

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA ELEKTROMECHANIKY A VÝKONOVÉ
ELEKTRONIKY**

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Univerzální zdroj malého výkonu

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Ondřej URBAN**

Osobní číslo: **E14B0208P**

Studijní program: **B2644 Aplikovaná elektrotechnika**

Studijní obor: **Aplikovaná elektrotechnika**

Název tématu: **Univerzální zdroj malého výkonu**

Zadávací katedra: **Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky**

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

1. Uvedte základní principy a vlastnosti elektronických napájecích zdrojů a jejich řízení. Pozornost věnujte zejména variantě jednofázového střídavého zdroje.
2. Proveďte návrh zdroje a jeho konstrukčního provedení včetně dimenzování použitých součástek pro výstupní hodnoty cca 30V/5A.
3. Sestavte funkční model zvoleného způsobu napájení (sestavení + oživení zařízení, laboratorní ověření činnosti a otestování dosažených vlastností).
4. Zhodnoťte navržené zařízení (případně uveďte možnosti dalšího rozšíření či vylepšení).



Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **30 - 40 stran**

Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. Přednášky či skripta z doporučených předmětů, elektronické zdroje.

Vedoucí bakalářské práce:

Ing. Jiří Fořt, Ph.D.

Katedra elektromechaniky a výkonové elektroniky

Datum zadání bakalářské práce: **14. října 2016**

Termín odevzdání bakalářské práce: **8. června 2017**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan



J. Kůs

Prof. Ing. Václav Kůs, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 14. října 2016

Abstrakt

Předkládaná bakalářská práce je zaměřena na návrh zařízení, pro napájení zejména zátěží malých impedancí. Tento zdroj by měl dodávat do zátěže proud sinusového (případně jiného) průběhu o amplitudě zhruba do 5 A, a o různých frekvencích (desítky mHz až desítky Hz). Dále je stručně popsána základní teorie o stejnosměrných a střídavých napájecích zdrojích.

Při návrhu prototypu zařízení bylo vycházeno z topologie jednofázového napěťového střídače v zapojení plného můstku. Pro řízení systému byl použit digitální signálový procesor TSM320F28335. Uživatelské rozhraní je realizováno jak pomocí potenciometrů, tak propojením zařízení s PC přes USB, s využitím počítačového programu, vytvořeného v jazyce C#. Při návrhu tohoto prototypu bylo vycházeno ze simulací, vytvořených v systémech Matlab a Simulink. Následně byly naměřeny reálně dosažené průběhy.

Klíčová slova

Jednofázový střídač, napájecí zdroj, plný můstek, výstupní filtr, PI regulátor, Matlab, Simulink, DSP, eZdsp F28335.

Abstract

This bachelor thesis is focused on design of device for powering especially loads of small impedances. This device should be capable of powering the load with sine current of amplitude of 5 A, and frequencies from tens of mHz up to tens of Hz. Also basics of DC and AC power supplies theory are shortly described.

Prototype of the designed device is based on single phase full bridge voltage inverter. For control of this device a digital signal processor TMS320F28335 is used. User interface is done with potentiometers and for advanced control a computer program was created, using the programming language C#. Computer simulations using Matlab and Simulink were created to check the designed device and to help properly design the current regulator and output filter. Also real achieved waveforms were measured on a complete device.

Key words

Single-phase inverter, power supply, full bridge, output filter, PI regulator, Matlab, Simulink, DSP, eZdsp F28335.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této bakalářské práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 5.6.2017

Ondřej Urban

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu bakalářské práce Ing. Jiřímu Fořtovi, Ph.D. za cenné rady, připomínky a trpělivost. Dále pak Katedře aplikované elektroniky a telekomunikací, obzvláště Ing. Kamilu Kosturikovi, Ph.D. za výrobu prototypu desky plošných spojů.

Obsah

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	10
ÚVOD	12
1. SPÍNANÉ ZDROJE STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚTÍ	13
1.1. BLOKUJÍCÍ MĚNIČ (FLYBACK CONVERTER)	14
1.1.1. Topologie.....	14
1.1.2. Řízení.....	14
1.1.3. Použití.....	15
1.2. PROPUSTNÝ MĚNIČ (FORWARD CONVERTER)	15
1.2.1. Topologie.....	15
1.2.2. Řízení.....	16
1.2.3. Použití.....	16
1.3. DVOJČINNÝ MĚNIČ S KAPACITNÍMI DĚLÍCI (HALF-BRIDGE REGULATOR).....	16
1.3.1. Topologie.....	16
1.3.2. Řízení.....	17
1.3.3. Použití.....	17
1.4. DVOJČINNÝ MĚNIČ SE ČTYŘMI SPÍNAČI (FULL-BRIDGE CONVERTER).....	17
1.4.1. Topologie.....	17
1.4.2. Řízení.....	18
1.4.3. Použití.....	18
2. JEDNOFÁZOVÉ ZDROJE STŘÍDAVÉHO NAPĚTÍ	18
2.1. POLOVIČNÍ MŮSTEK.....	18
2.2. PLNÝ MŮSTEK	19
2.3. ŘÍZENÍ.....	20
2.3.1. Obdélníkové amplitudové řízení	20
2.3.2. Obdélníkové šířkové řízení	20
2.3.3. Pulsně šířková modulace.....	20
2.4. VÝKONOVÉ ZTRÁTY	25
2.5. VÝKONOVÉ ZESILOVAČE.....	25
2.5.1. Zesilovač ve třídě A	26
2.5.2. Zesilovač ve třídě B	26
2.5.3. Zesilovače ve třídě AB.....	27
2.5.4. Zesilovač ve třídě D.....	27
2.5.4.1. Výkonové zesilovací stupně zesilovače ve třídě D	28
2.5.4.2. Zhodnocení	28
2.6. TVORBA REFERENČNÍCH HARMONICKÝCH PRŮBĚHŮ	28
2.6.1. Harmonické oscilátory	29
2.6.1.1. Oscilátory se záporným odporem	29
2.6.1.2. Zpěťmovazební oscilátory.....	29
3. NÁVRH STABILIZOVANÉHO ZDROJE STŘÍDAVÉHO PROUDU	29
3.1. POŽADAVKY.....	29
3.2. VOLBA TOPOLOGIE.....	30
3.3. REALIZACE VÝKONOVÉ ČÁSTI.....	31
3.3.1. DRV8432	31
3.3.2. Deska plošných spojů výkonové části	31
3.3.3. Chlazení výkonového obvodu	32
3.4. REALIZACE MĚŘÍCÍCH OBCODŮ	33
3.4.1. Měření proudu.....	34
3.4.2. Měření napětí.....	36

3.5.	REALIZACE ŘÍDÍCÍ ČÁSTI	36
3.5.1.	Řídící jednotka.....	37
3.5.2.	Software pro řídicí desku.....	37
3.5.3.	Software pro PC	41
3.6.	VÝSTUPNÍ FILTR	43
3.7.	VÝSLEDKY SIMULACÍ	45
3.7.1.	Návrh parametrů PI regulátoru.....	45
3.7.2.	Simulace celé soustavy	46
3.7.2.1.	Simulace v prostředí Simulink	46
3.7.2.2.	Simulace jako funkce pro Matlab	47
4.	NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY	48
5.	SHRNUTÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	51
5.1.	MOŽNOSTI ZLEPŠENÍ A BUDOUCÍHO ROZŠÍŘENÍ	51
5.2.	ZÁVĚR.....	52
	SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ.....	53
	PŘÍLOHY	1

Seznam symbolů a zkratk

AC.....	Alternating current
ADC.....	Analogově digitální převodník
CAD.....	Computer aided design
CCS.....	Code Composer Studio
DC.....	Direct current
DPS.....	Deska plošných spojů
DSP.....	Digitální signálový procesor
Eagle.....	CAD systém pro tvorbu desek plošných spojů
ePWM.....	Enhanced pulse width modulation
f	Frekvence [Hz]
FET.....	Field-effect transistor
float.....	32 bitový datový typ s plovoucí desetinnou čárkou
GND.....	Označení zemního potenciálu
HRPWM.....	High resolution pulse width modulation
I_{ef}	Efektivní hodnota proudu [A]
$I_{měř}$	Naměřený proud [A]
$I_{pož}$	Požadavek proudu [A]
I_{ZN}	Jmenovitá hodnota proudu zátěží [A]
K_P	Zesílení proporční složky regulátoru [-]
m	Hloubka modulace [-]
MATLAB.....	Matrix laboratory
MOSFET.....	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
P_{tot}	Celkový ztrátový výkon [W]
PWM.....	Pulse width modulation
R_{CA}	Teplotní odpor mezi čipem a pouzdem součástky [°C/W]
R_{HS}	Teplotní odpor mezi čipem a pouzdem součástky [°C/W]
R_{JC}	Teplotní odpor mezi čipem a pouzdem součástky [°C/W]
R_{on}	Odpor tranzistoru v sepnutém stavu [Ω]
S	Integrál proudu podle času [A·s]
SCI.....	Serial Communications Interface
SEQ1.....	Sekvencér 1
SEQ2.....	Sekvencér 2

T_A	Teplota okolního prostředí [°C]
T_C	Teplota pouzdra chlazené součástky [°C]
t_{Don}	Doba vedení nulové diody [s]
T_{Jmax}	Maximální teplota čipu chlazené součástky [°C]
t_{off}	Doba spínání tranzistoru [s]
t_{on}	Doba spínání tranzistoru [s]
t_{ved}	Doba vedení proudu tranzistorem [s]
U_{drop}	Úbytek napětí na nulové diodě v propustném směru [V]
USB	Universal serial bus
U_{ss}	Napětí na stejnosměrné straně střídače [V]
W_{cond}	Ztrátová energie při vedení tranzistoru [J]
W_{off}	Ztrátová energie při vypínání tranzistoru [J]
W_{on}	Ztrátová energie při spínání tranzistoru [J]
x	Výsledný zásah regulátoru [-]
ΔU_{LN}	Úbytek napětí na indukčnosti [V]
ε	Regulační odchylka [A]
τ_i	Časová konstanta integračního členu [s]
τ_{vz}	Perioda vzorkování [s]
ω_0	Zlomová úhlová frekvence [rad/s]
ω_N	Jmenovitá hodnota úhlové frekvence [rad/s]

Úvod

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem jednofázového zdroje proudu pro napájení malých impedancí. Cílem je navrhnout a sestrojít funkční prototyp zdroje, schopného dodat do těchto zátěží sinusový proud o amplitudě alespoň 5 A, a frekvence, pohybující se od jednotek mHz až po desítky Hz. Zařízení má být napájeno ze zdroje stejnosměrného napětí, jež nebyl předmětem této práce.

Práce je rozdělena do dvou hlavních částí. V první části jsou nejprve popsány základní principy možností realizace stejnosměrných a střídavých napájecích zdrojů pro výkony odpovídající zadaným požadovaným parametrům, včetně základních možností jejich řízení. Druhá část se věnuje popisu jednotlivých funkčních bloků realizovaného zařízení, včetně popisu vytvořeného software pro řídicí část. Dále jsou uvedeny výsledky simulací, vytvořených ve výpočetním systému Matlab a Simulink. Rovněž jsou uvedeny některé z průběhů, naměřených na sestrojeném prototypu.

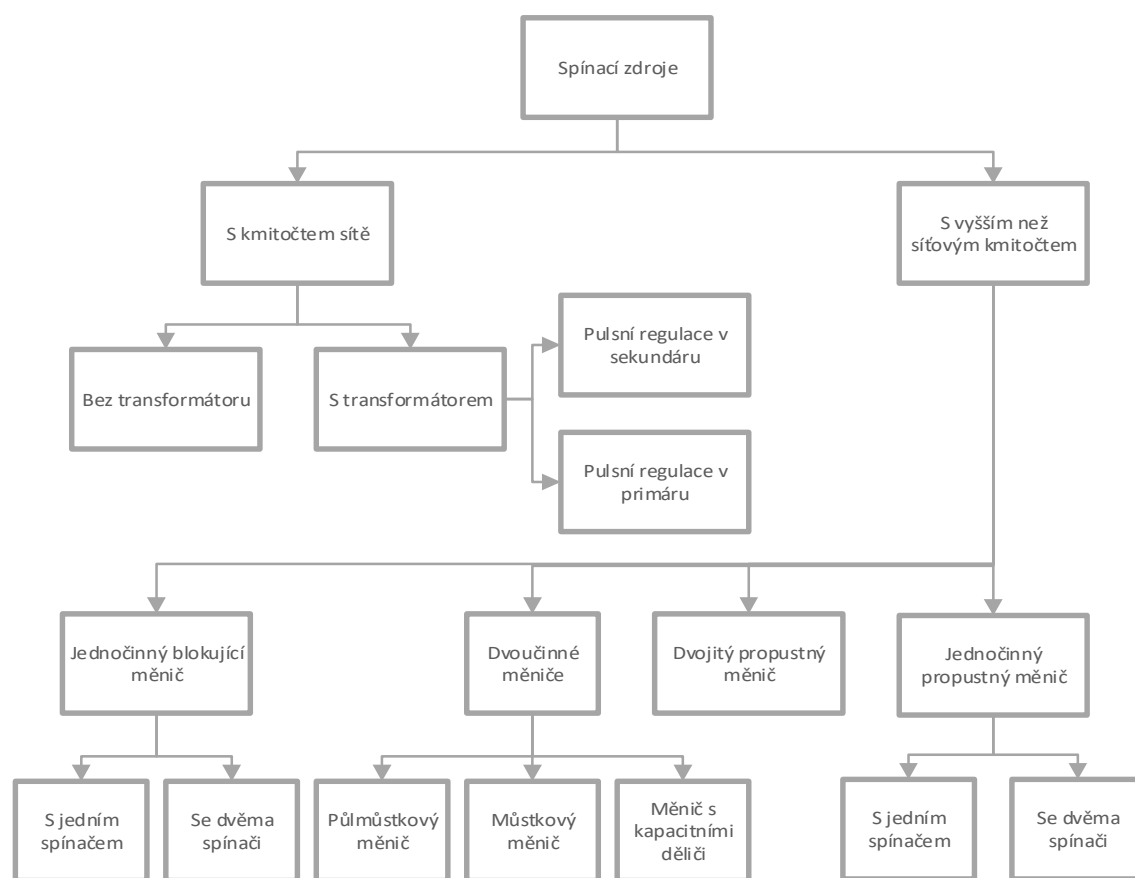
Při návrhu zařízení byla nejprve zvolena jeho topologie. Jak lze vidět například v [1], či [13], jsou pro tyto účely nejčastěji užívány topologie, založené na zapojení nazývaném plný můstek (z anglického full-bridge). Vzhledem k malému požadavku na výstupní i vstupní napětí bylo voleno použití některého z dostupných integrovaných obvodů. Mezi nabízenými alternativami se jeví jako jeden z nejvhodnějších obvod DRV8432 od společnosti Texas Instruments. Pro tento obvod byla navržena deska plošných spojů, nesoucí další potřebné součástky tak, aby byla vytvořena samostatná jednotka, fungující jako napěťový střídač. Dále bylo potřeba realizovat výstupní filtr a měřicí část. Ty se nacházejí na druhé, samostatné desce. S přihlédnutím k výsledkům simulací byla jako výstupní filtr proudu použita tlumivka. Pro měření proudu byla zvolena Hallova sonda ACS712.

Řízení je realizováno pomocí digitálního signálového procesoru TSM320F28335, pro který byl napsán program v jazyce C. Dále bylo v jazyce C# vytvořeno základní uživatelské rozhraní. Zařízení lze tedy ovládat jednak pomocí potenciometrů na desce plošných spojů, tak pomocí počítače, připojeného přes USB rozhraní.

1. Spínané zdroje stejnosměrného napětí

Spínané zdroje stejnosměrného napětí díky své vynikající účinnosti a malým rozměrům již prakticky vytlačily klasické zdroje, často používající objemný a těžký transformátor na vstupní straně. [2] Z toho důvodu se bude tato kapitola věnovat pouze jim.

Obecně lze (podle [2]) spínané zdroje rozdělit na několik skupin:



Obr. 1: Možný způsob rozdělení spínaných zdrojů. [2]

Dnešní spínané zdroje jsou v principu realizované třístupňovým měničem (AC/DC + DC/AC + AC/DC). V případě, že je již k dispozici stejnosměrné napájení (například z akumulátoru), jedná se o dvoustupňový měnič DC/AC + AC/DC. [1]

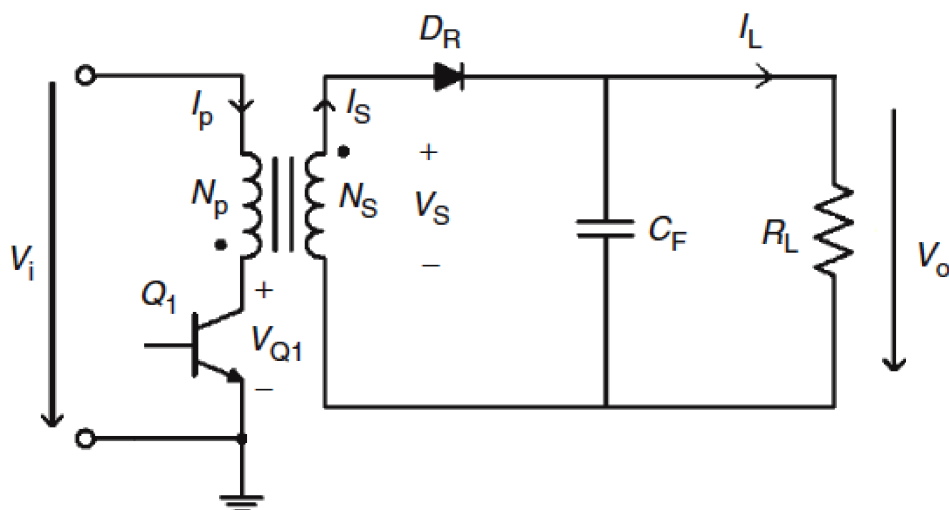
Usměrnění vstupního napětí a následné rozstrídání přináší výhodu v tom, že lze tímto způsobem získat střídavý průběh mnohem vyššího kmitočtu, než je síťový kmitočet, a tudíž je možno požit transformátoru menších rozměrů. [2]

Dále budou zmíněny vybrané druhy spínaných zdrojů, se kterými se lze běžně setkat. Podle topologie jejich zapojení, především podle užitého střídače (DC/AC měniče), je můžeme rozdělit na několik druhů. [1]

1.1. Blokující měnič (Flyback converter)

1.1.1. Topologie

Základní strukturu jednočinného blokujícího měniče (lze se setkat i s názvem akumulární zapojení) můžeme vidět na obr. 1. Toto zapojení je výhodné, jelikož používá pouze jeden spínací prvek (tranzistor), sériově řazený s primárním vinutím transformátoru. Ten má v tomto obvodu tři funkce. Jednak slouží ke galvanickému oddělení vstupu od výstupu, zajišťuje transformaci napětí na požadovanou úroveň, a v neposlední řadě slouží k akumulaci energie při sepnutí spínacího prvku. Můžeme si všimnout, že sekundární vinutí má vůči primárnímu opačnou orientaci. [1,2,3]



Obr. 2: Jednočinný blokující měnič. Převzato a upraveno z [1].

Jelikož je po rozepnutí tranzistoru napětí na jeho svorkách větší, než je vstupní napětí (kvůli napětí na primárním vinutí transformátoru), musí být dimenzován na vyšší napětí. [1,2,3]

Při návrhu je mimo jiné nutno věnovat pozornost také transformátoru, u kterého díky jednosměrnému magnetickému toku v jeho jádře hrozí saturace. Transformátor tedy mívá poměrně mohutné jádro.

1.1.2. Řízení

Samotná regulační smyčka je obecně realizována snímáním výstupního napětí,

a jeho přivedením na obvody, které daný signál porovnají s požadavkem, a generují pulzní šířkovou modulaci (PWM), která je využívána pro řízení spínání tranzistoru. Obvod, generující PWM může být realizován buď analogově, či pomocí mikrokontroléru. Spínací frekvence se pak pohybuje od 50 kHz do 500 kHz. [1]

Vzhledem k použití transformátoru, který vstupní a výstupní část měniče galvanicky odděluje, je nutné galvanické oddělení použít i v regulační smyčce. To může být realizováno například optočlenem. [2]

U tohoto typu zapojení rozlišujeme mezi dvěma chody, podle toho, zda proud na sekundární straně před opětovným sepnutím spínacího prvku již zanikl, či nikoliv.

