



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ**

**ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION  
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

# STEREOFONNÍ EKVALIZÉR SE SPEKTRÁLNÍM ANALYZÁTOREM

STEREO EQUALIZER WITH SPECTRUM ANALYZER

**BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

BACHELOR'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**ONDŘEJ NÁHLÍK**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**doc. Ing. TOMÁŠ KRATOCHVÍL, Ph.D.**

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor  
Elektronika a sdělovací technika

**Student:** Ondřej Náhlík

**ID:** 134566

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2012/2013

## NÁZEV TÉMATU:

### Stereofonní ekvalizér se spektrálním analyzátozem

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

V teoretické části práce provedte návrh desetipásmového stereofonního ekvalizéru, který bude doplněn volbou vstupu a spektrálním analyzátozem s mikroprocesorovým řízením. Zobrazení spektra bude realizováno pomocí výpočtu FFT a indikací na připojených LED diodách nebo vhodném displeji. Ekvalizér doplňte návrhem vhodného koncového zesilovače.

V praktické části práce vytvořte kompletní konstrukční podklady k realizaci návrhu (schéma zapojení, návrh desky plošného spoje, rozložení a soupiska součástek, výpis programu řízení mikroprocesoru a jeho vývojové schéma atd.). Navržené zařízení realizujte formou funkčního prototypu a experimentálním měření v laboratoři nízkofrekvenční elektroniky ověřte jeho činnost. Výsledky měření zpracujte formou standardního protokolu.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WIRSUM, S. Abeceda nf techniky. Praha: BEN – technická literatura, 2003.

[2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN – technická literatura, Praha, 2002.

[3] METZLER, B. Audio Measurement Handbook. Beaverton: Audio Precision, Inc., 1993.

**Termín zadání:** 11.2.2013

**Termín odevzdání:** 31.5.2013

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

**Konzultanti bakalářské práce:**

**prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida**

*Předseda oborové rady*

## **ABSTRAKT**

V této bakalářské práci je popsán návrh desetipásmového analogového stereofonního ekvalizéru řešeného pomocí aktivních pásmových propustí 2. řádu. Simulovaný výsledný signál není při nulovém zesílení zvlněn o více než 2 dB a dá se zesílit o maximálně cca  $\pm 8$  dB. Poté je zkonstruován prototyp ekvalizéru a jsou proměřeny jeho charakteristiky. V další části práce je řešeno zapojení a konstrukce integrovaného koncového zesilovače třídy AB a jsou proměřeny jeho výstupní charakteristiky. V poslední části je popsána činnost spektrálního analyzátoru, který je následně navržen, zkonstruován a naprogramován. Analyzátor počítá pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT) a výsledné spektrum je zobrazováno na displeji.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Pásmová propust, filtr, ekvalizér, koncový zesilovač, spektrální analyzátor, rychlá Fourierova transformace, FFT

## **ABSTRACT**

This bachelor's work is focused on design of ten band analog stereo equalizer, which is solved by using an active band-pass filters of 2nd order. Simulated output signal isn't rippled more than  $\pm 1$  dB at zero amplification and can be amplified at maximum ca.  $\pm 8$  dB. Prototype of equalizer is then built and it's characteristics are measured. The circuit of an integrated power amplifier working in the class AB is solved in the next part of this work. Amplifier is then built and it's characteristics are measured. In the last part of this work, there is described function of a spectral analyzer which is then designed, built and programmed. The analyzer uses the Fast Fourier transform (FFT) and resulting spectrum is displayed on a display.

## **KEYWORDS**

Band-pass filter, filter, equalizer, power amplifier, spectral analyzer, fast Fourier transform, FFT

NÁHLÍK, O. *Stereofonní ekvalizér se spektrálním analyzátozem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 36 s., 9 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.



## PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Stereofonní ekvalizér se spektrálním analyzátořem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

## PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Tomášovi Kratochvílovi, Ph.D. za odbornou pomoc a cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

Mé poděkování dále patří mým spolubydlícím Markovi Uhliarovi a Ondřejovi Petrovi za jejich cenné rady a připomínky při řešení mé bakalářské práce.

V neposlední řadě děkuji své rodině, která mě po celou dobu studia podporuje.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# OBSAH

<b>Seznam obrázků</b>	<b>viii</b>
<b>Seznam tabulek</b>	<b>ix</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Ekvalizér</b>	<b>2</b>
2.1 Lidský sluch.....	2
2.2 Princip ekvalizéru .....	2
2.3 Rozdělení ekvalizérů.....	3
<b>3 Pásmová propust</b>	<b>5</b>
3.1 Filtr pásmové propusti .....	5
3.1.1 Pásmová propust 2. řádu.....	5
3.1.2 ARC pásmová propust 2. řádu .....	5
3.1.3 Výpočty filtrů.....	7
<b>4 Zapojení ekvalizéru</b>	<b>10</b>
4.1 Schéma zapojení ekvalizéru.....	10
4.2 Výstupní charakteristiky z PSpice .....	12
<b>5 Realizace ekvalizéru</b>	<b>14</b>
5.1 DPS ekvalizéru .....	14
5.2 Osazení DPS .....	14
5.3 Výstupní charakteristiky ekvalizéru .....	15
<b>6 Koncový zesilovač</b>	<b>18</b>
6.1 Zapojení koncového zesilovače .....	18
6.2 DPS koncového zesilovače.....	19
6.3 Výstupní charakteristiky koncového zesilovače.....	19
<b>7 Spektrální analyzátor</b>	<b>22</b>
7.1 Spektrum signálu .....	22
7.2 Princip činnosti spektrálního analyzátoru.....	23
7.3 Filtr dolní propusti .....	23

7.4	A/D převod .....	24
7.4.1	Vzorkovací teorém.....	24
7.4.2	Postupná aproximace .....	25
7.5	Fourierova transformace .....	26
7.5.1	Diskrétní Fourierova transformace .....	26
7.5.2	FFT Cooley-Tukey DIT radix 2.....	27
7.5.3	Použití oken .....	28
7.6	Shrnutí analýzy .....	30
<b>8</b>	<b>Realizace spektrálního analyzátoru</b>	<b>31</b>
8.1	Schéma zapojení .....	31
8.2	DPS spektrálního analyzátoru.....	33
8.3	Naprogramování procesoru.....	34
8.4	Zhodnocení funkčnosti spektrálního analyzátoru .....	35
<b>9</b>	<b>Závěr</b>	<b>36</b>
	<b>Literatura</b>	<b>37</b>
	<b>Seznam příloh</b>	<b>38</b>

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1:	Závislost lidského slyšení na frekvenci .....	2
Obr. 3.1	Ideální pásmová propust .....	5
Obr. 3.2	Zapojení se shodnými R a se shodnými C .....	6
Obr. 3.3	Modifikované zapojení se shodnými C .....	6
Obr. 3.4	Výstupní charakteristika filtru s $f_0=125$ Hz .....	8
Obr. 4.1	Minimalizované schéma zapojení ekvalizéru .....	11
Obr. 4.2	Výstupní charakteristiky jednotlivých filtrů .....	12
Obr. 4.3	Charakteristika výstupního zisku ekvalizéru .....	12
Obr. 4.4	Nejvyšší zesílení pro pásmo 500 Hz .....	13
Obr. 4.5	Nejvyšší potlačení pro pásmo 500 Hz .....	13
Obr. 5.1	Fotografie ekvalizéru .....	15
Obr. 5.2	Výstupní charakteristika při konstantním zesílení .....	15
Obr. 5.3	Výstupní charakteristika při maximálním zesílení .....	16
Obr. 5.4	Výstupní charakteristika při maximálním zesílení pásma 500 Hz .....	16
Obr. 5.5	Výstupní charakteristika při maximálním potlačení pásma 500 Hz .....	17
Obr. 6.1	Zapojení koncového zesilovače .....	18
Obr. 6.2	Fotografie koncového zesilovače .....	19
Obr. 6.3	Výstupní charakteristiky koncového zesilovače pro zátěž $8 \Omega$ .....	20
Obr. 6.4	Výstupní charakteristiky koncového zesilovače pro zátěž $4 \Omega$ .....	21
Obr. 7.1	Spektra signálů .....	22
Obr. 7.2	Blokové schéma činnosti analyzátoru .....	23
Obr. 7.3	Zapojení filtru dolní propusti spektrálního analyzátoru .....	23
Obr. 7.4	Závislost efektivního rozlišení A/D převodníku na frekvenci hodinového signálu .....	25
Obr. 7.5	Vzorkování pomocí postupné aproximace .....	26
Obr. 7.6	Průběh Cooley-Tukey algoritmu .....	28
Obr. 7.7	Použití Hannova okna .....	29
Obr. 8.1	Schéma zapojení analyzátoru .....	32
Obr. 8.2	Zjednodušený vývojový diagram programu .....	34
Obr. 8.3	Spektrum při vstupním signálu o $f=8$ kHz .....	35

## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1:	Korekční kmitočty ekvalizérů .....	3
Tab. 2.2	Vhodná Q pro různé typy ekvalizérů .....	4
Tab. 3.1	Tabulka zvolených hodnot rezistorů a kondenzátorů .....	9
Tab. 6.1	Bitová reverze .....	28

# 1 ÚVOD

Cílem této bakalářské práce je navrhnout a zkonstruovat desetipásmový (jednooktávový) stereofonní ekvalizér, který bude řešen analogově s použitím ARC filtrů 2. řádu, ve kterých se zapojení aktivního prvku (operačního zesilovače) chová jako syntetická indukčnost. Analogových filtrů existuje celá řada, avšak velkou výhodou již zmíněného ARC filtru je jeho jednoduchý návrh, výhodné vlastnosti a nízká cena. Ekvalizér bude mít 2 různé přepínatelné vstupy, za jejichž volbou bude umístěn potenciometr na regulaci celkové hlasitosti. Ekvalizér bude mít dva výstupy – jeden na konektory cinch (levý a pravý), kdy bude ekvalizér připojen pouze jako mezičlánek, a druhý na další konektory cinch, před nimiž bude koncový zesilovač pracující ve třídě AB. Tento výstup bude určen přímo k připojení čtyř nebo osmi-ohmových reproduktorů. K ekvalizéru bude možnost připojit spektrální analyzátor, jehož hlavními součástkami bude mikroprocesor ATmega32 a displej. Procesor bude pomocí vnitřního A/D převodníku převádět analogový signál do digitální podoby. Ten bude následně zpracováván pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT), jenž umožní zjistit spektrum daného signálu. Toto spektrum budeme zobrazovat na displeji. Úkolem této bakalářské práce je i sestavení těchto částí a proměření jejich výstupních charakteristik.

Bakalářská práce je rozdělena do celkem devíti kapitol. Kapitola 2 popisuje základní vlastnosti lidského sluchu, princip činnosti ekvalizéru a rozdělení používaných ekvalizérů do kategorií. Kapitola 3 pak popisuje filtr pásmové propusti a je zaměřena hlavně na ARC pásmovou propust 2. řádu, její schéma a výpočet. Další kapitola již řeší samotné zapojení ekvalizéru a jeho výstupní charakteristiky. V kapitole 5 je sestaven funkční prototyp ekvalizéru a jsou proměřeny jeho základní vlastnosti. Kapitola 6 se zabývá zapojením integrovaného koncového zesilovače třídy AB, jeho sestavením a výstupními charakteristikami. V kapitole 7 je popsána činnost spektrálního analyzátoru. V kapitole 8 se tento analyzátor navrhuje, programuje a je zde zhodnocena jeho funkčnost. Celkové zhodnocení výsledků je v kapitole 9.

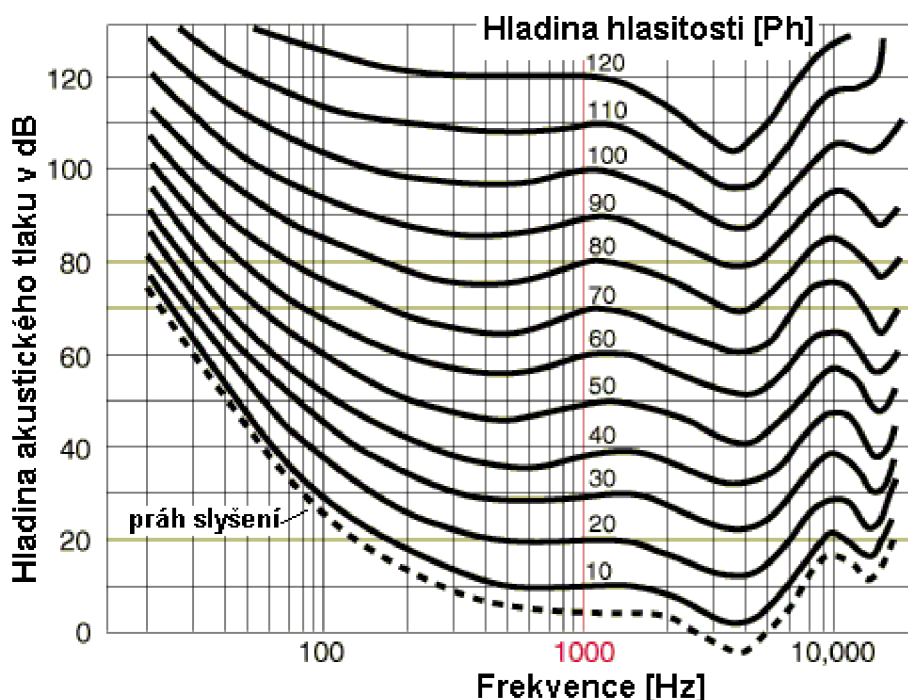
## 2 EKVALIZÉR

V této kapitole následuje bližší seznámení s vlastnostmi lidského sluchu, s využitím ekvalizéru a principem jeho činnosti.

### 2.1 Lidský sluch

Lidské ucho slyší frekvence od zhruba 20 Hz až do 20 kHz, ale u každého jedince se to liší, protože např. starším lidem se toto pásmo zužuje a již neslyší tóny o vysokých frekvencích a nízkých hladinách hlasitosti.

Na obr. 2.1 lze vidět, že lidské ucho vnímá hlasitost na různých frekvencích odlišně. Jsou zde vykresleny hladiny stejné hlasitosti (jednotka je fon), které představují stejný vjem různých hlasitostí, tzn., že kdyby se signál pohyboval po jedné z křivek, bude mít posluchač dojem, že poslouchá stále stejnou hlasitost a mění se jen kmitočet. Vnímání hlasitosti u různých frekvencí je však subjektivní a tyto křivky vznikly zprůměrováním vjemu více lidí. Lidské ucho je nejcitlivější v pásmu od 1 kHz do 6 kHz. Spodní čárkovaná křivka nám udává práh slyšitelnosti – zvuky, které jsou pod tímto prahem, již člověk neslyší.



Obr. 2.1: Závislost lidského slyšení na frekvenci (převzato z [1])

### 2.2 Princip ekvalizéru

Ekvalizér je zařízení, které umožňuje měnit úrovně signálu po frekvenčních pásmech.

Zvukový signál je totiž směs frekvencí, s tím, že se vzrůstající frekvencí roste i výška tónu, který posluchač slyší. Ekvalizéry vznikly díky tomu, že každý posluchač má jiný hudební vkus. Pomocí ekvalizéru si může nastavit úroveň signálu o různých frekvencích tak, aby pro něj byl poslech co možná nejpříjemnější. Ekvalizéry se taktéž používají při ozvučování hudebních festivalů a koncertů.

Podobnou funkci jako ekvalizér má například výhybka. Ta rozdělí signál na basy, středy a výšky a ty poté odděleně putují k rozdílným částem reproduktorů. Podobnost s ekvalizérem je zde v tom, že se signál rozdělí na určitá pásma, která je často i u výhybky možné zesilovat či zeslabovat podle vlastního vkusu. Velký rozdíl je však v tom, že na výstupu ekvalizéru se tato zkorigovaná pásma opět složí do jednoho signálu, kdežto u výhybky už dále putují odděleně.

## 2.3 Rozdělení ekvalizérů

Ekvalizéry se dají obecně rozdělit na analogové, kdy je signál rozdělen na pásma vhodnými analogovými filtry (pásmovými propustmi), a na digitální, které používají A/D převodník, procesor, kterým se signál upravuje, a D/A převodník na výstupu. Následující text však bude zaměřen pouze na ekvalizéry analogové.

Podle tab. 2.1 lze vidět, že se ekvalizéry rozdělují podle počtu pásem na dvouoktávové, jednooktávové, dvoutřetinooktávové a třetinooktávové. Oktáva zde představuje dvojnásobek předchozího kmitočtu, nejvíce laditelných pásem má tudíž třetinooktávový ekvalizér.

Tab. 2.1: Korekční kmitočty ekvalizérů (hodnoty v Hz, převzato z [2])

2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.	2 okt.	1 okt.	2/3 okt.	1/3 okt.
			20		125		125				800				5k
		25	25			160	160	1k	1k	1k	1k			6,3k	6,3k
	31,5		31,5				200				1,25k		8k		8k
		40	40	250	250	250	250			1,6k	1,6k			10k	10k
			50				315		2k		2k				12,5k
63	63	63	63			400	400			2,5k	2,5k	16k	16k	16k	16k
			80		500		500				3,15k				20k
		100	100			630	630	4k	4k	4k	4k				

S volbou počtu pásem úzce souvisí i vhodná volba činitele jakosti  $Q$  [-] pro filtry jednotlivých pásem. Obecně platí, že čím více pásem je potřeba korigovat, tím musí být  $Q$  větší, aby měl filtr větší selektivitu. Při nízkém  $Q$  dochází k ovlivňování přenosu sousedních pásem a při velkém  $Q$  má zase výsledný přenos velmi velké zvlnění. Vždy se musí volit kompromis mezi těmito dvěma stavy. V tab. 2.2 jsou uvedeny vhodné volby  $Q$  pro zmíněné typy ekvalizérů.



