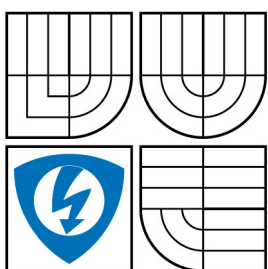


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH  
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

## NÁVRH NÍZKOFREKVENČNÍHO ZESILOVAČE PRO ZVUKOVOU KARTU PC

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

AUTOR PRÁCE

PETR CHALUPA

VEDOUCÍ PRÁCE

prof. Ing. VLADISLAV MUSIL, CSs.

BRNO 2009

## OBSAH

<b>1</b>	<b>ÚVOD</b> .....	<b>8</b>
<b>2</b>	<b>POČÍTAČ – ZDROJ NÍZKOFREKVENČNÍHO SIGNÁLU</b> .....	<b>8</b>
2.1	SOFTWARE PRO PŘEHRAVÁNÍ HUDBY .....	9
2.2	VÝSTUP ZVUKOVÉ KARTY.....	9
2.2.1	<i>Měření výstupu zvukové karty</i> .....	9
<b>3</b>	<b>POŽADAVKY NA NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČ</b> .....	<b>11</b>
3.1	NORMA DIN 45 500.....	11
3.2	JMENOVITÝ VÝSTUPNÍ VÝKON .....	11
3.3	ŠÍŘKA PŘENÁŠENÉHO PÁSMÁ .....	12
3.4	ZKRESLENÍ SIGNÁLU .....	12
3.5	PŘESLECHY MEZI KANÁLY .....	12
3.6	ODCHYLKA MEZI STEREOFONNÍMI KANÁLY .....	12
3.7	ODSTUP CIZÍHO NAPĚTÍ.....	13
3.8	VNITŘNÍ IMPEDANCE ZESILOVAČE.....	13
3.9	VSTUPNÍ IMPEDANCE.....	13
3.10	MOJE VLASTNÍ POŽADAVKY NA ZESILOVAČ .....	14
<b>4</b>	<b>NÁVRH ZESILOVAČE</b> .....	<b>15</b>
4.1	BLOKOVÉ SCHÉMA .....	15
4.2	KONCOVÝ STUPEŇ 2x 20W .....	16
4.3	KONCOVÝ STUPEŇ 100W.....	17
4.4	AKTIVNÍ VÝHYBKA .....	19
4.4.1	<i>Simulace aktivní výhybky</i> .....	20
4.4.2	<i>Měření aktivní výhybky</i> .....	22
4.5	PASIVNÍ VÝHYBKA .....	23
4.5.1	<i>Návrh pasivní výhybky</i> .....	23
4.6	PŘEPÍNAČ VSTUPŮ.....	24
4.7	OBVOD PRO ZPOŽDĚNÉ PŘIPOJENÍ REPRODUKTORŮ .....	26
4.8	NAPÁJENÍ ZESILOVAČE .....	27
<b>5</b>	<b>KONSTRUKCE ZESILOVAČE</b> .....	<b>29</b>
5.1	ROZMÍSTĚNÍ JEDNOTLIVÝCH DPS .....	29
5.2	CHLAZENÍ TEPELNĚ AKTIVNÍCH PRVKŮ .....	29
<b>6</b>	<b>MĚŘENÍ PARAMETRŮ ZESILOVAČE</b> .....	<b>31</b>
6.1	ZESÍLENÍ.....	31
6.2	VÝSTUPNÍ VÝKON .....	31
6.3	PŘENOSOVÁ CHARAKTERISTIKA.....	33
6.4	FÁZOVÁ CHARAKTERISTIKA.....	36
6.5	PŘESLECHY MEZI KANÁLY .....	38
6.6	ODCHYLKA MEZI STEREOFONNÍMI KANÁLY .....	39
6.7	ŠUM NA VÝSTUPECH ZESILOVAČE .....	39
6.8	VNITŘNÍ IMPEDANCE ZESILOVAČE.....	40
<b>7</b>	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>41</b>
<b>8</b>	<b>POUŽITÁ LITERATURA</b> .....	<b>42</b>
<b>9</b>	<b>PŘÍLOHA K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI</b> .....	<b>43</b>
9.1	DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ .....	43
9.2	SEZNAM POUŽITÝCH SOUČÁSTEK .....	45