Pokud dojde k opětovnému sepnutí spínacího prvku ještě před zaniknutím proudu sekundárního vinutí transformátoru, říkáme, že se jedná o nepřerušovaný chod (continuous mode). V opačném případě mluvíme o přerušovaném chodu (discontinuous mode). Přes jejich stejnou obvodovou realizaci jsou vlastnosti takto řízených měničů odlišné. [1]

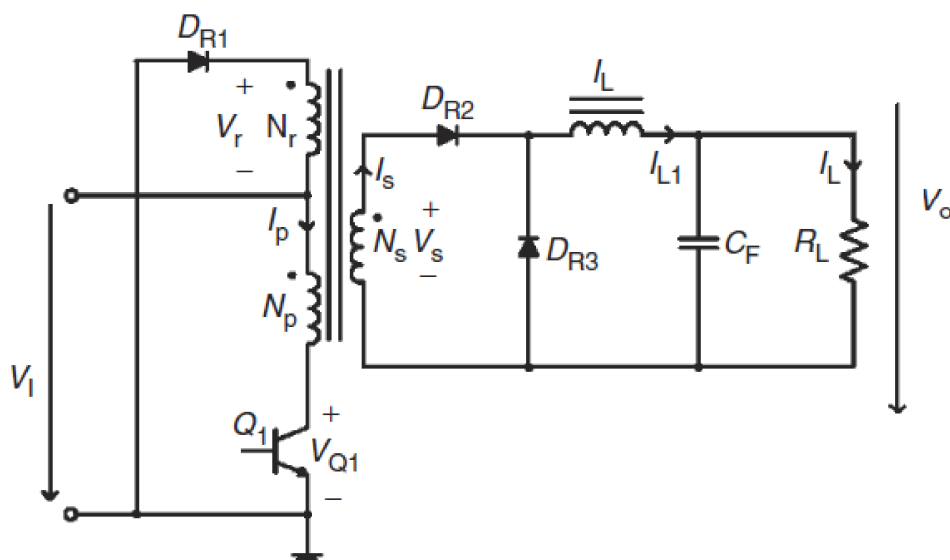
1.1.3. Použití

Tyto měniče se používají pro malé výkony, v řádu jednotek či desítek wattů. Díky nízké ceně jsou pro nejnižší výkony velice častou volbou. Nevýhodou je napěťové namáhání spínacího tranzistoru, který při vstupním síťovém napětí 230 V (amplituda 325 V) je namáhán dvojnásobnou hodnotou (tedy 650 V). [3]

1.2. Propustný měnič (Forward converter)

1.2.1. Topologie

Toto zapojení (viz obr. 3), stejně jako blokující měnič, používá pouze jeden spínací prvek. Navíc se zde ale vyskytuje další vinutí (označované jako demagnetizační, či rekuperační) na primární straně transformátoru, a sekundární vinutí má na rozdíl od blokujícího měniče stejnou orientaci, jako primární vinutí. Na výstupní straně nalezneme indukčnost, která slouží k akumulaci energie, a také společně s kondenzátorem tvoří LC filtr. [1]



Obr. 3: Jednočinný propustný měnič. Převzato a upraveno z [1].

Stejně jako u blokujícího měniče je po rozeptnutí tranzistoru na jeho svorkách blokující napětí, převyšující napájecí napětí. [1,2,3]

Transformátor je opět nutno dimenzovat s ohledem na nebezpečí saturace, nicméně díky přítomnosti třetího vinutí není riziko nasycení tak vysoké, jak tomu bylo u předchozího zapojení. [1]

1.2.2. Řízení

Regulační smyčka je realizována obdobným principem, jako u blokujícího měniče. Při spínání tranzistoru musí být dbáno na to, aby demagnetizační vinutí stačilo během doby rozeptnutí tranzistoru odvést magnetizační proud. Má-li primární i demagnetizační vinutí stejný počet závitů, pak doba sepnutí tranzistoru nesmí překročit polovinu celkové periody. Pokud by tato podmínka nebyla splněna, jádro transformátor by bylo přesyceno. [1]

1.2.3. Použití

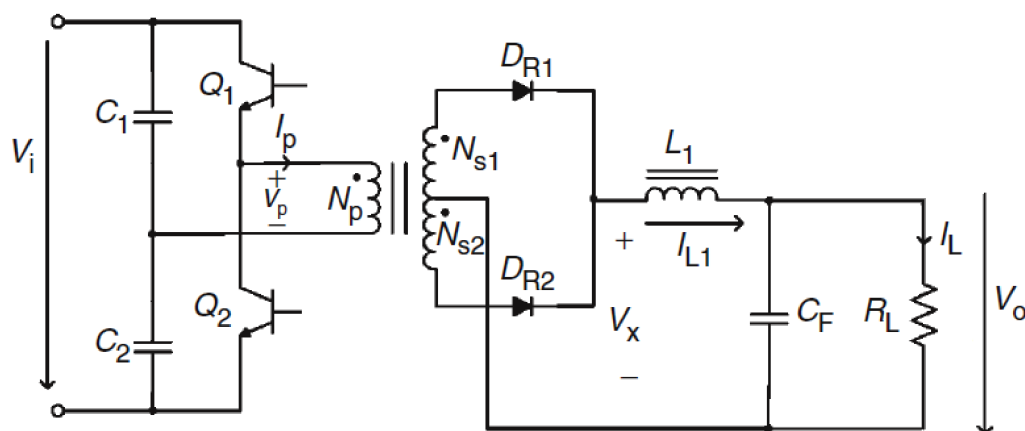
Podobně jako zdroje s blokující měničem, jsou i tyto vhodné zejména pro nižší výkony. Běžně používané jsou zhruba do 200 W. [3]

1.3. Dvočinný měnič s kapacitními děliči (Half-bridge regulator)

1.3.1. Topologie

Na obr. 4 můžeme vidět základní zapojení tohoto měniče. Jeden vývod primárního vinutí transformátoru je zde připojen mezi sériovou kombinací C_1 a C_2 které rozdělují vstupní napětí V_i na polovinu. Druhý vývod je pak připojen mezi tranzistory Q_1 a Q_2 . Jejich

střídavým spínáním je pak na primární vinutí připojováno napětí $V_i/2$ a $-V_i/2$. Sekundární vinutí má vyvedený střed a indukované napětí je usměřňováno a filtrováno pomocí LC filtru typu dolní propusti. [1,2,3]



Obr. 4: Dvojčinný měnič s kapacitními děliči. Převzato a upraveno z [1].

1.3.2. Řízení

Realizace zpětnovazební smyčky je podobná jako u blokujícího a propustného měniče. Je zde ovšem potřeba zohlednit některé odlišnosti topologie obvodu, především je nutné zabránit současnému sepnutí obou tranzistorů. [1]

Dále je potřeba věnovat pozornost budičům tranzistorů. Můžeme vidět, že emitor tranzistoru Q_1 se nachází na potenciálu $V_i/2$, zatímco emitor tranzistoru Q_2 na zemním potenciálu. Je tedy nutné, aby budiče udržovaly napětí mezi bází a emitorem (v případě použití tranzistorů MOSFET mezi elektrodami gate a source) na požadované úrovni. [1,2,3]

1.3.3. Použití

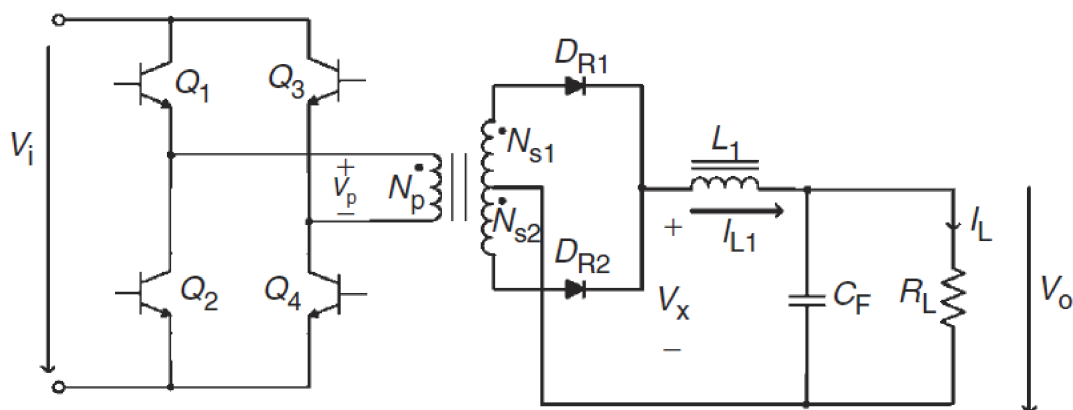
Tyto měniče nacházejí uplatnění zejména pro výkony vyšší než cca 200 W, jelikož pro nižší výkony se z ekonomického hlediska hodí více propustné, či blokující měniče. [3]

1.4. Dvojčinný měnič se čtyřmi spínači (Full-bridge converter)

1.4.1. Topologie

Na obr. 5. Je znázorněno principiální schéma. Můžeme vidět, že kondenzátory z předchozího zapojení byly nahrazeny další dvojicí tranzistorů. Tím se za cenu větší složitosti obvodu docílí dvojnásobné amplitudy napětí na primárním vinutí transformátoru. V praxi se lze navíc setkat se sériovým zapojením diod mezi tranzistory a primární vinutí, čímž je dosaženo zlepšení chování obvodu vzhledem k nechtěným kmitům, způsobenými

parazitními kapacitami a indukčností. [1,2,3]



Obr. 5: Dvojčinný měnič se čtyřmi spínač. Převzato a upraveno z [1].

1.4.2. Řízení

Jak vyplývá z principu činnosti, řízení probíhá podobně, jako u dvojčinného měniče se dvěma spínacími prvky. Rozdíl je v tom, že je nutno ovládat čtyři tranzistory, a tudíž i jejich čtyři budiče. Dvojice tranzistorů $Q1 - Q4$ a $Q2 - Q3$ jsou pak spínány simultánně. [1]

1.4.3. Použití

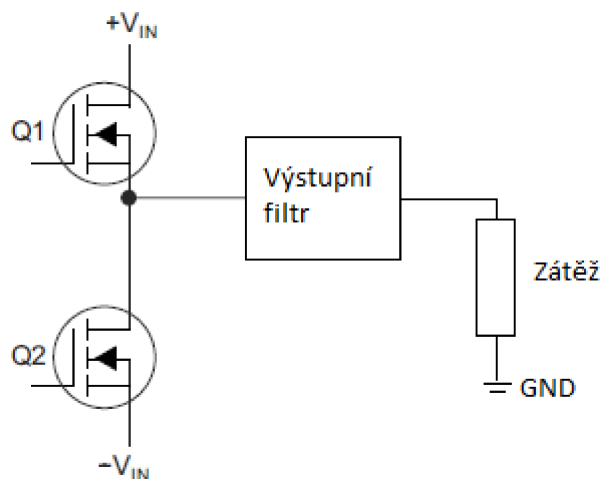
Tyto měniče nacházejí uplatnění ve zdrojích s nejvyššími výkony, typicky přes 500 W. Pro nižší výkony je vzhledem k jeho vysoké složitosti a ceně výhodnější použít jednodušších zapojení. [3]

2. Jednofázové zdroje střídavého napětí

V této kapitole budou popsány používané způsoby realizace elektronických zdrojů střídavých napětí. Z pohledu výkonové elektroniky jsou pro tyto aplikace používány dvě hlavní topologie – poloviční a plný můstek.

2.1. Poloviční můstek

Topologii tohoto zapojení je možno vidět již v kapitole 1.3, kde je použit, jako napěťový střídač. Zde je funkce podobná, s tím rozdílem, že na výstupu nemusí být nutně primární vinutí transformátoru ale často přímo výstupní filtr. Jak je vidět z obr. 6, toto zapojení často využívá souměrné napájení.

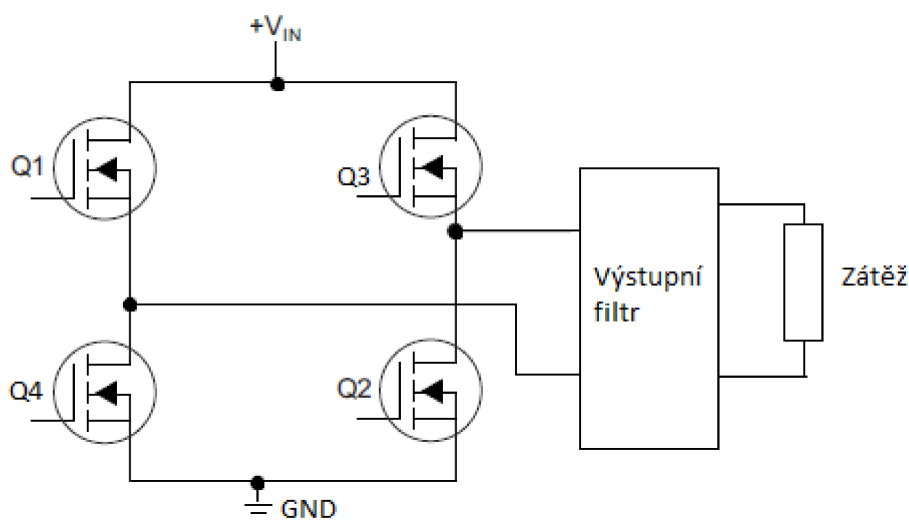


Obr. 6: Zapojení polovičního mostu, jako jednofázového napěťového střídače (Nulové diody nejsou zobrazeny).

Spínáním tranzistorů $Q1$ a $Q2$ nabývá výstup polovičního můstku hodnot $+V_{IN}$, či $-V_{IN}$. Toto napětí je přivedeno na výstupní filtr. Na výstup filtru je připojena zátěž, jejíž druhá svorka je připojena k zemnímu potenciálu.

2.2. Plný můstek

Při použití topologie označované jako plný můstek (full-bridge) je filtr (či přímo zátěž, nebo vinutí transformátoru) připojen mezi dvě větve tohoto zapojení (v podstatě mezi výstupy dvou polovičních můstků), čímž docílíme dvojnásobného rozkmitu napětí, než u výše uvedeného zapojení.



Obr. 7: Plný most, jako jednofázový napěťový střídač (Nulové diody nejsou zobrazeny).

Výhodou tohoto zapojení je absence symetrického napájecího napětí. Při připojení vstupním napětí $+V_{IN}$ a GND (viz obr. 7), je docíleno stejného rozkmitu napětí na zátěži, jako v případě použití symetrického napájení a polovičního můstku.

Nevýhodou je větší počet tranzistorů a jejich budičů a často složitější realizace výstupního filtru.[6]

2.3. Řízení

Existuje několik způsobů řízení těchto zapojení, které zde budou krátce shrnuty.

2.3.1. Obdélníkové amplitudové řízení

Tento způsob se používá u méně náročných aplikací DC/AC měničů, nicméně se jedná o základní způsob řízení jak polovičních tak plných mostů a tudíž zde bude krátce uveden jeho princip.

V případě polovičního můstku je střídavě spínán horní a spodní tranzistor. Frekvence, s jakou se jsou oba tranzistory spínány, odpovídá frekvenci výsledného napětí. Mezi sepnutím obou tranzistorů je konstantní prodleva, o velikosti nutné k bezpečnému sepnutí druhého prvku, aniž by došlo ke zkratu. Tato prodleva je označována jako mrtvý čas (dead time) a je používána i u ostatních druhů řízení. Amplituda výsledného napětí je tedy řízena pouze velikostí napětí na stejnosměrné straně střídače.

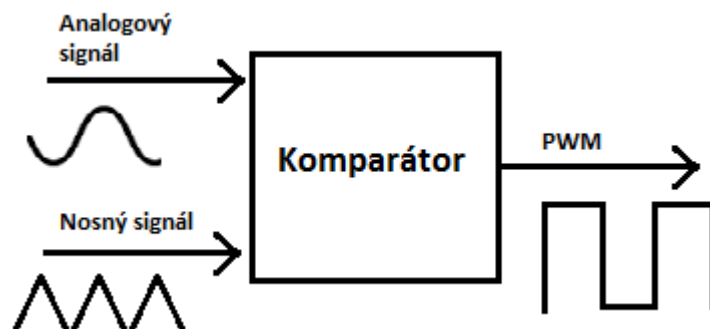
V případě plného mostu je princip obdobný, pouze jsou zde současně spínány příčně zapojené tranzistory (na obr. XX dvojice $Q1, Q2$ a $Q3, Q4$).

2.3.2. Obdélníkové šířkové řízení

Tento způsob řízení, na rozdíl od amplitudového, nepotřebuje pro změnu střední hodnoty výstupního napětí měnit napětí na stejnosměrné straně obvodu. Změna střední hodnoty se provádí řízením doby sepnutí jednotlivých tranzistorů.

2.3.3. Pulsně šířková modulace

Jedná se o hojně využívanou modulaci, jež kóduje amplitudu analogového signálu pomocí šířky pulzů o konstantní amplitudě. Tato modulace byla již zmíněna v kapitole 1, kde byla PWM užívána pro řízení spínání tranzistorů měničů spínaných zdrojů.



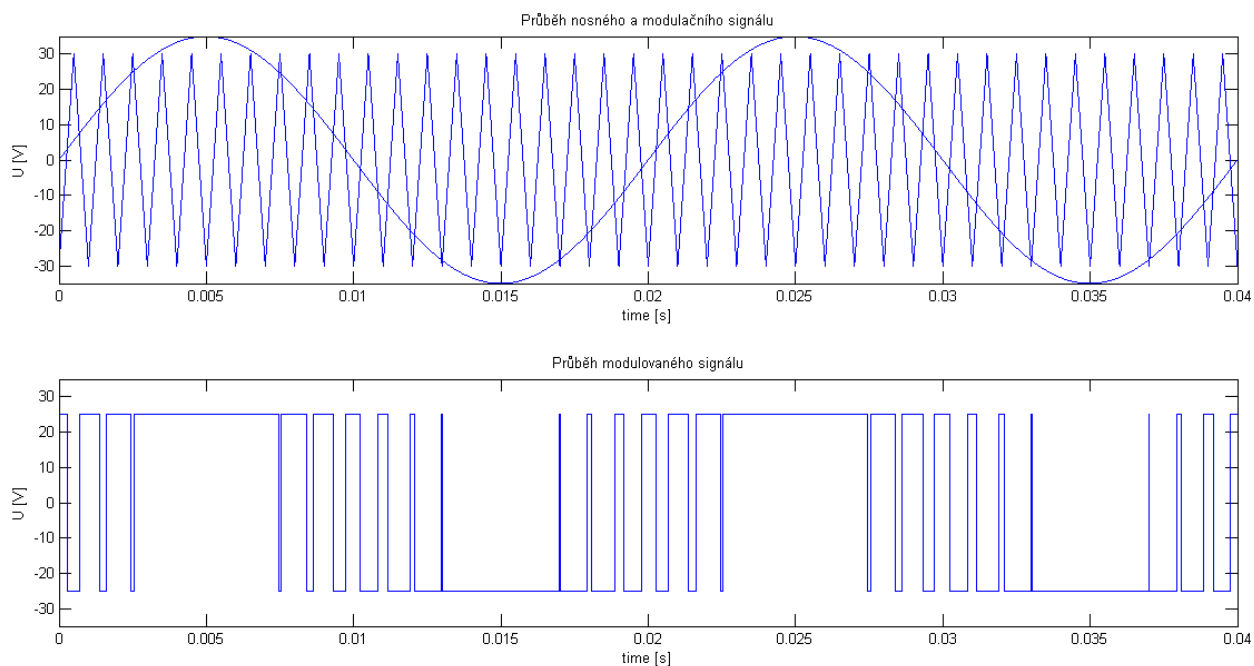
Obr. 8: Princip generování PWM.

Princip spočívá v přivedení analogového signálu na vstup komparátoru, na jehož druhý vstup je přiveden nosný signál, trojúhelníkového, či pilového průběhu. Výstup pak nabývá pouze dvou hodnot ($+U$ a $-U$) podle toho, zda je aktuální hodnota napětí analogového signálu vyšší či nižší, než aktuální hodnota napětí nosného signálu.

Podle poměru amplitudy analogového a nosného signálu je zaváděna **hloubka modulační**. Necht' U_A je amplituda modulačního analogového signálu, a U_N amplituda nosného signálu. Pak hloubka modulační m se vyjadřuje jako:

$$m = \frac{U_A}{U_N} [-].$$

Běžně je pracováno s hloubkou modulační $m < 1$ (viz obr. 10 a 11). Je-li hloubka modulační větší než 1, tedy pokud je amplituda analogového signálu větší než nosného signálu, říkáme, že došlo k **přemodulování**. Důsledek přemodulování lze vidět na obr. 9.



Obr. 9: Příklad přemodulování, ($m = 1.167$).

Vidíme, že v místech, kde amplituda modulačního signálu přesahovala amplitudu nosného signálu byl výstup komparátoru po určitou dobu trvale na hodnotě $+U$, resp. $-U$. To způsobuje zkreslení výsledného signálu.