Tab. 2.2 Vhodná Q pro různé typy ekvalizérů (převzato z [2])

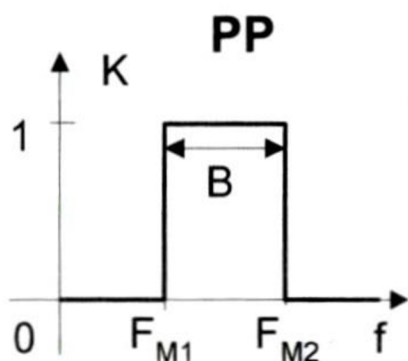
Typ	2 oktávový	oktávový	2/3 oktávový	1/3 oktávový
Q	0,6	1,25	1,9	4

## 3 PÁSMOVÁ PROPUST

Tato kapitola se zabývá jedním ze selektivních filtrů, a to pásmovou propustí. Výsledné zařízení bude analogové, tudíž je tato kapitola zaměřena pouze na analogové filtry. U ekvalizérů se většinou používá ARC propust 2. řádu, někdy se používají i řády vyšší, avšak toto použití zvyšuje cenu zařízení (musí se použít více součástek, hlavně operačních zesilovačů).

### 3.1 Filtr pásmové propusti

Pásmová propust je jedním ze čtyř hlavních selektivních filtrů. Řadí se mezi ně dolní propust, horní propust, pásmová propust a pásmová zádrž. Jak už plyne z názvu, pásmová propust propouští jen určité pásmo kmitočtů, které jsou mezi dolním mezním kmitočtem  $f_{M1}$  a horním mezním kmitočtem  $f_{M2}$ . Na obr. 3.1 je znázorněn ideální průběh filtru pásmové propusti, kdy je modul přenosu filtru v propustném pásmu konstantní (např.  $K_u=1$ ) a v nepropustném pásmu nulový. Takový filtr je však reálně nerealizovatelný. Tomuto ideálnímu průběhu se dá vždy jen přiblížit.



Obr. 3.1 Ideální pásmová propust (převzato z [2])

#### 3.1.1 Pásmová propust 2. řádu

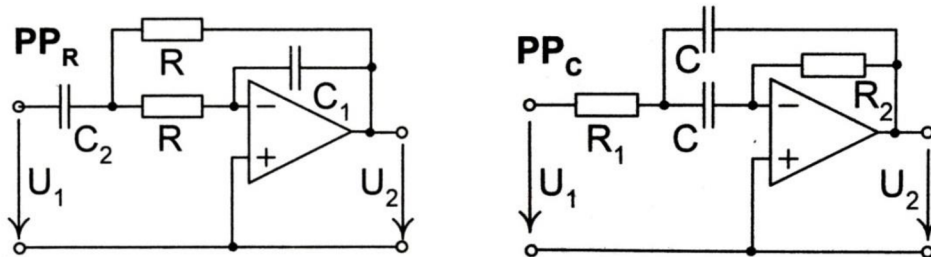
Pásmová propust 2. řádu se dá řešit třemi způsoby. Prvním je zapojení paralelního rezonančního obvodu RLC. Tento způsob řešení je však pro ekvalizéry nevhodný kvůli problémům s kvalitou, rozměrům a cenami cívek. Druhým způsobem je vhodné paralelní zapojení RC a CR článků. Nevýhoda tohoto způsobu zapojení spočívá v možném dosažení pouze malé hodnoty  $Q$  (nejvýše  $Q = 0,5$ ). Třetím způsobem je zapojení obvodu s operačním zesilovačem a prvky RC, u něhož je možné dosáhnout vysokých hodnot  $Q$  při použití relativně levných součástek.

#### 3.1.2 ARC pásmová propust 2. řádu

Tyto filtry využívají vhodného zapojení operačního zesilovače, ve kterém se část

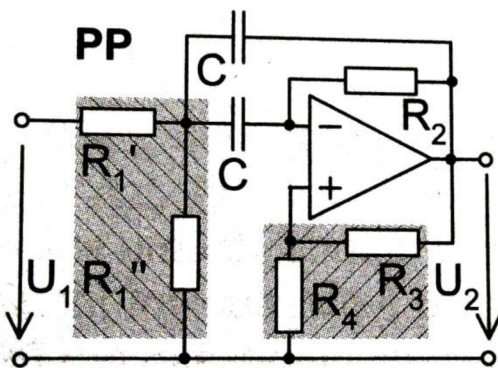
obvodu chová jako indukčnost, což vede k přímé náhradě indukčnosti ve filtru RLC. Realizuje se tudíž obvod, který je ekvivalentní s obvodem RLC.

Existují dvě základní zapojení ARC filtru pásmové propusti 2. řádu. Prvním je zapojení se shodnými R a druhým se shodnými C (viz obr. 3.2). Není sice bezpodmínečně nutné volit hodnoty R (resp. C) shodné, jak bude uvedeno později, avšak pro zjednodušení návrhu je to vhodné.



Obr. 3.2 Zapojení se shodnými R a se shodnými C (převzato z [2])

Tato zapojení se dají modifikovat v zapojení, které vidíme na obr. 3.3. Rezistory  $R_3$  a  $R_4$  se používají pro mírné zvýšení zesílení a rezistory  $R_1'$  a  $R_1''$  pracují jako vstupní napěťový dělič a můžeme jimi snížit výsledný přenos [2]. Tato zapojení však v případě této práce nebudou použita, jsou zde uvedena jen kvůli následujícím vztahům.



Obr. 3.3 Modifikované zapojení se shodnými C (převzato z [2])

Následující vztahy jsou převzaty z [2]. Pro rezonanční kmitočty  $f_0$  těchto obvodů platí následující vztah (3.1)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (3.1)$$

Při počítání hodnoty činitele jakosti  $Q$  je vhodné si nejdříve vyjádřit poměry kondenzátorů a rezistorů pomocí vztahů (3.2), (3.3), (3.4)

$$\alpha = \frac{R_2}{R_1}, \quad (3.2)$$

$$\beta = \frac{C_2}{C_1}, \quad (3.3)$$

$$\gamma = \frac{R_4}{R_3}. \quad (3.4)$$

Potom pro zapojení se shodnými rezistory platí vztah (3.5)

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\alpha(1-\beta\gamma)+1} \quad (3.5)$$

a pro zapojení se shodnými kondenzátory vztah (3.6)

$$Q = \frac{\sqrt{\alpha\beta}}{\beta(1-\alpha\gamma)+1}. \quad (3.6)$$

$Q$  je bezrozměrné číslo.

V případě tohoto návrhu, kdy v zapojení nebudou použity rezistory  $R_3$  a  $R_4$ , se uvažuje  $\gamma = 0$  a pro volbu shodných rezistorů  $R_1$ ,  $R_2$  ( $\alpha = 1$ ) resp. shodných kondenzátorů  $C_1$ ,  $C_2$  ( $\beta = 1$ ) je možné vztahy (3.5) a (3.6) zredukovat na tvary (3.7) a (3.8).

$$Q = \frac{\sqrt{\beta}}{2}, \quad (3.7)$$

$$\text{resp. } Q = \frac{\sqrt{\alpha}}{2}. \quad (3.8)$$

### 3.1.3 Výpočty filtrů

V případě této práce se budou používat zapojení se shodnými kondenzátory. Jak již bylo uvedeno v kapitole 2.3, pro oktávový ekvalizér se volí hodnota  $Q=1,25$ . U návrhu filtrů ekvalizéru můžou být malé odchylky od této hodnoty, vždy je totiž snaha o návrh schématu, kde se nebudou muset paralelně či sériově spojovat rezistory nebo kondenzátory. Taktéž výsledné zvlnění by mělo být co nejmenší. V tomto případě je zvoleno  $Q=1,24$ .

Nyní následuje ukázkový výpočet filtru pro kmitočet  $f_0=125$  Hz. Kondenzátory jsou zvoleny shodné, a to z výrobních řad, v tomto případě  $C_1=C_2=5,6$  nF.

Po úpravě vztahu (3.1) vznikne vztah (3.9)

$$R_1 R_2 = \frac{1}{(2f_0\pi)^2 C^2} \quad (3.9)$$

a po dosazení vychází součin (3.10)

$$R_1 R_2 = 5,16945 \cdot 10^{10} \Omega, \quad (3.10)$$

z něhož se vyjádří  $R_1$  a vznikne vztah (3.11)

$$R_1 = \frac{5,16945 \cdot 10^{10}}{R_2}. \quad (3.11)$$

Dále při použití vztahů (3.2), (3.8) a jejich upravení vzniká vztah (3.12)

$$R_2 = 4Q^2 R_1 \quad (3.12)$$

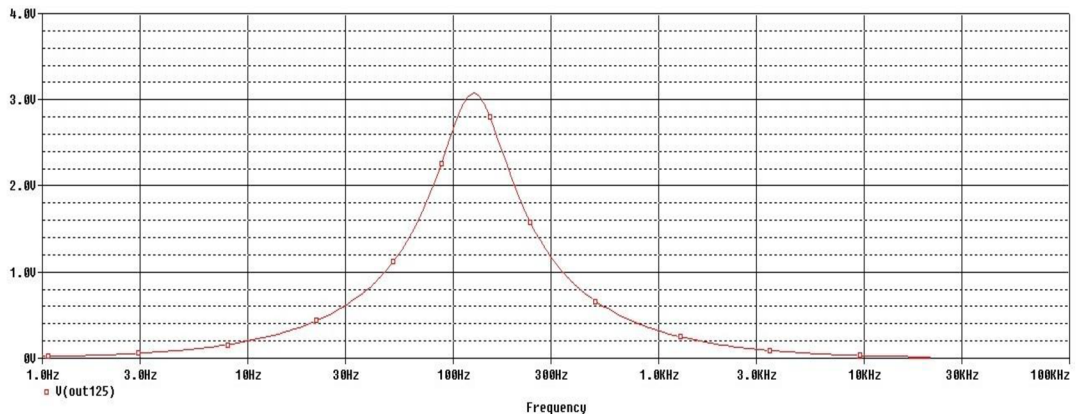
a při dosazení (3.11) a upravení vychází (3.13)

$$R_2 = 2Q \cdot \sqrt{5,16945 \cdot 10^{10}}, \quad (3.13)$$

z čehož se dá po dosazení  $Q$  vypočítat  $R_2 \Rightarrow R_2 \approx 564 \text{ k}\Omega$ .

Z výrobních řad je nejbližše  $560 \text{ k}\Omega$ , jenž se zvolí, a poté se dopočítá  $R_1 \Rightarrow R_1 \approx 91,7 \text{ k}\Omega$ . Volí se tedy rezistor s odporem  $91 \text{ k}\Omega$ .

Výstupní charakteristika tohoto filtru při vstupním napětí  $U_{in}=1 \text{ V}$  je zobrazena na obr. 3.4.



Obr. 3.4 Výstupní charakteristika filtru s  $f_0=125 \text{ Hz}$

Stejným postupem se dopočítají hodnoty odporů a kapacit zbylých filtrů. Jejich hodnoty jsou uvedeny v tabulce 3.1. V prvním sloupci tabulky 3.1 jsou uvedeny požadované frekvence filtrů a v pátém sloupci jsou výsledné frekvence, kterých se podařilo dosáhnout při použití součástek z výrobních řad. V posledním sloupci jsou uvedena  $Q$  výsledných filtrů.

Tab. 3.1 Tabulka zvolených hodnot rezistorů a kondenzátorů

Frekvence [Hz]	$C_1=C_2$ [F]	$R_1$ [k $\Omega$ ]	$R_2$ [k $\Omega$ ]	$f_0$ [Hz]	Q [-]
32	2,2E-08	91	560	32,05	1,240
64	1,0E-08	100	620	63,92	1,245
125	5,6E-09	91	560	125,90	1,240
250	2,7E-09	91	560	261,12	1,240
500	1,5E-09	82	510	518,84	1,247
1000	6,8E-10	91	560	1036,80	1,240
2000	3,3E-10	91	560	2136,44	1,240
4000	1,8E-10	91	560	3916,81	1,240
8000	8,2E-11	100	620	7794,90	1,245
16000	4,7E-11	82	510	16558,85	1,247

## 4 ZAPOJENÍ EKVALIZÉRU

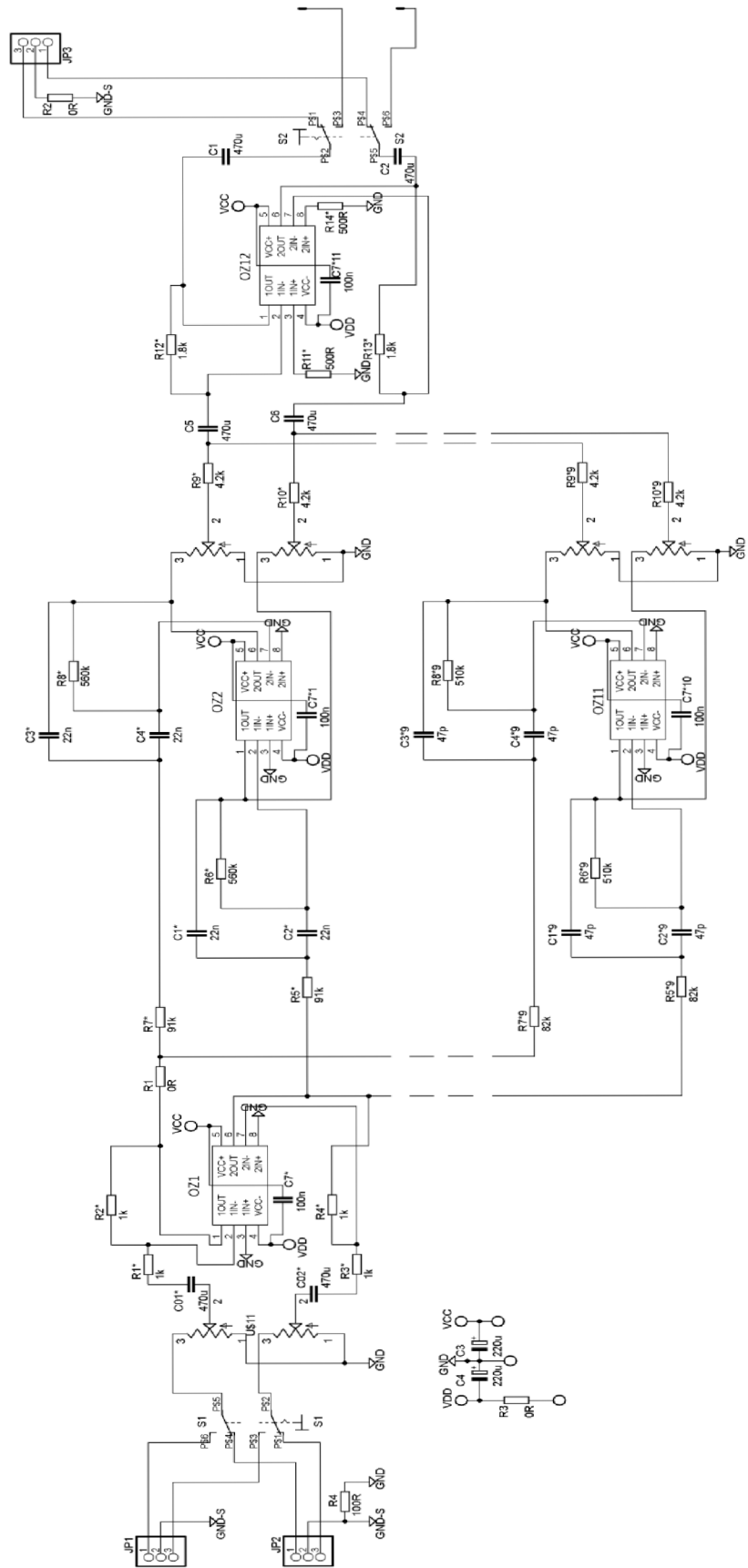
Tato kapitola řeší celkové zapojení ekvalizéru a ukazuje výstupní charakteristiky z programu PSpice.

### 4.1 Schéma zapojení ekvalizéru

Na obr. 4.1 je uvedena zjednodušená část zapojení ekvalizéru. Celé je uvedeno v příloze, zde je pro přehlednost uveden jen první a poslední z deseti filtrů. Celé zapojení je párové, tudíž všechno je zde dvakrát, kromě potenciometrů, které jsou tandemové, a tudíž se pomocí nich koriguje levý i pravý kanál zároveň, a operačních zesilovačů, které jsou dva v jednom pouzdře.

Vstupy ekvalizéru jsou 4, pro dvě různá zařízení zapojená koncovkami cinch (levý a pravý). Za těmito vstupy je dvojitý přepínač, kterým se vybírá, ze kterého zařízení bude signál odebírán. Dále následuje tandemový potenciometr, kterým se dá regulovat hlasitost (všech frekvenčních pásem najednou a zároveň oba kanály najednou – levý i pravý). Další částí ekvalizéru je oddělovací operační zesilovač OZ1 se zesílením  $K_u=1$ . Za tímto zesilovačem se signál dostává zároveň do všech propustí, z nichž každá propouští jen určité spektrum signálu. Za každou propustí je umístěn potenciometr, kterým se dá měnit amplituda výstupního signálu a tím se dají potlačovat nebo zvýrazňovat určité frekvenční složky signálu. Za potenciometry jsou umístěny rezistory, které slouží jako členy součtového zesilovače OZ12, který následuje hned za nimi. Tento zesilovač následně spojuje všechny procházející složky každého z filtrů a na jeho výstupu je zase signál kompletní. Kondenzátory C01\*, C02\*, C5 a C6 jsou zde jako ochrana pro odfiltrování stejnosměrné složky. Když je potenciometr v jedné krajní poloze, potlačuje procházející složky o 8 dB, a když je ve druhé krajní poloze, tak jsou procházející složky o 8 dB zvýrazněny (oproti vstupnímu signálu). Za součtovým zesilovačem následuje přepínač pro volbu výstupu, v jedné poloze pouští signál na dvě výstupní svorky cinch a ve druhé poloze přivádí signál na koncový zesilovač.

V zapojení jsou použity nízkošumové operační zesilovače NE5532 (v pouzdrech po dvou), které se běžně používají k audio účelům. Ty jsou doplněny kondenzátory 100 nF (C7\* - C7\*11) připojenými mezi piny VCC a VDD.



