1=8,2\text{k}\Omega$. Pokud přepočteme hodnotu hysterezního napětí, zjistíme, že je rovna $12,3\text{V}$. Frekvence trojúhelníkového signálu se má pohybovat cca od 100Hz do 50kHz . Zvoleny byly odpor $R3=5,6\text{k}\Omega$ a potenciometr $P1=50\text{k}\Omega$. Následně byly dopočítány tyto kapacity $C1=47\text{nF}$, $C2=5,6\text{nF}$ a $C3=680\text{pF}$ dle vztahu

$$f = \frac{1}{4RC} \frac{R_2}{R_1}, \quad (4.17)$$

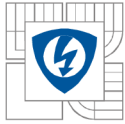
takto spočítané součástky odpovídají teoreticky změně frekvence od 117Hz do 80kHz . Což vyhovující.

Dalším důležitým prvkem je generátor sinusového signálu. Zde byl celkový odpor $R12+P3$ respektive $R7+P4$ zvolen $11\text{k}\Omega$. Jelikož má mít tento generátor hlavní frekvenci 50Hz . Bylo zvoleno, že generátor tuto frekvenci dosáhne při cca polovině dráhy potenciometru. Ze vztahu

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (4.18)$$

byla dopočítána kapacita $C6$ resp. $C7=560\text{nF}$. Pro stabilizaci amplitudy je použit termistor o velikosti 470Ω , pro přesné dostavení amplitudy je použit odporový trimr o velikosti 500Ω . Na výstupu je potenciometr o hodnotě $10\text{k}\Omega$ sloužící pro změnu velikosti napětí.

Napětí pro stejnosměrnou modulaci je vyrobeno snížením napájecího napětí na 10V , za použití stabilizátorů 7810 a 7910 a patřičnými ochrannými kondenzátory s hodnotami ale doporučení výrobce. Na výstupu je potenciometr o hodnotě $10\text{k}\Omega$ sloužící pro změnu velikosti napětí.



Signál z generátoru trojúhelníkového signálu je přiveden přes rezistor na první komparátor. Na tento komparátor je zároveň přiveden stejnosměrné napětí nebo sinusové napětí. Volbu mezi těmi to dvěma signály zajišťuje přepínač S2. Pro zajištění unipolárního řízení je před druhý

komparátor umístěn invertující zesilovač se zesílením 1, který převrací signály z generátoru sinusového signálu a přivedený stejnosměrný signál.

Hodnoty odporů $R_{15}=R_{17}$ a $R_{16}=R_{18}$ byly spočítány ze vztahu

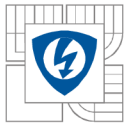
$$U_1 = -U_2 \frac{R_1}{R_2}, \quad (4.19)$$

kde U_1 je napětí z generátoru trojúhelníkového signálu (max 12,3V), R_1 je odpor, na který je přivedeno napětí U_1 , odpovídá rezistorům R_{15} a R_{17} ve schématu. U_2 je stejnosměrné napětí nebo sinusové napětí (max cca 10V), R_2 je odpor, na který je přivedeno napětí U_1 , odpovídá rezistorům R_{16} a R_{18} . Zvoleny byly odpory $R_{15}=R_{17}=22\text{k}\Omega$ a odpory $R_{16}=R_{18}=18\text{k}\Omega$ byly dopočítány. Výstup z komparátoru je připojen přes rezistor $1\text{k}\Omega$ na kladné napájecí napětí, tímto je přizpůsoben výstup z komparátoru ($\pm 15\text{V}$) na úroveň CMOS logiky (0V nebo 15V). Následně jsou za komparátory ještě zařazeny emitorové sledovače tvořené tranzistory BC639 a BC640. Ty jsou použity z důvodu proudového posílení.

Za sledovači je vytvořena kombinační logika, která je tvořena třemi hradly NOR (CMOS 4001N). Přepínač S3 umožňuje volit mezi bipolárním a unipolárním řízením. Jejich výstupy jsou vyvedeny na konektor, který se následně připojí k základní desce.

4.6 Seznam součástek

• operační zesilovače	LM311	2ks
	TL072	3ks
• stabilizátory	7810	1ks
	7910	1ks
• tranzistory	BC639	2ks
	BC640	2ks
• logický obvod	CMOS 4001N	1ks
• termistor	470 Ω	1ks
• trimr	500 Ω	1ks
• potenciometry	10k Ω	2ks
	50k Ω	1ks
	tandemový 10k Ω	1ks
• rezistory	1k Ω	4ks
	5,6k Ω	1ks



	8,2k Ω	1ks
	10k Ω	3ks
	18k Ω	2ks
	22k Ω	2ks
	100k Ω	1ks
	220k Ω	1ks
• kondenzátory keramické	2,2 μ F	1ks
	5,6nF	1ks
	47nF	1ks
	100nF	13ks
	330nF	1ks
	560nF	2ks
	680nF	1ks
• přepínač 2 polohy	P-KNX1	2ks
• přepínač 3 polohy	P-DS1B	1ks
• svorkovnice	ARK550	26ks

5 REGULAČNÍ DESKA

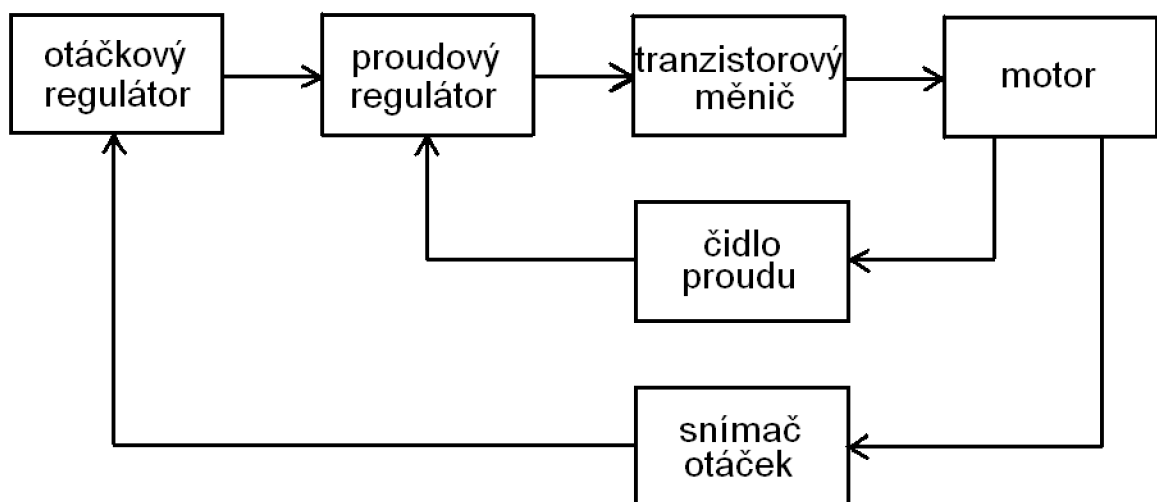
Pro regulaci pohonu bude s největší pravděpodobností použita obvyklá regulační struktura. Ta se skládá z podřízené proudové smyčky a nadřazené otáčkové smyčky, dle použití je možné doplnit nadřazenou polohovou smyčku.

Samozřejmostí je získávání informací o velikosti proudu a otáček případně i polohy měření pomocí čidel. Volba čidel bude záviset především na jejich kompatibilitě s procesorem, který bude použit v další části práce.

Jednotlivé regulátory budou tvořeny pomocí operačních zesilovačů a doplňkových součástek. Před proudovým regulátorem bude zařazeno omezení maximální žádané hodnoty. Omezovač bude tvořen operačním zesilovačem s nelineární zpětnou vazbou. Ta se skládá z usměrňovače, v jehož diagonále je zapojený trimr a tranzistor. Pro malá napětí nemá tato zpětná vazba význam, ale při překročení prahového napětí báze tranzistoru. Dojde k otvírání tranzistoru a tím i k poklesu zesílení. Jako regulátor proudu bude s největší pravděpodobností použit PI regulátor, pro regulaci otáček laditelný PID regulátor. Kde D složka bude sloužit jen pro případné pokusy. Pokud bude realizována i regulace polohy bude zde použit P regulátor, protože při regulaci polohy není možné použít jiný regulátor. A to z důvodu překmitu veličiny při odezvě na skok.

Jako čidlo proudu bude s největší pravděpodobností použita hallova sonda s magnetickým obvodem. A pro snímání otáček tachodynamo. Informace o poloze bude řešena poněkud netradičně a to integrací signálu z tachodynamu tedy informace o rychlosti.

Následujících několik kapitol je věnováno jednotlivým typům regulátorů, možnostem snímání veličin a návrhu regulátorů.



Obrázek 5-1: Regulační struktura pohonu

5.1 Druhy čidel

5.1.1 Čidla proudu

V praxi se používá několik typů čidel. Od jednoduchého bočnicku přes měřicí transformátor k čidlu s hallovou sondou.

- Bočník

Velmi důležitým parametrem pro bočníky je jejich indukčnost. Na té závisí oblast jejich použití. Pokud chceme použít bočník pro velmi rychlé děje např. pro sledování zapínacího děje v tranzistorech, je nutné použít bezindukční bočník. To ovšem není náš případ. Pro snímání proudu pro regulátory. Není nutný bezindukční bočník. Protože zátěž je ve většině případů induktivní a tvoří dolní propust. Horní mezní kmitočet se pohybuje v řádu jednotek až desítek kHz. A navíc ho indukčnost zátěže vyhlazuje. Signál z bočnicku je nutné ještě upravit (zesílit a vyfiltrovat). A dále galvanicky oddělit, tento požadavek je snad nejdůležitější. Je kladen na všechna čidla proudu.

- Měřicí transformátor proudu

Splňuje požadavek na galvanické oddělení. Ale je možné jej použít pouze pro střídavé signály. Nevýhodou transformátoru je jeho prakticky neodstranitelná chyba. Ta je dána magnetizací jádra. Sekundární strana transformátoru bývá připojena na usměrňovač, ale není možné použít uzlové zapojení. Důvodem je magnetizace jádra stejnosměrnou složkou.

- Čidlo s hallovou sondou

Tento typ čidla je v dnešní době nejvíce používaný. Snímač se skládá z magnetického obvodu se vzduchovou mezerou, do které je vsunuta hallova sonda. Ta pracuje na principu hallova jevu. Tzn. pokud vodivou destičkou teče v podélném směru proud a kolmo na něj působí na destičku magnetické pole, naměříme na zbylých dvou stranách hallovo napětí.

Čidla s hallovou sondou lze rozdělit na kompenzovaná a nekompenzovaná. Pod pojmem kompenzace se vlastně rozumí regulace na nulový magnetický tok v magnetickém obvodu. Oba druhy mají své přednosti i nedostatky.

K výhodám kompenzovaného čidla patří především jeho proudový výstup, který umožňuje umístit měřicí bočník až těsně k vyhodnocovacímu obvodu. A přívod vést dlouhými vodiči, protože proudový signál není tolik náchylný na rušení. Další výhodou je práce magnetického obvodu téměř s nulovým tokem, tudíž se neuplatní hystereze jádra, z tohoto plyne linearita čidla. Mezi nevýhody lze zařadit velký kompenzační proud řádově stovky mA, který dodává zdroj $\pm 15V$.

U nekompenzovaného čidla je značnou výhodou malý napájecí proud. Ale nevýhody jsou značné napěťový výstup, tzn. možnost napěťového rušení. Dále obvod nepracuje s nulovým magnetickým tokem, z čehož plyne nelinearita.

5.1.2 Snímače otáček

Pro měření rychlosti lze použít čidla k tomu přímo určená nebo čidla polohy a z nich za pomoci měření času odvodit údaj o rychlosti.

- tachodynamo

Používá se především v analogových regulačních obvodech. Základními požadavky jsou minimálně zvlněné výstupní napětí. Toto zvlnění je dáno několika prvky, podílí se na něm počet lamel, počet drážek, excentricita rotoru. Vlivy od určitých prvků lze odfiltrovat ne však od všech. Dalším požadavkem je konstantní magnetický tok s tím souvisí volba materiálu a tloušťka plechů pro magnetický obvod. Dále požadujeme nezávislost na zatížení a tepelnou stabilitu.

V některých případech se používá tachometrický můstek, což je motorek doplněný o rezistory.

5.1.3 Snímače polohy

- Encoder

Inkrementální snímače pracují na opticko-elektrickém principu. Na hřídeli je připevněn kotouček, na jehož obvodu se střídají šterbiny a plná místa. Počet plných míst určuje počet inkrementů na otáčku, což je velmi významný parametr. Před kotoučkem je zdroj světelného toku a za kotoučkem je fotocitlivý snímač. Tím jak plná místa na kotouči přerušují světelný paprsek, dochází na foto-snímači k vytváření elektrických pulzů. Počet pulzů udává polohu rotoru. Z tohoto vyplývá, že nemáme ihned po zapnutí k dispozici absolutní polohu rotoru. Je nutné najet do nějakého výchozího bodu.

- Resolver

Resolver se skládá z otočného transformátoru, který zajišťuje napájení vinutí na rotoru. Na statoru jsou umístěny dvě cívky, které jsou od sebe o 90° posunuty. Vlivem magnetické indukce se v těchto cívkách indukuje napětí. Z těchto napětí lze určit absolutní polohu rotoru. Tato vlastnost je jednou z jeho největších výhod. Pokud revolver napájíme do rotoru sinusovým napětím, pak můžeme na výstupu měřit napětí

$$u_1(t) = U \sin \omega t \cdot \sin \varphi \quad (5.1)$$

$$u_2(t) = U \sin \omega t \cdot \cos \varphi \quad (5.2)$$

kde φ je úhel natočení rotoru vůči statoru.

