

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

ŘIDITELNÝ LABORATORNÍ ZDROJ

**vedoucí práce:
autor práce:**

**Ing. Václav Koucký, CSc.
Bc. Jan Zeman**

2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2011/2012

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan ZEMAN**
Osobní číslo: **E09N0166P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Elektronika a aplikovaná informatika**
Název tématu: **Řiditelný laboratorní zdroj**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Prostudujte možné způsoby realizace dvou a čtyř kvadrantových zdrojů a v práci je popište.
 2. Pro komponenty dodané vedoucím práce navrhnete mikropočítačový řídicí systém laboratorního zdroje s výstupními parametry: kmitočet 0 - 20 kHz, výstupní napětí 0 - 35 V, proud 0 - 5 A.
 3. Funkční vzorek v práci velmi podrobně popište.
-

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**

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

Seznam odborné literatury:

Student si vhodnou literaturu vyhledá v dostupných pramenech podle doporučení vedoucího práce.

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Václav Koucký, CSc.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Konzultant diplomové práce:

Ing. Václav Koucký, CSc.

Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **18. října 2010**

Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**

Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.

děkan



Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev

vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Abstrakt

Tato diplomová práce popisuje návrh a realizaci mikropočítačem řízeného laboratorního zdroje. V úvodu se práce zabývá popisem zdrojů pracujících ve více kvadrantech výstupní V-A charakteristiky a je zde uveden přehled zdrojů dostupných na trhu. V následující části práce je podrobně rozepsán postup návrhu a realizace mikropočítačem řízeného zdroje schopného poskytnout na svém výstupu stejnosměrné nebo střídavé napětí. Na závěr práce jsou uvedeny výsledky měření, které byly provedeny na funkčním vzorku zdroje realizovaného v průběhu práce.

Klíčová slova

Přímá digitální syntéza, digitální potenciometr, teplotní senzor, zesilovač třídy D

Abstract

This thesis describes design of the adjustable laboratory power supply controlled by microcontroller. At first it describes power supplies, which works in more quadrants of V-A characteristic. It contains summary of available laboratory power supply on market. Next part is about detailed description of design and realization of the laboratory power supply controlled by microcontroller. The power supply is capable provide AC or DC voltage. At the end of this thesis are given the results of measurements.

Key words

direct digital synthesis, digital potentiometer, digital thermometer, class-D amplifier

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr magisterského studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

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

V Plzni dne

Jan Zeman

.....

Poděkování

Rád bych poděkoval všem, kteří mi odbornou radou pomohli při realizaci této diplomové práce, zvláště pak panu Ing. Václavu Kouckému, CSc. za odborné vedení diplomové práce. Dále bych rád poděkoval své rodině a přátelům, kteří mě podporovali po celou dobu mého studia.

ÚVOD	8 -
1 ZDROJE PRACUJÍCÍ VE VÍCE KVADRANTECH	
V-A CHARAKTERISTIKY	9 -
1.1 ZDROJE PRACUJÍCÍ VE DVOU KVADRANTECH	10 -
1.2 ZDROJE PRACUJÍCÍ VE VŠECH ČTYŘECH KVADRANTECH.....	12 -
1.2.1 Zdroje referenčního napětí	14 -
1.2.2 Výkonový zesilovač	20 -
1.2.3 Stabilizace napětí zpětnou vazbou	25 -
2 NÁVRH ŘIDITELNÉHO LABORATORNÍHO ZDROJE	27 -
2.1 POŽADAVKY	27 -
2.2 BLOKOVÉ SCHÉMA	28 -
3 HARDWAROVÝ NÁVRH	29 -
3.1 ČÍSLICOVÁ ŘÍDICÍ ČÁST.....	29 -
3.1.1 Ovládací prvky.....	30 -
3.1.2 Zdroj střídavého referenčního signálu s AD9833.....	33 -
3.1.3 Řízení amplitudy s digitálním potenciometrem MAX5481	34 -
3.1.4 Teplotní senzor DS18B20	35 -
3.1.5 Mikrokontrolér ATmega32	36 -
3.2 ANALOGOVÁ ČÁST.....	39 -
3.2.1 Výkonový zesilovač třídy D.....	39 -
3.2.2 Zpětnovazební obvody zdroje.....	41 -
3.2.3 Obvody pro měření napětí a proudu.....	44 -
4 SOFTWAREVÝ NÁVRH	45 -
4.1 ALGORITMY A FUNKCE	45 -
5 VÝSLEDKY MĚŘENÍ	48 -
6 ZÁVĚR	54 -
SEZNAM LITERATURY A INTERNETOVÝCH ZDROJŮ	55 -
SEZNAM OBRÁZKŮ	56 -
SEZNAM TABULEK	57 -
SEZNAM PŘÍLOH	57 -

Úvod

Napájecí zdroje jsou důležitou součástí každého elektronického zařízení. Podle způsobu použití a potřebných vlastností se dají rozdělit do různých skupin. Hlavní rozdělení zdrojů vyplývá z principu jejich funkce na zdroje pracující v lineárním či spínaném režimu. Dále se dají zdroje dělit na napěťové či proudové, nebo stejnosměrné a střídavé. Většina napájecích zdrojů je svými parametry navržena přímo na míru tak, aby vyhovovali potřebám elektronického zařízení, v němž budou použity. Jsou však zdroje používané v elektronických laboratořích, které mají výstupní parametry proměnné, jelikož jsou na nich testována různá zařízení a napájecí zdroj musí být schopen se jednotlivým zařízením přizpůsobit. Aby v laboratořích nebyl potřeba pro každou činnost jiný napájecí zdroj, je zde tendence do laboratorních zdrojů integrovat co nejvíce funkcí. Tato práce se zabývá zdroji, které jsou rozděleny na základě toho, v kolika kvadrantech výstupní V-A charakteristiky dokáží pracovat.

Teoretická část práce uvádí rozdělení zdrojů do několika kategorií. Tyto kategorie jsou rozděleny na základě V-A charakteristiky uvedené na obrázku Obr. 1.1. V každé kategorii je uvedeno několik zástupců těchto zdrojů včetně jejich parametrů udávaných výrobcem. Dále se teoretická část práce zabývá možnými způsoby zapojení jednotlivých funkčních částí zdrojů pracujících ve více kvadrantech výstupní V-A charakteristiky a popisem jejich funkce.

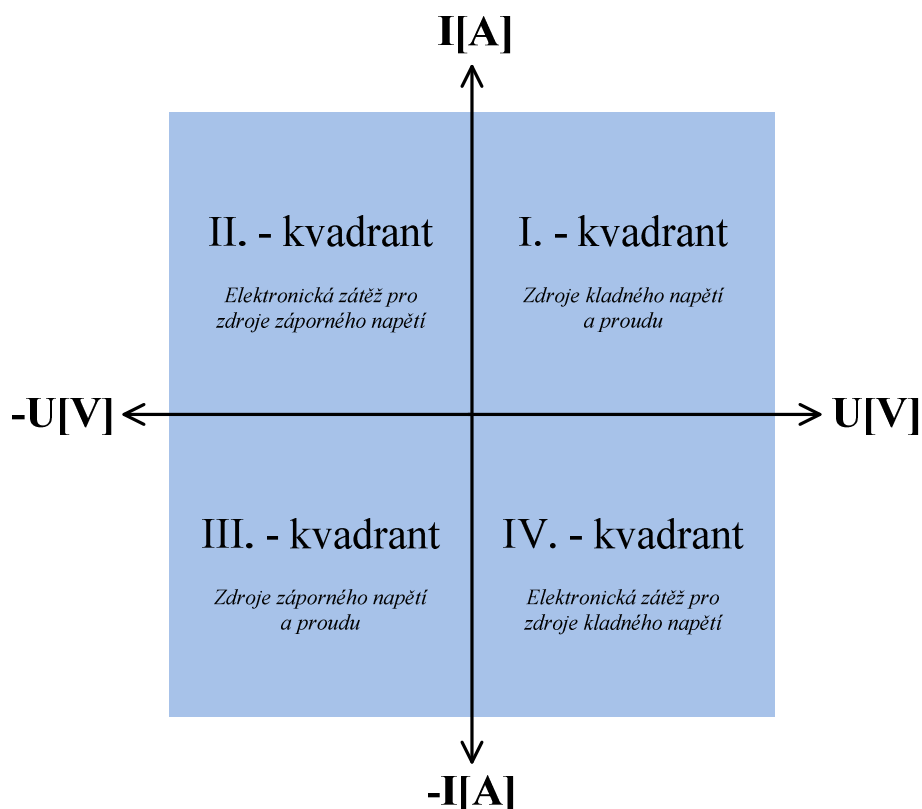
Hlavním obsahem práce je však návrh říditelného laboratorního zdroje stejnosměrného a střídavého napětí a jeho realizace. Protože se jedná o rozsáhlý návrh, který zabíhá do různých odvětví elektroniky, je tato část práce rozdělena do několika tematických kapitol, z nichž se každá zabývá konkrétní oblastí návrhu. Tyto oblasti jsou v příslušné kapitole podrobně popsány a je zde vysvětlen význam jejich funkce v systému.

Závěr práce je věnován výsledkům měření a testování parametrů, které byly prováděny na funkčním vzorku zdroje realizovaném v průběhu práce.

1 Zdroje pracující ve více kvadrantech V-A charakteristiky

Jedná se o napájecí zdroje, které jsou schopny na svých výstupních svorkách poskytnout kladnou, nebo zápornou polaritu napětí a jsou schopny proud do zařízení připojeného na svorkách dodávat, nebo jej z něho odebírat (tj. pracovat jako elektronická zátěž). Pokud si nakreslíme výstupní V-A charakteristiku zdroje a víme, jakou polaritu napětí a proudu je zdroj schopen na svých výstupních svorkách poskytnout, můžeme z ní potom lehce určit, v kolika a v jakých kvadrantech V-A charakteristiky je zdroj schopen pracovat. Na obrázku Obr. 1.1 je uvedena V-A charakteristika s popisem jednotlivých kvadrantů.

Zdroje, které jsou schopny na svém výstupu poskytnout pouze jednu polaritu napětí a proudu, se řadí mezi zdroje jedno-kvadrantové. Jedná se o běžné napájecí zdroje kladného (resp. záporného) napětí a proudu. Tyto zdroje pracují v prvním (resp. třetím) kvadrantu V-A charakteristiky a mohou energii do zařízení pouze dodávat. Možná zapojení a způsoby regulace zdrojů (ať lineárních či spínaných) pracujících v jednom kvadrantu jsou v dnešní době velmi dobře popsány v nejrůznější literatuře a tato práce se jimi nijak podrobněji nezabývá.







Obr. 1.1: V-A charakteristika

1.1 Zdroje pracující ve dvou kvadrantech




Tyto zdroje jsou schopny pracovat ve dvou kvadrantech výstupní V-A charakteristiky a je u nich tedy nutné rozlišovat, o jaké dva kvadranty se jedná.

Nejčastěji se můžeme setkat se zdroji pracujícími v I. a III. kvadrantu. Jedná se o zdroje střídavého napětí a proudu. Tyto zdroje se dají dále rozdělit na zdroje s výstupním napětím o frekvenci 50Hz a zdroje s proměnnou frekvencí výstupního napětí. V tabulce Tab. 1.1 je pro představu uvedeno několik střídavých zdrojů s jejich parametry. Jediným českým výrobcem v této oblasti je firma DIAMETRAL, která nabízí zdroje střídavého napětí s výstupní frekvencí 50Hz. Ostatní výrobci jsou již zahraniční a jejich zdroje mají frekvenci výstupního napětí proměnnou.

	Výrobce:	DIAMETRAL
	Typ:	AC250K2D
	Výstupní napětí:	0 - 255 V
	Výstupní proud:	2 A
	Výstupní frekvence:	50 Hz
	Výstupní výkon:	500 VA
	Výrobce:	Pacific Power Source
	Typ:	série AMX
	Výstupní napětí:	0 - 300 V
	Výstupní proud:	16 A
	Výstupní frekvence:	20 - 5000 Hz
	Výstupní výkon:	6000 VA
	Výrobce:	Agilent Technologies
	Typ:	6812B
	Výstupní napětí:	0 - 300 V
	Výstupní proud:	6.5 A
	Výstupní frekvence:	45 - 1000 Hz
	Výstupní výkon:	750 VA
	Výrobce:	Chroma ATE Inc.
	Typ:	série 61500
	Výstupní napětí:	0 - 300 V
	Výstupní proud:	20 A
	Výstupní frekvence:	15 - 100 Hz
	Výstupní výkon:	4000 VA

Tab. 1.1: Zdroje pracující v I. a III. kvadrantu

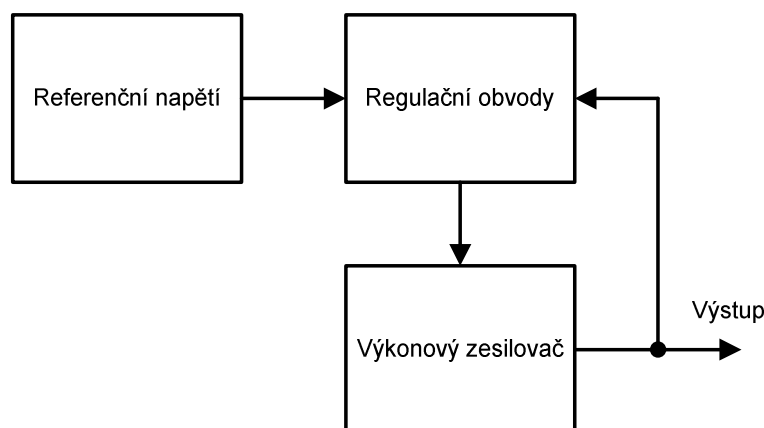
Další skupinou zdrojů pracujících ve dvou kvadrantech, se kterými se můžeme v praxi setkat, jsou zdroje pracující v I. a IV. kvadrantu V-A charakteristiky. Jedná se o zařízení, jež je schopno pracovat jako zdroj kladného napětí či proudu, ale zároveň také jako elektronická zátěž pro zdroje kladného napětí. Tyto zdroje se na trhu nacházejí pod anglickým názvem Source/Measure Unit (SMU) a bývají speciálně navrženy pro měření nabíjecích a vybíjecích charakteristik akumulátorů. V tabulce Tab. 1.2 je pro představu uvedeno několik těchto zdrojů spolu s jejich parametry. V tomto případě již nebyl nalezen žádný český výrobce, který by se touto problematikou zabýval. Tyto zdroje lze pořídit jako koncové zařízení, například zdroj typu 2304A od firmy Keithley, ale i jako moduly, které se vkládají do velkých modulárních systémů, čímž se rozšiřují jejich možnosti (viz. Agilent N6781A, nebo NI PXIe-4154).

	Výrobce:	Keithley		
	Typ:	2304A		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 20 V	Vstupní napětí:	0 - 20 V
	přesnost	$\pm(0.05\% + 10\text{mV})$	přesnost	$\pm(0.05\% + 10\text{mV})$
	Výstupní proud:	0 - 5 A	Vstupní proud:	0 - 3 A
	přesnost	$\pm(0.16\% + 5\text{mA})$	rozlišení	N/A
	Výrobce:	Agilent Technologies		
	Typ:	N6781A		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 20 V	Vstupní napětí:	0 - 20 V
	přesnost	$\pm(0.025\% + 200\mu\text{V})$	přesnost	$\pm(0.025\% + 50\mu\text{V})$
	Výstupní proud:	3 A	Vstupní proud:	3 A
	přesnost	$\pm(0.03\% + 150\mu\text{A})$	přesnost	$\pm(0.025\% + 8\text{nA})$
	Výrobce:	National Instruments		
	Typ:	NI PXIe-4154		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 8 V	Vstupní napětí:	0 - 8 V
	přesnost	$\pm(0.04\% + 6\text{mV})$	přesnost	$\pm(0.05\% + 2.5\text{mV})$
	Výstupní proud:	10 mA - 1.5 A	Vstupní proud:	0 - 1.5 A
	přesnost	$\pm(0.16\% + 3.5\text{mA})$	přesnost	$\pm(0.12\% + 0.35\text{mA})$

Tab. 1.2: Zdroje pracující v I. a IV. kvadrantu

1.2 Zdroje pracující ve všech čtyřech kvadrantech

Pod tímto názvem se skrývají zdroje, které mohou pracovat všemi způsoby uvedenými na obrázku Obr. 1.1. Jsou tedy schopny pracovat ve všech čtyřech kvadrantech V-A charakteristiky a bezproblémově v činnosti mezi jednotlivými kvadranty přecházet. Na obrázku Obr. 1.2 je uvedeno zjednodušené blokové schéma zdroje. Není zde uveden žádný způsob ovládání, ale pouze hlavní funkční bloky, které jsou pro základní funkci nezbytné.




Obr. 1.2: Zjednodušené blokové schéma zdroje

Uvedená struktura by se jistě dala rozdělit na menší bloky. Pro popis funkce zdroje pracujícího ve více kvadrantech bude však toto schéma postačující, jelikož zahrnuje všechny důležité části, které by měl takový zdroj obsahovat. Navíc je z obrázku Obr. 1.2 dobře patrná analogie s teorií stabilizace stejnosměrného a střídavého napětí (viz. obrázek Obr. 1.14 a Obr. 1.15) Následující podkapitoly se dále zabývají možnostmi zapojení a popisem funkce jednotlivých bloků, které zdroj obsahuje.

Jak bylo zmíněno již u zdrojů pracujících ve dvou kvadrantech, i zdroje pracující ve všech čtyřech kvadrantech se v anglických textech objevují pod označením Source/Measure Unit. Ani v případě zdrojů pracujících ve všech čtyřech kvadrantech se nepodařilo najít českého výrobce, který by se touto problematikou zabýval. V tabulce Tab. 1.3 jsou uvedeny přístroje některých zahraničních výrobců. Podle jmen těchto výrobců je zřejmé, že se touto problematikou zabývají zatím pouze přední světové firmy vyrábějící měřicí a testovací zařízení, jako jsou například firmy Agilent Technologies, National Instruments či Keithley Instruments. Tyto firmy nabízejí zdroje opět jako koncová zařízení s ovládacími a zobrazovacími prvky, nebo jako moduly, které se mohou přidat do velkých modulárních systémů a tím rozšířit jejich funkci.

Tyto modulární přístroje jsou v dnešní době stavebními kameny univerzálních systémů pro automatické měření a testování. Využívá se u nich standardu PXI (PCI eXtension for Instrumentation), který je pro toto automatické testování určen. Jedná se o rozšíření sběrnice PCI a dosahuje teoretické propustnosti až 528Mb/s, tedy mnohem vyšší než technologie GPIB. Modulární přístroj je poté vybaven PXI kartou, která zaručuje komunikaci s PC a ovládání měřících modulů se dále uskutečňuje softwarově. Zmínil bych například známé a rozšířené grafické prostředí LabVIEW od firmy National Instruments.

	Výrobce:	Agilent Technologies		
	Typ:	série B2900A (B2912A)		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 210 V	Vstupní napětí:	0 - 210 V
	rozlišení	100 nV	rozlišení	100 nV
	Výstupní proud:	0 - 3.03 A	Vstupní proud:	0 - 3.03 A
	rozlišení	10 fA	rozlišení	10 fA
Výkon:	31.8 W			
	Výrobce:	Keithley Instruments		
	Typ:	série 2400 (2420)		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 63 V	Vstupní napětí:	0 - 63 V
	rozlišení	1 uV	rozlišení	1 uV
	Výstupní proud:	0 - 3.15 A	Vstupní proud:	0 - 3.15 A
	rozlišení	100 pA	rozlišení	100 pA
Výkon:	60 W			
	Výrobce:	National Instruments		
	Typ:	NI PXI-4132		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 100 V	Vstupní napětí:	0 - 100 V
	rozlišení	50 uV	rozlišení	50 uV
	Výstupní proud:	0 - 100 mA	Vstupní proud:	0 - 100 mA
	rozlišení	500 pA	rozlišení	500 pA
Výkon:	2 W			
	Výrobce:	Rohde&Schwarz		
	Typ:	R6240A		
	Režim napájení		Režim měření	
	Výstupní napětí:	0 - 15 V	Vstupní napětí:	0 - 15.2 V
	rozlišení	100 uV	rozlišení	10 uV
	Výstupní proud:	0 - 4 A	Vstupní proud:	0 - 4 A
	rozlišení	100 nA	rozlišení	10 nA
Výkon:	N/A			

Tab. 1.3: Zdroje pracující ve všech čtyřech kvadrantech

1.2.1 Zdroje referenčního napětí

Zdroj referenčního napětí má v napájecích zdrojích jednu z nejvýznamnějších funkcí. Jelikož stabilita výstupního napětí může být pouze tak dobrá, jako je stabilita referenčního zdroje napětí, je třeba použít takovou referenci, aby její parametry byly co nejméně závislé na vlivu prostředí, ve kterém se bude výsledné zařízení nacházet. Mezi parametry zdroje referenčního napětí, které by se měly při výběru sledovat, patří tedy rozhodně teplotní a časová stabilita. Dále se mezi neméně důležité parametry řadí také počáteční přesnost, napěťový šum a v neposlední řadě i maximální výstupní proud, který nesmí být překročen, protože při překročení by mohlo dojít k rychlé degradaci parametrů zdroje referenčního napětí, nebo i k jeho zničení.

Referenční napětí může být stejnosměrné, či střídavé. V následujícím textu jsou popsány některé způsoby provedení stejnosměrných a střídavých zdrojů referenčního napětí.