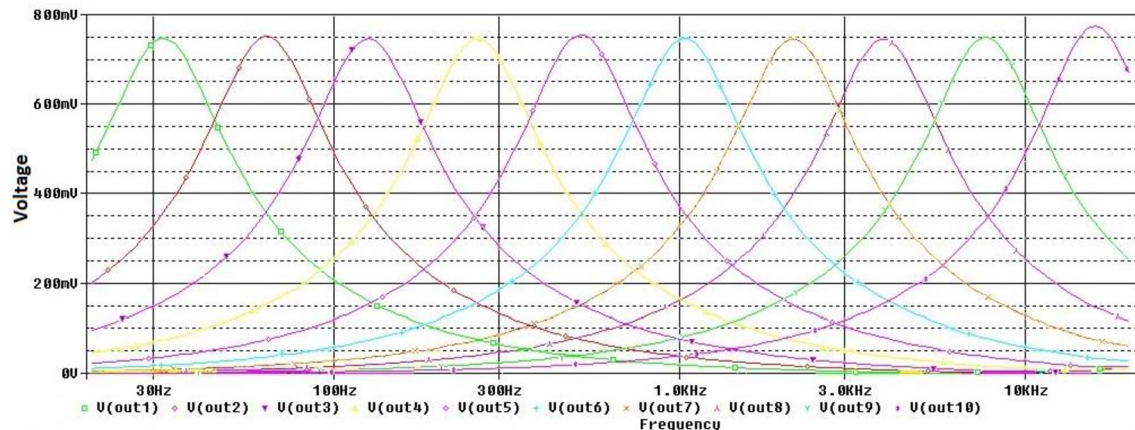
Obr. 4.1 Minimalizované schéma zapojení ekvalizéru



## 4.2 Výstupní charakteristiky z PSpice

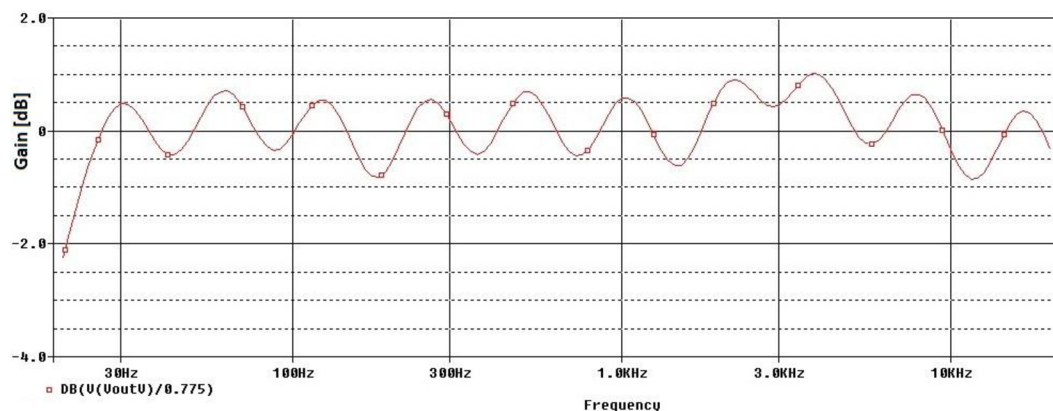
Následující charakteristiky byly simulovány v programu OrCad Capture (PSpice). Simulace probíhala od  $f_{min}=20$  Hz do  $f_{max}=20$  kHz. Kraje obrázků jsou kvůli čitelnosti ořezány, avšak pásmo důležitých kmitočtů (20 Hz – 20 kHz) je ponecháno.

Na obr. 4.2 jsou zobrazeny charakteristiky výstupů jednotlivých filtrů. Vstupní napětí bylo  $U_{in}=0,775$  V a tyto výstupy jsou měřeny za potenciometry. Každý z potenciometrů je nastaven na středu svého regulovatelného pásma, tudíž na  $5\text{ k}\Omega$ .



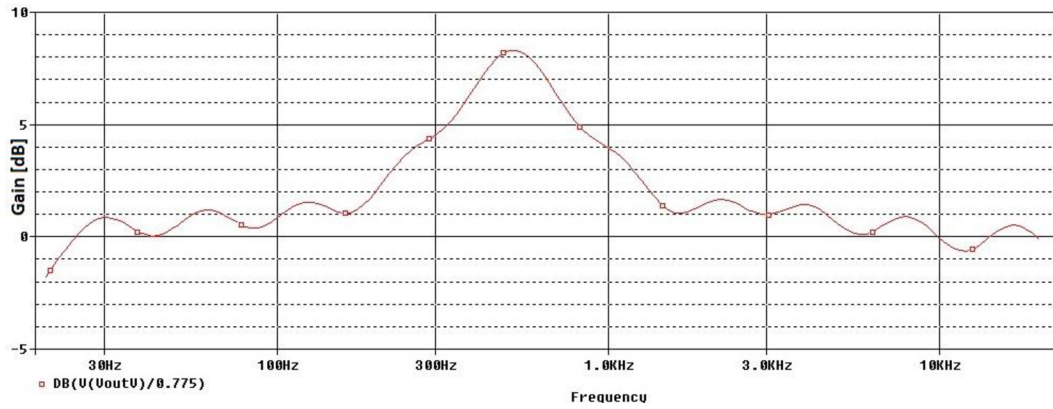
Obr. 4.2 Výstupní charakteristiky jednotlivých filtrů

Na obr. 4.3 je zobrazen celkový výstupní zisk v závislosti na kmitočtu. Zkreslení nikde není větší než  $\pm 1$  dB.

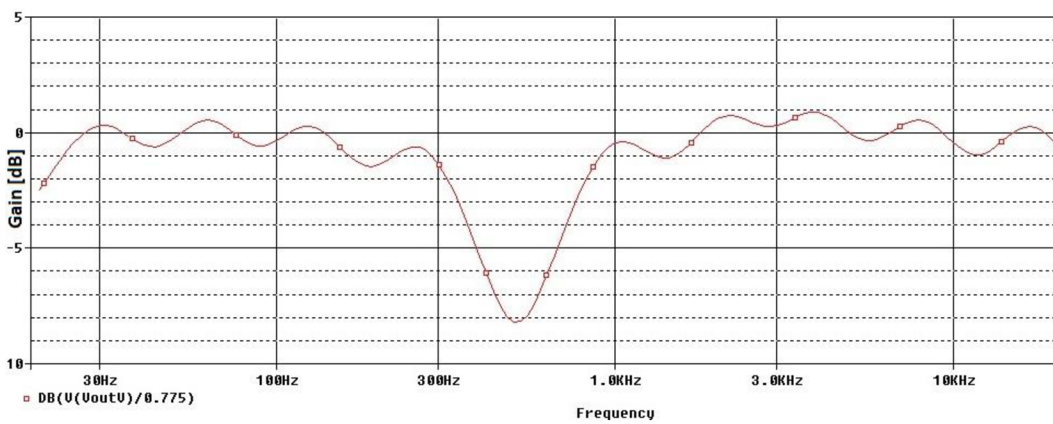


Obr. 4.3 Charakteristika výstupního zisku ekvalizéru

Obr. 4.4 ukazuje zesílení pásma 500 Hz (potenciometr je v krajní poloze, má nulový odpor) a obr. 4.5 jeho potlačení (nejvyšší odpor). Jak lze vidět, reguluje se docela široké pásmo kmitočtů kolem 500 Hz, ale to už je dáno neideálností filtrů. Z obrázku je patrné, že se toto pásmo dá regulovat od +8 dB do -8 dB.



Obr. 4.4 Nejvyšší zesílení pro pásmo 500 Hz



Obr. 4.5 Nejvyšší potlačení pro pásmo 500 Hz

## 5 REALIZACE EKVALIZÉRU

Tato kapitola pojednává o praktické realizaci ekvalizéru, návrhu desky, jejím osazení a oživení. Jsou zde znázorněny výstupní charakteristiky ekvalizéru společně s komentářem zhodnocujícím očekávané a získané průběhy.

### 5.1 DPS ekvalizéru

Deska plošného spoje zde není pro přehlednost vložena, je však uvedena v příloze, konkrétně jako příloha E. Deska je jednostranná, její rozměry jsou 253 x 105 mm a její návrh proběhl v programu EAGLE.

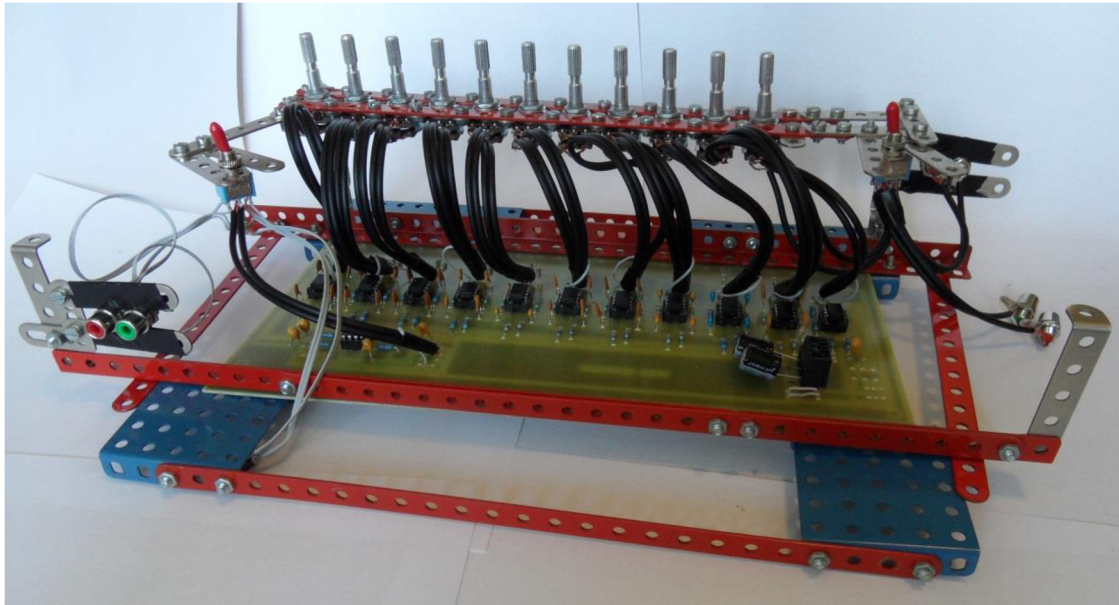
### 5.2 Osazení DPS

Deska byla osazena rezistory do 0,5 W a téměř výhradně keramickými kondenzátory. Pouze blokovací kondenzátory pro oddělení stejnosměrné složky signálu (tj. C01\*, C02\*, C1, C2, C5 a C6) byly použity tantalové. Na desce jsou pro propojení přepínače S1 se vstupními přívody JP1 a JP2 a s prvním potenciometrem (regulujícím hlasitost) navrhnuty cesty, avšak při praktické realizaci se zdá být použití kabelů pro propojení těchto součástek výhodnější. Připevnění přepínače i se vstupními konektory cinch k šasi je pak jednodušší. Totéž platí i pro přepínač S2 a výstupní konektory cinch.

K připojení potenciometrů k desce jsou použity stíněné kabely, které minimalizují přeslechy jednoho kanálu do druhého. Při použití nestíněného kabelu o čtyřech žílkách bylo pronikání jednoho kanálu do druhého velmi výrazné – pro audio účely značně nevyhovující.

Jako operační zesilovače byly zvoleny NE5532, které v pouzdře obsahují 2 bipolární zesilovače. Přes každý zesilovač NE5532 prochází signál z pravého i z levého kanálu (viz zapojení). Při realizaci bylo zjištěno, že kmitají na kmitočtu 30 MHz. Amplituda kmitání byla relativně vysoká, tudíž se musel každý operační zesilovač doplnit kondenzátorem 100 nF mezi napájecí piny VCC a VDD, čímž se kmitání odstranilo.

Na obr. 5.1 je fotografie osazeného prototypu ekvalizéru.

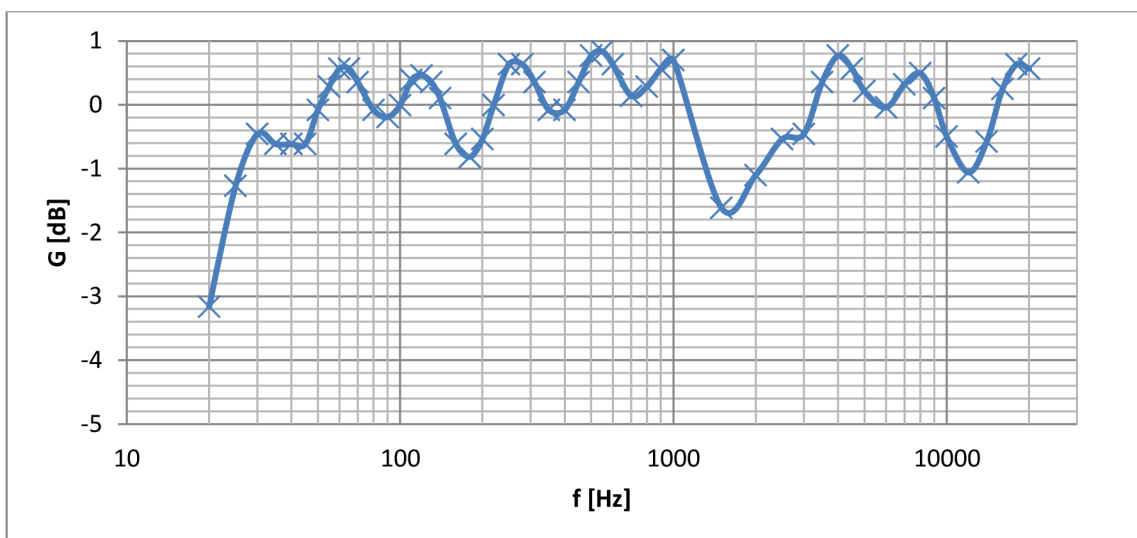


Obr. 5.1 Fotografie ekvalizéru

### 5.3 Výstupní charakteristiky ekvalizéru

Při měření výstupních charakteristik bylo použito symetrické napájení  $\pm 12\text{V}$  a vstupní signál měl amplitudu  $U_{in(P-P)}=400\text{ mV}$ . Měření je prováděno na pravém kanále. Charakteristiky jsou proměřeny v kmitočtovém rozmezí od  $f_{min}=20\text{ Hz}$  do  $f_{max}=20\text{ kHz}$ . Byla proměřena charakteristika při konstantním zesílení všech pásem (zisk  $G$  kolem  $0\text{ dB}$ ), při maximálním zesílení všech pásem a pro příklad zesílení a zeslabení jednoho pásma bylo použito pásmo  $500\text{ Hz}$ .

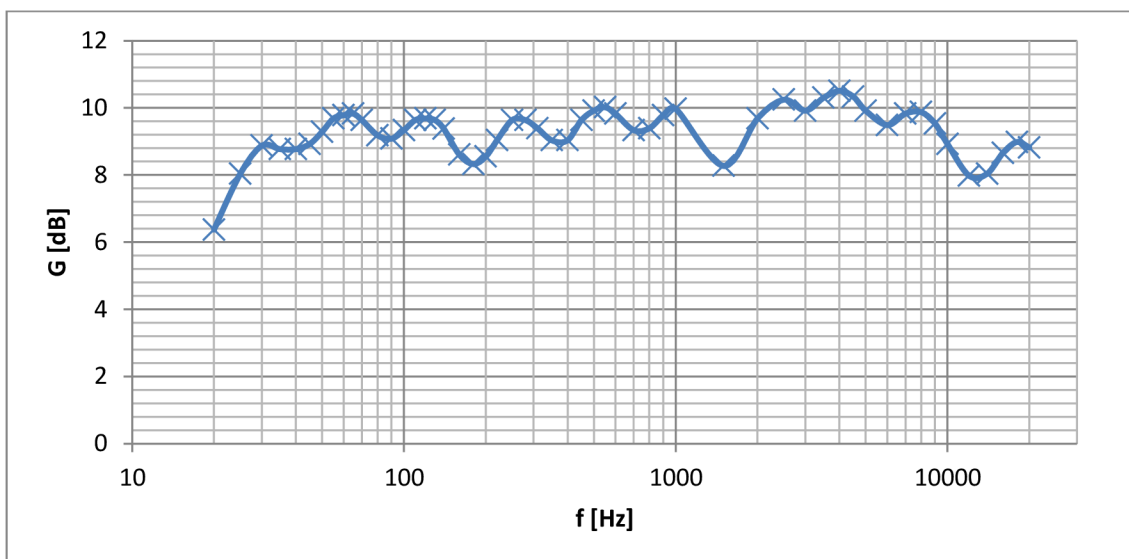
Závislost zisku  $G$  [dB] na kmitočtu  $f$  [Hz] při konstantním zesílení pásem



Obr. 5.2 Výstupní charakteristika při konstantním zesílení

Na obr. 5.2 lze vidět určité zvlnění charakteristiky, které je dáno jednak překrýváním pásem a jednak nepřesností použitých součástek. Největší zvlnění bylo okolo kmitočtu 1,5 kHz. Pouze na tomto kmitočtu přesáhla nepřesnost zisku (zvlnění) hodnotu  $\pm 1$  dB oproti konstantnímu zisku.