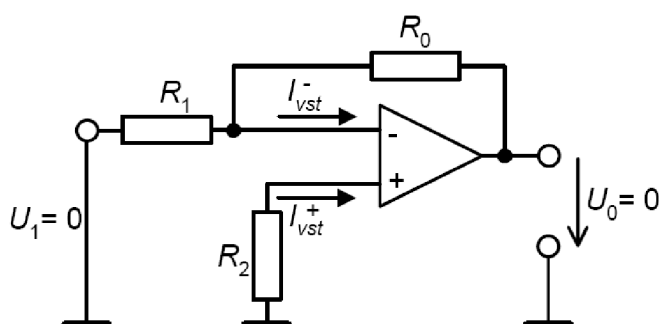
5.2 Typy regulátorů

Regulátory proudový, otáčkový i polohový se v případě analogové regulace realizují za pomoci operačních zesilovačů. Použité operační zesilovače vlivem zapojení mohou fungovat jako několik možných typů regulátoru. Chování jednotlivých zapojení je zvykem popisovat amplitudovou a fázovou charakteristikou. Těmi nejpoužívanějšími typy regulátorů jsou:

- P regulátor

P regulátor se též nazývá proporcionálním regulátorem. Přenos tohoto regulátoru je roven

$$H(p) = -\frac{R_0}{R_1} = K(p) \quad (5.3)$$



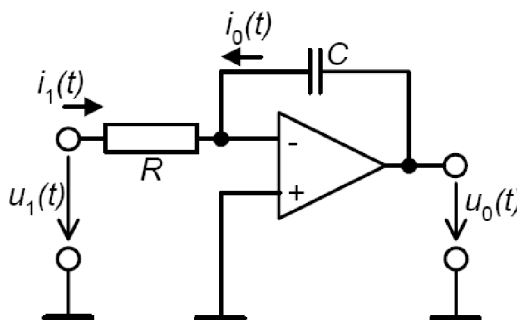
Obrázek 5-2: Schéma P regulátoru [4]

„Amplitudová frekvenční charakteristika je přímka rovnoběžná s osou frekvence ve vzdálenosti $20 \log K(p)$, fázová charakteristika je totožná s osou Φ . Odezva na jednotkový skok řízení je opět skok, zesílený proporcionálním zesílením.“ [7]

- I regulátor

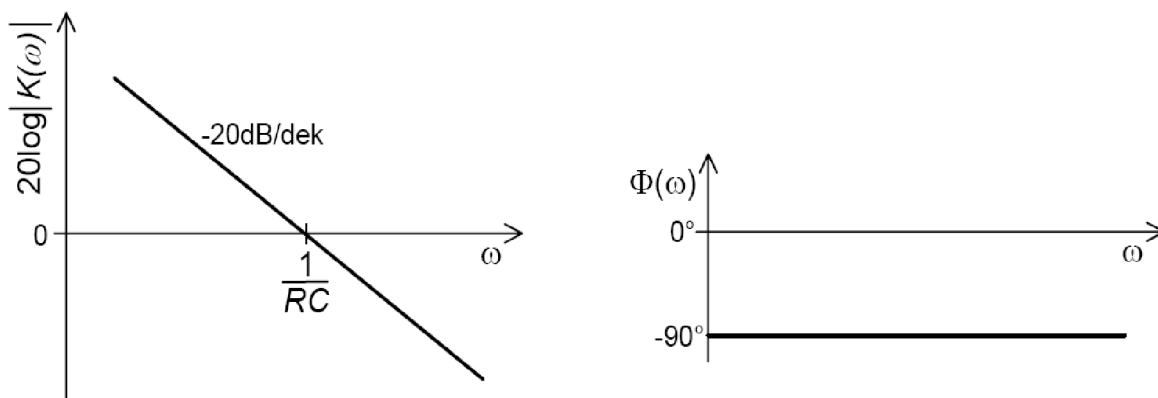
I regulátor neboli integrační. Přenos tohoto regulátoru je roven

$$H(p) = -\frac{1}{pC} = \frac{1}{pRC} \quad (5.4)$$



Obrázek 5-3: Schéma I regulátoru [4]

Amplitudová charakteristika je přímka protínající osu frekvence v bodě mezní frekvence. Což je vlastně převrácená hodnota časové konstanty regulátoru. Samotný integrátor obrací fázi, tento jev je patrný z fázové charakteristiky uvedené níže. Ta ovšem neplatí pro výše nakreslené zapojení regulátoru, který je zapojený jako invertující. Jak ovšem víme, invertující zapojení operačního zesilovače obrací fázi. Výsledná fáze uvedeného zapojení je $+90^\circ$.

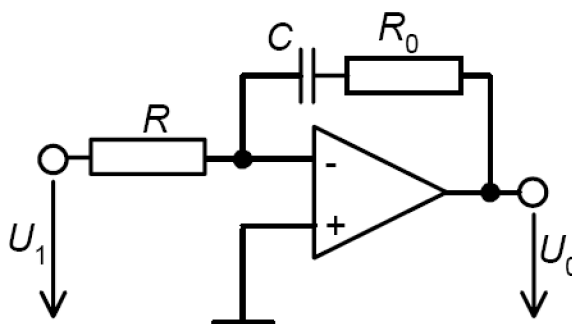


Obrázek 5-4: Amplitudová a fázová charakteristika [4]

- PI regulátor

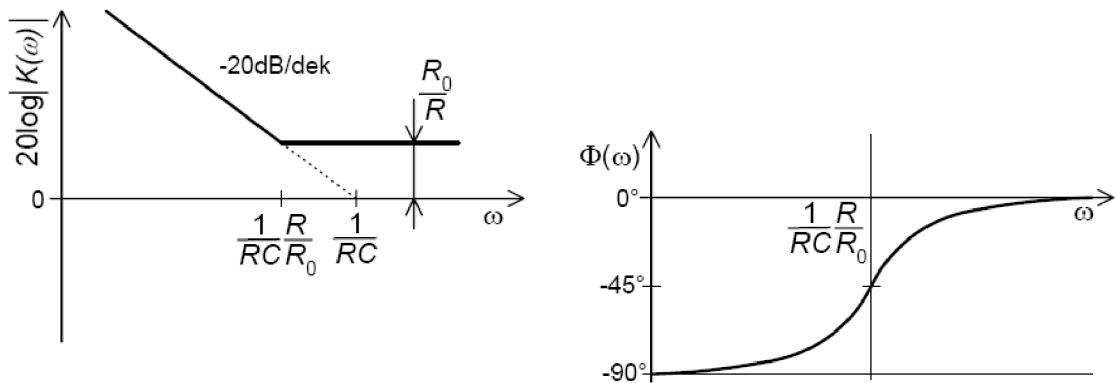
PI regulátor neboli proporcionálně integrační. Přenos tohoto regulátoru je roven

$$H(p) = -\frac{R_0 + \frac{1}{pC}}{R} = \frac{1 + pR_0C}{pRC} = \frac{1 + p\tau_1}{p\tau_0} \quad (5.5)$$



Obrázek 5-5: Schéma PI regulátoru [4]

Amplitudová charakteristika je přímka začínající se směrnici -20dB/dek , která se láme v bodě $1/R_0C$ a pokračuje rovnoběžně s osou frekvence. Přímka po zlomu má velikost odpovídající zesílení regulátoru. Fázová charakteristika je opět nakreslena bez respektování invertující zapojení regulátoru.

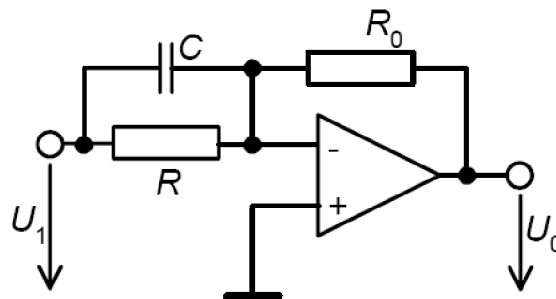


Obrázek 5-6: Amplitudová a fázová charakteristika [4]

- PD regulátor

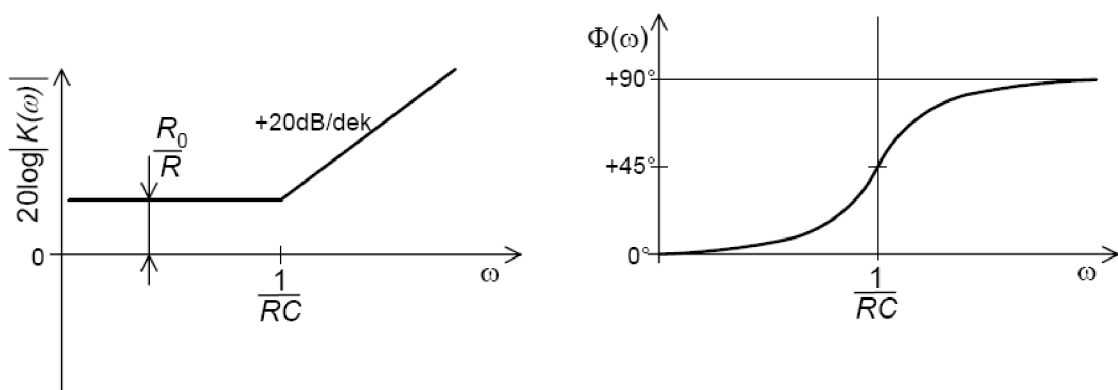
PD regulátor neboli proporcionálně derivační. Přenos tohoto regulátoru je roven

$$H(p) = -\frac{R_0}{R} \frac{1 + pCR}{1 + pCR} = -\frac{R_0}{R} (1 + pCR) = K(p)(1 + p\tau) \quad (5.6)$$



Obrázek 5-7: Schéma PD regulátoru [4]

Amplitudová charakteristika nejprve začíná rovnoběžně s osou frekvence a následně se láme se směrnici +20dB/dek.

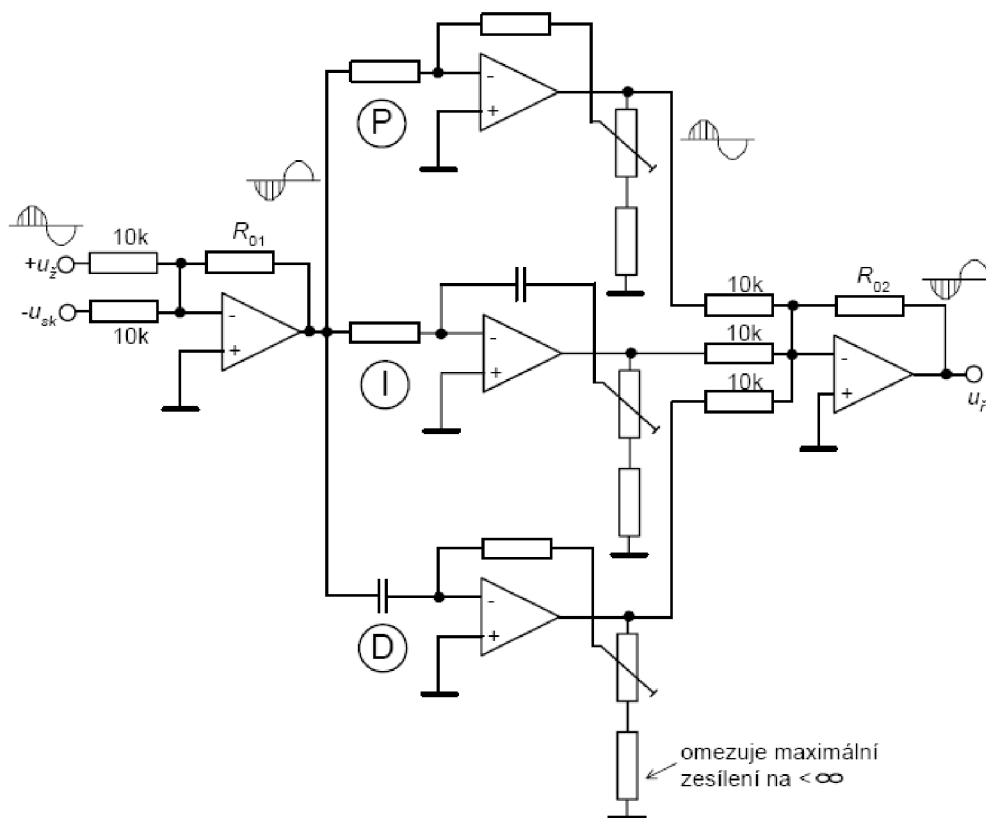


Obrázek 5-8: Amplitudová a fázová charakteristika [4]

- PID regulátor

PID regulátor neboli proporcionálně integračně derivační. Přenos tohoto regulátoru je roven

$$H(p) = \frac{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}{p\tau_0} \quad (5.7)$$



Obrázek 5-9: Schéma PID regulátoru [4]

5.3 Stabilita systému

Stabilita je jedna z velmi důležitých vlastností soustavy. V případě, že je soustava nestabilní, její výstupní signál postupně narůstá až do fyzikálního omezení.

Stabilitu lze ověřit výpočtem kořenů charakteristického polynomu. Pokud leží všechny kořeny v levé komplexní polorovině, je systém stabilní. Hledání kořenů polynomů vyšších řádů je poměrně obtížné. Proto je výhodnější používat kritéria stability, ty nevyžadují výpočet všech kořenů soustavy. Těmi nejzákladnějšími kritérii jsou

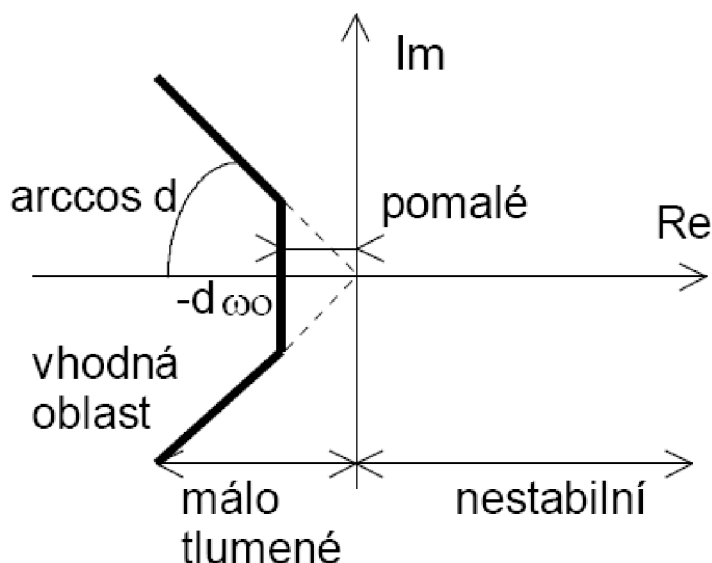
- Routh – Hurwitzovo

Toto kritérium je založeno na vyčíslení determinantů, které jsou sestaveny z koeficientů charakteristické rovnice. Přičemž začínáme s determinantem stupně n a postupně se dostáváme k determinantu stupně 1. Podmínkou pro správnou funkci tohoto algoritmu je, aby byly všechny koeficienty kladné. Pokud vyjdou všechny determinanty kladné, je soustava stabilní.

- Nyquistovo

Nyquistovo kritérium je grafické, z čehož plyne jeho nesporná výhoda. A to, že není nutné zdlouhavě vyčíslovat determinanty ani není nutné znát algebraický tvar charakteristické rovnice. Metoda totiž vychází z průběhu frekvenční charakteristiky otevřené smyčky. „Soustava je stabilní, jestliže frekvenční charakteristika otevřené smyčky $F_0(j\omega)$ míjí kritický bod -1 vlevo ve směru narůstající frekvence.“ [7]

Na poloze a vlastnostech kořenů nezávisí jen stabilita soustavy, ale i typ odezvy a dynamika systému.



Obrázek 5-10: Rozložení kořenů charakteristického polynomu [7]

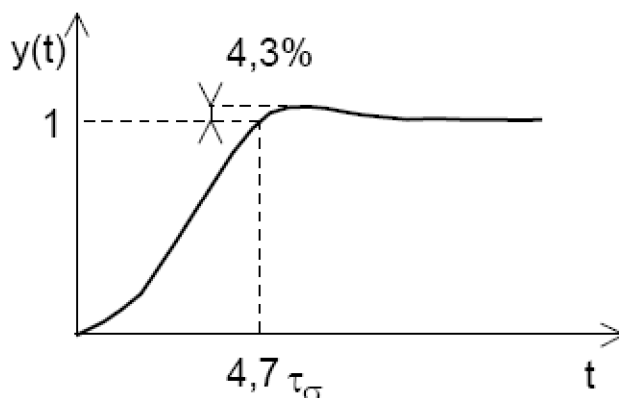
Jak je již naznačeno na obrázku, pokud bude některý z kořenů ležet vpravo od hranice $\arccos d$, kde d je tlumení. Bude odezva soustavy kmitavá a málo tlumená. Dalším omezením při volbě kořenů je dynamika soustavy. Zde platí, čím blíže jsou kořeny k imaginární ose tím pomalejší odezva. Avšak není možné volit ani příliš záporné kořeny či s velkou zápornou reálnou částí. Protože s rostoucí rychlostí odezvy se zvyšují nároky na velikost akční veličiny.

5.4 Metody návrhu regulátorů

V praxi existuje celá řada metod pro návrh regulátorů. Zde budou uvedeny jen ty nejznámější a nejvíce používané. Většina metod vyžaduje popis soustavy přenosovou funkcí, ale najdou se i metody, které hledají koeficienty regulátorů experimentálně.

5.4.1 Metoda optimálního modulu

Tato metoda je odvozena od přenosu uzavřené smyčky 2. řádu. Odezva na skok má charakteristický překmit 4,3% a dobu nárůstu.