# 1 Úvod

Tato práce vznikla v návaznosti na dva předešlé semestrální projekty, ve kterých jsem se zabýval problematikou nízkofrekvenčních zesilovačů. Cílem práce je navrhnout nízkofrekvenční zesilovač, který bude splňovat všechny podmínky pro kvalitní poslech hudby přehrávané ve stolním počítači. Zpočátku se zaměřím na teorie a simulace. Dále formuluji požadavky na nízkofrekvenční zesilovač. V další z částí se budu věnovat návrhu zesilovače a tento zesilovač nakonec vyrobím, změřím jeho vlastnosti a porovnáím je s teoretickými předpoklady.

Historicky první zesilovače jsou spojovány s érou elektronek, tj. období asi před sto lety. Nevýhodou byla nutnost žhavení elektronek a jejich velké rozměry. Asi v polovině dvacátého století přišel objev tranzistoru. Ten měl za následek velký rozmach elektroniky. Zesilovače s tranzistory získaly lepší parametry, měly menší rozměry a menší spotřebu energie. Asi před pětatřiceti se začaly objevovat první integrované zesilovače. Postupem času se jejich parametry zdokonalovaly a dnes jsou již součástí většiny audio zařízení na trhu. Je to jednak pro jejich masovou výrobu a tím i nízkou cenu, jednak kvůli jejich spolehlivosti a také kvůli tomu, že ke své funkci nepotřebují skoro žádné další součástky. Pokud se ovšem budeme zajímat o nejvyšší kvalitativní parametry, nalezneme je v zapojení s diskretními součástkami. Takové přístroje se označují jako High-End [2].

## 2 Počítač – zdroj nízkofrekvenčního signálu

Zvuková karta počítače obsahuje D/A převodník, který převádí datový tok na analogový signál. Standardně se tento audio signál vyvádí ven z počítače pomocí konektoru stereo Jack o průměru 3,5 mm. V nejjednodušším případě je výstupem pouze stereofonní signál, tedy levý a pravý kanál avšak v posledních letech se pořád více rozrůstají vícekanálové systémy, například 5+1, 7+1 apod. kde první číslo značí počet satelitních a druhé číslo počet hlubokotónových reproduktorů. Tyto systémy mají za úkol upřesnit zdroj zvuků v prostoru. Ve své práci se budu zabývat výhradně obyčejným stereo signálem. Výstupní audio signál z počítače lze z hudebního hlediska považovat za kvalitní. Obsahuje jen malé množství šumu, neobsahuje žádné síťové brumy apod. Jediný „parazitní“ signál, který můžeme slyšet při maximálním zesílení je tok dat v počítači (například slabé pískání, které mění tón při pohybu myši). Tento signál můžeme registrovat na levnějších základních deskách s integrovanou zvukovou kartou. V případě přídatné zvukové karty je většinou tento neduh odstraněn.