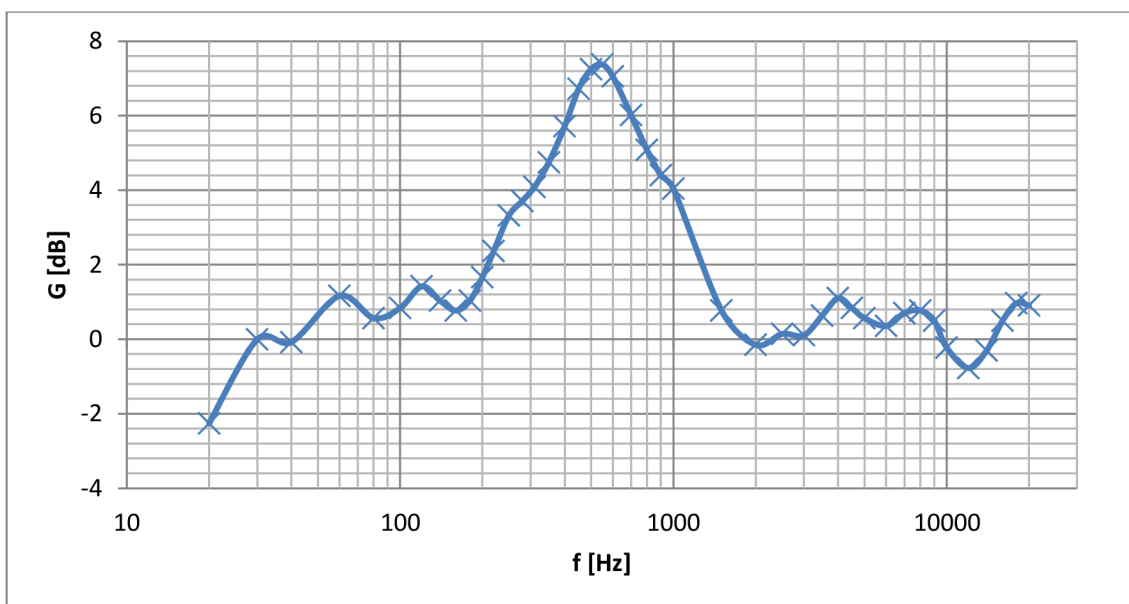
Závislost zisku G [dB] na kmitočtu f [Hz] při maximálním zesílení pásem



Obr. 5.3 Výstupní charakteristika při maximálním zesílení

Obr. 5.3 ukazuje výstupní charakteristiku při maximálním zesílení všech pásem ekvalizéru. Zisk se zde pohybuje okolo hodnoty 9 dB a opět má určité zvlnění, nejmenší zisk byl tentokrát v okolí kmitočtu 12 kHz.

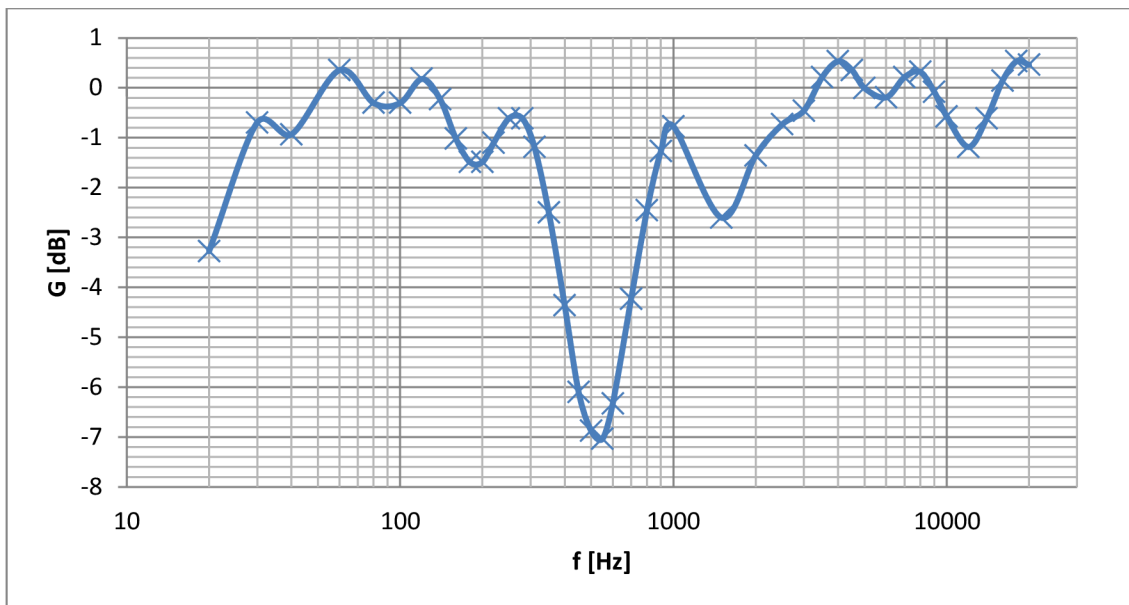
Závislost zisku G [dB] na kmitočtu f [Hz] při maximálním zesílení pásma 500 Hz



Obr. 5.4 Výstupní charakteristika při maximálním zesílení pásma 500 Hz

Na obr. 5.4 je zobrazena výstupní charakteristika ekvalizéru při maximálním zesílení pásma 500 Hz. Pásmo je zesíleno o cca 7,3 dB a celkově je zesíleno pásmo od 200 do 1500 Hz.

Závislost zisku  $G$  [dB] na kmitočtu  $f$  [Hz] při maximálním potlačení pásma 500 Hz



Obr. 5.5 Výstupní charakteristika při maximálním potlačení pásma 500 Hz

Obr. 5.5 zobrazuje výstupní charakteristiku při maximálním potlačení pásma 500 Hz. Signál je na tomto kmitočtu zeslaben o 7,1 dB.

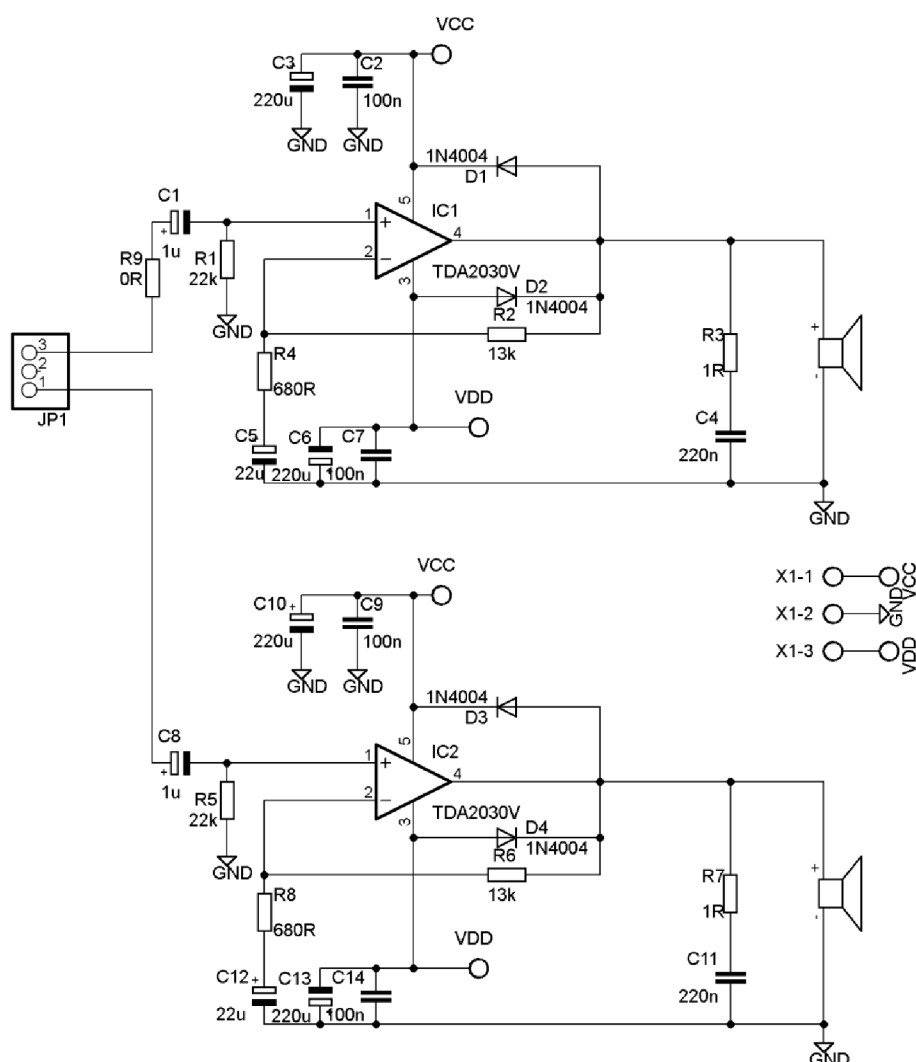
Výstupní charakteristika při všech pásmech maximálně zeslabených zde není uvedena, neboť výstupní signál byl velmi malý, téměř neměřitelný.

## 6 KONCOVÝ ZESILOVAČ

Výstup ekvalizéru je možné přivádět na výstup cinch (jak už bylo uvedeno dříve), ale je zde také možnost jej přivádět na koncový zesilovač a z něj přímo do reproduktorů.

### 6.1 Zapojení koncového zesilovače

V tomto případě je použit integrovaný koncový zesilovač TDA2030A, který pracuje ve třídě AB. Je napájen symetrickými  $\pm 12$  V. Schéma zapojení vychází z typického zapojení uvedeného v katalogovém listu. Obr. 6.1 ukazuje celkové schéma jeho zapojení pro oba kanály. Změnou odporu R2 (R6) se dá regulovat zisk zesilovače – zvětšením odporu zisk roste.

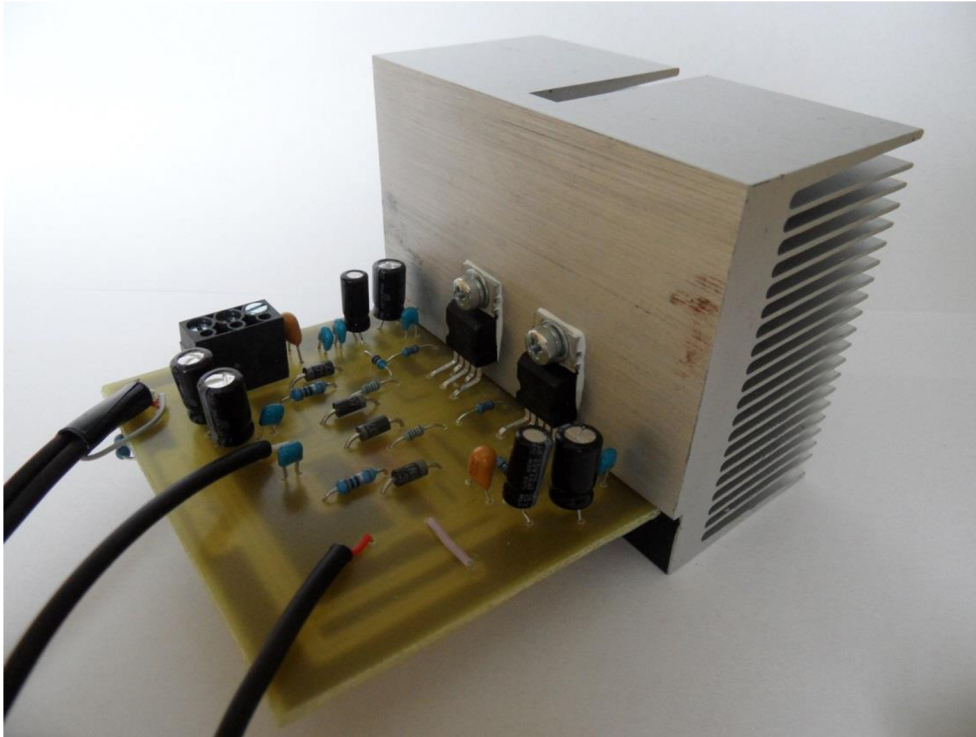


Obr. 6.1 Zapojení koncového zesilovače



## 6.2 DPS koncového zesilovače

Dva integrované zesilovače TDA2030A jsou umístěny u horního kraje desky, vedle sebe, tak, aby na ně bylo možno pohodlně připevnit chladič. Deska plošného spoje je přiložena jako příloha E. Rozměry desky jsou 65,5 x 75 mm. Na obr. 6.2 je vidět již osazená deska i s připevněným chladičem.



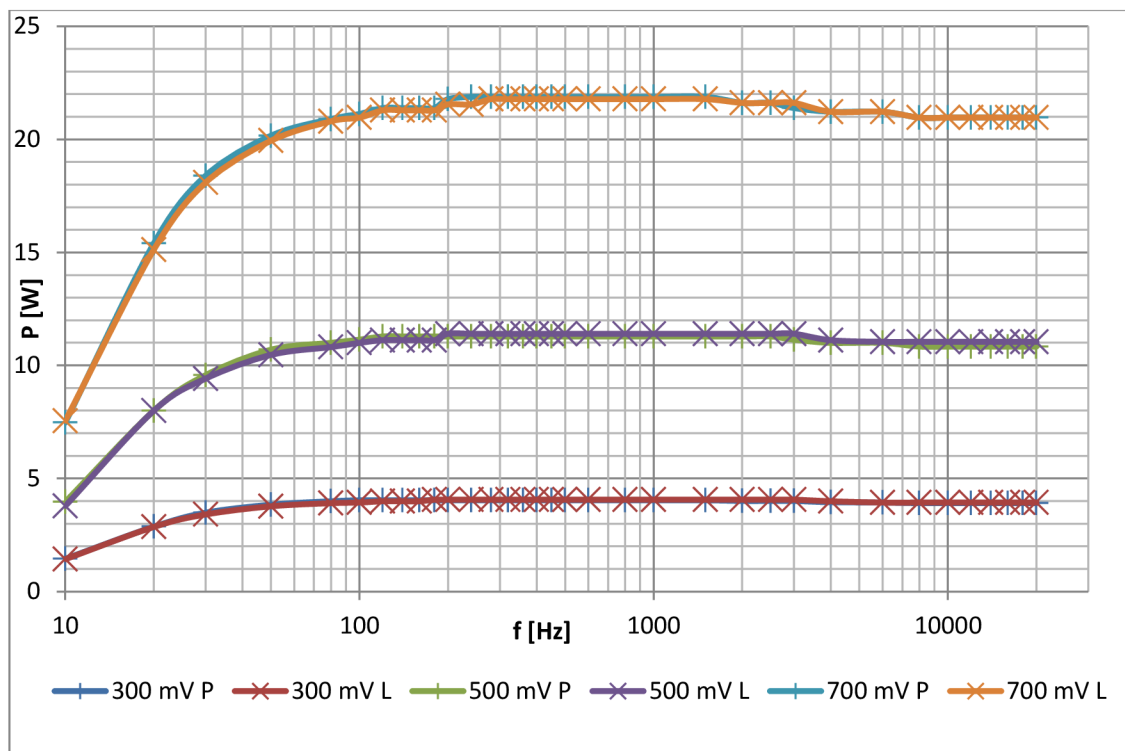
Obr. 6.2 Fotografie koncového zesilovače

## 6.3 Výstupní charakteristiky koncového zesilovače

Pro měření výstupního výkonu byly použity drátové odpory 4  $\Omega$  a 8  $\Omega$ . Výstupní charakteristiky byly proměřeny zvlášť pro pravý i levý kanál. Pro zátěž 8  $\Omega$  byl použit vstupní signál  $U_{in}$  o vrcholovém (Peak-Peak) napětí 300 mV, 500 mV a 700 mV, pro zátěž 4  $\Omega$  to bylo napětí 300 mV a 500 mV. Měřením bylo dále zjištěno, že největší možná amplituda vstupního signálu je  $U_{in-max}=840$  mV, při větších napětích už zesilovač začíná signál ořezávat. Napájecí napětí bylo symetrických  $\pm 12$  V.



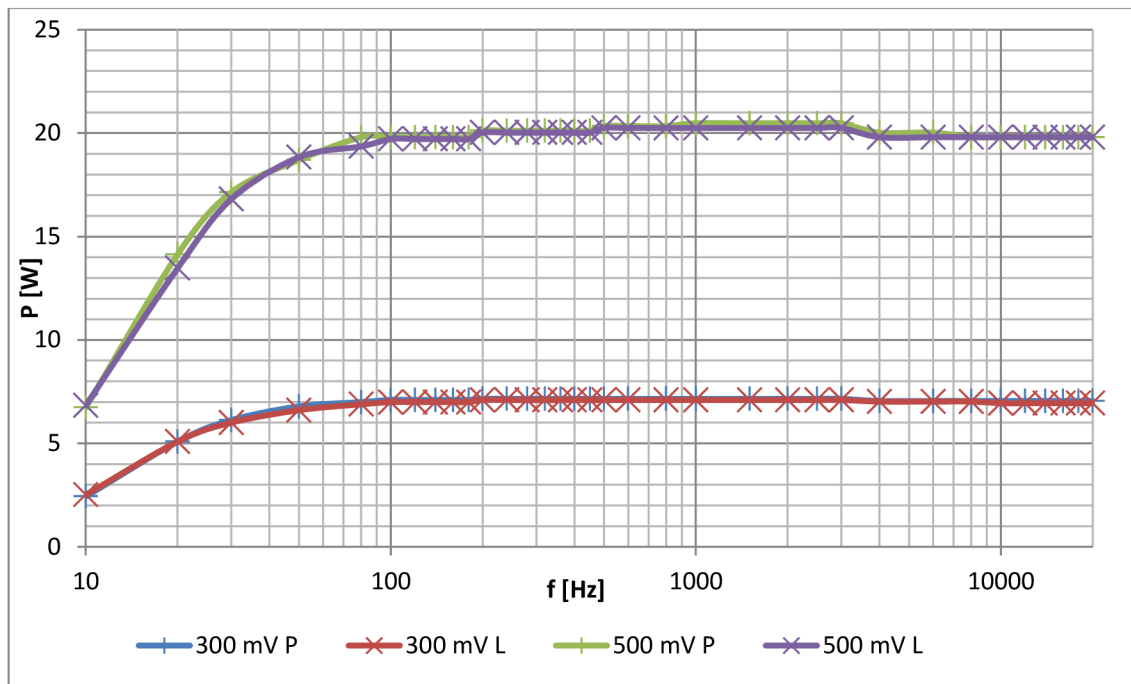
Závislost výstupního výkonu  $P_{\text{výst}}$  [W] na frekvenci  $f$  [Hz] pro zátěž  $8 \Omega$



Obr. 6.3 Výstupní charakteristiky koncového zesilovače pro zátěž  $8 \Omega$

Z charakteristiky na obr. 6.3 je patrné, že výstupní výkon je od frekvence  $f=80$  Hz téměř lineární. Oba kanály mají téměř shodné průběhy závislosti výkonu na frekvenci. Pro vstupní signál  $U_{in}=300$  mV je výstupní výkon  $P_{\text{výst}}=4$  W, pro  $U_{in}=500$  mV je to výkon  $P_{\text{výst}}=11$  W a pro  $U_{in}=700$  mV výkon  $P_{\text{výst}}=22$  W. Taktéž platí, že čím větší je vstupní napětí, tím větší je výstupní výkon.