Obrázek 5-11: Odezva na skok pro optimální modul [7]

Pro výpočet regulátoru je nejprve nutné znát přenos soustavy $F_s(p)$ a standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody optimálního modulu $F_o(p)$. Poté již můžeme navrhnout regulátor $H(p)$ dle následujícího postupu.

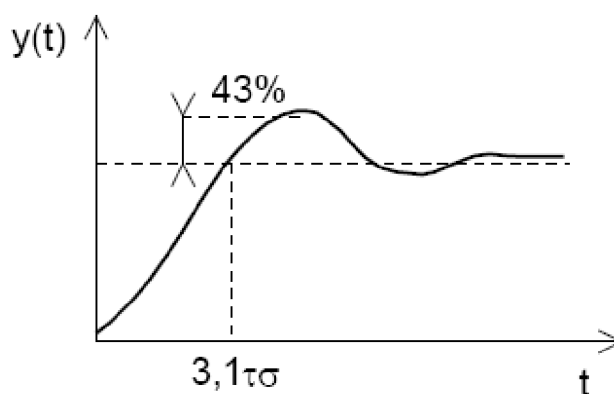
$$F_o(p) = \frac{1}{2\tau_\sigma p(1 + \tau_\sigma p)} \quad (5.8)$$

$$H(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot F_o(p) \quad (5.9)$$

Časová konstanta τ_σ je malá časová konstanta soustavy, nebo tzv. součtová časová konstanta všech malých konstant soustavy.

5.4.2 Metoda symetrického optima

Tato metoda je odvozena od přenosu uzavřené smyčky 3. řádu. Odezva na skok má typický překmit 43%.



Obrázek 5-12: Odezva na skok pro symetrické optimum [7]

Pro výpočet regulátoru je opět nutné znát přenos soustavy $F_s(p)$ a standardní tvar přenosu otevřené smyčky podle metody symetrického optima $F_o(p)$. Poté již můžeme navrhnout regulátor $H(p)$ dle následujícího postupu.

$$F_o(p) = \frac{1 + 4\tau_\sigma p}{8\tau_\sigma^2 p^2 (1 + \tau_\sigma p)} \quad (5.10)$$

$$H(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot F_o(p) \quad (5.11)$$

Časová konstanta τ_σ je malá časová konstanta soustavy, nebo tzv. součtová časová konstanta všech malých konstant soustavy.

5.4.3 Ziegler-Nicholsonova metoda

Patří k experimentálním metodám. Pokud používáme tuto metodu, není nutné znát přenos soustavy. Lze ji též použít pro počítačové simulace, ale zde již musíme znát matematický model soustavy.

„Postup nastavování:

1. Nejprve nastavíme regulátor pouze jako P-regulátor: $H(p) = K_p$. Zvyšujeme zesílení až na hodnotu $K_p = K_{pm}$, při které soustava začne kmitat, a změříme frekvenci kmitání ω_m .

2. Konstanty příslušných regulátorů dle zvoleného typu (P, PI, PID) nastavíme dle té to tabulky:“ [7]

	K_p	T_i	T_d
P - regulátor	$0,5K_m$		
PI – regulátor	$0,45 K_m$	$\frac{10\pi^2}{3\omega_m^2}$	
PID - regulátor	$0,6 K_m$	$\frac{\pi}{\omega_m}$	$\frac{\pi}{4\omega_m}$

Tabulka 5-1: Tabulka návrhu regulátoru

Výsledný regulátor má tedy přenos

$$H(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{pT_i} + pT_d \right) \quad (5.12)$$

5.5 Návrh regulátorů

Pro návrh regulátorů bylo zapotřebí nejprve zjistit parametry jednotlivých prvků v regulační struktuře. A to parametry motoru, měniče, tachodynamu a čidla proudu. Většinu parametrů lze zjistit z přístupné dokumentace.

- motor

Veškeré potřebné údaje o motoru byly zjištěny z [8].

Jmenovité napětí	$U_n = 30V$
Jmenovitý moment	$M_n = 1,5Nm$
Jmenovité otáčky	$n_n = 1400min^{-1}$
Napájecí napětí	$U = 24V$
Odpor kotvy	$R_a = 0,26\Omega$
Indukčnost kotvy	$L_a = 1,1mH$
Moment setrvačnosti	$J = 0,003963kgm^2$
Rychlostní konstanta	$c\Phi = 0,205Vs$
Elektromagnetická časová konstanta	$\tau_a = 4,23ms$

- tachodynamo

Jmenovité napětí	$U_{tdn} = 2,5V$
Jmenovité otáčky	$n_{tdn} = 1000min^{-1}$
Zesílení tachodynamu	$K_{td} = \frac{U_{tdn}}{\frac{2\pi \cdot n_{tdn}}{60}} = \frac{2,5}{\frac{2\pi \cdot 1000}{60}} = 0,02Vs$
Časová konstanta filtru tachodynamu	$\tau_{td} = R_{47}C_{47} + R_{46}C_{40} =$ $= 1800 \cdot 470 \cdot 10^{-9} + 9100 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 0,937ms$

- čidlo proudu

	HX 20-P
Jmenovitý primární proud	$I_{1ef} = 20A$
Doporučený měřicí odpor	$R_M = 10k\Omega$
Jmenovité sekundární napětí	$U = 4V$
Zesílení proudového čidla	$K_i = \frac{U_2}{I_{1ef}} = \frac{4}{20} = 0,2V / A$

- měnič

Maximální řídicí napětí $U_{\dot{r}} = 10V$

Napětí na výstupu měniče $U_d = 24V$

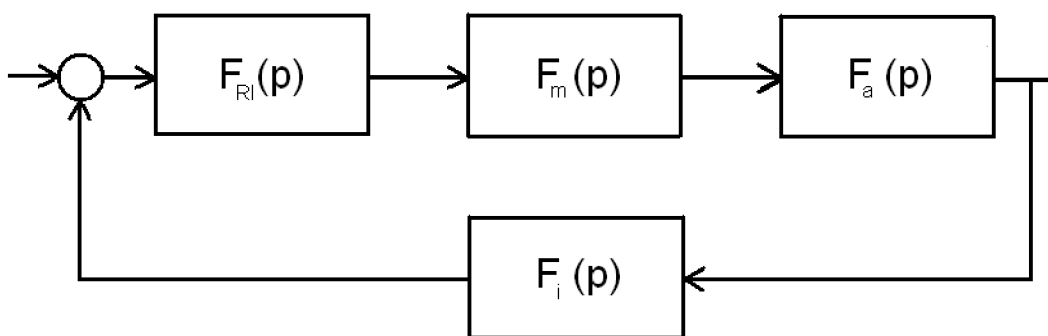
Frekvence PWM $f_m = 7500Hz$

Zesílení měniče $K_m = \frac{U_d}{U_{\dot{r}}} = \frac{24}{10} = 2,4V/V$

Časová konstanta měniče $\tau_m = \frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_m} = \frac{1}{2 \cdot 7500} = 66,6\mu s$

5.5.1 Regulátor proudu

Proudová smyčka se skládá z přenosu regulátoru $F_{Rl}(p)$, měniče $F_m(p)$, motoru $F_a(p)$ a čidla proudu $F_i(p)$. Struktura smyčky je uvedena na následujícím obrázku.



Obrázek 5-13: Struktura proudové smyčky

Jednotlivé přenosy členů smyčky mají tvar

$$F_m(p) = \frac{K_m}{1 + p\tau_m} \quad (5.13)$$

$$F_a(p) = \frac{1/R_a}{1 + p\tau_a} \quad (5.14)$$

$$F_i(p) = K_i \quad (5.15)$$

Přenos soustavy je roven

$$F_s(p) = F_a(p) \cdot F_m(p) \cdot F_i(p) = \frac{K_m}{1 + p\tau_m} \cdot \frac{1/R_a}{1 + p\tau_a} \cdot K_i =$$

$$= \frac{K}{(1 + p\tau_m) \cdot (1 + p\tau_a)} \quad (5.16)$$

$$K = \frac{K_m \cdot K_i}{R_a} = \frac{2,4 \cdot 0,2}{0,26} = 1,85 \quad (5.17)$$

Pro výpočet regulátoru je zvolena metoda optimálního modulu. Protože časová konstanta měniče je mnohem menší než časová konstanta motoru. A jak je známo regulátor navržený touto metodou kompenzuje větší časovou konstantu.

$$F_{Ri}(p) = \frac{1}{F_s(p)} \cdot \frac{1}{2\tau_m p(1 + \tau_m p)} =$$

$$= \frac{(1 + p\tau_m) \cdot (1 + p\tau_a)}{K} \cdot \frac{1}{2\tau_m p(1 + \tau_m p)} = \frac{1 + p\tau_a}{2K\tau_m p} = \frac{1 + p\tau_a}{p\tau_1} \quad (5.18)$$

$$\tau_1 = 2K\tau_m \quad (5.19)$$

Výsledný regulátor je *PI* a pro něj platí

$$F(p) = \frac{1 + p\tau_a}{p\tau_1} = \frac{1 + pR_{30}C_{30}}{pR_{31}C_{30}} \quad (5.20)$$

Z tohoto můžeme určit jednotlivé prvky obvodu, zvolen $R_{31} = 10k$

$$C_{30} = \frac{\tau_1}{R_{31}} = \frac{2,46 \cdot 10^{-4}}{10 \cdot 10^3} = 24,6nF \quad (5.21)$$

$$R_{30} = \frac{\tau_a}{C_{30}} = \frac{4,23 \cdot 10^{-3}}{24,6 \cdot 10^{-9}} = 171,95k\Omega \quad (5.22)$$

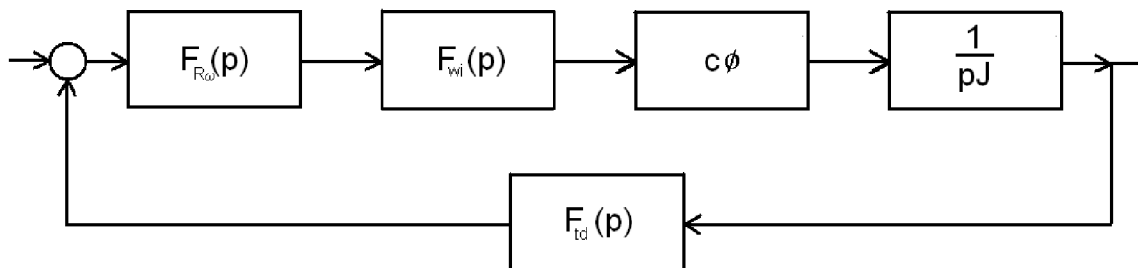
Z řady zvolena hodnota 22nF a 180kΩ.

Přenos uzavřené proudové smyčky

$$F_{wi}(p) = \frac{\frac{1}{K_i}}{2\tau_m p(1 + \tau_m p) + 1} \cong \frac{\frac{1}{K_i}}{2\tau_m p + 1} \quad (5.23)$$

5.5.2 Otáčkový regulátor

Otáčková smyčka se skládá z regulátoru otáček, přenosu proudové smyčky, přenosu tachodynamy a prvků vyjadřující mechanické vlastnosti motoru.



Obrázek 5-14: Struktura otáčkové smyčky

Přenos soustavy

$$F_S(p) = \frac{1}{\frac{K_i}{2\tau_m p + 1}} \cdot c\phi \cdot \frac{1}{pJ} \cdot \frac{K_{id}}{1 + \tau_{id}p} = \frac{K_S}{p(1 + 2p\tau_m)(1 + p\tau_{id})} =$$

$$= \frac{K_S}{p(1 + p\tau_\Sigma)} \quad (5.24)$$

$$K_S = \frac{1}{K_i} \cdot c\phi \cdot \frac{1}{J} \cdot K_{id} = \frac{1}{0,2} \cdot 0,205 \cdot \frac{1}{0,003963} \cdot 0,02 =$$

$$= 5,17V/V \quad (5.25)$$

$$\tau_\Sigma = 2\tau_m + \tau_{id} = 2 \cdot 66,6 \cdot 10^{-6} = 0,937 \cdot 10^{-3} = 1,07021ms \quad (5.26)$$

Pro návrh regulátoru bude použita metoda symetrického optima.

$$F_{R\omega}(p) = \frac{1}{F_S(p)} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\Sigma}{8p^2\tau_\Sigma^2(1 + p\tau_\Sigma)} = \frac{p(1 + p\tau_\Sigma)}{K_S} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\Sigma}{8p^2\tau_\Sigma^2(1 + p\tau_\Sigma)} =$$

$$= \frac{1}{K_S} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\Sigma}{8p\tau_\Sigma^2} = \frac{1}{2\tau_\Sigma K_S} \cdot \frac{1 + 4p\tau_\Sigma}{4p\tau_\Sigma} \quad (5.27)$$

Jak je vidět z předchozího výpočtu opět vychází PI regulátor. Můžeme určit zesílení P regulátoru

$$K_{R\omega} = \frac{1}{2\tau_\Sigma K_S} = \frac{1}{2 \cdot 1,07021 \cdot 10^{-3} \cdot 5,17} = 90V/V \quad (5.28)$$

Časová konstanta I regulátoru

$$\tau_{R\omega} = 4\tau_\Sigma = 4 \cdot 1,07021 \cdot 10^{-3} = 4,2808ms \quad (5.29)$$

Následující vztahy 5.30 až 5.33 jsou převzaty z literatury [8]

Nyní lze vypočítat zesílení P regulátoru, pro které platí

$$A_{P\omega} = \frac{R_{40}}{R_{41}} \cdot \frac{R_{34} + R_{1A} + R_{1B}}{R_3 + R_{1B}} = \frac{R_{40}}{R_{41}} \cdot k \quad (5.30)$$

Jelikož bude regulátor otáček realizován pomocí jednotlivých laditelných regulátorů P a I. Je nutné zvolit minimální a maximální zesílení P regulátoru. Zesílení je zvoleno v pásmu 10 – 100 a odpor R_{40} je roven 220kΩ. Potom lze dopočítat odpor R_{41}

$$R_{41} = \frac{R_{40}}{A_{P\omega}} = \frac{220 \cdot 10^3}{10} = 22k\Omega \quad (5.31)$$

Pro možnost nastavování zesílení je nutné ještě navrhnout dělič složený z trimru R_I , který je zvolen 5kΩ a rezistoru R_{34} , proto je zapotřebí spočítat konstantu k , uvedenou ve vztahu výše.

$$k = \frac{A_{P\omega}}{\frac{R_{40}}{R_{41}}} = \frac{100}{10} = 10 \quad (5.32)$$

Abychom určili R_{34} musíme si uvědomit, že trimr R_1 je v dolní poloze tzn. část trimru R_{IB} je rovna nule. Tudíž pro odpor platí vztah

$$R_{34} = \frac{R_1}{k-1} = \frac{5000}{10-1} = 555\Omega \quad (5.33)$$

Z řady je zvolen rezistor 470Ω , výsledné zesílení je rovno 116.

Nyní zbývá navrhnout I regulátor. Pro něj platí obdobný vztah jako pro P regulátor ve smyslu konstanty k doladovacího děliče, který je stejný jako P regulátoru. Pokud bude konstanta k rovna jedné lze spočítat kondenzátor I regulátoru. Při čemž odpor R_{42} je zvolen $22k\Omega$.

$$C_{37} = \frac{\tau_{R\omega}}{R_{42}} = \frac{4,2808 \cdot 10^{-3}}{22 \cdot 10^3} = 194nF \quad (5.34)$$

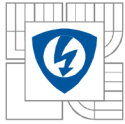
Z řady je zvolen kondenzátor $180nF$.