Stejnosměrné zdroje referenčního napětí

Stejnosměrné zdroje referenčního napětí se dnes realizují převážně v podobě integrovaných obvodů. K vytvoření stabilního a přesného zdroje stejnosměrného referenčního signálu se v dnešní době využívá nejčastěji dvou způsobů.

Prvním z nich je zapojení s teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou. Tato metoda byla časem ještě zdokonalena a začalo se u ní využívat technologie podpovrchových („Buried“) Zenerových diod. To znamená, že Zenerova dioda není klasicky na povrchu, ale je vytvořena uvnitř (pod povrchem) křemíkové základny integrovaného obvodu, čímž dojde k omezení nežádoucích povrchových jevů, které se jinak u Zenerovy diody projevují. Na obrázku Obr. 1.3a je znázorněn referenční obvod s teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou. Výstupní napětí U_{out} je dáno vztahem:

$$U_{OUT} = \frac{U_Z \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (1.2.1)$$

Druhý způsob, jak získat stejnosměrný zdroj referenčního napětí, je založen na principu „bandgap“. Jeden z možných způsobů zapojení obvodu pracujícím na principu „bandgap“ je uveden na obrázku Obr. 1.3b. Zde hraje hlavní roli napětí U_{BE} tranzistoru, které má záporný teplotní součinitel (přibližně -2.2mV/K). Tento teplotní součinitel však není zcela konstantní a závisí na proudové hustotě emitoru tak, že při rozdílu hustot o jeden řád dochází ke změně teplotního součinitele přibližně o $200\mu\text{V/K}$. Rozdílná proudová hustota se realizuje

například rozdílem velikosti emitorových proudů u stejných tranzistorů. Z obrázku Obr. 1.3b je vidět, že do emitoru tranzistoru T1 teče n -krát větší proud než do emitoru tranzistoru T2. Na rezistoru R2 je napětí rovnající se rozdílu napětí U_{BE1} a U_{BE2} tranzistorů T1 a T2. Rezistor R3 je kompenzační rezistor s kladným teplotním součinitelem. Tento kladný teplotní součinitel se odvozuje právě z rozdílu emitorových napětí U_{BE} obou tranzistorů pracujících s odlišnou proudovou hustotou. Vhodnou volbou odporů R2 a R3 lze pak dosáhnout takových hodnot, že výstupní napětí bude na teplotě téměř nezávislé. Při určení výstupního napětí U_{out} vycházíme ze Shockleyho rovnice vyjadřující velikost proudu protékajícího PN přechodem. Z té si jednoduchou úpravou vyjádříme napětí přechodu báze-emitor U_{BE} :

$$I = I_S \cdot \left(e^{\frac{q \cdot U}{k \cdot T}} - 1 \right) \Rightarrow U_{BE} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I}{I_S} \right) \quad (1.2.2)$$

Napětí na odporu R2 je rovno rozdílu napětí U_{BE} tranzistorů T1 a T2, a můžeme tedy napsat:

$$U_{R2} = U_{BE2} - U_{BE1} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_2}{I_S} \right) - \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_1}{I_S} \right) = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_2}{I_1} \right) \quad (1.2.3)$$

Jelikož proud I_1 tranzistorem T1 je n -krát větší než proud I_2 tranzistorem T2, lze napsat:

$$U_{R3} = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(n) \quad (1.2.4)$$

Kompenzační napětí U_{R3} určíme následovně:

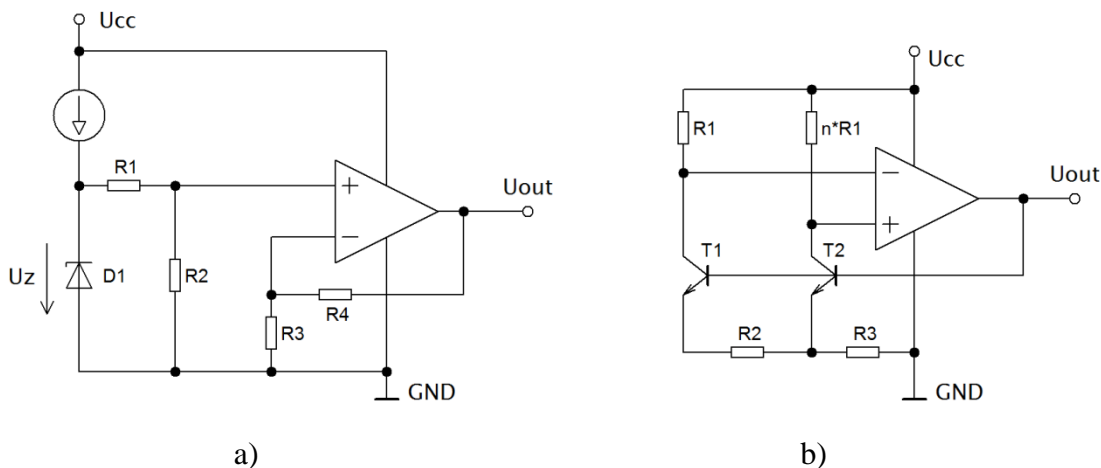
$$U_{R3} = R_3 \cdot (I_1 + I_2) = R_3 \cdot \left(1 + \frac{1}{n} \right) \cdot I_1 = \frac{R_3}{R_2} \cdot U_{R2} \left(1 + \frac{1}{n} \right) \quad (1.2.5)$$

$$U_{R3} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln(n) \cdot \left(1 + \frac{1}{n} \right) \quad (1.2.6)$$


Kompenzační napětí U_{R3} se skládá z konstanty C a z teplotně závislé části U_T . Pokud bude mít tedy kompenzační napětí U_{R3} stejně velký teplotní součinitel, pouze s opačným charakterem, pak bude teoreticky výstupní napětí s teplotou neměnné.

Výstupní napětí U_{OUT} lze poté vyjádřit následující rovnicí:

$$U_{OUT} = U_{R3} + U_{BE2} = C \cdot U_T + U_{BE2} \quad (1.2.7)$$



Obr. 1.3: Zdroje stejnosměrného referenčního napětí

a) s teplotně kompenzovanou Zenerovou diodou, b) s využitím principu „bandgap“

Střídavé zdroje referenčního napětí

Při generování střídavého referenčního napětí je nutné vzít v úvahu, jestli chceme napětí s konstantní, nebo s proměnnou frekvencí. Zapojení generátoru střídavého napětí s konstantní frekvencí není zdaleka tak komplikované jako návrh generátoru s přeladitelnou frekvencí, a často si můžeme vystačit jen s několika součástkami. Navíc při návrhu generátoru s přeladitelnou frekvencí lze mnohdy tuto frekvenci měnit jen na poměrně malém rozsahu, nebo například pouze po předem nastavených krocích. Střídavé referenční napětí může mít obecně různý tvar. V následujícím textu uvedu některá jednoduchá zapojení pro generování střídavých napětí analogovou cestou, se kterými se můžeme shledat v elektronice asi nejčastěji. Jedná se o signál sinusový, obdélníkový a trojúhelníkový. Dále bych se ještě zmínil o generování střídavého napětí číslicovou cestou pomocí přímé digitální syntézy (DDS – Direct Digital Synthesis).

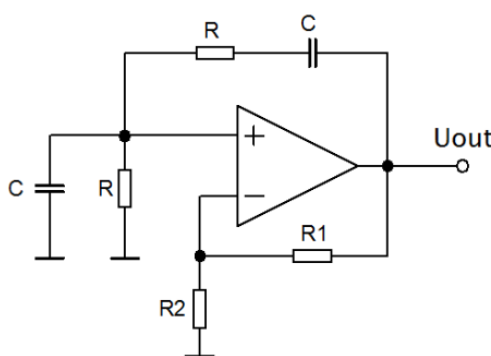
Sinusový signál lze generovat mnoha způsoby. Na obrázku Obr. 1.4 je uvedeno základní zapojení zpětnovazebního oscilátoru s Wienovým členem a operačním zesilovačem. Přenos Wienova članku je následující:

$$F(j\omega) = \frac{1}{\left(3 + j\left(\omega RC - \left(\frac{1}{\omega RC}\right)\right)\right)} \quad (1.2.8)$$

Při nulové imaginární části má člen nulový fázový posun a jeho frekvenci lze vyjádřit následovně:

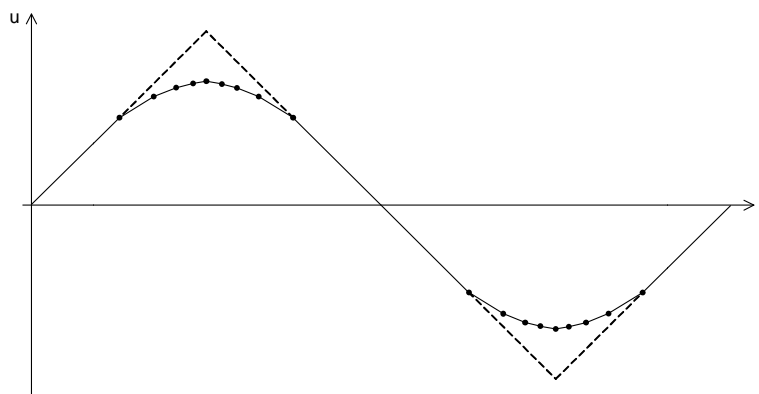
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.2.9)$$

Při této frekvenci má Wienův člen nejmenší útlum, jeho přenos je $F(j\omega) = 1/3$ a vstupní signál je ve fázi s výstupním. Útlum zpětnovazebního oscilátoru s Wienovým článkem je kompenzován ziskem děliče složeného z odporů R_1 a R_2 . Tento zdroj referenčního signálu je však určen spíše pro generování sinusového signálu s konstantní frekvencí.



Obr. 1.4: Zapojení oscilátoru s Wienovým článkem

Další z možností, jak získat sinusový průběh, je tvarováním ze signálu trojúhelníkového. Výsledný průběh tvarovaného sinusového signálu je znázorněn na obrázku Obr. 1.5. Amplituda vstupního trojúhelníkového napětí je postupně omezována tak, aby se výstupní průběh co nejvíce podobal sinusovému průběhu. K omezování trojúhelníkového napětí se používá funkční generátor. Tato metoda sice nedosahuje takové přesnosti jako zpětnovazební oscilátory, má však výhodu v poměrně široké přeladitelnosti výstupní frekvence. Protože výstupní frekvence je shodná s frekvencí vstupního trojúhelníkového signálu, je možné získat výstupní frekvenci v takovém rozsahu, v jakém je možné přeladit vstupní trojúhelníkový signál.



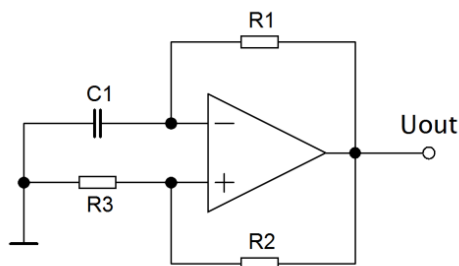
Obr. 1.5: Tvarování sinusového signálu

Obdélníkový signál lze vytvořit za pomoci astabilního multivibrátoru. Zapojení jednoduchého astabilního multivibrátoru s operačním zesilovačem je uvedeno na obrázku Obr. 1.6. Strmost hran obdélníkového signálu a tudíž i nejvyšší možný kmitočet, který lze za předpokladu jistého povoleného zkreslení výstupního napětí získat, je určen rychlostí přeběhu použitého operačního zesilovače. Frekvence multivibrátoru je dána velikostí rezistoru R_1 , kondenzátoru C_1 a poměrem rezistorů R_2 a R_3 podle vztahu:

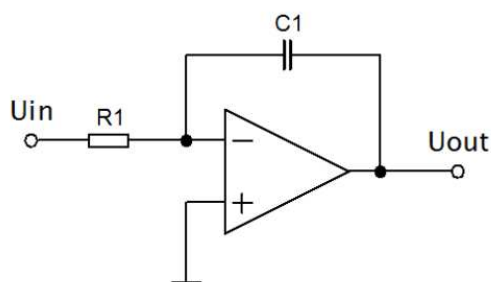
$$f = \frac{1}{2RC \cdot \ln\left(1 + \frac{2R_3}{R_2}\right)} \quad (1.2.10)$$

Trojúhelníkový signál lze získat jednoduše ze signálu obdélníkového za pomoci integrátoru. Zapojení integrátoru s použitím operačního zesilovače je uvedeno na obrázku Obr. 1.7. Výsledná frekvence trojúhelníkového signálu bude shodná s frekvencí obdélníkového signálu na vstupu integrátoru. Výstupní napětí integrátoru je dáno vztahem:

$$U_{OUT} = -\frac{1}{R_1 C_1} \cdot \int_0^T U_{IN}(t) \cdot dt \quad (1.2.11)$$

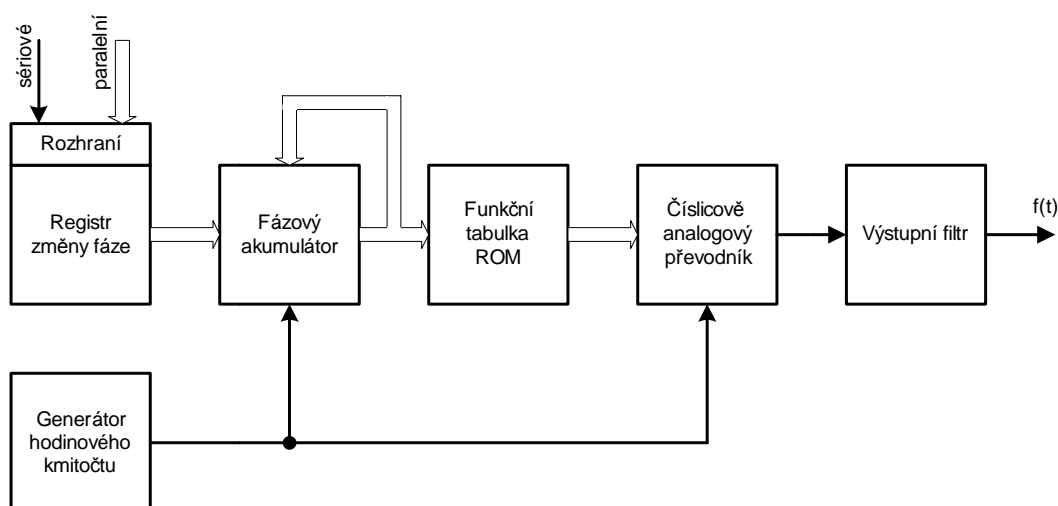


Obr. 1.6: Zapojení astabilního multivibrátoru s OZ



Obr. 1.7: Zapojení integrátoru s OZ

Další možností, jak generovat střídavé referenční signály, je výše zmíněná přímá digitální syntéza. Tato metoda je v dnešní době v generátorech velmi rozšířena, jelikož poskytuje uživateli široký rozsah přeladění výstupní frekvence, a to od jednotek MHz až do stovek MHz. Obrázek Obr. 1.8 zobrazuje blokové řešení při vytváření střídavého průběhu digitální cestou.



Obr. 1.8: Blokové schéma přímé digitální syntézy

Registr změny fáze drží hodnotu, která je při dalším hodinovém impulsu přičtena fázovým akumulátorem k hodnotě, jenž si fázový akumulátor uchovává z předcházejícího cyklu. V následující funkční tabulce jsou v binárních hodnotách uloženy sinusové či jiné funkce, které umožňuje obvod generovat a její výstup je přiveden do D/A převodníku, z něhož již získáváme daný analogový signál. Za D/A převodníkem následuje ještě filtr typu dolní propust, který potlačí nežádoucí kmitočtové složky.

Největší výrobce obvodů pro generování signálu pomocí přímé digitální syntézy je firma Analog Devices. V tabulce Tab. 1.4 je uvedeno několik obvodů od tohoto výrobce spolu s jejich významnými parametry. K těmto parametrům se řadí zejména dynamický rozsah SFDR (Spurious Free Dynamic Range), tedy dynamický rozsah bez intermodulačního zkreslení. Jedná se o poměr výkonu základní harmonické k výkonu nejvyšší nežádoucí složky ve výstupním signálu a vyjadřuje se v jednotkách dBc. Hodnota SFDR se často udává zvlášť pro různé kmitočty a je určována buď z širokého pásma (Wideband) nebo z úzkého pásma (Narrow-band) kmitočtů.

Obvod	f _{CLK}	Wideband SFDR [dBc]	Narrow-band SFDR [dBc]	Rozlišení DAC	Rozhraní
AD9833	25MHz	>60	>78	10 bit	sériové
AD9834	75 MHz	>60	>74	10 bit	sériové
AD9850	125 MHz	>54	>77	10 bit	sériové, paralelní
AD9854	300 Mhz	>48	>71	12 bit	sériové
AD9954	400 MHz	>52	>81	14 bit	sériové
AD9910	1 GHz	>50	>84	14 bit	sériové, paralelní

Tab. 1.4: Přehled integrovaných obvodů přímé digitální syntézy

1.2.2 Výkonový zesilovač

Výkonový zesilovač má za úkol výkonově zesílit referenční signál na požadovanou úroveň tak, aby došlo k minimálnímu (ideálně žádnému) zkreslení parametrů referenčního signálu. V následujícím textu jsou popsány tři základní třídy výkonových zesilovačů, které se dají ve více-kvadrantových zdrojích použít. První dvě třídy výkonových zesilovačů (třída A, třída B) pracují v lineárním režimu a jsou zde uvedeny spíše pro přehled a porovnání vlastností. Zesilovač třídy D pracuje ve spínaném režimu a uvádím ho zde proto, že tento zesilovač je použit při návrhu a realizaci říditelného laboratorního zdroje. O konkrétních vlastnostech použitého zesilovače pojednává druhá část práce. Je tedy vhodné seznámit se s obecnými principy a vlastnostmi této třídy zesilovačů.

Třída A

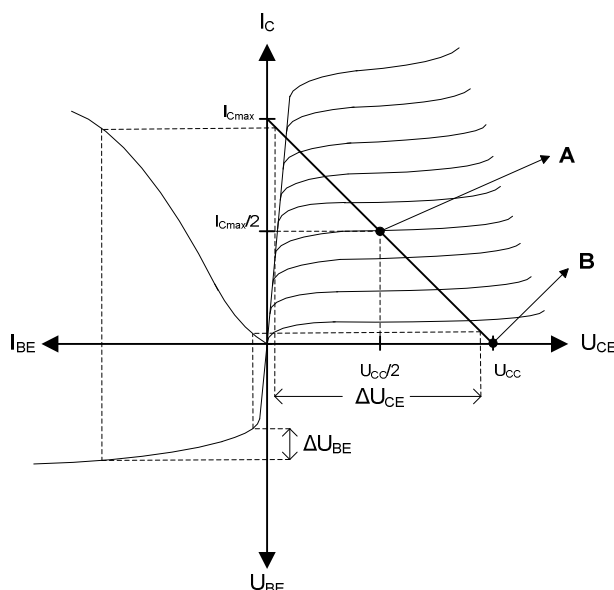
Třídy lineárních zesilovačů jsou definovány podle polohy pracovního bodu ve výstupní V-A charakteristice tranzistoru. Zesilovač třídy A má pracovní bod nastaven do středu zatěžovací přímky zakreslené do výstupní V-A charakteristiky bipolárního tranzistoru, jak ukazuje obrázek Obr. 1.9.