Závislost výstupního výkonu  $P_{\text{výst}}$  [W] na frekvenci  $f$  [Hz] pro zátěž  $4 \Omega$



Obr. 6.4 Výstupní charakteristiky koncového zesilovače pro zátěž  $4 \Omega$

Pro zátěž  $4 \Omega$  a velikost vstupního signálu  $U_{in}=300 \text{ mV}$  byl naměřen výstupní výkon  $P_{\text{výst}}=7 \text{ W}$  a pro vstupní signál o velikosti  $U_{in}=500 \text{ mV}$  to pak bylo  $P_{\text{výst}}=20 \text{ W}$ .

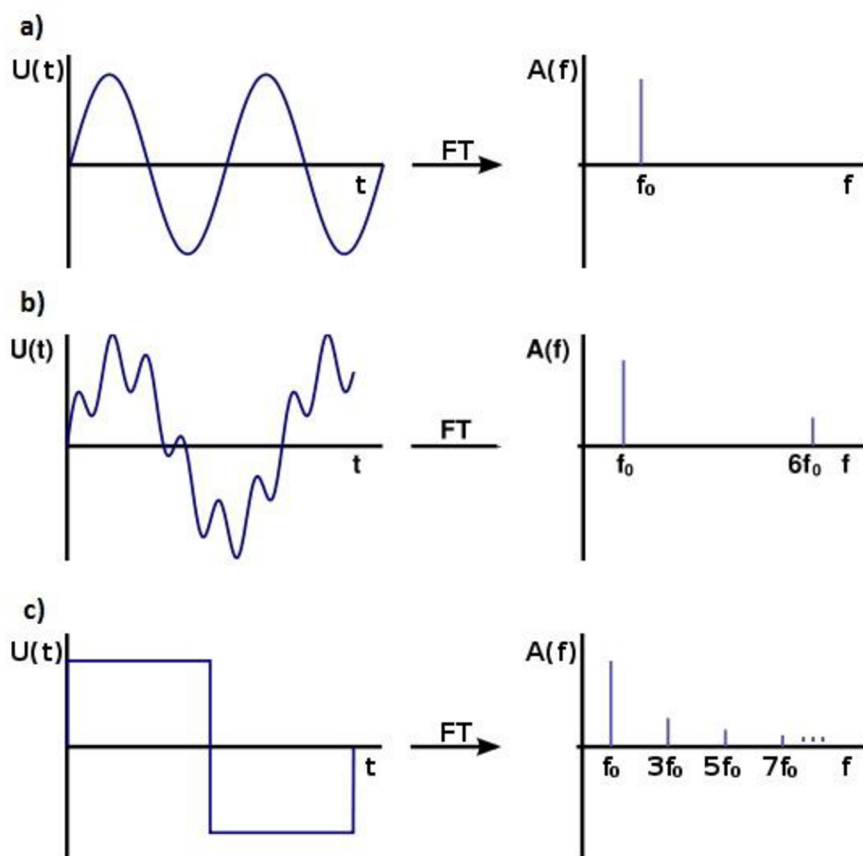
Vzhledem k velikosti použitého chladiče by se dal doporučit výstupní výkon cca  $10 - 15 \text{ W}$  pro každý kanál, při vyšších výkonech by již bylo nutno chladič doplnit ventilátorem nebo chladič vyměnit za větší. Výhodou integrovaných zesilovačů TDA2030A je jejich vnitřní ochrana proti přehřátí.

## 7 SPEKTRÁLNÍ ANALYZÁTOR

V této kapitole bude seznámení s činností spektrálního analyzátoru, jeho použitím v audio technice, blokovým schématem a rychlou Fourierovou transformací (FFT), pomocí níž počítá spektrální složky.

### 7.1 Spektrum signálu

Každý audio signál se skládá z jednoho či více harmonických signálů. Spektrem signálu se rozumí zobrazení amplitud vyskytujících se harmonických složek signálu na frekvenční ose. Signál o jedné harmonické složce se na frekvenční ose zobrazí jako jedna spektrální čára (viz obr. 7.1a), signál o dvou složených harmonických složkách bude mít na frekvenční ose čáry dvě (viz obr. 7.1b) atd. Speciálním případem může být například ideální obdélníkový signál, který se skládá z nekonečně mnoha spektrálních složek (viz obr. 7.1c).

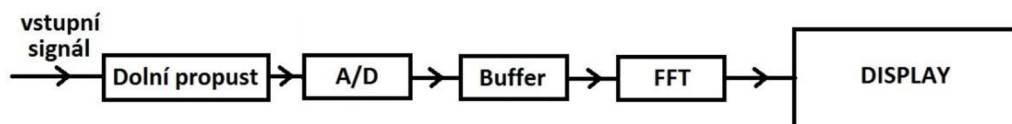


Obr. 7.1 Spektra signálů (převzato a upraveno z [4])

## 7.2 Princip činnosti spektrálního analyzátoru

Úkolem této práce je navrhnout zařízení, které dokáže určit, které harmonické složky se v signálu objevují. Takovým zařízením je spektrální analyzátor. V dnešní době se používají digitální spektrální analyzátoři, které pomocí navzorkování signálu pomocí A/D převodníků a jeho následným vhodným výpočtem v procesoru dokáží určit spektrum signálu. To poté zobrazují na displeji. Nejvýkonnější (a tudíž i nejdražší) přístroje dokáží určovat spektrum až do několika GHz. V tomto případě bude stačit zařízení počítající spektrum do 20 kHz, což je audio pásmo. Vzhledem k tomu, že se bude určovat spektrum hudebního (a tudíž neustále se měnícího) signálu, musí se navrhnout zařízení, které bude dostatečně rychlé na to, aby spektrum zobrazovalo v téměř reálném čase.

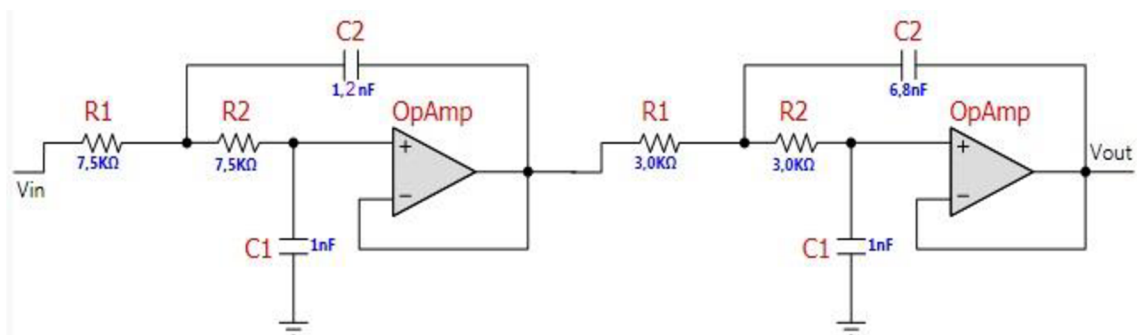
Na obr. 7.2 je uvedeno blokové schéma činnosti analyzátoru. Vstupní signál nejdříve prochází filtrem dolní propusti. Pak se přivádí na A/D převodník, kde se vhodným způsobem navzorkuje. Vzorky se ukládají do paměti (bufferu), která, až v ní bude dostatečný počet vzorků, poskytne tyto vzorky procesoru k vypočítání spektra pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT). Výsledné spektrum se poté zobrazí na displeji.



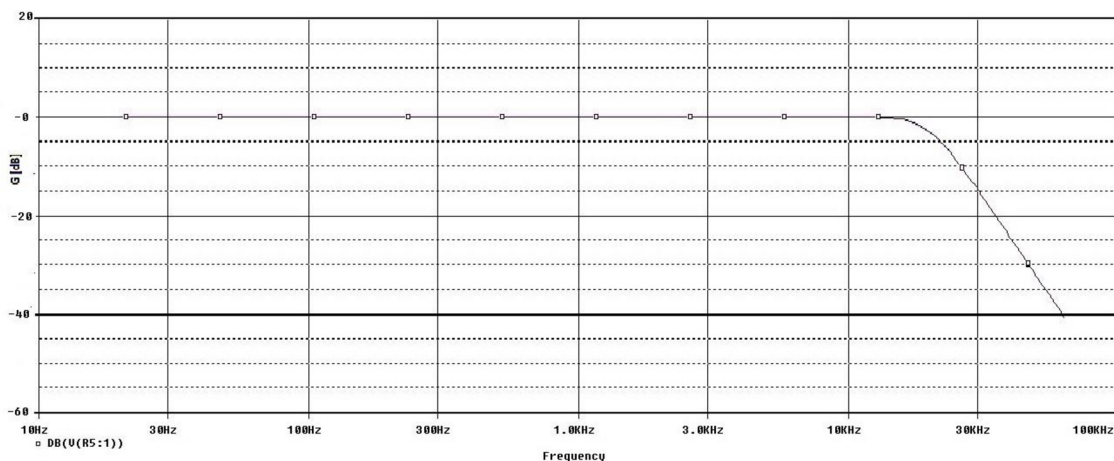
Obr. 7.2 Blokové schéma činnosti analyzátoru

## 7.3 Filtr dolní propusti

Zvukový signál před přivedením na A/D převodník musí projít filtrem dolní propusti. Zapojení filtru jsme získali výpočtem z programu FilterPro Desktop od společnosti Texas Instruments. Výsledný filtr je 4. řádu, aproximace je použita Butterwortova. Hodnoty součástek jsme si upravili podle výrobních řad. Na Obr. 7.3 je zapojení filtru, na Obr. 7.4 je jeho frekvenční charakteristika.



Obr. 7.3 Zapojení filtru dolní propusti spektrálního analyzátoru



Obr. 7.4 Frekvenční charakteristika filtru dolní propusti

## 7.4 A/D převod

A/D převod bude probíhat v integrovaném převodníku procesoru ATmega32 firmy Atmel. V této podkapitole bude seznámení s podmínkami, které se musí dodržet, aby byl převod dostatečně kvalitní, rychlý, a aby u něj nevznikal aliasing.

### 7.4.1 Vzorkovací teorém

Aby bylo vzorkování přesné a aby u něj nedocházelo k aliasingu, musí se pomocí vzorkovacího teorému (=sampling theorem) určit minimální vzorkovací frekvence A/D převodníku. Vzorkovací teorém říká, že vzorkovací frekvence  $f_{vz}$  musí být nejméně dvakrát větší než frekvence vzorkovaného signálu  $f_{max}$ , tudíž jej popisuje vztah (7.1)

$$f_{vz} > 2f_{max} . \quad (7.1)$$

Vzhledem k tomu, že se bude vzorkovat audio pásmo, které končí na zhruba 20 kHz, bude potřeba vzorkovací frekvence alespoň  $f_{vz}=40$  kHz (lépe více).

Jako procesor pro zpracování signálu je zvolen procesor ATmega32. Velkou výhodou tohoto procesoru pro zpracování audio signálu je vnitřní 10-ti bitový A/D převodník založený na postupné aproximaci. Pro maximální rozlišení (10 bitů) převodníku může podle katalogového listu vzorkovat hodinovou frekvencí  $f_{clk}$  nejvýše mezi 50 kHz – 200 kHz. Pro každou hodnotu při single převodu je potřeba 25 hodinových cyklů, tudíž se hodnota vzorkovací frekvence dostává na hodnotu podle vztahu (7.2)

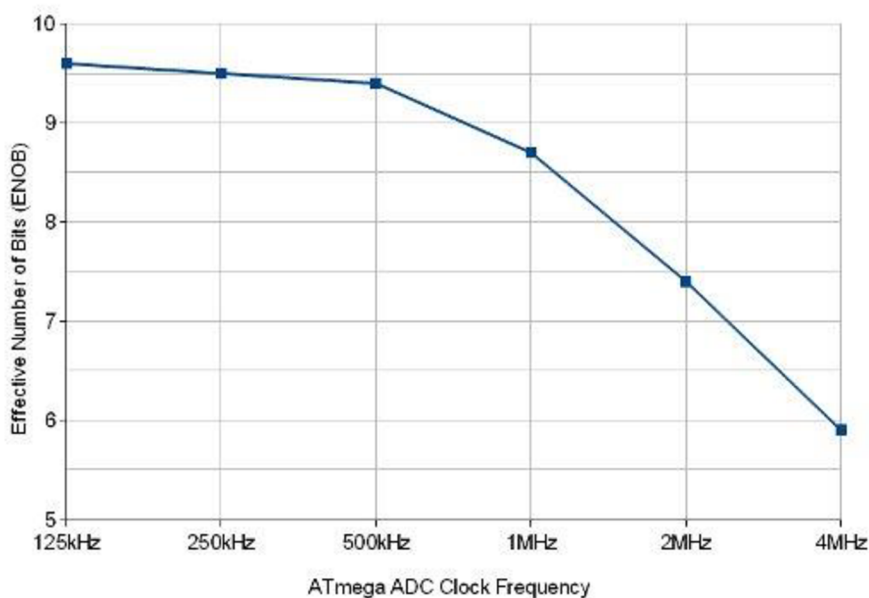
$$f_{vz} = \frac{f_{clk}}{25}, \quad (7.2)$$

což je při použití nejvyššího dovoleného hodinového signálu ( $f_{clk} = 200$  kHz) =>  $f_{vz}=8,0$  kHz, pro vzorkování audio signálu je to tudíž málo.

Uváží-li se však, že 10-ti bitové číslo už je velmi přesné a může nabývat 1024

různých hodnot, dojde se k závěru, že by pro vzorkování audio signálu stačilo hodnot méně. Hodinový signál převodníku se dá nastavit na vyšší frekvenci, než je zmíněných 200 kHz, pomocí vhodného nastavení. Poté se však již nedá dosáhnout přesnosti 10 bitů, ale méně. V případě, že by se počítalo s přesností 8 bitů, což je 256 různých hodnot, bylo by bitové rozlišení pro výpočet a zobrazení na displeji stále dostatečné.

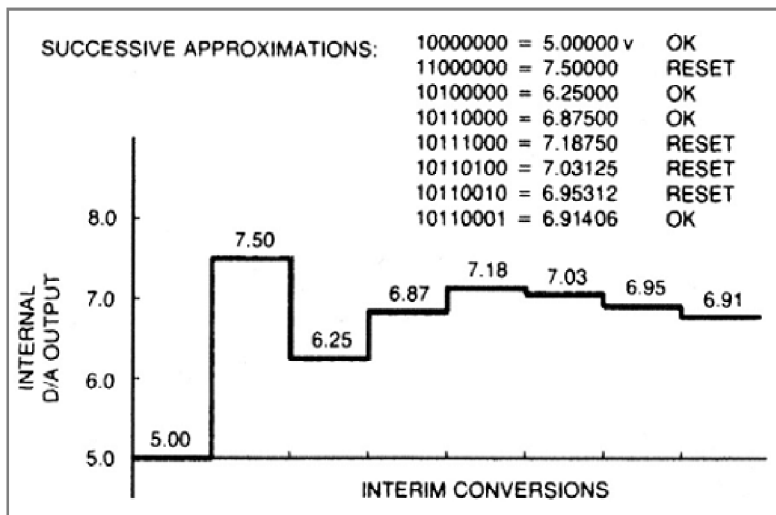
Výrobce bohužel neudává, kolik bitů se dá na jaké frekvenci použít, aby byl převedený signál přesný. Tato informace se však dá dohledat, např. na odkazu [4]. Zde je uveden graf závislosti efektivního počtu bitů na hodinovém signálu přiváděném na A/D převodník (obr. 7.5). Jak lze vidět, bude vhodné použít například frekvenci hodinového signálu  $f_{clk}=1$  MHz, kde je splněna podmínka vzorkovacího teorému a výsledná vzorkovací frekvence bude  $f_{vz}=40$  kHz při efektivním 8-bitovém rozlišení.



Obr. 7.5 Závislost efektivního rozlišení A/D převodníku na frekvenci hodinového signálu (převzato z [4])

## 7.4.2 Postupná aproximace

Nyní bude vysvětlen princip postupné aproximace. Převodník obsahuje pouze jeden komparátor, který srovnává výstupní signál z interního DAC se vstupním napětím. Vstup do DAC se zpětnou vazbou nastavuje tak, aby na výstupu komparátoru byla 0. Výstup z ADC se tedy stává vstupem do interního DAC. Nastavení zpětné vazby prochází  $N$  iteracemi, než se nastaví výstupní napětí odpovídající každému vzorku [5]. Srovnávání s interním DAC převodníkem a určování výstupních bitů je zobrazeno na obr. 7.6.



Obr. 7.6 Vzorkování pomocí postupné aproximace (převzato z [5])

Posledním faktorem pro co nejpřesnější A/D převod je rozmezí vstupních napětí přiváděných na A/D převodník. Pro ATmega32A je to rozmezí 0 V až 5 V, tudíž bude nejlepší signál před přivedením na převodník zesílit na rozkmit  $V_{pp}$  necelých 2,5 V a současně jej posunout pomocí offsetu na hladinu 2,5 V. V případě této práce jsme však použili vnitřní referenční napětí převodníku 2,56 V, vstupní signál jsme zesílili a přidali offset 1,2 V.

## 7.5 Fourierova transformace

Dalším krokem k nalezení spektra audio signálu je transformace získaných vzorků z časové oblasti do oblasti frekvenční. Toto se dá provést diskretní Fourierovou transformací (DFT), nebo lépe rychlou Fourierovou transformací (FFT), která je rychlejší.