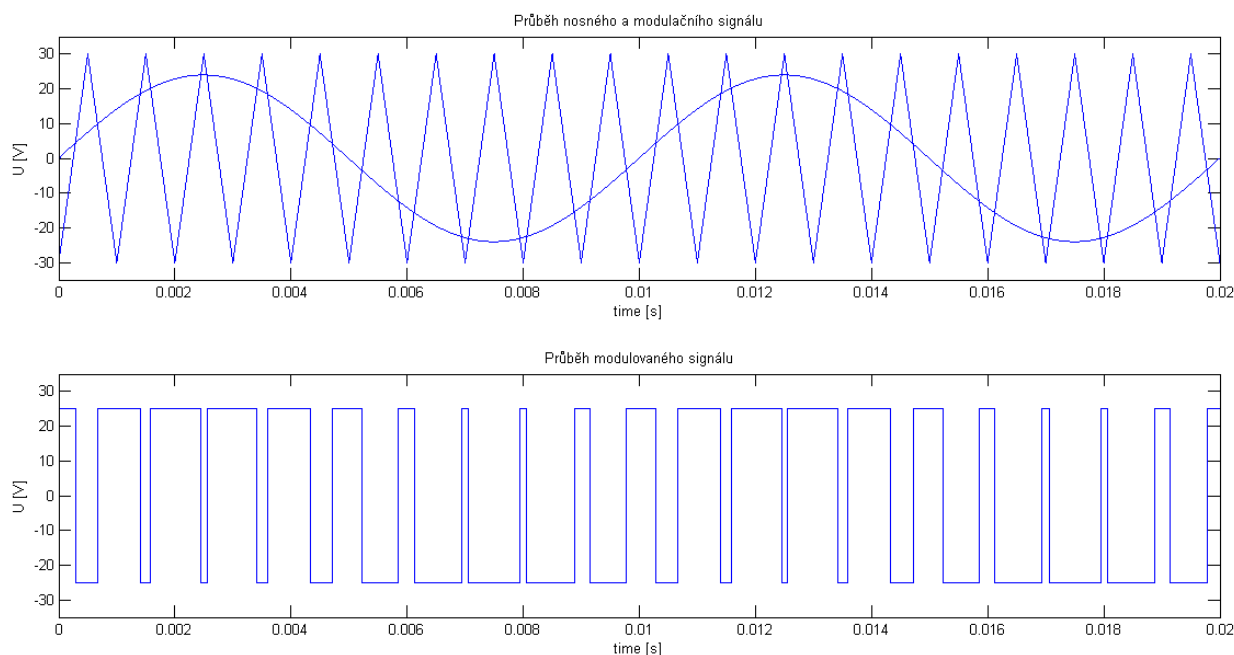
Samořejmě je i zde nutno brát ohled na rychlost vypínání tranzistorů a tedy volit vhodný mrtvý čas.

Níže jsou uvedeny vybrané druhy řízení, využívající PWM.

1) Dvouúrovňová PWM

Dvouúrovňové řízení lze aplikovat jak v případě polovičního, tak plného mostu. V případě polovičního mostu jsou tranzistory $Q1$ a $Q2$ střídavě spínány. V případě plného mostu jsou pak střídavě spínány dvojice tranzistorů $Q1, Q2$ a $Q3, Q4$. V obou případech nabývá napětí na výstupu pouze hodnot $+V_{IN}$ či $-V_{IN}$. [1], [11]

Z níže uvedeného obrázku je vidět způsob tvorby řídicího signálu.



Obr. 10: Proces generování dvouúrovňové PWM s hloubkou modulace 0.8.

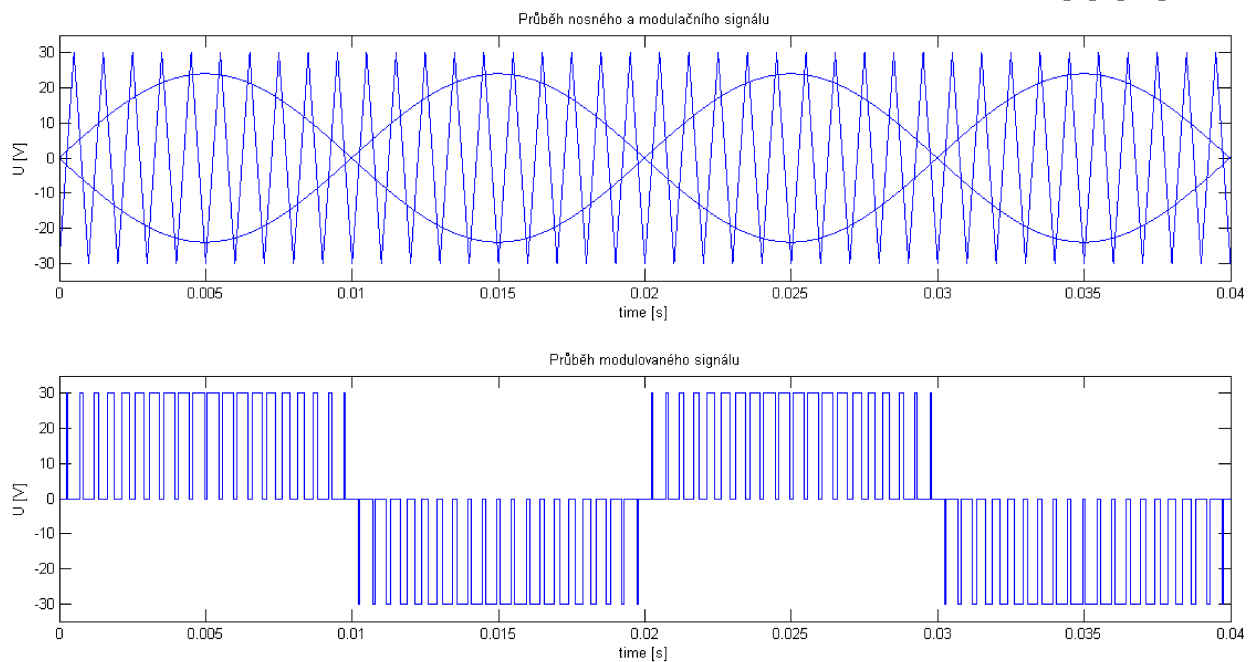
2) Trojúrovňová PWM

Tento způsob řízení může být použit pouze u zapojení do plného můstku, jelikož kromě příčné kombinace tranzistorů ($Q1, Q2$ a $Q3, Q4$) mohou být zároveň sepnuté i tranzistory $Q1, Q3$ a $Q2, Q4$. [1], [11]

Na obr. 11 je naznačen proces tvorby trojúrovňové PWM. Namísto použití jen jednoho modulačního signálu jsou použity dva, kde druhý signál je posunut ve fázi o 180° a oba jsou pak samostatně použity pro řízení obou polovičních mostů. Označme průběhy napětí jednotlivých půlmůstek $v_+(t)$ a $v_-(t)$. Výsledný průběh napětí střídače $v(t)$, zobrazený na obr. 11 je pak dán jako jejich rozdíl, tedy:

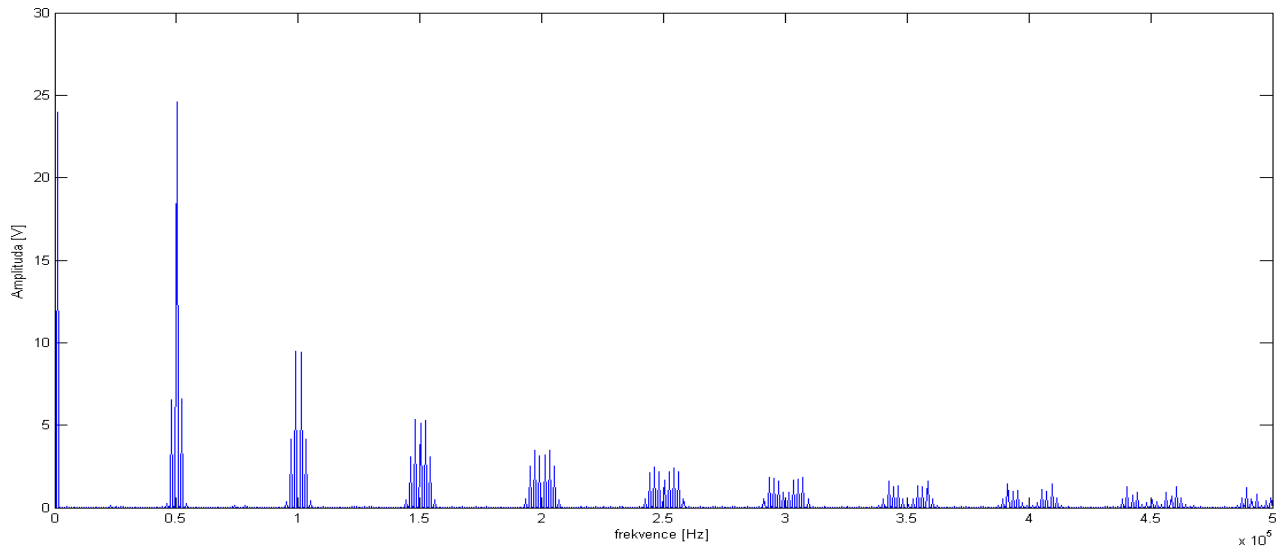
$$v(t) = v_+(t) - v_-(t) \quad (1)$$

[1], [11]

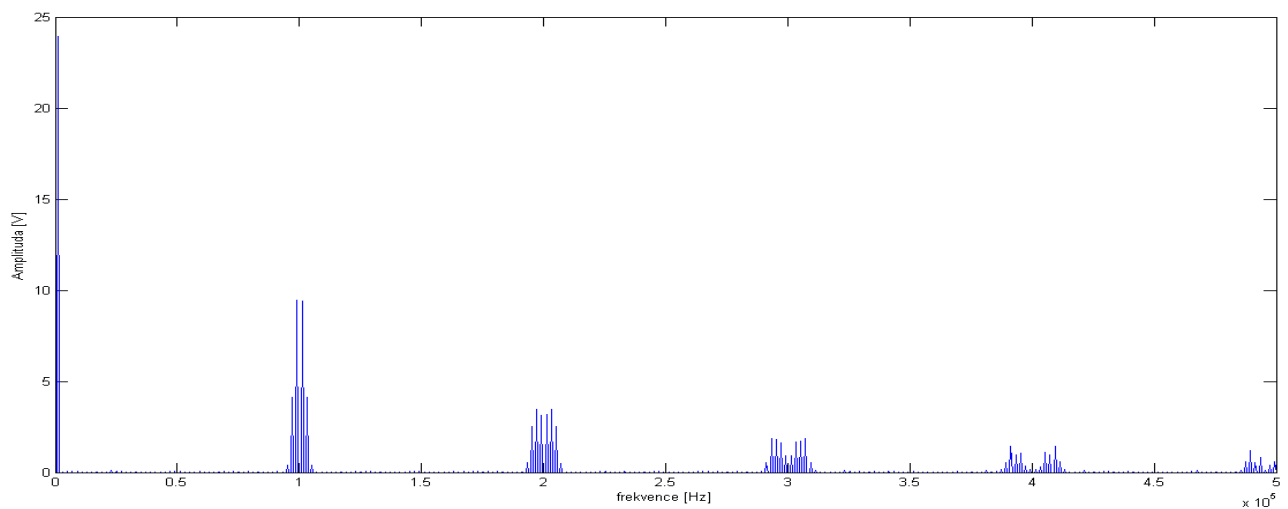


Obr. 11: Trojúrovňová PWM (v anglické literatuře unipolar carrier-based PWM)

Na následujících grafech, lze vidět rozdíly frekvenčních spekter PWM, realizovaných výše uvedenými způsoby. Pro jejich výpočet byla užita funkce $fft()$, ve výpočetním systému MATLAB.



Obr. 12: Frekvenční spektrum dvouúrovňové PWM, pro frekvenci nosného signálu 50 kHz, frekvenci modulačního signálu 1 kHz a hloubku modulace 0,8.



Obr. 13: Frekvenční spektrum trojúrovňové PWM, pro frekvenci nosného signálu 50 kHz, frekvenci modulačního signálu 1 kHz a hloubku modulace 0,8.

Můžeme pozorovat, že spektrum trojúrovňově modulovaného signálu postrádá liché harmonické složky a je tedy výhodnější. Je však rovněž náročnější na realizaci.

3) Další metody řízení

Existuje ještě řada dalších způsobů řízení. Mezi ně patří například PWM, založená na vylučování vyšších harmonických složek (Selective Harmonic Elimination). Tato metoda je popsána například v [1] na str. 361 a 364 či v [11] na str. 53. Cílem této metody je vyloučit zvolené harmonické složky vyšších řádů.

Dalším způsobem řízení je polární PWM, vycházející z vektorového zobrazení veličin. Tato metoda je detailně popsána v [11] na str. 55.

2.4. Výkonové ztráty

Jelikož tranzistory (zpravidla FET tranzistory) výkonového stupně pracují ve spínacím režimu, je jejich ztrátový výkon relativně malý. Při sepnutém stavu jimi protéká proud do zátěže, avšak odpor vodivého kanálu je malý (řádově jednotky až stovky $m\Omega$). Naopak při rozepnutém stavu je napětí na tranzistoru U_{GS} zpravidla rovno napájecímu napětí, ale protékající proud je téměř nulový. [5]

Během spínání a rozepínání tranzistoru pak vznikají spínací ztráty. Tyto ztráty jsou způsobeny nenulovou dobou vzestupu a poklesu, kdy odpor vodivého kanálu klesá z hodnoty několika $M\Omega$ na hodnotu několika $m\Omega$ při spínání, či opačně při rozepínání. Z toho vyplývá, že spínací ztráty rostou společně se spínací frekvencí.[5]

Další nezanedbatelnou složkou celkových ztrát jsou ztráty na budičích tranzistorů a ztráty na výstupním filtru. [4] Rovněž nelze zanedbat ztráty, vzniklé při vedení proudu nulovým diodami. Konkrétní příklad výpočtu a detailnější pohled na problematiku těchto ztrát lze nalézt např. v [6] na str. 115.

2.5. Výkonové zesilovače

Podíváme-li se na problematiku generace střídavých průběhů na zátěži z širšího hlediska, můžeme do skupiny zdrojů střídavých průběhů zařadit i výkonové zesilovače.

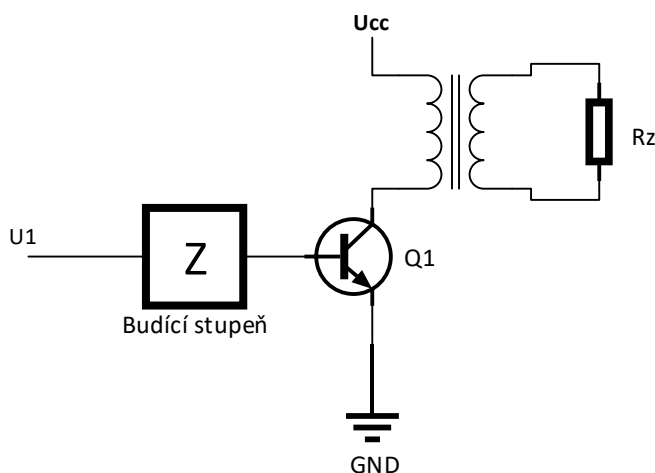
Výkonové zesilovače lze použít jako zdroje střídavého napětí, je-li na jejich vstup přiveden střídavý signál o příslušné amplitudě a frekvenci. Po průchodu zesilovačem je pak takto zesílený signál snímán (ať už výstupní napětí či proud) a v závislosti na jeho rozdílu oproti požadavku regulátor ovlivní vstupní signál tak, aby byl tento požadavek splněn.

Výkonové zesilovače se dělí na několik tříd, podle použité topologie a umístění pracovního bodu. Je nezbytné v závislosti na požadovaných parametrech zvolit topologii, jež vyhoví kladeným požadavkům.

Jelikož je problematika výkonových zesilovačů velmi rozsáhlá a není předmětem této bakalářské práce, budou zde pouze stručně shrnuty vlastnosti některých výkonových zesilovačů, zejména zesilovače ve třídě D, který svou topologií odpovídá zvolenému způsobu realizace praktické části.

2.5.1. Zesilovač ve třídě A

Zesilovače, pracující ve třídě A mají pracovní bod tranzistoru nastavený na polovinu napájecího napětí. To přináší výhodu velice malého zkreslení výstupního signálu. Toto nastavení pracovního bodu však také přináší problém relativně velkého klidového proudu (tranzistor je částečně otevřen i v případě, že na vstup zesilovače není přiveden signál, respektive signál o nulové amplitudě). Tím je zapříčiněna velice malá účinnost, uváděná jako maximálně 25%. Tuto účinnost lze zlepšit některou z konfigurací „push-pull“ (viz [4] str. 300), či transformátorovou vazbou (viz [5] str. 220), a teoreticky tím dosáhnout účinnosti až 50%. [4,5]

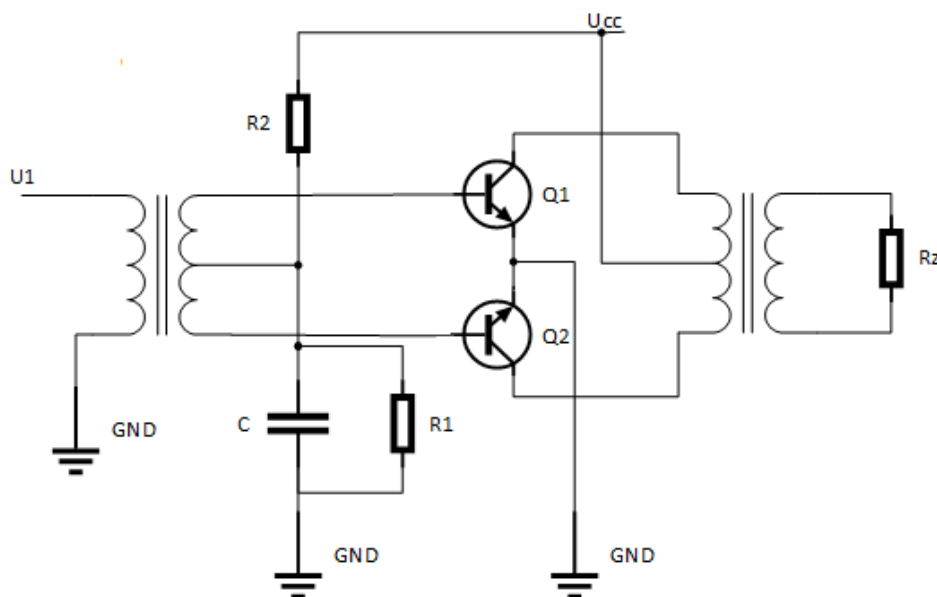


Obr. 14: Základní schematické zapojení zesilovače, pracujícího ve třídě A s transformátorovou vazbou. [5]

Za předpokladu správně nastaveného pracovního bodu nabízí toto zapojení velice malé zkreslení výstupního signálu, avšak díky své malé účinnosti je pro účely zdrojů střídavého napětí vyšších výkonů nevhodné. [5]

2.5.2. Zesilovač ve třídě B

U zesilovačů, pracujících ve třídě B je pracovní bod nastaven do bodu zániku kolektorového proudu. Tím se rozumí napětí U_{BE} při kterém je kolektorový proud tranzistoru téměř nulový. Díky tomu v klidovém stavu neprotéká tranzistorem žádný proud, jako tomu bylo u zesilovače ve třídě A, a nabízí tedy i vyšší účinnost. Toto nastavení pracovního bodu však neumožňuje zesilovat záporné půlvlny vstupního signálu. Pro zesílení celého průběhu signálu je nutno použít dvojčinného zapojení, kdy jsou dva tranzistory buzeny se vzájemným fázovým posunem 180° . Základní myšlenka tohoto zapojení je na obr. 15. Podrobněji je zapojení popsáno například v [5] na str. 221. [4,5]



Obr. 15: Základní schematické znázornění zapojení dvojčinného zesilovače. [5]

Toto zapojení nabízí teoretickou účinnost 64%, avšak oproti zesilovači ve třídě A je výstupní průběh zkreslený při průchodu nulou. Pro použití jako zdroje harmonického napětí se proto nehodí. [5]

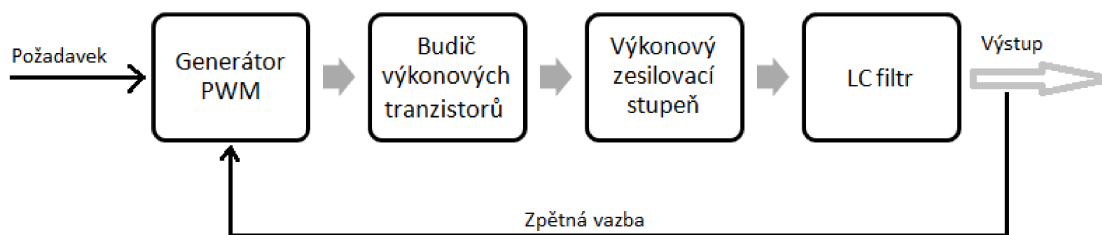
2.5.3. Zesilovače ve třídě AB

Z hlediska nastavení pracovního bodu je tento zesilovač jistým kompromisem mezi zapojením ve třídě A a B, a je tedy umístěn nad místem zániku kolektorového proudu. Při stejném dvojčinném zapojení jako u třídy B je tak dosaženo nižšího zkreslení i při relativně vysoké účinnosti (která je však nižší než u třídy B). [5]

Použití takového zapojení pro účely vytvoření zdroje harmonického průběhu je vhodné, pokud se jedná o středně vysoké výkony (do stovek wattů). Pro aplikace, kde je vyžadován relativně vysoký výkon se však nehodí. [5]

2.5.4. Zesilovač ve třídě D

Oproti výše uvedeným konfiguracím se zesilovač, pracující ve třídě D značně liší. Jeho blokové schéma je znázorněno na obr. 16. Zesilovaný signál je přiváděn na vstup komparátoru (případně je nejprve přiveden na vstup předzesilovače). Na jeho druhý vstup je přiveden pilový, či trojúhelníkový nosný signál o značně vyšší frekvenci, než zesilovaný signál. Vzniklý řídicí signál PWM je použit pro spínání tranzistorů výkonového stupně. Zesílený signál je nutno přivést na vstup LC filtru typu dolní propust, který potlačí nechtěné složky frekvenčního spektra. [4,6]



Obr. 16: Blokové schéma zesilovače pracujícího ve třídě D se zavedenou zpětnou vazbou.