Zatěžovací přímka je určena dvěma doby. Jedná se o mezní hodnoty, kterých je schopen zesilovač teoreticky dosáhnout. Amplituda signálu by však nikdy neměla být tak velká, aby došlo k úplnému otevření, nebo zavření tranzistoru. V těchto krajních polohách může mít zesilovač veliké zkreslení. Jinak zesilovač pracující ve třídě A vykazuje oproti ostatním uvedeným zesilovačům nejmenší zkreslení. Pokud si však vypočteme jeho teoretickou účinnost, dostaneme se na hodnotu přibližně $\eta = 25\%$. Výpočet teoretické účinnosti je odvozen v následujících rovnicích:

$$P_{OUT} = \frac{U_{CC}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{I_{MAX}}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{U_{CC} \cdot I_{MAX}}{8} \quad (1.2.12)$$

$$P_{IN} = U_{CC} \cdot \frac{I_{MAX}}{2} \quad (1.2.13)$$

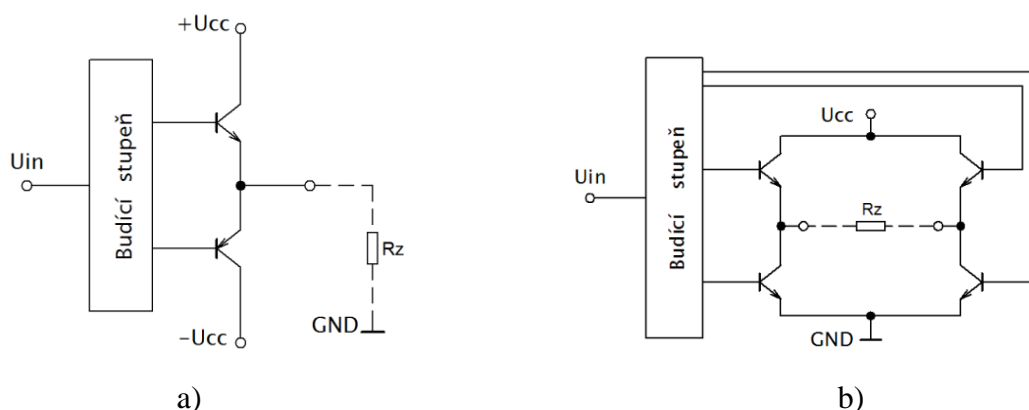
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{\frac{U_{CC} \cdot I_{MAX}}{8}}{\frac{U_{CC} \cdot I_{MAX}}{2}} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (1.2.14)$$



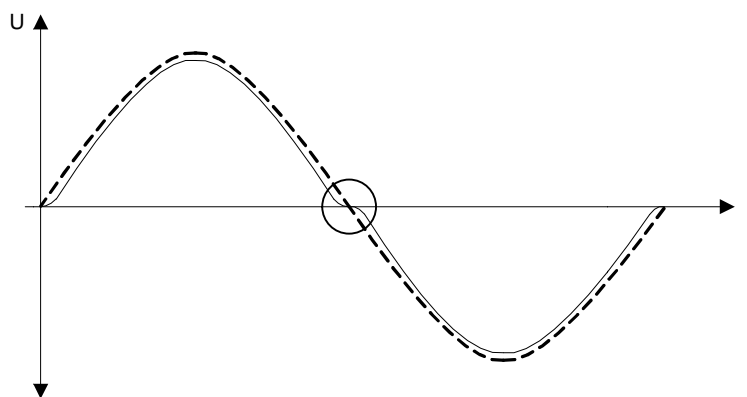
Obr. 1.9: V-A charakteristika bipolárního tranzistoru

Třída B

Zesilovač třídy B má pracovní bod umístěn do bodu zániku kolektorového proudu, jak je patrné z obrázku Obr. 1.9. To znamená, že při buzení zesilovače střídavým signálem bude zesilovat pouze jednu polaritu. Tento problém se však řeší vhodným zapojením koncového stupně zesilovače, které může být provedeno dvěma způsoby. Prvním z nich je zapojení do takzvaného polovičního mostu („half-bridge“) a druhé se nazývá plný most („full-bridge“). První zapojení je znázorněno na obrázku Obr. 1.10a. Z obrázku je patrné, že pro zapojení výkonového stupně si vystačíme pouze se dvěma tranzistory. V tomto případě je však zapotřebí symetrického napájení. Druhou možnost zapojení výkonového stupně ukazuje obrázek Obr. 1.10b. Toto zapojení sice vyžaduje použití více tranzistorů, vystačíme si však pouze s nesymetrickým napájením. Zesilovač třídy B dosahuje teoretické účinnosti až $\eta = 78\%$, avšak vyskytuje se u něho takzvané přechodové zkreslení, které se velkou měrou podílí na celkovém zkreslení výstupního signálu. Vliv přechodového zkreslení na sinusový signál je znázorněn na obrázku Obr. 1.11.



Obr. 1.10: Zapojení výkonového stupně zesilovače třídy B
a) poloviční most, b) plný most



Obr. 1.11: Vliv přechodového zkreslení na sinusový signál

Toto zkreslení je způsobeno nelinearitou převodní charakteristiky tranzistorů. Řešením pro odstranění přechodového zkreslení je vybuzení tranzistoru klidovým proudem, který posune jeho pracovní bod do části převodní charakteristiky s lineárnějším průběhem. Poté už se však nejedná o zesilovač třídy B, ale o takzvanou třídu AB. Třída AB tvoří jakýsi kompromis mezi vysokou účinností zesilovače třídy B a malým zkreslením zesilovače třídy A. Teoretickou účinnost zesilovače ve třídě B při plném vybuzení lze vyjádřit následovně:

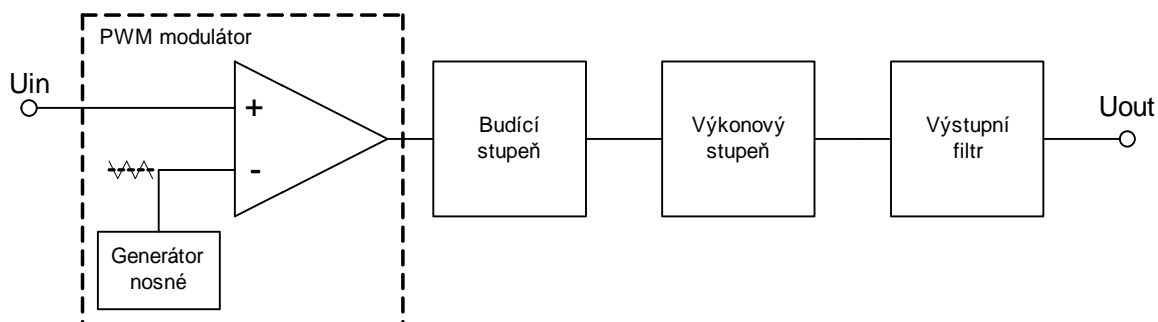
$$P_{OUT} = \frac{U_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{MAX}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{CC} \cdot I_{MAX}}{2} \quad (1.2.15)$$

$$P_{IN} = U_{CC} \cdot \frac{2 \cdot I_{MAX}}{\pi} \quad (1.2.16)$$

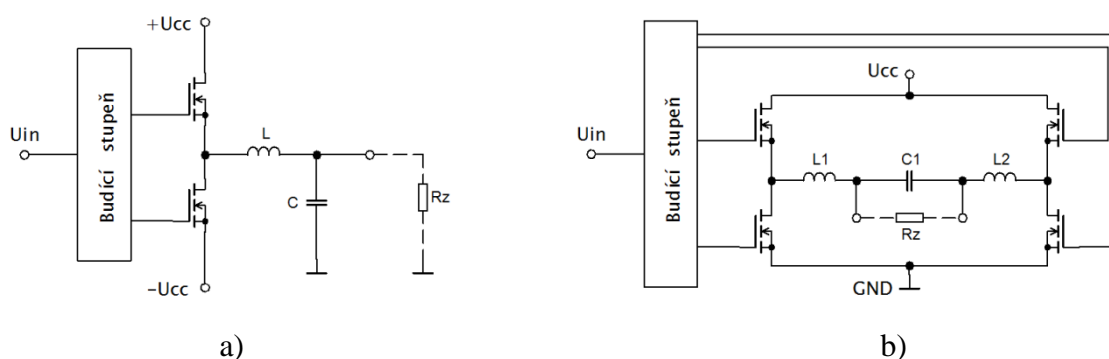
$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{\frac{U_{CC} \cdot I_{MAX}}{2}}{\frac{U_{CC} \cdot 2 \cdot I_{MAX}}{\pi}} = \frac{\pi}{4} \cong 78,5\% \quad (1.2.17)$$

Třída D

Zesilovač třídy D pracuje na zcela jiném principu než předcházející třídy zesilovačů. Nejedná se zde o umístění pracovního bodu tranzistorů ve výkonovém stupni, protože se již nejedná o lineární zesilovač. Tento zesilovač pracuje ve spínaném režimu. Tranzistory ve výkonovém stupni jsou spínány obdélníkovými impulsy, a jsou tedy buď zcela otevřené, nebo zcela zavřené. To značně zvyšuje účinnost zesilovače, jak bude dále uvedeno. Blokové schéma zesilovače třídy D je uvedeno na obrázku Obr. 1.12. Na vstupu zesilovače je PWM modulátor, který převede vstupní analogový signál do podoby obdélníkových impulsů. Budicí stupeň poté tyto impulsy vhodně napětově a proudově zesílí, aby se s nimi daly spínat tranzistory ve výkonovém stupni. Výkonový stupeň lze podobně jako u zesilovače třídy B zapojit dvěma způsoby. Jedná se opět o zapojení do polovičního mostu („half-bridge“), jak ukazuje obrázek Obr. 1.13a, nebo do plného mostu („full-bridge“), obrázek Obr. 1.13b. Jelikož jsou však výkonové tranzistory buzeny obdélníkovým průběhem, objeví se i na jejich výstupu obdélníkový průběh. Proto se za výkonový stupeň zařazuje ještě výstupní filtr, který odfiltruje nežádoucí vysokofrekvenční složky a „vyhladí“ obdélníkový průběh do podoby zesíleného vstupního signálu.



Obr. 1.12: Blokové schéma zesilovače třídy D



Obr. 1.13: Zapojení výkonového stupně zesilovače třídy D

a) poloviční most, b) plný most

Účinnost zesilovače pracujícího ve třídě D není snadné matematicky vyčíslit. Na účinnost zesilovače má vliv mnoho parametrů, jako např. ztrátový výkon tranzistorů koncového stupně, ztráty v tlumivkách výstupního filtru, úbytky napětí na vodičích, či indukčnost vodičů. Největší podíl na velikosti ztrátového výkonu, a tudíž snížení účinnosti zesilovače mají však výkonové tranzistory v koncovém stupni zesilovače. Jejich ztrátový výkon lze vyjádřit následovně:

$$P_{ZT} = P_{ZT(on)} + P_{ZT(off)} + P_{ZT(sw)} \quad (1.2.18)$$

kde $P_{ZT(on)}$ reprezentuje ztrátový výkon tranzistorů v sepnutém stavu. Tento ztrátový výkon je v případě použití MOSFET tranzistorů dán odporem kanálu R_{ON} a maximálním proudem zátěže I_{OUT} ($P_{ZT(on)} = R_{ON} \cdot I_{OUT}^2$). $P_{ZT(off)}$ reprezentuje ztrátový výkon tranzistorů ve vypnutém stavu. Tento ztrátový výkon je dán hodnotou zbytkového (prosakujícího) proudu tranzistorů $I_{DS(off)}$ a velikostí napětí napájecího zdroje U_{CC} ($P_{ZT(off)} = U_{CC} \cdot I_{DS(off)}$). Ztrátový výkon při sepnutém či vypnutém stavu tranzistorů koncového stupně je velmi malý. Nejvíce

se u tranzistorů projevuje hodnota ztrátového výkonu při přechodných dějích. Ztrátový výkon při přechodných dějích lze vyjádřit následovně:

$$P_{ZT(sw)} = \frac{E_{ZT(sw)}}{T} = E_{ZT(sw)} \cdot f_{(sw)} \quad (1.2.19)$$

kde $E_{ZT(sw)}$ je množství energie, které se v průběhu přechodových jevů přemění na teplo. Množství této energie lze vyjádřit z následujícího vztahu:

$$E_{(sw)} = \int_0^{t_r} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt + \int_0^{t_f} u_{DS}(t) \cdot i_D(t) dt \quad (1.2.20)$$

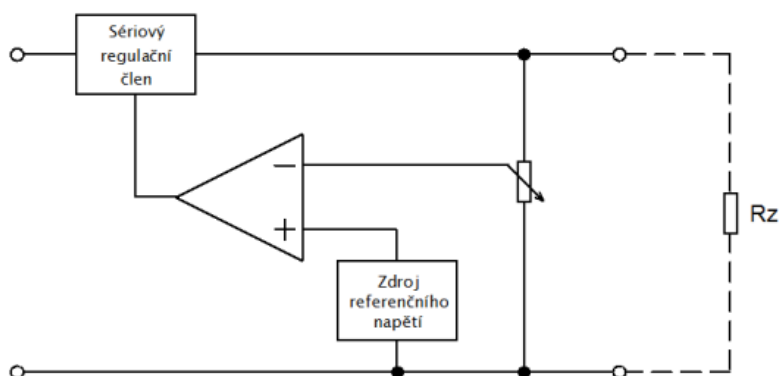
kde t_r je doba náběhu a t_f doba doběhu, udávaná v katalogovém listu použitých tranzistorů. Z rovnice (1.2.19) je vidět, že ztrátový výkon tranzistorů v koncovém stupni je přímo závislý na modulační frekvenci $f_{(sw)}$. Z pohledu účinnosti je tedy vhodné volit nižší modulační frekvence. Účinnost zesilovače ve třídě D se v praxi pohybuje běžně okolo hodnot 90%.

1.2.3 Stabilizace napětí zpětnou vazbou

Princip stabilizace napětí zpětnou vazbou je založen na sledování výstupního napětí, část výstupního napětí je poté porovnána s referenčním napětím a v závislosti na rozdílu těchto dvou hodnot je výstupní napětí upraveno tak, aby se co nejvíce podobalo napětí referenčnímu (nebo jeho násobku či podílu). Jak stejnosměrný, tak i střídavý signál lze regulovat dvěma způsoby, a to buď v lineárním, nebo spínaném režimu. Princip stabilizace stejnosměrného a střídavého napětí je dále vysvětlen na jednoduchých blokových schématech.

Princip stabilizace stejnosměrného napětí

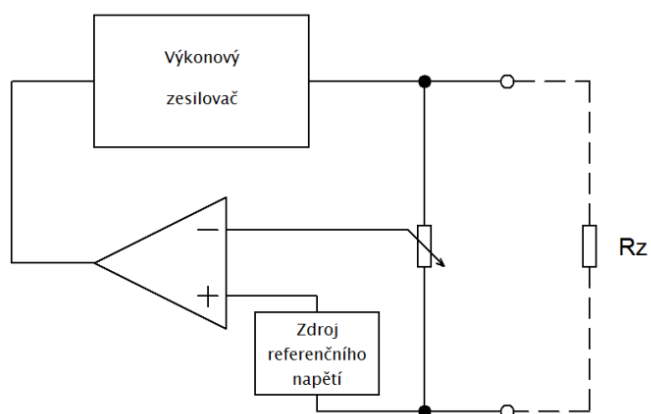
Blokové schéma principu stejnosměrné stabilizace napětí je uvedeno na obrázku Obr. 1.14. Na obrázku jsou vidět základní stavební bloky. Je zde zdroj referenčního napětí, od kterého je odvozeno napětí výstupní. Dále snímač výstupního napětí, který bývá nejčastěji v podobě jednoduchého odporového děliče a udává informaci o vlastnostech výstupního napětí. Signály ze zdroje referenčního napětí a z výstupního děliče vytváří regulační odchylku, která je následně zesílena zesilovačem odchylky. Zesilovač odchylky je na obrázku znázorněn symbolem operačního zesilovače. V závislosti na velikosti odchylky těchto dvou hodnot je ovládán regulační člen.



Obr. 1.14: Principiální schéma stabilizace stejnosměrného napětí

Princip stabilizace střídavého napětí

Zpětnovazební stabilizace střídavého napětí je velmi podobná stabilizaci stejnosměrného napětí. Na obrázku Obr. 1.15 je znázorněn princip stabilizace střídavého napětí zpětnou vazbou. Ve funkci regulačního členu zde vystupuje výkonový zesilovač. Na místě zesilovače může být použit kterýkoliv z výše uvedených tříd zesilovačů. Zapojení obsahuje zdroj referenčního napětí, od kterého je odvozeno napětí výstupní. Jako snímač výstupního napětí se i v tomto zapojení dá použít obyčejný odporový dělič. Zesilovač odchylky je stejně jako na obrázku Obr. 1.14 znázorněn symbolem operačního zesilovače.



Obr. 1.15: Principiální schéma stabilizace střídavého napětí

2 Návrh říditelného laboratorního zdroje

Prvním krokem, ještě před vlastním návrhem zařízení na úrovni součástek, je teoretický rozbor funkce, stanovení požadavků na vlastnosti zařízení a především rozložení celkového problému syntézy systému na jednotlivé, zdánlivě nezávislé moduly. Teoretický úvod a princip činnosti zdrojů pracujících ve více kvadrantech výstupní V-A charakteristiky je uveden v předcházející části práce. Následující část práce pojednává o návrhu takového zdroje a dále o realizaci funkčního vzorku, na kterém jsou následně měření ověřeny výsledné parametry. Samotný návrh systému je rozdělen na hardwarovou a softwarovou část a oběma těmito částem jsou v textu věnovány samostatné kapitoly. Hardwarová část zdroje je však velmi obsáhlá, a proto je pro přehlednější orientaci rozdělena ještě do několika podkapitol, zaměřených zvlášť na řešení číslicové a analogové oblasti návrhu.

2.1 Požadavky

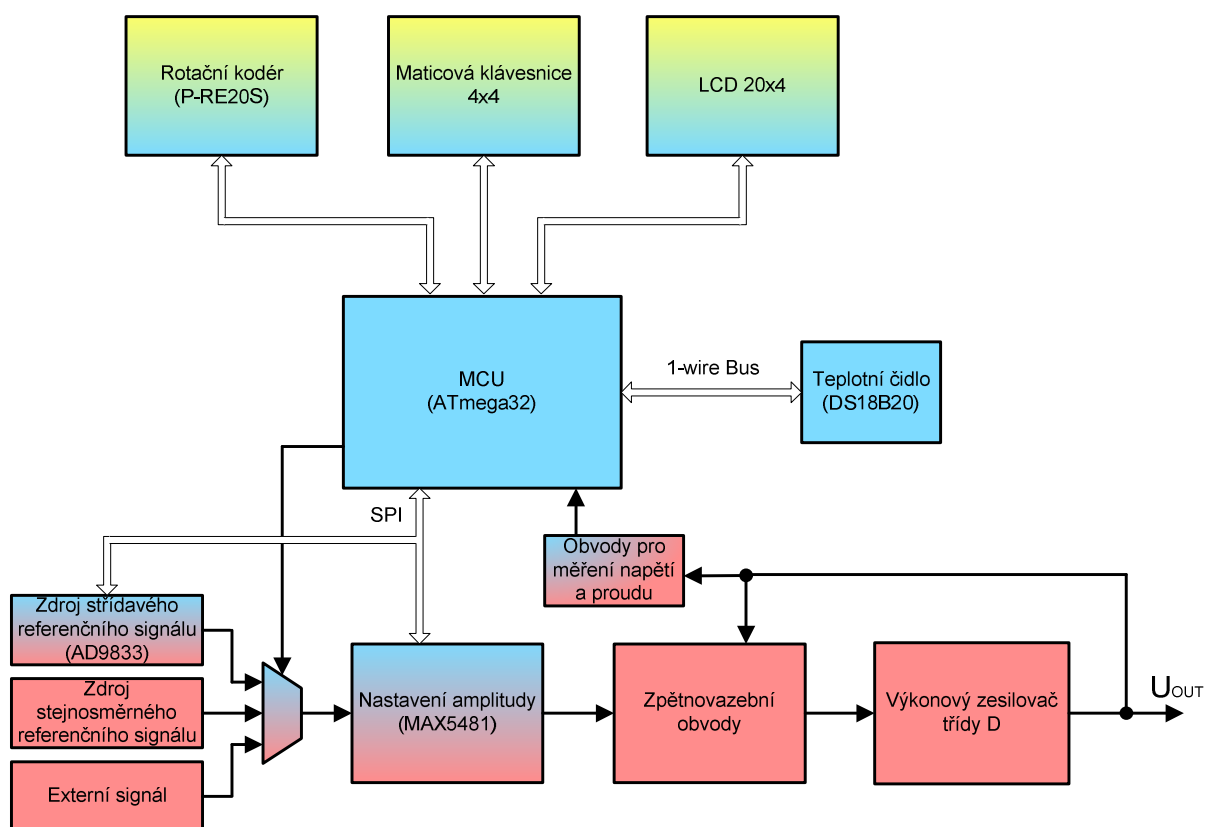
Hlavní požadavky na výsledné zařízení definuje zadání práce. Jedná se o především o výstupní parametry zdroje, kterými jsou:

- Rozsah výstupního napětí 0 – 35V
- Rozsah výstupního proudu 0 – 5A
- Rozsah frekvence výstupního napětí 0 – 20kHz

Poslední bod zadání udává požadavek na nastavení výstupního napětí od nulové frekvence, tedy schopnost zdroje poskytnout na svém výstupu i stejnosměrné napětí. Požadavek na takto široký rozsah frekvencí výstupního napětí spolu s možností nastavení stejnosměrného výstupního napětí vytváří velmi vysoké nároky zejména na analogovou oblast návrhu zdroje a výrazně ho komplikuje. Mezi dalšími požadavky kladenými na výsledné zařízení je návrh mikropočítačového řídicího systému, zajišťujícího uživatelsky přívětivé rozhraní, pro ovládání a nastavování výstupních parametrů zdroje. Vzhledem k požadovaným výstupním parametrům však nebyl jednoduchý ani návrh číslicové řídicí části, která by všechny tyto požadavky splnila.

2.2 Blokové schéma

Tato podkapitola si klade za cíl přehledně znázornit celkový koncept navrženého zdroje. Na obrázku Obr. 2.1 je uvedeno blokové schéma výsledného zapojení. Modře zbarvené části znázorňují, kam zasahuje číslicový řídicí systém, a je tak patrný jeho vliv na celé zařízení. Žlutě zbarvené části ve schématu značí prvky uživatelského rozhraní pro ovládání zdroje a červeně jsou zbarveny ty bloky, které spadají do oblasti analogové elektroniky.



Obr. 2.1: Blokové schéma navrženého laboratorního zdroje

3 Hardwarový návrh

Jak bylo řečeno již v předcházející kapitole, hardwarový návrh zdroje je tematicky rozdělen do podkapitol zabývajících se zvláště číslicovou a analogovou oblastí návrhu. Byly prakticky realizovány funkční vzorky navrženého hardwaru, na kterých byla ověřena jejich funkce. Z důvodu snahy správně nastavit a optimalizovat všechny funkce zdroje nezbyl před dokončením této práce čas na realizaci desek plošných spojů pro všechny části obvodového zapojení. Některé části byly tedy realizovány pouze na univerzálních deskách plošných spojů, nebo na nepájivém kontaktním poli.