5.5.3 Polohový regulátor

Jako regulátor polohy je možné použít pouze P regulátor. Jeho zesílení udává kvalitu polohové smyčky. Čím vyšší je zesílení tím rychleji a s menší chybou dosáhne pohon žádané polohy. O všem není možné volit příliš velká zesílení. Je nutné brát ohled na reálné možnosti pohonu a měniče, tzn. že nemáme k dispozici nekonečně rychlý pohon a nekonečné množství energie. Proto bude zesílení možno měnit v rozmezí $1 - 1,76$ pomocí trimru $R5$.

5.6 Seznam součástek

• snímač proudu	LEM HX20-P	1ks
• operační zesilovače	TL072	4ks
• tranzistor	BC238	1ks
• diody	1N4148	4ks
• trimry	47k Ω	1ks
	5k Ω	3ks
	25k Ω	1ks
• rezistory	270 Ω	3ks
	380 Ω	1ks
	1k Ω	1ks
	1,8k Ω	1ks
	4,7k Ω	1ks
	9,1k Ω	1ks



		10k Ω	6ks	
		22k Ω	2ks	
		33k Ω	5ks	
		180k Ω	1ks	
		220k Ω	1ks	
		3,3M Ω	1ks	
•	kondenzátory	keramické	1nF	1ks
			100nF	2ks
			150nF	1ks
			22nF	1ks
		SMD	100nF	7ks
			6,8nF	1ks
			10nF	2ks
			47nF	1ks
			470nF	1ks
•	přepínač	1 pólový	P-B068BR	1ks
•	přepínač	2 pólový	P-B069E	1ks
•	spínač	3 pólový	DIP 03 E	1ks
•	svorkovnice		ARK550	13ks

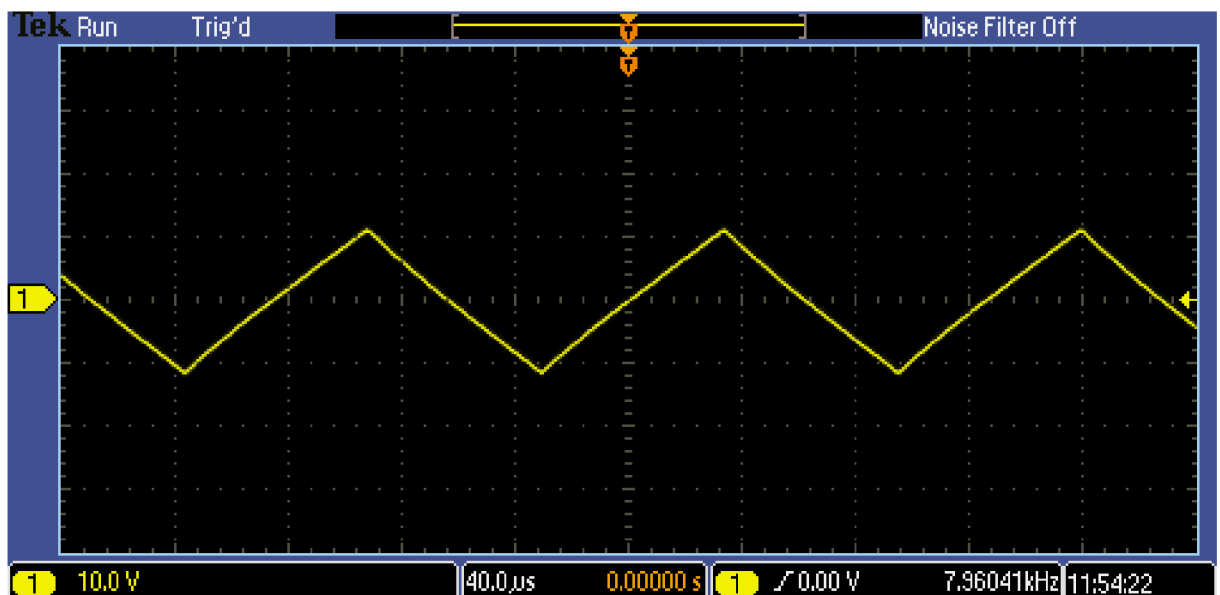
6 REALIZACE A NAMĚŘENÉ PARAMETRY

Na základní desce, která obsahuje budiče a napájení, bylo zapotřebí dodělat oproti návrhu, vypínač. Ten má za úkol nejprve přivést napájecí napětí na budiče a až pak na ostatní elektroniku. Pokud bylo napájení budičů a řídicí signály (napájení elektroniky) přivedeno současně docházelo k chybám na budiči.

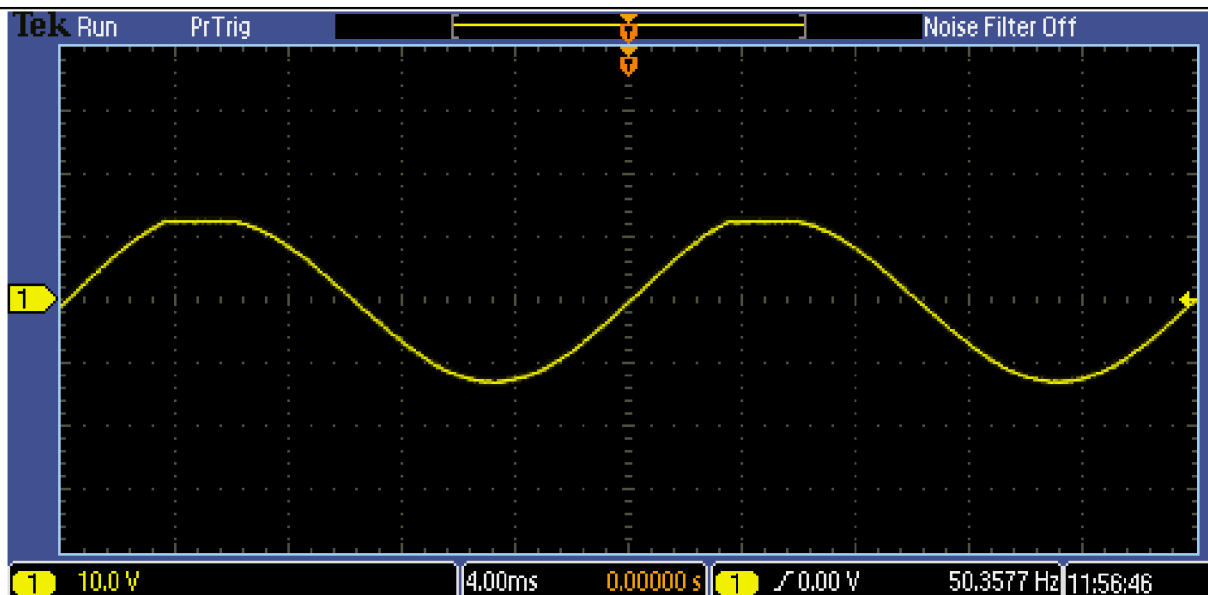
Při oživování řídicí desky došlo jen ke dvěma zásahům. Prvním bylo nastavení zpětné vazby u generátoru sinusovky. Nutné pro generování nezkresleného signálu. Dalším zásahem bylo přerušení chybně vyleptané cesty. Tato chyba se projevila nepřesnou funkcí bipolárního řízení, napětí nebylo v rozmezí $\pm 10\text{V}$, ale pouze 0 až 10V.

Uvedení regulátorů do funkčního stavu si vyžádalo několik úprav. Jednou z úprav byla záměna kapacitou ve zpětné vazbě proudového regulátoru. Namísto vypočtených 22nF byl použit kondenzátor 12nF. Dalším zásahem bylo upravení signálu z tachodynamy na potřebnou hodnotu, s kterou bylo počítáno. Toto bylo vyřešeno odporovým děličem.

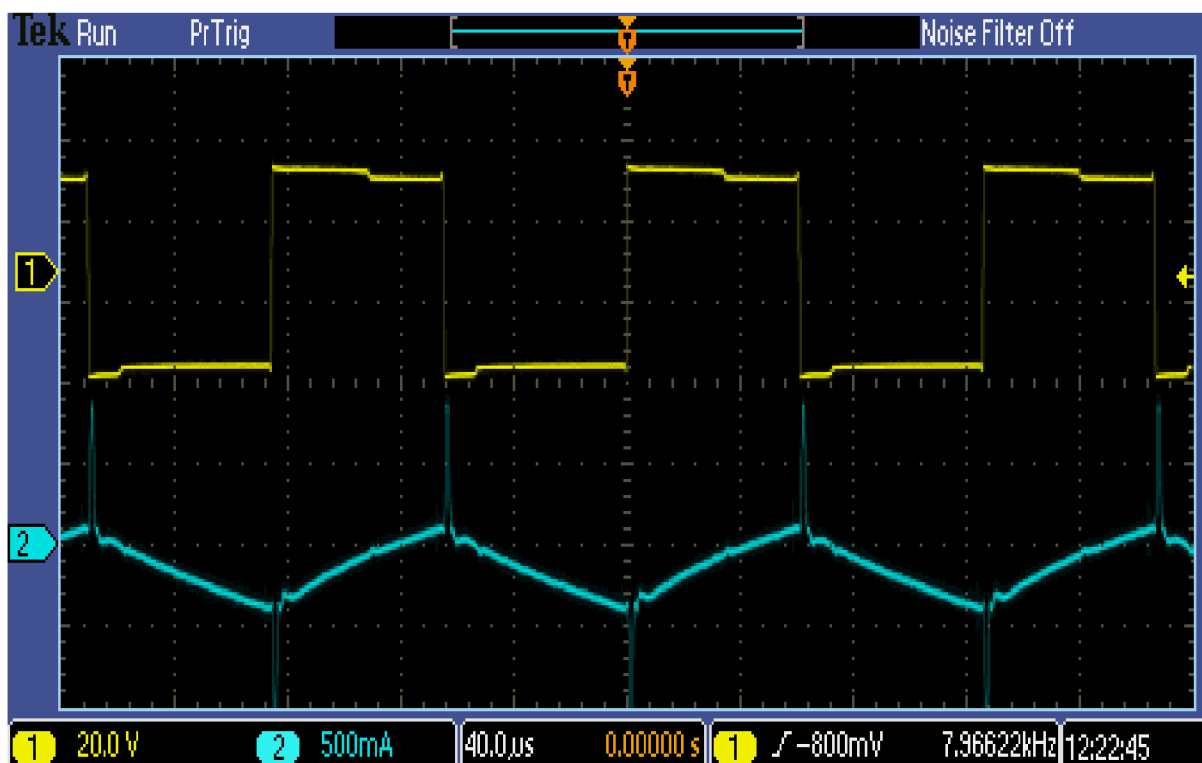
6.1 Naměřené průběhy



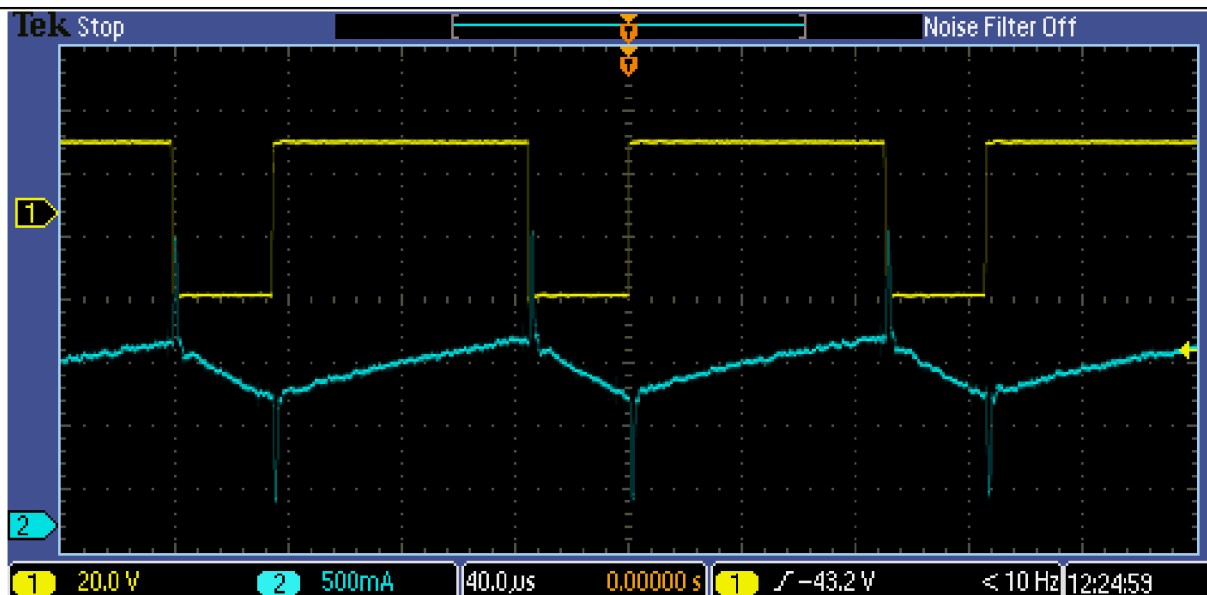
Obrázek 6-1: Průběh nosného signálu



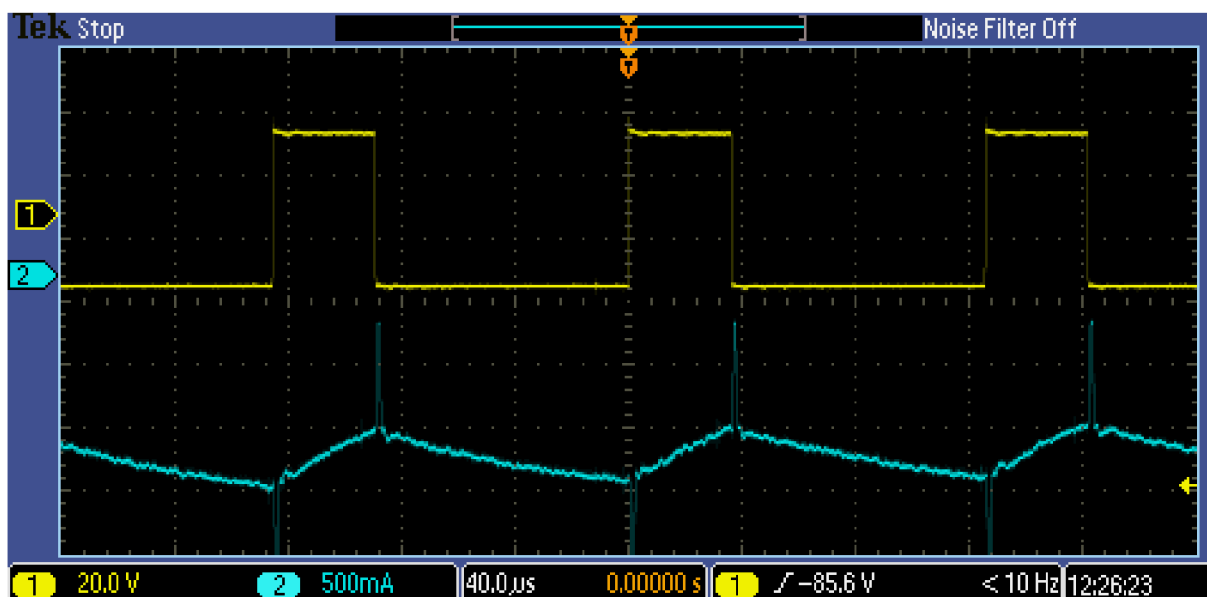
Obrázek 6-2: Částečně nastavený signál z generátoru sinusovky