## **2.1 Software pro přehrávání hudby**

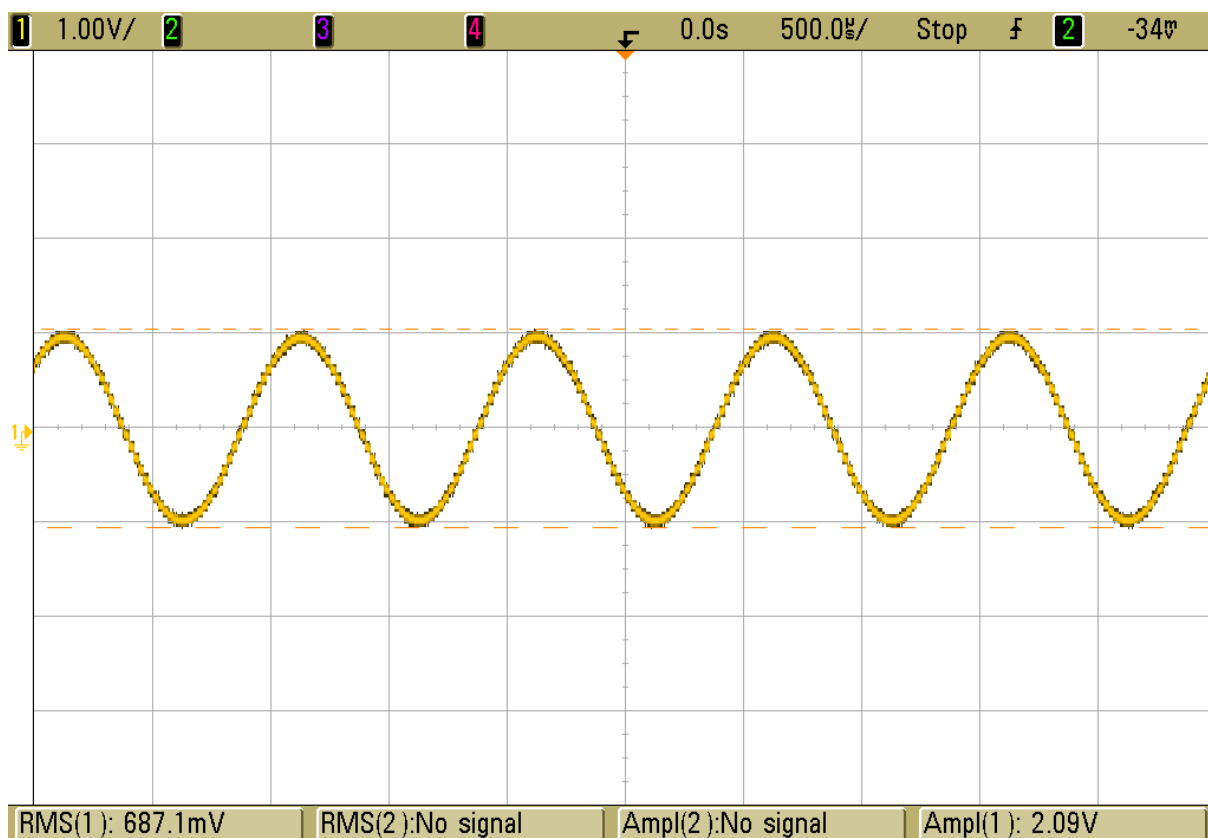
Softwaru pro přehrávání hudby je dnes velké množství. Většina přehrávačů nabízí přednastavené equalizéry pro různé hudební žánry a množství efektů, které hudbu upraví dle požadavků posluchače. Z tohoto důvodu považuji za zbytečné umísťovat do cesty nízkofrekvenčnímu signálu jakékoliv další korekce uvnitř zesilovače. Já osobně používám k poslechu hudby v počítači program winamp 5.32, který svými možnostmi průměrnému uživateli naprosto postačuje.

## **2.2 Výstup zvukové karty**

Aby bylo možné navrhnout vhodné řešení zesilovače, je nutné znát signál, který budeme zesilovat. Nejdůležitějšími parametry jsou: výstupní impedance zvukové karty, maximální rozkmit výstupního napětí a maximální zatížitelnost výstupu. Výrobci základních desek a zvukových karet většinou doporučují minimální možnou zátěž na výstupu zvukové karty sluchátka o impedanci 32  $\Omega$ .

### **2.2.1 Měření výstupu zvukové karty**

Ve svém notebooku jsem spustil zkušební CD pro testování audio sestav. Vybral jsem stopu 57, která měla vytvořit sinusový signál 1 kHz / 0 dB tedy standardní testovací audio frekvence nezeslabeného signálu. Na výstup zvukové karty jsem připojil osciloskop a změřil maximální amplitudu výstupního signálu – viz obr.1. Napětí špička špička zde činí 2,09 V. Na obrázku je patrná vzorkovací frekvence 44 kHz. Při použití softwarového předzesilovače (součást přehrávače winamp 5.32) jsem naměřil výstupní napětí až 2,84 V.



Obr. 1: Sinus 1 kHz na výstupu zvukové karty.