3.1 Číslicová řídicí část

Před samotným návrhem řídicího systému zdroje bylo zapotřebí prostudovat dostupné prvky, které lze pro realizaci takového systému použít a na základě jejich parametrů vybrat nejvhodnější obvody pro realizaci jednotlivých částí i celého řídicího systému. Hlavními požadavky na řídicí systém byla možnost nastavení frekvence a amplitudy výstupního napětí zdroje a možnost pro uživatele pohodlně tyto parametry měnit. K tomuto účelu byly vybrány obvody, jež jsou podrobně popsány v následujících podkapitolách řídicího systému.

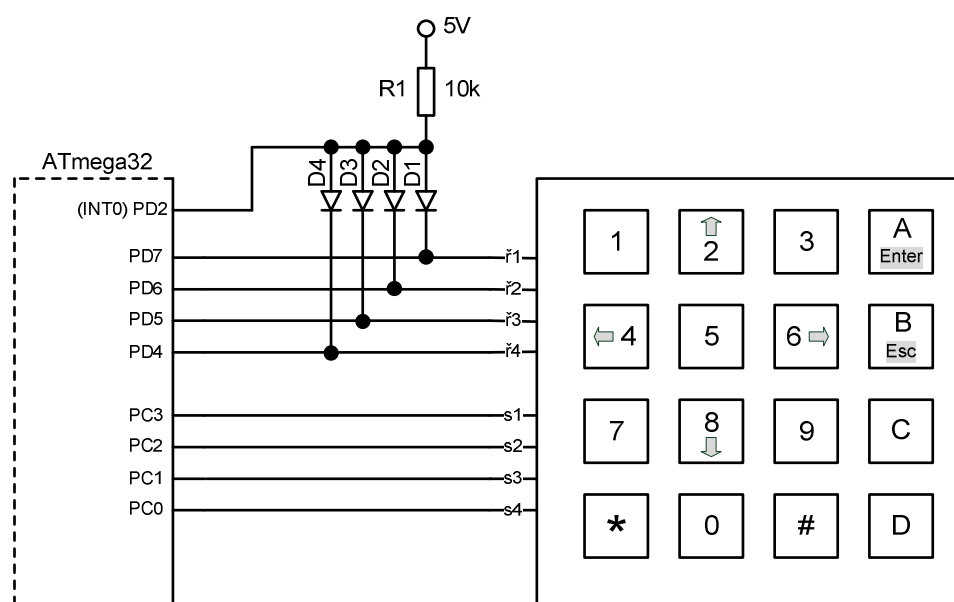
Po stanovení požadavků na řízení a ovládání zdroje bylo zapotřebí vybrat vhodný mikrokontrolér, který by tvořil jádro řídicího systému. Na českém trhu se v dnešní době vyskytuje široké množství mikrokontrolérů od různých světových výrobců, mezi které patří především Microchip, Atmel, Freescale, STMicroelectronics, nebo Texas Instruments. Od každého výrobce by bylo možné vybrat několik obvodů, které by splňovaly požadavky a daly se použít v řídicím systému zdroje. Výběr z širokého portfolia mikrokontrolérů byl ulehčen faktem, že mám z předchozích let zkušenosti s programováním mikrokontrolérů s jádrem AVR od firmy Atmel a tudíž i dostatek podpůrných materiálů v podobě programových modulů jazyka C. Jako jádro řídicího systému zdroje byl tedy zvolen mikrokontrolér ATmega32, který svým výpočetním výkonem a mnoha periferiemi vyhovuje dané aplikaci.

3.1.1 Ovládací prvky

Jako ovládací prvky zdroje byly vybrány běžně dostupné komponenty v podobě monochromatického alfanumerického LCD displeje, maticové klávesnice 4x4 znaky a rotačního kodéru. Kombinace těchto prvků by měla tvořit přívětivé uživatelské rozhraní pro nastavování výstupních parametrů zdroje. Popis zapojení jednotlivých ovládacích prvků následuje dále v textu.

Maticová klávesnice 4x4

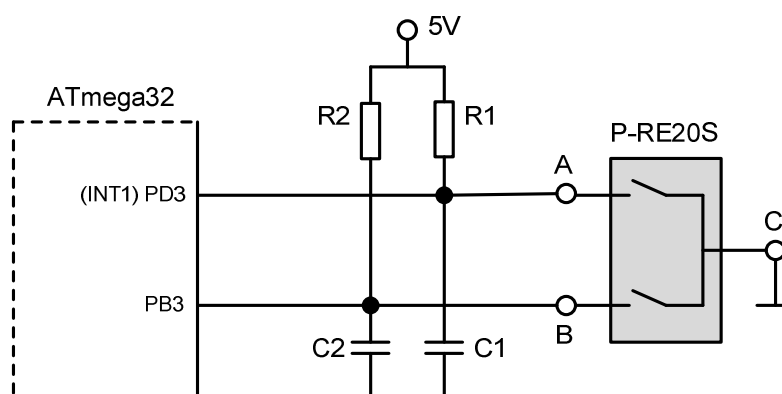
Klávesnice umožňuje uživateli pohybovat se v menu a číselně zadávat frekvenci výstupního napětí zdroje. Schéma zapojení klávesnice i s alternativními funkcemi tlačítek a způsob jejího připojení k mikrokontroléru je uveden na obrázku Obr. 3.1. Klávesnice je k mikrokontroléru připojena pomocí 9 vodičů. Osm vodičů je použito pro obsluhu řádků a sloupců klávesnice. Zbývající vodič je přiveden na vstup mikrokontroléru INT0 pro vnější přerušení mikrokontroléru a přes rezistor R1 připojen k napájecímu napětí. Řádkové vodiče jsou přivedeny na piny mikrokontroléru PD7-PD4 a přes diody D1-D4 a rezistor R1 také připojeny k napájecímu napětí. Sloupcové vodiče klávesnice jsou přes piny mikrokontroléru PC3-PC0 připojeny na zem. Při stisknutí kterékoli klávesnice je příslušný řádkový vodič uzemněn a sestupná hrana na vstupu INT0 vyvolá přerušení. Při tomto přerušení vykoná mikrokontrolér čtecí cyklus, při kterém vyhodnotí, jaká klávesa byla stisknuta.



Obr. 3.1: Připojení klávesnice k mikrokontroléru ATmega32

Rotační kodér P-RE20S

Pomocí rotačního kodéru je možno plynule nastavovat frekvenci a amplitudu výstupního napětí zdroje. Rotační kodéry od firmy GM Electronic se vyznačují vysokou mechanickou odolností a minimální životnost je udávána na 15000 otočení. Tuto životnost je však možné zaručit pouze tehdy, pokud jsou splněny další parametry udávané výrobcem. Mezi tyto parametry patří maximální proud kontakty 10mA, rozsah pracovních teplot -30°C až $+70^{\circ}\text{C}$ a relativní vlhkost v rozmezí 25% až 85%. Způsob připojení a princip funkce rotačního kodéru k mikrokontroléru jsou znázorněny na obrázku Obr. 3.2.

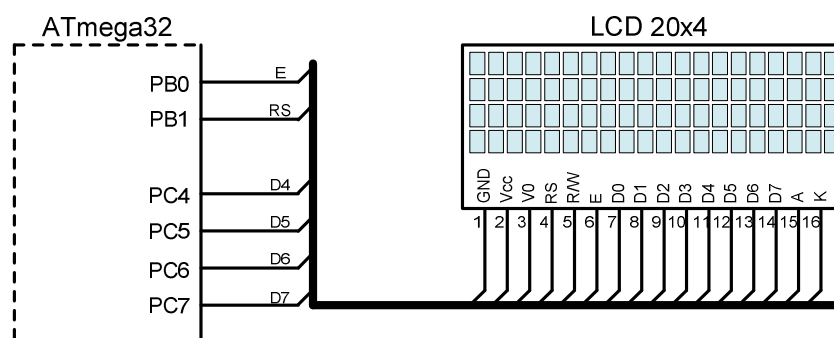


Obr. 3.2: Připojení rotačního kodéru k mikrokontroléru ATmega32

Rotační kodér na svých výstupech A a B generuje při otáčení obdélíkové signály, které jsou vůči sobě posunuty o 90° . Výstup A je přiveden na pin INT1 pro vnější přerušování mikrokontroléru a výstup B na pin PB3. Rezistory R1 a R2 udržují na vodičích napájecí napětí, je-li rotační kodér nečinný. Pokud je kodérem otočeno, sestupná hrana na vstupu INT1 vyvolá přerušování, při kterém je čten stav na pinu PB3. Zde je podle úrovně napětí rozpoznáno, kterým směrem bylo rotačním kodérem otočeno. Rezistory R1 a R2 spolu s kondenzátory C1 a C2 potom fungují také jako filtr, jenž odstraňuje nežádoucí zákmitý rotačního kodéru, které by mohly být chybně detekovány jako otočení. Časová konstanta rezistoru a kondenzátoru dále udává i maximální rychlost otáčení kodéru, která ještě bude mikrokontrolérem detekována.

LCD 20x4

Pro zobrazování informací, jako je výstupní napětí, proud, frekvence, nebo teplota chladiče výkonových tranzistorů byl zvolen čtyřřádkový alfanumerický displej s 20 znaky na řádek. Displej je vybaven řadičem HD44780 od firmy Hitachi. Katalogový list výrobce je obsahem příloženého CD a lze v něm najít všechny podrobnosti ohledně komunikace s displejem. Připojení displeje k mikrokontroléru je uvedeno na obrázku Obr. 3.3.



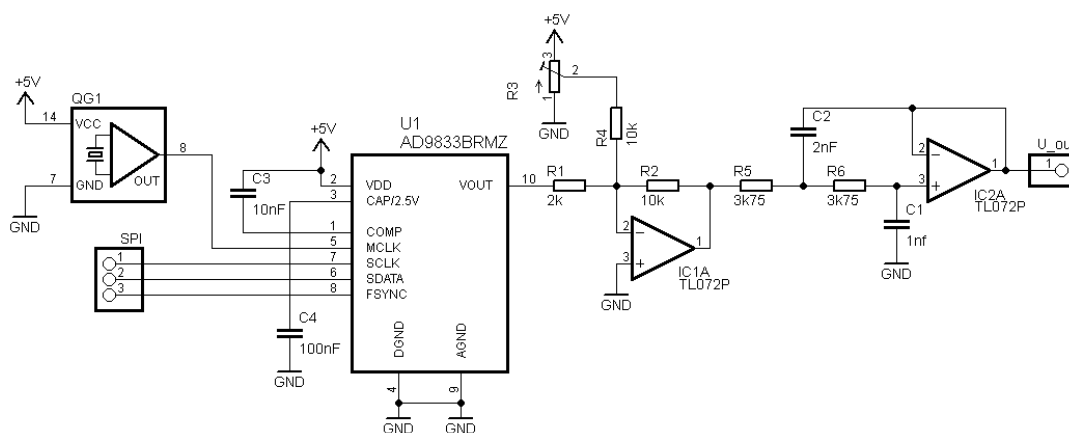
Obr. 3.3: Připojení displeje k mikrokontroléru ATmega32

Jak je z obrázku Obr. 3.3 patrné, při komunikaci mezi displejem a mikrokontrolérem je zapotřebí využít šest pinů mikrokontroléru. Displeji jsou data posílána po paralelní sběrnici, která může být buď osmibitová, nebo čtyřbitová. Při návrhu byla zvolena čtyřbitová komunikace z důvodu úspory pinů mikrokontroléru. Osmibitová data je tedy třeba do displeje zapisovat ve dvou krocích, což může v některých případech znamenat větší časovou náročnost. V tomto systému však časový rozdíl mezi osmibitovou a čtyřbitovou komunikací mezi mikrokontrolérem a displejem není nijak zásadním parametrem. Další pin mikrokontroléru byl ušetřen připojením signálu displeje R/W přímo na zem. Tato volba sice opět zvětší časovou prodlevu při komunikaci s displejem, ale jak již bylo řečeno výše, v této aplikaci lze tuto malou časovou prodlevu zanedbat. Připojením signálu R/W na zem totiž ztratíme možnost číst z displeje příznak BUSY, kterým displej udává, jestli již zpracoval předchozí data a je připraven přijmout další. Z tohoto důvodu musíme mezi každým zápisem dat čekat dobu nutnou k tomu, aby displej stihl řádně zpracovat předchozí data. Tato doba je uvedena v katalogovém listu řadiče HD44780. Signál E (Enable) dává displeji informaci, aby převzal data, která jsou v danou chvíli připravena na jeho datových vstupech. Signálem RS je poté displeji předávána informace, zda se jedná o instrukce (smazání displeje, zobrazení znaku, zapnutí kurzoru, ...), nebo o data, která se mají na displej zobrazit.

3.1.2 Zdroj střídavého referenčního signálu s AD9833

Střídavý referenční signál poskytuje integrovaný obvod přímé digitální syntézy, jejíž princip činnosti byl popsán v kapitole 1.2.1. Jedná se integrovaný obvod AD9833 od firmy Analog Devices. Tento obvod je přímo navržený jako programovatelný generátor průběhů a na svém výstupu je schopen poskytnout sinusový, obdélníkový, nebo trojúhelníkový průběh napětí. Obvod je schopný pracovat s maximální frekvencí hodinového signálu 25MHz. Maximální frekvence výstupního průběhu napětí může být v tomto případě rovna 12,5MHz. Výstupní frekvence je odvozena ze vstupního hodinového signálu a 28-bitového slova uloženého v registru $FREQREG$ podle vztahu (3.1.1). Pokud například zvolíme jako zdroj hodinového signálu krystalový oscilátor s frekvencí 1MHz, bude možné měnit frekvenci výstupního signálu s krokem 0,004Hz. Komunikace mezi obvodem AD9833 a mikrokontrolérem je zajištěna pomocí sériového rozhraní SPI. Přesný popis této komunikace je uveden v katalogovém listu obvodu AD9833, který je součástí přiloženého CD. Obvodové zapojení generátoru průběhů AD9833 je uvedeno na obrázku Obr. 3.4.

$$f_{OUT} = \frac{f_{MCLK}}{2^{28}} \cdot FREQREG \quad (3.1.1)$$



Obr. 3.4: Zapojení integrovaného obvodu AD9833

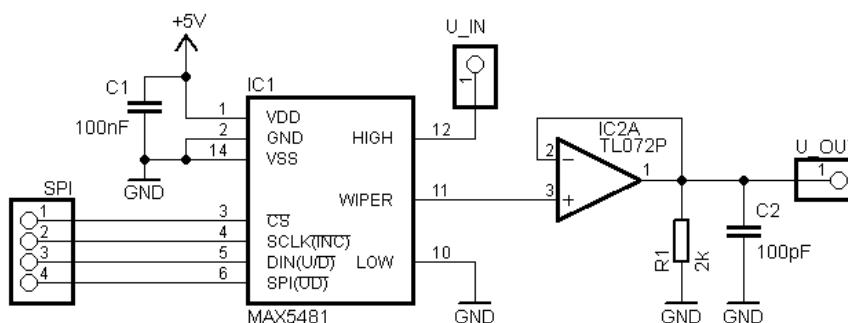
Výstupní napětí z generátoru průběhů je přivedeno na jeden vstup součtového zesilovače. Protože generátor průběhů na svém výstupu poskytuje střídavé napětí stejnosměrně posunuté vůči zemi, je zapotřebí tento stejnosměrný posun odstranit. To je zajištěno přivedením stejnosměrného napětí na druhý vstup součtového zesilovače. Toto napětí svou velikostí odpovídá hodnotě stejnosměrného posunu střídavého napětí z generátoru. Výstupem součtového zesilovače je poté střídavé napětí, které již neobsahuje žádný stejnosměrný posun. Za součtovým zesilovačem následuje aktivní filtr druhého řádu

typu dolní propust. Topologie zapojení je typu Sallen-Key. Tento filtr má za úkol odfiltrovat obrazové signály jmenovité základní frekvence. Při předpokladu, že je maximální frekvence výstupního napětí 20kHz a hodinový signál má frekvenci 16MHz, je frekvence prvního obrazového signálu rovna 15,980MHz. Filtr byl navržen tak, že všechny frekvence nad 1MHz mají útlum větší než 60dB. Filtr byl navržen v programu FilterPro, který volně poskytuje firma Texas Instruments. Výsledky návrhu vygenerované tímto programem jsou uvedeny v příloze G.

3.1.3 Řízení amplitudy s digitálním potenciometrem MAX5481

Amplituda výstupního napětí zdroje je řízena pomocí digitálního potenciometru MAX5481 od firmy Maxim. Jedná se o 10-bitový lineární digitální potenciometr. Výstupní napětí je tedy možno nastavovat s velmi jemným krokem. Velikost výstupního napětí vůči napětí vstupnímu lze při zanedbání nelinearit a chyb výstupního rozsahu potenciometru vyjádřit podle vztahu (3.1.2), kde D je dekadická hodnota 10-bitového slova. Digitální potenciometr dále disponuje koncovým odporem 10k Ω , teplotní závislostí 35ppm/ $^{\circ}\text{C}$ a vnitřní permanentní pamětí, do které je možné zapsat hodnotu pozice jezdce, takže po případném restartu systému bude výstup nastaven na poslední hodnotu uloženou do této paměti. Obvodové zapojení digitálního potenciometru je uvedeno na obrázku Obr. 3.5. Na výstup digitálního potenciometru je připojen operační zesilovač v podobě napětíového sledovače, který zajišťuje impedanční přizpůsobení následujících obvodů. Komunikace mezi digitálním potenciometrem a mikrokontrolérem je zajištěna pomocí sériového rozhraní SPI. Přesný popis této komunikace je uveden v katalogovém listu digitálního potenciometru, který je součástí příloženého CD.

$$U_{OUT} = \frac{U_{IN}}{1023} \cdot D \quad (3.1.2)$$

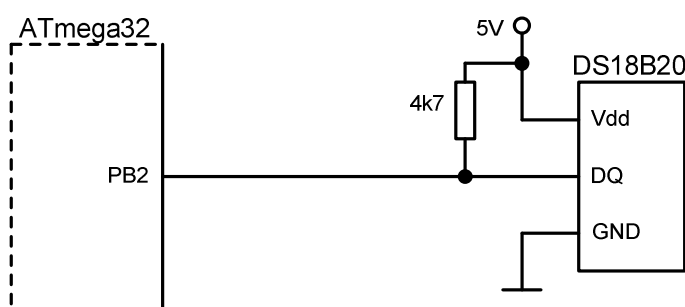


Obr. 3.5: Zapojení integrovaného obvodu MAX5481

3.1.4 Teplotní senzor DS18B20

Do návrhu systému byl zakomponován také digitální teplotní senzor DS18B20, který slouží pro kontrolu teploty chladiče výkonových tranzistorů zesilovače třídy D. Nejedná se o nijak kritický parametr, jde pouze o informativní údaj. Pokud by však teplota nečekaně vzrostla na příliš vysoké hodnoty, mikrokontrolér je schopen na základě informací z teplotního čidla zablokovat budící signály výkonových tranzistorů, čímž zablokuje výstup zdroje.

Teplotní čidlo je schopné měřit teplotu od -55°C do $+85^{\circ}\text{C}$ s přesností $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$. Vlastnosti čidla jsou pro použití v této aplikaci více než dostačující. Připojení teplotního čidla k mikrokontroléru je uvedeno na obrázku Obr. 3.6. Teplotní rozlišení čidla je možné nastavit v rozmezí od 9 do 12 bitů. Nastavenému teplotnímu rozlišení čidla je úměrná doba převodu teploty, která se pohybuje od 94ms (pro 9 bitové rozlišení) do 750ms (pro 12 bitové rozlišení). Pro tuto aplikaci je nastaveno devítibitové rozlišení čidla, které je pro účely měření dostačující. Z obrázku Obr. 3.6 je vidět, že pro připojení k mikrokontroléru je použit pouze jediný vodič. Čidlo komunikuje pomocí takzvané „1-wire“ sběrnice. Na 1-wire sběrnici se přistupuje pomocí obvodu s otevřeným kolektorem, proto je ke sběrnici připojen pull-up rezistor, který na sběrnici zajišťuje stav „H“. Výrobce udává hodnotu rezistoru je $4.7\text{k}\Omega$. Přesný popis komunikace přes 1-wire sběrnici je uveden v katalogových listech teplotního čidla, který je součástí příloženého CD.



Obr. 3.6: Připojení teplotního senzoru k mikrokontroléru ATmega32

3.1.5 Mikrokontrolér ATmega32

Z důvodů zmíněných na začátku kapitoly byl jako jádro systému zvolen mikrokontrolér ATmega32 od společnosti Atmel. Jedná se o osvědčený osmibitový procesor s jádrem AVR, který je svou architekturou mimořádně vhodný pro zpracování kódu vygenerovaného překladači z jazyka C. Jádro procesoru je vybaveno 32 obecnými registry, registry pro relativní indexaci a dalšími prvky navrženými pro efektivní přístup k proměnným, který je pro programy kompilátorů jazyka C velmi důležitý. Architektura je typu Harvard a RISC. I když se procesory AVR se svým 131 instrukcemi podobají CISC architektuře, pevná šířka instrukcí a zpracování v jediném hodinovém cyklu jsou rysy charakteristické pro RISC procesory.

Pro přehled a úplnost tématu jsou níže uvedeny zajímavé parametry mikrokontroléru. Bližší detaily lze snadno dohledat v katalogovém listu mikrokontroléru, který je obsahem příloženého CD. Bližší popis periferií, které jsou v návrhu systému používány, je uveden později v této podkapitole.