### 7.5.1 Diskretní Fourierova transformace

Jak už z názvu vyplývá, jde o transformaci diskretních hodnot (navzorkovaných) z časové oblasti do oblasti frekvenční. Vstup i výstup (obraz) transformace jsou v komplexním tvaru. Matematicky je DFT definována vztahem (7.3) [10]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * e^{-i\frac{2\pi nk}{N}} =$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - i * \sum_{n=0}^{N-1} x(n) * \sin\left(\frac{2\pi nk}{N}\right), \quad (7.3)$$

kde  $N$  je velikost transformace. Celkově je potřeba provést  $N^2$  komplexních součinů, což je mnoho. Naštěstí má ale DFT jednu zajímavou vlastnost – pro reálný vstupní signál o sudém počtu prvků je spektrum symetrické a komplexně sdružené kolem svého středu, takže reálná složka je kolem středu sudá a imaginární složka lichá. Stačí tak vypočítat první polovinu spektra a druhá bude identická s opačným znaménkem u imaginární složky [10]. Vše vidíme ve vztazích (7.4) a (7.5) [10].

$$X(k) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n) \cdot e^{-i\frac{4\pi nk}{N}} + e^{-i\frac{2\pi k}{N}} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1) \cdot e^{-i\frac{4\pi nk}{N}}, \quad (7.4)$$

$$X\left(k + \frac{N}{2}\right) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n) \cdot e^{-i\frac{4\pi nk}{N}} - e^{-i\frac{2\pi k}{N}} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2n+1) \cdot e^{-i\frac{4\pi nk}{N}}. \quad (7.5)$$

Původní DFT o délce  $N$  se rozdělila na dvě DFT o polovičních délkách, kde jedna je počítána ze sudých a druhá z lichých členů vstupní posloupnosti. Tím se celkový počet komplexních součinů snížil na polovinu [10].

### 7.5.2 FFT Cooley-Tukey DIT radix 2

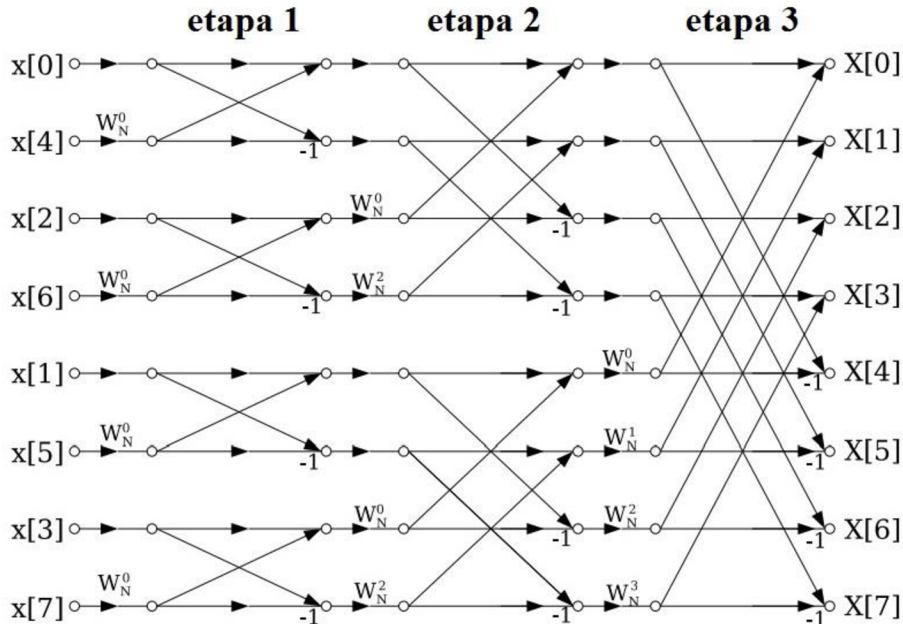
Toto je označení nejrozšířenějšího algoritmu pro počítání rychlé Fourierovy transformace. V tomto algoritmu nejdříve posloupnost prvků, které jsou v přirozeném pořadí (0,1,2,3...), projde bitovou reverzí, kdy se z LSB stane MSB a naopak. Příklad pro 3-bitovou reverzi pro  $N=8$  vidíme v tabulce 7.1.



Tab. 7.1 Bitová reverze

Původní pozice		Nová pozice	
dekadicky	binárně	binárně	dekadicky
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	100	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

Dále v algoritmu následuje sčítání a násobení pomocí tzv. motýlků. Algoritmus se dá použít pouze pro délku vstupní posloupnosti  $N=2^M$ . Celý algoritmus se dá dále rozdělit na jednotlivé etapy, kterých je  $M=\log_2(N)$  a v každé z nich je vypočteno  $N/2$  motýlků, tudíž  $M \cdot N/2$  motýlků celkem. Celkově se provede  $2 \cdot M \cdot N$  násobení a  $3 \cdot M \cdot N$  součtů. Průběh tohoto algoritmu s rozložením motýlků pro  $N=8$  je vidět na obr. 7.7.



Obr. 7.7 Průběh Cooley-Tukey algoritmu (převzato a upraveno z [14])

### 7.5.3 Použití oken

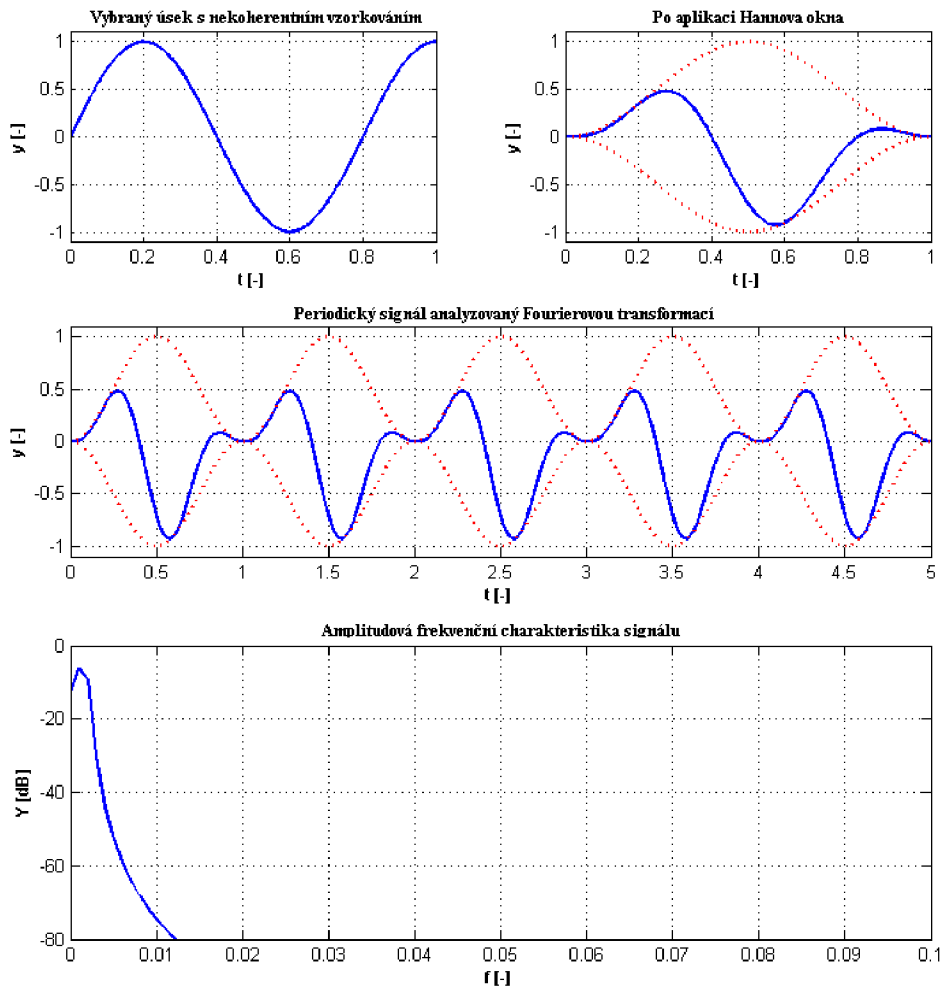
Vzhledem k tomu, že se bude analyzovat spojitý a obecně nekonečně dlouhý signál,

musí se zvolit časový úsek signálu, který bude analyzován. Nejjednodušším příkladem je použití tzv. obdélníkového okna, které pouze vybere určitý úsek zdrojové posloupnosti bez dalších úprav. V tomto případě však mohou nastat dvě situace – buď na sebe začátek a konec vybrané posloupnosti hladce navazují nebo ne. V prvním případě by byla FFT bezproblémová, protože signál neobsahuje žádné strmé přechody. Bohužel je častější druhý příklad, kdy v signálu nastane strmý přechod mezi začátkem a koncem vybraného signálu, což nepříznivě ovlivní výsledné spektrum. Zde přichází na řadu použití okna, které vybere určitý úsek signálu a následně ještě upraví jeho amplitudu v celém rozsahu tak, aby na sebe začátek a konec hladce navazovaly.

Jedním z těchto oken je Hannovo okno, jež je definováno vztahem (7.6) [10]

$$w(k) = 0,5 - 0,5 \cos(2\pi \frac{k}{N}). \quad (7.6)$$

Vybraný úsek signálu se jím vynásobí a tím se upraví jeho charakteristika. Příklad použití okna je zobrazen na obr. 7.8.



Obr. 7.8 Použití Hannova okna (převzato a upraveno z [10])

Nevýhodou používání oken měnících amplitudu je přičtení vlastního spektra těchto oken ke spektru analyzovaného signálu.

## 7.6 Shrnutí analýzy

Následuje shrnutí poznatků, které budou potřebné při návrhu a sestrojení analyzátoru a jeho analýzy.

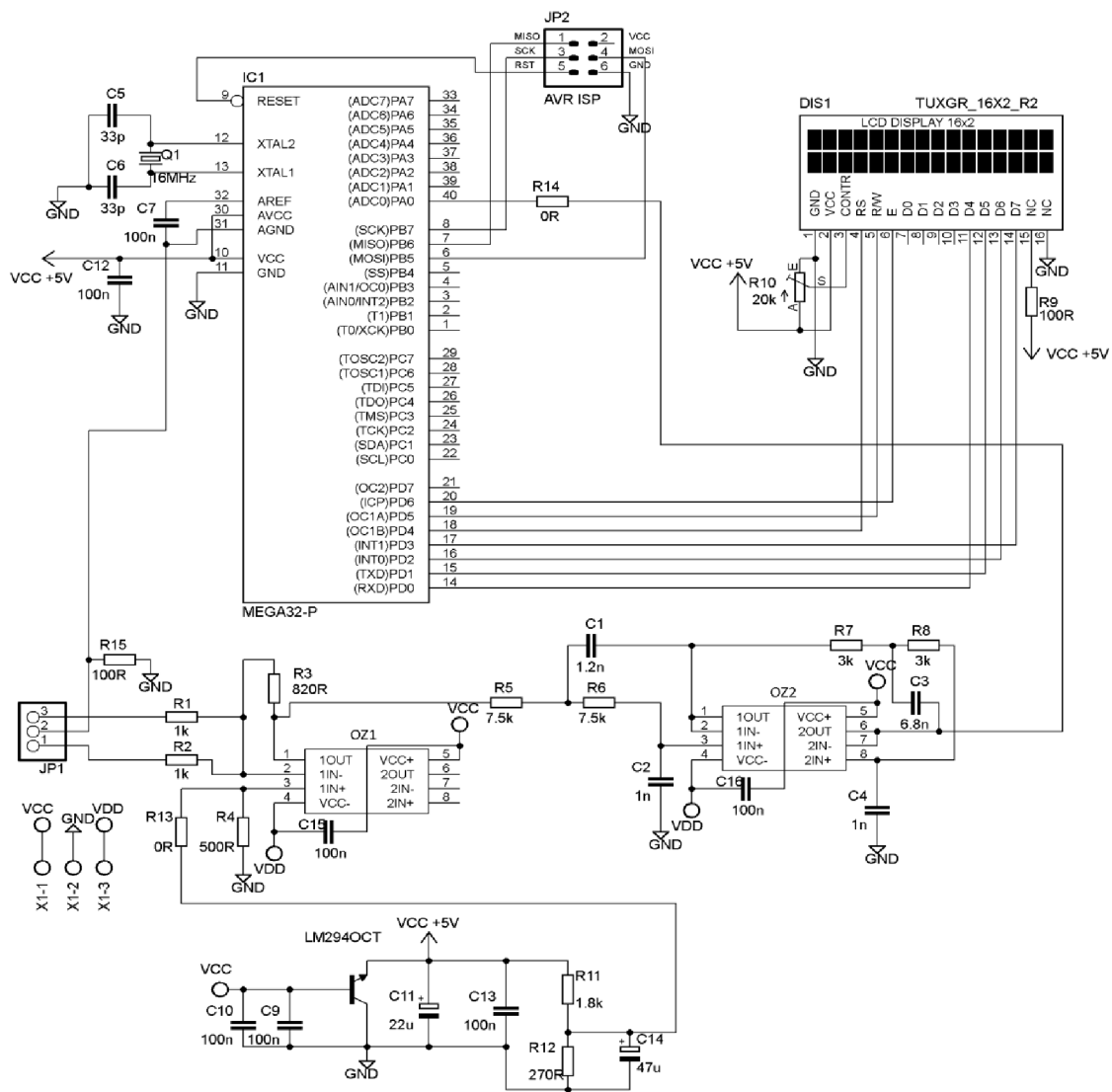
Signály obou kanálů se nejdříve přivádí na operační zesilovač NE5532, který je sčítá, zesiluje a posouvá offsetovou hladinu 1,2V. Dále signál prochází dolní propustí a přichází na integrovaný A/D převodník procesoru ATmega32, který jej vzorkuje pomocí hodinového signálu  $f_{clk}=1$  MHz, výsledná frekvence vzorkování je  $f_{vz}=40$  kHz. Vzorkované signály se ukládají do paměti, odkud se v okamžiku, kdy jich je  $N=64$ , přivedou na procesor, který je nejdříve vynásobí podle Hannova okna, pak je seřadí do bitově reverzního pořadí a poté je pomocí FFT (Cooley-Tukey algoritmu) přepočte na frekvenční složky. Ty poté zobrazí na LCD displeji. V Cooley-Tukey algoritmu proběhne 6 etap, což je 768 násobení a 1152 sčítání.

## 8 REALIZACE SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

Nyní již následuje realizace funkčního prototypu spektrálního analyzátoru. Hlavní součástí je již zmíněný mikroprocesor ATmega32. Spektrum je zobrazeno na alfanumerickém displeji o 20 sloupcích a 4 řádcích. Displej disponuje řadičem HD44780.

### 8.1 Schéma zapojení

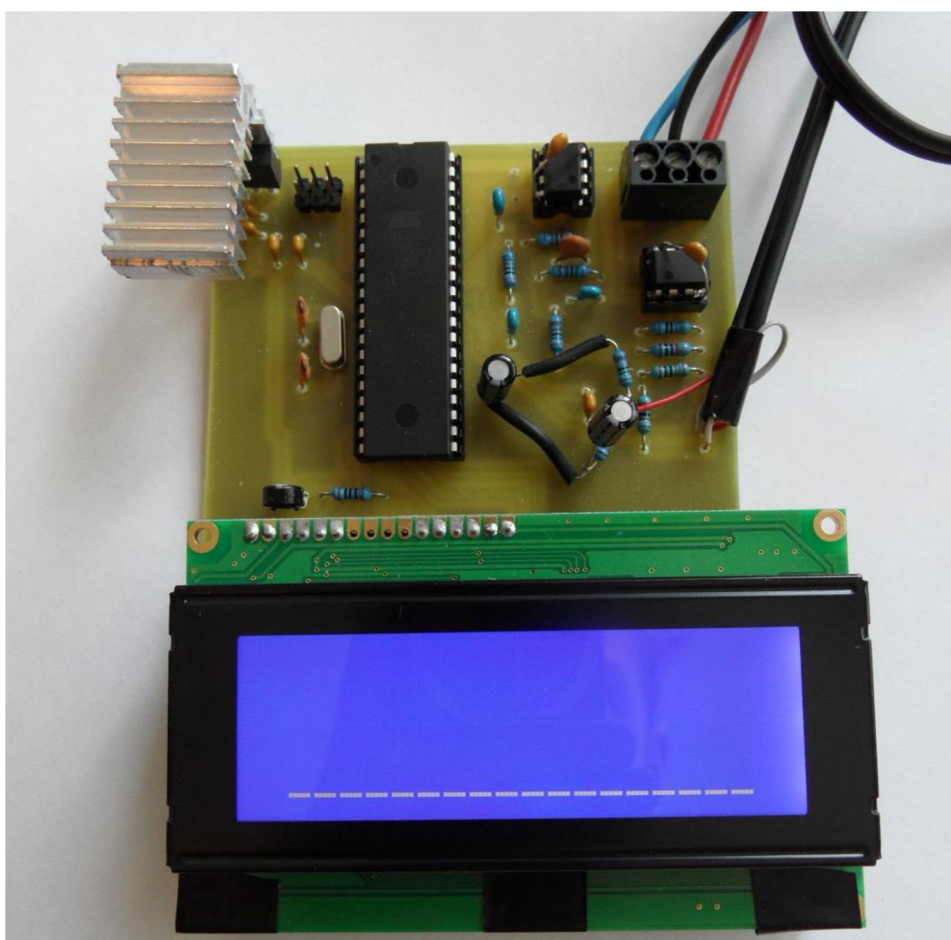
Schéma zapojení je uvedeno na obr. 8.1. Audio signály z pravého a levého kanálu jsou nejdříve přivedeny na součtový zesilovač NE5532, kde jsou sečteny. Na neinvertující vstup je přivedeno stejnosměrné napětí, které signálu dodá potřebný offset. Dále signál putuje přes další operační zesilovač NE5532, který je zde zapojen jako dolní propust 4. řádu. Poté je signál přiveden na integrovaný AD převodník procesoru ATmega32. Operační zesilovače jsou napájeny symetrickým napětím  $\pm 12$  V. Vzhledem k potřebě napájení procesoru napětím 5V je zde použit lineární regulátor napětí LM2940CT-5. Komunikace s displejem probíhá přes 4-bitovou sběrnici. Ve schématu je displej 16 sloupců x 2 řádky, v realizaci je použit displej 20 sloupců x 4 řádky.



