



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI  
Fakulta mechatroniky, informatiky  
a mezioborových studií



# Spínaný regulovatelný zdroj napětí

## Bakalářská práce

*Studijní program:* B2612 – Elektrotechnika a informatika  
*Studijní obor:* 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

*Autor práce:* **Lukáš Eichler**  
*Vedoucí práce:* **Ing. Miroslav Novák, Ph.D.**



## ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Lukáš Eichler**  
Osobní číslo: **M13000039**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektronické informační a řídicí systémy**  
Název tématu: **Spínaný regulovatelný zdroj napětí**  
Zadávací katedra: **Ústav mechatroniky a technické informatiky**

### Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Seznamte se s problematikou spínaných zdrojů prostudováním odborné literatury, časopisů a firemní dokumentace.
2. Navrhněte obvodovou koncepci čtyř-kvadrantového spínaného zdroje s regulovatelným výstupním napětím -20 až +20 V, 2A. Proveďte detailní návrh zdroje, zvolte vhodné součástky a vypracujte podklady pro výrobu zdroje (schéma, plošný spoj, seznam součástek).
3. Navržený zdroj realizujte a změřte jeho parametry.

Rozsah grafických prací: **dle potřeby dokumentace**  
Rozsah pracovní zprávy: **cca 30–40 stran**  
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**  
Seznam odborné literatury:

- [1] KREJČIŘÍK, A. Napájecí zdroje I, II, III. Praha: BEN - technická literatura, 1998, 2000.
- [2] FAKTOR, Z. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje, Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [3] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení. Skriptum. Brno: VUT v Brně, 2001.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Miroslav Novák, Ph.D.**  
Ústav mechatroniky a technické informatiky

Datum zadání bakalářské práce: **10. října 2015**  
Termín odevzdání bakalářské práce: **16. května 2016**

  
prof. Ing. Václav Kopecký, CSc.  
děkan



  
doc. Ing. Milan Kolář, CSc.  
vedoucí ústavu

V Liberci dne 10. října 2015

## Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na můj bakalářský projekt se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.


Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mého bakalářského projektu pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li bakalářský projekt nebo poskytnu-li licenci k jeho využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Bakalářský projekt jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mého bakalářského projektu a konzultantem.

Současně čestně prohlašuji, že tištěná verze projektu se shoduje s elektronickou verzí, vloženou do IS STAG.

Datum: 16.5.2016

Podpis: 



## **Poděkování**

Chtěl bych poděkovat vedoucímu bakalářské práce panu Ing. Miroslavu Novákovi Ph.D. za velmi cenné rady a velkou pomoc při řešení práce.

Rád bych poděkoval společnosti ČEZ a.s. za finanční podporu mé bakalářské práce, ze které byla financována výroba plošného spoje a elektronické součástky.



## Abstrakt

Tato bakalářská práce se má zabývat návrhem a realizací spínaného regulovatelného zdroje s rozsahem napětí od -20 V do +20 V. V první části se zabývám teoretickým rozбором návrhu regulovatelného spínaného zdroje. Popisuji zde, jak lze navrhnout generátor pulsní šířkové modulace. Dále zde popisuji, jak lze sestavit čtyř-kvadrantový spínaný zdroj a jakou má splňovat funkci, aby se mohl čtyř-kvadrantovým nazývat. Také zde popisuji možnosti řízení, bipolární a unipolární a jejich výhody/nevýhody. Rozebírám zde funkci budiče tranzistorů a možnosti ochrany tranzistorů proti nadproudu. V druhé části se zabývám návrhem spínaného regulovatelného zdroje. Simuluji zde bipolární a unipolární řízení H-mostu. Po odsimulování se zabývám návrhem jednoho možného řešení. Popisuji celé navržené schéma měniče a jeho jednotlivé části. Na konci této části popisuji návrh plošného spoje. Ve třetí části se zabývám realizací měniče navrženého v předchozí části. Popisuji zde hlavně naměřené průběhy při ožívování plošného spoje, jejich význam a funkci spínaného regulovatelného zdroje. Závěrem bych chtěl dodat, že navržený spínaný zdroj funguje v rozsahu  $\pm 20$  V při proudu 2 A, jak je předepsáno v zadání.

## Klíčová slova

Spínaný regulovatelný zdroj, PWM modulace, Bipolární řízení, Unipolární řízení, H-můstek.

## Abstract

This thesis deals with design and realization of switched controllable source with a voltage range from -20 V to +20 V. The first part focuses on the theoretical analysis of the controllable switching source. In this part I describe how to design a generator of a pulse width modulation. Then I describe how to construct four-quadrant power supply. I analyze bipolar and unipolar control strategies and their advantages and disadvantages. I analyze function of the transistor drivers and methods how to protect transistors against over-current. The second part of thesis deals with the design of switched controllable source. I simulate bipolar and unipolar control of H-bridge. After simulation I suggest one possible solution. I describe the whole scheme of suggested converter and his individual parts. At the end of this section I describe the PCB. The third part deals with the realization of switched controllable source proposed in the previous section. Here I describe the waveforms measured at the source, their meaning and function switched controllable source. Finally, I would like to add that designed switching power source works in the range of  $\pm 20$  V at a current of 2 A, as prescribed in the assignment.

## Key words

Switching controllable source, PWM, bipolar control, unipolar control, H-bridge.



# Obsah

Úvod.....	12
1. Teoretická část .....	13
1.0. Vytváření pulsní šířkové modulace PWM.....	13
1.1. Čtyřkvadrantový měnič.....	14
1.2. Bipolární řízení čtyřkvadrantového měniče.....	15
1.2.1. Tok proudů v můstku .....	16
1.3. Unipolární řízení čtyřkvadrantového měniče.....	17
1.3.1. Tok proudů v můstku .....	19
1.4. Porovnání unipolárního a bipolárního řízení.....	20
1.5. Budiče tranzistorů .....	22
1.5.1. Budiče bez galvanického oddělení.....	23
1.6. Ochrana tranzistorů .....	24
1.6.1. Tavné pojistky.....	24
1.6.2. Elektronické ochrany .....	25
2. Návrh měniče .....	27
2.0. Simulace bipolárně řízeného H-můstku .....	27
2.0.1. Simulace – sinusový modulační signál .....	28
2.0.2. Simulace – konstantní modulační signál.....	28
2.0.3. Simulace – jedna perioda průběhu .....	29
2.1. Simulace unipolárně řízeného H-můstku .....	29
2.1.1. Simulace – konstantní modulační signál.....	30
2.1.2. Simulace – jedna perioda průběhu .....	30
2.2. Schéma navrženého spínaného zdroje.....	32
2.3. Seznam součástek .....	34
2.4. Budič LT1158 .....	35
2.4.1. Nadproudová ochrana tranzistorů H-můstku .....	37
2.4.2. Ovládací logika budičů .....	37



2.5.	Arduino nano V 3.0.....	38
2.6.	Program ve vývojovém prostředí arduina .....	38
2.6.1.	Snímání analogových signálů.....	40
2.6.2.	Měření napájecího napětí .....	40
2.6.3.	Snímání požadované hodnoty .....	41
2.6.4.	Měření proudu H-můstkem .....	41
2.6.5.	Ochrana proti přepětí v meziobvodu.....	42
2.6.6.	Generování PWM signálu .....	43
2.7.	Návrh plošného spoje.....	43
2.8.	Svorkovnice pro rozšíření .....	44
3.	Realizace měniče.....	46
3.1.	Osazení plošného spoje.....	46
3.2.	Měření parametrů měniče .....	47
3.3.	Měření účinnosti .....	51
4.	Závěr .....	53
	Literatura.....	54
	Přílohy.....	55





## Seznam ilustrací

Obrázek 1: Pulsní šířková modulace.....	13
Obrázek 2: Čtyřkvadrantový měnič .....	14
Obrázek 3: Čtyřkvadrantový měnič - H-můstek .....	15
Obrázek 4: Obvod bipolárního řízení.....	15
Obrázek 5: Spínání tranzistorů při bipolárním řízení.....	16
Obrázek 6: Proudů můstkem - první a třetí pracovní kvadrant měniče.....	16
Obrázek 7: Proudů můstkem - druhý a čtvrtý pracovní kvadrant měniče.....	17
Obrázek 8: Obvod unipolárního řízení.....	18
Obrázek 9: Spínání tranzistorů při unipolárním řízení.....	19
Obrázek 10: Nulový vektor - druhý pracovní kvadrant měniče.....	19
Obrázek 11: Nulový vektor - čtvrtý pracovní kvadrant měniče.....	20
Obrázek 12: Měření proudu bipolárního a unipolárního řízení.....	20
Obrázek 13: Rozdíl frekvence spínání unipolárního a bipolárního zapojení .....	21
Obrázek 14: Obsah vyšších harmonických unipolárního a bipolárního řízení .....	22
Obrázek 15: Schematické zapojení budiče do obvodu.....	23
Obrázek 16: Schematické zapojení budiče bez galvanického oddělení.....	24
Obrázek 17: H - můstek s tavnou pojistkou.....	24
Obrázek 18: Elektronická ochrana .....	25
Obrázek 19: Schéma kombinační logiky .....	26
Obrázek 20: Simulační schéma H-můstku s PWM modulací .....	27
Obrázek 21: Simulace – bipolární řízení - sinusový modulační signál.....	28
Obrázek 22: Simulace - bipolární řízení - konstantní modulační signál .....	28
Obrázek 23: Simulace – bipolární řízení - jedna perioda průběhu.....	29
Obrázek 24: Simulační schéma H-můstku s unipolárním řízením.....	29
Obrázek 25: Simulace - unipolární řízení - konstantní modulační signál .....	30
Obrázek 26: Simulace - unipolární řízení - jedna perioda průběhu .....	30
Obrázek 27: Schéma navrženého měniče.....	32
Obrázek 28: Schéma zapojení budiče LT1158 .....	35
Obrázek 29: Pouzdro LT1158.....	35
Obrázek 30: Schéma zapojení logického obvodu .....	37
Obrázek 31: Využití pinů arduina .....	38
Obrázek 32: Napěťový dělič pro měření napájecího napětí.....	41
Obrázek 33: Napěťový dělič pro měření požadované hodnoty.....	41



Obrázek 34: Schéma snímání proudu H-můstkem.....	42
Obrázek 35: Schéma ochranného obvodu.....	42
Obrázek 36: Plošný spoj .....	44
Obrázek 37: Svorkovnice rozšíření.....	44
Obrázek 38: Osazený plošný spoj v krabičce .....	46
Obrázek 39: krabička pohled zepředu a ze zadu.....	46
Obrázek 40: Měření proudu a napětí na zátěži (nízké zatížení).....	47
Obrázek 41: Měření proudu a napětí na zátěži (vysoká zátěž) .....	47
Obrázek 42: Měření napětí a proudu na výstupu při zkratu výstupu .....	48
Obrázek 43: Měření napětí a proudu.....	48
Obrázek 44: Měření spínacího procesu spodního tranzistoru .....	49
Obrázek 45: Vypínání dolního tranzistoru.....	49
Obrázek 46: Zapínání spodního tranzistoru .....	50
Obrázek 47: Měření napětí a proudu na výstupu s odporovou zátěží .....	50
Obrázek 48: Schéma zapojení měřících přístrojů .....	51
Obrázek 49: Graf účinnosti měniče.....	52

## Seznam tabulek

Tabulka 1: Seznam součástek .....	34
Tabulka 2: Měření účinnosti .....	51



## Seznam symbolů a zkratek

PWM (pulse width modulation)	Pulsní šířková modulace
MOSFET	Tranzistor řízený elektrickým polem
SMD	Součástka pro povrchovou montáž
EAGLE	Program pro návrh plošných spojů
$U_{mod}$	Modulační napětí
$U_{nos}$	Nosné napětí
$U_d$	Napětí meziobvodu
$U_Z$	Napětí na zátěži
$I_Z$	Proud do zátěže
KL	Kombinační logika
SL	Sekvenční logika
NOR	Logické hradlo – negace logického součtu
RS	Asynchronní klopný obvod
OZ	Operační zesilovač
TTL	Tranzistorově tranzistorová logika
USB	Univerzální sériová sběrnice
I/O	Vstup/Výstup
A/D	Analogově/digitální převodník
GND	Zem
VCC	Napájecí napětí
X	Počet digitálních hodnot A/D převodu
q	Kvantizační krok
$U_{REF}$	Referenční napětí
$I_Z$	Proud do zátěže
$U_A$	Napětí na pinu arduina
$\eta$	Účinnost
T	Perioda
f	Frekvence



$T_{HA}$	Horní tranzistor můstku větev A
$T_{DA}$	Dolní tranzistor můstku větev A
$T_{HB}$	Horní tranzistor můstku větev B
$T_{DB}$	Dolní tranzistor můstku větev B
$T_B$	Tranzistor spínající brzdící odpor
$R_B$	Brzdící odpor
t	Čas
M	Moment
$\omega$	Úhlová rychlost
P. hladiny	Posouvač hladiny
K	Signál o překročení limitu proudu
F	Pojistka
$R_m$	Měřicí odpor (bočník)
$R_{Sense}$	Měřicí odpor (bočník)
$R_{V1}$	Rezistor napěťového děliče
$R_{V2}$	Rezistor napěťového děliče
$R_1$	Rezistor napěťového děliče
$R_2$	Rezistor napěťového děliče



# Úvod

Tato práce se zabývá návrhem spínaného regulovatelného zdroje s parametry  $\pm 20$  V a 2 A. To znamená výkon 40 W. Tento zdroj je určen k řízení menších motorů, např.: mikrovrtáčka nebo model vláček a podobně výkonných motorků. Otáčky těchto stejnosměrných motorů jsou řízeny velikostí napětí, které bude dodávat spínaný regulovatelný zdroj. Zdroj musí být čtyřkvadrantový, aby mohla obsluha nejen zvyšovat otáčky přidáním napětí, ale i snižovat otáčky odebráním energie z motoru.

Téma spínaných zdrojů je velmi dobře popsáno v různých literárních zdrojích, například v knihách od Miroslava Patočky [1] a [2], ze kterých jsem čerpal mnoho informací o jednotlivých částech měniče. Téma je tak rozšířené, že se o něm dají snadno zjistit informace i na internetových blozích. Dave Wilson popisuje velmi jednoduše možnosti řízení tranzistorů H-můstku na webových stránkách uvedených v literatuře pod čísly [3] až [7].

Cílem práce je vyhledat v dostupných literárních pramenech vhodné řešení, a to realizovat. S ohledem na oblast použití je hlavním kritériem robustnost měniče, hlavně jeho odolnost vůči zkratu, odolnost proti přetížení a zpětnému toku energie z motoru.

Bakalářskou práci jsem rozdělil do několika částí. V první části se věnuji teoretickému rozboru návrhu spínaného regulovatelného zdroje. Popisují zde tvorbu pulsní šířkové modulace pomocí analogové elektroniky a sestavení čtyř-kvadrantového zdroje z tranzistorů zapojených do H-můstku. Rozebírám zde možnosti řízení tohoto můstku a jejich vzájemné výhody a nevýhody. Dále popisují funkci budičů a ochranu tranzistorů proti nadproudu.

V druhé části se věnuji praktickému návrhu spínaného regulovatelného zdroje se zadanými parametry  $\pm 20$  V při 2 A. Nejprve, pro lepší pochopení dějů při bipolárním nebo unipolárním řízení H-můstku, simuluji oba druhy řízení v programu Micro-Cap. Poté se zabývám návrhem jedné možné varianty zdroje. V této části je schéma navrženého měniče s tabulkou použitých součástek. Jsou zde popsány důležité součásti obvodu – použité budiče, vývojový kit arduino nano, program nahraný do arduina a snímání analogových signálů. Na konci této části se věnuji návrhu plošného spoje v programu EAGLE.

Ve třetí části se věnuji popisu naměřených průběhů při oživování spínaného regulovatelného zdroje navrženého v předchozí části.



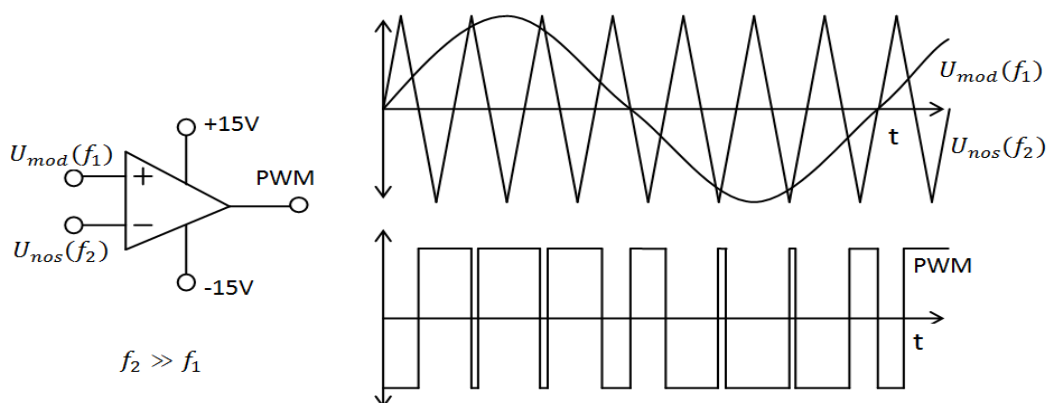
# 1. Teoretická část

V této části se zabývám teoretickým rozбором problematiky. Popisuji zde pulsní šířkovou modulaci, čtyřkvadrantový měnič, možnosti řízení měniče a ochrany tranzistorů.

## 1.0. Vytváření pulsní šířkové modulace PWM

Pulsní šířková modulace se ve výkonové elektronice využívá ke spínání tranzistorů. Tyto tranzistory mají nízké výkonové ztráty ve dvou stavech – sepnuto/rozepnuto. Při stavu sepnuto protéká tranzistorem proud, ale úbytek napětí na tranzistoru se rovná saturačnímu napětí, které je poměrně malé, proto na něm nevznikají téměř žádné výkonové ztráty. Při stavu rozepnuto je na tranzistoru napětí, ale neprotéká jím žádný proud, proto v tomto stavu nemá žádné výkonové ztráty. Problém nastává, když tranzistor přechází z jednoho do druhého stavu přes oblast velkých výkonových ztrát. Tyto ztráty se zvětšují s rostoucí frekvencí spínání. Pulsní šířková modulace přivádí na tranzistor dvoustavový signál, díky kterému tranzistor přechází z jednoho stavu do druhého velmi rychle.

Nyní si vysvětlíme jeden ze základních způsobů vytváření pulsní šířkové modulace pro řízení měničů. Principiálně nejjednodušší a zároveň nejkvalitnější pulsní šířkový modulátor je komparátor bez hystereze. Na jeden vstup komparátoru přivedeme nízkofrekvenční sinusový signál  $U_{mod}(f_1)$ . Tento signál se nazývá modulační. Na druhý vstup přivedeme vysokofrekvenční trojúhelníkový signál  $U_{nos}(f_2)$ . Tento signál se nazývá nosný. Pro kvalitní modulaci musí mít tento signál minimálně o jeden, nejlépe až o dva řády větší frekvenci než modulační nf. signál. Na výstupu takto zapojeného komparátoru se objeví dvoustavový signál, který mění svou hodnotu mezi kladným a záporným saturačním napětím operačního zesilovače. Tento signál vznikl na dvoustavové nelinearitě, kterou je v našem případě komparátor.