Po připojení sluchátek s impedancí  $32 \Omega$  napětí pokleslo z  $2,09 \text{ V}$  na  $0,55 \text{ V}$ . Tyto tři hodnoty jsem dosadil do vztahu (1) a zjistil vnitřní impedanci výstupu zvukové karty, která činí  $89,6 \Omega$ .

$$R_i = \frac{U_1 - U_2}{U_2} \cdot R_z = \frac{2,09 - 0,55}{0,55} \cdot 32 = 89,6 \Omega \quad (1)$$

kde:  $R_i$  je hledaná vnitřní impedance ( $\Omega$ ),  $U_1$  je napětí naprázdno (V),  $U_2$  je napětí při zatížení (V),  $R_z$  je zatěžovací impedance ( $\Omega$ ).

### 3 Požadavky na nízkofrekvenční zesilovač

Nejprve je vhodné si uvědomit, jakou hudbu budeme převážně poslouchat. Například vážná hudba klade mnohem větší nároky na výkonový rozsah (velmi tiché pasáže a velmi hlučné pasáže). Naproti tomu populární hudba bude mít nejspíše vyrovnanější průběh snad jen s občasným rázem (např. úder do bubnu).

Základním předpokladem každého zesilovače je dostatečné zesílení vzhledem k použitým reproduktorům a zdroji signálu, nízká míra zkreslení a šumů a v neposlední řadě odolnost vůči okolnímu rušení (síťový brum apod.). Zesilovač pro kvalitní poslech hudby by měl splňovat požadavky Hi-Fi. Tyto požadavky, parametry a postupy měření přesně definuje norma DIN 45 500. Zde uvedu základní parametry, které považuji za nejdůležitější a které bude možno se slušnou přesností u reálného zesilovače změřit bez nutnosti použití speciálních přístrojů, určených pouze k těmto účelům.

#### 3.1 Norma DIN 45 500

Tato norma udává parametry, které musí audio přístroje splňovat, aby se mohly označit za Hi-Fi. Tato zkratka znamená High Fidelity for Music and Voice, což znamená vysoká věrnost hudby a hlasu. Nutno však podotknout, že tato norma je z roku 1973 a je tedy v jistém pohledu zastaralá, protože většina zařízení na trhu ji splňuje. [11]

#### 3.2 Jmenovitý výstupní výkon

Je to takový výkon, který je zesilovač schopen dodat trvale do zátěže, a to sinusovým průběhem. Zkreslení signálu přitom u koncových stupňů zesilovačů nesmí překročit mez 0,7 %, u výkonových zesilovačů (celý přístroj včetně předzesilovače apod.) pak 1 %. Jmenovitý výkon je pro představu asi nejvěrohodnějším. Bohužel ho spousta výrobců audio techniky u svých výrobků neuvádí. Jmenovitý výstupní výkon se vypočítá podle vzorce (2).

$$P_{out} = \frac{U_{out}^2}{R_z} \quad (2)$$

kde:  $P_{out}$  je výstupní výkon (W),  $U_{out}$  je výstupní napětí (V),  $R_z$  je zatěžovací impedance ( $\Omega$ ).

Dle normy Hi-Fi pak jmenovitý výkon musí být nejméně 2 x 6 W u stereofonního zesilovače, nebo 10 W u monofonního. [6]

U některých audio přístrojů se používá pojem „hudební výkon“. To je v podstatě obdoba výkonu jmenovitého s rozdílem, že zde se bere v úvahu konstantní velikost napájecího napětí. Jde tedy o předpoklad, že při krátkém akustickém rázu použité filtrační kondenzátory podrží napájecí napětí na stejné hodnotě jako před rázem [2].

### **3.3 Šířka přenášeného pásma**

Šířkou přenášeného pásma se rozumí rozmezí frekvencí, ve kterém útlum přenosu neklesne pod hodnotu 3dB od největšího zesílení. Lidské ucho je schopno slyšet v přibližném rozmezí 20 Hz až 20 kHz. Kvalitní zesilovač by tedy měl mít v tomto pásmu konstantní zesílení. Některé zesilovače jsou konstruovány tak, že zesilují jen část slyšitelného pásma. Ty se používají do vícepásmových soustav. Jejich součástí je výhybka, která propustí jen potřebné frekvenční pásmo. Výhybky rozlišujeme jako pasivní (výkonové), nebo aktivní - viz [2]. Pro mou konstrukci zesilovače jsem zvolil aktivní výhybku, tvořenou dolní propustí.