- rychlost až 16 MIPS
- hardwarová násobička (dvou-cyklová)
- 32 kB programové paměti typu Flash
- 2 kB datové paměti typu SRAM
- rozhraní JTAG
- integrovaný kalibrovaný RC oscilátor 8 MHz

Jak je patrné, mikrokontrolér poskytuje výpočetní možnosti pro účely aplikace více než dostatečné. Je bohatě vybaven užitečnými periferiemi. Jeho použití dává programátorovi prostor k experimentování a dalšímu vývoji programového vybavení zdroje. Po odladění aplikace by pravděpodobně bylo možné použít i mikrokontrolér nižší třídy. Vybrané periferie jsou blíže popsány v následujícím textu.

AD převodník

Mikrokontrolér je vybaven integrovaným AD převodníkem s 10-ti bitovým rozlišením. Převodník pracuje na principu postupné aproximace a je schopen dosáhnout vzorkovací rychlosti až 15000 vzorků za vteřinu při zachování maximálního rozlišení. Před samotným převodníkem a vzorkovacím obvodem je umístěn multiplexer s osmi vstupy připojenými na piny mikrokontroléru a dvěma vstupy, které jsou připojeny k zemi a k referenčnímu napětí.

Jako referenční napětí zde nebyla zvolena vnitřní reference 2,56 V, ale napájecí napětí mikrokontroléru přivedené na vstup AVCC. Analogové napájecí napětí je nutné blokovat od digitální části obvodů, a zamezit tak šíření galvanického rušení do AD převodníku. To je učiněno zapojením kondenzátoru 100 nF a tlumivky 10 mH do obvodu napájení.

SPI periferie

Jedním z úkolů mikrokontroleru je komunikace s integrovaným obvodem přímé digitální syntézy AD9833 a s digitálním potenciometrem MAX5481. K tomu je využíváno sériové synchronní komunikace po sběrnici typu SPI. Mikrokontrolér je nastaven do módu SPI Master, a inicializuje tak komunikaci mezi jednotkami a generuje hodinový signál na pinu SCK. Frekvence hodinového signálu je nastavena na 1 MHz. Pro přenos dat jsou vyhrazeny piny MISO (master input, slave output) a MOSI (master output, slave input). Výběr podřízeného obvodu se děje prostřednictvím pinů PA7 a PB4.

Čítač/časovač

Mikrokontrolér na svém čipu obsahuje tři vysoce konfigurovatelné periferie čítače/časovače (záleží na zdroji signálu čítaných impulsů). Ty svou funkčností však nejsou ekvivalentní. V této aplikaci je využíván nejkompexnější čítač/časovač 1. Jedná se o 16-ti bitový časovač, který slouží ke generování systémového času programu a je nastaven tak, aby vyvolával příslušné přerušení každou milisekundu. Čítač/časovač 1 je možné nastavit do různých módů činnosti, lze jej použít jako frekvenční generátor, čítač událostí, čítač frekvence, lze jím generovat PWM signál apod. Zde je využit jako prostý čítač v módu CTC (Clear Timer on Compare Match). Čítač je v tomto módu inkrementován od nuly do nastavené hodnoty, která je vrcholem čítače. Při dosažení tohoto vrcholu je vyvoláno přerušení, čítač je automaticky vynulován a pokračuje opět v čítání hodinových impulsů. Jako zdroj přesných hodinových impulsů je použit hodinový signál procesoru vydělený programovatelnou děličkou. Pro generování přerušení každou milisekundu je hodinový signál dělen osmi a hodnota vrcholu čítače je nastavena na 1000. O využití systémového času je pojednáno v kapitole softwarového návrhu.

Externí přerušení

V návrhu ovládání zdroje je využito tří zdrojů externího přerušení. Použití přerušení umožňuje, aby ovládání klávesnice a rotačního kodéru mělo dostatečně pohotovou odezvu v programu a aby každá změna polohy rotačního kodéru, případně stisku klávesy, byla bezpečně a včas rozpoznána. Díky tomuto zapojení je také možné mikrokontrolér přepnout do jednoho z úsporných módů, ze kterého je vzbuzen právě externím přerušením, tzn. aktivitou uživatele. Tato vlastnost není v programu využita, ale hardware ji plně podporuje. Zdroje přerušení jsou vyvedeny na piny INT0 a INT1. Nastavením příslušných registrů lze volit generování přerušení na vzestupnou či sestupnou hranu signálu nebo na nízkou úroveň.

Zde v návrhu je pin INT0 připojen přes diody na řádky maticové klávesnice a nastaven tak, aby generoval přerušení na sestupnou hranu. Pokud je stisknuta libovolná z kláves, pin INT0 detekuje sestupnou hranu a tato změna vyvolá obslužnou rutinu čtení stisknuté klávesy.

Další pin externího přerušení INT1 slouží pro obsluhu rotačního kodéru. Pin INT1 je nastaven na detekci vzestupné hrany obdélníkového signálu A, který je generován otáčením osou rotačního kodéru. Směr otáčení je odvozen z úrovně pinu PB3 v momentě vyvolání přerušení (signál B).

3.2 Analogová část

Do této části práce je zařazen výkonový zesilovač třídy D a zpětnovazební obvody pro stabilizaci výstupního napětí. Dále jsou zde uvedeny obvody upravující hodnoty výstupního napětí a proudu na vhodné úrovně napětí. Toto upravené napětí je poté přivedeno na vstup A/D převodníku integrovaného v mikrokontroléru.

3.2.1 Výkonový zesilovač třídy D

Pro realizaci funkčního vzorku zdroje byl vedoucím práce poskytnut modul výkonového audio zesilovače pracujícího ve třídě D. Modul výkonového zesilovače třídy D je uveden na obrázku Obr. 3.7. Protože se jedná o běžný audio zesilovač, jsou vnitřní obvody zesilovače odděleny střídavou vazbou. Tuto střídavou vazbu bylo nutné ze zesilovače odstranit, aby byl schopný zesilovat i stejnosměrný signál a byla tím splněna podmínka nastavení frekvence výstupního napětí od nulových hodnot. Podrobnější práce se zesilovačem je popsána dále v textu. V následujícím odstavci jsou uvedeny parametry zesilovače udávané výrobcem v jeho katalogovém listu.



Obr. 3.7: Výkonový audio zesilovač třídy D použitý v práci

Koncový stupeň zesilovače je zapojen do plného mostu. Maximální napájecí napětí koncového stupně je 75V. Pomocné napětí pro obvody modulátoru a budičů tranzistorů je 12V. Efektivní hodnota výstupního výkonu zesilovače je 2x300W pro výstupní impedanci 8Ω a 2x500W pro výstupní impedanci 4Ω. Účinnost zesilovače je udávána až 92%. Dalšími parametry zesilovače udávanými v katalogovém listu jsou šířka pásma 20Hz – 45kHz, modulační frekvence 300kHz, odstup signál/šum SNR = 105dB a celkové harmonické zkreslení a šum THD+N = 0.05%.

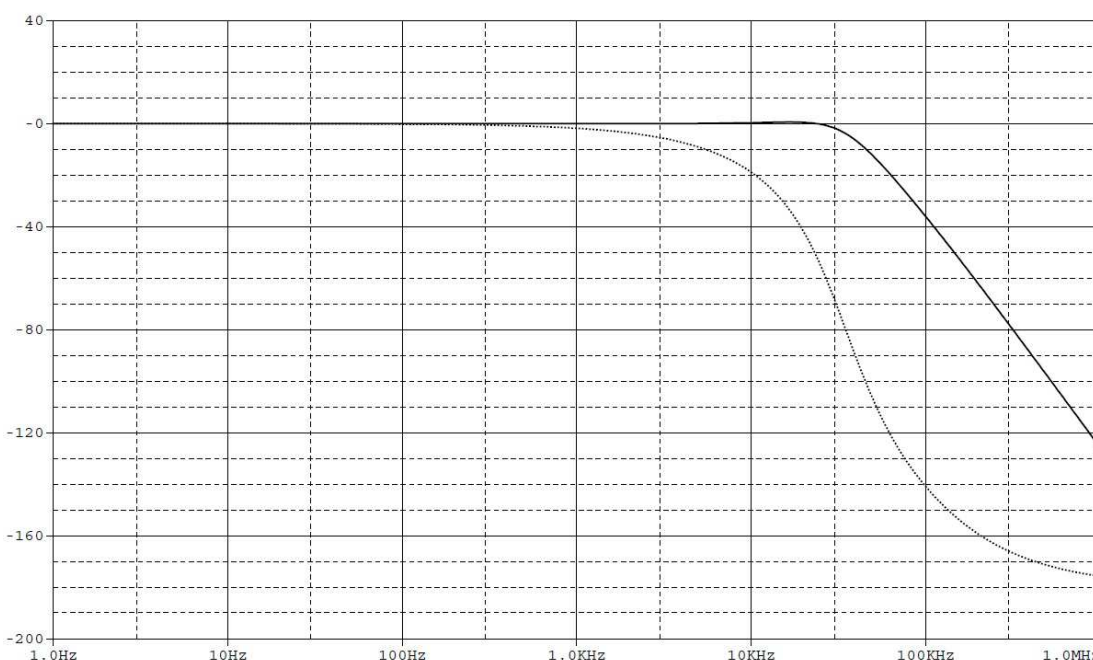
Prvním krokem při práci se zesilovačem bylo pokusit se odstranit střídavé vazby zesilovače, aby byl schopný zesilovat i stejnosměrný signál. Odstranění vazebního kondenzátoru, který je umístěn hned na vstupu zesilovače, ovšem nijak nepomohlo a bylo tudíž zapotřebí podívat se blíže na zapojení vstupních obvodů zesilovače. Byla tedy provedena analýza obvodového zapojení vstupních obvodů přímo z desky plošného spoje. Podařilo se z velké části analyzovat vstupní obvody až k PWM modulátoru. Přesné zapojení však nebylo možné získat z několika důvodů. Těmi důvody byl fakt, že některé SMD součástky (kondenzátory, tranzistory) nemají na svém pouzdře uvedený typ nebo hodnotu, a tudíž je velmi obtížné tyto údaje získat. Dále také to, že všechny integrované obvody zesilovače měly z pouzdra odstraněny veškeré údaje, podle kterých by se daly identifikovat. Bylo tedy nutné prostudovat různá dostupná zapojení podobných zesilovačů a pokusit se na základě jejich zapojení integrované obvody identifikovat, nebo alespoň najít takové integrované obvody, se kterými lze ty stávající zaměnit. Ani po částečném rozboru vstupních obvodů zesilovače se nepodařilo střídavou vazbu odstranit, a bylo tudíž zapotřebí vstupní obvody zesilovače ze zapojení vynechat a vstupní signál připojit přímo na PWM modulátor. Integrovaný obvod PWM modulátoru byl však na desce plošných spojů zalit nějakým druhem pryskyřice, což možnost přímého připojení signálu na vstup modulátoru značně ztěžovalo. Nezbyvala tak jiná možnost, než se pokusit pryskyřici odstranit. Ač se nejednalo o lehký úkol, podařilo se a pryskyřice byla odstraněna bez jakéhokoli vlivu na funkci zesilovače. Odstranění pryskyřice z pouzdra modulátoru však nepřineslo žádné poznatky potřebné pro jeho identifikaci. I v tomto případě byly totiž všechny údaje z pouzdra odstraněny. Pro další pokračování práce bylo nutné vystačit si s částečným rozбором funkce konkrétního zapojení PWM modulátoru a identifikací vstupních a výstupních pinů.

Napájecí napětí PWM modulátoru zesilovače je 5V. Vstupní napětí musí být proto stejnosměrně posunuto na úroveň 2.5V. Pokud je na vstupu modulátoru tato hodnota napětí, je výstupní napětí zesilovače rovno 0V. Napětí vyšší než 2.5V se na výstupním napětí projeví růstem do kladných hodnot a napětí nižší než 2.5V se projeví záporným výstupním napětím. Touto úpravou bylo tedy dosaženo možnosti zesílit zesilovačem jak střídavý, tak i stejnosměrný signál.

Při následujících pokusech se zesilovačem byly zjištěny další jeho nedostatky. Ukázalo se, že zesilovač není schopen na výstupu poskytnout stejnosměrné záporné napětí větší, než cca 2/3 napětí napájecího. Protože je koncový stupeň zesilovače zapojen do plného mostu, mělo by jak kladné, tak i záporné napětí při maximální velikosti vstupního signálu dosahovat téměř hodnoty napájecího napětí. Tento fakt už vedl k pokusu kompletně analyzovat vnitřní

zapojení zesilovače. Této analýze však bránily stejné důvody jako při pokusech analyzovat zapojení vstupních obvodů. Celé obvodové zapojení zesilovače bylo tedy analyzováno také jen částečně a žádné konkrétní vlastnosti zesilovače nebylo možné z této analýzy určit. Z výsledného obvodového zapojení nebylo tedy možné nalézt příčinu, proč by záporné výstupní napětí nemohlo dosahovat až k hodnotám napájecího napětí koncového stupně. Tento problém zesilovače nebylo možné bez identifikování příčiny nijak odstranit a práce musela pokračovat i s tímto omezením.

Na obrázku Obr. 3.8 je uvedena amplitudová a fázová frekvenční charakteristika výstupního filtru zesilovače simulovaná v programu PSpice. Při simulaci byly použity součástky s ideálními parametry. Reálná charakteristika výstupního filtru zesilovače se tak může od této lišit v závislosti na toleranci reálných součástek.



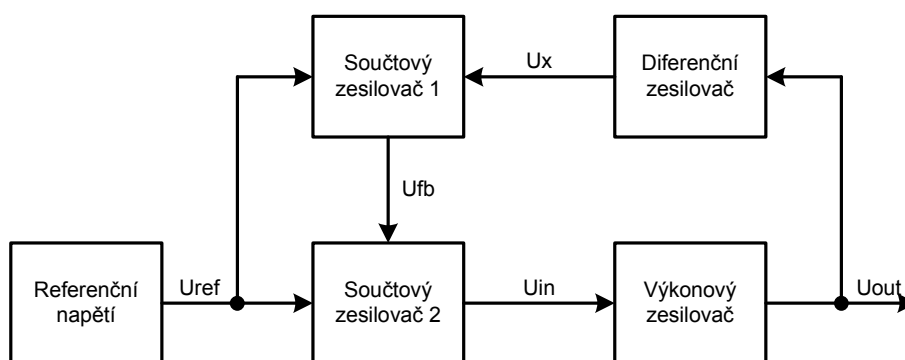
Obr. 3.8: Frekvenční charakteristika výstupního filtru zesilovače

3.2.2 Zpětnovazební obvody zdroje

Úkolem zpětnovazebních obvodů je stabilizovat výstupní napětí na požadované hodnotě, bez ohledu na velikost zatěžovací impedance. Jedním z hlavních cílů práce byla praktická realizace a optimalizace zpětnovazebních obvodů, které by zajišťovaly stabilitu výstupního napětí v celém rozsahu požadovaných frekvencí. Již zpočátku bylo zřejmé, že nastavení parametrů zpětnovazebních obvodů pro takto široký rozsah frekvencí bude velice obtížné. Návrh zpětnovazebních obvodů a jejich optimalizace se u takto složitěho systému

obvykle provádí na základě simulací. I v tomto případě byla snaha simulovat funkci poskytnutého zesilovače třídy D se zpětnovazebními obvody v různých simulačních programech. Jmenovitě se jednalo o simulační program Pspice 9.2 od společnosti Cadence a program Multisim od společnosti National Instruments. V obou případech však simulaci znemožnil nedostatek matematických modelů použitých součástek, i součástek funkčně podobným, které byly v zapojení zesilovače třídy D použity. Simulace zesilovače třídy D a zpětnovazebních obvodů se daly realizovat pouze v určitých částech celkového zapojení. Na základě těchto částečných simulací se však nedalo předvídat chování celého zpětnovazebního systému v požadovaném rozsahu frekvencí, a proto nebylo možné zpětnovazební systém optimalizovat touto cestou. Další možností, jak s pomocí matematických modelů určit chování zesilovače a zpětnovazebního systému, bylo měření amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky zesilovače a stanovení jeho přenosové funkce. Ani tato cesta však nevedla k závěrům, které by se daly použít pro modelování celého systému. Amplitudovou a fázovou frekvenční charakteristiku se nedařilo naměřit s takovou přesností, aby na základě těchto měření mohla být stanovena přenosová funkce zesilovače, s jejíž výsledkem by se dala bezpečně vyjádřit a optimalizovat funkce zesilovače a zpětnovazebních obvodů v celém rozsahu frekvencí.

Výsledný zpětnovazební systém je tvořen operační sítí. Návrh zpětnovazebního systému vychází z níže uvedené úvahy a je optimalizován na základě měření a testování v průběhu její realizace. Principiální schéma zapojení výkonového zesilovače se zpětnovazebními obvody je uvedeno na obrázku Obr. 3.9.



Obr. 3.9: Principiální schéma zapojení zpětnovazebních obvodů

Popis systému vychází z úvahy odvozené od ideálního zdroje napětí, kdy výstupní napětí U_{out} lze vyjádřit vztahem $U_{out} = U_{ref} \cdot K_{zes}$, kde K_{zes} reprezentuje zesílení výkonového zesilovače. Je tedy uvažována nulová výstupní impedance zdroje. Výkonový zesilovač má koncový stupeň zapojen do plného mostu, a výstupní napětí je tedy oproti zemnímu potenciálu plovoucí. Pomocí diferenčního zesilovače je výstupní napětí výkonového zesilovače vztaženo k potenciálu země, zároveň je otočena polarita signálu a zesílení diferenčního zesilovače K_{dif} je následující:

$$K_{dif} = \frac{1}{K_{zes}} \quad (3.2.1)$$

Za těchto podmínek je $U_x = -U_{ref}$, z čehož vyplývá, že zpětnovazební napětí U_{fb} bude nulové.

Výše uvedená úvaha je nyní aplikována na reálný zdroj napětí, kdy je výstupní napětí vyjádřeno následovně:

$$U_{out} = U_{ref} \cdot K_{zes} - Z_{out} \cdot I_{out} \quad (3.2.2)$$

kde Z_{out} je výstupní impedance zdroje a I_{out} výstupní proud zdroje. Velikost zpětnovazebního napětí lze poté vyjádřit následovně:

$$U_{fb} = U_{ref} - \frac{U_{out}}{K_{dif}} = U_{ref} - \frac{U_{ref} \cdot K_{zes}}{K_{dif}} + \frac{R_{out} \cdot I_{out}}{K_{dif}} \quad (3.2.3)$$

A protože stále platí vztah (3.2.1), lze zpětnovazební napětí U_{fb} upravit do následující podoby:

$$U_{fb} = \frac{R_{out} \cdot I_{out}}{K_{dif}} \quad (3.2.4)$$

Výstupní napětí zdroje je poté vyjádřeno následovně:

$$U_{out} = U_{ref} \cdot K_{zes} + \frac{R_{out} \cdot I_{out}}{K_{dif}} \cdot K_{zes} - R_{out} \cdot I_{out} \quad (3.2.5)$$

$$U_{out} = U_{ref} \cdot K_{zes} + R_{out} \cdot I_{out} - R_{out} \cdot I_{out} \quad (3.2.6)$$

Uvedená úvaha se však vztahuje pouze k amplitudovým vlastnostem výstupního napětí a není zde uvažován fázový posun, který nebylo možné bez matematických modelů nijak konkrétně vyjádřit. Frekvenční vlastnosti zpětnovazebního systému tak byly optimalizovány na základě měření a testování.

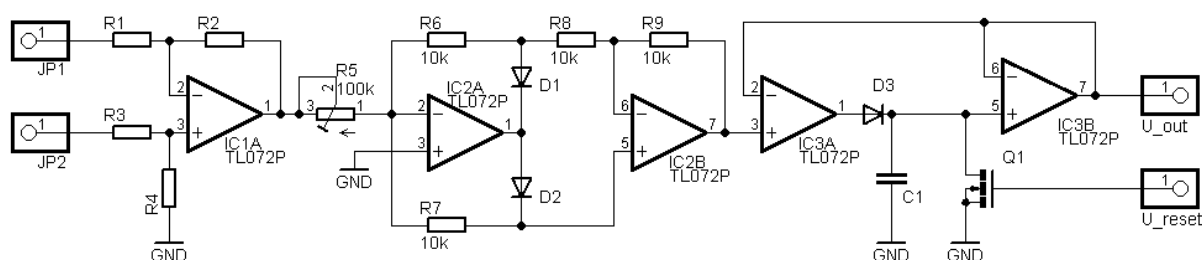
3.2.3 Obvody pro měření napětí a proudu

Tato kapitola si klade za úkol přiblížit proces úprav výstupního napětí (resp. proudu) zdroje na takové hodnoty, které budou moci být dále zpracovávány A/D převodníkem, kterým je mikrokontrolér vybaven. Na obrázku Obr. 3.10 je uvedeno principiální schéma řetězce, kterým je výstupní napětí zdroje upraveno do potřebných hodnot.

Prvním členem celého řetězce je diferenční zesilovač. Protože je koncový stupeň výkonového zesilovače zapojen do plného mostu, je výstupní napětí oproti zemnímu potenciálu plovoucí. Pomocí diferenčního zesilovače je toto výstupní napětí zdroje vztaženo k zemnímu potenciálu. Rezistory R1 – R4 se nastavuje zesílení diferenčního zesilovače a tedy i velikost amplitudy jeho výstupního napětí.