Obr. 8.1 Schéma zapojení analyzátoru

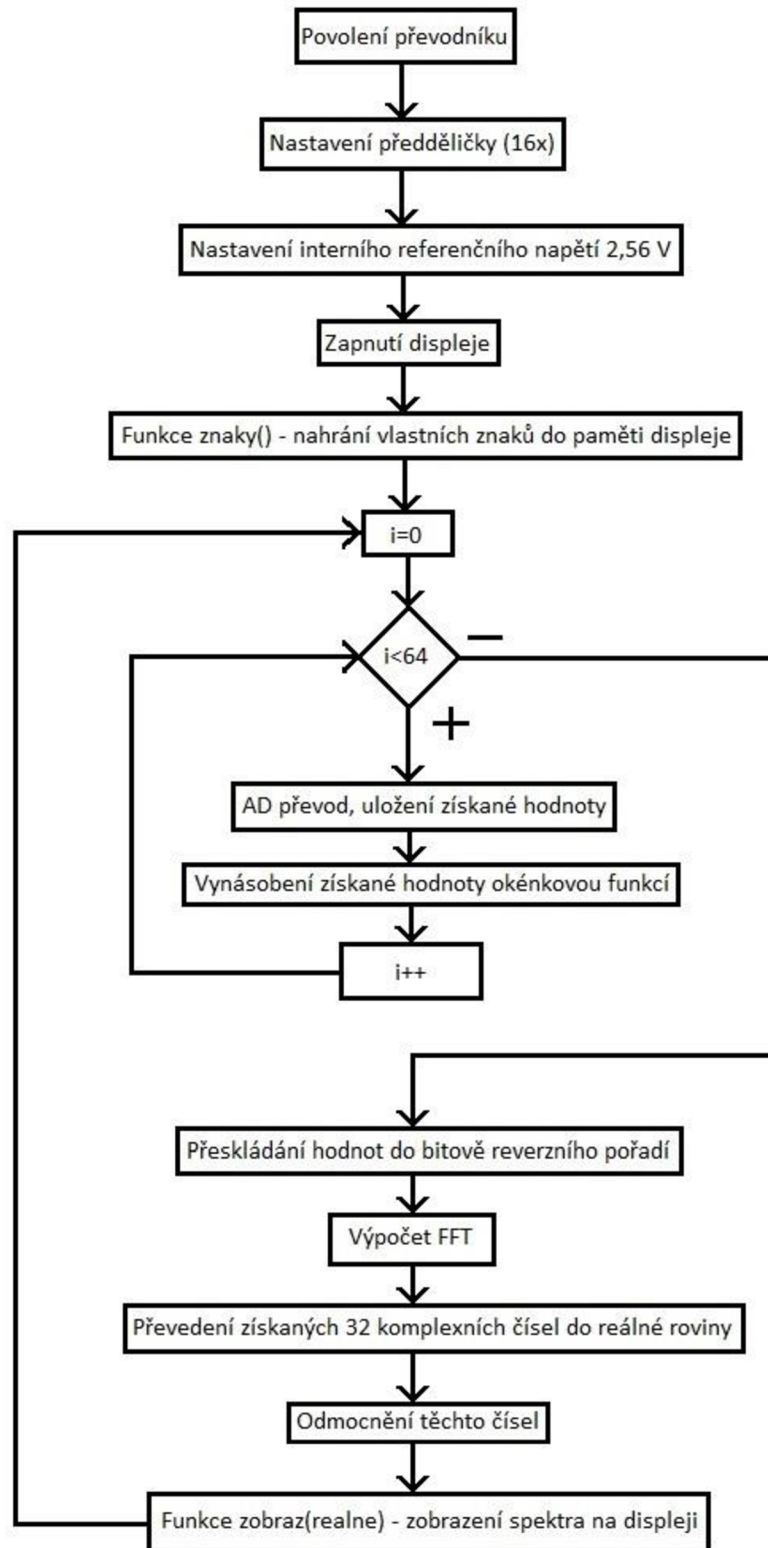
## 8.2 DPS spektrálního analyzátoru

Deska plošného spoje spektrálního analyzátoru je přiložena jako Příloha F. Na Obr. 8.2 je fotografie funkčního prototypu spektrálního analyzátoru v době, kdy do něj žádný audio signál nepřichází. Lineární regulátor napětí LM2940CT-5 je pro lepší odvod tepla doplněn chladičem, neboť se zahřívá.



Obr. 8.2 Fotografie spektrálního analyzátoru

### 8.3 Naprogramování procesoru



Obr. 8.3 Zjednodušený vývojový diagram programu

Vysvětlení funkcí použitých v programu:

`main(void)` – hlavní funkce programu, obsahuje všechny dále uvedené funkce. Nejdříve se v ní nastaví povolení převodníku, předdělička převodníku a interní referenční napětí 2,56 V.

`lcd_init(LCD_DISP_ON)` – zapne displej

`znaky()` – nahraje do paměti displeje nově definované znaky

`Start_ADC(unsigned char cislo_kanal)` – zapne jednoduchý (single) AD převod, navrátí hodnotu získanou při AD převodu z pinu s číslem `cislo_kanal`

`mojeFFT(realne, imag, 6)` – provede přeskládání získaných hodnot převodu do bitově reverzního pořadí a poté provede výpočet FFT (vstupními poli jsou `realne` - obsahuje reálná čísla- a `imag` -obsahuje imaginární čísla)

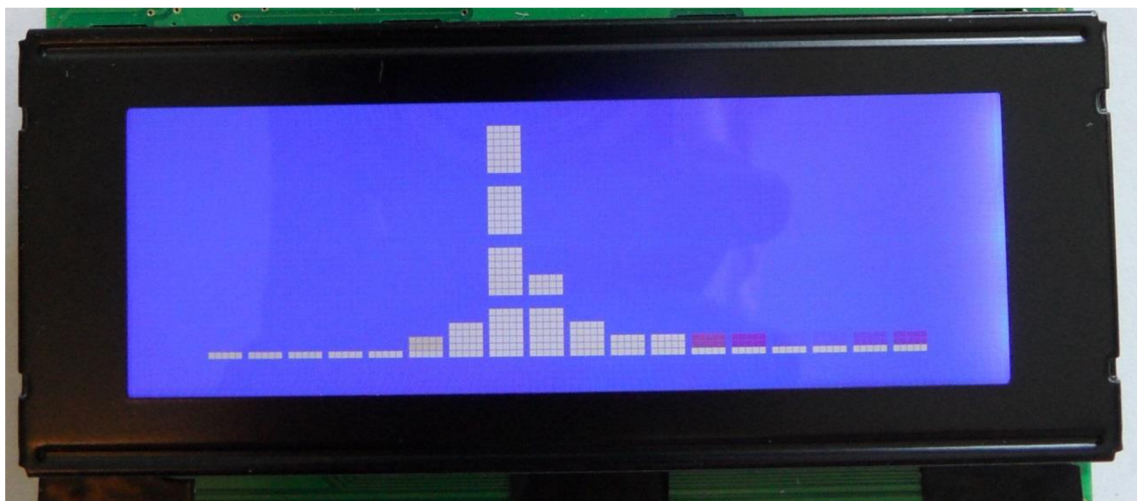
`zobraz(realne)` – zobrazí získané spektrum na displeji

Mezi těmito funkcemi probíhají v programu další matematické operace, jako například přepočítání hodnoty o reálné a imaginární složce do reálného tvaru, rychlý výpočet odmocniny apod.

Váhovací okno se při realizaci kvůli použití celočíselného typu integer nepodařilo použít, avšak při zobrazení spektra to není moc znát.

## 8.4 Zhodnocení funkčnosti spektrálního analyzátoru

Analyzátor zobrazuje spektrum správně, avšak s určitým zpožděním. Kvůli nepoužití okénkové funkce se zobrazují i další frekvenční složky signálu, které v něm však nejsou. Mají však velmi malou amplitudu a na výstupu analyzátoru se tudíž nijak zvlášť neprojeví. Analyzátor zobrazuje spektrum od cca 300 Hz do 16 kHz. Na obr. 8.4 je vidět zobrazení spektra na displeji při vstupním signálu o frekvenci 8 kHz.



Obr. 8.4 Spektrum při vstupním signálu o  $f=8$  kHz



## 9 ZÁVĚR

V této bakalářské práci byl v první části popsán návrh desetipásmového analogového stereofonního ekvalizéru, u něhož byla zadána podmínka, že má mít malé zkreslení a zvlnění při nulovém zesílení by nemělo být větší než  $\pm 1$  dB. Z grafů výstupních simulovaných charakteristik jde vidět, že složky signálu rozdělené na pásma se dají zesílit či zeslabit o 8 dB. Při praktické realizaci se kvůli nepřesnosti součástek tuto podmínku nepodařilo dokonale splnit, zvlnění přesáhlo u 1,5 kHz jednodecibelovou odchylku od konstantního zesílení. Nepřesáhlo ji však o mnoho a na ostatních frekvencích je podmínka splněna. Ekvalizér dokáže zesílit pásmo o cca 7,3 dB a potlačit o 7,1 dB (měřeno na 500 Hz). Při zesílení všech pásem na nejvyšší možnou hodnotu se dá signál zesílit o 9 dB, přičemž zvlnění signálu není nijak výrazné. Ekvalizér zesiluje a zeslabuje všechny pásma bezchybně na obou kanálech.

V další části práce byl navrhnout a sestrojen koncový zesilovač třídy AB. Zesilovač je řešen pomocí integrovaného obvodu a malou úpravou jeho doporučeného zapojení. Výstupní výkon závisí na velikosti vstupního signálu a na odporu připojených reproduktorů. Nejvyšší možné vstupní napětí při napájení zesilovače symetrickými  $\pm 12$  V bylo 840 mV. Doporučeným výstupním výkonem pro každý kanál byl shledán výkon 10 – 15 W.

V další části práce byla popsána funkce spektrálního analyzátoru a byly zde vypsány a vysvětleny poznatky pro jeho funkční sestavení. Dále bylo navrženo obvodové schéma takového analyzátoru, byl zkonstruován a naprogramován jeho funkční prototyp. Analyzátor spektrum zobrazuje správně, avšak s určitým malým zpožděním daným relativně složitým výpočtem. Okénková funkce se při vzorkování signálu kvůli použití celočíselného typu integer nepodařila použít.

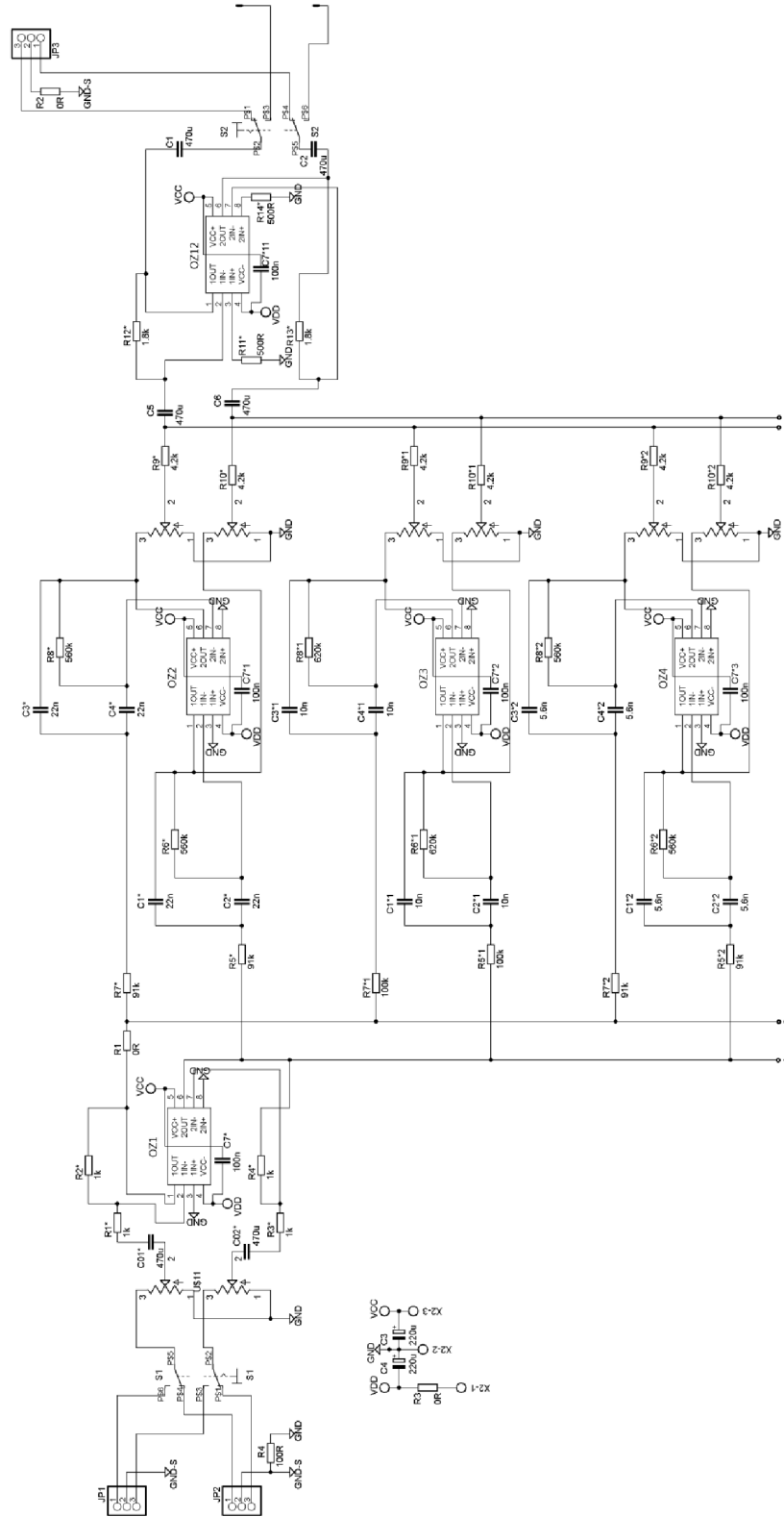
# LITERATURA

- [1] BERNAT, P. Akustika, vznik a šíření zvuku, frekvenční analýza a syntéza, sluchový vjem zvukového signálu. In: *Anatomie varhan* [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: [http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/varhany/anatomie/pistaly\\_akustika.htm](http://homen.vsb.cz/~ber30/texty/varhany/anatomie/pistaly_akustika.htm)
- [2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J., Kmitočtové filtry, 1. vyd. Praha 10: BEN – technická literatura, 2002, ISBN 80-7300-023-7.
- [3] *Praktická elektronika: Spektrum signálu* [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: [http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1\\_elektronika/Spektrum\\_sign%C3%A1lu](http://cs.wikibooks.org/wiki/Praktick%C3%A1_elektronika/Spektrum_sign%C3%A1lu)
- [4] ATmega ADC. [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <http://www.openmusiclabs.com/learning/digital/atmega-adc/>
- [5] KRATOCHVÍL, T. *A/D a D/A převodníky, metody zpracování číslicového signálu a DSP*. Elektronické skriptum – Nízkofrekvenční a audio elektronika. Přednáška č. 8. Brno: Ústav radioelektroniky FEKT VUT v Brně.
- [6] *Amatérské radio*. Praha: AMARO spol. s r. o, 2005, č. 11. ISSN 0322-9572.
- [7] *Konstrukční elektronika a radio*. Praha: Amaro, s.r.o, 1996, č. 1. ISSN 1211-3557.
- [8] *Konstrukční elektronika a radio*. Praha: Amaro, s.r.o, 2000, č. 2. ISSN 1211-3557.
- [9] *Konstrukční elektronika a radio*. Praha: Amaro, s.r.o, 2001, č. 1. ISSN 1211-3557.
- [10] MAŠLÁŇ, S. Rychlá Fourierova transformace (FFT) pro AVR. [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <http://www.elektronika.kvalitne.cz/ATMEL/necoteorie/transformation/AVRFFT/AVRFFT.html>
- [11] Real-Time Audio Spectrum Analyser. [online]. [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: [http://www.waitingforfriday.com/index.php/Real-Time\\_Audio\\_Spectrum\\_Analyser](http://www.waitingforfriday.com/index.php/Real-Time_Audio_Spectrum_Analyser)
- [12] ZEMAN, D., MÍLEK, Č., AVR osciloskop. [online]. 2009 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MIA/2009/zeman/index.html>
- [13] WIRSUM, S. *Abeceda NF techniky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003. ISBN 80-860-5626-0.
- [14] JONES, D. Decimation-in-time (DIT): Radix-2 FFT. [online]. [cit. 2012-12-11]. Dostupné z: <http://courses.engr.illinois.edu/ece410/documents/fft.pdf>
- [15] Cooley–Tukey FFT algorithm. In: Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2012-12-11]. Dostupné z: [http://en.wikipedia.org/wiki/Cooley-Tukey\\_FFT\\_algorithm](http://en.wikipedia.org/wiki/Cooley-Tukey_FFT_algorithm)
- [16] Acoustic spectrum analyzer – V2 [online]. [cit. 2013-5-28]. Dostupné z: <http://mdiy.pl/analizator-widma-akustycznego-v2/?lang=en>
- [17] MATOUŠEK, D. *Práce s mikrokontroléry ATMEL AVR Atmega16*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2006. ISBN 80-7300-174-8.
- [18] ZÁVODSKÝ, O. *Programujeme AVR v jazyku C* [online]. [cit. 2013-5-28]. Dostupné z: [http://svetelekro.com/Download/avr\\_kniha.pdf](http://svetelekro.com/Download/avr_kniha.pdf)