### **3.4 Zkreslení signálu**

Přivedeme-li na vstup zesilovače čistě sinusový signál, na výstupu můžeme vidět tento signál různě zdeformovaný. Podle typu deformace rozeznáváme několik zkreslení [6]. Nejvíce se však projevují dva typy: zkreslení harmonické a intermodulační. Norma Hi-Fi u výkonových zesilovačů dovoluje maximální zkreslení 1 % v rozsahu 40 Hz až 12,5 kHz [6].

### **3.5 Přeslechy mezi kanály**

Vybudíme-li u stereofonního zesilovače jeden kanál na jmenovitý výkon a výstup zatížíme jmenovitou impedancí, část signálu se z tohoto kanálu přenesne na kanál druhý. Poměr napětí plně vybuzeného a nevybuzeného kanálu nám udává míru přeslechu. Norma udává poměr těchto signálů minimálně 40 dB.

### **3.6 Odchylka mezi stereofonními kanály**

V tomto případě norma DIN 45 500 povoluje poměrně velkou toleranci. Hodnota činí 3 dB pro zesilovače neobsahující regulátor vyvážení a je vztažena k rozmezí frekvencí 250 až 6300 Hz. Je zde bráno v potaz, že potenciometry hlasitosti nemají přesně souběžné obě odporové dráhy, a tak vznikají dosti velké odchylky.

### **3.7 Odstup cizího napětí**

Odstup cizího napětí se měří při výstupním výkonu 2 x 50 mW u stereo zesilovačů při použití jmenovité zátěže. Postup je následující: na vstup přivedeme minimální možný vstupní signál. Regulátorem hlasitosti pak nastavíme výstupní napětí na úroveň, odpovídající výkonu 2 x 50 mW (při zátěži 4  $\Omega$  odpovídá asi 1,4 mV). Odstup cizích napětí je pak poměrem výstupního napětí a napětí zbytkového. Norma Hi-Fi povoluje minimální odstup cizího napětí 50dB [6]. Tohoto odstupu však dosahují v praxi i méně kvalitní zesilovače.

### **3.8 Vnitřní impedance zesilovače**

Vnitřní impedance zesilovače je závislá na konstrukci zesilovače. Čím menší je, tím více jsou ztlumovány připojené reproduktory, což má příznivý vliv na jakost reprodukce. DIN 45 500 předepisuje, že vnitřní impedance musí být nejvýše 1/3 impedance připojeného reproduktoru. Tedy pokud připojujeme například reproduktor o impedanci 4  $\Omega$ , vnitřní impedance musí být nejvýše 1,33  $\Omega$ . Tato podmínka musí platit v rozmezí 40 až 12 500 Hz. S touto impedancí souvisí i pojem činitel útlumu, který udává kolikrát je impedance reproduktoru větší, než vnitřní impedance zesilovače.

Měření impedance probíhá následovně: Zesilovač nejprve vybudíme bez zátěže tak, aby výstupní napětí odpovídalo přibližně jmenovitému. Poté připojíme zátěž a změříme pokles napětí. Vnitřní impedanci pak vypočítáme podle stejného vztahu jako v případě vnitřní impedance výstupu zvukové karty (1).

### **3.9 Vstupní impedance**

Vstupní impedance zesilovače by měla být pokud možno co největší, aby zbytečně nezatěžovala zdroj signálu. Podle normy DIN by měla být vstupní impedance zesilovače opět minimálně 3x větší, než výstupní impedance zdroje signálu. Výstup zvukové karty je přímo určen pro sluchátka s impedancí 32  $\Omega$  a běžné konstrukce zesilovačů mívají vstupní impedanci řádově v desítkách až stovkách k $\Omega$ , takže není nutné se touto problematikou ve větší míře zabývat.