Obrázek 1: Pulsní šířková modulace



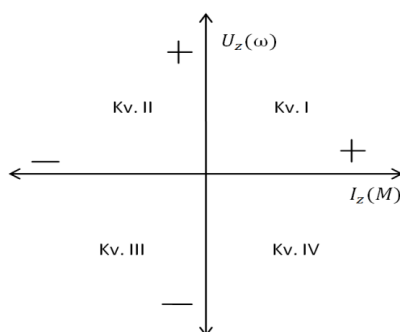
Na obrázku 1 vidíme princip pulsní šířkové modulace s komparátorem. Na časovém průběhu vidíme, že se výsledný signál překlápí do kladné saturace vždy, když má nízkofrekvenční modulační sinusový signál vyšší hodnotu než vysokofrekvenční trojúhelníkový signál.

PWM generátor může být sestaven také z číslicových obvodů. Tzv. digitální komparátor porovnává logické hodnoty na svých vstupech a výstup bude odpovídat tomu, které číslo bude větší. Jeden vstup analogicky odpovídá nízkofrekvenčnímu signálu a druhý vstup vysokofrekvenčnímu.

Pro generování pulsně šířkově modulovaného signálu můžeme také využít některý z integrovaných obvodů, například IO 555.

## 1.1. Čtyřkvadrantový měnič

Tento měnič, jak už název napovídá, pracuje ve všech čtyřech kvadrantech. Pokud je k tomuto měniči připojen ss. motor, pak bude tato aktivní zátěž (motor) pracovat ve čtyřech různých režimech. Aktivní zátěž má totiž v náhradním schématu nejen odpor  $R$  a indukčnost  $L$ , ale také vnitřní zdroj napětí  $U_i$ . Proto může motor pracovat nejen v motorickém, ale i v generátorickém režimu. V motorickém režimu pracuje motor v prvním a třetím kvadrantu, kdy elektrickou energii odebírá ze zdroje a spotřebovává. Proud procházející motorem je úměrný zatěžovacímu momentu. V generátorickém režimu pracuje motor ve druhém a čtvrtém kvadrantu, kdy elektrickou energii vyrábí. Naindukované napětí je úměrné velikosti úhlové rychlosti  $\omega$ .

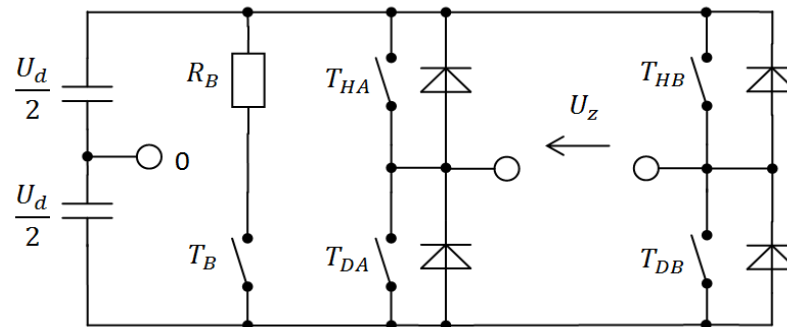


Obrázek 2: Čtyřkvadrantový měnič

Při generátorickém režimu se vrací energie z motoru přes měnič zpět do zdroje. To není problém, když je zdrojem akumulátor, který tuto energii využije k dobíjení (rekuperaci). Problém nastává, když je zdrojem pro měnič síťový zdroj. Do tohoto zdroje se pak dostává indukované napětí, které nabíjí kondenzátor. Při překročení napětí sítě se uzavřou usměrňovací diody a napětí na kondenzátoru dále neomezeně roste. Toto indukované napětí může způsobit destrukci kondenzátoru. Proto musíme paralelně ke kondenzátoru připojit odpor, který tuto energii spotřebuje.



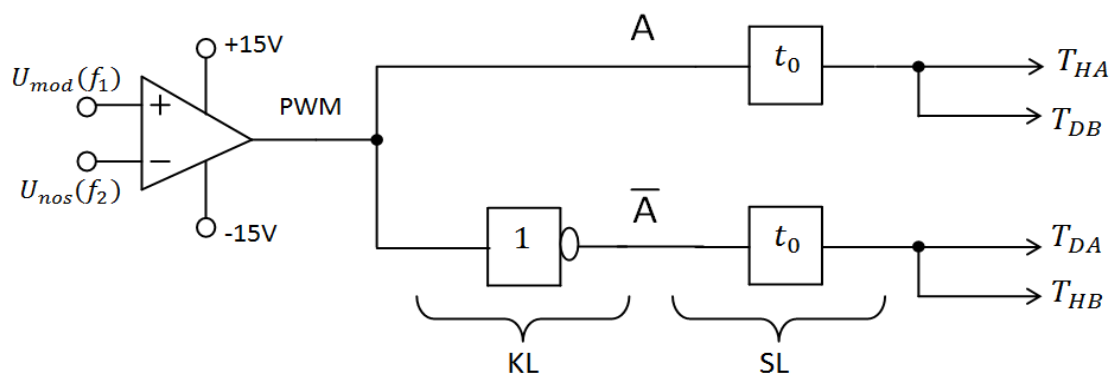
Na obrázku 3 vidíme čtyřkvadrantový měnič zapojený jako H-můstek. Toto zapojení je možno řídit bipolárně či unipolárně.



Obrázek 3: Čtyřkvadrantový měnič - H-můstek

## 1.2. Bipolární řízení čtyřkvadrantového měniče

Na obrázku 4 vidíme řídicí obvod bipolárního zapojení čtyřkvadrantového měniče. Tranzistory jsou v bipolárním řízení spínány v úhlopříčce –  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$  nebo  $T_{DA}$  a  $T_{HB}$ .



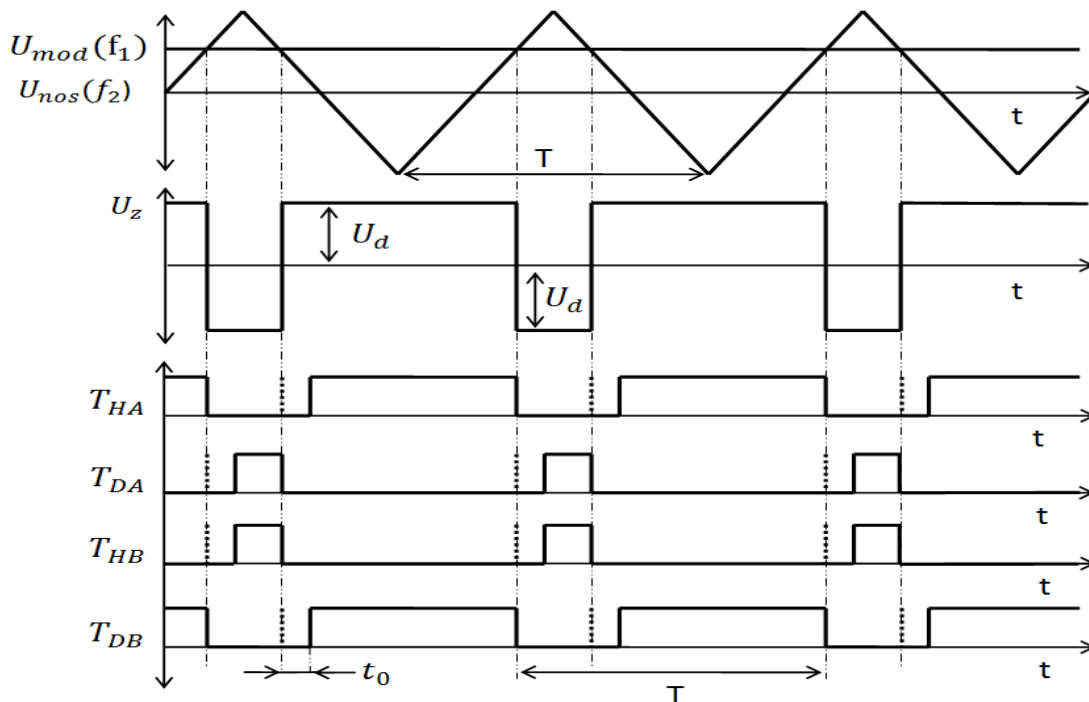
Obrázek 4: Obvod bipolárního řízení

Mezi tranzistory a komparátorem je vložena kombinační logika, v tomto případě jeden invertor, a sekvenční logika, která nám zajišťuje časový odkok  $t_0$  (tzv. dead time). Tento časový odkok je důležitý. Kdyby byl časový odkok kratší než doba vypínání tranzistoru, docházelo by k sepnutí obou tranzistorů v jedné větvi najednou a tranzistory by protékal zkratový proud. To by vedlo k destrukci tranzistorů. Velikost  $t_0$  závisí na typu použitých tranzistorů.

Tranzistory slouží jen k zesílení pulsně šířkově modulovaného signálu. Můžeme říct, že napětí na zátěži je přímo úměrné napětí na výstupu z komparátoru. Napětí na zátěži nabývá hodnot  $\pm U_d$ .





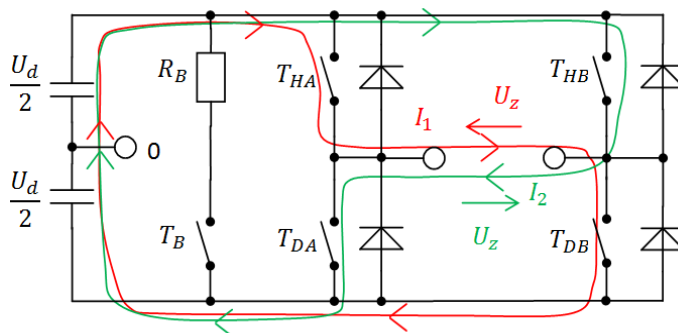


Obrázek 5: Spínání tranzistorů při bipolárním řízení

### 1.2.1. Tok proudů v můstku

Můstek, jak jsem probíral v kapitole 1.1, může pracovat v motorickém a generátorickém režimu. Tok proudu můstkem je popsán zde při obou režimech a při obou možnostech polarity výstupního napětí.

Motorický režim:



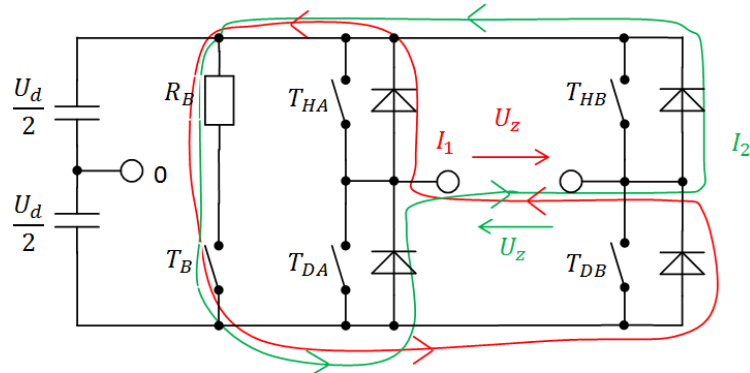
Obrázek 6: Proudy můstkem - první a třetí pracovní kvadrant měniče

Na obrázku 6 vidíme cesty, kudy se šíří proudy při motorickém režimu. V prvním pracovním kvadrantu měniče teče můstkem proud  $I_1$  (na obrázku vyznačen červeně). Tento proud teče, když jsou sepnuty tranzistory  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$ . Napětí na výstupu je v tomto stavu znázorněno také červeně. Ve třetím pracovním kvadrantu měniče teče proud  $I_2$  (na obrázku vyznačen zeleně).



Tento proud teče, když jsou sepnuty tranzistory  $T_{HB}$  a  $T_{DA}$ . Napětí na výstupu je vyznačeno zeleně.

Generátorický režim:



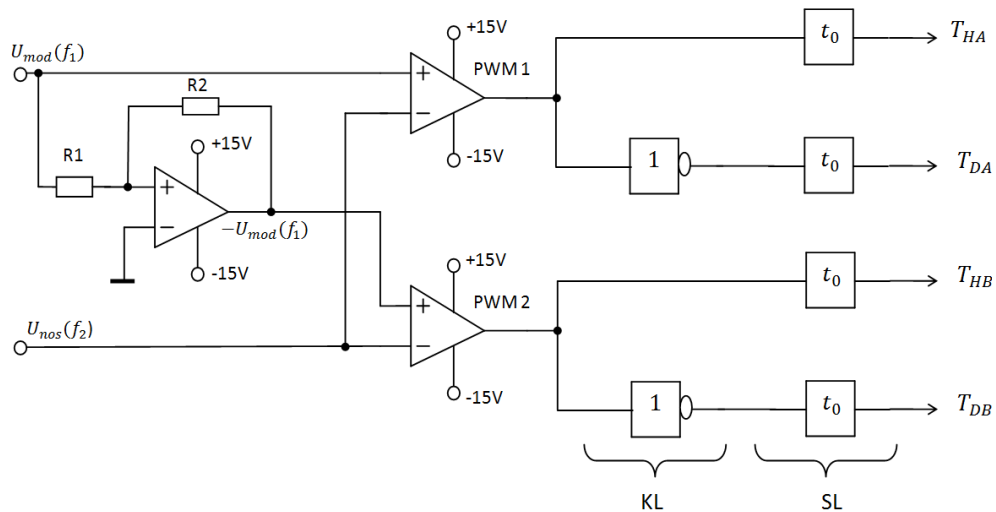
Obrázek 7: Proudů mŭstkem - druhý a čtvrtý pracovní kvadrant měniče

Na obrázku 7 vidíme šíření proudů při generátorickém režimu. Při tomto režimu mohou být tranzistory mŭstku zavřené a proud z motoru teče přes diody. Z důvodu ochrany zdroje před poškozením je k H-mŭstku paralelně připojen tranzistor  $T_B$  a rezistor  $R_B$ . Tranzistor  $T_B$  se sepne, když je napětí  $U_z$  generované motorem vyšší než napětí zdroje  $U_d$ . Když je tranzistor  $T_B$  sepnut, tak se energie naindukovaná v motoru maří na rezistoru  $R_B$ . Směr napětí, které se indukuje v motoru, je závislé na směru otáčení motoru. V druhém pracovním kvadrantu měniče se indukuje na motoru napětí  $U_z$  (naznačené zeleně). Při tomto napětí teče proud  $I_2$  (naznačený též zeleně). Ve čtvrtém kvadrantu se indukuje napětí  $U_z$  (vyznačené červeně). Při tomto napětí teče proud  $I_1$  (vyznačený červeně).

### 1.3. Unipolární řízení čtyřkvadrantového měniče

U tohoto řízení nejsou tranzistory spínány v úhlopříčce, ale každý je spínán samostatně. Na obrázku 8 vidíme schéma unipolárního řízení. Tvorba unipolárního řízení se skládá ze třech operačních zesilovačů. Jeden je zapojen jako invertující zesilovač a dva jako komparátory bez hystereze. Invertující zesilovač vytvoří z modulačního signálu stejný signál s opačným znaménkem. Tyto dva signály  $u_m$  a  $-u_m$  jsou přivedeny na dva komparátory, které je porovnávají s vysokofrekvenčním trojúhelníkovým signálem. Na výstupu komparátorů je pulsně šířkově modulovaný signál. Tyto dva PWM signály procházejí přes součástky kombinační a sekvenční logiky.

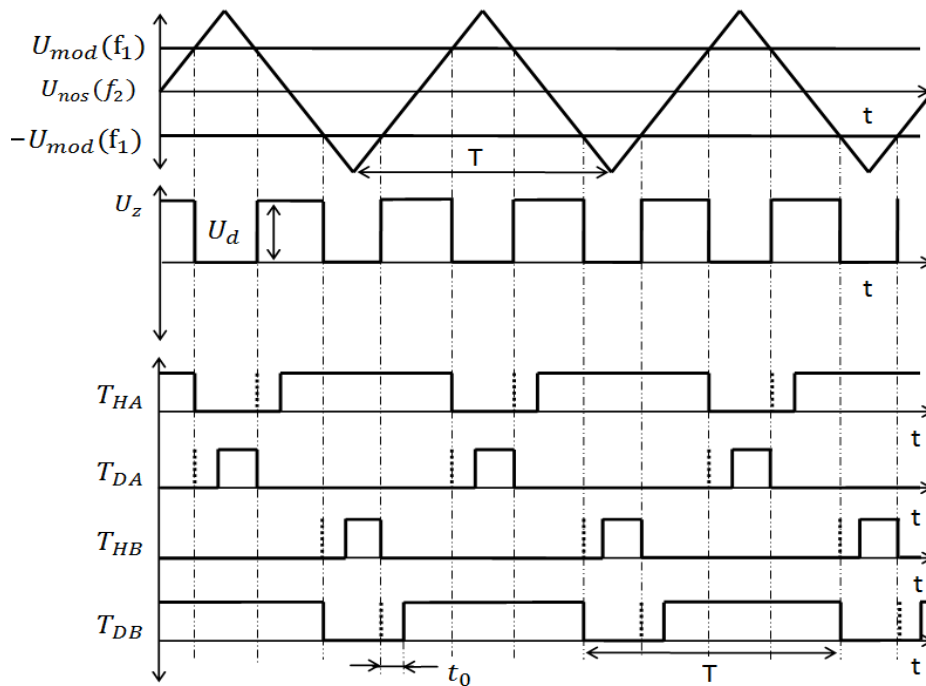




Obrázek 8: Obvod unipolárního řízení

Výstupní napětí z měniče, který je řízený unipolárně, nabývá hodnot 0 až  $+U_d$  v kvadrantech I a II. V kvadrantech III a IV nabývá hodnot 0 až  $-U_d$ . Na obrázku 9 vidíme shora průběhy modulačního a nosného napětí pro tvorbu pulsně šířkově modulovaných signálů. Pod nimi je znázorněn průběh napětí na výstupu měniče  $U_z$ . Ve spodní části je znázorněno spínání tranzistorů. Stejně jako u bipolárního řízení musíme vložit zpoždění signálu  $t_0$ , abychom zabránily vzniku příčných proudů, které by nevratně poškodily tranzistory. Z těchto průběhů můžeme snadno určit, že se tranzistor  $T_{HA}$  vypíná a tranzistor  $T_{DA}$  spíná, když je modulační napětí  $U_{mod}(f_1)$  vyšší než nosné napětí  $U_{nos}(f_2)$  a obráceně. Tranzistor  $T_{HB}$  se spíná a tranzistor  $T_{DB}$  vypíná, když je modulační napětí  $-U_{mod}(f_1)$  vyšší než nosné napětí  $U_{nos}(f_2)$  a obráceně.





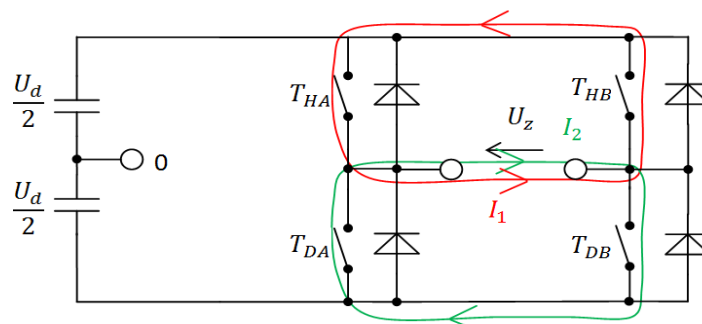
Obrázek 9: Spínání tranzistorů při unipolárním řízení

### 1.3.1. Tok proudů v můstku

Stejně jako u bipolárního i u unipolárního řízení popisují směr šíření proudu v obou režimech.