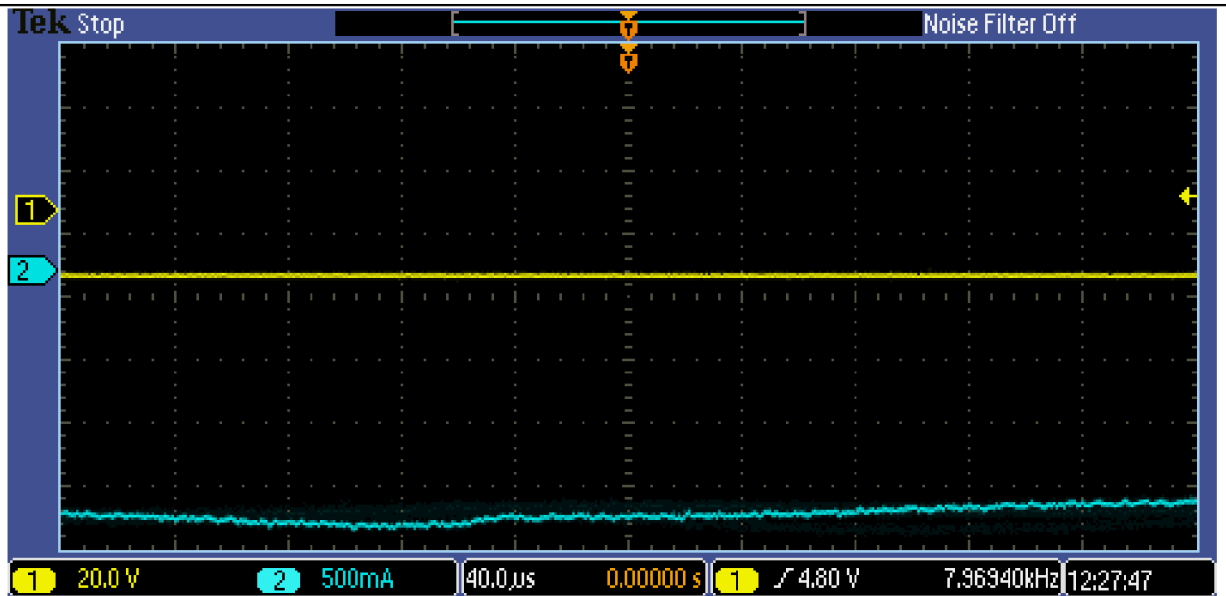
Obrázek 6-3: Bipolární řízení - střída cca 0,5



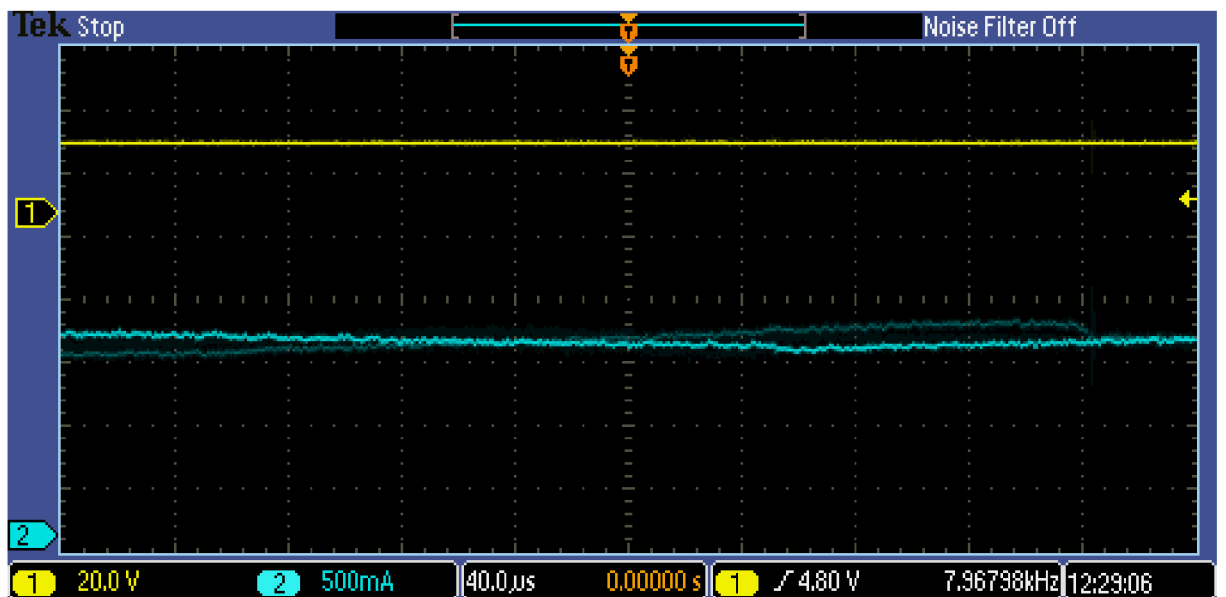
Obrázek 6-4: Bipolární řízení - střída větší než 0,5



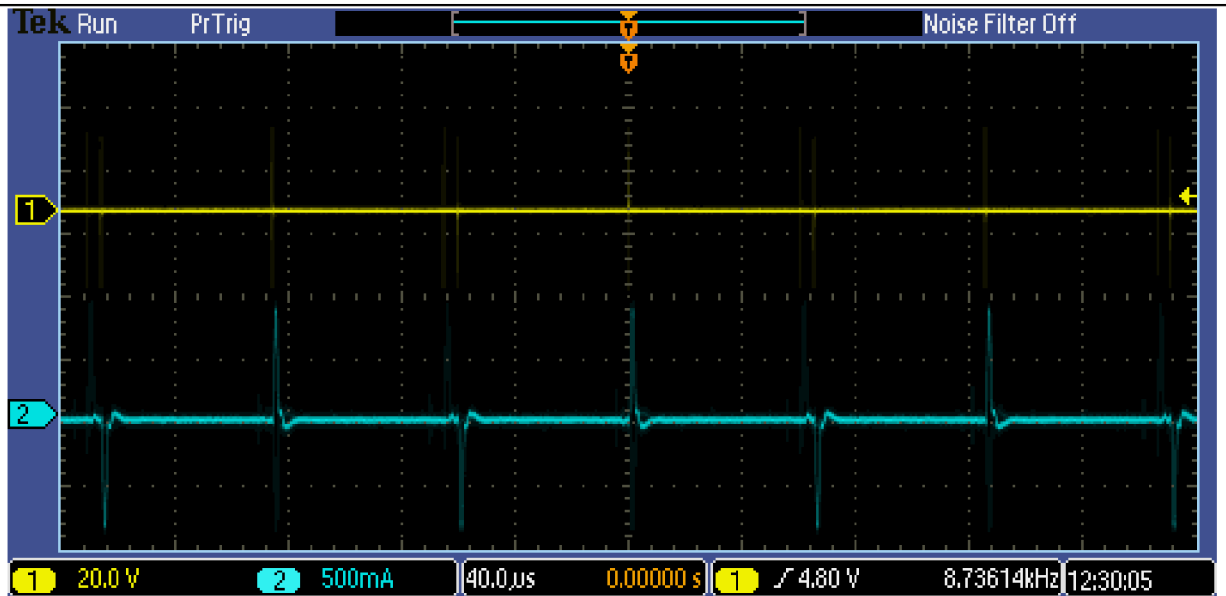
Obrázek 6-5: Bipolární řízení - střída menší než 0,5



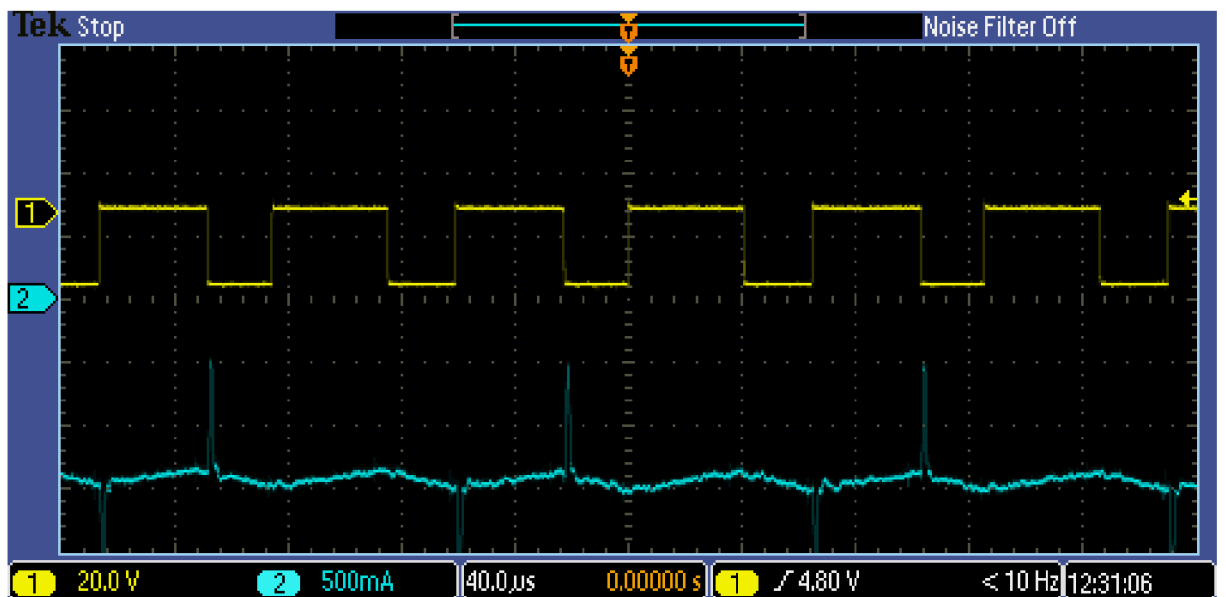
Obrázek 6-6: Bipolární řízení - plné záporné napětí



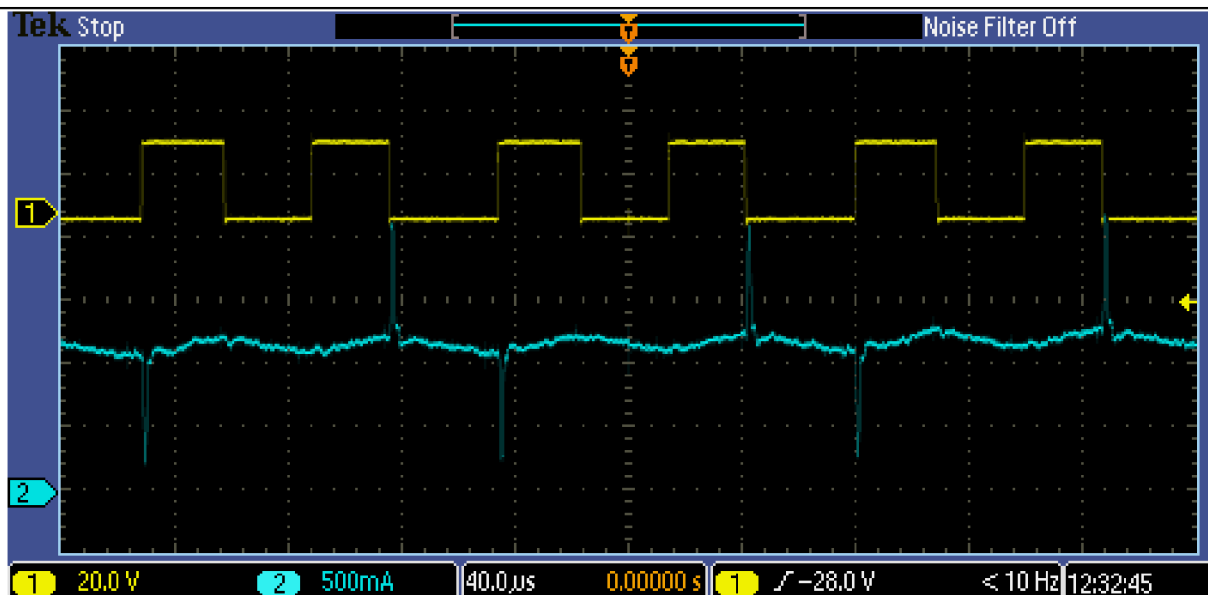
Obrázek 6-7: Bipolární řízení - plné kladné napětí



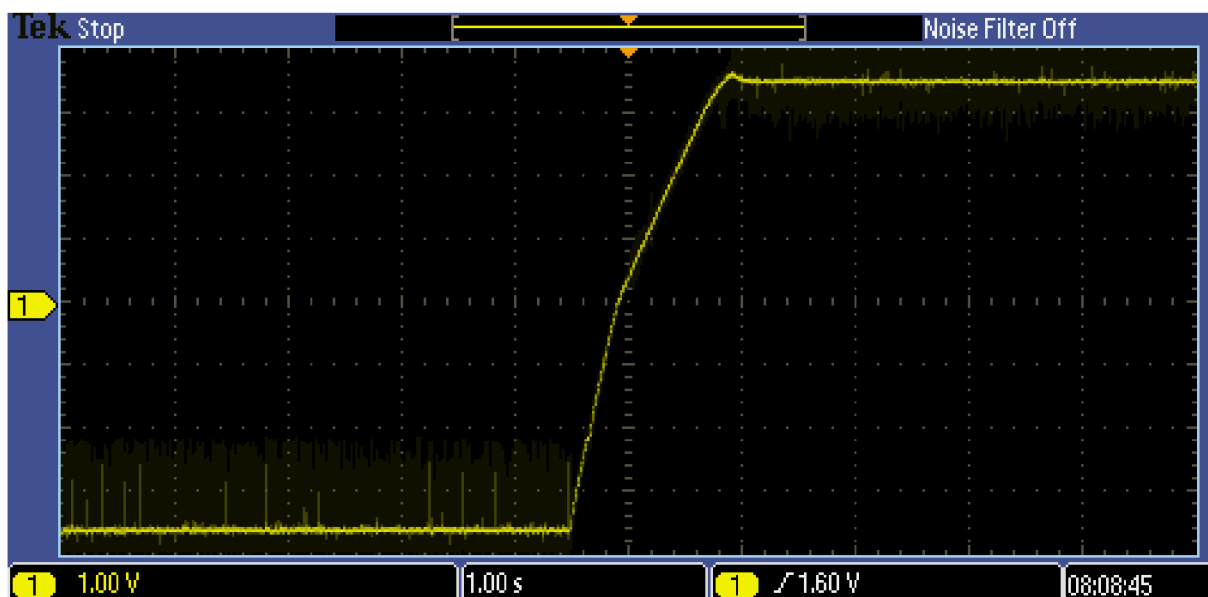
Obrázek 6-8: Unipolární řízení - nulové napětí



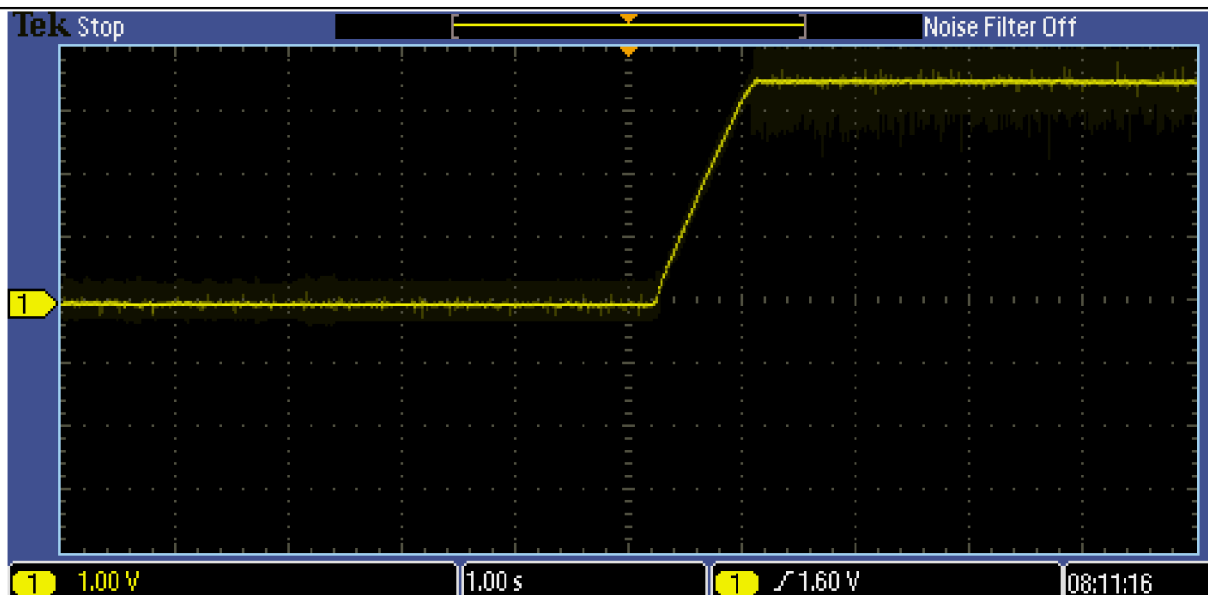
Obrázek 6-9: Unipolární řízení – záporné napětí