Frekvence nosného signálu určuje frekvenci řídicí PWM a tedy i spínací frekvenci. Čím vyšší volíme frekvenci PWM, tím menší požadavky jsou kladeny na výstupní filtr (zvyšuje se frekvence harmonických složek, jež potřebujeme potlačit). Nevýhodou vysoké spínací frekvence jsou však i vyšší spínací ztráty na tranzistorech.

Zavedeme-li u takového zapojení zpětnou vazbu, jako je tomu na obr. 16, můžeme vytvořit regulovanou soustavu. Při správném návrhu regulátoru (například číslicového či analogového PI regulátoru), je možné měnit rozkmit střídavy PWM tak, aby na výstupu zesilovače byl požadovaný průběh signálu. Celý tento proces se pak odehrává v bloku, jenž je na obr. 16 označen jako „generátor PWM“.

2.5.4.1. Výkonové zesilovací stupně zesilovače ve třídě D

Jako výkonový zesilovací stupeň jsou zpravidla používány FET tranzistory, které jsou z pohledu výkonové elektroniky zapojené do konfigurace jednofázového napěťového střídače. Jedná se o zapojení známá jako poloviční můstek (half-bridge), či plný můstek (full-bridge).

2.5.4.2. Zhodnocení

Toto zapojení nabízí nejlepší účinnost ze všech výše zmíněných tříd. Zkreslení výstupního napětí závisí na frekvenci nosného signálu a kvalitě výstupního filtru. Při správné volbě obou těchto parametrů je výsledný průběh relativně málo zkreslený, což jej společně s vynikající účinností činí vhodným zesilovačem i pro vysoké výkony.

2.6. Tvorba referenčních harmonických průběhů

V případě analogové realizace regulátoru je nezbytné přesně tvořit průběh napětí, jež bude sloužit pro zadávání požadavku na výstupní signál.

Z pohledu analogové elektroniky to lze zrealizovat použitím některého z harmonických oscilátorů. Je-li požadována sofistikovanější komunikace s okolím, je často vhodné použít ke generování těchto průběhů mikrokontrolér.

2.6.1. Harmonické oscilátory

Podle [9] lze harmonické oscilátory rozdělit na dvě skupiny: oscilátory se záporným odporem, a zpětnovazební oscilátory.

2.6.1.1. Oscilátory se záporným odporem

Oscilátory se záporným odporem využívají kmitání sériového či paralelního RLC obvodu. Jelikož by takto vzniklé kmity byly tlumené, je do obvodu zařazena lavinová, či tunelová dioda. Ty mají v určité části voltampérové charakteristiky záporný dynamický odpor, a kompenzují tak odpor v RLC obvodu. [9]

2.6.1.2. Zpětnovazební oscilátory

Aby soustava kmitala netlumenými kmity, musí být z hlediska zpětnovazební teorie fázové zpoždění tohoto systému $\varphi = 0 + 2\pi k$, kde $k \in \mathbb{N}$. Zároveň musí být její přenos roven jedné, aby nedocházelo k tlumení, nebo naopak nekontrolovanému nárůstu amplitudy. [9]

Tyto oscilátory jsou v praxi realizovány buďto použitím RC článků, zapojenými ve zpětné vazbě, nebo takzvaným trojbodovým zapojením, čímž je dosaženo potřebného fázového posunu, Jednotkového přenosu systému je pak dosaženo využitím operačního, či tranzistorového zesilovače. Jako příklady lze uvést oscilátory s Wienovým článkem, Colpittsov oscilátor, či Hartleyův oscilátor. [9]

3. Návrh stabilizovaného zdroje střídavého proudu

Praktickou částí této práce je realizace stabilizovaného zdroje proudu harmonického průběhu.

V následujících kapitolách proto budou uvedeny požadavky, kladené na tento zdroj a rozbor jednotlivých funkčních bloků.

3.1. Požadavky

Tento zdroj je konstruován za účelem napájení malých impedancí převážně odporového a indukčního charakteru harmonickými průběhy proudu. Dalším požadavkem

byla možnost realizování dalších vybraných průběhů proudu.

Zařízení by mělo dosáhnout výstupního napětí cca 30 V a amplitudy proudu alespoň 5A. Zároveň je požadována možnost plynule měnit výstupní frekvenci.

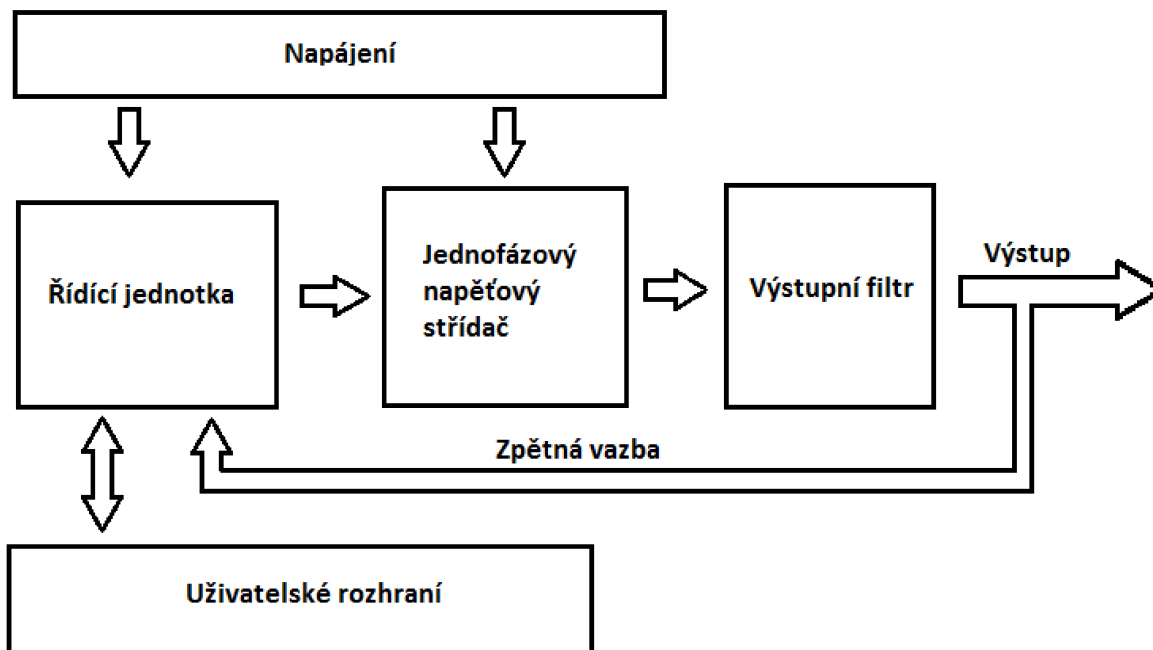
Celé zařízení pak má být napájeno ze stejnosměrného napájecího zdroje.

3.2. Volba topologie

Pro splnění výše uvedených požadavků byla zvolena topologie, využívající plný můstek s výstupním filtrem a zpětnou vazbou od čidla proudu, resp. topologie výkonového zesilovače ve třídě D.

Řídící jednotka, v tomto případě digitální signálový procesor pomocí PWM řídí spínání tranzistorů můstku, kontroluje chybové výstupy výkonového obvodu, měří výstupní proud a hodnoty potenciometrů, a obstarává komunikaci s počítačem.

Nevýhodou je pak zejména nutnost výstupního filtru, který může celý návrh jednak prodražit (ceny tlumivek pro danou proudovou zatížitelnost nejsou vzhledem k ceně ostatních komponent zanedbatelné), a také zkomplikovat stabilizaci regulační smyčky (viz kapitola výstupní filtr).



Obr. 17: Základní blokové schéma zvoleného způsobu realizace.

Na výše uvedeném blokovém schématu je možno vidět celou zvolenou topologii. V následujících oddílech pak budou jednotlivé funkční bloky popsány detailněji.

3.3. Realizace výkonové části

Při rozhodování o topologii výkonové části je nutno zvážit veškeré výhody a nedostatky zapojení, zmíněných v předchozích kapitolách, a rovněž další dopady zvolené topologie na zbylou část systému.

Po zvážení všech možností, byl pro realizaci zvolen integrovaný obvod DRV8432, který zaujal svými vynikajícími inzerovanými parametry, jimiž předčil ostatní dostupné produkty.

3.3.1. DRV8432

Jedná se o integrovaný obvod, vyráběný společností Texas Instruments. V příloze můžeme vidět blokové schéma vnitřního zapojení.

Tento obvod obsahuje čtyři poloviční můstky, jež je možno spínat na frekvenci až 500 kHz, a lze je pomocí kombinace pinů *M1*, *M2* a *M3* propojit, a provozovat tak integrovaný obvod v různých režimech (viz obr. 18).

MODE PINS			OUTPUT CONFIGURATION	DESCRIPTION
M3	M2	M1		
0	0	0	2 FB or 4 HB	Dual full bridges (two PWM inputs each full bridge) or four half bridges with cycle-by-cycle current limit
0	0	1	2 FB or 4 HB	Dual full bridges (two PWM inputs each full bridge) or four half bridges with OC latching shutdown (no cycle-by-cycle current limit)
0	1	0	1 PFB	Parallel full bridge with cycle-by-cycle current limit
0	1	1	2 FB	Dual full bridges (one PWM input each full bridge with complementary PWM on second half bridge) with cycle-by-cycle current limit
1	x	x	Reserved	

Obr. 18: Tabulka možností zapojení DRV8432. Převzato z [8].

Z těchto zapojení byla zvolena konfigurace paralelních plných mostů. Při tomto zapojení je obvod dimenzován na 14 A efektivní hodnoty odebíraného proudu, v ojedinělých špičkách pak až na 24 A. Tyto hodnoty požadavek více než splňují. Napájecí napětí obvodu pak může dosahovat až 52 V, což je pro stanovený požadavek rovněž dostačující.

Zároveň je v tomto obvodu integrována ochrana proti přehřátí a proti překročení maximální povolené hodnoty proudu.

3.3.2. Deska plošných spojů výkonové části

Z důvodu adekvátní možnosti chlazení a dobrému propojení zemního signálu (což je v tomto případě velice důležité, jelikož vysoké hodnoty odebíraného proudu mohou způsobit nestálost zemního potenciálu), byl tento obvod, spolu s jeho nezbytnými částmi,

umístěn na samostatnou desku plošných spojů. Ta byla navržena v CAD software Eagle 7.7.0 a je k vidění v příloze.

3.3.3. Chlazení výkonového obvodu

Je zřejmé, že z tohoto výkonového obvodu je nutno adekvátním způsobem odvádět ztrátové teplo. Obvod DRV8432DKD je k tomuto účelu na svrchní straně vybaven kontaktní ploškou pro přímý kontakt s chladičem.

Celkový ztrátový výkon na jednom tranzistoru lze spočítat jako:

$$P_{tot} = f(W_{on} + W_{cond} + W_{off}), \quad (2)$$

kde f je spínací kmitočet (zde 150 kHz), W_{on} je ztrátová energie při sepnutí, W_{cond} je ztrátová energie v sepnutém stavu a W_{off} ztrátová energie při rozeptání.

Tento vztah lze dále rozvést:

$$P_{tot} = f \left(\int_{t_1}^{t_2} u(t)i(t) dt + \int_{t_2}^{t_3} u(t)i(t) dt + \int_{t_3}^{t_4} u(t)i(t) dt \right), \quad (3)$$

kde $u(t)$ je časový průběh napětí na tranzistoru a $i(t)$ je časový průběh proudu na tranzistoru. Jednotlivé časové intervaly pak reprezentují dobu trvání daného stavu.

Z teoretické znalosti průběhu proudu a napětí na tranzistoru lze ztrátovou energii při spínání a rozeptání přibližně spočítat jako:

$$W_{on} \cong W_{off} \cong \frac{I_{ef}U_{ss}t_{on}}{4}, \quad (4)$$

kde I_{ef} je efektivní hodnota proudu, U_{ss} je napětí na stejnosměrné straně střídače, a t_{on} je doba spínání (v dokumentaci udávána stejná pro vypnutí i sepnutí – 14 ns).

Pro sepnutý stav platí:

$$W_{ved} = I_{ef}^2 R_{on} t_{ved}, \quad (5)$$

kde I_{ef} je efektivní hodnota proudu, R_{on} je odpor tranzistoru v sepnutém stavu (udáváno 110 mΩ), a t_{ved} je doba sepnutí tranzistoru.

Dále je třeba uvažovat ztráty na nulových diodách. Výrobce udává hodnotu úbytku napětí v propustném směru na těchto diodách 1V.

Ztrátová energie na diodě se tedy dá vyjádřit jako:

$$W_D = I_{ef} U_{drop} t_{Don}, \quad (6)$$

kde I_{ef} je efektivní hodnota proudu, U_{drop} je úbytek napětí na diodě v propustném směru, a t_{Don} je doba vedení diody.

V tomto případě, kdy paralelně pracují 2 plné mosty, současně vedou vždy čtyři tranzistory, či čtyři nulové diody.

Na základě těchto poznatků a parametrů zařízení, byly spočteny následující hodnoty:

$$W_{on} = W_{off} = 3,71 \times 10^{-7} J$$

$$W_{ved} = 4,5 \times 10^{-6} J$$

$$W_D = 1,17 \times 10^{-5} J$$

$$P_{tot} = 10,27 W$$

Se znalostí ztrátového výkonu pak lze psát:

$$T_C = T_{Jmax} - R_{JC} P_{tot}, \quad (7)$$

kde T_C je teplota pouzdra obvodu, T_{Jmax} je maximální povolená teplota čipu (zde 150 °C), R_{JC} teplotní odpor mezi čipem a pouzdem obvodu (zde 0,4 °C/W), a P_{tot} jsou spočtené celkové ztráty.

Poté již můžeme vypočítat celkový tepelný odpor R_{CA} jako:

$$R_{CA} = \frac{T_C - T_A}{P_{tot}}, \quad (8)$$

kde T_A je teplota okolního prostředí.

Nyní můžeme vyjádřit potřebný teplotní odpor chladiče R_{HS} :

$$R_{HS} = R_{CA} - R_{JC}, \quad (9)$$

kde je zanedbán teplotní odpor přechodu pouzdro-chladič.

Na základě hodnot, uváděných v katalogovém listu byla podle těchto rovnic spočtena maximální přípustná hodnota teplotního odporu chladiče $R_{HS} = 9,4$ °C/W.

3.4. Realizace měřících obvodů

Aby bylo možno provést analogovou či číslicovou regulaci, je samozřejmě nezbytné regulovanou veličinu přesně měřit. V tomto případě je nezbytné měřit výstupní proud, s co nejmenším fázovým zpožděním. Zároveň je vhodné snímat napětí na zátěži (při správném navržení výstupního filtru je pak možno realizovat regulaci napětí, a uživatel zařízení by v takovém případě přepnul mezi regulací proudu či napětí).

3.4.1. Měření proudu

Pro snímání protékajícího proudu byly zvažovány následující metody.

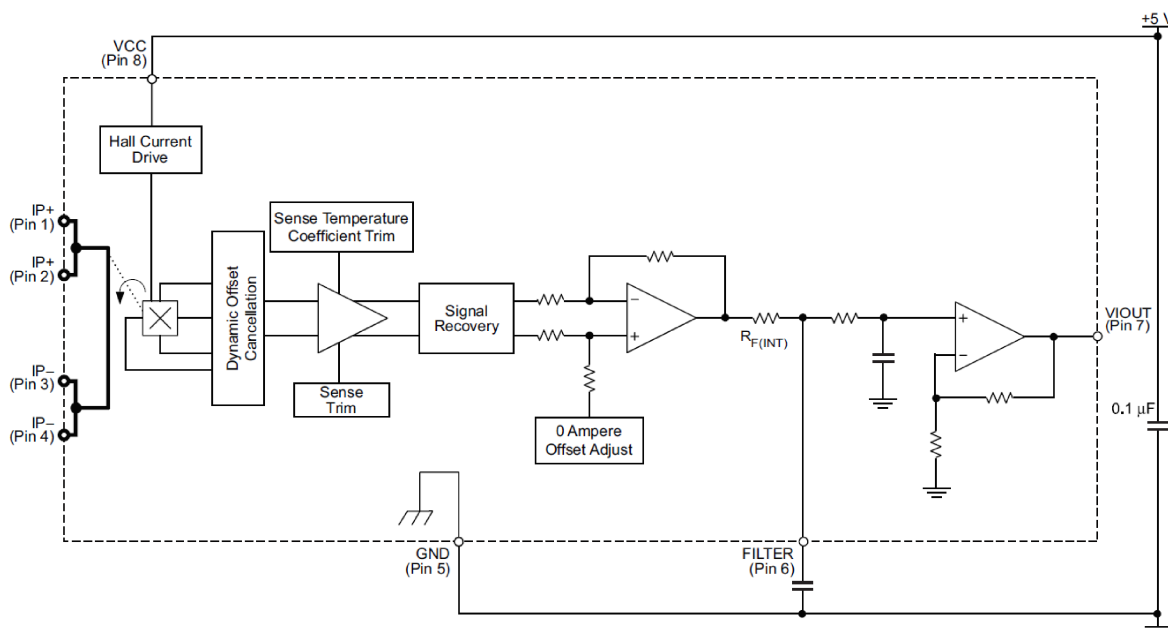
1) Měření úbytku napětí na rezistoru

Tato metoda může být velice přesná. Vyžaduje však přesný rezistor s velice malým teplotním součinitelem odporu, který rovněž musí být bezindukční. Jelikož cena za vyhovující rezistor není malá, tento způsob nebyl zvolen. Také je nutno si uvědomit, že sériovým zařazením rezistoru pro snímání proudu do jisté míry ovlivníme obvod.

2) Využití Hallova jevu

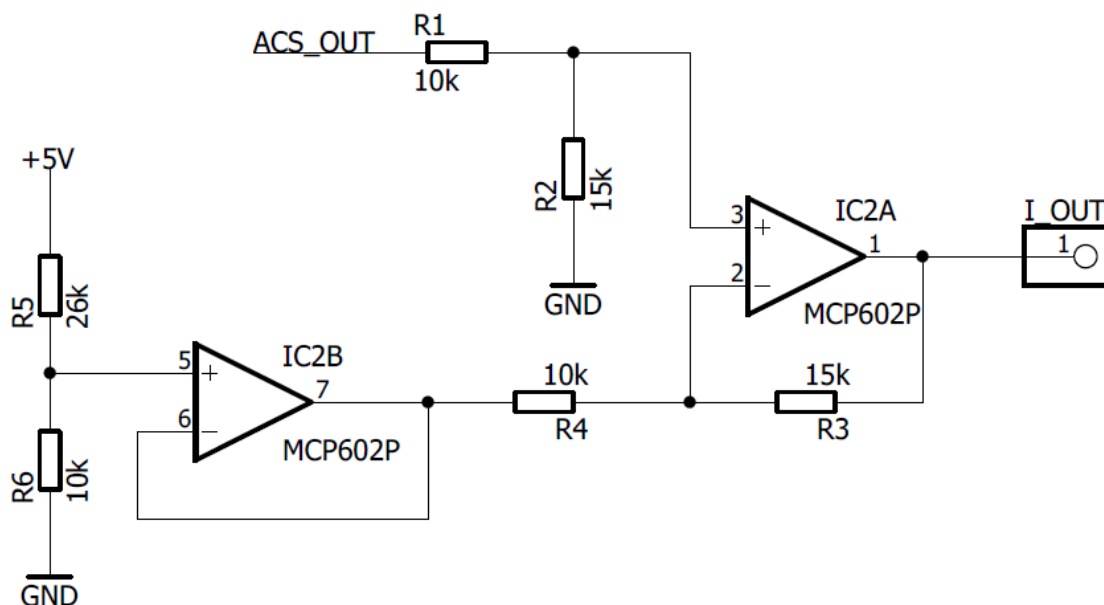
Existuje mnoho integrovaných obvodů, využívajících Hallův jev pro snímání magnetického pole, vytvářeného protékajícím proudem. Velkou výhodou této možnosti je nezasahování do snímaného obvodu. Na trhu je mnoho výrobců, jež vyrábí senzory využívající tohoto jevu (zejména LEM či HONEYWELL).