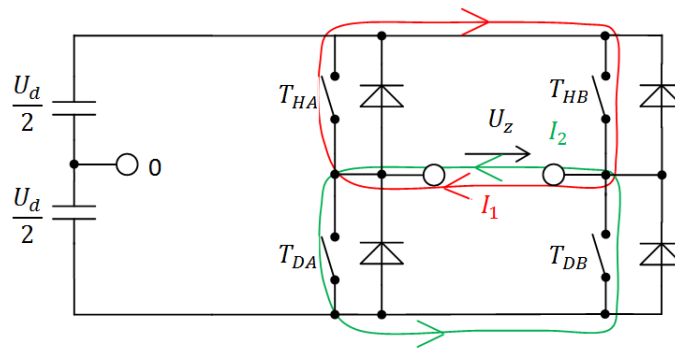
Při motorickém režimu se proud šíří stejně jako u bipolárního řízení (viz obrázek 6). V prvním pracovním kvadrantu měniče teče můstkem proud  $I_1$  (na obrázku vyznačen červeně). Tento proud teče, když jsou sepnuty tranzistory  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$ . Napětí na výstupu je v tomto stavu znázorněno také červeně. Ve třetím pracovním kvadrantu měniče teče proud  $I_2$  (na obrázku vyznačen zeleně). Tento proud teče, když jsou sepnuty tranzistory  $T_{HB}$  a  $T_{DA}$ . Napětí na výstupu je vyznačeno zeleně.

Generátorický režim:



Obrázek 10: Nulový vektor - druhý pracovní kvadrant měniče





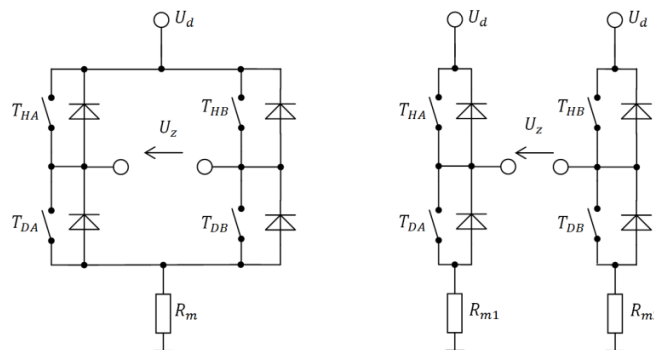
Obrázek 11: Nulový vektor - čtvrtý pracovní kvadrant měniče

Při unipolárním řízení se při brzdění maří energie přímo ve vinutí elektromotoru. Střídavě se spínají dolní nebo horní tranzistory, signál pro otevření těchto párů tranzistorů nazýváme nulový vektor. Na obrázcích 10 a 11 vidíme, kudy se šíří proud. Směr proudu je určen směrem, kterým se indukují napětí (směrem otáčení motoru).

## 1.4. Porovnání unipolárního a bipolárního řízení

Obě topologie řízení mají své výhody a nevýhody. Záleží tedy na tom, na jakou aplikaci budeme měnič využívat.

Jedna z výhod bipolárního řízení je jednodušší měření proudu. U tohoto řízení totiž stačí pouze jeden měřicí rezistor pro měření proudu můstkem a nezáleží na tom, v jakém cyklu se měnič nachází. U unipolárního řízení musíme použít dva měřicí rezistory a musíme hlídat, ve kterém cyklu se měnič nachází, abychom věděli, na kterém rezistoru máme měřit. Tento rozdíl je znázorněn na obrázku 12, kde je nalevo bipolární a napravo unipolární měnič. Odporový bočník je označen jako  $R_m$ . V měření proudu má bipolární řízení ještě jednu výhodu. Pro volbu času vzorkování stačí použít nosný signál  $U_{nos}(f_2)$ . Vzorkovat budeme v maximech a minimech tohoto signálu (ve špičce), tím docílíme toho, že budeme měřit proud vždy ve střední hodnotě.

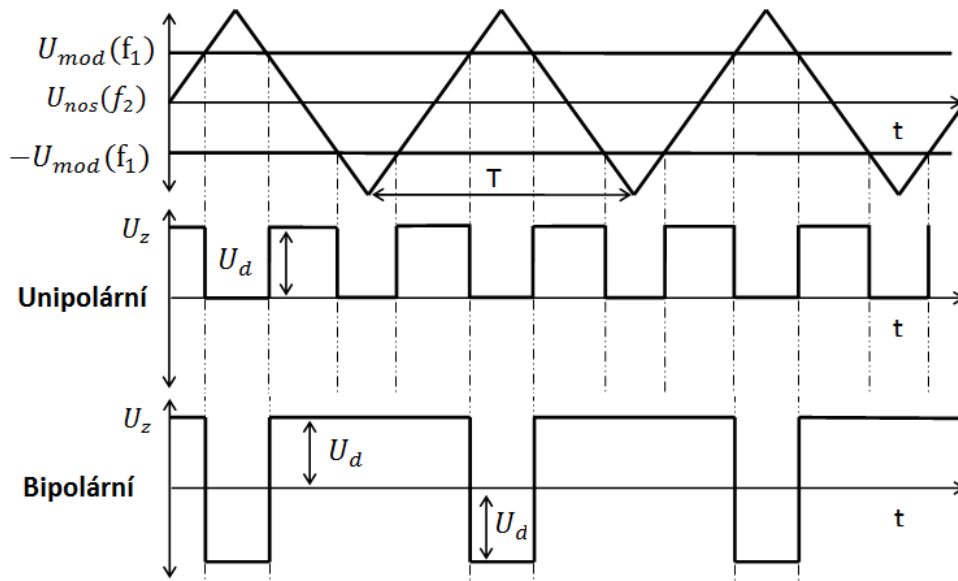


Obrázek 12: Měření proudu bipolárního a unipolárního řízení



Jednou z nevýhod unipolárního zapojení je, že potřebujeme pro jeden čtyřkvadrantový měnič dva výstupy z procesoru (PWM modulu) nebo čtyři v případě, že je zpoždění generováno v procesoru. Bipolárnímu zapojení stačí jeden pin procesoru nebo dva v případě, že je zpoždění generováno přímo v PWM modulu. Z tohoto hlediska je výhodnější bipolární řízení, protože jeden procesor s 6 piny může ovládat 6 motorů.

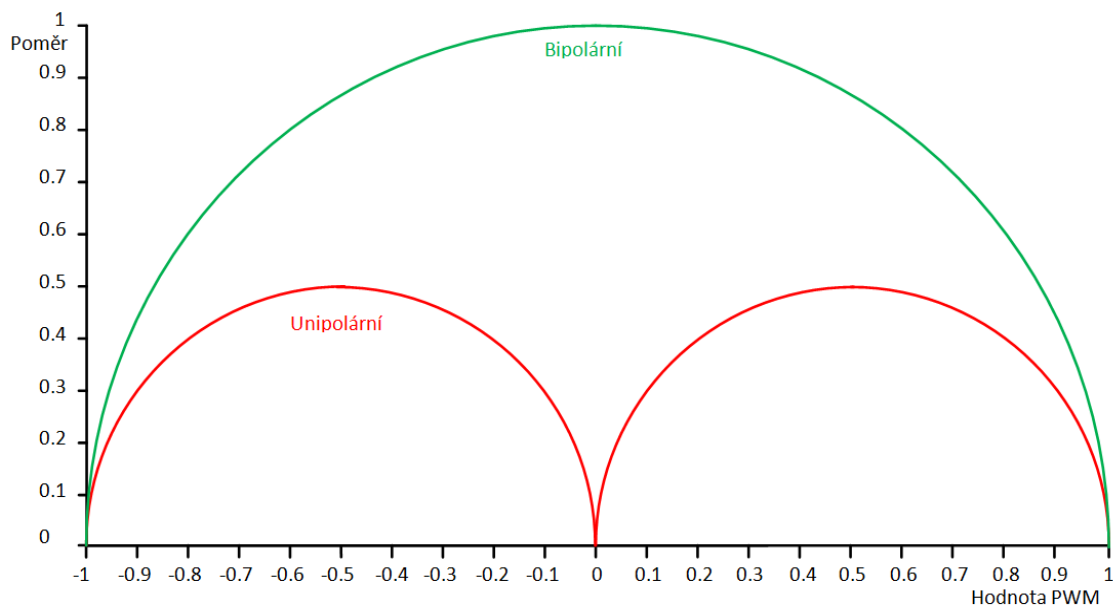
Největší výhodou unipolárního řízení je dvojnásobná frekvence spínání oproti bipolárnímu. Tento rozdíl je znázorněn na obrázku 13.



**Obrázek 13: Rozdíl frekvence spínání unipolárního a bipolárního zapojení**

Dvojnásobná frekvence spínání tranzistorů unipolárního řízení je žádoucí, protože časová konstanta motoru  $\left(\frac{L}{R}\right)$  pak dvakrát lépe odfiltruje nosný signál. Tranzistory přitom budou spínány na stejné frekvenci jako tranzistory bipolárního řízení. Tím pádem se nezvětší spínací ztráty. To pro nás znamená, že dvojnásobně zlepšíme jeden parametr měniče, aniž bychom museli zhoršit nějaký jiný parametr měniče. Frekvenci spínání tranzistorů vidíme na obrázku 9 pro unipolární a na obrázku 5 pro bipolární řízení. Jedna z podmínek pro tuto vlastnost je to, že modulační signály  $U_{mod}(f_1)$  a  $-U_{mod}(f_1)$  musejí být osově souměrné přes časovou osu. To znamená, že  $U_{mod}(f_1) = |-U_{mod}(f_1)|$ . V případě, že má napětí  $U_{mod}(f_1)$  sinusový průběh, pak bude napětí  $-U_{mod}(f_1)$  fázově posunutě o  $180^\circ$ . Na obrázku 14 porovnáme obsah vyšších harmonických bipolárního a unipolárního průběhu napětí v závislosti na pracovním cyklu PWM od -1 do 1. Vyšší obsah harmonických u bipolárního řízení způsobuje vyšší zvlnění výstupního proudu a také zahřívání motoru.





Obrázek 14: Obsah vyšších harmonických unipolárního a bipolárního řízení

## 1.5. Budiče tranzistorů

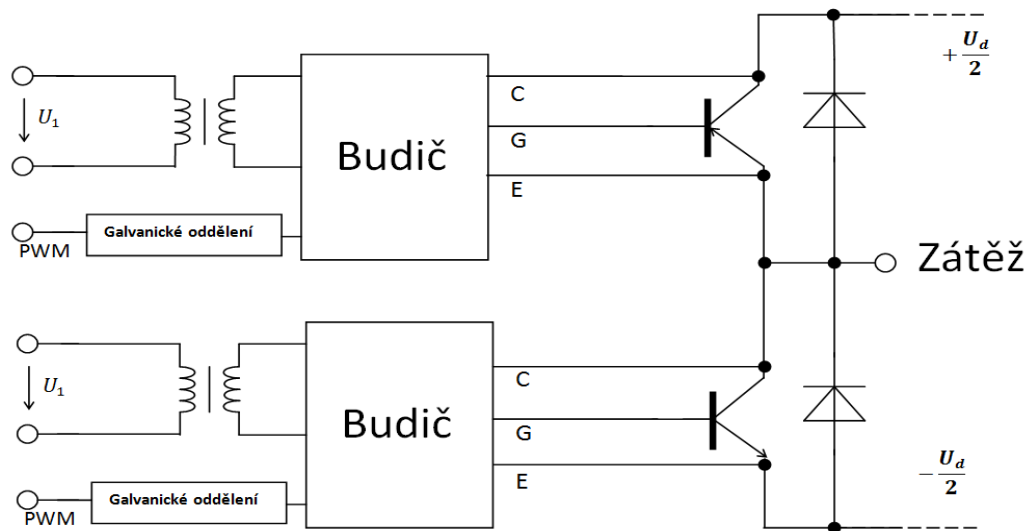
Budič je obvod určený k ovládání výkonových tranzistorů. Samotný budič se skládá z posouvače hladiny (level shifter) a zesilovače. Zesilovač se stará o zesílení PWM signálu, který musí zapnout výkonový tranzistor. Proudů pro spínání takových tranzistorů bývají vysoké. Posouvač hladiny je do budiče vložen, protože horní tranzistory čtyřkvadrantového měniče mají emitor připojen k „plovoucí“ napěťové hladině, která se skokově mění mezi  $+U_d/2$  a  $-U_d/2$ . Proto musíme napětí na gate tranzistoru posouvat podle toho, jaké je napětí emitoru, abychom tranzistor sepnuli. U dolních tranzistorů je emitor neustále připojen k potenciálu  $-U_d/2$ .

Další požadavkem na budič je galvanické oddělení řídicího obvodu od silového. Dle bezpečnostních norem musejí být v průmyslu řídicí obvody uzemněny. Z toho vyplývá problém, že například dolní budič bude oproti řídicím obvodům trvale na potenciálu  $-U_d/2$ . Proto musíme silovou část oddělit od uzemněné řídicí části. Oddělení se provádí například pomocí optočlenu. U horního budiče je problém ještě větší. Napětí na budiči se totiž neustále mění podle cyklu měniče mezi  $+U_d/2$  a  $-U_d/2$  a to za velmi krátkou dobu  $t$ . Rychlost změny napětí tedy  $\frac{du}{dt}$  může dosahovat  $\pm 10$  až  $\pm 120$  kV/ $\mu$ s podle typu výkonového tranzistoru. Tato rychlá změna napětí vnáší do obvodu rušení. Galvanické oddělení takového obvodu je složitější, protože i ty nejlepší optočlenu mají odolnost proti rušení 15 kV/ $\mu$ s. Další možnosti oddělení jsou magnetický obvod nebo optické vlákno.

K budiči musí být přivedeno napájecí napětí (na obrázku 15 označeno jako  $U_1$ ). Napájení budiče musí být též galvanicky odděleno. Galvanické oddělení je realizováno pomocí magnetických



obvodů - transformátor. Tento transformátor musí být stejně jako optočlen odolný vůči rušení, které vzniká spínáním a rozpínáním tranzistorů.



Obrázek 15: Schematické zapojení budiče do obvodu

Na obrázku 15 vidíme schematické zapojení budiče mezi generátor pulsně šířkově modulovaného signálu a tranzistor. K budiči je připojeno i napájení, které je galvanicky odděleno.

### 1.5.1. Budiče bez galvanického oddělení

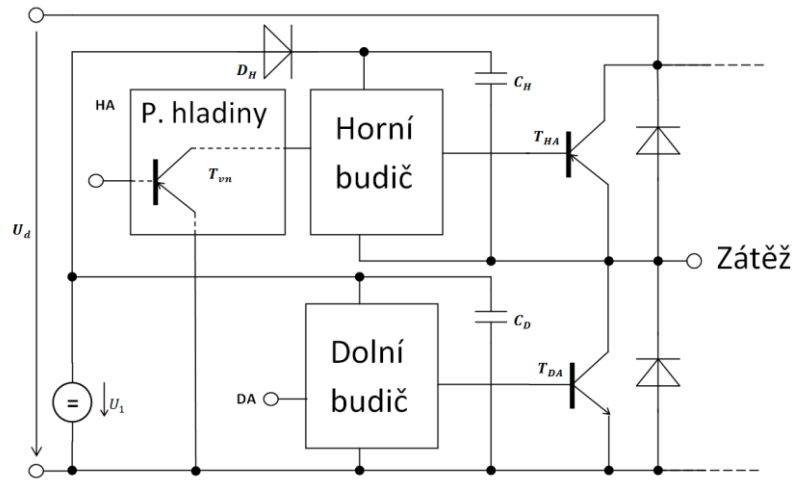
Pro měniče, které nejsou určeny pro průmysl, se nemusíme zabývat galvanickým oddělením řídicí a silové části, protože to norma nenakazuje. Když nemusejí být obvody galvanicky odděleny, nabízí se nám možnost spojit „země“ silové a řídicí části. To znamená, že země řídicího obvodu bude trvale připojena k potenciálu  $-\frac{U_d}{2}$  silového obvodu. Díky tomu můžeme budit spodní tranzistory bez nutnosti posunutí úrovně signálu. U horních tranzistorů ale zůstává problém s posouváním úrovně nadále.

Na obrázku 16 vidíme schematické zapojení budičů bez galvanického oddělení. Energie na napájení horního budiče a sepnutí horního tranzistoru je uložena v bootstrapovém kondenzátoru  $C_H$ . Tento kondenzátor se nabíjí ze zdroje s napětím  $U_1$  přes diodu  $D_H$ , když je sepnutý tranzistor  $T_{DA}$  a tudíž se katoda kondenzátoru připojí na zem. Díky tomu vznikne na kondenzátoru rozdíl potenciálů  $U_1$ . V případě, že se sepne tranzistor  $T_{HA}$ , na katodu kondenzátoru se dostane napětí  $+U_d$  a napětí na anodě se tím posune na  $U_1 + U_d$ . Problém tohoto zapojení je v tom, že při dlouhém sepnutí horního tranzistoru se kondenzátor může vybit a nezvládne udržet tranzistor otevřený. Podobný problém nastane, když se bude dolní tranzistor spínat na příliš krátkou dobu a kondenzátor se nestihne nabít. Nenabitý kondenzátor pak





nezvládne otevřít tranzistor. Horní budič na rozdíl od dolního potřebuje posouvač hladiny. Hladina řídicího signálu je posouvána pomocí vysokonapětového tranzistoru  $T_{vn}$ .



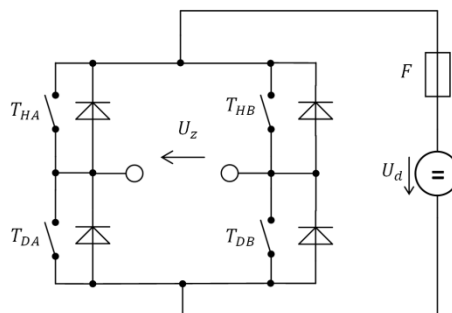
Obrázek 16: Schematické zapojení budiče bez galvanického oddělení

## 1.6. Ochrana tranzistorů

V této kapitole se budeme zabývat ochranou tranzistorů před zkratem. Spojení výstupních svorek „nakrátko“ by způsobilo vysoký proud omezený pouze vnitřním odporem zdroje a odporem tranzistoru v otevřeném stavu. Takový proud je mnohonásobně vyšší než maximální proud tranzistorem předepsaný výrobcem. Takto vysoký proud by způsobil velké zahřívání tranzistoru a tepelný průraz by tranzistor nevratně poškodil.

### 1.6.1. Tavné pojistky

Základním způsobem, jak ochránit tranzistory před zkratovým proudem, je tavná pojistka. Tento způsob ochrany je však nepříliš účinný, protože doba přetavení pojistky je většinou delší než doba potřebná k destrukci tranzistoru. I přes tuto skutečnost se tavná pojistka do obvodu vkládá jako doplněk k elektronickým ochranám. Pojistka se zapojuje sériově mezi zdroj a H-můstek. Na obrázku 17 vidíme její umístění, pojistka je označena písmenem F.