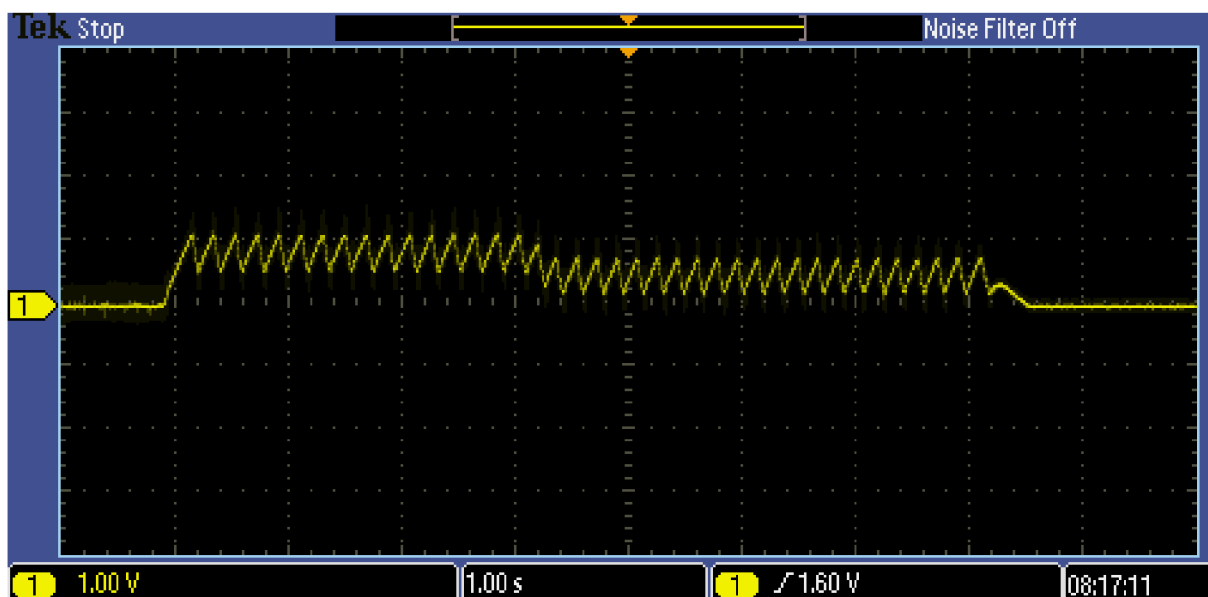
Obrázek 6-10: Unipolární řízení – kladné napětí



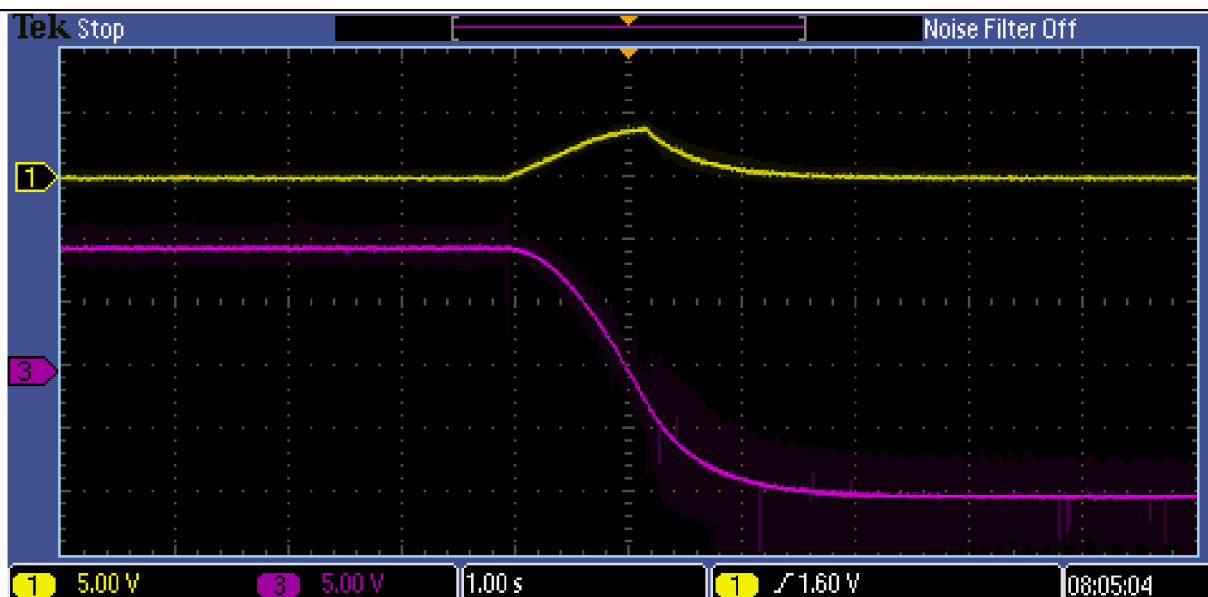
Obrázek 6-11: Odezva na skok otáček z – 100% na 100% (PI regulátor otáček)



Obrázek 6-12: Odezva na skok otáček z 0 na 100% (P regulátor otáček)



Obrázek 6-13: Odezva na skok otáček - rozkmitání soustavy (PI regulátor otáček)



Obrázek 6-14: Odezva na skok polohy z 100% do -100%, žlutá křivka je průběh otáček, fialová průběh polohy

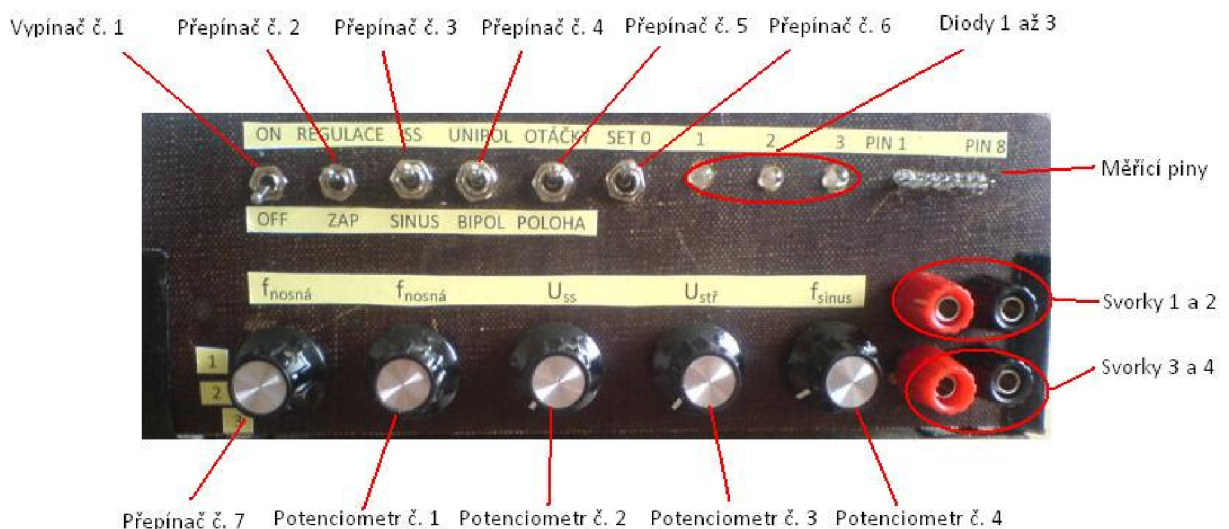
6.2 Obsluha zařízení

Na čelním panelu se nachází celkem sedm přepínačů/vypínačů, čtyři potenciometry, tři led diody, čtyři svorky a osm měřících pinů.

Vypínač č. 1	slouží k zapnutí napájení pro řídicí elektroniku. Je důležité dbát na to, aby byl při připojení zařízení k síti v poloze OFF. Jinak může dojít k vyhození chyby některým z budičů.
Přepínač č. 2	umožňuje připojení nebo odpojení regulačních obvodů
Přepínač č. 3	volba mezi stejnosměrnou nebo sinusovou modulací
Přepínač č. 4	přepínání mezi unipolárním a bipolárním řízením
Přepínač č. 5	přepínání mezi regulací polohy a otáček
Přepínač č. 6	nastavení výchozí polohy
Diody 1 až 3	signalizace chyby na budičích
Měřící piny	slouží k měření následujících veličin v tomto pořadí od pinu 1 až po 8 <ul style="list-style-type: none"> • výstup z generátoru sinusovky • nosná • výstup proudového regulátoru • výstup polohového regulátoru • výstup otáčkového regulátoru • otáčky • poloha

- GND

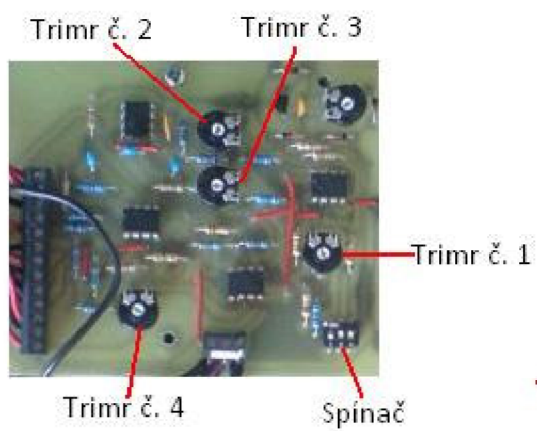
Přepínač č. 7	změna rozsahu frekvence nosné
Potenciometr č. 1	změna frekvence nosné
Potenciometr č. 2	nastavení velikosti stejnosměrného modulačního koeficientu
Potenciometr č. 3	nastavení velikosti sinusového modulačního koeficientu
Potenciometr č. 4	nastavení frekvence sinusového signálu
Svorky 1 a 2	slouží k připojení proudu zátěží, jsou spojeny se snímačem proudu
Svorky 3 a 4	slouží k připojení signálu z tachodynamu, kdy černá svorky je zem a červená je kladný pól



Obrázek 6-15: Popis čelního panelu

Na desce regulací najdeme opět několik nastavovacích prvků

Trimr č. 1	slouží ke změně zesílení P složky otáčkového regulátoru
Trimr č. 2	slouží ke změně velikosti I složky otáčkového regulátoru
Trimr č. 3	slouží ke změně velikosti D složky otáčkového regulátoru
Trimr č. 4	slouží ke změně zesílení polohového regulátoru
Spínač	umožňuje připojování jednotlivých složek otáčkového regulátoru,
	č. 1 je D složka
	č. 2 je I složka
	č. 3 je P složka



Obrázek 6-16: Popis regulační desky

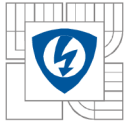
7 ZÁVĚR

Cílem celé práce bylo se seznámit, navrhnout a fyzicky realizovat čtyřkvadrantový měnič. Zájmem práce nebyla silová část měniče, ale jeho řídicí a regulační obvody. Celé zařízení je tvořeno ze třech desek. Tou největší je tzv. „základní deska“, dále jsou zde dvě desky jedna s regulačními obvody a druhá s řídicími obvody. Veškerá elektronika je umístěna v pertinaxovém boxu, na jehož čelním panelu lze ovládat veškeré parametry, pouze nastavení regulátorů je možné provádět pouze na desce pomocí trimrů. To ovšem nijak nestěžuje práci, protože je k nim velmi dobrý přístup. K měření těch nejzajímavějších průběhů je na čelním panelu umístěno několik měřicích pinů. Ty značně zjednoduší používání tohoto přípravku.

„Základní deska“ na sobě nese transformátor a stabilizátory pro napájení veškeré elektroniky. Dále jsou na ní osazeny budiče, v současné době pouze dva. Ty sice plně dostačují pro čtyřkvadrantový měnič, ale deska je naprojektována na tři budiče a to z toho důvodu, že se s ní počítá i pro řízení třífázového střídače. Dále je na desce umístěno několik konektorů. Tím nejdůležitějším je slot pro připojení řídicích modulů. Pouhou výměnou těchto modulů je možné požit tuto „základní desku“ ve spojení s různými typy měničů.

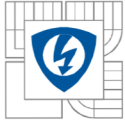
Deska s řídicími obvody se umísťuje do slotu na „základní desce“. Na desce je vytvořena sinusová a stejnosměrná PWM modulace a bipolární a unipolární řízení. Jak je vidět řídicí elektronika umí vytvořit střidu v rozmezí 0 až 1.

Vytvořená regulační struktura umožňuje regulaci proudu, otáček a polohy. Přičemž regulátor proudu je napevno nastavený. Na regulátoru otáček je možné měnit velikost jednotlivých složek PID regulátoru zvláště a je i možné je vyřadit úplně z provozu. Co se týká regulátoru polohy, je možné měnit jeho zesílení jen v malém rozsahu. Při samotném nastavování regulátorů se potvrdilo, že použité početní metody jsou velmi dobrým přiblížením pro reálné nastavení. Na jednotlivých grafech je možné vidět chování soustavy při různých nastavení regulátorů.



LITERATURA

- [1] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, Sv. I, Tepelné jevy, činný výkon. 2005. 61 s. Skriptum FEKT VUT Brno.
- [2] Patočka M.: Vybrané statě z výkonové elektroniky, Sv. II, Pulsní měniče bez transformátoru. 2005. 109 s. Skriptum FEKT VUT Brno.
- [3] Vorel P., Procházka P.: Řídící členy v elektrických pohonech. 2009. 101 s. El. skriptum FEKT VUT Brno.
- [4] Patočka M., Vorel P.: Řídící elektronika - aktivní obvody (2. díl). 2006. 154 s. El. skriptum FEKT VUT Brno.
- [5] Patočka M., Burian F.: Sběrka řešených příkladů z řídicí elektroniky. 2006. 63 s. El. skriptum FEKT VUT Brno.
- [6] Alldatasheet [online]. 2003 [cit. 2010-04-13]. SKHI22A datasheet. Dostupné z WWW: <<http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/217573/SEMIKRON/SKHI22A.html>>.
- [7] Skalický J.: Teorie řízení. 2002. 103 s. El. skriptum FEKT VUT Brno.
- [8] KONEČNÝ, Patrik. Regulace rychlosti stejnosměrného pohonu. [s.l.], 1999. 62 s. Bakalářská práce. FEKT VUT.