Pro tento případ bylo zvoleno měření pomocí Hallovy sondy. Z dostupných možností byl zvolen integrovaný obvod vyráběný společností Allegro, jelikož nabízí kompaktní a jednoduché řešení měření proudu, tekoucího v obou směrech. Z jejich sortimentu požadavkům vyhovují zejména obvody ACS711 a ACS712, jelikož oba dovolují měřit střídavý proud v odpovídajícím rozsahu.



Obr. 19: Vnitřní zapojení obvodu ACS712. [18]

Vzhledem k průběhu výstupního napětí tohoto obvodu bylo nezbytné tento signál upravit tak, aby vyhovoval požadavkům zvoleného řídicího obvodu (viz kapitola Realizace řídicí části). Tudíž bylo potřeba posunout ofset tak, aby při nulovém proudu bylo výstupní napětí ideálně v polovině rozsahu 3V (referenční hodnota AD převodníku). Dále byl tento signál zesílen, čímž bylo dosaženo citlivosti 150mV/A (viz obr. 21).



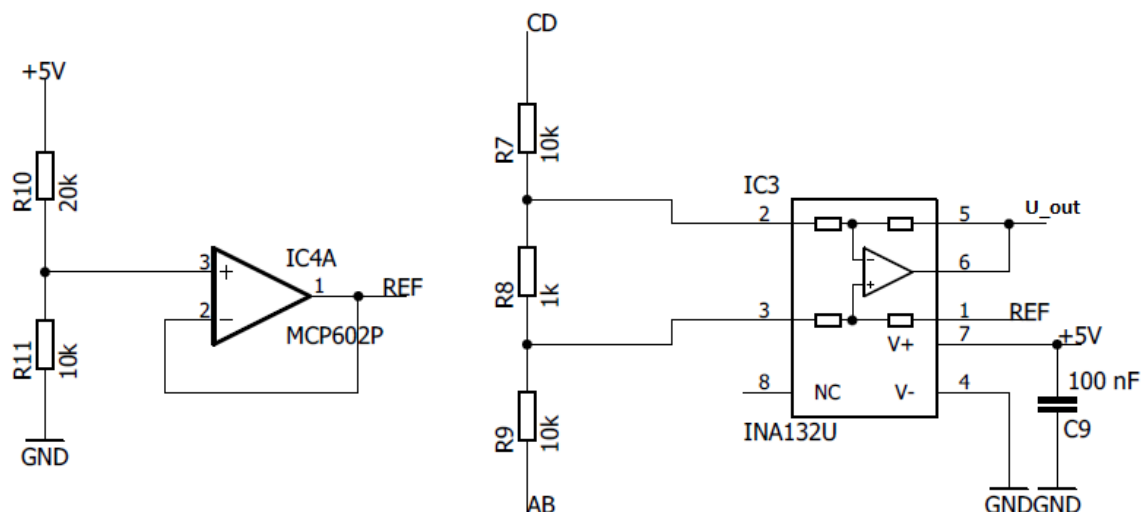
Obr. 20: Zapojení pro zesílení signálu a korekci ofsetu.



Obr. 21: Výsledná závislost napětí na protékajícím proudu.

3.4.2. Měření napětí

Pro měření napětí na zátěži byl použit rozdílový zesilovač s ofsetem nastaveným tak, aby bylo možno snímat napětí jak pro kladnou, tak zápornou půlvlnu napětí na zátěži.



Obr. 22: Schéma pro měření napětí na zátěži.

Na obr. 22 vidíme výsek schématu pro měření napětí. Části, označené AB a CD jsou připojeny k výstupu celého zařízení. Rezistory R7 až R9 fungují jako napěťový dělič, jež snižuje snímané napětí na požadovanou hladinu. Integrovaný rozdílový zesilovač INA132 pak přenáší napětí na R8 v poměru 1:1.

Následně je ještě realizována základní ochrana proti překročení maximální přípustné hodnoty napětí na výstupu, aby nedošlo k případnému poškození řídicích obvodů.

3.5. Realizace řídicí části

Klíčovou částí návrhu tohoto zdroje je realizování přesné regulace. Řídicí obvody lze realizovat analogově či digitálně. Dále je potřeba rozhodnout jaký typ regulátoru zvolit.

Pro tento případ bylo zvoleno digitální řízení, jelikož umožňuje snadnější úpravy parametrů regulátoru, a je možno realizovat komunikaci s počítačem a mít tak detailní kontrolu nad celou soustavou.

3.5.1. Řídící jednotka

Požadavky na řídící mikropočítač jsou zejména rychlý AD převodník s dostatečným rozlišením a schopnost generovat PWM o frekvenci desítek kHz, s možností přesně měnit střídu.

Tyto parametry plně splňuje mnoho nabízených produktů. V tomto případě byla zvolena vývojová deska dostupná na katedře, od společnosti Spectrum Digital, nesoucí digitální signálový procesor TMS320F28335. Ten operuje na frekvenci 150 MHz, disponuje až šesti výstupy HRPWM s rozlišením až 150 ps, šestnácti kanálovým AD převodníkem o rozlišení 12 bitů, a třemi obecnými časovači.

Pro tento DSP byl (s využitím programu Code Composer Studio verze 6.2) napsán program v jazyce C, který obstarává komunikaci s uživatelem, a řízení regulační soustavy.

Vzhledem k obsáhlosti programu nebude dále detailně rozebíráno nastavení konkrétních registrů, ale pomocí vývojových diagramů popsána jeho funkce.

3.5.2. Software pro řídící desku

Diagram, zobrazený na obr. 23, popisuje začátek programu, vytvořeného pro řízení napěťového střídače.

Po spuštění dojde nejprve k inicializaci veškerých používaných periférií. Pro přehlednost programu byly tyto inicializační části organizovány do jednotlivých funkcí.

Funkce, nazvaná **gpio_setup()** nastavuje režim všech používaných vstupních a výstupních pinů.

Následně jsou funkcí **timers_setup()** nastaveny časovače 1 a 2 tak, aby ve stanovených intervalech generovaly přerušování.

Funkce **ePWM_setup()** pak nastaví periférii ePWM3 do komplementárního módu, směr čítače jako vzestupný a sestupný, a rovněž stanoví frekvenci PWM. Periferie dále umožňuje nastavení mrtvého času (v tomto případě byl nastaven na 66 ns).

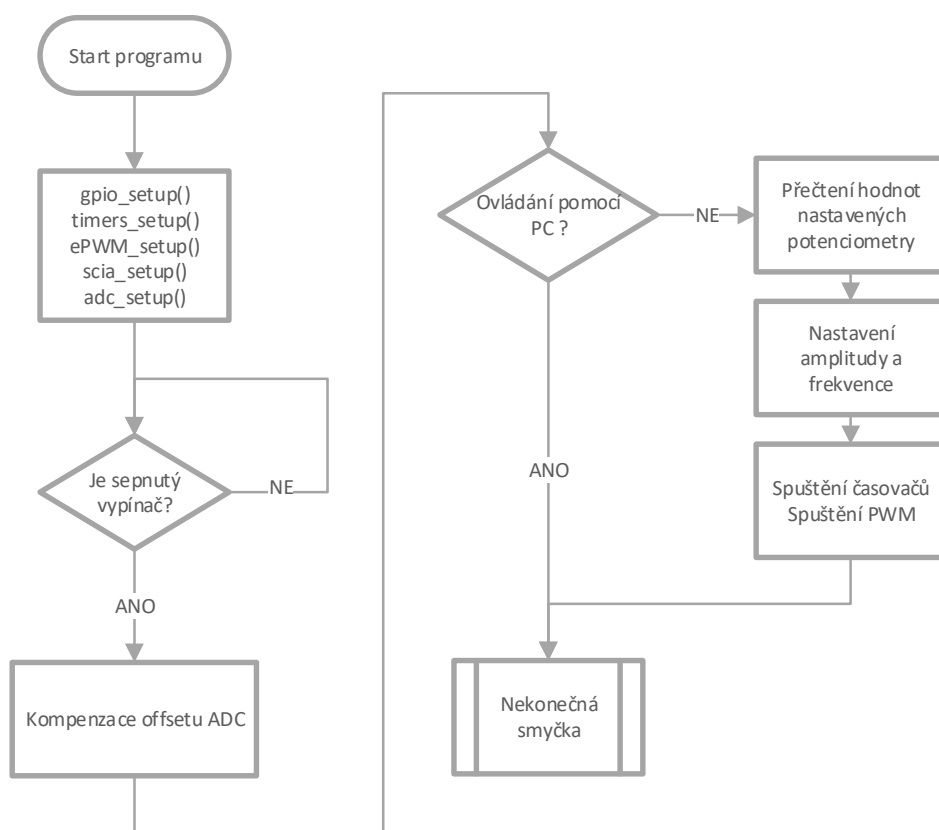
Analogově digitální převodník je nastaven prostřednictvím **adc_setup()**. Konverze probíhá jednak na výstupech proudového a napěťového senzoru, tak na výstupech potenciometrů. Pro měření na výstupech senzorů byla využita možnost spárování s ePWM modulem tak, aby byl každý 3. násobek periody časové základny ePWM vyslán požadavek na začátek konverze. Měření na potenciometrech je pak zahajováno pomocí přerušování časovače 1.

Pro příjemnější uživatelské rozhraní byla implementována komunikace s PC prostřednictvím USB. Potřebná periférie SCI je tedy nastavena prostřednictvím funkce `scia_setup()`.

Následně je čekáno na sepnutí hlavního spínače, jež umožní spuštění zařízení.

Z implementace měření výstupních veličin vyplývá, že musí být nejprve změřena hodnota v klidovém stavu, od které se pak bude odvíjet offset naměřených hodnot.

Pokud uživatel ovládá zařízení pomocí PC rozhraní, je přeskočeno nastavení počátečních hodnot. Pokud ne, je nezbytné nastavit počáteční hodnotu požadované amplitudy a frekvence přečtením aktuální hodnoty na potenciometrech. Následně je pak možné spustit PWM a zahájit tak činnost zařízení.

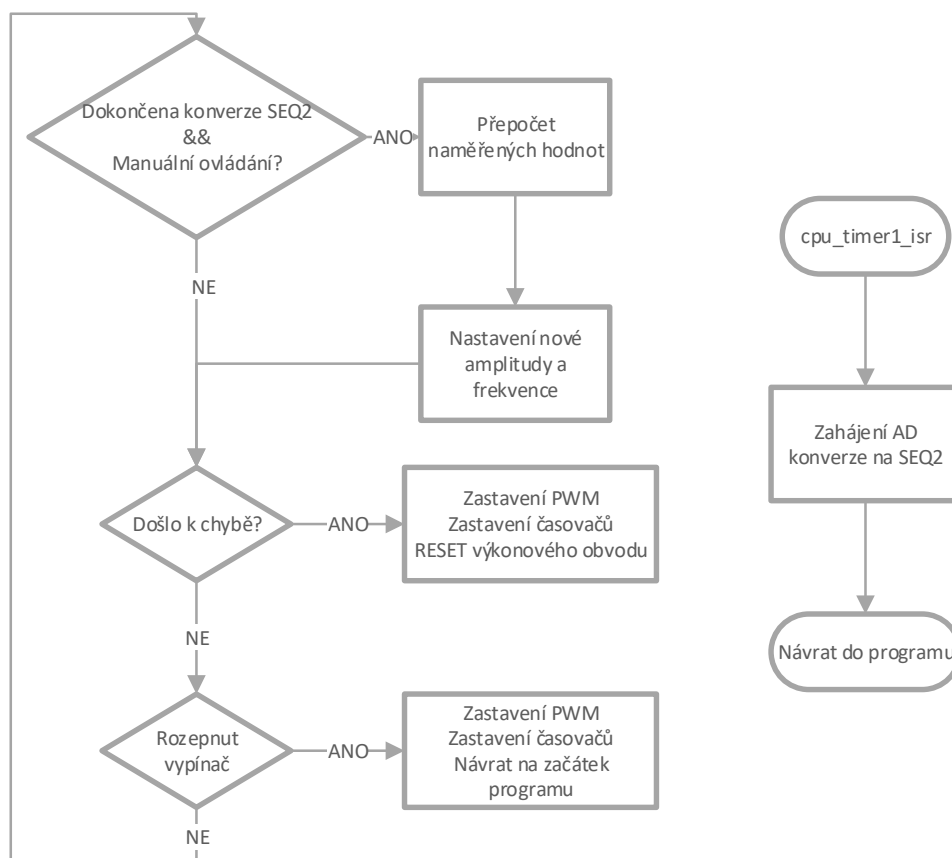


Obr. 23: Vývojový diagram prvotního nastavení periférií DSP.

Na níže uvedeném diagramu je pak k vidění princip funkce nekonečné smyčky a přerušení od časovače 1, jež je vyvoláno každých 100 ms. V tomto přerušení je zahájena konverze kanálů SEQ2 (na tyto kanály jsou vyvedeny výstupy potenciometrů). V nekonečné smyčce je pak kontrolováno, zda tato konverze již proběhla a případně je nastavena nová hodnota frekvence a amplitudy.

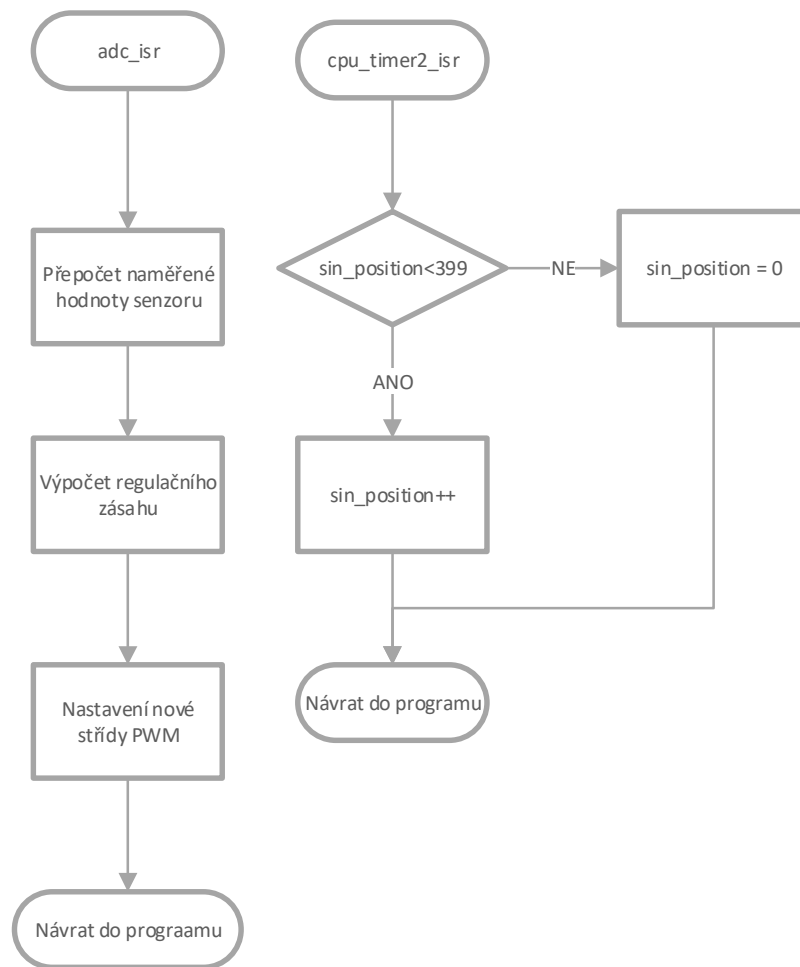
Dále jsou zde kontrolovány výstupy obvodu DRV8432, indikující chybu či překročení povolené teploty. V takovém případě je činnost zařízení okamžitě zastavena a je odeslána chybová zpráva prostřednictvím sériového portu.

V neposlední řadě je zde kontrolován výstup spínače, jehož rozpojením může uživatel zařízení zastavit, a vrátit se na začátek programu (před smyčkou, čekající na sepnutí spínače).



Obr. 24: Nekonečná smyčka programu a přerušení, vyvolávané čítačem 1.

Výpočetně nejnáročnější část programu se nachází v přerušení, vyvolaném dokončením konverze na kanálech SEQ1. Naměřená hodnota na výstupu senzoru je vhodně přepočítána tak, aby s ní bylo možno dále pracovat. Požadovaná hodnota je vypočtena v závislosti na nastavené amplitudě a momentální pozici v tabulce, obsahující hodnoty celé periody funkce sinus ve formátu float. Určování aktuální pozice v tabulce (a tedy i tvorbu výstupní frekvence) lze vidět na následujícím diagramu.



Obr. 25: Přerušování vyvolané časovačem 2 a dokončením konverze na kanálech SEQ1.

Vlastní výpočet PI regulátoru je pak principiálně následující:

$$\varepsilon = I_{pož} - I_{měř} \quad (10)$$

$$S = S + \frac{\tau_{vz}}{\tau_i} \varepsilon \quad (11)$$

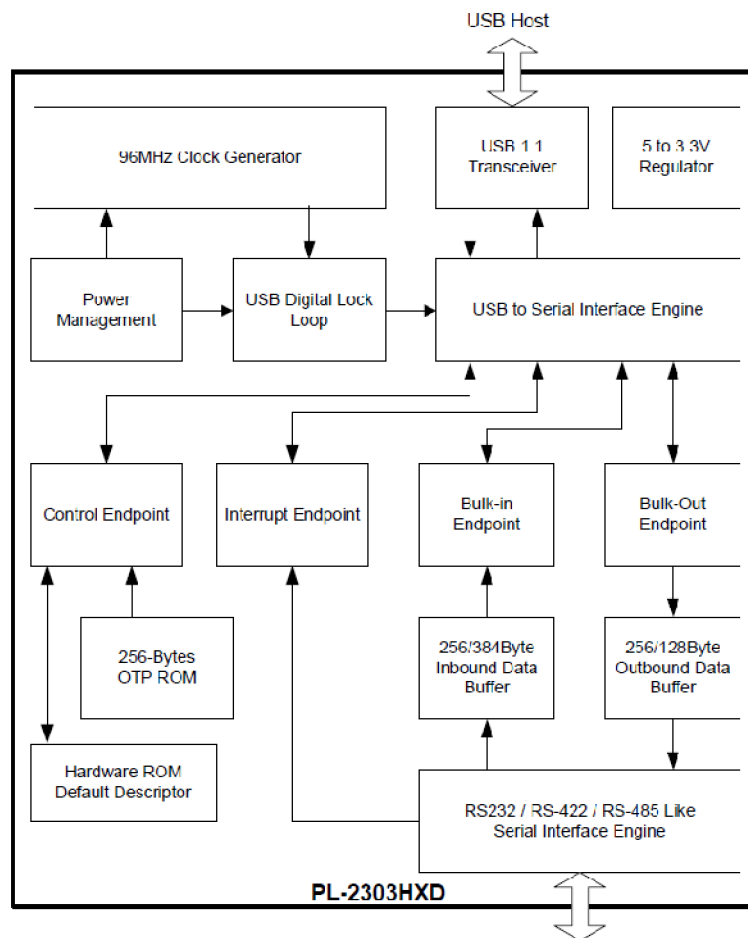
$$x = K_P (\varepsilon + S) , \quad (12)$$

kde $I_{pož}$ je požadovaná hodnota proudu, $I_{měř}$ je naměřená hodnota proudu, ε je regulační odchylka, S je integrál, spočtený obdélníkovou metodou, τ_{vz} je vzorkovací perioda, τ_i je časová konstanta integračního členu, K_P je proporční zesílení regulátoru a x je výsledný zásah regulátoru.

Následně je hodnota regulačního zásahu ještě upravena, aby mohla být použita pro nastavení střidy PWM. To je realizováno funkcí **set_duty(x)**, jež rovněž obsahuje základní anti-windup algoritmus pro omezení integrační složky při překročení maximální možné hodnoty střidy.

Příjem řídicích příkazů z PC, prostřednictvím periferie SCI (Serial Communications Interface) je realizován v přerušení `scia_Rx_isr()`, kde je podle úvodního třídicího znaku rozhodnuto, jaký parametr je nastavován, a následně je do požadované proměnné zapsán daný počet přenesených bajtů.

Jelikož nebylo pro sériovou komunikaci s PC možné použít USB rozhraní přímo na vývojové desce, byl použit externí převodník USB-UART, vyráběný společností Olimex. Ten využívá obvodu PL2303, vyráběný firmou Prolific.