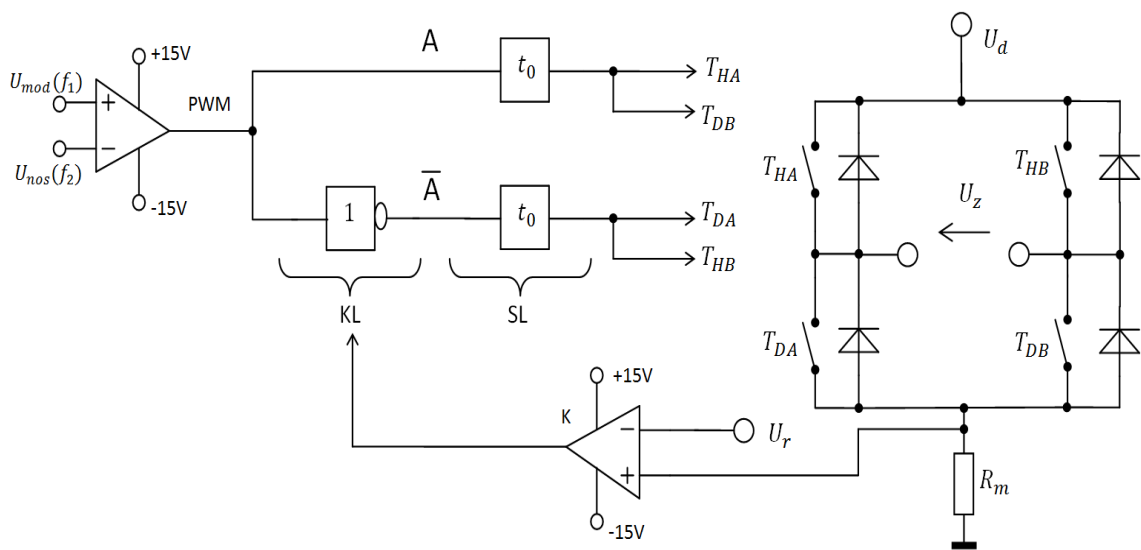


Obrázek 17: H - můstek s tavnou pojistkou



## 1.6.2. Elektronické ochrany

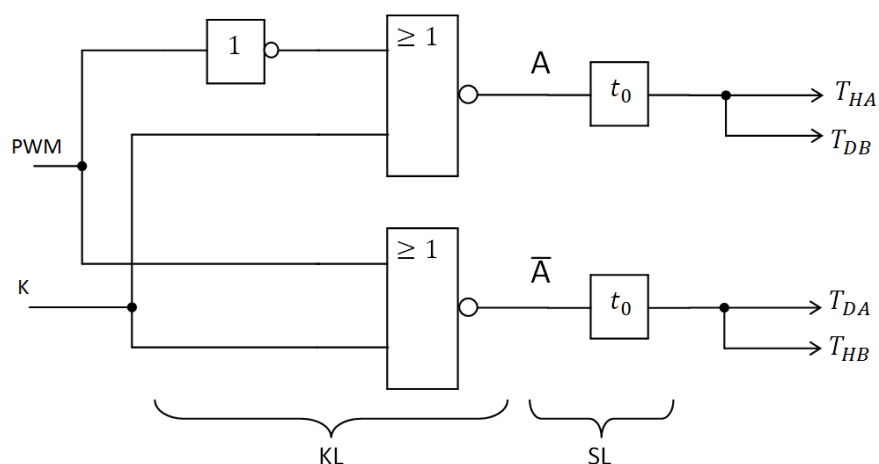
Tyto ochrany mají za úkol hlídat proud procházející můstkem. V případě navýšení tohoto proudu nad povolenou hranici (to je proud, při kterém vzniká na tranzistoru maximální výkonová ztráta povolená výrobcem) musí ochrana vyslat impuls pro vypnutí výkonových tranzistorů a tím zamezit poškození. Ochrana musí být udělána tak, aby po odeznění zkratu měnič opět fungoval bez nutnosti výměny součástky, jako je to u jištění tavnou pojistkou. Snímání proudu můstkem může být různé, buď využijeme bočnicku  $R_m$ , jako to je znázorněné na obrázku 18, nebo můžeme měřit úbytek napětí přímo na tranzistorech. Záleží na typu použitých tranzistorů.



Obrázek 18: Elektronická ochrana

Na obrázku 18 vidíme snímání napětí na rezistoru  $R_m$ . Napětí na odporu je přímo úměrné proudu protékajícímu H-můstkem. Tento úbytek napětí porovnáme pomocí komparátoru s referenčním napětím  $U_r$ . Napětí  $U_r$  musí mít hodnotu právě takovou, aby se komparátor překloupil, když bude H-můstkem protékat maximální proud (na rezistoru  $R_m$  bude tedy napětí rovno  $U_r$ ). Komparátor rozpozná maximální proud procházející H-můstkem a pošle informaci K do řídicích obvodů, které odpojí sepnuté tranzistory. Do kombinační logiky přidáme tedy dvě hradla NOR, které budou mít na vstupu PWM signál a signál oznamující zkrat výstupu K.





Obrázek 19: Schéma kombinační logiky

Na obrázku 19 vidíme schéma kombinační logiky. Funkce této ochrany je jednoduchá: Když můstkem teče vyšší proud než je proud maximální, zvýší se úbytek napětí na odporu  $R_m$ . Komparátor K se tím pádem přeplojí ze záporné saturace (logická nula) do kladné (logická jednička). Tento impuls je přiveden do logického hradla NOR. Hradlo NOR bude mít na výstupu logickou jedničku pouze, když bude mít na vstupu samé logické nuly. Ve všech ostatních případech má hradlo na výstupu logickou nulu. To znamená, že jakmile se komparátor K přeplojí do logické jedničky, nebude otevírání tranzistorů závislé na PWM signálu, ale tranzistory budou zavřené. Po snížení proudu pod maximální hodnotu se komparátor K přeplojí zpět do logické nuly a otevírání a zavírání tranzistorů bude opět závislé na PWM signálu.

Schéma na obrázku 19 je zjednodušené. Problém je v tom, že by během jednoho cyklu PWM signálu docházelo při zkratu k neustálému spínání a rozpínání tranzistoru, kterým by protékal vysoký proud. To by vedlo k zahřívání tranzistoru a k jeho zničení. Jako ochrana proti tomuto jevu postačí RS klopný obvod, který podrží informaci o zkratu na celou periodu PWM signálu.

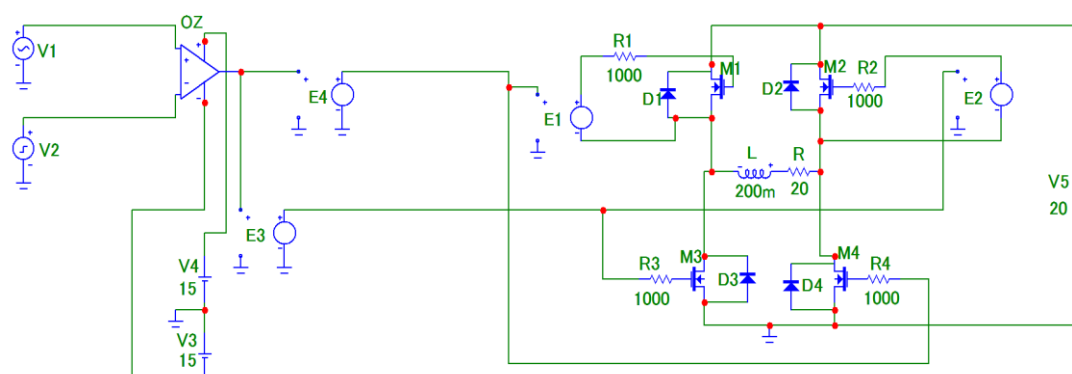


## 2. Návrh měniče

V této části se budu věnovat návrhu řešení čtyřkvadrantového spínaného regulovatelného zdroje a simulací unipolárního a bipolárního řízení.

### 2.0. Simulace bipolárně řízeného H-můstku

Pro pochopení funkce H-můstku (kudy tečou proudy při přepínání tranzistorů, na jaké proudy dimenzovat diody, tranzistory atd.) jsem si v programu Micro-cap vytvořil simulační schéma. Schéma obsahuje i vytváření PWM modulace pomocí OZ.



Obrázek 20: Simulační schéma H-můstku s PWM modulací

Na simulačním schématu (obrázek 20) vidíme zleva zdroj V1, který vytváří sinusový modulační signál, a zdroj V2 vytváří trojúhelníkový nosný signál. Dále je ve schématu operační zesilovač OZ, který je zapojený jako komparátor bez hystereze. Tento operační zesilovač je napájen ze zdrojů V3 a V4. Tato část nám vytváří pulsně šířkově modulovaný signál.

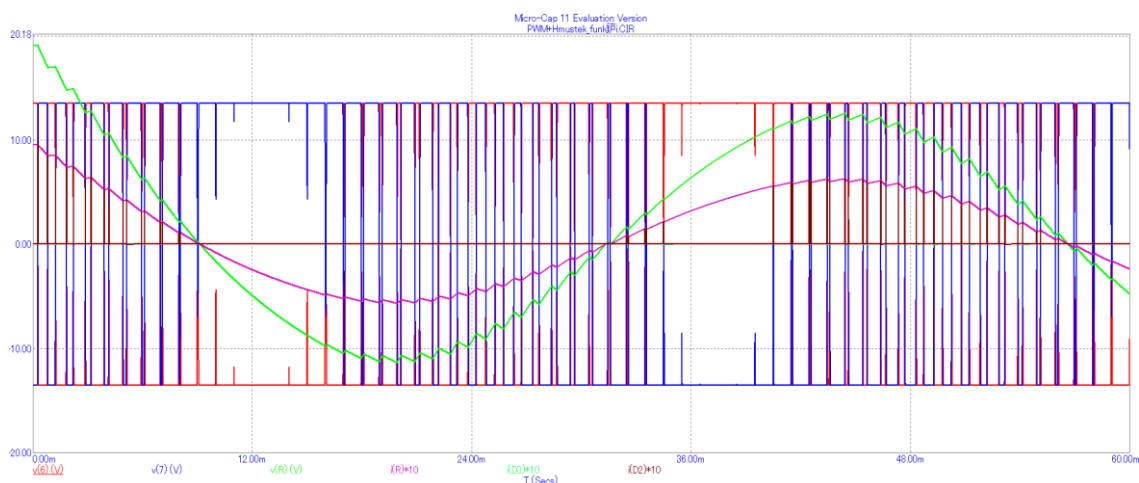
Dále jsou na schématu napětím řízené zdroje E1, E2, E3, E4. Tyto napětím řízené zdroje nám nahrazují budiče tranzistorů. Zdroj E4 je dolním budičem tranzistoru M4. Zdroj E3 je dolním budičem tranzistoru M3, ale zároveň je i kombinační logikou z obrázku 4 (invertor). Zbylé dva napětím řízené zdroje E1 a E2 jsou horní budiče tranzistorů M1 a M2. Dále jsou na obrázku již zmiňované tranzistory M1, M2, M3 a M4. Tyto tranzistory tvoří H-můstek. K těmto tranzistorům jsou paralelně připojeny diody D1, D2, D3 a D4, které přebírají proud při přepínání tranzistorů. Odpor R a cívka L nahrazují akční zátěž (motor). Dále jsou ve schématu předřadné odpory R1, R2, R3 a R4. Poslední zdroj V5 slouží jako napájení H-můstku.

Jak je ze schématu zřejmé, nejedná se o průmyslovou aplikaci, protože jsou záporné póly všech zdrojů vodivě spojeny. Výjimkou jsou napětím řízené zdroje E1 a E2, které musejí mít zem spojenou s plovoucí napěťovou hladinou v H-můstku.



## 2.0.1. Simulace – sinusový modulační signál

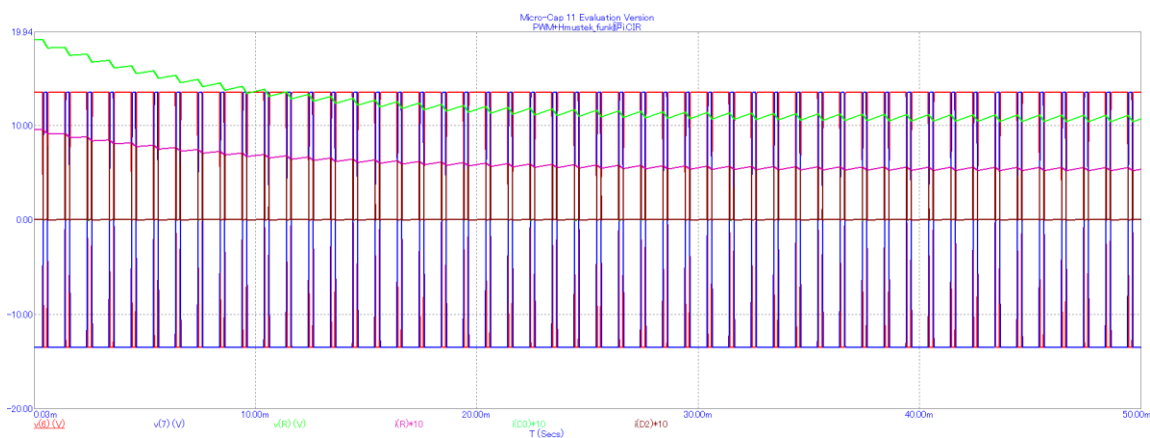
Na zdroji V1 jsem nastavil sinusové napětí o stejné amplitudě jako napětí V2. Na obrázku 21 je zeleně vyznačené napětí navýstupu H-můstku, fialově je vyznačeny proud na výstupu. Modře a červeně jsou vyznačeny průběhy pulsně šířkově modulovaného signálu. U zeleného a fialového průběhu je vidět zvlnění, které je přímo úměrné časové konstantě motoru  $\left(\frac{L}{R}\right)$ . Střída pulsně šířkově modulovaného signálu je úměrná průběhu modulačního signálu.



Obrázek 21: Simulace – bipolární řízení - sinusový modulační signál

## 2.0.2. Simulace – konstantní modulační signál

Na zdroji V1 jsem nastavil stejnosměrné konstantní napětí o přibližně poloviční hodnotě oproti amplitudě napětí V2. Na obrázku 22 je zeleně vyznačené napětí na výstupu H-můstku, fialově je vyznačený proud na výstupu. Modře a červeně jsou vyznačeny průběhy pulsně šířkově modulovaného signálu. Z obrázku je též vidět, že při stejnosměrném konstantním modulačním napětím je střída pulsní šířkové modulace též konstantní.

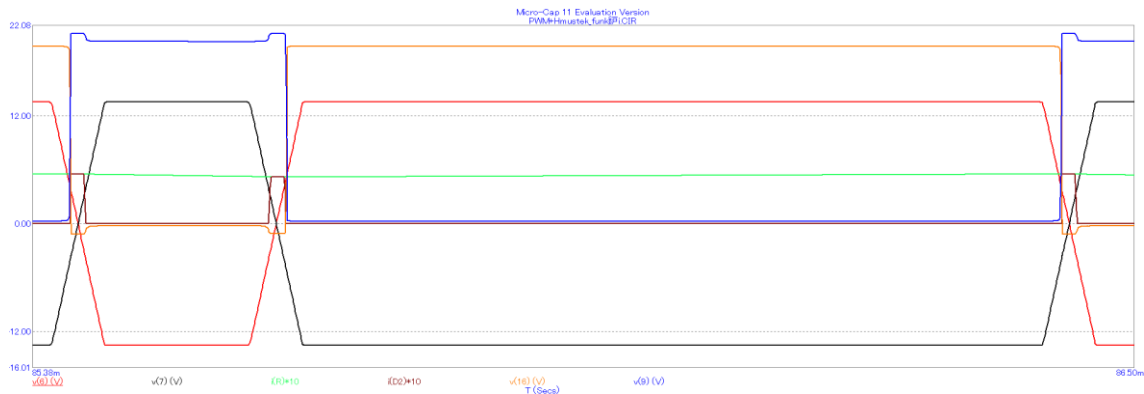


Obrázek 22: Simulace - bipolární řízení - konstantní modulační signál



### 2.0.3. Simulace – jedna perioda průběhu

V této simulaci jsem na zdroji V1 nastavil konstantní modulační napětí. Na obrázku 23 je zobrazena jedna perioda průběhů napětí a proudů v můstku.



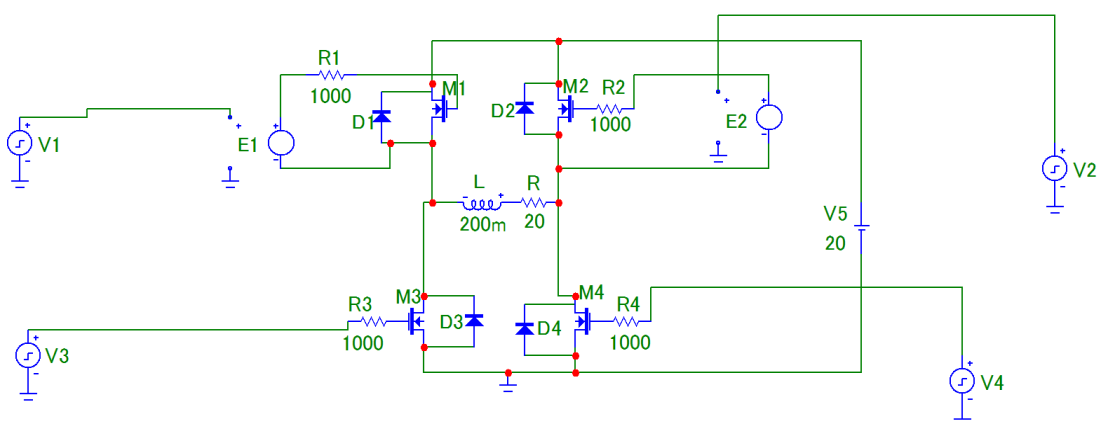
Obrázek 23: Simulace – bipolární řízení - jedna perioda průběhu

Průběhy v(6) a v(7) jsou spínací sekvence pro spínání tranzistorů. Průběh i(R) je proud zátěží. Průběh i(D2) je proud diodou D2. Průběh v(16) je napětí na levé straně H-můstku. Průběh v(9) je napětí na pravé straně H-můstku.

Na průběhu můžeme dobře vidět, jak proud do zátěže, který teče otevřenými tranzistory, při přepínání tranzistorů přebírají diody D2 a D3 (na obrázku i(D2) (hnědá)). Těmito diodami teče proud, dokud se neotevře druhý pár tranzistorů a proud pak teče jimi.

### 2.1. Simulace unipolárně řízeného H-můstku

Pro simulaci tohoto řízení nepoužijeme tvorbu PWM signálu pomocí operačního zesilovače. Pro tvorbu signálu nám postačí čtyři zdroje signálu. Do těchto zdrojů jsem nastavil signály odpovídající signálům z obrázku 9.



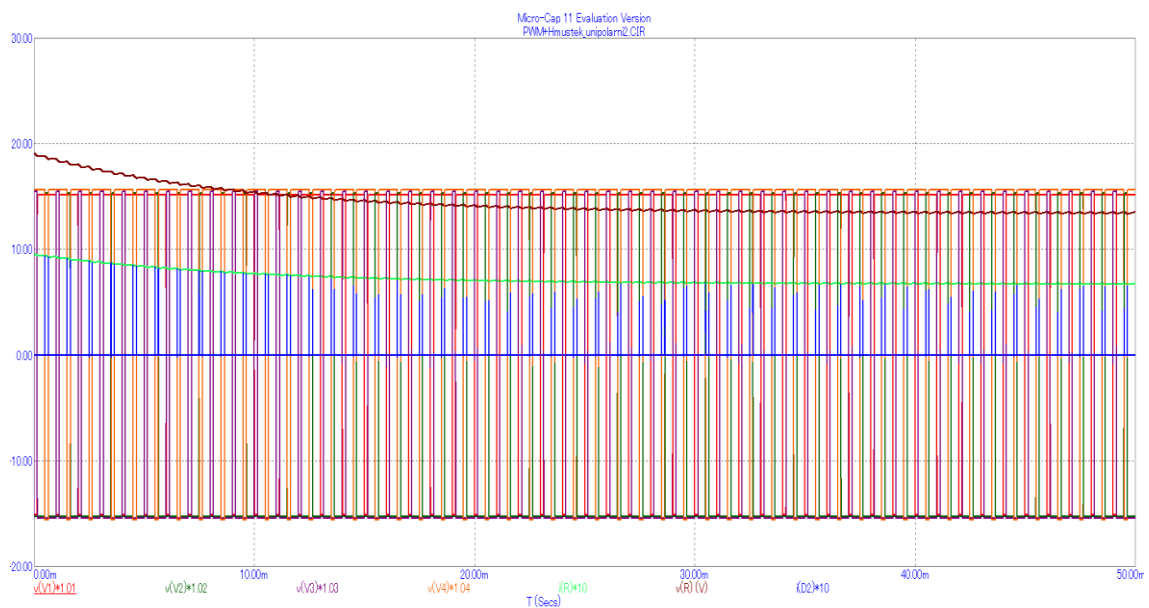
Obrázek 24: Simulační schéma H-můstku s unipolárním řízením



Na obrázku 24 vidíme zdroje PWM signálu V1, V2, V3 a V4. Signály ze zdrojů V1 a V2 jsou přivedeny na horní budiče E1 a E2. Signály ze zdrojů V3 a V4 jsou přivedeny přímo na ovládací elektrodu tranzistoru. Můstek je sestaven stejně jako u bipolární simulace.