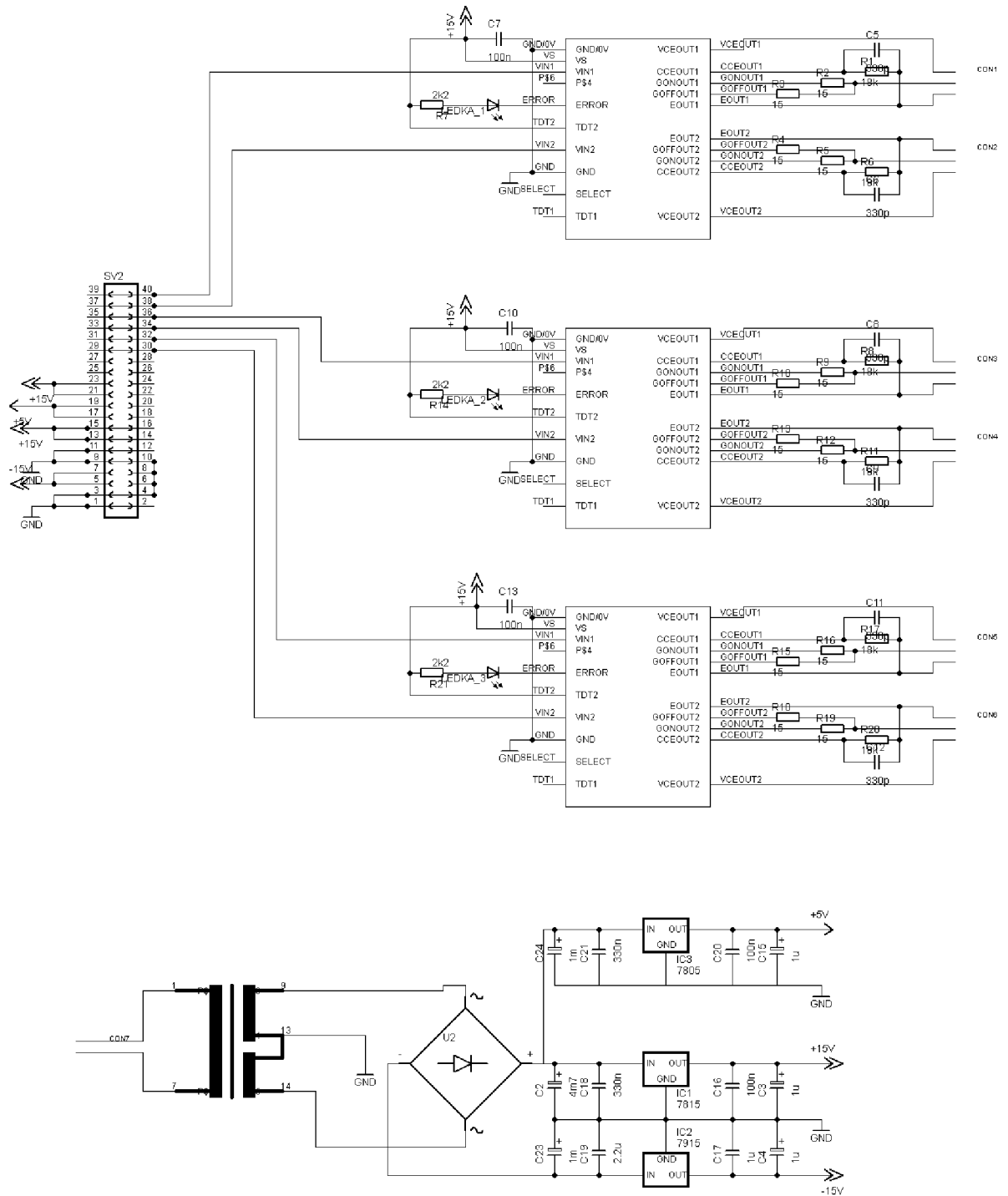


SEZNAM PŘÍLOH

<i>Příloha č. 1 – Zapojení základní desky</i>	<i>62</i>
<i>Příloha č. 2 – DPS základní desky</i>	<i>63</i>
<i>Příloha č. 3 – Zapojení dead timu</i>	<i>64</i>
<i>Příloha č. 4 – Schéma řídicí desky</i>	<i>65</i>
<i>Příloha č. 5 – DPS řídicí desky</i>	<i>66</i>
<i>Příloha č. 6 – Schéma regulačních obvodů</i>	<i>67</i>
<i>Příloha č. 7 – DPS regulační desky</i>	<i>68</i>
<i>Příloha č. 8 – pohled na hotové zařízení</i>	<i>69</i>

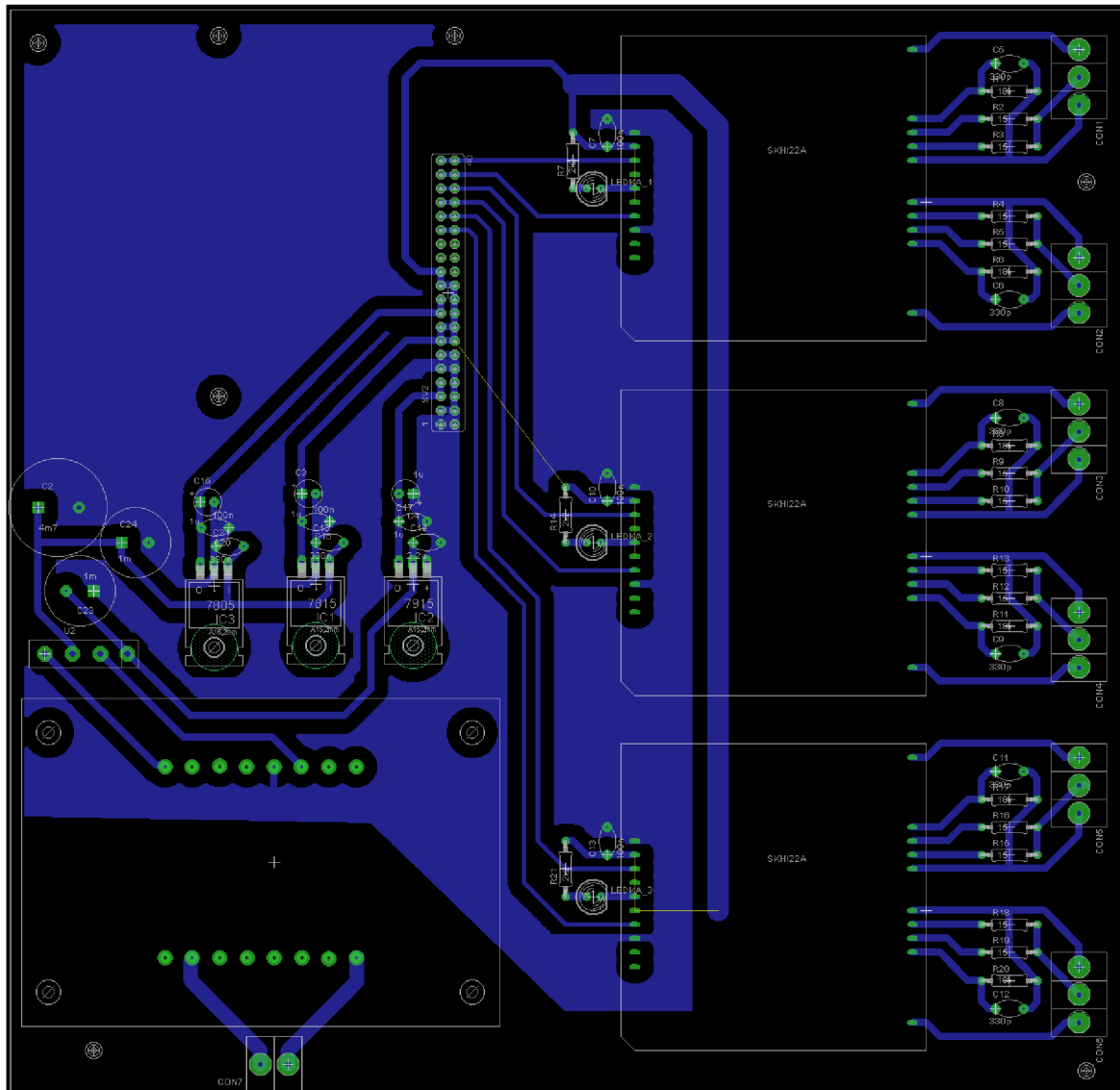
PŘÍLOHY

Příloha č. 1 – Zapojení základní desky



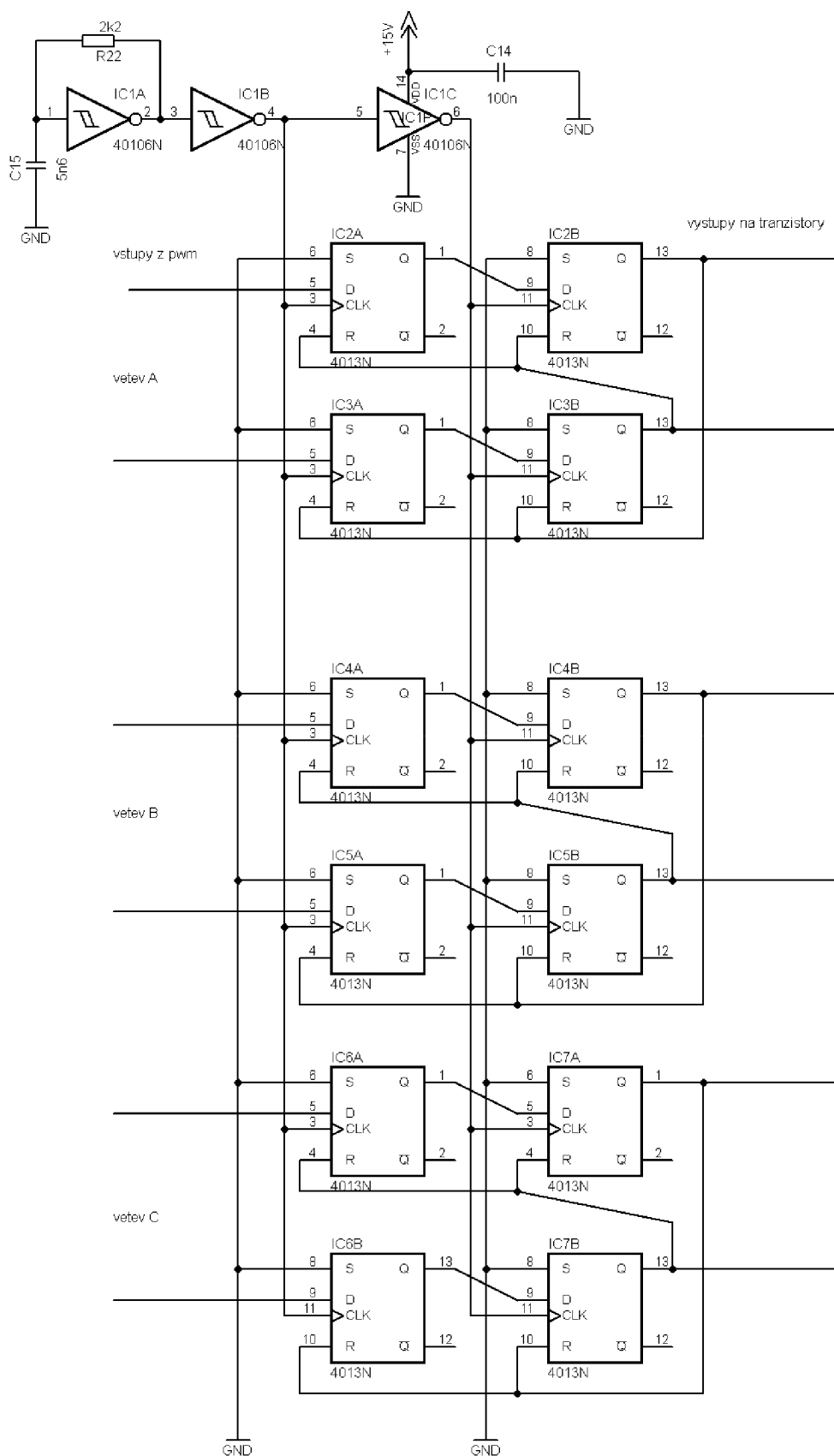
Obrázek 1: Zapojení základní desky

Příloha č. 2 – DPS základní desky



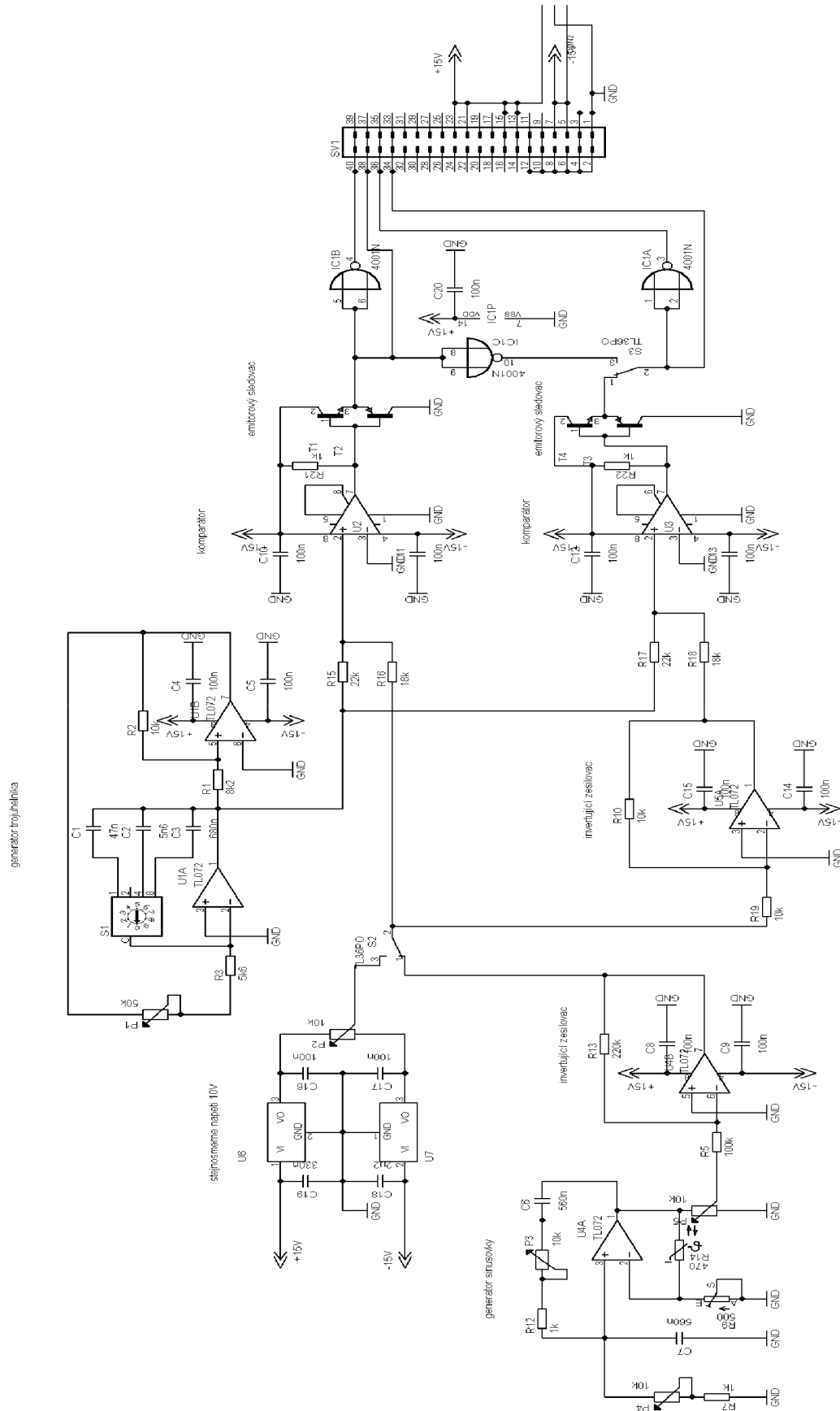
Obrázek 2: Obrázek plošného spoje základní desky