Za diferenčním zesilovačem následuje přesný celovlnný usměrňovač. Ten na svém výstupu poskytuje absolutní hodnotu vstupního napětí. Tím je zajištěna možnost měření stejnosměrných i střídavých napětí na výstupních svorkách zdroje. Pomocí proměnného rezistoru R5 lze ještě upravit zesílení celovlnného usměrňovače a tím přesně nastavit velikost amplitudy jeho výstupního napětí.

Poslední člen řetězce je obvod pro paměť maxima, který se skládá z operačních zesilovačů IC3A a IC3B, diody D3, kondenzátoru C1 a resetovacího tranzistoru Q1. Paměť maxima drží na svém výstupu maximální hodnotu, která je následně přivedena na vstup A/D převodníku mikrokontroléru. Paměť maxima je zde z důvodu měření střídavých napětí, kdy výstupní napětím přesného usměrňovače je pulsující stejnosměrné napětí. Maximální hodnota tohoto stejnosměrného pulsujícího napětí poté udává maximální hodnotu výstupního napětí zdroje.



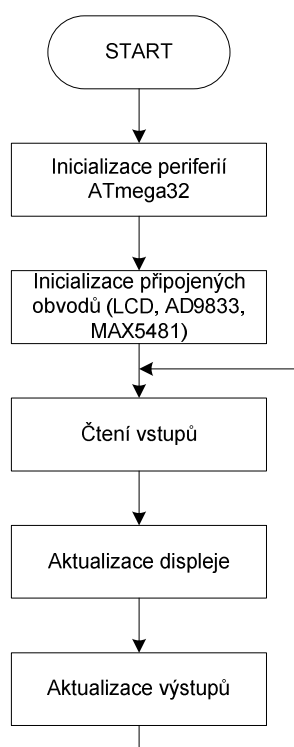
Obr. 3.10: Obvody upravující napětí pro AD převodník

4 Softwarový návrh

Posledním vývojovým krokem při práci bylo opatřit číslicový řídicí systém vhodným programovým vybavením. Tento vývojový krok musel být brán v potaz již při návrhu hardwaru a obvodové zapojení číslicového řídicího systému muselo být pro budoucí programové vybavení vhodně navrženo. V kapitole jsou uvedeny algoritmy řídicího systému, které vypovídají o rozložení výkonu mikrokontroléru v celém běhu programu.

4.1 Algoritmy a funkce

Na obrázku Obr. 4.1 je uveden vývojový diagram hlavní programové smyčky. Z obrázku je vidět, že prvním krokem po spuštění systému a náběhu napájení je inicializace periferních obvodů samotného mikrokontroléru. Zde se jedná o periferie uvedené v kapitole 3.1.5.



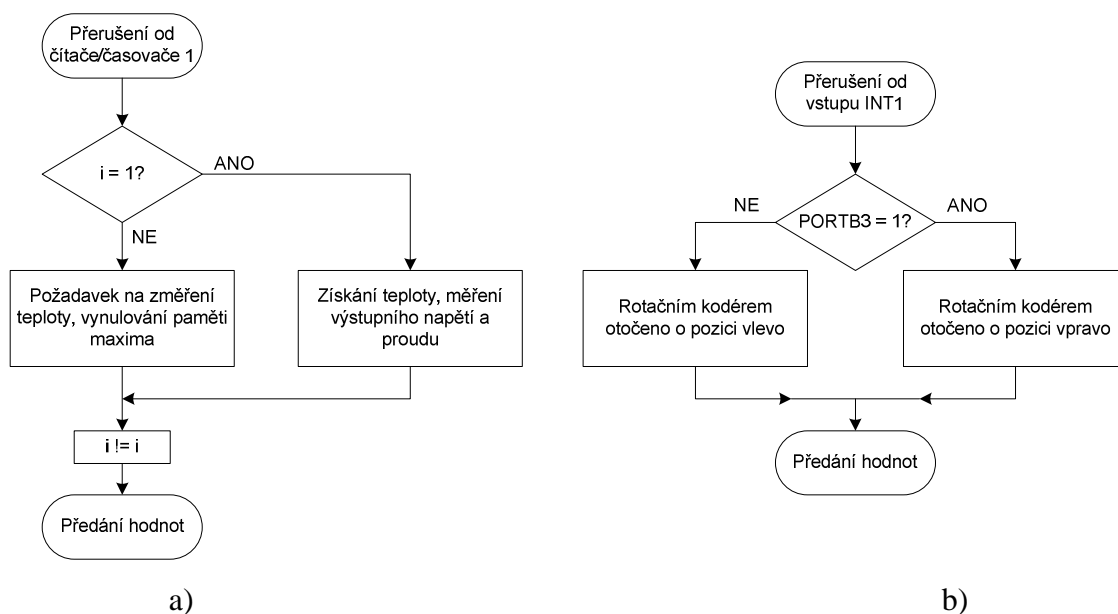
Obr. 4.1: Vývojový diagram hlavního programového algoritmu

Po inicializaci samotného mikrokontroléru následuje inicializace dalších připojených obvodů. Jedná se o obvod generátoru průběhů AD9833 a digitální potenciometr MAX5481, které s mikrokontrolérem komunikují pomocí rozhraní SPI. V tomto kroku jsou nastaveny parametry komunikace, jako je rychlost, vzorkování posílaných dat a nastavení základních

hodnot obvodů. Následně dochází i k inicializaci teplotního senzoru, jenž s mikrokontrolérem komunikuje přes 1-wire sběrnici. Parametry této komunikace nelze nijak přizpůsobovat, jsou přesně stanoveny výrobcem a uvedeny v katalogovém listu. Inicializace teplotního čidla spočívá v kontrole, zda je čidlo připojeno na sběrnici, a dále je nastaveno jeho teplotní rozlišení. Po inicializaci systému program zůstává ve smyčce, která spočívá ve čtení vstupních hodnot (klávesnice, rotačního kodéru, AD převodníku), aktualizaci dat displeje a následném nastavení výstupů (frekvence a amplituda výstupního napětí). Úkony programu spojené s ovládáním zařízením jsou prováděny na základě přerušení z důvodu zajištění minimální odezvy celého systému.

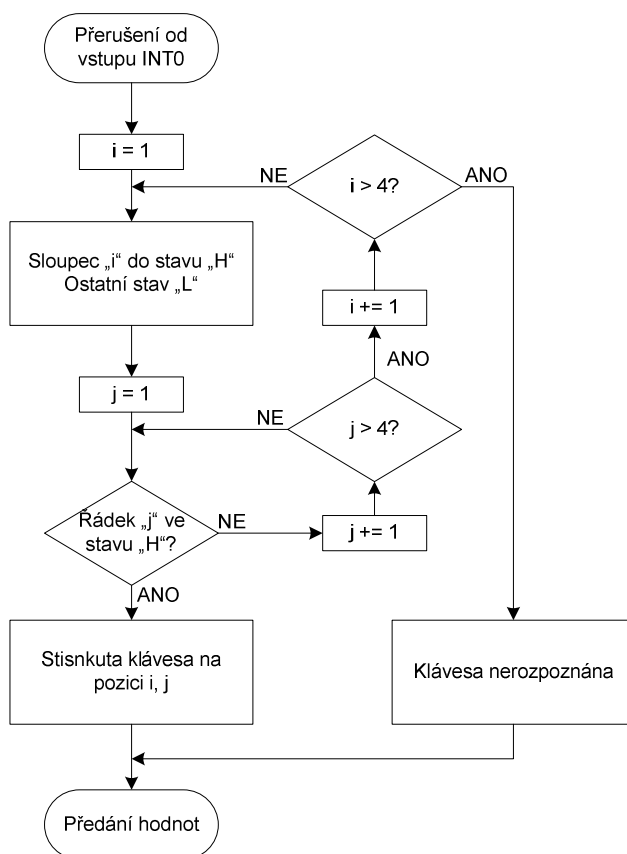
Na následujícím obrázku Obr. 4.2 jsou uvedeny algoritmy vykonané na základě vyvolání příslušných přerušení. Obrázek Obr. 4.2b znázorňuje běh programu vykonaný na základě vyvolání externího přerušení od vstupu INT1. V tomto přerušení se zjišťuje směr otočení rotačního kodéru. V závislosti na směru otočení je následně upravena poloha jezdece digitálního potenciometru a tím i velikost výstupního napětí zdroje.

Vývojový diagram na obrázku Obr. 4.2a znázorňuje běh programu vykonaný na základě přerušení od čítače/časovače 1. Přerušení programu od čítače/časovače 1 je nastaveno na každých 250ms. Při tomto přerušení je teplotnímu senzoru zadáván příkaz pro změření teploty. Tato změřená teplota je poté získána při dalším přerušení, jak je z obrázku Obr. 4.2a patrné. Dále je v tomto přerušení měřena hodnota na vstupu AD převodníku udávající velikost výstupního napětí zdroje.



Obr. 4.2: Vývojové diagramy vedlejších algoritmů

Poslední vývojový diagram, uvedený na obrázku Obr. 4.3, popisuje algoritmus detekce stisknuté klávesy. Je opět spouštěn na základě vyvolání externího přerušení, tentokrát od vstupu INT0. V průběhu této části programu jsou postupně buzeny jednotlivé sloupce maticové klávesnice a následně čteny její řádky.



Obr. 4.3: Vývojový diagram algoritmu pro detekci stisknuté klávesy

5 Výsledky měření

V této kapitole jsou uvedeny parametry, které byly změřeny na výsledném funkčním vzorku zdroje realizovaném v průběhu práce. Pro porovnání jsou zde uvedeny naměřené hodnoty a zatěžovací charakteristiky samotného výkonového zesilovače použitého v práci a dále zatěžovací charakteristiky výsledného zapojení zdroje.

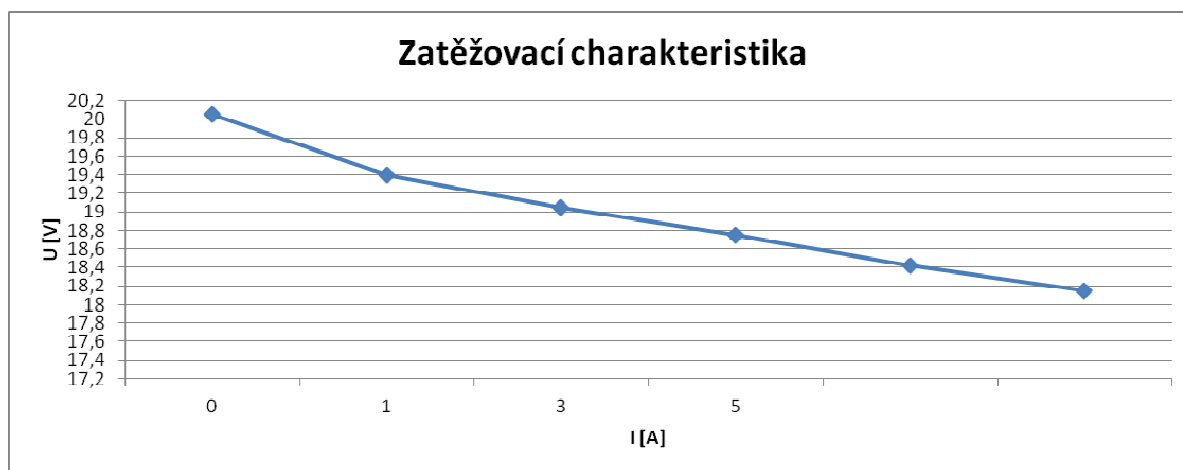
Následující tabulky a grafy udávají výsledky měření prováděných na samotném zesilovači pro několik hodnot frekvence výstupního napětí.

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro stejnosměrné napětí udává tabulka Tab. 5.1 a obrázek Obr. 5.1.

U _{out} [V]	20,05	19,4	19,05	18,75	18,42	18,15
I _{out} [I]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.1: Měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro stejnosměrné napětí

$$R_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,38\Omega \quad (5.1)$$



Obr. 5.1: Zatěžovací charakteristika zesilovače pro stejnosměrné napětí

Střídavé výstupní napětí zesilovače bylo měřeno pro několik vybraných frekvencí. Hodnoty těchto měření jsou uvedeny v následujících tabulkách a vyneseny do grafu uvedeného na obrázku Obr. 5.2.

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 100Hz.

U _{out} [V]	15,1	14,55	14,16	13,81	13,39	13,12
I _{out} [I]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.2: Měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 100Hz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,396\Omega \quad (5.2)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 1kHz.

U _{out} [V]	15,06	14,4	14	13,65	13,3	12,95
I _{out} [I]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.3: Měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 1kHz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,422\Omega \quad (5.3)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 5kHz.

U _{out} [V]	15,15	13,81	12,83	11,87	10,8	10,06
I _{out} [I]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.4: Měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 5kHz

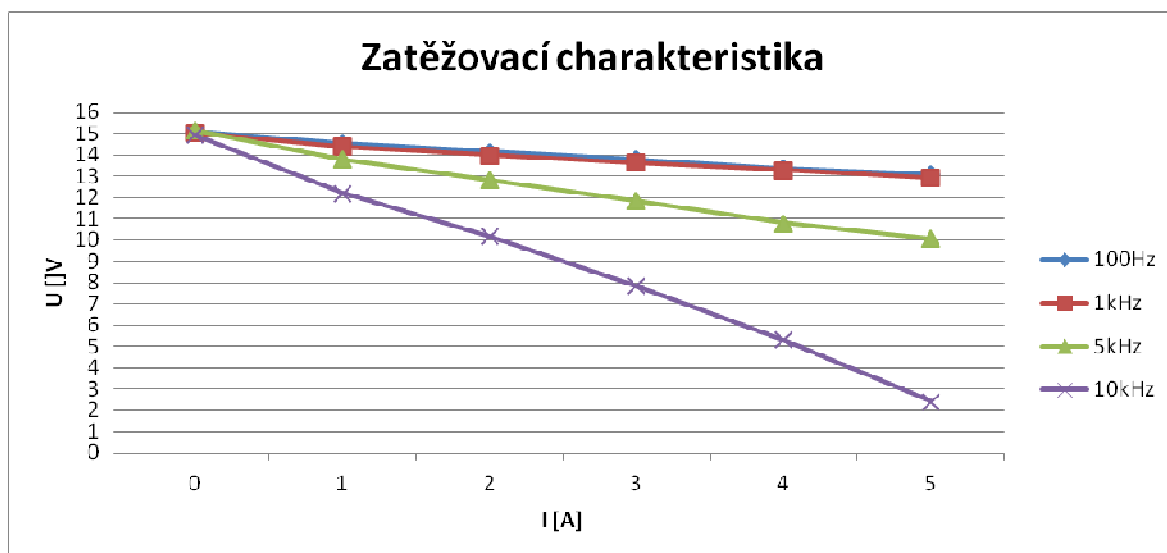
$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 1,02\Omega \quad (5.4)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 10kHz.

U _{out} [V]	14,95	12,21	10,17	7,85	5,31	2,41
I _{out} [I]	0	1	2	3	4	5

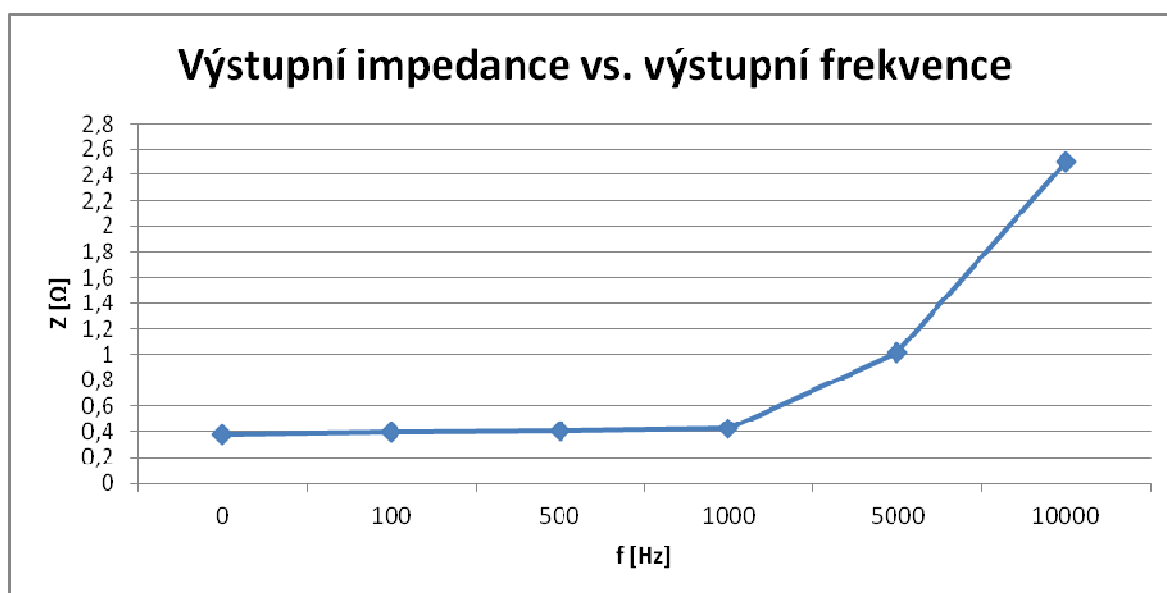
Tab. 5.5: Měření zatěžovací charakteristiky zesilovače pro frekvenci 10kHz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 2,51\Omega \quad (5.5)$$



Obr. 5.2: Zatěžovací charakteristika zesilovače pro střídavé napětí

V grafu na obrázku Obr. 5.3 je zobrazena výstupní impedance zesilovače v závislosti na výstupní frekvenci.



Obr. 5.3: Výstupní impedance zesilovače v závislosti na frekvenci

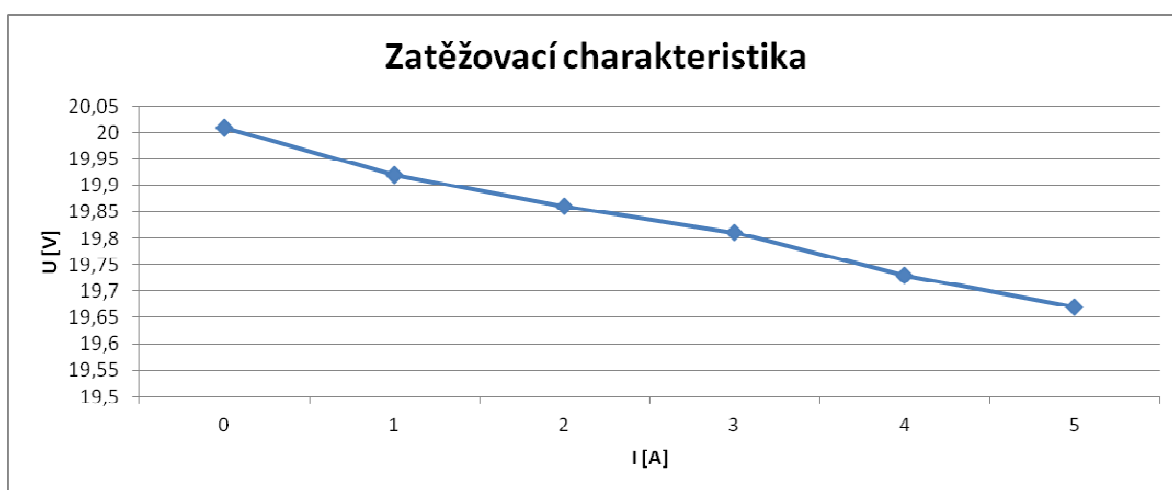
Dále následují tabulky a grafy udávající výsledky měření prováděných na výsledném zapojení zdroje. Opět jsou zde uvedeny hodnoty pro několik různých frekvencí výstupního napětí.

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro stejnosměrné napětí udává tabulka Tab. 5.6 a obrázek Obr. 5.4.

U _{out} [V]	20,01	19,92	19,86	19,81	19,73	19,67
I _{out} [A]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.6: Měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro stejnosměrné napětí

$$R_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,068\Omega \quad (5.6)$$



Obr. 5.4: Zatěžovací charakteristika zdroje pro stejnosměrné napětí

Střídavé výstupní napětí zdroje bylo měřeno pro několik vybraných frekvencí. Hodnoty těchto měření jsou uvedeny v následujících tabulkách a vyneseny do grafu uvedeného na obrázku Obr. 5.5.

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 100Hz.

U _{out} [V]	15,05	14,94	14,88	14,82	14,76	14,72
I _{out} [A]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.7: Měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 100Hz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,066\Omega \quad (5.7)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 1kHz.

U _{out} [V]	15,07	14,96	14,88	14,82	14,75	14,66
I _{out} [A]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.8: Měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 1kHz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,082\Omega \quad (5.8)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 5kHz.