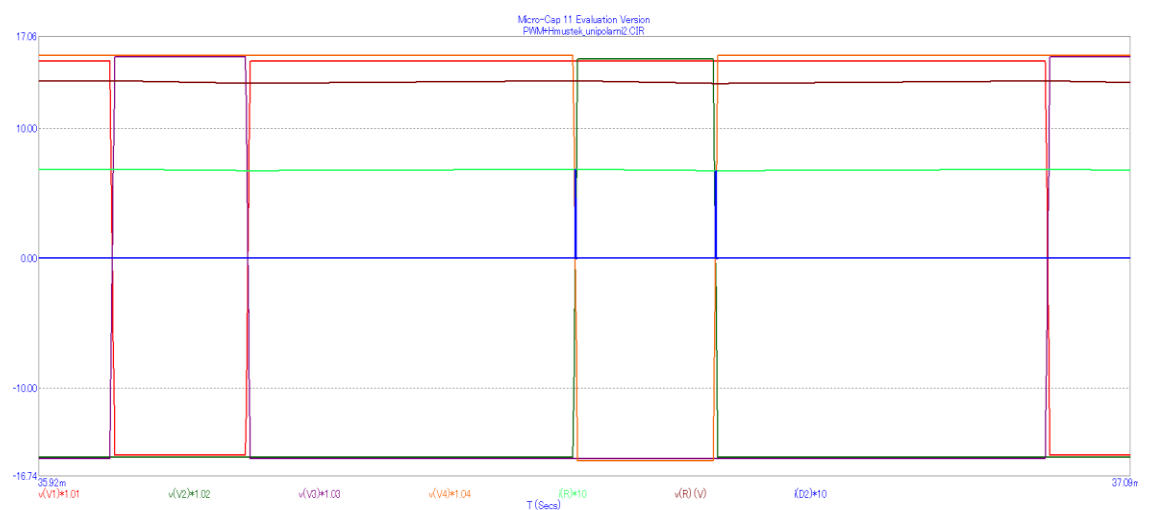
### 2.1.1. Simulace – konstantní modulační signál

Perioda signálu vloženého do zdrojů V1 až V4 je 1 ms. Tím dosáhneme toho, aby měly PWM signály stejnou periodu jako u bipolárního řízení, kde jsme PWM signál vytvářeli pomocí operačního zesilovače.



Obrázek 25: Simulace - unipolární řízení - konstantní modulační signál

### 2.1.2. Simulace – jedna perioda průběhu



Obrázek 26: Simulace - unipolární řízení - jedna perioda průběhu



Na obrázku 26 vidíme průběh jedné periody. Hnědou barvou  $v(R)$  je vyznačen průběh napětí na odporu  $R$ . Toto napětí je úměrné proudu, který protéká tímto odporem. Můžeme vidět, že během jedné periody cívka  $L$  dvakrát přijímá a dvakrát vydává energii na rozdíl od bipolárního řízení, kde cívka  $L$  během jedné periody jednou přijímá a jednou vydává energii. Tato výhoda je zmíněna v kapitole porovnání bipolární a unipolární řízení. Modře  $i(D2)$  je vyznačen průběh proudu diodou  $D2$ , tento průběh je stejný jako u bipolárního řízení – při přepínání tranzistoru přebírá proud dioda.

Zbylé průběhy jsou průběhy pulsní šířkové modulace. Tyto průběhy jsem úmyslně vynásobil konstantou, aby se nepřekrývaly. Průběh  $v(V1)$  je signál pro buzení tranzistoru  $T_{HA}$ . Průběh  $v(V3)$  je signál pro buzení tranzistoru  $T_{DA}$ . Průběh  $v(V2)$  je signál pro buzení tranzistoru  $T_{HB}$ . Průběh  $v(V4)$  je signál pro buzení tranzistoru  $T_{DB}$ . Signály přesně odpovídají teoretickému průběhu z obrázku 9.

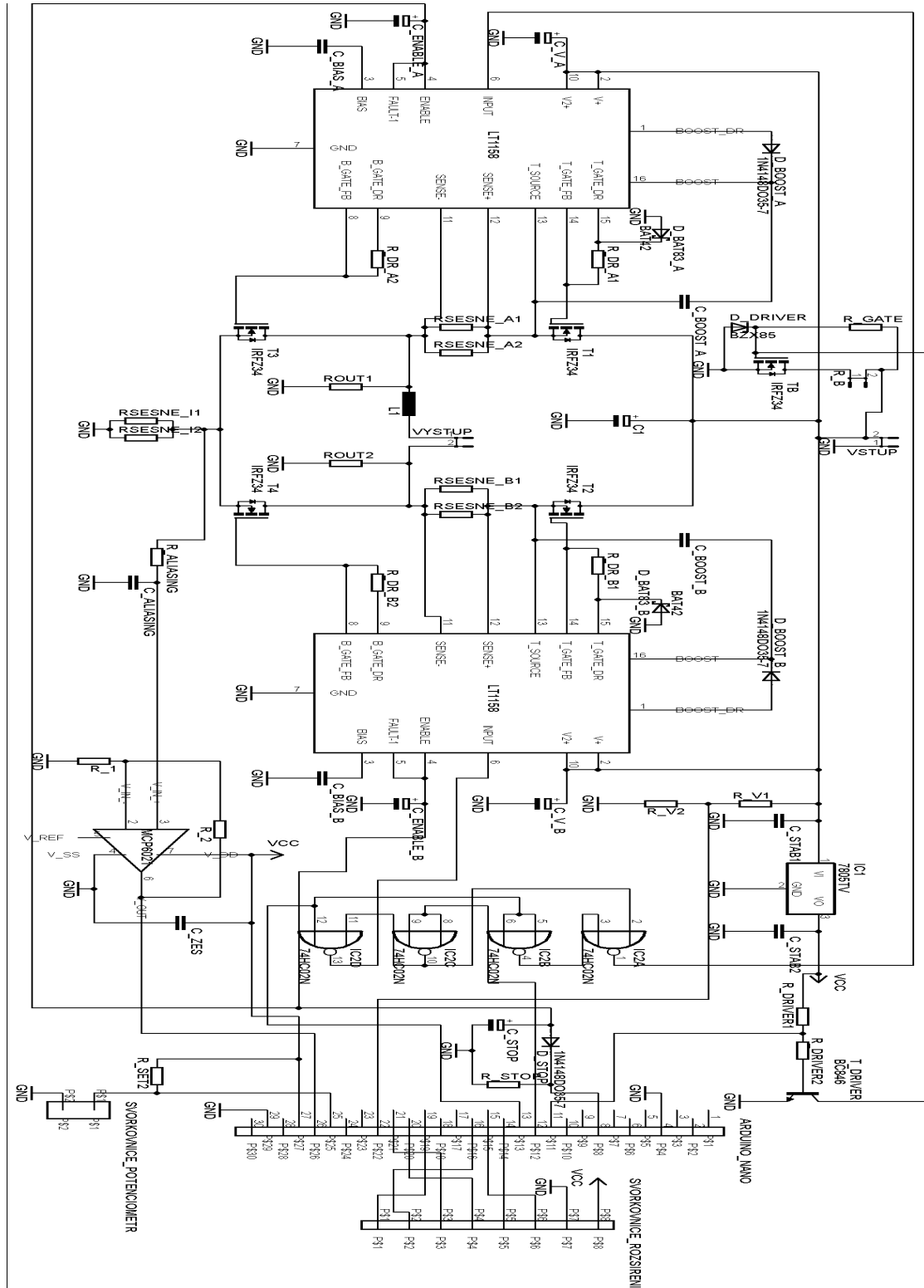
Na začátku průběhu na obrázku 26 v čase 36 ms vidíme, že je sepnutý tranzistor  $T_{DB}$  ( $v(V4)$ ). K němu se v tomto čase připne tranzistor  $T_{DA}$  ( $v(V3)$ ). Sepnutím těchto dvou tranzistorů vznikne tzv. nulový vektor a energie uložená v motoru se maří v jeho vinutí. V čase 36,15 ms je tranzistor  $T_{DA}$  rozepnut a tranzistor  $T_{HA}$  ( $v(V1)$ ) je sepnut, tudíž jsou sepnuty tranzistory  $T_{HA}$  a  $T_{DB}$  a energie je do motoru dodávána. V čase 36,5 ms je rozepnut tranzistor  $T_{DB}$  a tranzistor  $T_{HB}$  ( $v(V2)$ ) je sepnut, tudíž jsou sepnuty tranzistory  $T_{HB}$  a  $T_{HA}$ . Tím opět vzniká nulový vektor a energie uložená v motoru se maří na jeho vinutí. V čase 36,65 ms je rozepnut tranzistor  $T_{HB}$  a tranzistor  $T_{DB}$  je sepnut, tudíž jsou sepnuty tranzistory  $T_{DB}$  a  $T_{HA}$  a energie je do motoru dodávána. V čase 37 ms začíná další perioda.





## 2.2. Schéma navrženého spínaného zdroje

Touto kapitolou začíná vlastní návrh spínaného zdroje. Začínám schématem celého navrženého zdroje a postupně rozebírám jeho části v dalších kapitolách.



Obrázek 27: Schéma navrženého měniče



Na obrázku 27 vidíme schéma zapojení celého měniče. Schéma můžeme rozdělit na jednotlivé celky.

Prvním celkem je silová část H-můstek. Tato část se na schématu nachází mezi budiči LT1158. H-můstek se skládá z tranzistorů T1 až T4. Vstupní napětí je k H-mostu přivedeno ze svorkovnice s názvem VSTUP. Toto napětí je přivedeno také na vstupní kondenzátor C1. Mezi tranzistory jsou odpory RSENSE\_A a RSENSE\_B, na kterých si budič měří proud můstkem. K výstupu můstku je sériově připojena indukčnost L1, která je určena k omezení zkratového proudu. Dále jsou k výstupu připojeny odpory ROUT1 a ROUT2, které slouží k odvedení energie z motorku v případě, že by ovládání H-mostu přestalo fungovat. Poslední součástka v tomto celku je odpor RSENSE\_I, který je určen k měření proudu protékajícího můstkem.

Dalším celkem je budič a logické obvody. Ve schématu jsou 2 budiče LT1158. Kolem těchto budičů je umístěna elektronika podle aplikačních návrhů od výrobce tohoto budiče, zapojením se zabývám v kapitole 2.4. Logické obvody jsou též zapojené podle aplikačního návrhu výrobce budiče. Na schématu jsou tyto logické obvody 74HC02N pojmenovány IC2A, IC2B, IC2C a IC2D. K logickým obvodům patří i část, která přivádí na arduino z budičů zprávu o chybě. Tato část se skládá z rezistoru, kondenzátoru a diody s názvy R\_STOP, C\_STOP a D\_STOP.

Za další celek můžeme považovat snímání analogových signálů. Snímání proudu je tvořeno operačním zesilovačem MCP6021, který je zapojený jako neinvertující zesilovač. Obvod je napájen z 5 V stabilizátoru a je k němu připojen blokovací kondenzátor C\_ZES. Výstup ze zesilovače je přiveden na vstup arduina. K této části patří i antialiasingový filtr, který je tvořen odporem a kondenzátorem R\_ALIASING a C\_ALIASING. Snímání napětí je tvořeno odporovým děličem složeným z odporů R\_V1 a R\_V2. Napětí z tohoto děliče je přivedeno na analogový vstup arduina.

V další části jsou svorkovnice a dělič napětí určený k ovládání arduina. Dělič napětí se na schématu skládá z rezistoru R\_SET2 a svorkovnice SVORKOVNICE\_POTENCIOMETR, ke které bude připojen potenciometr. Výstup z tohoto děliče je přiveden na arduino. Další svorkovnice s názvem ARDUINO\_NANO je patice pro vývojový kit arduino nano. K této patici jsou připojeny všechny vstupy a výstupy. Šest pinů arduina je vyvedeno na svorkovnici SVORKOVNICE\_ARDUINO. Tato svorkovnice je zde jen pro možné budoucí rozšíření. Je zde vyvedeno i napájení 5 V.

Další část je stabilizátor napětí LM7805, ke kterému jsou připojeny kondenzátory C\_STAB1 a C\_STAB2. Tento stabilizátor napájí logické obvody, arduino, operační zesilovač, nastavitelný dělič napětí a bázi tranzistoru T\_DRIVER.



Poslední nepopsaná část je část určená pro spalování energie uložené v zátěži. Na schématu je tato část rozdělena do dvou částí. První se skládá z ovládacího tranzistoru T\_DRIVER, u kterého jsou odpory R\_B\_DRIVER a R\_B\_DRIVER1. Tato část se nachází u stabilizátoru. Druhá část je u vstupní svorkovnice a skládá se z výkonového tranzistoru TB, zenerovy diody D\_DRIVER, odporu R\_GATE a svorkovnice R\_B, do které bude připojen výkonový odpor.

## 2.3. Seznam součástek

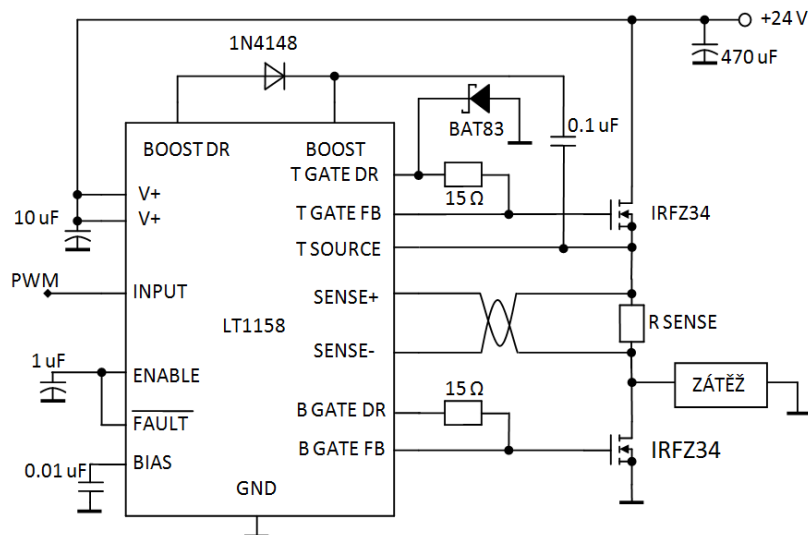
Tabulka 1: Seznam součástek

Součástka	Hodnota	pouzdro	Název ve schématu	počet
Arduino	nano V3.0		ARDUINO_NANO	1
Budič	LT1158	DIP16	LT1158	2
Stabilizátor	LM7805	TO220	IC1 7805	1
Hradlo NOR	74HC02	DIL14	IC2 74HC02	1
Tranzistor	IRFZ34	TO220	T1,T2,T3,T4,TB	5
Tranzistor	BC846	SOT23	T_DRIVER	1
Operační zesilovač	MCP6021-I/P	DIL8	MCP6021	1
Kondenzátor	470 $\mu$ F	E7,5-16	C1	1
Kondenzátor	10 nF	C0805	C_BIAS_(A-B)	2
Kondenzátor	100 nF	C1210K	C_BOOST_(A-B), C_STAB(1-2), C_ZES	5
Kondenzátor	10 $\mu$ F	E2,5-5	C_V_(A-B)	2
Kondenzátor	1 $\mu$ F	E2-5	E_ENABLE_(A-B), C_STOP	3
Kondenzátor	1 $\mu$ F	C0805	C_ALIASING	1
Dioda	BAT83	D035-10	D_BAT83_(A-B)	2
Dioda	1N4148	D035-7	D_BOOST_(A-B), D_STOP	3
Dioda	BZX85C15	DO41Z10	D_DRIVER	1
Rezistor	0,15 $\Omega$	5x12 mm	R_SENSE_(A1-A2-B1-B2-I1-I2)	6
Rezistor	2,4 k $\Omega$	2,5x6,5 mm	R_OUT(1-2), R_GATE	3
Rezistor	15 $\Omega$	M1206	R_DR_A(1-2), R_DR_B(1-2)	4
Rezistor	18 k $\Omega$	M1206	R_SET2	1
Rezistor	51 k $\Omega$	M1206	R_STOP	1
Rezistor	68 k $\Omega$	M1206	R_V1	1
Rezistor	2,2 k $\Omega$	M1206	R_V2	1
Rezistor	5,1 k $\Omega$	M1206	R_1	1
Rezistor	30 k $\Omega$	M1206	R_2	1
Rezistor	10 k $\Omega$	M1206	R_ALIASING	1
Rezistor	270 $\Omega$	M1206	R_DRIVER	1
Rezistor	18 k $\Omega$	M1206	R_DRIVER1	1
Svorkovnice	2 kontakty	5,08 mm	R_B, VSTUP, VYSTUP	3
Piny	2 piny	2,54 mm	SVORKOVNICE_POTENCIOMETR	1
Piny	8 pinů	2,54 mm	SVORKOVNICE_ARDUINO	1
Cívka	0,5 $\mu$ H 5A	5,08 mm	L1	1



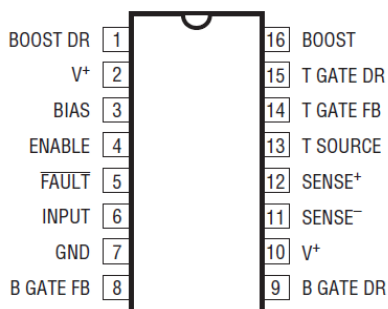
## 2.4. Budič LT1158

Pro tento zdroj jsem vybral budič LT1158. Tento budič jsem vybral hlavně kvůli jeho schopnosti měření proudu obvodem. To zaručí odolnost měniče vůči zkratu.



Obrázek 28: Schéma zapojení budiče LT1158

Na obrázku 28 vidíme schéma zapojení budiče. Na schématu je jen jeden budič LT1158 a 2 tranzistory, jedná se tedy o půl můstku. Pro zapojení celého můstku jsou tedy potřeba 2 budiče. Ten druhý, který na obrázku 28 není, má úplně stejné zapojení jako tento, jen je zapojen na druhou stranu zátěže a tvoří tak zbytek H-můstku. K budiči A jsou připojeny tranzistory T1 a T3. K budiči B jsou připojeny tranzistory T2 a T4.