Příloha č. 3 – Zapojení dead timu



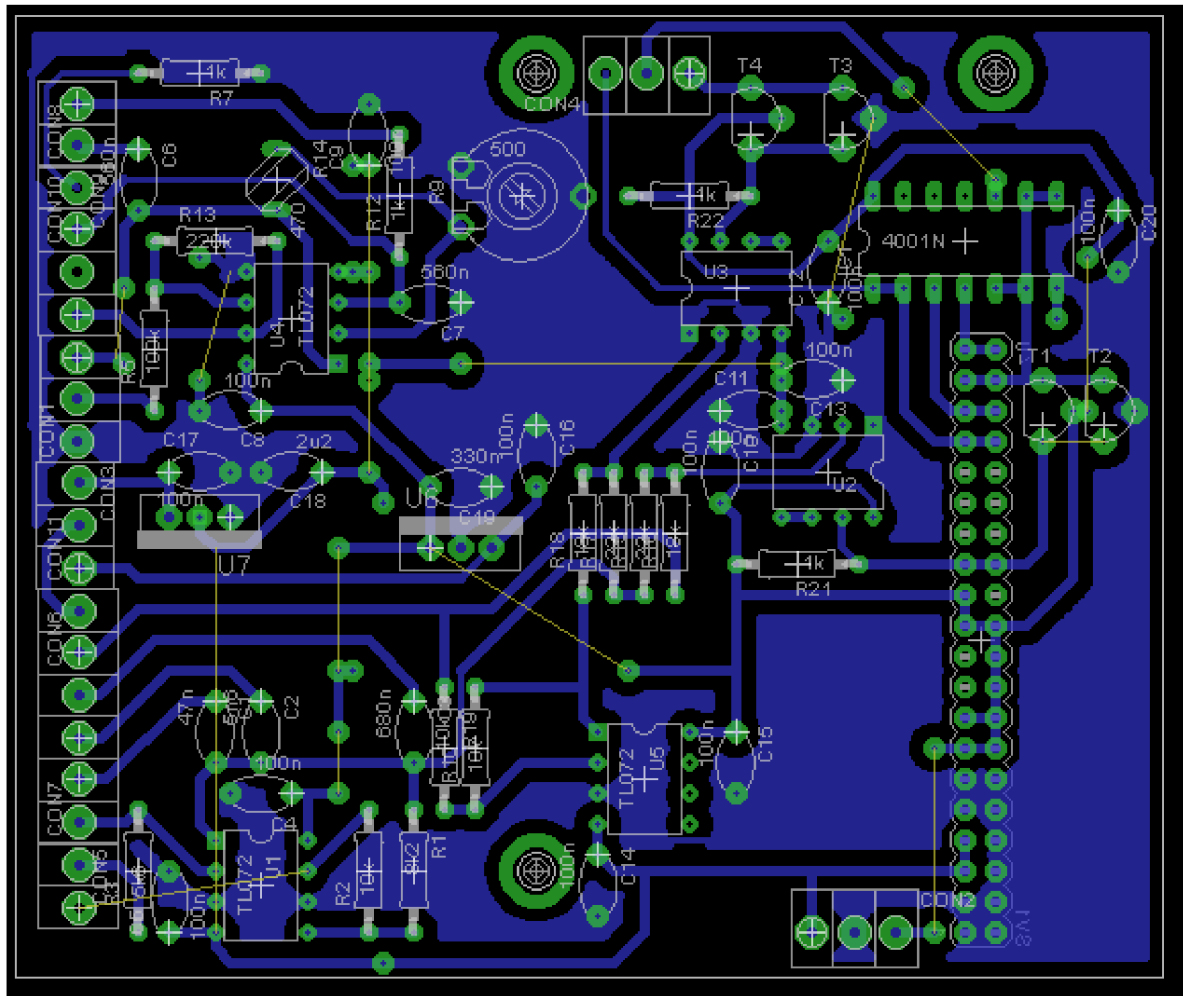
Obrázek 3: Zapojení dead timu

Příloha č. 4 – Schéma řídicí desky



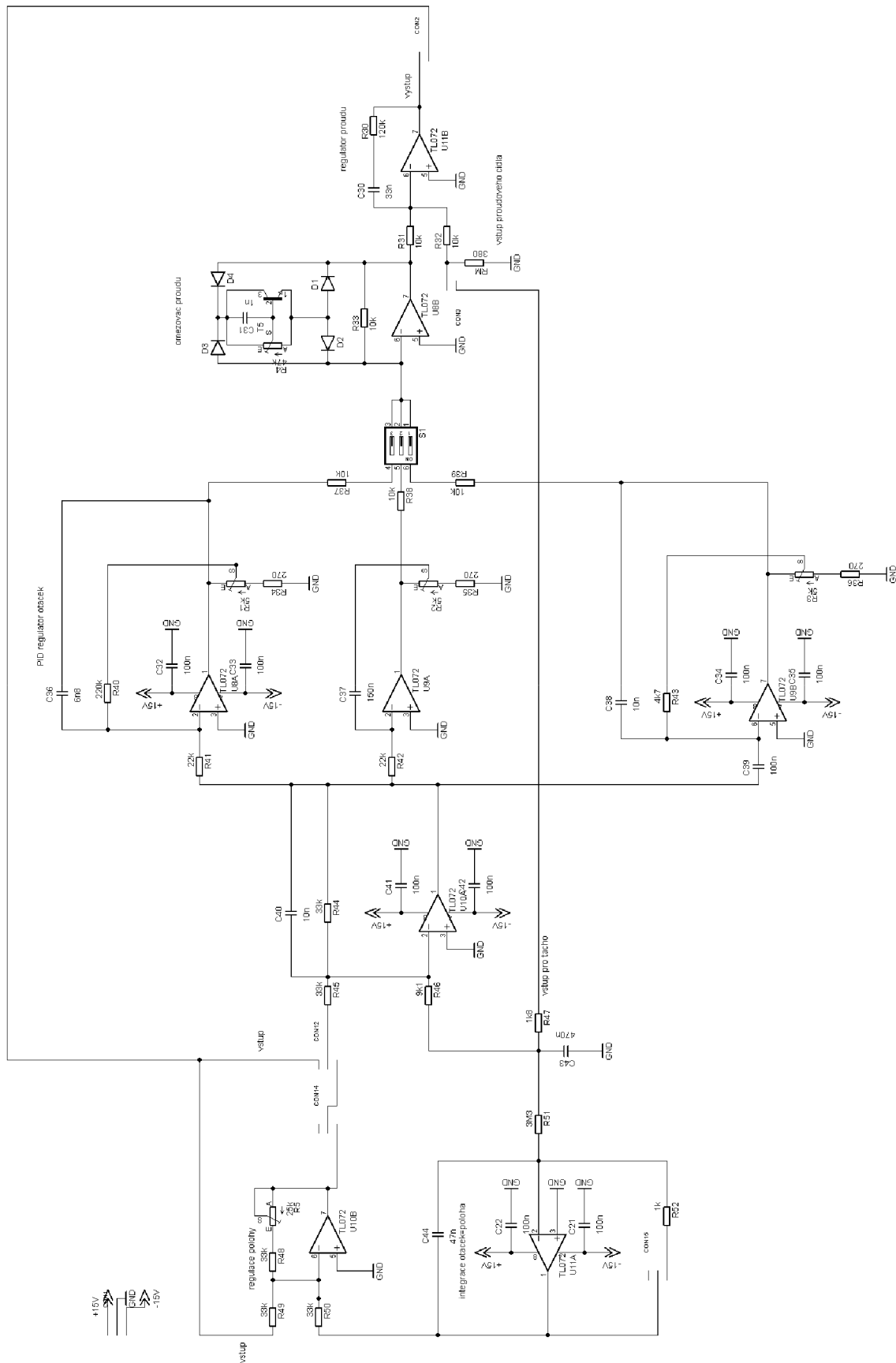
Obrázek 4: Zapojení řídicí desky

Příloha č. 5 – DPS řídicí desky



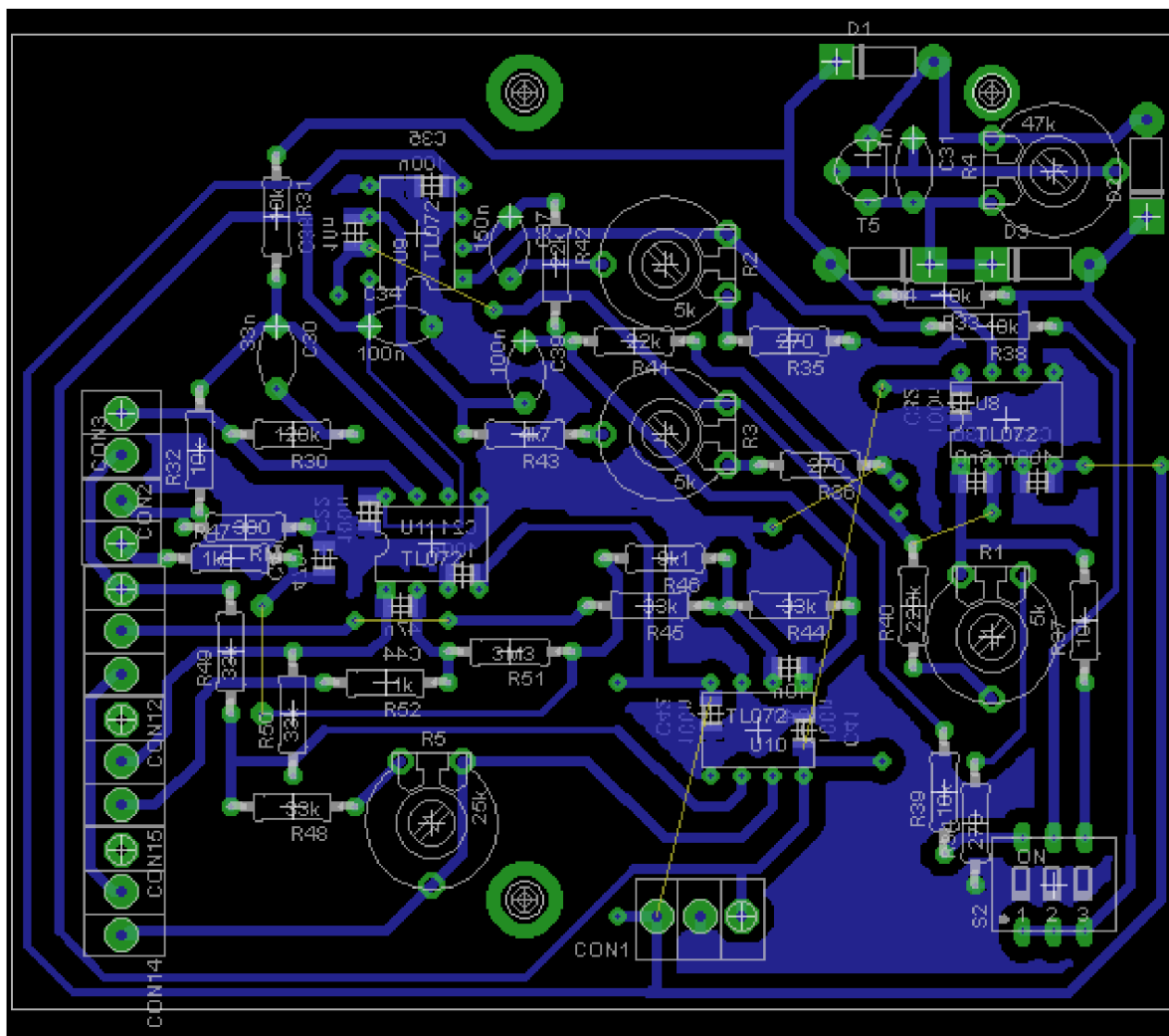
Obrázek 5: Obrázek plošného spoje řídicí desky

Příloha č. 6 – Schéma regulačních obvodů



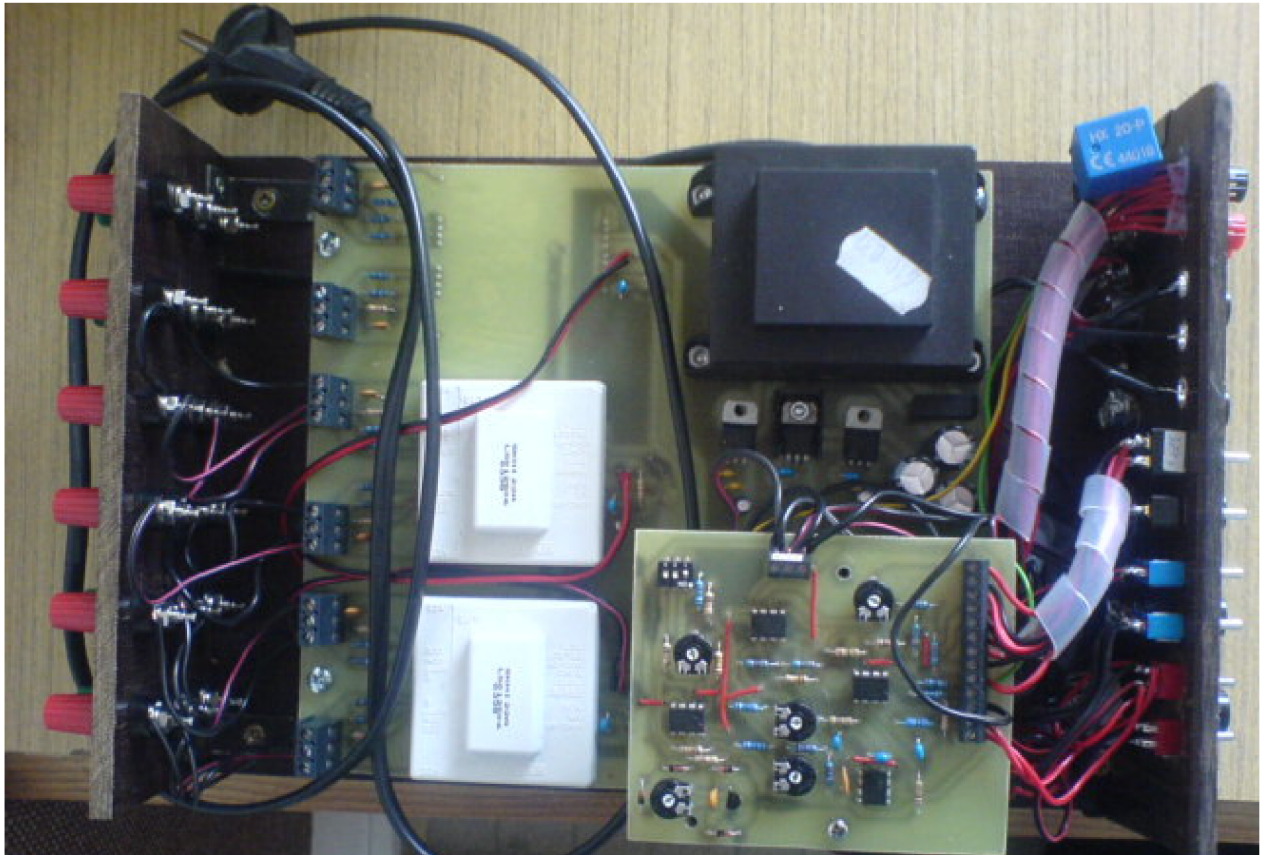
Obrázek 6: Zapojení regulátorů

Příloha č. 7 – DPS regulační desky



Obrázek 7: Obrázek plošného spoje desky s regulátory

Příloha č. 8 – pohled na hotové zařízení



Obrázek 8: Výsledné zařízení