U _{out} [V]	14,94	14,81	14,7	14,58	14,49	14,38
I _{out} [A]	0	1	2	3	4	5

Tab. 5.9: Měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 5kHz

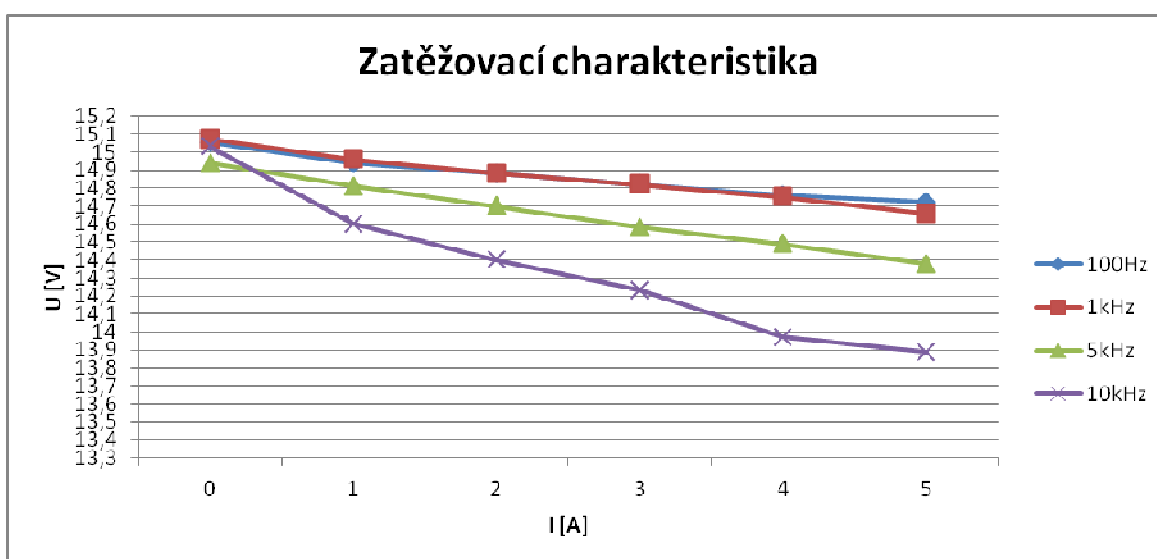
$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,112\Omega \quad (5.9)$$

Výsledky měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 10kHz.

U _{out} [V]	15,03	14,6	14,4	14,23	13,97	13,89
I _{out} [A]	0	1	2	3	4	5

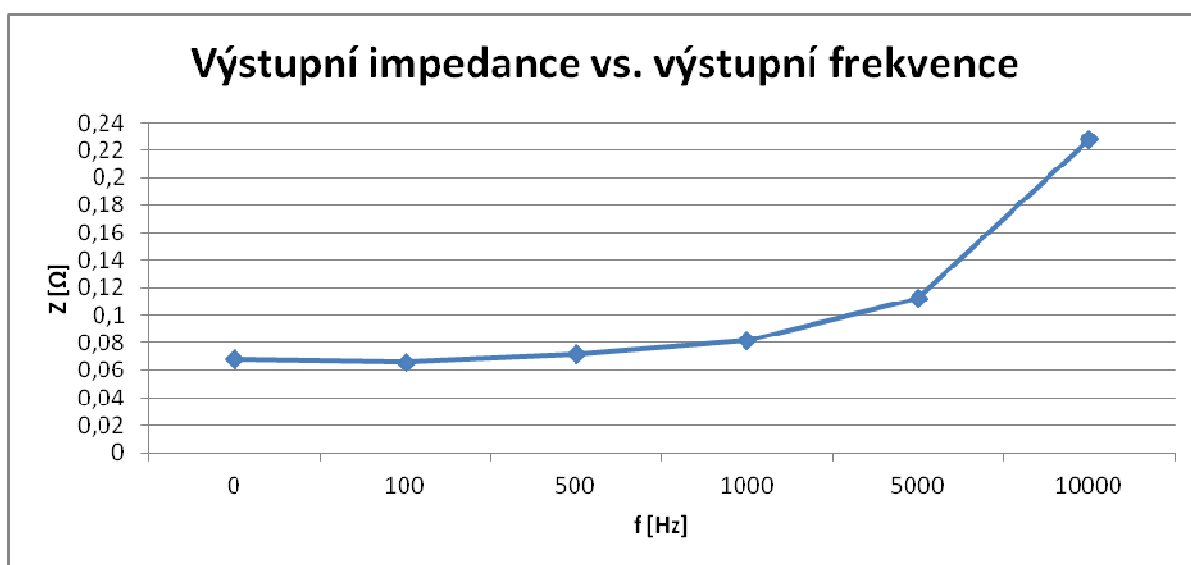
Tab. 5.10: Měření zatěžovací charakteristiky zdroje pro frekvenci 10kHz

$$Z_{OUT} = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_{OUT}} = 0,228\Omega \quad (5.10)$$



Obr. 5.5: Zatěžovací charakteristika zdroje pro střídavé napětí

V grafu na obrázku Obr. 5.6 je zobrazena výstupní impedance zdroje v závislosti na výstupní frekvenci.



Obr. 5.6: Výstupní impedance zdroje v závislosti na frekvenci

Z uvedených zatěžovacích charakteristik je názorně vidět snížení výstupní impedance po zapojení zpětnovazebních obvodů z hodnot stovek $m\Omega$ na hodnoty desítek $m\Omega$. Zvyšování výstupní impedance společně s frekvencí je způsobeno tím, že se na vyšších frekvencích začíná více projevovat indukčnost spojů.

Dále bylo měřeno zvlnění výstupního napětí, které se pohybuje okolo hodnoty 700mV. Výsledek tohoto měření je uveden v příloze F. V příloze A, B a C jsou dále uvedeny záznamy průběhů napětí a proudu při různých frekvencích a velikostech zátěže. Posledním měřeným parametrem zdroje byla odezva na buzení obdélníkovým signálem. Zachycené průběhy výstupního napětí, které zobrazují odezvu zařízení na buzení obdélníkovým signálem, jsou uvedeny v příloze D a E.

6 Závěr

Na úvod této práce byl proveden průzkum trhu ohledně zdrojů pracujících ve více kvadrantech V-A charakteristiky. Přehled dostupných zdrojů společně s jejich parametry je uveden na samém počátku práce. Po seznámení se s možnostmi zdrojů vyráběných firmami zabývajícími se touto problematikou přichází teoretický rozbor funkce zdrojů schopných pracovat ve více kvadrantech V-A charakteristiky.

Výsledkem práce je komplexní návrh funkčního vzorku mikropočítačem řízeného laboratorního zdroje, jenž v sobě integruje vlastnosti střídavého a stejnosměrného zdroje napětí. Pracovní oblastí zdroje je I. a III. kvadrant podle V-A charakteristiky uvedené na obrázku Obr. 1.1. Pro generování střídavého referenčního napětí byl použit obvod přímé digitální syntézy AD9833 od firmy Analog Devices. Rozsah frekvence výstupního napětí je tak možné nastavit v rozmezí 1Hz až 10kHz s krokem 1Hz. Na funkčním vzorku zdroje, který byl realizován v průběhu práce, byly naměřeny hodnoty jeho výstupních parametrů, jejichž výsledky jsou uvedeny v kapitole 5. I když se v průběhu práce objevovaly nepředpokládané problémy (uvedené v kapitole 3.2.1) při pokusech se zapojením výkonového audio zesilovače třídy D, který měl být v práci použit, výsledné parametry navrženého zdroje se přibližují hodnotám komerčně vyráběných zdrojů.

V případě pokračování práce a hledání způsobu, jak vylepšit a rozšířit stávající zapojení, by měly hlavní kroky vést k další optimalizaci zpětnovazebních obvodů s pomocí využití přesnějších počítačových simulací. Na základě hlubšího rozboru matematických modelů součástek i obvodových zapojení by bylo možné parametry zařízení dále zlepšovat.

Co se týká řídicího systému, ten byl v průběhu práce rozpracován do větších rozměrů, než se od něho na začátku práce očekávalo. Z hlediska případného budoucího rozšíření řídicího systému se jako první jeví možnost připojení k PC. Tato možnost přišla v úvahu již při realizaci stávajícího zařízení. Možnost připojení k PC by však nejspíše vedla k vytvoření grafického uživatelského rozhraní, například v programovacím jazyce C#. Toto rozšíření bylo však již nad rámec práce a doporučil bych se mu věnovat při případném pokračování práce.

Seznam literatury a internetových zdrojů

- [1] PINKER, Jiří; Koucký, Václav. *Analogové elektronické systémy*. 3. vydání, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2006. 306 s. ISBN 55-064-06
- [2] HAMMERBAUER, Jiří. *Elektronické napájecí zdroje a akumulátory*. 1. vydání, Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 1996. 181 s. ISBN 55-051-96
- [3] ŠTÁL, Petr. *Výkonové audio zesilovače pracující ve třídě D*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2008. 137 s. ISBN 978-80-7300-230-5
- [4] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2002. 495 s. ISBN 80-7300-058-X
- [5] DOLEŽEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky 4. díl*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. 291 s. ISBN 80-7300-185-3
- [6] PINKER, Jiří; POUPA Martin. *Číslicové systémy a jazyk VHDL*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2006. 352 s. ISBN 80-7300-198-5
- [7] MANN, Burkhard. *C pro mikrokontroléry*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2003. 280 s. ISBN 80-7300-077-6
- [8] VÁŇA, Vladimír, *Mikrokontroléry ATMEL AVR – Programování v jazyce C*. Praha: BEN – technická literatura, 2003. 216 s. ISBN 80-7300-102-0
- [9] Agilent Technologies. Source Measure Units. [online]. Dostupné z: <<http://www.home.agilent.com/agilent/product.jsp?nid=-33786.0.00&lc=eng&cc=CZ>>
- [10] National Instruments. Power Supplies and Source Measure Units. [online]. Dostupné z: <<http://www.ni.com/powersupplies/>>
- [11] Keithley. Current-Voltage SourceMeter & Source Measure Units. [online]. Dostupné z: <<http://www.keithley.com/products/dcac/currentvoltage>>
- [12] Pacific Power Source. AMX Series. [online]. Dostupné z: <<http://www.pacificpower.com/English/Products/AMX-Series.aspx>>
- [13] Atmel. Atmel AVR 8- and 32-bit Microcontrollers. [online]. Dostupné z: <<http://www.atmel.com/products/microcontrollers/avr/default.aspx>>
- [14] Analog Devices. Direct Digital Synthesis & Modulators. [online]. Dostupné z: <<http://www.analog.com/en/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/products/index.html>>
- [15] Maxim. Digital Potentiometers. [online]. Dostupné z: <http://www.maxim-ic.com/products/digi_pot/>

Seznam obrázků

OBR. 1.1: V-A CHARAKTERISTIKA	- 9 -
OBR. 1.2: ZJEDNODUŠENÉ BLOKOVÉ SCHÉMA ZDROJE.....	- 12 -
OBR. 1.3: ZDROJE STEJNOSMĚRNÉHO REFERENČNÍHO NAPĚTÍ.....	- 16 -
OBR. 1.4: ZAPOJENÍ OSCILÁTORU S WIENOVÝM ČLÁNKEM	- 17 -
OBR. 1.5: TVAROVÁNÍ SINUSOVÉHO SIGNÁLU	- 18 -
OBR. 1.6: ZAPOJENÍ ASTABILNÍHO MULTIVIBRÁTORU S OZ.....	- 18 -
OBR. 1.7: ZAPOJENÍ INTEGRÁTORU S OZ.....	- 19 -
OBR. 1.8: BLOKOVÉ SCHÉMA PŘÍMÉ DIGITÁLNÍ SYNTÉZY	- 19 -
OBR. 1.9: V-A CHARAKTERISTIKA BIPOLÁRNÍHO TRANZISTORU	- 21 -
OBR. 1.10: ZAPOJENÍ VÝKONOVÉHO STUPNĚ ZESILOVAČE TŘÍDY B	- 22 -
OBR. 1.11: VLIV PŘECHODOVÉHO ZKRESLENÍ NA SINUSOVÝ SIGNÁL.....	- 22 -
OBR. 1.12: BLOKOVÉ SCHÉMA ZESILOVAČE TŘÍDY D.....	- 24 -
OBR. 1.13: ZAPOJENÍ VÝKONOVÉHO STUPNĚ ZESILOVAČE TŘÍDY D	- 24 -
OBR. 1.14: PRINCIPIÁLNÍ SCHÉMA STABILIZACE STEJNOSMĚRNÉHO NAPĚTÍ.....	- 26 -
OBR. 1.15: PRINCIPIÁLNÍ SCHÉMA STABILIZACE STŘÍDAVÉHO NAPĚTÍ.....	- 26 -
OBR. 2.1: BLOKOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO LABORATORNÍHO ZDROJE	- 28 -
OBR. 3.1: PŘIPOJENÍ KLÁVESNICE K MIKROKONTROLÉRU ATMEGA32	- 30 -
OBR. 3.2: PŘIPOJENÍ ROTAČNÍHO KODÉRU K MIKROKONTROLÉRU ATMEGA32	- 31 -
OBR. 3.3: PŘIPOJENÍ DISPLEJE K MIKROKONTROLÉRU ATMEGA32	- 32 -
OBR. 3.4: ZAPOJENÍ INTEGROVANÉHO OBVODU AD9833.....	- 33 -
OBR. 3.5: ZAPOJENÍ INTEGROVANÉHO OBVODU MAX5481	- 34 -
OBR. 3.6: PŘIPOJENÍ TEPLOTNÍHO SENZORU K MIKROKONTROLÉRU ATMEGA32.....	- 35 -
OBR. 3.7: VÝKONOVÝ AUDIO ZESILOVAČ TŘÍDY D POUŽITÝ V PRÁCI.....	- 39 -
OBR. 3.8: FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKA VÝSTUPNÍHO FILTRU ZESILOVAČE.....	- 41 -
OBR. 3.9: PRINCIPIÁLNÍ SCHÉMA ZAPOJENÍ ZPĚTNOVAZEBNÍCH OBVODŮ.....	- 42 -
OBR. 3.10: OBVODY UPRAVUJÍCÍ NAPĚTÍ PRO AD PŘEVODNÍK	- 44 -
OBR. 4.1: VÝVOJOVÝ DIAGRAM HLAVNÍHO PROGRAMOVÉHO ALGORITMU	- 45 -
OBR. 4.2: VÝVOJOVÉ DIAGRAMY VEDLEJŠÍCH ALGORITMŮ	- 46 -
OBR. 4.3: VÝVOJOVÝ DIAGRAM ALGORITMU PRO DETEKCI STISKNUTÉ KLÁVESY.....	- 47 -
OBR. 5.1: ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA ZESILOVAČE PRO STEJNOSMĚRNÉ NAPĚTÍ.....	- 48 -
OBR. 5.2: ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA ZESILOVAČE PRO STŘÍDAVÉ NAPĚTÍ.....	- 50 -
OBR. 5.3: VÝSTUPNÍ IMPEDANCE ZESILOVAČE V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCI	- 50 -

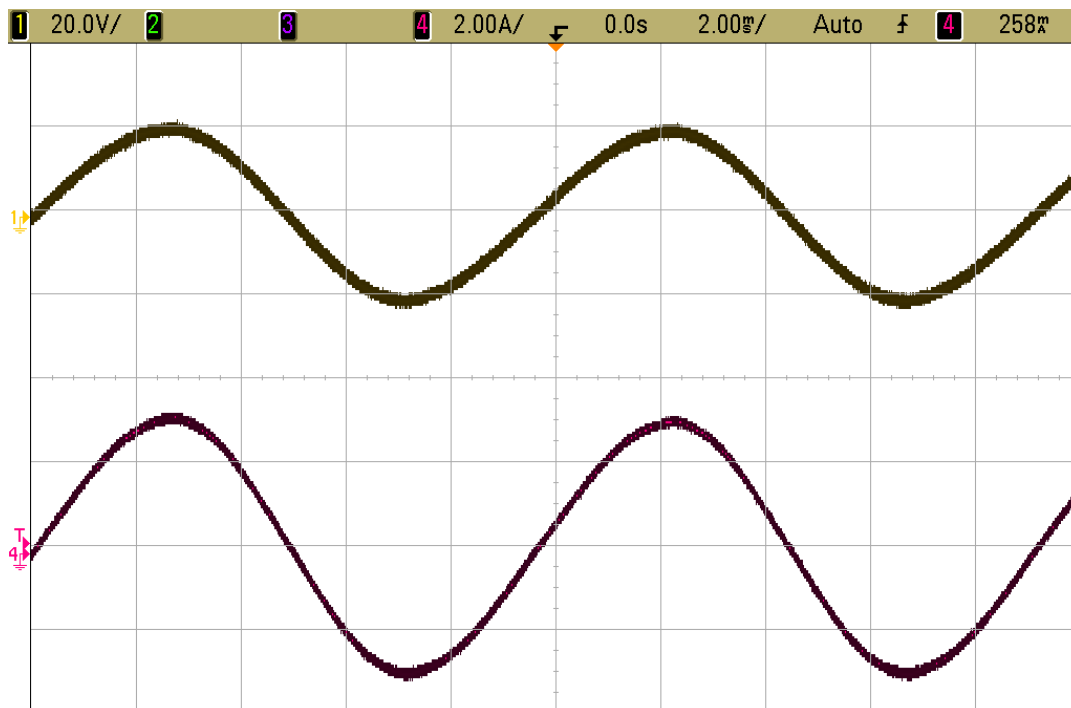
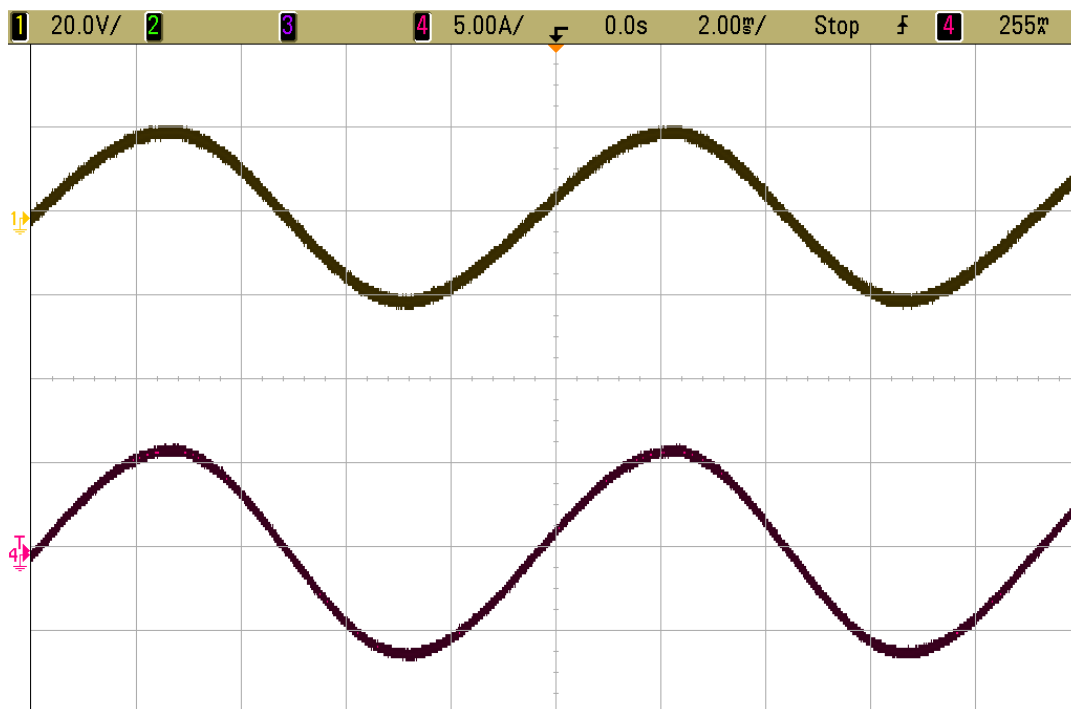
OBR. 5.4: ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA ZDROJE PRO STEJNOSMĚRNÉ NAPĚTÍ	- 51 -
OBR. 5.5: ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKA ZDROJE PRO STŘÍDAVÉ NAPĚTÍ.....	- 52 -
OBR. 5.6: VÝSTUPNÍ IMPEDANCE ZDROJE V ZÁVISLOSTI NA FREKVENCI.....	- 53 -