Obrázek 29: Pouzdro LT1158

**BOOST DR (PIN 1)** – Tento pin dobíjí přes diodu 1N4148 bootstrapový kondenzátor (na obrázku kondenzátor 0.1 µF).

**V+ (PIN 2 a PIN 10)** – Přes tyto piny je budič napájen. Pin 2 je hlavní napájecí pin. Pin 10 musí být napojen na stejný zdroj napětí jako pin 2. Napájecí napětí je 5-30 V. K tomuto pinu je také připojen blokovací, elektrolytický kondenzátor o hodnotě 10 µF.



**BIAS (PIN 3)** – Tento pin nesmí být zatěžován odběrem proudu. Jediné, co je k němu připojeno, je kondenzátor s hodnotou 0,01  $\mu\text{F}$ .

**ENABLE (PIN 4)** – Tento pin umožňuje externě vypnout budič. Když je signál na tomto pinu v logické jedničce, budič funguje normálně. Pokud je na pinu 4 logická nula, budič vypne oba ovládané tranzistory. K pinu je připojený kondenzátor s hodnotou 1  $\mu\text{F}$ . Tento kondenzátor je napájen z vnitřního zdroje proudu.

**FAULT<sup>-1</sup> (PIN 5)** – Tento pin je připojen k pinu ENABLE. V případě, že budič zaznamená nějakou chybu, např. překročení maximálního proudu H-můstkem, sepne se uvnitř budiče tranzistor, který tento pin spojí se zemí. Přes tento tranzistor se vybije kondenzátor a budič vypne tranzistory.

**INPUT (PIN 6)** – Na tento pin je přiveden PWM signál. Logická jednička na tomto pinu otevře horní tranzistor a dolní uzavře. Logická nula tyto stavy otočí. Rozhodovací úroveň je 2,6 V.

**GND (PIN 7)** – Tento pin je připojen k zemi napájecího zdroje.

**B GATE FB (PIN 8)** – Tento pin je zapojený přímo na gate spodního výkonového tranzistoru IRFZ34. Dokud napětí na tomto pinu neklesne pod 1,5 V, nemůže být sepnut horní tranzistor.

**B GATE DR (PIN 9)** – Tento pin ovládá gate tranzistoru. Mezi tranzistor a budič je vložen rezistor o hodnotě 15  $\Omega$ .

**SENSE- (PIN 11)** – Tento pin je připojen ke snímacímu odporu R SENSE. Pin je připojen na spodní stranu odporu. Signál z tohoto odporu je společně se signálem z pinu SENSE+ porovnán komparátorem s napětím 150 mV. V případě, že je napětí mezi SENSE+ a SENSE- větší než porovnávané napětí, pak budič sepne tranzistor na výstupu FAULT<sup>-1</sup>.

**SENSE+ (PIN 12)** – Tento pin je připojen k horní straně odporu R SENSE. Proto bude na tomto pinu vznikat kladný úbytek napětí oproti pinu SENSE-.

**T SOURCE (PIN 13)** – Tento pin je připojen k plovoucí hladině napětí v H-mostu a je k němu připojen bootstrapový kondenzátor.

**T GATE FB (PIN 14)** – Tento pin musí být připojen přímo na gate horního výkonového MOSFET tranzistoru. Pokud je na tomto pinu napětí proti pinu T SOURCE vyšší než 1,75 V, nepovolí budič sepnout spodní tranzistor.

**T GATE DR (PIN 15)** – Tento pin ovládá horní tranzistor přes rezistor o hodnotě 15  $\Omega$ .



**BOOST (PIN 16)** – Přeš tento pin je odebírána energie z bootstrapového kondenzátoru. Tato energie je spotřebovávána na otevření tranzistoru.

### 2.4.1. Nadproudová ochrana tranzistorů H-můstku

Budič LT1158 má oproti jiným budičům velkou výhodu, a to, že si sám měří proud do zátěže. Tento proud pak zvládne omezit tím, že odpojí výkonové tranzistory. Proud H-můstkem je omezen velikostí úbytku napětí na snímacím rezistoru R SENSE. Úbytek napětí, který vyhodnotí budič jako nadproud, je 110 mV. Z toho vychází vztah pro výpočet hodnoty rezistoru R SENSE (1).

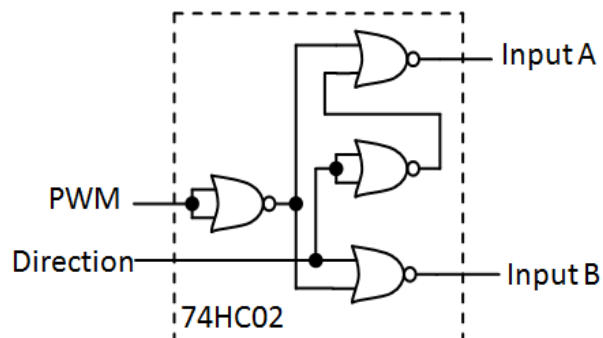
$$R\ SENSE = \frac{0,11}{I_{OUT}} = \frac{0,11}{2} = 0,055\ \Omega \quad (1)$$

Pro měnič, splňující zadání 2 A, je hodnota rezistoru R SENSE 55 mΩ. Na tomto rezistoru bude vznikat výkonová ztráta 0,22 W.

### 2.4.2. Ovládací logika budičů

Pro ovládací logiku jsem zvolil hradlo NOR 74HC02. Toto hradlo jsem zapojil podle schématu na obrázku 30. První hradlo je využito na negaci PWM signálu a slouží jako tvarovač signálu. Další hradlo je využito na negaci signálu direction. Na zbylých dvou hradlech se spíná negovaný PWM signál podle stavu na vstupu direction. Při signálu direction v log. 1 je PWM přivedeno na budič B. Pro direction v log. 0 je PWM přivedeno na budič A. Toto zapojení zajišťuje, že řízení budiče bude unipolární.

V případě, že bychom chtěli řídit můstek bipolárně, musíme změnit logiku ovládání vstupů. Pin PWM ponecháme trvale v log. 0 a na pin direction pak přivedeme PWM signál.

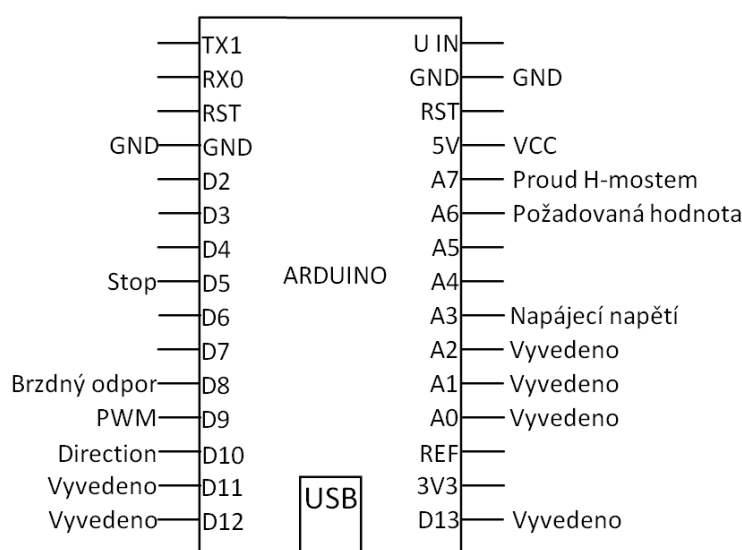


Obrázek 30: Schéma zapojení logického obvodu



## 2.5. Arduino nano V 3.0

Arduino nano je malý vývojový kit s procesorem ATmega328. Kit obsahuje 14 digitálních I/O pinů, z toho 6 poskytuje PWM výstup. Dále obsahuje 8 analogových I/O. Zatížitelnost každého I/O je 40 mA. Provozní napětí je 5 V. Toto napětí můžeme přivést na pin 5V(27) nebo můžeme využít integrovaný stabilizátor napětí a arduino napájet 6-20 V na pinu VIN(30). Arduino je vybaveno konektorem mini USB pro komunikaci s počítačem. Programování pak probíhá ve vývojovém prostředí od arduina. Programovací jazyk tohoto prostředí je odvozený z jazyka wiring a je velmi jednoduchý a přehledný. Arduino také obsahuje piny pro sériovou TTL komunikaci TX1 a RX0. Krystal určený pro taktování procesoru má frekvenci 16 MHz.



Obrázek 31: Využití pinů arduina

Na obrázku 31 jsem znázornil, jaké piny arduina jsem v této aplikaci využil. Pro napájení arduina jsem zapojil oba piny GND na zem a pin VCC na napětí 5 V. Z digitálních I/O jsem využil pin D5 pro možnost vypnutí budičů, pin D8 pro spínání brzdného odporu, pin D9 pro tvorbu PWM, pin D10 pro signál direction a piny D11, D12 a D13 jsem vyvedl na konektor pro možnost připojení budoucího rozšíření. Z analogových I/O jsem využil pin A7 na snímání proudu můstkem, pin A6 pro snímání požadované hodnoty, pin A3 pro snímání napětí napájecího napětí a piny A2, A1 a A0 jsem vyvedl na konektory pro možnost budoucího připojení rozšíření.

## 2.6. Program ve vývojovém prostředí arduina

```
3. int Stop = 5;  
4. int BrzdnyOdpor = 8;  
5. int Direction = 10;  
6. int PWM = 9;  
7. void setup()
```



```

8. {
9.   pinMode(BrzdnyOdpor, OUTPUT);
10.  pinMode(Stop, OUTPUT);
11.  pinMode(Direction, OUTPUT);
12.  pinMode(PWM, OUTPUT);
13.  digitalWrite(BrzdnyOdpor, LOW);
14.  digitalWrite(Stop, HIGH);
15.  digitalWrite(Direction, LOW);
16.  //nastavení časovače t1
17.  TCCR1A = _BV(COM1A1) | _BV(COM1B1) | _BV(WGM11) | _BV(WGM10);
18.  TCCR1B = _BV(CS10) ;
19.  //nastavení referenčního napětí na 1.1V:
20.  analogReference(INTERNAL);
21. }
22. void loop()
23. {
24.   // Načtení proměnných:
25.   int pozadovana_hodnota = analogRead(6);
26.   int napeti = analogRead(3);
27.   int proud = analogRead(7);
28.
29.   //ochrana proti přepětí (24V(800)):
30.   if (napeti > 800)
31.   {
32.     digitalWrite(BrzdnyOdpor, LOW);
33.   }
34.   else
35.   {
36.     digitalWrite(BrzdnyOdpor, HIGH);
37.   }
38.   //ochrana proti nadproudu:
39.   if (proud > 970)
40.   {
41.     digitalWrite(Stop, LOW);
42.   }
43.   else
44.   {
45.     digitalWrite(Stop, HIGH);
46.   }
47.
48.   //úprava požadované hodnoty včetně saturace hodnoty od 0-864:
49.   if (pozadovana_hodnota > 944)
50.   {
51.     pozadovana_hodnota = 944;
52.   }
53.   if (pozadovana_hodnota < 80)
54.   {
55.     pozadovana_hodnota = 80;
56.   }
57.   pozadovana_hodnota = pozadovana_hodnota - 80;
58.
59.   //nastavení pinu DIRECTION a příprava proměnné pro časovač:
60.   if (pozadovana_hodnota > 432)
61.   {
62.     digitalWrite(Direction, HIGH);
63.     pozadovana_hodnota = pozadovana_hodnota - 432;
64.   }
65.   else
66.   {
67.     digitalWrite(Direction, LOW);

```





```

68.     pozadovana_hodnota = 432 - pozadovana_hodnota;
69.     }
70.     //vynásobení požadované hodnoty 2 a zapsání do registru:
71.     OCR1A = pozadovana_hodnota * 2;
72.     }

```

### 2.6.1. Snímání analogových signálů

Pro snímání proměnných jsem využil analogové vstupy arduina A7, A6 a A3. Arduino má na analogových pinech desetibitový A/D převodník. Tento převodník může pracovat v různých režimech referenčního napětí. Změnu referenčního napětí lze uskutečnit přivedením referenčního napětí na pin REF nebo lze referenci změnit softwarově pomocí příkazu `analogReference()`. Jestliže budeme chtít použít externí referenci, musíme v programu použít příkaz `analogReference(EXTERNAL)`. Defaultně je referenční napětí 5 V. V případě potřeby lze referenční napětí nastavit na hodnotu 1,1 V příkazem `analogReference(INTERNAL)` bez nutnosti externího referenčního napětí. Kdybychom chtěli změnit referenční napětí zpět na 5 V, použijeme příkaz `analogReference(DEFAULT)`. Kvantizační krok tohoto A/D převodníku můžeme vypočítat podle vzorce (2).

$$q = \frac{U_{REF}}{1024} \quad (2)$$

Pro referenční napětí 5 V je kvantizační krok 4,88mV. Pro referenční napětí 1,1 V je kvantizační krok 1,07 mV. K výpočtu hodnoty na A/D převodníku použijeme vzorec (3).

$$X = \frac{U_A}{U_{REF}} * 1024 \quad (3)$$

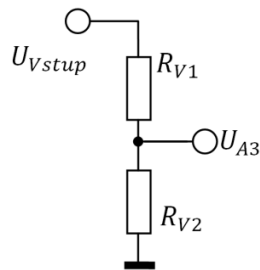
### 2.6.2. Měření napájecího napětí

Pro měření napájecího napětí jsem do schématu připojil napěťový dělič, který je vyobrazen na obrázku 32. Hodnotu odporu RV1 jsem zvolil 68 kΩ a RV2 2,2 kΩ. Napětí na pinu A3 lze vypočítat pomocí vzorce (4). Při vstupním napětí 24 V je napětí na pinu A3 752 mV.

$$U_A = \frac{U_{Vstup}}{R_{V1}+R_{V2}} * R_{V2} \quad (4)$$

Pro výpočet hodnoty načtené převodníkem využijeme vzorec (3). Protože víme, že napětí na tomto pinu nepřesáhne napětí 1,1 V, nastavíme referenční napětí na 1,1 V. Hodnota na A/D převodníku bude 700.

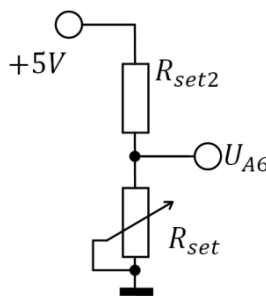




Obrázek 32: Napěťový dělič pro měření napájecího napětí

### 2.6.3. Snímání požadované hodnoty

Pro možnost ovládní výstupního napětí z H-můstku jsem přidal do návrhu druhý napěťový dělič s jedním proměnným rezistorem. Hodnota pevného rezistoru  $R_{SET2}$  je  $18\text{ k}\Omega$  a potenciometr je lineární od 0 do  $5\text{ k}\Omega$ . Schéma zapojení je zobrazeno na obrázku 33. Jestliže bude potenciometr nastaven do krajní polohy, kde má nulovou hodnotu, pak bude na pinu A6 nulové napětí. Pro druhou krajní polohu použijeme stejný vzorec jako u měření napájecího napětí (4). Napětí na pinu bude tedy  $1,086\text{ V}$ . Když toto napětí převede A/D převodník podle vzorce (3), dostaneme hodnotu 1012. Tudíž můžeme z tohoto potenciometru nastavovat hodnotu od 0 do 1012. To umožní dostatečně jemný krok změny výstupního napětí. Tento krok lze vypočítat vydělením celého rozsahu napětí, pro můj měnič ( $\pm 20\text{ V}$ ) to znamená  $40\text{ V}$ , počtem využitých hodnot z A/D převodníku. Pro tento měnič využiji 864 hodnot, tudíž krok je  $46,3\text{ mV}$ .



Obrázek 33: Napěťový dělič pro měření požadované hodnoty

### 2.6.4. Měření proudu H-můstkem

Pro měření proudu můstkem využijeme rezistor  $R_{sense}$ , který je vložen mezi zem napájení a emitory spodních tranzistorů. Na tomto odporu bude při protékání proudu vznikat úbytek napětí. Hodnota tohoto rezistoru je  $75\text{ m}\Omega$ . To znamená, že při proudu  $1\text{ A}$  bude na snímacím odporu napětí  $75\text{ mV}$ . Toto napětí je silně zakmitané díky spínání tranzistorů, tohoto jevu se musíme zbavit, abychom získávali srozumitelnou informaci o proudu můstkem. Zákmity odstraníme pomocí aliasingového filtru prvního řádu. Ten se v mém případě skládá z rezistoru

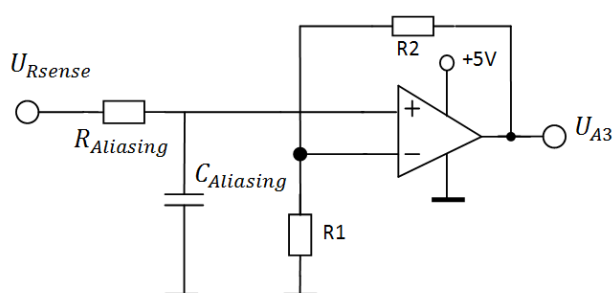


$R_{Aliasing}$  o hodnotě 10 k $\Omega$  a kondenzátoru  $C_{Aliasing}$  o hodnotě 1  $\mu$ F. Časová konstanta  $\tau$  tohoto filtru je rovna součinu  $R_{Aliasing}$  a  $C_{Aliasing}$ . Z toho plyne výpočet pro mezní frekvenci (5). Frekvence nižší než tato frekvence budou nezměněny, ale vyšší frekvence budou odfiltrovány.

$$f_{mezní} = \frac{1}{R_{Aliasing} * C_{Aliasing}} \quad (5)$$

Toto napětí můžeme přivést na operační zesilovač, ten je zapojen jako neinvertující zesilovač. Napětí na vstupu A3 je dáno vzorcem (6). Schéma zapojení vidíme na obrázku 34.

$$U_{A3} = U_{Rsense} * \left(1 + \frac{R2}{R1}\right) \quad (6)$$

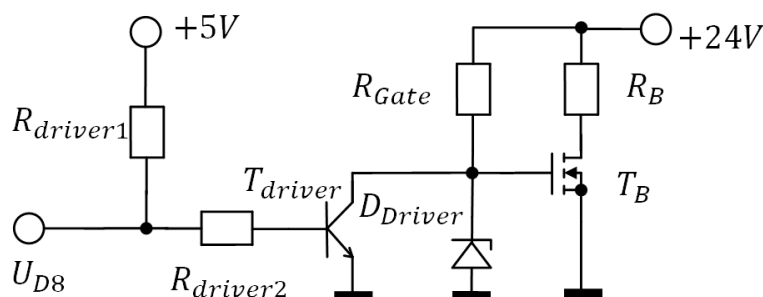


Obrázek 34: Schéma snímání proudu H-můstkem

Hodnoty rezistoru R1 a R2 jsem vybral 5,1 a 30 k $\Omega$ , což znamená, že napětí na pinu A3 bude 6,9 $\times$  větší než napětí  $U_{Rsense}$ . Při proudu 2 A bude napětí na odporu  $R_{sense}$  150 mV a napětí na pin A3 bude 1,035 V. Velikost proudu můstkem, z A/D převodníkem načtených hodnot, vypočteme pomocí vzorce (7). Tento vzorec je odvozený ze vzorců (6) a (3).

$$I = \frac{\frac{\frac{X}{1024} * U_{REF}}{R1}}{1 + \frac{R1}{R2}}}{R_{Sense}} \quad (7)$$

### 2.6.5. Ochrana proti přepětí v meziobvodu



Obrázek 35: Schéma ochranného obvodu



Způsob měření napětí na vstupu jsem popsal v kapitole 2.6.1. V této kapitole se zabývám řešením problému s přebytečnou energií, která se vrací ze zátěže (motoru). Tato energie se vrací zpět do kondenzátoru, ale je-li kondenzátor nabitý, napětí na něm bude vzrůstat. Proto se tato energie musí pálit na odporu  $R_B$ . Schéma spínání tohoto výkonového odporu je na obrázku 35. Výkonový MOSFET tranzistor  $T_B$  (IRFZ34) nemohu ovládat přímo z pinu arduina, proto je v obvodu NPN tranzistor  $T_{Driver}$  (BC846). Tento tranzistor je v normálním stavu sepnutý a odvádí energii z hradla tranzistoru  $T_B$  tak, aby se nemohl sepnout. Tranzistor  $T_{Driver}$  je napájen přes rezistory  $R_{Driver1}$  a  $R_{Driver2}$  z 5 V stabilizátoru. Pin D8 je v normálním stavu nastaven na logickou jedničku (+5V). Když potřebuji pálit energii (sepnout  $T_B$ ), zapíši na pin D8 logickou nulu. Proud poté nepoteče do báze tranzistoru  $T_{Driver}$ , ale poteče do pinu arduina. Tranzistor  $T_{Driver}$  se vypne a na hradlo tranzistoru  $T_B$  se dostane napětí 15 V (díky Zenerově diodě  $D_{Driver}$ ) a tranzistor  $T_B$  se sepne.