Obr. 26: Vnitřní blokové zapojení obvodu PL2303. [17]

3.5.3. Software pro PC

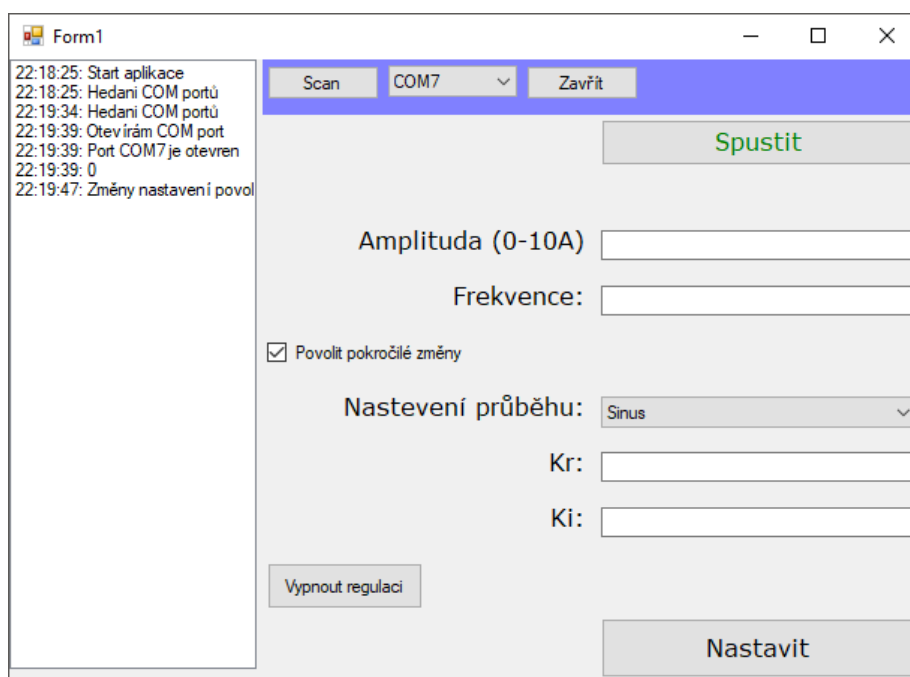
Aby bylo možno plně využít možností této koncepce zdroje, je vhodné realizovat jeho ovládání prostřednictvím PC. Pak lze snadno měnit nejen nastavovanou amplitudu a frekvenci, ale též například nastavení regulátoru, či změnit tabulku, obsahující referenční hodnoty sinu a nastavit tak naprosto jiný průběh na výstupu (je však nutno brát ohledy na výstupní filtr, který značně omezuje tyto možnosti).

Program pro komunikaci byl napsán v jazyce C#, v programu Visual Studio 2012 od společnosti Microsoft. (Postranní panel, obsahující časový výpis událostí byl vytvořen

v rámci cvičení z předmětu KAE/PPES).

Po otevření příslušného virtuálního COM portu uživatel nastaví požadované parametry, tedy amplitudu, frekvenci, parametry regulátoru a požadovaný průběh (na výběr je ze sinusového, obdélníkového, a trojúhelníkového průběhu). Tyto hodnoty jsou pak rozloženy na jednotlivé bajty a společně s třídícími znaky odeslány do řídicí desky.

Příjem dat z řídicí desky je realizován pomocí časovače, jež je nastaven na 10 ms. Každý „tik“ časovače je zkontrolováno, zda jsou k dispozici příchozí data. Tento způsob je vhodný, pokud očekáváme malou četnost příchozích dat. Podle jejich významu je pak rozhodnuto o další činnosti.



Obr. 27: Ovládací aplikace pro ovládání prostřednictvím PC.

Možnosti nastavení v ovládacím programu:

- Spuštění/vypnutí zařízení
- Nastavení požadované amplitudy proudu
- Nastavení požadované frekvence
- Nastavení parametrů regulátoru
- Změna tvaru výstupního průběhu
- Vypnutí regulátoru (následně zadávána hloubka modulace)

3.6. Výstupní filtr

Jak již bylo naznačeno v teoretické části, výstupem napěťového střídače je PWM. Ta podle způsobu realizace (např. v závislosti na spínací frekvenci) obsahuje i určité harmonické složky vyšších řádů. Je tedy nezbytné navrhnout filtr tak, aby byly tyto harmonické složky dostatečně potlačeny, a zároveň nedocházelo k potlačení základní harmonické. Dále nesmí docházet k jejímu příliš velkému fázovému posuvu, jelikož by došlo k znesnadnění návrhu regulačních parametrů soustavy.

Filtry pro tyto účely se nazývají sinusové filtry, a o jejich návrhu podrobně pojednává např. [10], či [11]. V [12] lze pak nalézt přehled typů analogových, převážně pasivních filtrů a příklad jejich návrhu.

Tyto filtry jsou v praxi realizovány LC kombinací, zapojenou jako γ -článek, či T-článek, kde je potřeba brát ohled zejména na následující faktory:

- **Zlomová frekvence filtru**

Podle Thomsonova vztahu lze vypočítat zlomovou úhlovou frekvenci filtru jako:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}},$$

kde ω_0 musí ležet mezi úhlovým kmitočtem základní harmonické a první z harmonických vyšších řádů. V [10] a [11] je pak podrobněji rozebrána vhodná volba tohoto kmitočtu v závislosti na kmitočtu nosného signálu PWM.

- **Úbytek napětí na indukčnosti**

Volba příliš velké hodnoty indukčnosti může způsobit příliš velký úbytek napětí, který je pak odečítán od napětí na zátěži. V praxi je pak často jako nejvyšší přípustný úbytek napětí volena hodnota 5%, případně 10%. [10], [11]

- **Proud kondenzátorem**

Rovněž by měla být zkontrolována velikost proudu, tekoucího kondenzátorem. Jeho velikost závisí nejen na parametrech filtru, ale také na výstupní frekvenci střídače (čím větší výstupní frekvence střídače, tím větší velikost proudu kondenzátorem). [10]

- **Impedance zátěže**

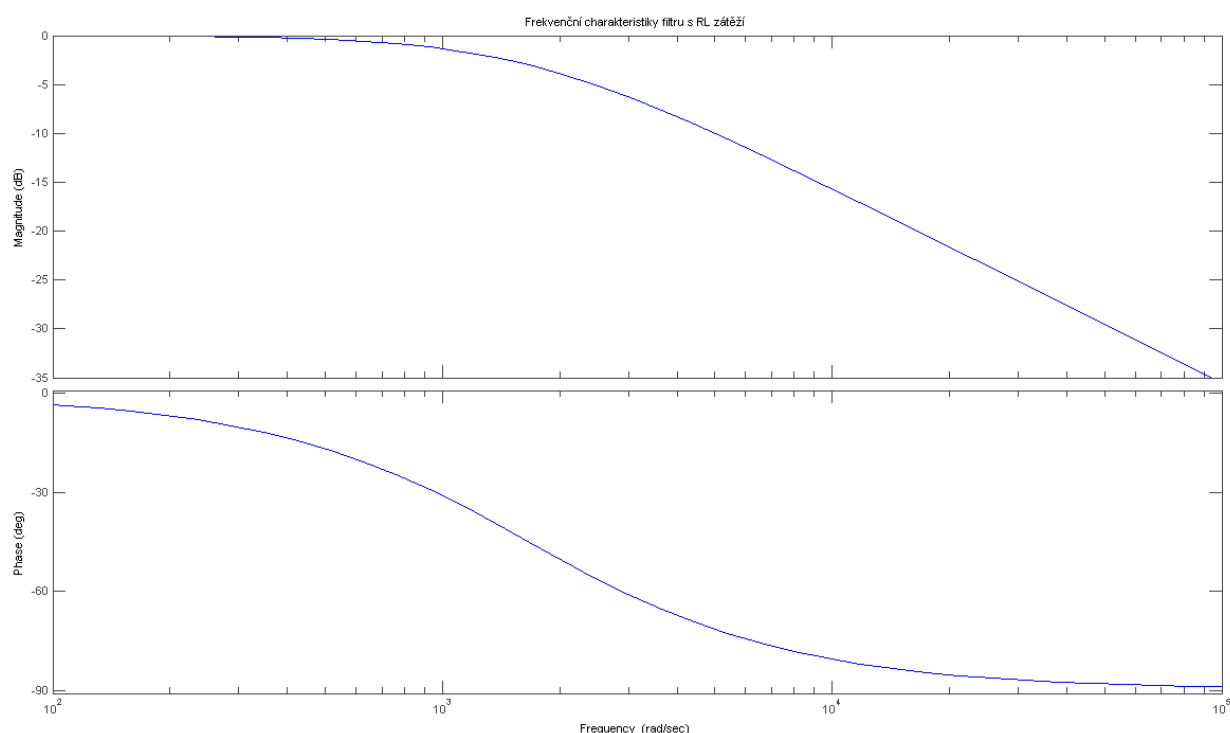
Z provedených simulací vyplývá, že chování celé regulované soustavy silně závisí na parametrech zátěže. Má-li být tato soustava snadno regulovatelná, je zapotřebí navrhnout filtr s ohledem na parametry zátěže.

Takto navržený filtr je pak vhodné ověřit pomocí simulace, například v software

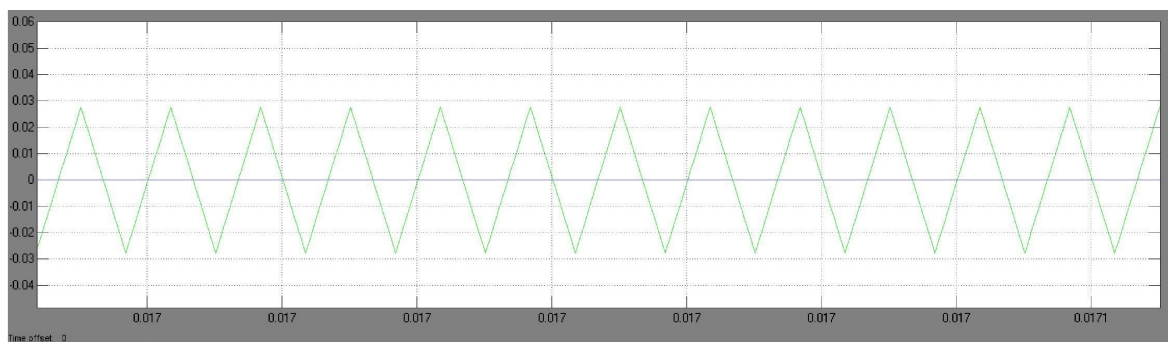
Matlab, či Simulink. [10]

V tomto případě byl pro filtraci výstupního proudu zvolen filtr prvního řádu, realizovaný sériovým zapojením tlumivky k zátěži. Vhodná velikost indukčnosti byla zvolena s využitím simulací v software Matlab a Simulink (viz kapitola Výsledky simulací), tak, aby bylo zvlnění proudu dostatečně malé, a zároveň byla soustava snadno regulovatelná a bylo možno realizovat i průběhy s relativně strmými náběžnými a sestupnými hranami.

Frekvenční charakteristiky γ -článku, tvořeného navrženou tlumivkou (1,8 mH) a zátěží je možno vidět na grafu níže.



Obr. 28: Frekvenční charakteristiky dvojbranu (filtrační tlumivka - zátěž) pro velikost odporu zátěže 3Ω .



Obr. 29: Detail zvlnění výstupního proudu při 50% střídě výstupního napětí měniče. (Vytvořeno pomocí programu Simulink.)

3.7. Výsledky simulací

Ve výpočetním systému Matlab a jeho doplňku Simulink byly provedeny simulace celé regulované soustavy. To přináší možnost ověření funkčnosti navrženého systému před jeho fyzickým vyzkoušením.

Dále byl Matlab využit pro návrh parametrů PI (resp. PS) regulátoru.

Tyto simulace jsou vhodné pro další práci s navrženým zařízením, jelikož s jejich pomocí lze snadněji navrhnout výstupní filtr a optimálně nastavit parametry regulátoru pro právě napájenou zátěž.

3.7.1. Návrh parametrů PI regulátoru

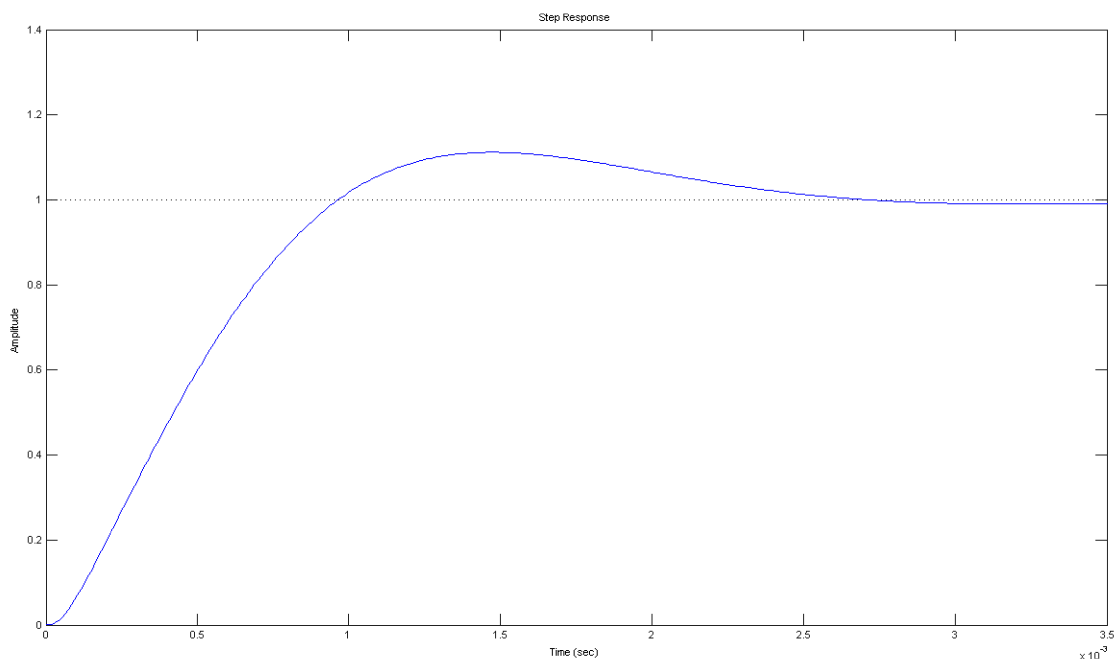
Jednotlivé bloky soustavy lze popsat pomocí jejich přenosových funkcí. Ty získáme s využitím Laplaceovy transformace [13], či v případě diskrétního řešení regulace pomocí Z-transformace [14]. Pomocí celkového přenosu soustavy pak lze s využitím programu Matlab snadno spočítat parametry regulátoru tak, aby soustava byla stabilní.

Ačkoliv byla regulace realizována číslicově, pro návrh parametrů v systému Matlab byla uvažována spojitá regulace. Vzhledem k velmi vysoké frekvenci provádění výpočtu regulačního zásahu (50 kHz) a vynikajícímu rozlišení HRPWM modulu, je totiž vzniklá nepřesnost téměř zanedbatelná.

Pro získání parametrů proporčního a integračního členu regulátoru byla napsána funkce **NavrhSoustavy(Rz, Lz, Lf, Cf)**. Vstupními parametry jsou hodnoty připojené zátěže (jak totiž ukázala simulace celkového chování soustavy, má připojená zátěž poměrně velký vliv na stabilitu) a výstupního filtru.

Funkce spočítá přenosy jednotlivých bloků, a následně pro celkový přenos soustavy pomocí funkce **pidtune()** spočítá vhodné nastavení regulátoru.

Následně je také vykreslena odezva na jednotkový skok a amplitudová a frekvenční charakteristika filtru s danou zátěží.



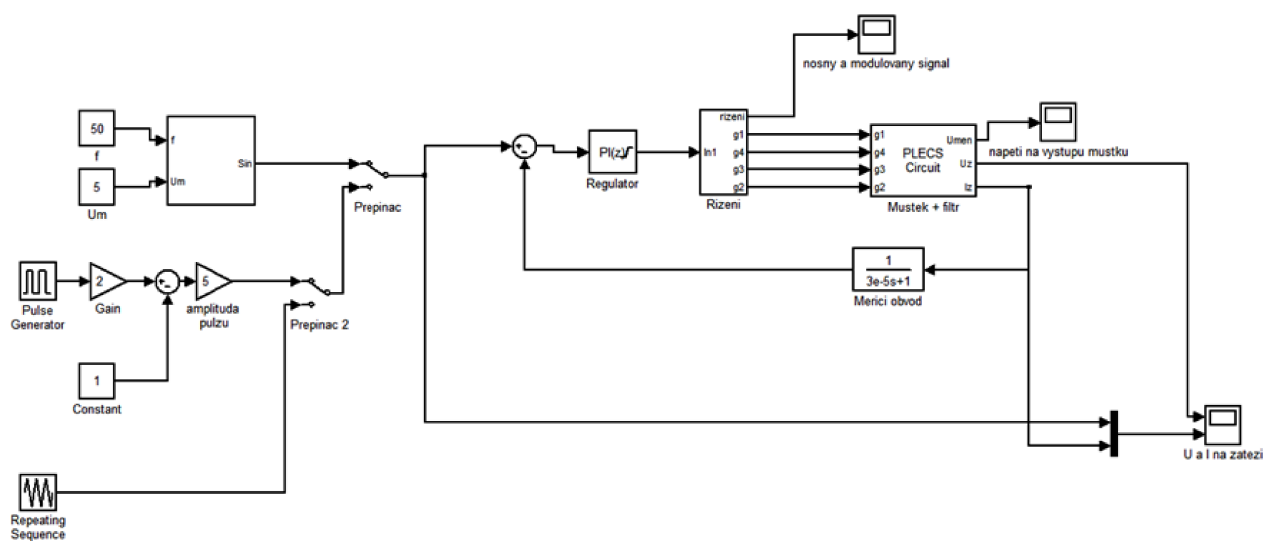
Obr. 30: Odezva na jednotkový skok pro zátěž 3Ω , podle navržených parametrů regulátoru.

3.7.2. Simulace celé soustavy

Simulace chování celé soustavy byla vytvořena ve dvou provedeních – jako funkce, spustitelná v Matlab, a v prostředí Simulink.

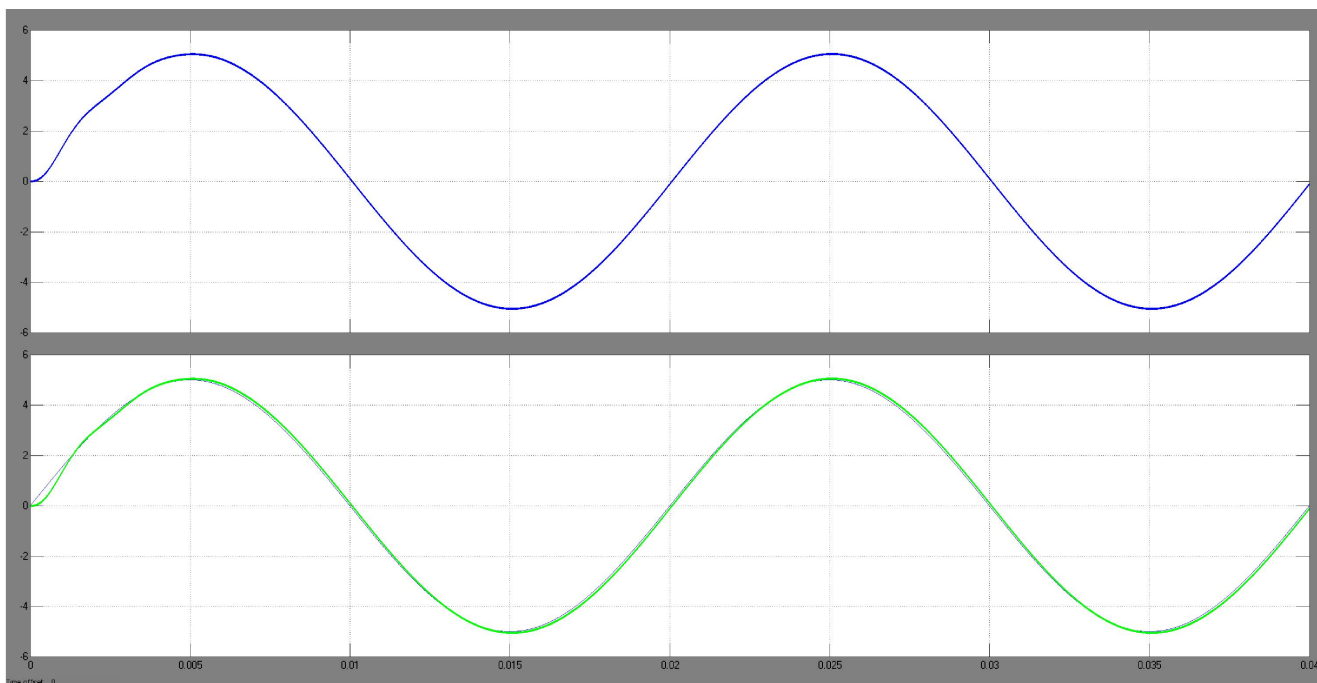
3.7.2.1. Simulace v prostředí Simulink

V programu Simulink byl vytvořen model regulované soustavy s využitím knihovny „Plecs“.