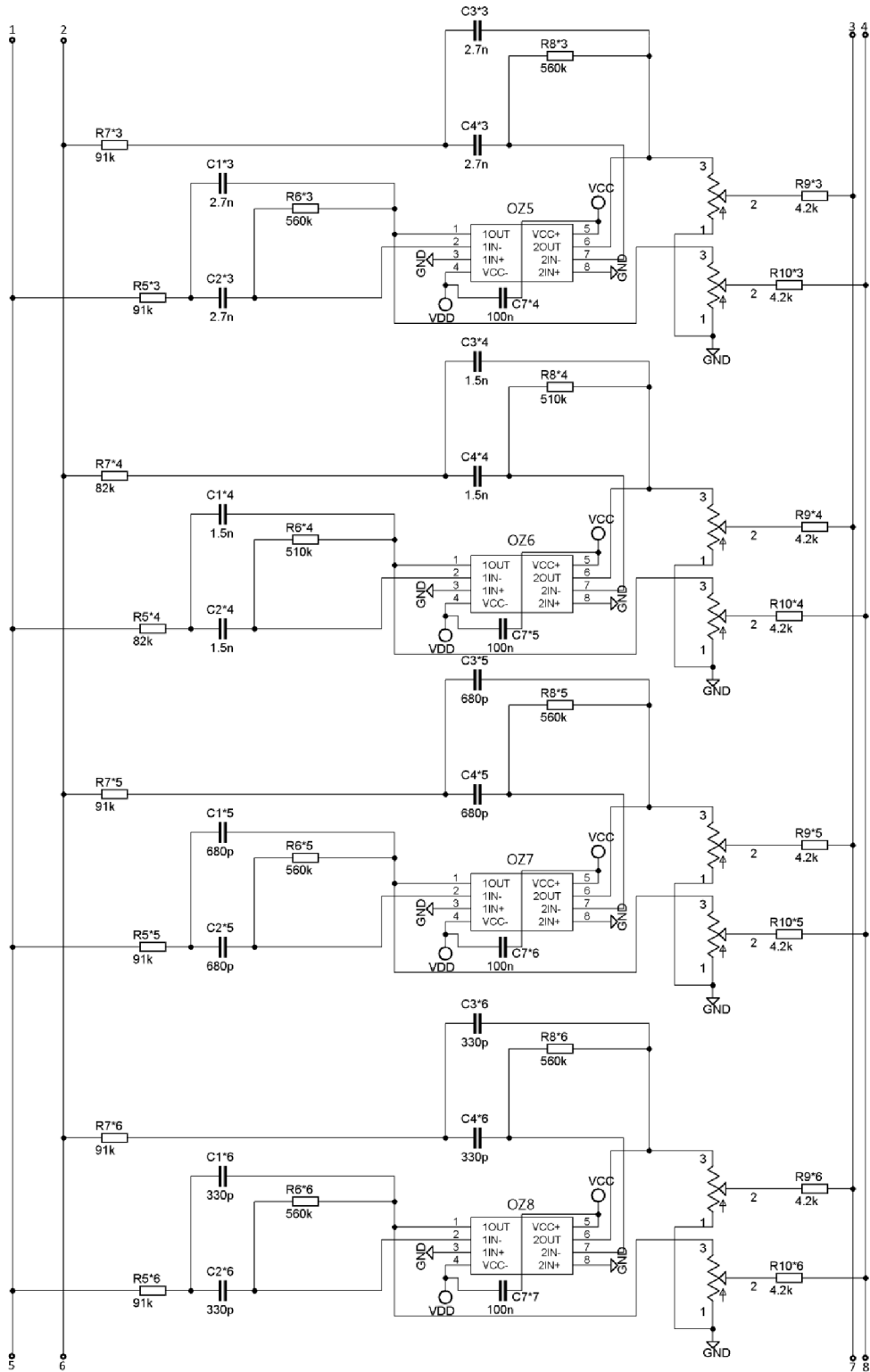
# SEZNAM PŘÍLOH

<b>A</b>	<b>Schéma zapojení ekvalizéru (I)</b>	<b>39</b>
<b>B</b>	<b>Schéma zapojení ekvalizéru (II)</b>	<b>40</b>
<b>C</b>	<b>Schéma zapojení ekvalizéru (III)</b>	<b>41</b>
<b>D</b>	<b>Deska plošného spoje ekvalizéru</b>	<b>42</b>
<b>E</b>	<b>Deska plošného spoje koncového zesilovače</b>	<b>43</b>
<b>F</b>	<b>Deska plošného spoje spektrálního analyzátoru</b>	<b>44</b>
<b>G</b>	<b>Seznamy součástek</b>	<b>45</b>

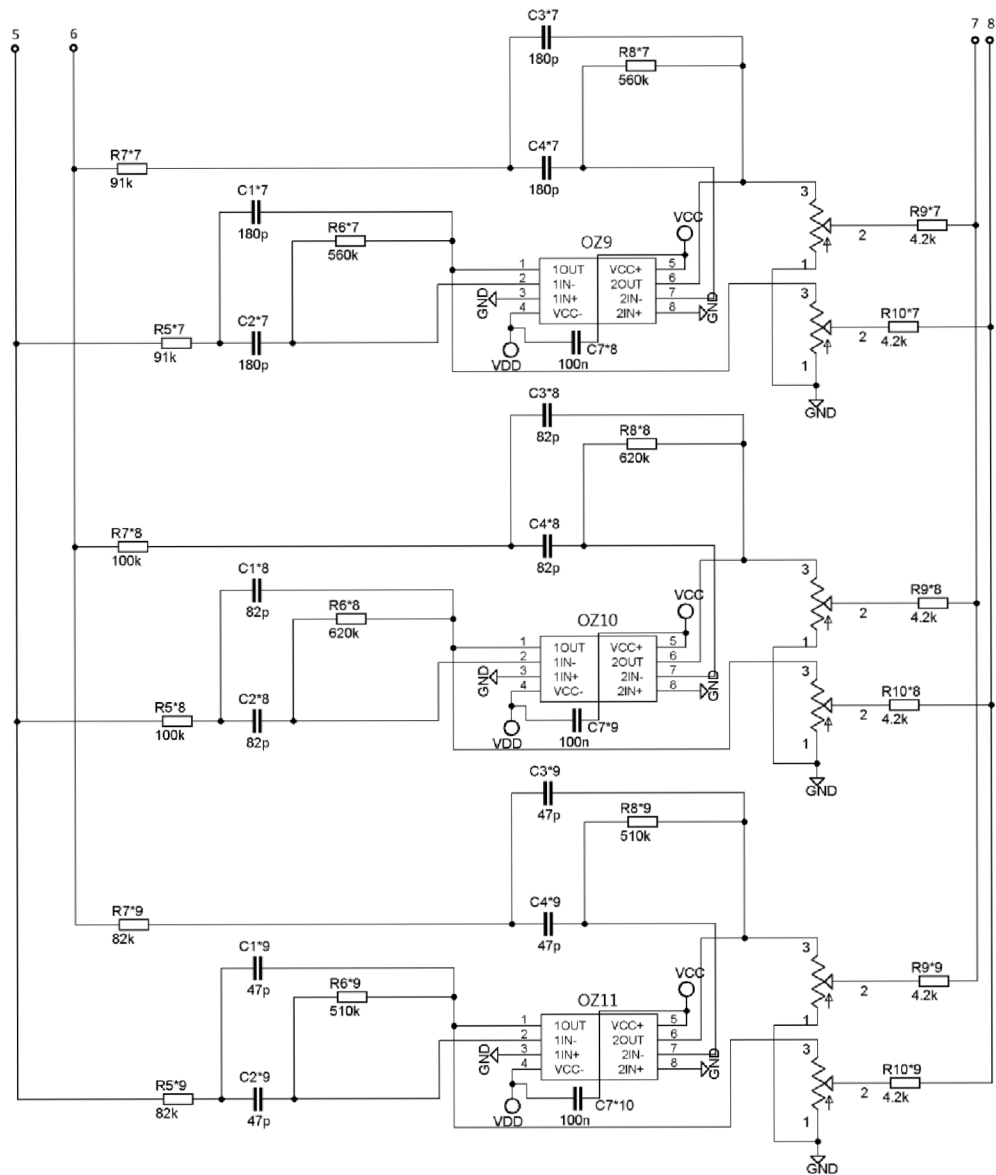
# A SCHÉMA ZAPOJENÍ EKVALIZÉRU (I)



# B SCHÉMA ZAPOJENÍ EKVALIZÉRU (II)



# C SCHÉMA ZAPOJENÍ EKVALIZÉRU (III)

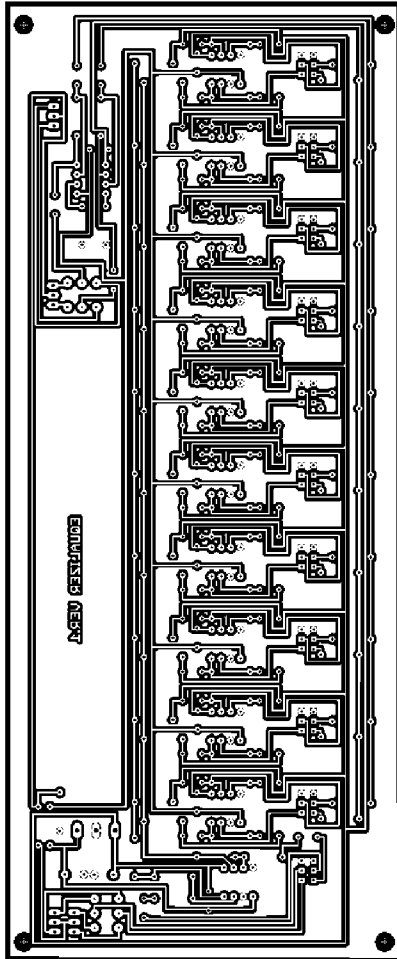


# D DESKA PLOŠNÉHO SPOJE EKVALIZÉRU

Rozměr desky: 253 x 105 [mm]

Měřítko: M1:2

Zobrazení: Negativní

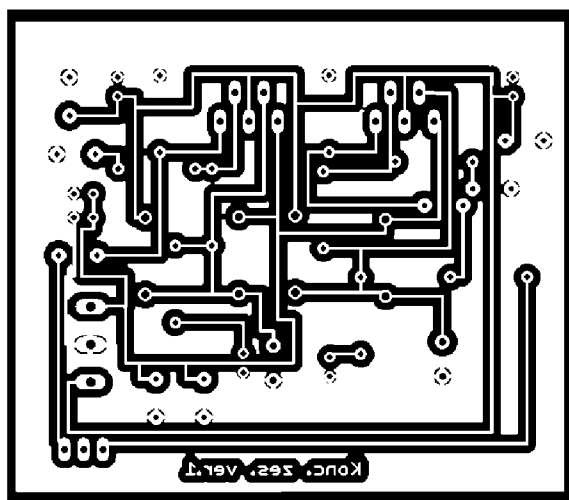


# E DESKA PLOŠNÉHO SPOJE KONCOVÉHO ZESILOVAČE

Rozměr desky: 65,5 x 75 [mm]

Měřítko: M1:1

Zobrazení: Negativní



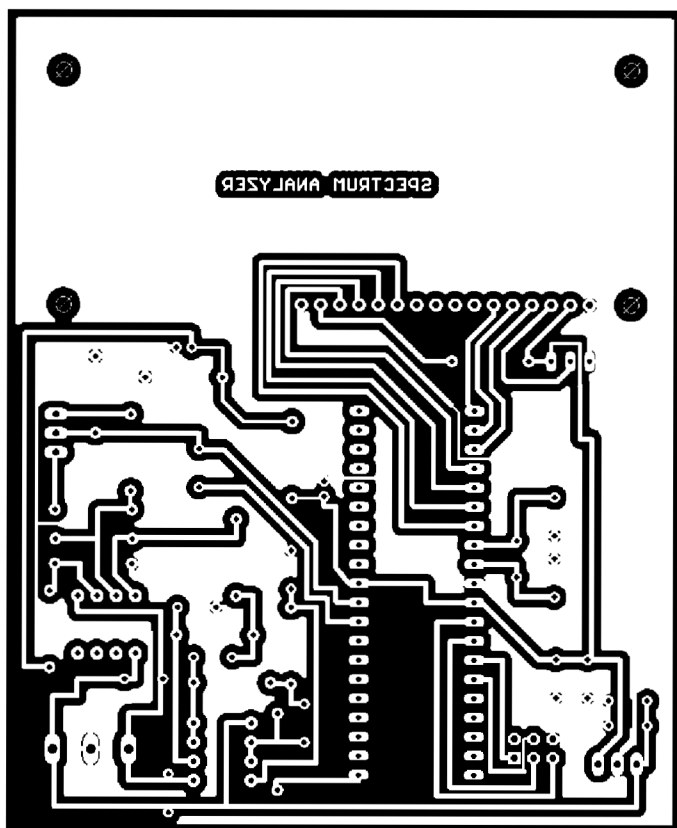


# F DESKA PLOŠNÉHO SPOJE SPEKTRÁLNÍHO ANALYZÁTORU

Rozměr desky: 109 x 89,7 [mm]

Měřítko: M1:1

Zobrazení: Negativní



# G SEZNAMY SOUČÁSTEK

## Ekvalizér

Označení	Hodnota	Pouzdro	Celkový počet	Popis
OZ1 - OZ12		DIP8	12	Operační zesilovač NE5532
X2		AK500/3	1	Šroubovací svorkovnice do DPS
S1, S2			2	Dvoupólový dvojitý přepínač
JP1 - JP3			6	Cinch samice do panelu
R1 - R3	0R	0207	3	Uhlíkový rezistor (nebo propojka)
R4	100R	0207	1	Uhlíkový rezistor
R11*, R14*	500R	0207	2	Uhlíkový rezistor
R1* - R4*	1k	0207	4	Uhlíkový rezistor
R12*, R13*	1,8k	0207	2	Uhlíkový rezistor
R9* - R*9, R10* - R10*9	4,2k	0207	20	Uhlíkový rezistor
R5*4, R5*9, R7*4, R7*9	82k	0207	4	Uhlíkový rezistor
R5*, R5*2, R5*3, R5*5 - R5*7, R7*, R7*2, R7*3, R7*5 - R7*7	91k	0207	12	Uhlíkový rezistor
R5*1, R5*8, R7*1, R7*8	100k	0207	4	Uhlíkový rezistor
R6*4, R6*9, R8*4, R8*9	510k	0207	4	Uhlíkový rezistor
R6*, R6*2, R6*3, R6*5 - R6*7, R8*, R8*2, R8*3, R8*5 - R8*7	560k	0207	12	Uhlíkový rezistor
R6*1, R6*8, R8*1, R8*8	620k	0207	4	Uhlíkový rezistor
P1 - P11	10k		11	Potenciometr tandemový, lineární
C1*9, C2*9, C3*9, C4*9	47p	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*8, C2*8, C3*8, C4*8	82p	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*7, C2*7, C3*7, C4*7	180p	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*6, C2*6, C3*6, C4*6	330p	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*5, C2*5, C3*5, C4*5	680p	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*4, C2*4, C3*4, C4*4	1,5n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*3, C2*3, C3*3,	2,7n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor

C4*3				
C1*2, C2*2, C3*2, C4*2	5,6n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*1, C2*1, C3*1, C4*1	10n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C1*, C2*, C3*, C4*	22n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C7* - C7*11	100n	C050-024x044	12	Keramický kondenzátor
C01*, C02*, C1, C2, C5, C6	470u		6	Tantalový kondenzátor
C3, C4	220u	E5-6	2	Elektrolytický kondenzátor

### Koncový zesilovač

Označení	Hodnota	Pouzdro	Celkový počet	Popis
X1		AK500/3	1	Šroubovací svorkovnice do DPS
IC1, IC2		PENTAWATT	2	TDA2030
R9	0R	0207	1	Uhlíkový rezistor (nebo propojka)
R3, R7	1R	0207	2	Uhlíkový rezistor
R4, R8	680R	0207	2	Uhlíkový rezistor
R2, R6	13k	0207	2	Uhlíkový rezistor
R1, R5	22k	0207	2	Uhlíkový rezistor
C5, C12	22u	E5-6	2	Elektrolytický kondenzátor
C6, C13	220u	E5-8	4	Elektrolytický kondenzátor
C1, C8	1u		2	Tantalový kondenzátor
C2, C7, C9, C14	100n	C050-024x044	4	Keramický kondenzátor
C4, C11	220n	C050-024x044	2	Keramický kondenzátor
D1-D4		DO41	4	Dioda 1N4004
JP1			2	Cinch samice

## Spektrální analyzátor

Označení	Hodnota	Pouzdro	Celkový počet	Součástka
X1		AK500/3	1	Šroubovací svorkovnice do DPS
OZ1, OZ2		DIP8	2	Operační zesilovač NE5532
IC1		DIL40	1	Mikroprocesor ATmega32-16PU
DIS1			1	Displej 20x4 s řadičem HD44780
LM2940CT		TO220	1	Lineární regulátor napětí LM2940CT-5
Q1	16 MHz	HC49US	1	Krystal
R10	20k		1	Trimr
R13, R14	0R	0207	2	Uhlíkový rezistor (nebo propojka)
R9, R15	100R	0207	2	Uhlíkový rezistor
R12	270R	0207	1	Uhlíkový rezistor
R4	500R	0207	1	Uhlíkový rezistor
R3	820R	0207	1	Uhlíkový rezistor
R1, R2	1k	0207	2	Uhlíkový rezistor
R11	1,8k	0207	1	Uhlíkový rezistor
R7, R8	3k	0207	2	Uhlíkový rezistor
R5, R6	7,5k	0207	2	Uhlíkový rezistor
C5, C6	33p	C050-024x044	2	Keramický kondenzátor
C2, C4	1n	C050-024x045	2	Keramický kondenzátor
C1	1,2n	C050-024x046	1	Keramický kondenzátor
C3	6,8n	C050-024x047	1	Keramický kondenzátor
C7, C9,C10,C12, C13,C15,C16	100n	C050-024x048	7	Keramický kondenzátor
C11	22u	E5-6	1	Elektrolytický kondenzátor
C14	47u	E5-6	1	Elektrolytický kondenzátor