### 2.6.6. Generování PWM signálu

Pro generování PWM signálu jsem vybral časovač T1. Ten jsem nastavil pomocí bitů WGM11 a WGM10 na fázově korektní 10-ti bitové PWM. Předděličku (Prescaler) jsem bitem CS10 nastavil na jedničku, tedy na dělicí poměr 1:1. Frekvence nosného kmitočtu PWM bude s tímto nastavením 7 820 Hz. Velikost střídy PWM signálu pak nastavuji na konci programu v registru OCR1A, který nabývá hodnot 0 až 1024. Tak reguluji výstupní napětí od 0 V do napětí napájecího zdroje. Pokud chci při použití napájecího zdroje 24 V snížit rozsah výstupnímu napětí na 0-20 V, tak omezím hodnoty dosazované do OCR1A na rozsah hodnot 0 až 864.

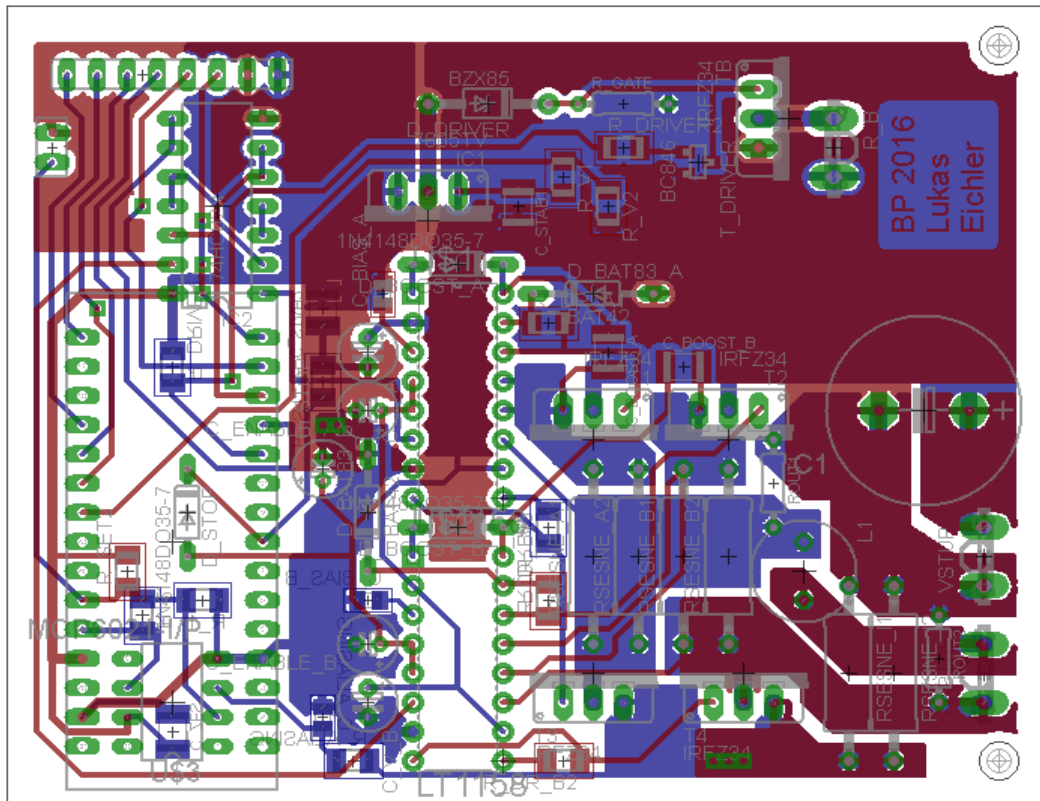
10-ti bitový A/D převodník, snímající požadovanou hodnotu napětí z potenciometru, rozpoznává 1024 různých hodnot. Pro řízení napětí i směru jedním potenciometrem potřebuji rozsah A/D převodníku rozdělit na dvě poloviny. Jednu polovinu využiji na nastavení napětí od 0 do 20 V a druhou na hodnoty od 0 do -20 V. Podle velikosti hodnoty z AD převodníku nastavím směr otáčení a určím střídu potřebnou pro generování PWM signálu. Hodnoty vkládám do registru ORC1A a násobím je dvěma, abych pokryl celé rozsahy napětí.

## 2.7. Návrh plošného spoje

Pro návrh plošného spoje jsem použil návrhové prostředí EAGLE. Deska plošného spoje bude oboustranná (dvouvrstvá).

Spínání tranzistorů v můstku způsobuje rušení. Aby se toto rušení nešířilo do okolí, musí být spoje propojující výkonovou část co nejkratší. Dalším problémem, se kterým se při návrhu musím vypořádat, jsou části se snímáním proudu na odporech  $R_{sense}$ . Toto vedení je třeba též navrhnout co nejkratší s co nejmenší možností naindukování rušivého signálu.



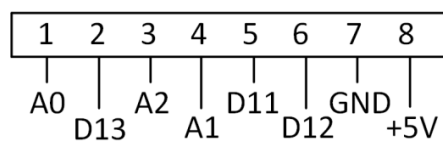


Obrázek 36: Plošný spoj

Na obrázku 36 vidíme navržený plošný spoj. Výkonová část je v pravém dolním rohu zleva ohraničená budiči LT1158 a pokrývá přibližně  $\frac{1}{4}$  plochy spoje. Vpravo dole je odspoda svorkovnice na výstup z měniče, a hned vedle je svorkovnice pro vstup do měniče. V levé spodní části je arduino a pod ním je operační zesilovač MCP6021. Nad arduinem je logický obvod a nad ním je 8-pinová svorkovnice určená pro možné budoucí rozšíření. Nalevo je vstup pro připojení potenciometru k ovládání měniče. Vedle logického obvodu a nad budiči je 5 V stabilizátor. Nad výkonovou částí je část pro ochranu proti přepětí.

## 2.8. Svorkovnice pro rozšíření

Pro možnost připojení nějakého rozšíření, například display, jsem z arduina vyvedl 6 různých pinů. Tři piny jsou analogové I/O a tři digitální I/O. Celá tato svorkovnice obsahuje ještě o dva piny víc. Tyto piny jsou využity pro vyvedení +5 V a země. Zapojení svorkovnice je vyobrazeno na obrázku 37.



Obrázek 37: Svorkovnice rozšíření



Piny A0, A1 a A3 jsou klasické analogové I/O a nemají žádnou speciální schopnost. Piny D11, D12 a D13 lze použít nejen jako digitální I/O, ale můžeme je využít i jako sériové periferní rozhraní. V tomto rozhraní je pin D11 MOSI, pin D12 MISO a pin D13 SCK. Pin D11 poskytuje navíc PWM, které je ovládané časovačem 2.



### 3. Realizace měniče

V následujících podkapitolách popisují realizaci spínaného regulovatelného zdroje a provedená měření na zdroji.

#### 3.1. Osazení plošného spoje



Obrázek 38: Osazený plošný spoj v krabičce



Obrázek 39: krabička pohled zepředu a ze zadu

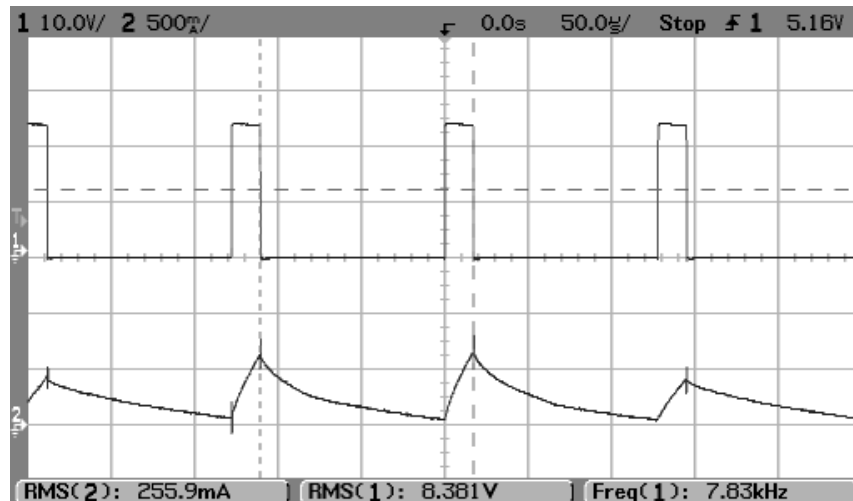
Na obrázku 38 vidíme osazený plošný spoj uložený v krabičce. Plošný spoj se osazuje postupně od malých SMD součástek až po velké vývodové součástky. Na obrázku je již plošný spoj připojen ke vstupům, výstupům a ovládacím prvkům. Na obrázku 39 je vidět krabička zepředu i zezadu. Popisky na přední straně označují orientaci výstupu měniče a přibližné napětí podle natočení potenciometru. Vpředu je i vypínač napájení, který má též popsání stavů. Na zadní straně měniče je štítek s hlavními parametry spínaného zdroje. Také je zde popsána polarita na vstupním konektoru.

Při osazování plošného spoje byly odhaleny nedostatky návrhu. Vstupní a výstupní svorkovnice se překrývaly s odporem ROUT. Také byl chybně připojený bootstrapový kondenzátor. Tuto chybu jsem již v příloženém schématu a navrženém plošném spoji opravil.



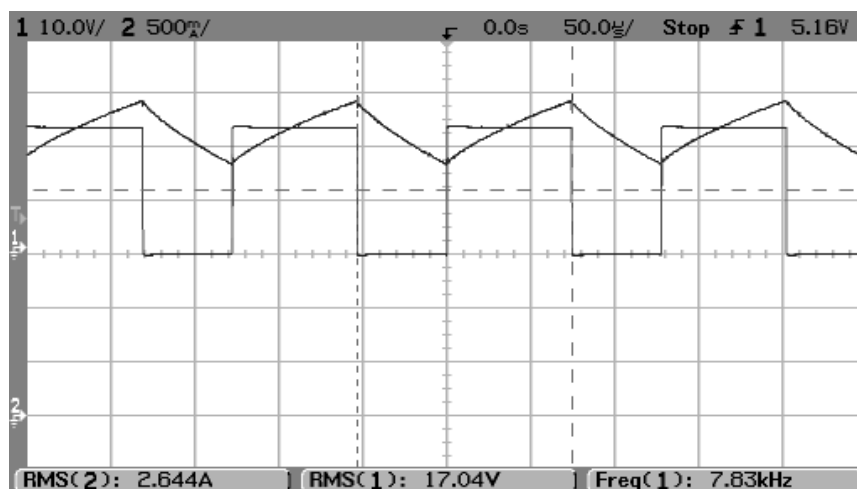
## 3.2. Měření parametrů měniče

Pro měření parametrů měniče jsem měnič zatěžoval motorem mini vrtačky AD-19 nebo odporovou zátěží  $7,5 \Omega$ .



Obrázek 40: Měření proudu a napětí na zátěži (nízké zatížení)

Na obrázku 40 je vidět průběh napětí a proudu na zátěži, kterou je vrtačka. Frekvence spínání tranzistorů je 7,83 kHz, tu lze snadno změnit nastavením předděličky časovače generujícího PWM signál v programu. Napětí se mění mezi 0 a 24 V – to je napětí napájecího zdroje. Při sepnutí tranzistoru můžeme vidět, že se napětí na výstupu zvedne na horní hranici. Proud rychle roste. Po vypnutí tranzistoru proud klesá. Efektivní hodnota proudu se při této nízké zátěži pohybuje okolo 255 mA. Největší proud teče do motoru těsně před vypnutím tranzistoru, hodnota tohoto proudu je přibližně 600 mA. Naopak nejnižší proud je těsně před zapnutím tranzistoru. V této době má proud hodnotu přibližně 100 mA.

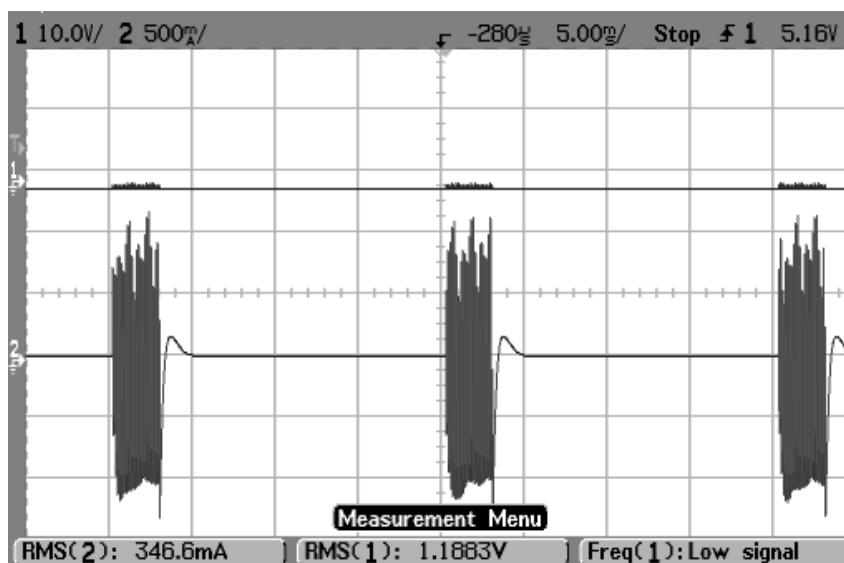


Obrázek 41: Měření proudu a napětí na zátěži (vysoká zátěž)



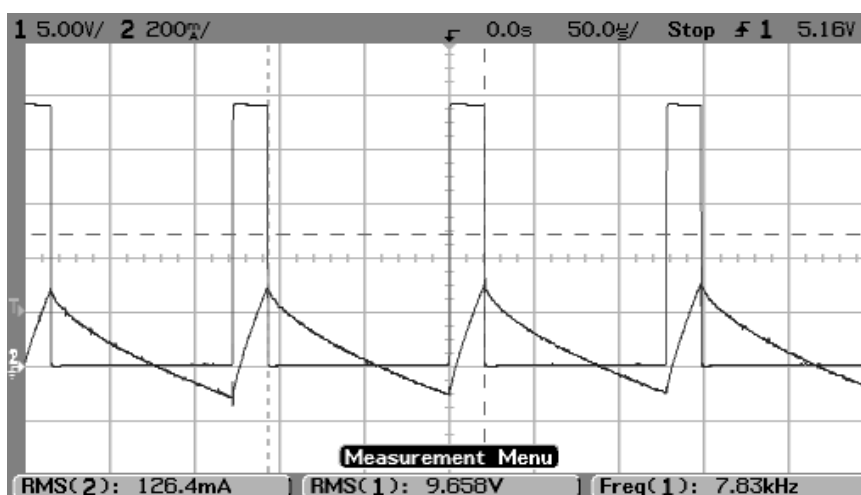


Na obrázku 41 vidíme podobný průběh jako na obrázku 40. Jediný rozdíl je, že jsem zvýšil napětí na výstupu měniče a mechanicky jsem přibrzdil rotor vrtačky. To způsobilo nárůst proudu do zátěže. Efektivní hodnota proudu do zátěže teď činí 2,64 A.



Obrázek 42: Měření napětí a proudu na výstupu při zkratu výstupu

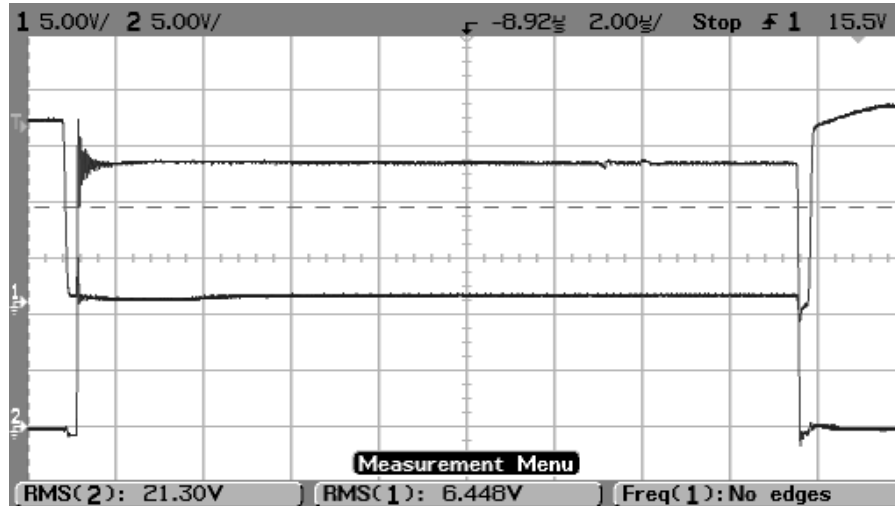
Na obrázku 42 je vidět průběh napětí a proudu na výstupu z měniče při zkratu. Vidíme, že se měnič snaží 3 ms otevřít tranzistory a pouští na výstup proud. Poté je výstup přibližně na 17 ms odpojený. Časové intervaly jsou dány vybíjením a nabíjením kondenzátoru C\_ENABLE. Aby nedocházelo ke stálému spínání a vypínání budiče, je u pinu ENABLE hystereze 2,7 a 1,2 V. Kondenzátor je nabíjen z 25 $\mu$ A vnitřního zdroje budiče. Pro rychlejší odblokování budiče jsem přidal další zdroj proudu 25  $\mu$ A. Kdybych zdroj proudu navíc nepřidal, čas na odblokování by byl dvojnásobný.



Obrázek 43: Měření napětí a proudu

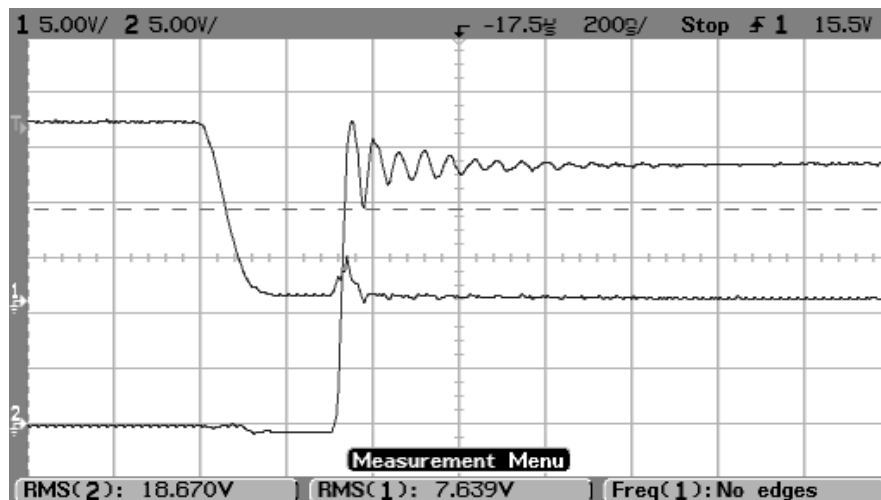


Na obrázku 43 vidíme průběh napětí a proudu při brzdění motoru. Při brzdění motoru je potřeba odebírat energii z motoru. To se na průběhu projeví záporným proudem, který na obrázku můžeme vidět. Spínání tranzistorů je unipolární, tudíž se na vstupním napětí brzdění motoru neprojevívá. Energie je totiž pálená ve vinutí motoru.