Obr. 31: Blokové schéma simulace vytvořené v prostředí Simulink.

Na výše uvedeném blokovém schématu lze vidět strukturu simulace. Uživatel přepínači zvolí vybraný průběh, nastaví jeho amplitudu a po dokončení simulace lze zobrazit jak výstupní proud a napětí, tak například (řídící) modulační signál.



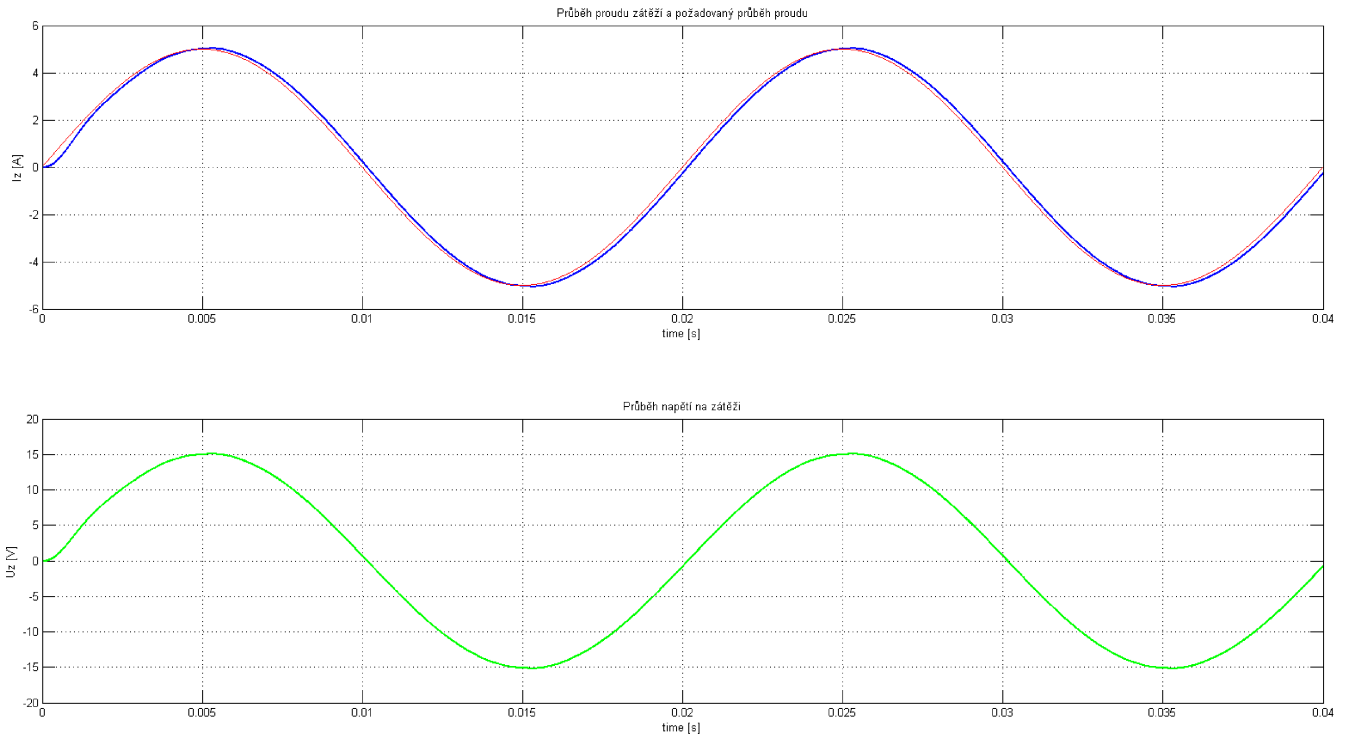
Obr. 32: Průběh napětí (modře) a proudu (zeleně) na zátěži při odporu zátěže 3Ω a velikosti filtrační tlumivky $1,8 \text{ mH}$. Požadovaná amplituda 5 A a frekvence 50 Hz .

3.7.2.2. Simulace jako funkce pro Matlab

Aby byla možnost ověření chování co nejjednodušší, byla napsána funkce **Regulace_RLzatez()**. Vstupními hodnotami této funkce jsou parametry zátěže, parametry LC filtru, požadovaná frekvence a amplituda výstupního proudu. Výstupem je pak proud a napětí na výstupu zařízení.

Tato funkce pomocí Eulerovy metody s časovým krokem 10^{-7} s numericky řeší přechodový děj, ke kterému v obvodu dochází. Výpočet regulačního zásahu pak respektuje skutečnou periodu výpočtu regulátoru v řídicím DSP.

Na následujícím obrázku je výsledný průběh získaný touto simulací. Jeho porovnáním s výše uvedeným průběhem, získaným simulací v Simulink lze říci, že se oba získané průběhy téměř shodují.



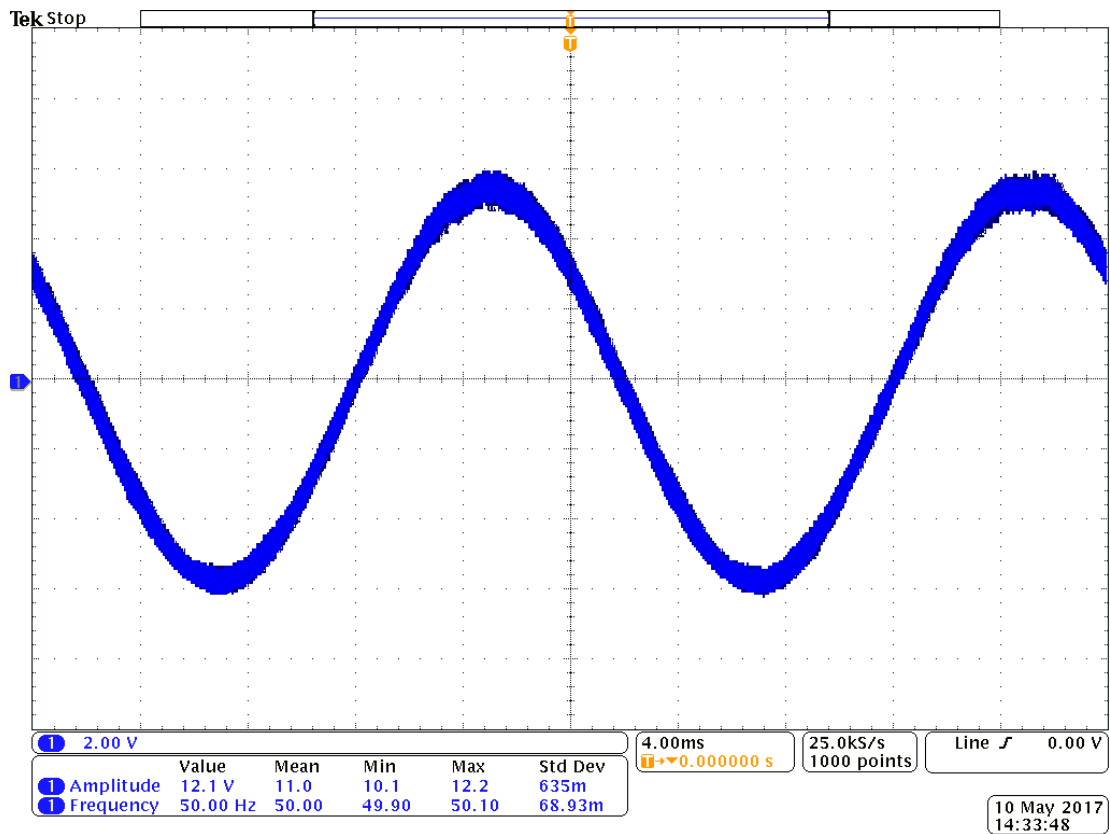
Obr. 33: Průběh proudu (modře) a napětí (zeleně) na zátěži o odporu 3Ω a $1 \mu\text{H}$ (s filtrační tlumivkou $1,8 \text{ mH}$). Požadovaná amplituda proudu je 5 A , frekvence 50 Hz .

4. Naměřené průběhy

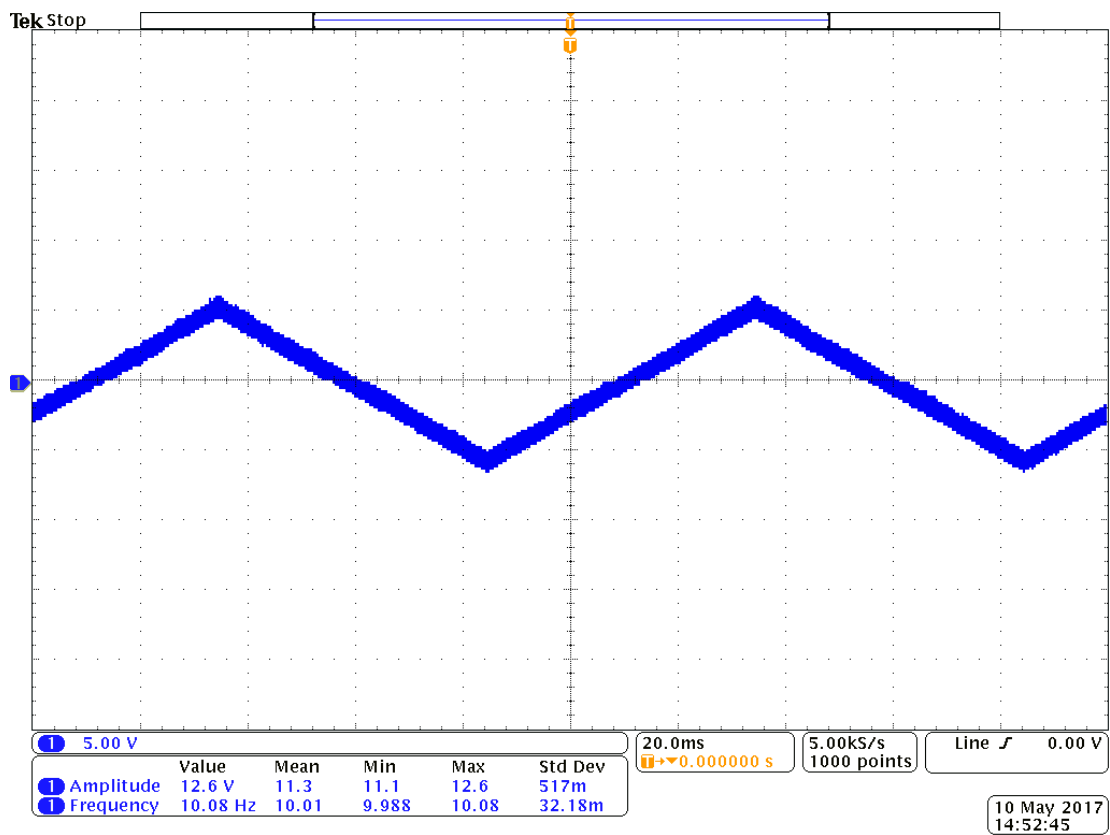
Pro ověření funkčnosti sestrojeného zařízení bylo naměřeno několik průběhů výstupního proudu. Pro měření byl použit osciloskop Tektronix DPO 4034B s proudovou sondou. Jako výstupní filtr byla použita tlumivka o indukčnosti $1,8 \text{ mH}$, a jako zátěž byl použit reostat o maximálním odporu $6,7 \Omega$ (při měření byl provozován zejména v polovině rozsahu, tedy cca 3Ω).

Výstupní proud byl pro sinusový výstup měřen od 50 mHz do 50 Hz , zbylé tvary (obdélník a trojúhelník) pak pro frekvence v řádech jednotek Hz . Níže je možno vidět některé z naměřených průběhů.

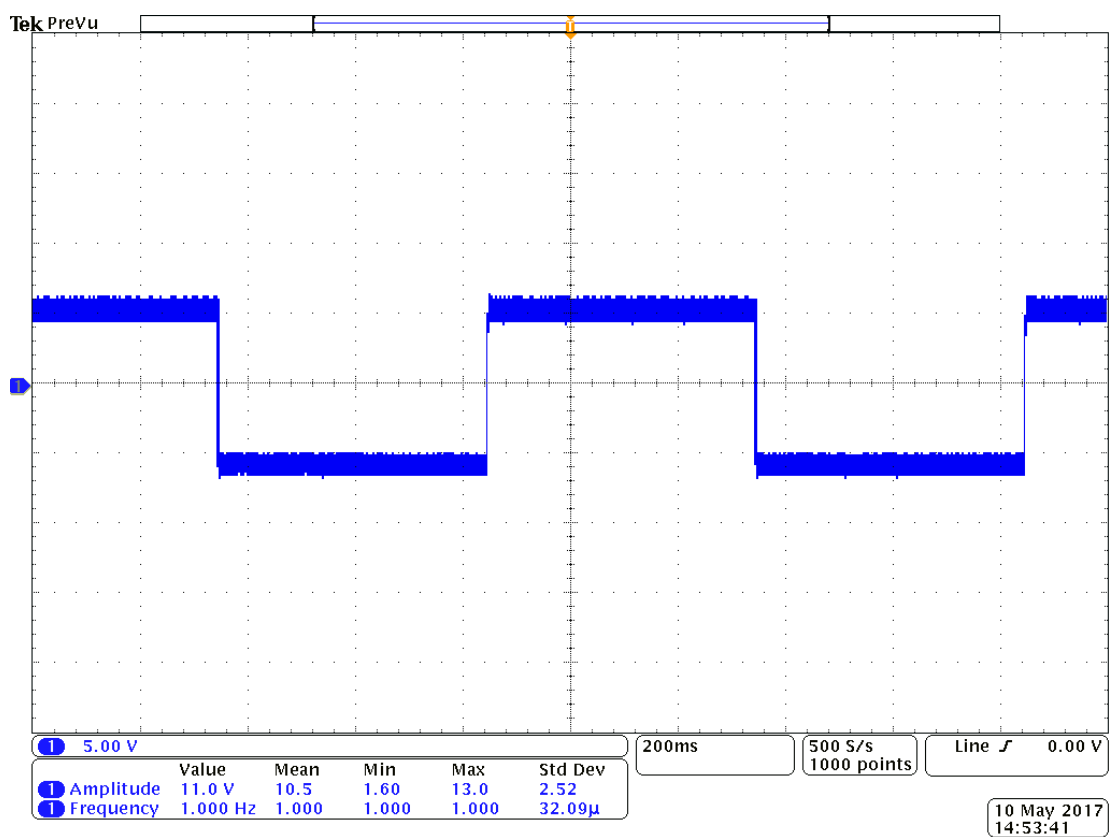
Během měření byla rovněž vyzkoušena možnost měnit nastavení regulátoru tak, aby bylo dosaženo nejlepšího výsledku.



Obr. 34: Průběh proudu sinusového tvaru s frekvencí 50Hz a amplitudou 5A.



Obr. 35: Průběh výstupního proudu trojúhelníkového tvaru, o požadované frekvenci 10 Hz a amplitudě 5A.



Obr. 36: Průběh výstupního proudu obdélníkového tvaru o frekvenci 1 Hz a amplitudě 5A.

Na výše uvedených průbězích je možno vidět poměrně velké zvlnění, jež nebylo v simulacích v takto vysoké míře přítomno.

Toto zvlnění je způsobeno nedokonalou filtrací harmonických složek vyšších řádů, pravděpodobně vlivem parazitní paralelní kapacity použité filtrační tlumivky, s níž nebylo v simulacích počítáno.

Řešením tohoto problému by bylo navržení vhodného výstupního LC filtru tak, aby byly tyto složky účinněji tlumeny.

Z výše uvedených průběhů je nicméně patrné, že zařízení je schopno regulovat výstupní proud tak, aby bylo dosaženo všech tří předprogramovaných tvarů, a udržet jejich požadovanou amplitudu i při změnách velikosti napájené impedance.

5. Shrnutí dosažených výsledků

Cílem této práce bylo zejména navrhnout a sestavit zařízení, schopné napájet malé impedance proudem sinusového průběhu, s možností tento tvar průběhu změnit na jiný, téměř libovolný průběh.

Z výsledků měření plyne, že tento požadavek byl splněn. Zařízení je schopno dodat střídavý proud o amplitudě až 8 A, s možností nastavení frekvence od desítek mHz do desítek Hz. Tvar proudu je možno zvolit ze tří nabízených průběhů (sinusový, obdélníkový a trojúhelníkový). Uživatelské prostředí dále umožňuje nastavit jednotlivé parametry regulátoru, nebo jej úplně vypnout. V případě vypnutí regulátoru je namísto požadavku na proud zadávána požadovaná hloubka modulace, modulační signál je pak jeden ze tří zmíněných průběhů.

5.1. Možnosti zlepšení a budoucího rozšíření

Jelikož se jedná o prototyp, je zde mnoho možností dalšího zlepšení.

První z nich je zabudování řídicího DSP na desku plošných spojů. V současném stavu je jako řídicí jednotka používána samostatná deska (eZdsp f28335), jež je propojena se zbytkem zařízení. Při integrování DSP přímo na desku plošných spojů by bylo dosaženo větší kompaktnosti a spolehlivosti zařízení (kratšími cestami by bylo sníženo riziko indukovaní rušivých signálů, jež mohou ovlivnit zpětnou vazbu).

Pokud by byl namísto integrovaného obvodu DRV8432 sestaven plný most z jednotlivých diskrétních součástek, pravděpodobně by bylo dosaženo vyššího maximálního napětí na stejnosměrné straně, a tedy i většího výkonu zdroje. Dále by bylo umožněno komplexnější řízení, díky čemuž by mohlo být docíleno lepšího potlačení zvlnění. Nevýhodou by pak byla pravděpodobně vyšší cena (zejména kvůli budícím obvodům a nutnosti doplnění o teplotní, a další ochranné obvody).

Z důvodu vyšší stability regulační soustavy byla zvolena pro filtraci jen filtrační tlumivka. Praxe však ukázala, že ačkoliv se toto řešení jevílo v simulacích jako dostatečné, reálné zvlnění proudu bylo velké (svůj podíl na tom může mít např. i parazitní paralelní kapacita použité tlumivky). Proto by bylo vhodné využít existující simulace pro návrh odpovídajícího LC filtru.

Dále by bylo vhodné na zhotovené desky plošných spojů přidat testovací body, které by umožňovali snadnější měření některých průběhů napětí.

Uživatelské rozhraní by mohlo být doplněno o možnost importovat libovolný průběh z textového (či Excel) souboru, obsahujícího hodnoty dané funkce v jedné periodě. Takový textový soubor by byl snadno vygenerovaný například v software Matlab, a bylo by tím dosaženo možnosti tvorby téměř libovolných výstupních průběhů.

5.2. Závěr

V této práci byly nejprve stručně shrnuty základy možných realizací stejnosměrných i střídavých napájecích zdrojů. Ve zbytku práce byl popsán návrh samotného zdroje střídavých průběhů proudu, včetně základní stavby software a popsání zhotovených simulací. Sestavený prototyp zařízení byl rovněž podroben měření, jež prokázalo jeho funkčnost.

Celý návrh zařízení byl ověřován simulacemi, provedenými ve výpočetních systémech Matlab a Simulink, jež přinesly poměrně dobré výsledky z hlediska teoreticky očekávaných vlastností realizovaného zařízení (zejména co do stability regulační soustavy a očekávaného zvlnění výstupního proudu).

Průběhy, naměřené na reálně sestrojeném zařízení bohužel disponovali značným zvlněním, jež nebylo provedenými simulacemi předpokládáno.