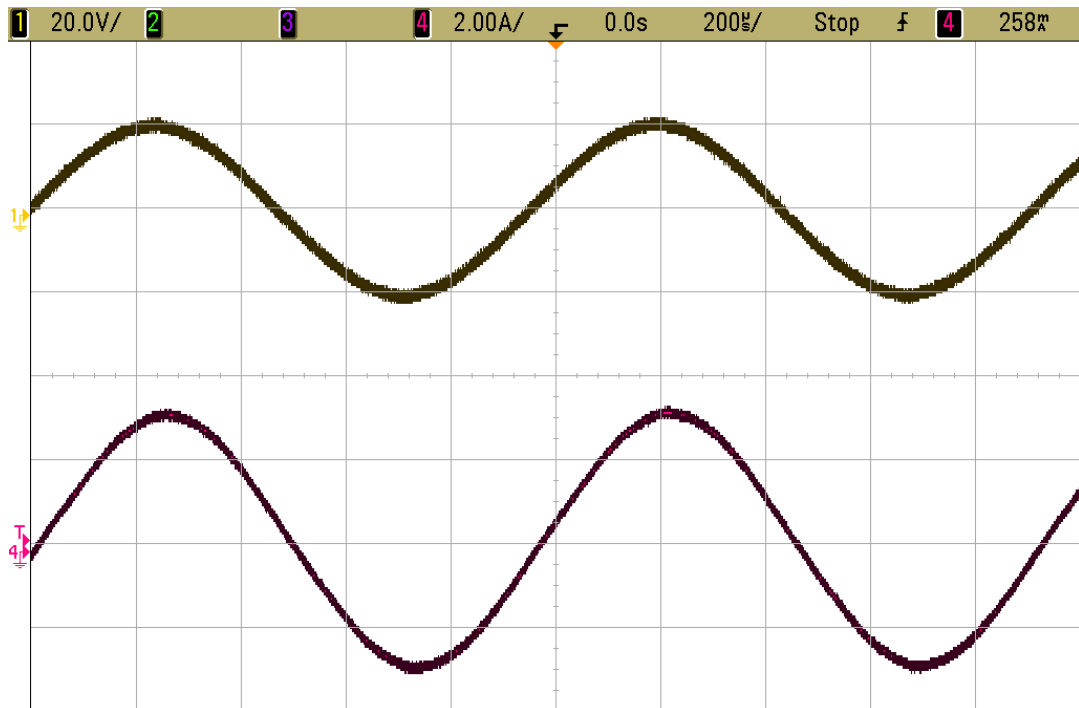
Seznam tabulek

TAB. 1.1: ZDROJE PRACUJÍCÍ V I. A III. KVADRANTU	- 10 -
TAB. 1.2: ZDROJE PRACUJÍCÍ V I. A IV. KVADRANTU	- 11 -
TAB. 1.3: ZDROJE PRACUJÍCÍ VE VŠECH ČTYŘECH KVADRANTECH.....	- 13 -
TAB. 1.4: PŘEHLED INTEGROVANÝCH OBVODŮ PŘÍMÉ DIGITÁLNÍ SYNTÉZY	- 20 -
TAB. 5.1: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZESILOVAČE PRO STEJNOSMĚRNÉ NAPĚTÍ	- 48 -
TAB. 5.2: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZESILOVAČE PRO FREKVENCI 100Hz....	- 49 -
TAB. 5.3: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZESILOVAČE PRO FREKVENCI 1kHz	- 49 -
TAB. 5.4: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZASILOVAČE PRO FREKVENCI 5kHz	- 49 -
TAB. 5.5: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZESILOVAČE PRO FREKVENCI 10kHz ...	- 49 -
TAB. 5.6: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZDROJE PRO STEJNOSMĚRNÉ NAPĚTÍ.....	- 51 -
TAB. 5.7: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZDROJE PRO FREKVENCI 100Hz	- 51 -
TAB. 5.8: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZDROJE PRO FREKVENCI 1kHz	- 52 -
TAB. 5.9: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZDROJE PRO FREKVENCI 5kHz	- 52 -
TAB. 5.10: MĚŘENÍ ZATĚŽOVACÍ CHARAKTERISTIKY ZDROJE PRO FREKVENCI 10kHz	- 52 -

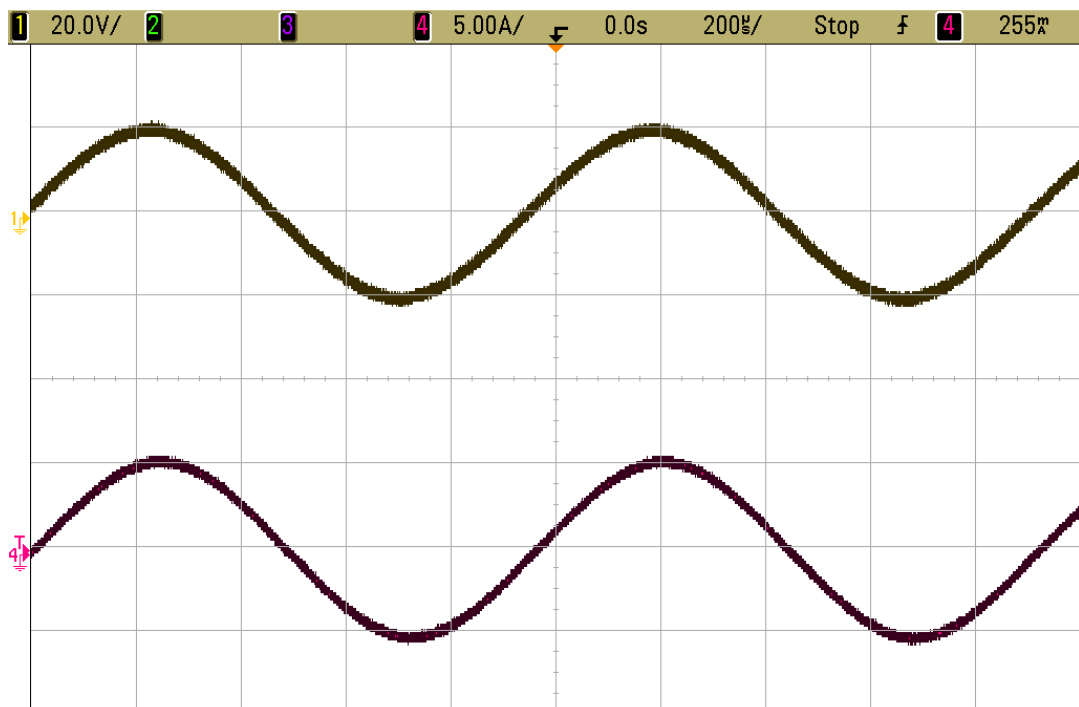
Seznam příloh

Příloha A - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 100Hz
Příloha B - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 1kHz
Příloha C - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 10kHz
Příloha D - Odezva na obdélníkový průběh napětí o frekvenci 100Hz
Příloha E - Odezva na obdélníkový průběh napětí o frekvenci 1kHz
Příloha F - Zvlnění výstupního napětí zdroje
Příloha G – Výstupní obrazovka programu FilterPro

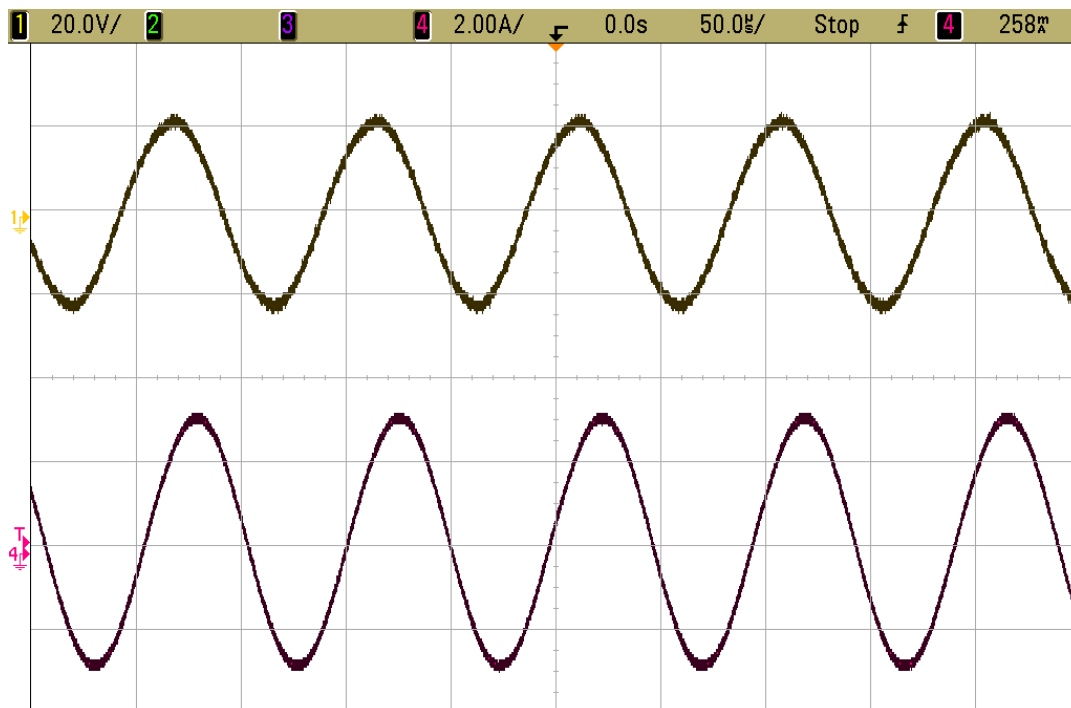
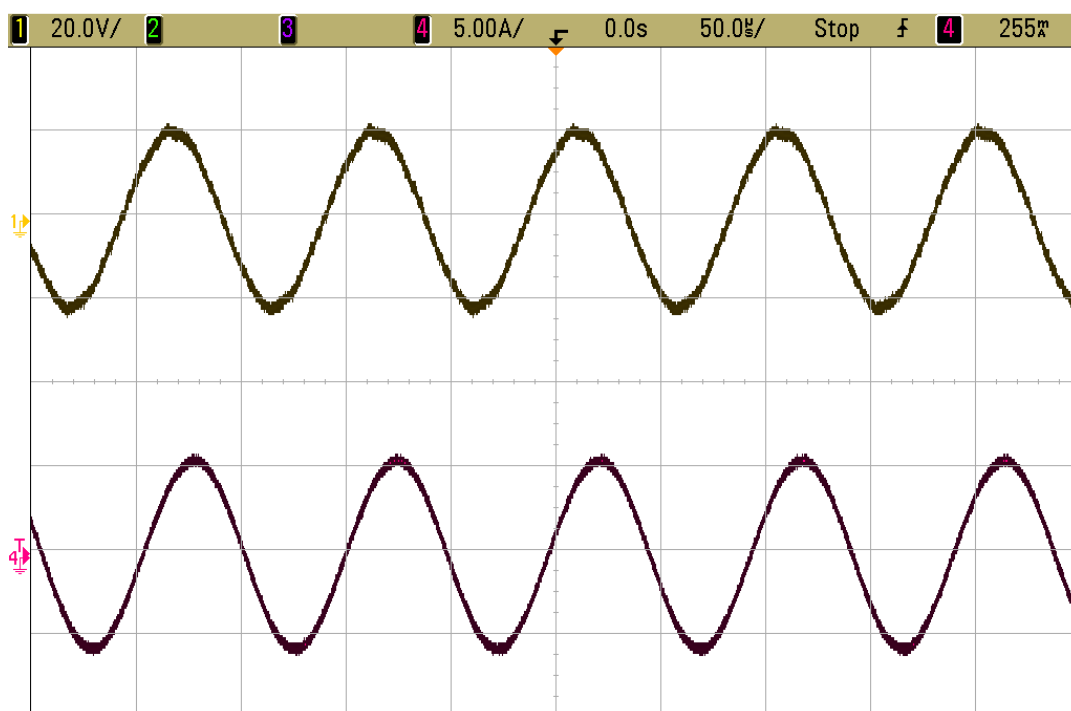
Příloha A - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 100Hz*Průběh napětí a proudu při frekvenci 100Hz zátěži 2,5A**Průběh napětí a proudu při frekvenci 100Hz zátěži 5A*

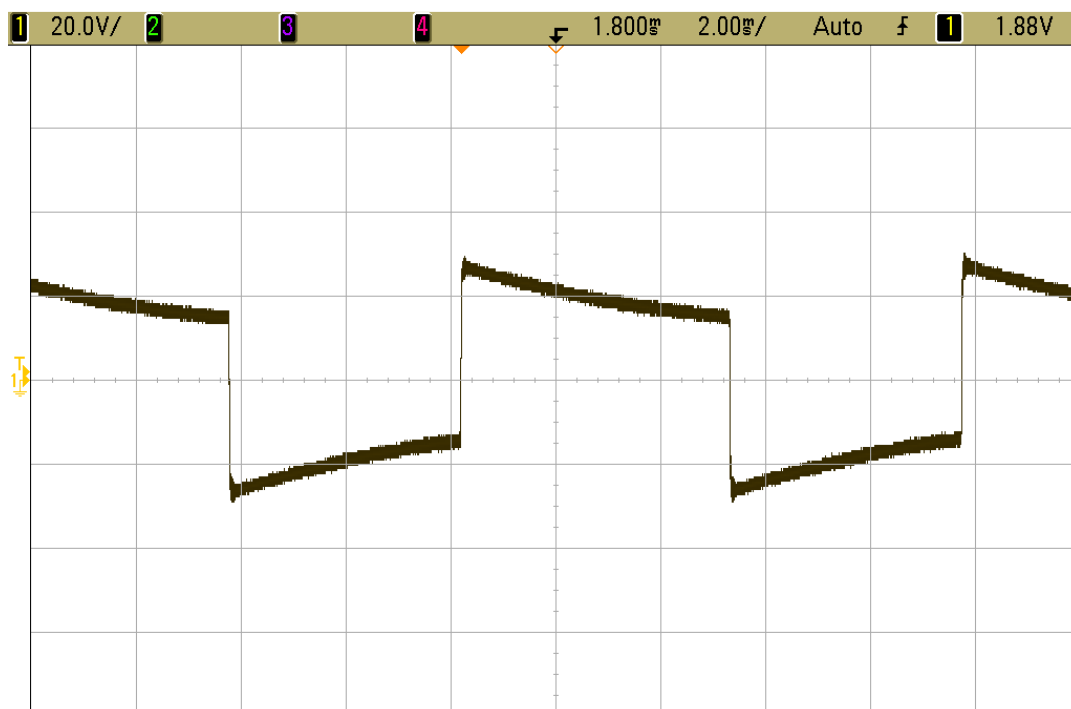
Příloha B - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 1kHz

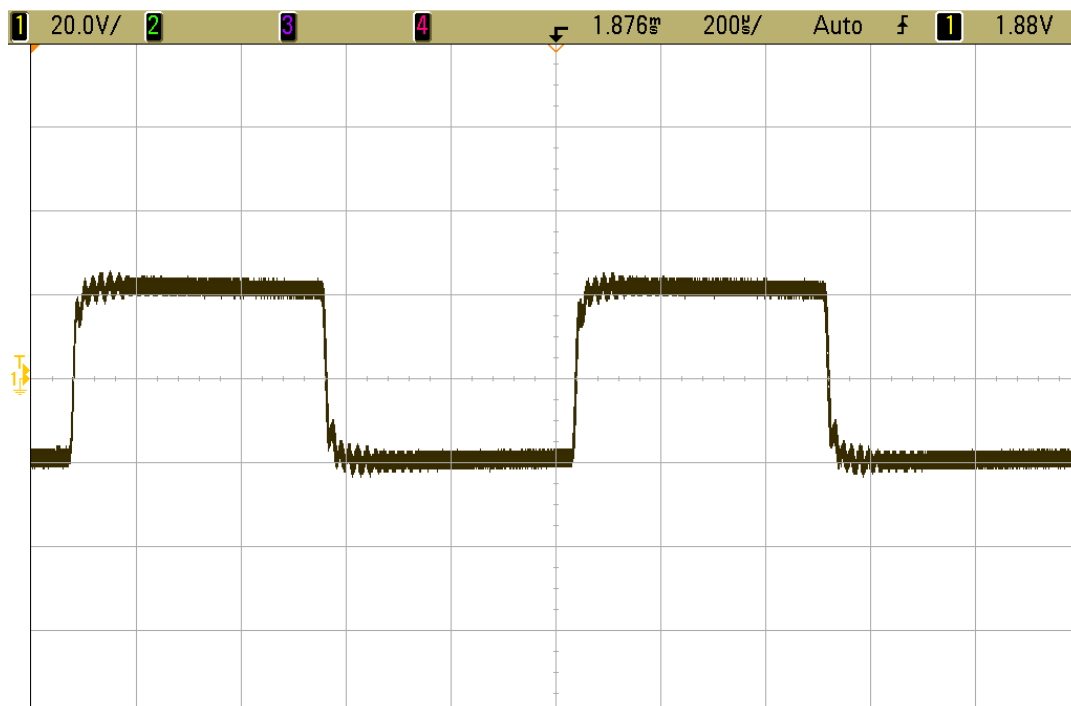
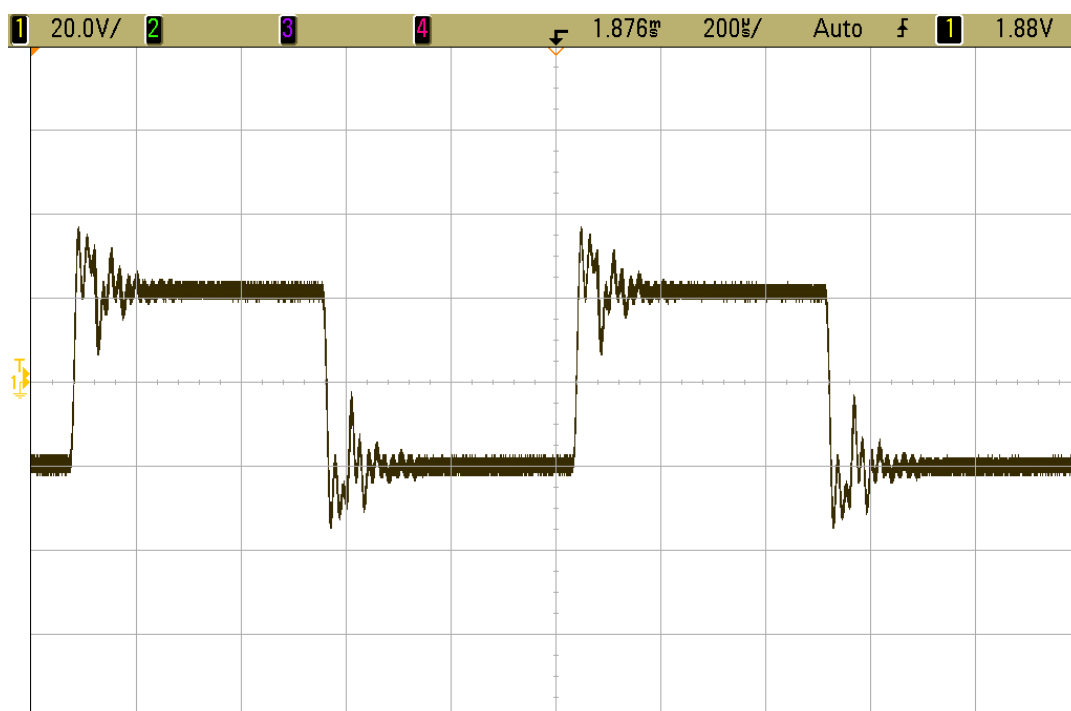
Průběh napětí a proudu při frekvenci 1kHz zátěži 2,5A

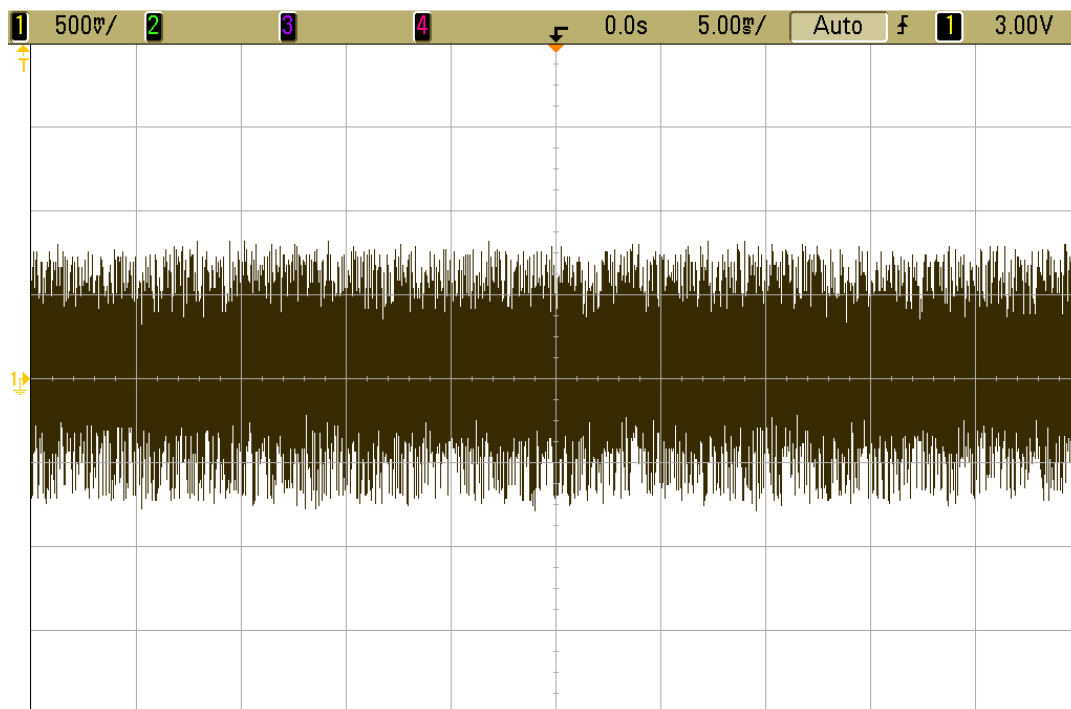


Průběh napětí a proudu při frekvenci 1kHz zátěži 5A

Příloha C - Průběhy napětí a proudu při frekvenci 10kHz*Průběh napětí a proudu při frekvenci 10kHz zátěži 2,5A**Průběh napětí a proudu při frekvenci 10kHz zátěži 5A*

Příloha D - Odezva na obdélníkový průběh napětí o frekvenci 100Hz*Odezva na obdélníkový průběh napětí samotného zesilovače třídy D**Odezva na obdélníkový průběh napětí výsledného zapojení zdroje*

Příloha E - Odezva na obdélníkový průběh napětí o frekvenci 1kHz*Odezva na obdélníkový průběh napětí samotného zesilovače třídy D**Odezva na obdélníkový průběh napětí výsledného zapojení zdroje*

Příloha F - Zvlnění výstupního napětí zdroje

Příloha G – Výstupní obrazovka programu FilterPro