Obrázek 44: Měření spínacího procesu spodního tranzistoru

Na obrázku 44 je vidět průběh spínání a rozpínání spodního tranzistoru. Sonda kanálu 1 je připojena na hradlo a sonda kanálu 2 je připojená na drain spodního tranzistoru. Měřeno proti zemi. Na průběhu je vidět zpoždění při otevírání tranzistoru. Logická úroveň 1 má hodnotu 15 V. Napětí na drainu se mění mezi nulou a 24 V.

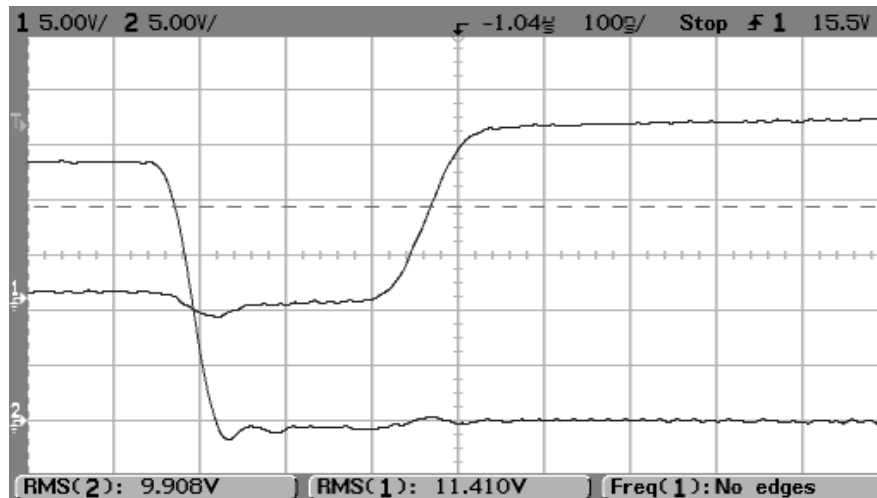


Obrázek 45: Vypínání dolního tranzistoru

Na obrázku 45 je přiblížený začátek průběhu z obrázku 44. Zde je zobrazeno vypínání tranzistoru. Doba vypínání činí přibližně 100 ns. Po uplynutí této doby je tranzistor vypnutý, ale horní tranzistor stále zapnutý není, tudíž napětí na drainu není 0 ani 24 V. Horní tranzistor se

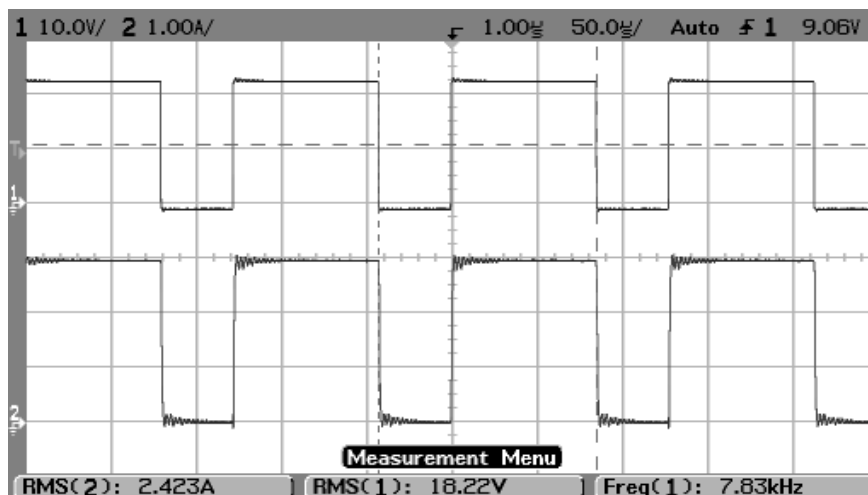


zapne až po tzv. mrtvé době, kterou do obvodu vkládá budič, aby nemohl sepnout oba tranzistory v jedné větvi najednou.



Obrázek 46: Zapínání spodního tranzistoru

Na obrázku 46 je přibližná druhá část průběhu z obrázku 44. Zde je zobrazeno spínání spodního tranzistoru. Je vidět, že napětí na drainu klesá z 24 V na nulu. To znamená, že se vypíná horní tranzistor. Vypínání trvá přibližně 100 ns. Poté je vložena mrtvá doba a po dobu 150 ns není sepnutý vrchní ani spodní tranzistor. V této době napětí na drainu nemá hodnotu 0 ani 24 V. Po mrtvé době je spínán spodní tranzistor. Spínání trvá 100 ns. Po sepnutí spodního tranzistoru je napětí na drainu rovno nule.

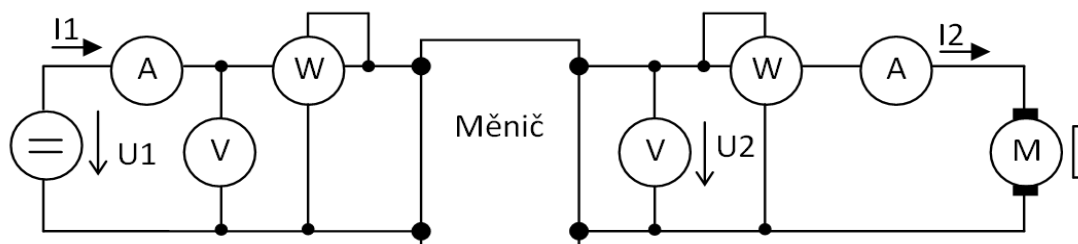


Obrázek 47: Měření napětí a proudu na výstupu s odporovou zátěží

Na obrázku 47 je vidět průběh napětí a proud na výstupu měniče. Napětí je měřeno kanálem 1 a proud je měřený kanálem 2. K měniči jsem připojil odporovou zátěž 7,5  $\Omega$ . Při napětí 18,22 V je efektivní hodnota proudu do zátěže 2,42 A.



### 3.3. Měření účinnosti



Obrázek 48: Schéma zapojení měřicích přístrojů

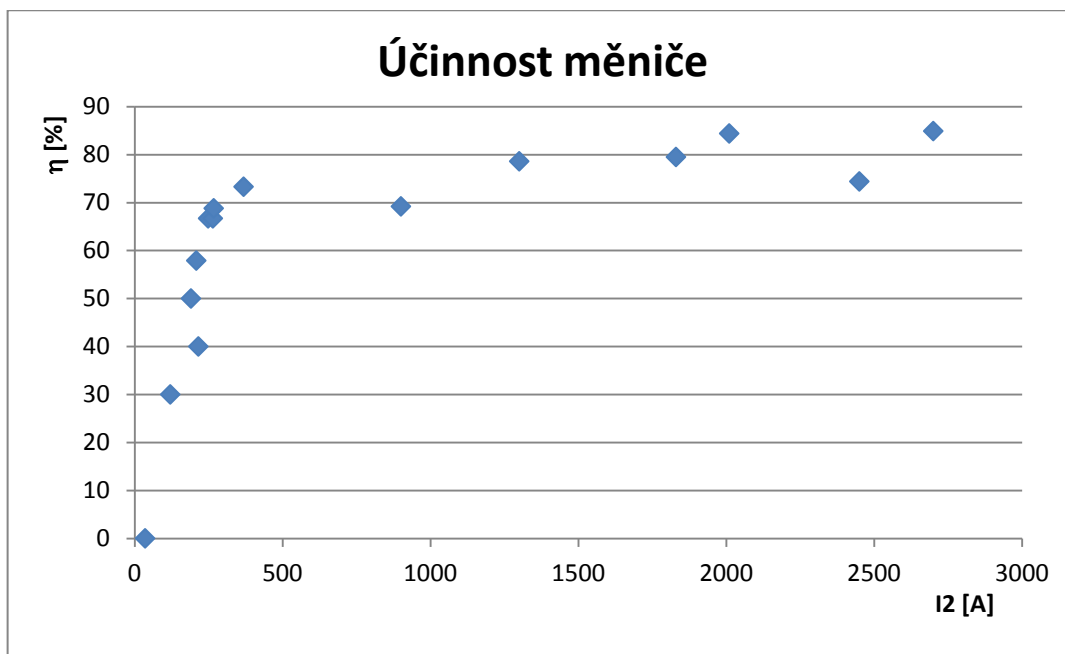
Pro zjištění účinnosti jsem provedl několik měření výkonu, proudu a napětí při různých výstupních napětích. Měnič byl zatížen motorem vrtačky. Schéma zapojení je na obrázku 48. V tabulce 2 jsou naměřené a vypočtené hodnoty. Naměřené hodnoty u sebe mají vypočítanou nejistotu měření typu B. Požadovaná hodnota, na kterou byl nastaven potenciometr, je označena v tabulce písmenem  $u$ . Účinnost měniče  $\eta$  je vypočtena z poměru výstupního výkonu  $P_2$  a vstupního výkonu  $P_1$ . Řádky tabulky podbarvené šedou barvou jsou měření, při kterých měla vrtačka mechanicky zastavený rotor. Oranžově jsou podbarveny řádky měření, při kterých byl měnič vypínán nadproudovou ochranou. Ostatní naměřené hodnoty jsou měřené při volně se točícím rotoru motoru.

Tabulka 2: Měření účinnosti

$P_1$ [W]	$U_1$ [V]	$I_1$ [mA]	$P_2$ [W]	$U_2$ [V]	$I_2$ [mA]	$u$ [V]	$\eta$ [%]
$1,75 \pm 2,6$	$23,73 \pm 0,3$	$66 \pm 1,7$	$0,00 \pm 0,1$	$0,13 \pm 0,02$	$35 \pm 0,9$	0	0
$2,50 \pm 1,8$	$23,72 \pm 0,3$	$101 \pm 2,5$	$0,75 \pm 6$	$-4,95 \pm 0,04$	$-120 \pm 3$	-5	30
$6,50 \pm 0,8$	$23,71 \pm 0,3$	$251 \pm 7$	$4,50 \pm 1,2$	$-4,79 \pm 0,04$	$-900 \pm 23$	-5	69,2
$4,00 \pm 1,2$	$23,72 \pm 0,3$	$158 \pm 4$	$2,00 \pm 2,3$	$-9,90 \pm 0,1$	$-190 \pm 5$	-10	50
$19,50 \pm 0,4$	$23,63 \pm 0,3$	$780 \pm 20$	$15,50 \pm 0,4$	$-9,25 \pm 0,1$	$-1830 \pm 50$	-10	79,5
$7,50 \pm 0,7$	$23,69 \pm 0,3$	$304 \pm 8$	$5,50 \pm 0,9$	$-14,99 \pm 0,16$	$-368 \pm 10$	-15	73,3
$41,00 \pm 0,19$	$23,50 \pm 0,3$	$1650 \pm 50$	$30,50 \pm 0,23$	$-13,53 \pm 0,15$	$-2450 \pm 70$	-15	74,4
$7,50 \pm 0,7$	$23,70 \pm 0,3$	$290 \pm 8$	$5,00 \pm 1,0$	$-20,82 \pm 0,23$	$-248 \pm 7$	-20	66,7
$25,50 \pm 2,6$	$23,48 \pm 0,3$	$1086 \pm 28$	$19,50 \pm 0,4$	$-6,90 \pm 0,07$	$-1280 \pm 40$	-20	76,5
Druhá polovina rozsahu							
$3,75 \pm 1,3$	$23,73 \pm 0,3$	$134 \pm 4$	$1,50 \pm 3,0$	$5,10 \pm 0,09$	$215 \pm 6$	5	40
$10,50 \pm 0,5$	$23,68 \pm 0,3$	$430 \pm 11$	$8,25 \pm 0,6$	$4,90 \pm 0,08$	$1300 \pm 40$	5	78,6
$4,75 \pm 1,0$	$23,71 \pm 0,3$	$183 \pm 5$	$2,75 \pm 1,7$	$10,00 \pm 0,14$	$208 \pm 6$	10	57,9
$24,00 \pm 0,27$	$23,59 \pm 0,3$	$1020 \pm 26$	$20,25 \pm 0,3$	$9,28 \pm 0,14$	$2010 \pm 50$	10	84,4
$6,75 \pm 0,8$	$23,70 \pm 0,3$	$264 \pm 7$	$4,50 \pm 1,1$	$15,04 \pm 0,2$	$264 \pm 7$	15	66,7
$43,00 \pm 0,19$	$23,59 \pm 0,3$	$1400 \pm 40$	$36,50 \pm 0,21$	$13,30 \pm 0,18$	$2700 \pm 70$	15	84,9
$8,00 \pm 0,7$	$23,69 \pm 0,3$	$308 \pm 8$	$5,50 \pm 0,9$	$19,30 \pm 0,26$	$267 \pm 7$	20	68,8
$25,00 \pm 0,26$	$23,41 \pm 0,3$	$1084 \pm 28$	$19,00 \pm 0,4$	$6,05 \pm 0,1$	$1260 \pm 40$	20	76
Zkrat na výstupu							
$20,50 \pm 0,3$	$23,06 \pm 0,3$	$960 \pm 24$	$11,00 \pm 0,5$	$1,59 \pm 0,04$	$1270 \pm 40$	20	53,7



K měření byly použity 4 digitální multimetry značky Extech MN 16 (na obrázku 48 označeny  $2 \times V$  a  $2 \times A$ ) a 2 analogové wattmetry značky PsLL (na obrázku 48 označeny W). Analogové wattmetry byly nastaveny na rozsah 1 A a 75 V. Dva digitální multimetry byly nastaveny na měření stejnosměrného napětí a dva na měření stejnosměrného proudu.



Obrázek 49: Graf účinnosti měniče

Na obrázku 49 je graficky znázorněná závislost účinnosti na výstupním proudu. Z grafu je vidět, že při nižších proudech je účinnost nižší, protože je většina příkonu spotřebována ovládacími obvody v měniči. Při proudech vyšších než 400 mA dosahuje účinnost 80 %. Účinnost by byla vyšší, kdyby nebyly v obvodu 2 odporové bočníky, na kterých se část energie spotřebuje. Maximální naměřená účinnost je 84,9 %. Spotřeba měniče naprázdno je 1,75 W. Maximální výkonová ztráta uvnitř měniče je 10,5 W. Většina těchto ztrát je způsobena právě měřicími bočníky.



## 4. Závěr

V bakalářské práci jsem se zabýval návrhem a realizací spínaného regulovatelného zdroje. Seznámil jsem se s problematikou spínaných zdrojů z odborné literatury a nabyté informace jsem vypsals v teoretické části bakalářské práce. Navrhl jsem obvodovou koncepci čtyřkvadrantového spínaného regulovatelného zdroje s rozsahem napětí  $\pm 20$  V, 2 A. Zvolil jsem vhodné součástky a vypracoval jsem podklady pro výrobu zdroje. Navržený zdroj jsem realizoval.

Realizovaný zdroj je plně funkční a splňuje požadavky ze zadání. Napětí lze regulovat v rozsahu  $\pm 20$  V pomocí potenciometru. Zdroj je uzavřen v krabičce, na které je konektor pro napájecí napětí 24 V, vypínač pro možnost odpojení zdroje od napájení, potenciometr pro možnost nastavení výstupního napětí a svorky pro připojení zátěže na výstup měniče.

Zdroj ovládá vývojový kit arduino nano. Ten vytváří PWM signál pro ovládání tranzistorů. Měnič je řízen unipolárně, ale malou změnou programu lze dosáhnout řízení bipolárního. A/D převodníkem měří arduino proud H-můstkem a napětí meziobvodu. To lze v budoucnu využít například k regulaci připojeného motoru nebo lze hodnotu napětí a proudu vypisovat na display. Z arduino je vyvedeno několik pinů pro možnost nějakého rozšíření, např. display. Vyvedené digitální piny lze využít k sériové komunikaci s dalším zařízením.

Při návrhu zdroje byl kladen důraz na odolnost vůči zkratu. Toho je dosaženo dvěma způsoby. První způsob ochrany vůči zkratu je implementován přímo v budiči tranzistorů, který si měří proud můstkem. Druhý způsob je pomocí programové ochrany v arduinu, které též měří proud můstkem a při překročení limitu může tranzistory odpojit.

Dalším důležitým kritériem bylo to, že zdroj musí být čtyřkvadrantový. Čtyřkvadrantový zdroj musí energii do zátěže nejen dodávat, ale v případě potřeby jí musí i odebírat. V tomto návrhu je energie, odebraná ze zátěže, pálena na výkonovém odporu, aby bylo zabráněno zničení kondenzátorů.



## Literatura

- [1] VOREL P., PATOČKA M.: Budiče výkonových tranzistorů MOSFET a IGBT. Časopis pro elektrotechniku Elektrovue, <http://www.elektrovue.cz>, Brno 2004, ISSN 1213-1539.
- [2] PATOČKA, Miroslav. Vybrané stati z výkonové elektroniky: Svazek II. Pulsní měniče bez vf. impulsního transformátoru. Vyd. 1. Brno: Vysoké učení technické, 1997, S. 69-175. Učební texty vysokých škol. ISBN 80-214-0883-9.
- [3] WILSON, Dave. So, Which PWM Technique is Best? (part1) [online]. 2012, 2015-11-14, : 1 [cit. 2015-11-14].  
Dostupné z: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-1](https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-1).
- [4] WILSON, Dave. So, Which PWM Technique is Best? (part2) [online]. 2012, 2015-11-14, : 1 [cit. 2015-11-14].  
Dostupné z: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-2](https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-2).
- [5] WILSON, Dave. So, Which PWM Technique is Best? (part3) [online]. 2012, 2015-11-14, : 1 [cit. 2015-11-14].  
Dostupné z: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-3](https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-3).
- [6] WILSON, Dave. So, Which PWM Technique is Best? (part4) [online]. 2012, 2015-11-14, : 1 [cit. 2015-11-14].  
Dostupné z: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-4](https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-4).
- [7] WILSON, Dave. So, Which PWM Technique is Best? (part5) [online]. 2012, 2015-11-14, : 1 [cit. 2015-11-14].  
Dostupné z: [https://e2e.ti.com/blogs\\_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-5](https://e2e.ti.com/blogs_/b/motordrivecontrol/archive/2012/04/04/so-which-pwm-technique-is-best-part-5).
- [8] KREJČIŘÍK, Alexandr. Napájecí zdroje I,II,III. Praha: BEN - technická literatura, 1998,2000.
- [9] FAKTOR, Zdeněk. Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje. Praha: BEN – technická literatura, 2002.
- [10] NOVOTNÝ, Vlastislav, Pavel VOREL a Miroslav PATOČKA. Napájení elektronických zařízení: přednášky. Brno: Vysoké učení technické, 2002.



## Přílohy

Na přiloženém CD je ve složce Písenná práce umístěna bakalářská práce ve formátu PDF. Ve složce výrobní data jsou umístěna data z programu EAGLE, deska plošného spoje s příponou brd a schéma měniče s příponou sch.