### **3.10 Moje vlastní požadavky na zesilovač**

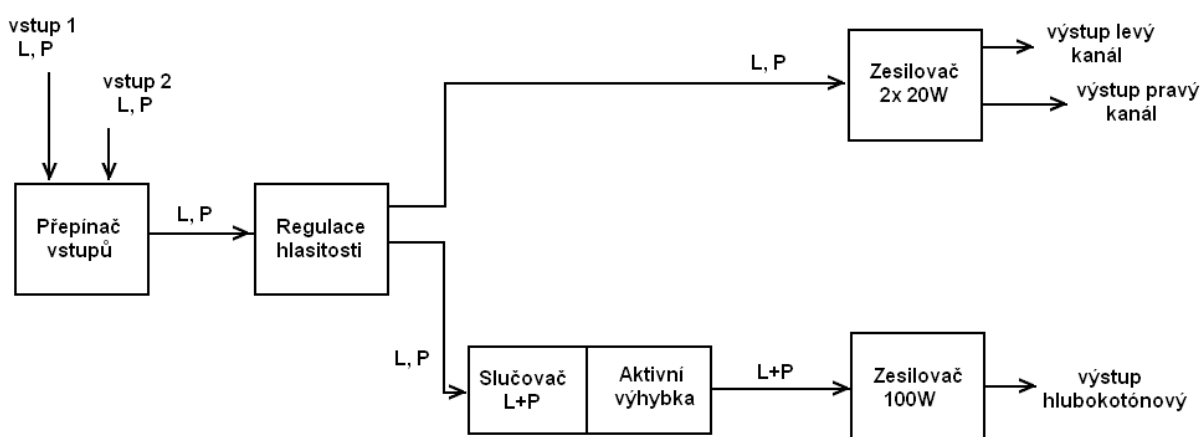
K dispozici mám dva dřevěné dvacet wattové, dvoupásmové reproboxy (impedance 4  $\Omega$ ) se svou vlastní pasivní výhybkou, a jeden reprobox 100W (impedance 4  $\Omega$ ). Tento reprobox žádnou výhybku nemá. Po svém zesilovači požaduji výstupní výkony 2x 20 W pro satelitní větve a 1x 100 W pro hlubokotónovou větev. Tyto výkony volím proto, abych zesilovačem mohl naplno vybudit použité reproboxy. Hlubokotónová větev by měla mít větší výkon, než větve satelitní a to z důvodu, že lidský sluch vnímá tóny o nízké frekvenci s menší citlivostí. Pro tuto větev chci navíc navrhnout aktivní dolní propust s mezním kmitočtem 150 Hz. Tento kmitočet se volí s ohledem na fakt, že lidský sluch nerozezná zdroj šíření zvuku o takto nízké frekvenci. V praxi se tyto kmitočty volí v rozmezí 100 až 300 Hz.

Důležitým požadavkem je, aby výstupní signál ze zvukové karty počítače byl dostačující pro plné vybuzení všech kanálů, a to s dostatečnou rezervou. Důvodem je, že některé filmy bývají nahrané s menší hlasitostí zvuku. Dále požaduji, aby zesilovač disponoval dvěma na sobě nezávislými stereo vstupy, které bude možno vybírat tlačítkem na předním panelu zesilovače. Zesilovač chci realizovat do vhodné skříňky a navrhnout účinné chlazení tepelně aktivních prvků.

## 4 Návrh zesilovače

### 4.1 Blokové schéma

Na obrázku 2 je návrh blokového schéma zesilovače. Značení L, P znamená, že cestou je veden signál pro levý kanál a signál pro pravý kanál. L+P značí, že cestou je veden jeden společný signál, který je součtem levého a pravého kanálu.



Obr. 2: Blokové schéma zesilovače.

Funkce jednotlivých bloků je následující: Do zesilovače jsou přiváděny dva vstupní stereo signály. Přepínač vstupů připojí příslušný vstup a signál projde k regulaci hlasitosti. Ta je tvořena třemi potenciometry. První reguluje celkovou hlasitost, druhý hlasitost satelitních reproduktorů a třetí hlasitost subwooferu. Z výstupu (běžce) potenciometru pro hlubokotónovou větev je signál dále přiváděn na slučovač kanálů, kde se smísí levý kanál s pravým. Výsledný signál pokračuje do aktivní výhybky, kde se z něj odfiltrují vysoké frekvence a pak je přiváděn na vstup výkonového zesilovače. Satelitní větve jsou přivedeny z regulace přímo k výkonovému zesilovači.