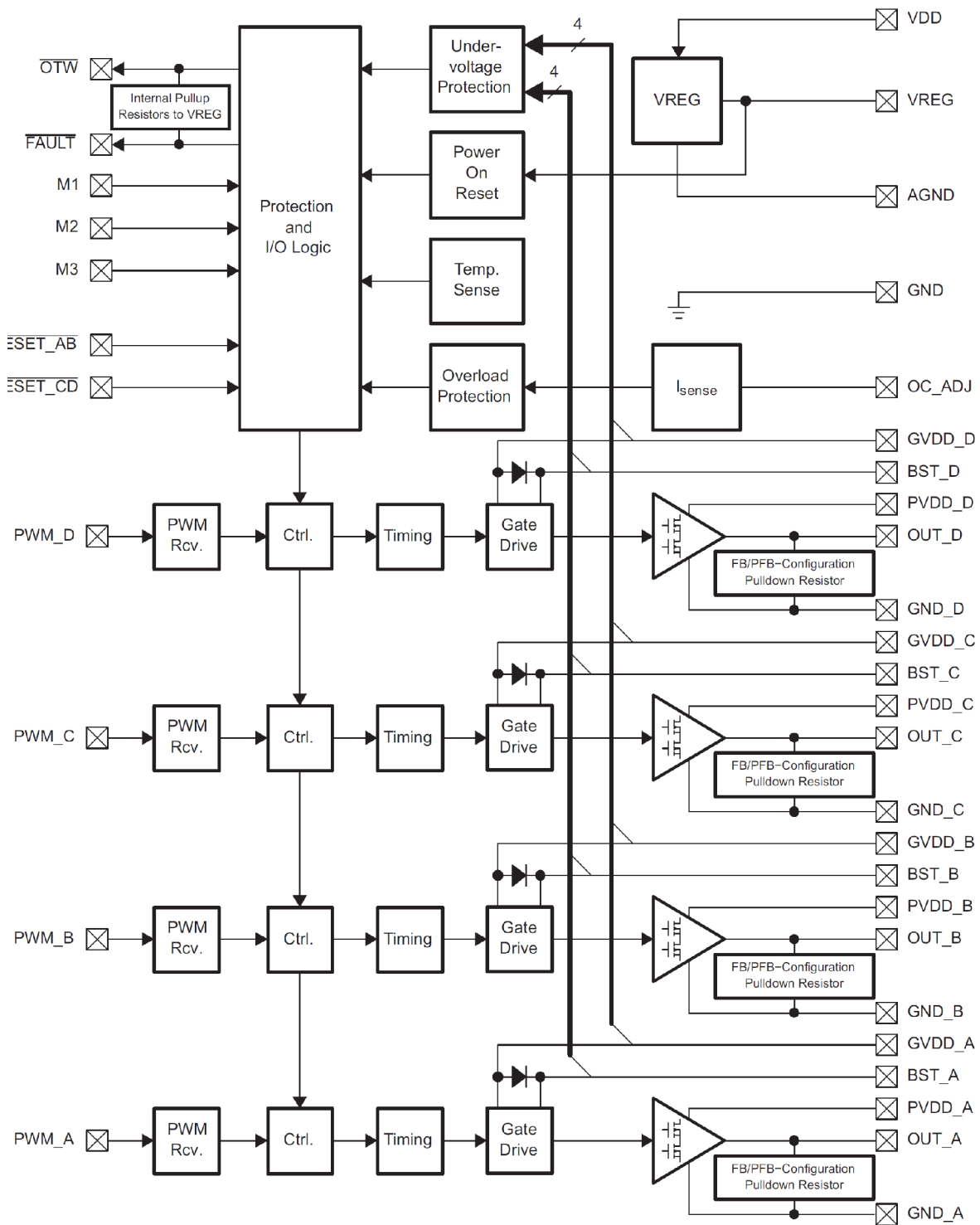
Naproti tomu regulační soustava byla stabilní (ověřilo se tedy správné nastavení regulátoru pomocí zhotovené funkce), a díky možnosti pohodlné změny regulačních parametrů byl umožněno velice dobře vidět vliv regulačních parametrů na soustavu.

Seznam literatury a informačních zdrojů

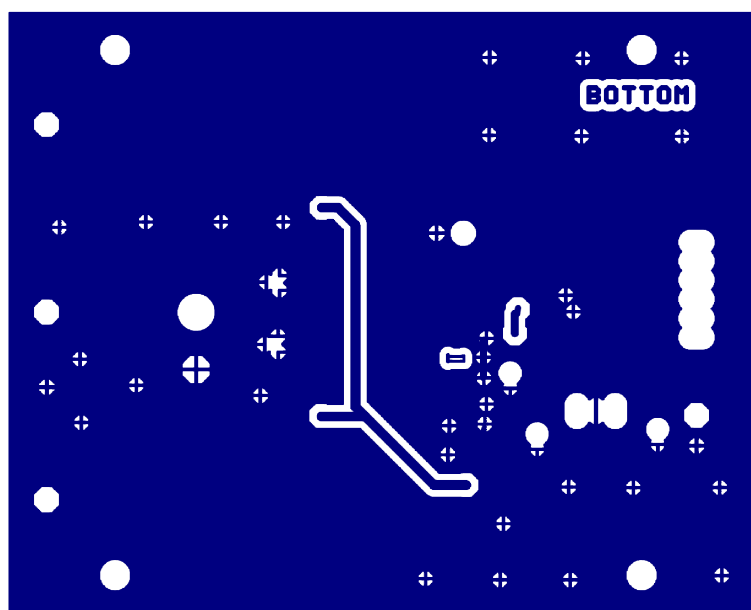
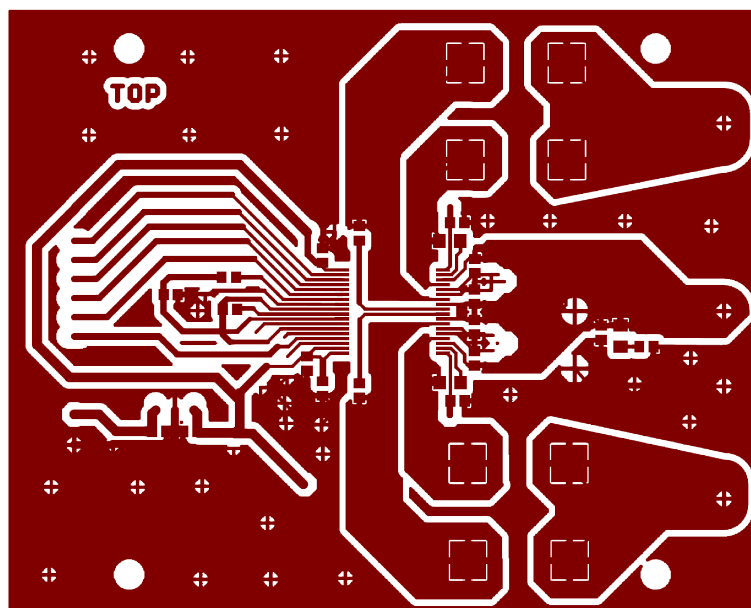
- [1] RASHID, H., Muhammad. *Power Electronic Handbook: device, circuits and application handbook*. 3. vyd. Burlington: Butterworth-Heinemann, 2011, ISBN 978-0-12-382036-5.
- [2] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. 2. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1998, 181 s. ISBN 80-708-2411-5.
- [3] BILLINGS, Keith, MOREY, Taylor, PRESSMAN, I. Abraham. *Switching Power Supply Design*. 3. vyd. New York: McGraw-Hill Companies, 2009. ISBN 978-0-07-159432-5.
- [4] SELF, Douglas. *Audio Power Amplifier Design*. Burlington: Focal Press, 2010, ISBN 978-0-240-52162-6.
- [5] KOUCKÝ, Václav a PINKER, Jiří. *Analogové elektronické systémy 2. část*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2004.
- [6] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. Praha: BEN - technická literatura, 2008, ISBN 978-80-7300-230-5.
- [7] *DC/AC Pure Sine Wave Inverter* [online]. Worcester Polytechnic Institute. Poslední změna 2007. [cit. 4. 3. 2017]. Dostupné z: https://web.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-042507-092653/unrestricted/MQP_D_1_2.pdf
- [8] *DRV84x2 Dual Full-Bridge PWM Motor Driver* [online]. Texas Instruments. Poslední změna 1. 12. 2014. [cit. 7. 3. 2017]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8432.pdf>
- [9] KOUCKÝ, Václav a PINKER, Jiří. *Analogové elektronické systémy 1. část*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2010, ISBN 978-80-7043-917-3
- [10] KÚS, Václav. *Nízkofrekvenční rušení*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2003. ISBN 80-7082-976-1.
- [11] VONDRÁŠEK, František, GLASBERGER Tomáš, FOŘT Jiří, JÁRA Martin, MICHALÍK Jan. *Výkonová elektronika. Svazek 3*. 3. rozšířené vydání. V Plzni: Západočeská univerzita, 2017. ISBN 978-80-261-0688-3.
- [12] GAJDOŠÍK, Libor. *Návrh analogových filtrů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-468-2.
- [13] TŮMA, František. *Automatické řízení 1: lineární spojité dynamické systémy*. 3., upr. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2007. ISBN 978-80-7043-568-7.
- [14] TŮMA, František. *Automatické řízení 2: diskrétní systémy, logické systémy, nelineární systémy, fuzzy systémy*. 2., upr. vyd. V Plzni: Západočeská univerzita, 2007. ISBN 978-80-7043-569-4.
- [15] DUŠEK, František a Daniel HONC. *Matlab a Simulink: úvod do používání*. Pardubice: Univerzita Pardubice, 2005. ISBN 80-7194-776-8.
- [16] VONDRÁŠEK, František a kol.. *Výkonová elektronika Svazek 6: Projektování výkonových polovodičových měničů*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. ISBN 978-80-7043-653-0.
- [17] *PL 2303HX Edition USB To Serial Bridge Controller Product Datasheet* [online]. Prolific. Poslední změna 20. 3. 2013. [cit. 25. 5. 2017]. Dostupné z: http://www.prolific.com.tw/UserFiles/files/ds_pl2303HXD_v1_4_4.pdf
- [18] *ACS712 Ddatasheet*. [online]. Allegro. Poslední změna 2013. [cit. 28.5.2017]. Dostupné z: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Zero-To-Fifty-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS712.aspx>

Přílohy

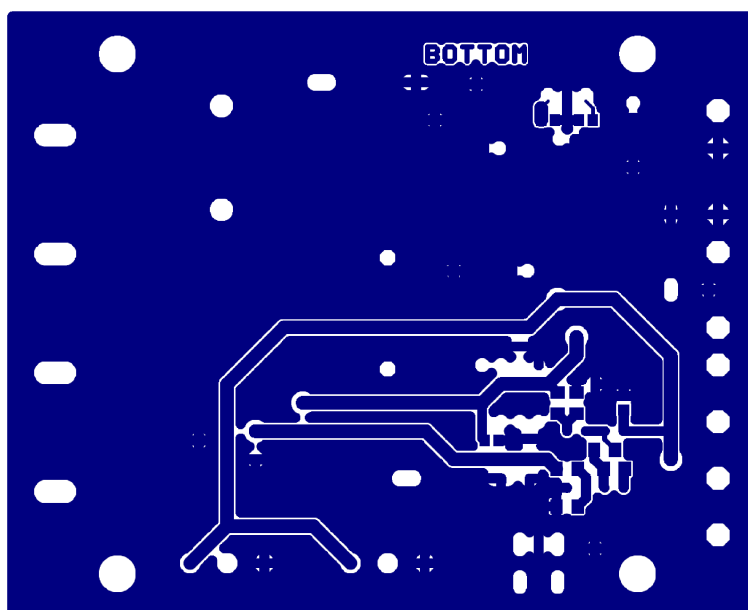
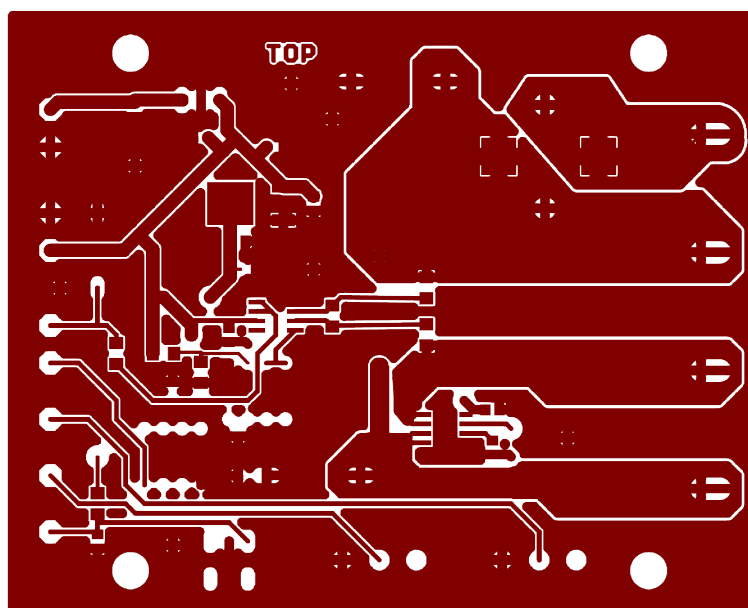
Příloha A – Blokový diagram vnitřního zapojení obvodu DRV8432



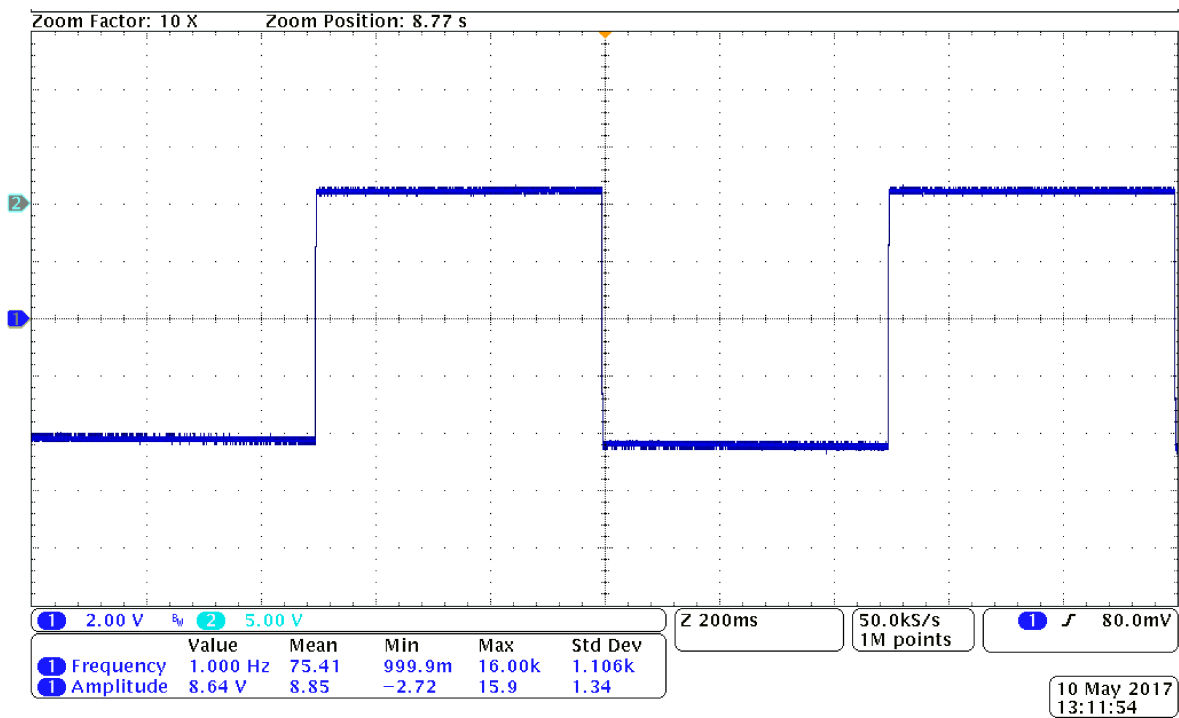
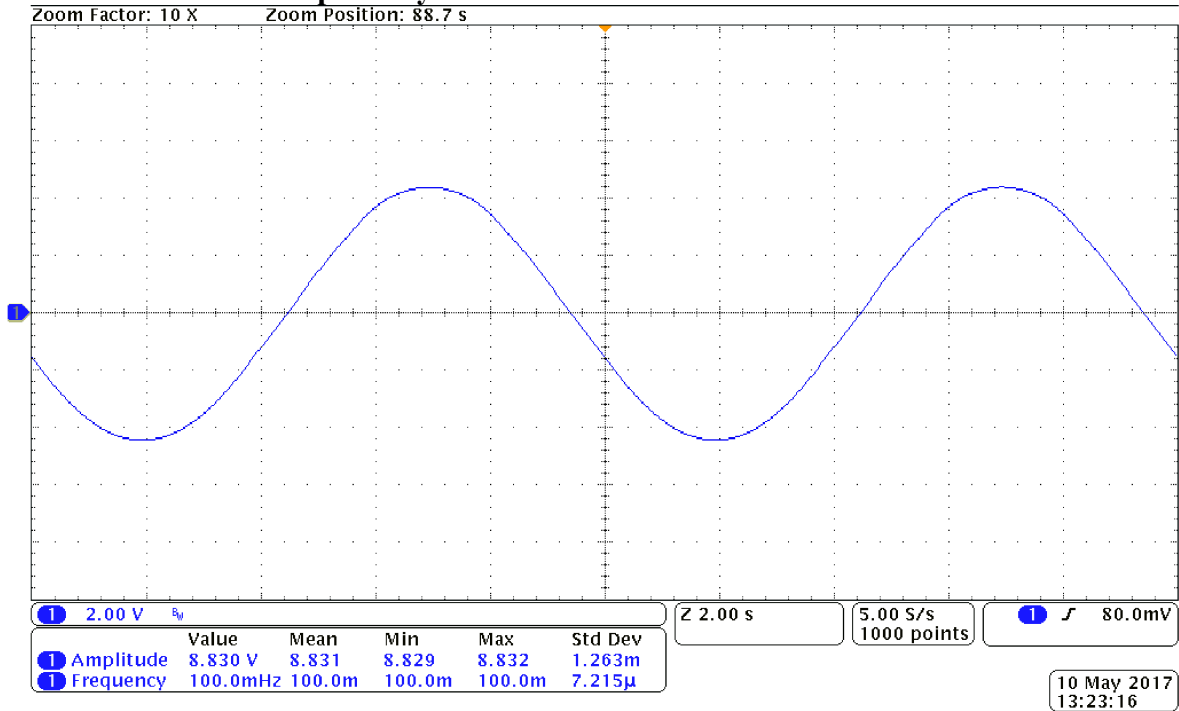
Příloha B – Horní vrstva DPS pro výkonovou část

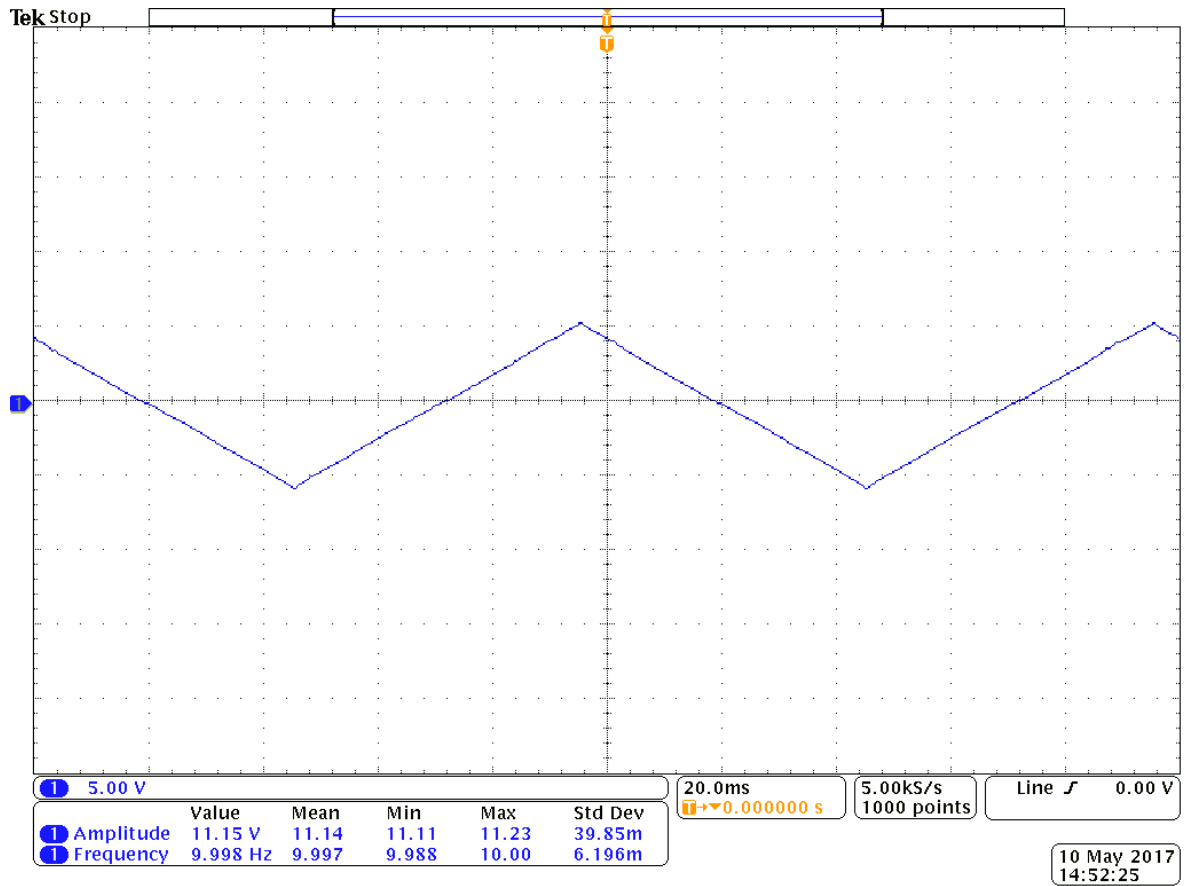


Příloha C - Horní a spodní vrstva DPS pro měřicí část a filtr



Příloha D – Naměřené průběhy v režimu Hi-Res





Příloha E – Fotografie rozpracovaného prototypu a fotografie při měření.