U nejnižších kmitočtů člověk nedokáže rozeznat směr zdroje signálu [6]. Proto se hlubokotónové reproboxy (tzv. subwoofery) nemusí používat stereofonně ve dvojicích, ale stačí monofonně, přičemž se z nich reprodukuje zvuk, který je součtem obou kanálů. Tím je zajištěno, že subwoofer bude reprodukovat všechny tóny o nízké frekvenci, ať už z levého, nebo pravého kanálu.

Pro svůj návrh jsem se rozhodl použít integrovaných výkonových operačních zesilovačů. Důvodem pro mě byl i fakt, že tyto integrované obvody často ke své funkci potřebují už jen minimum dalších součástek a nabízí ochranu proti zkratu na výstupu, tepelnému přehřátí a jejich parametry splňují normy Hi-Fi. Na trhu je takovýchto obvodů celá řada a je tedy možné použít jakýkoliv obvod, který splňuje naše požadavky. V dalších kapitolách navrhnu skutečná zapojení jednotlivých bloků zesilovače.

## 4.2 Koncový stupeň 2x 20W

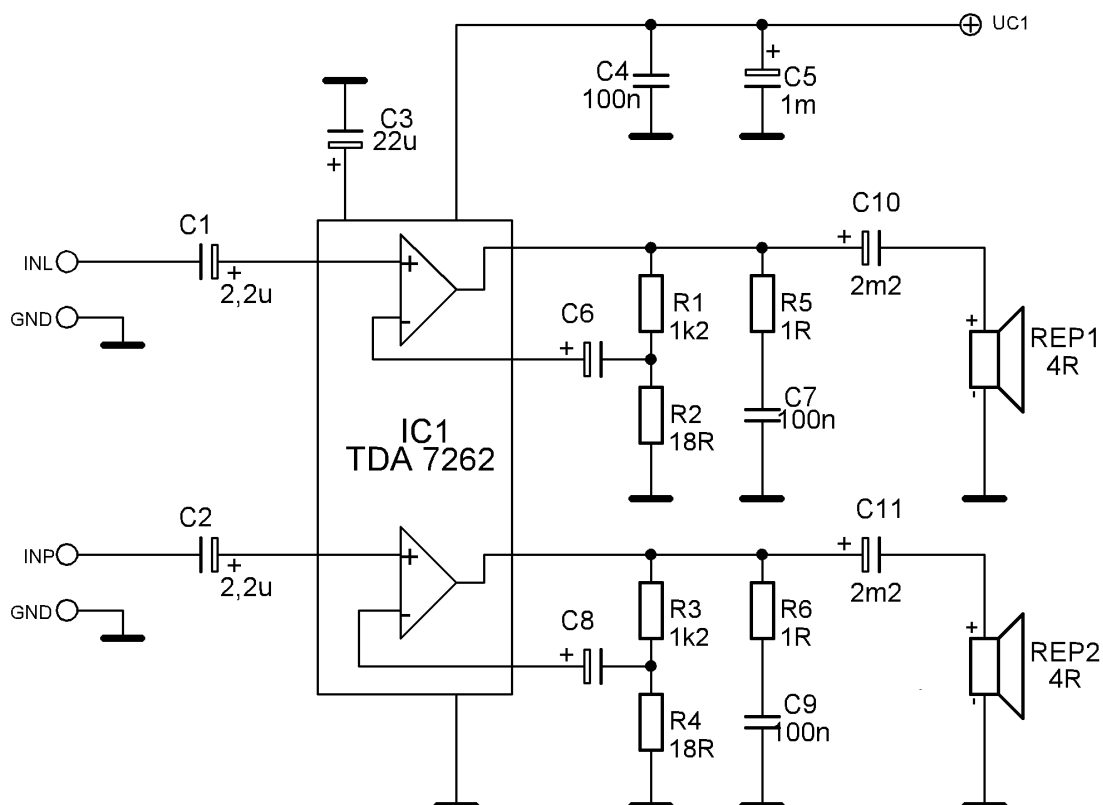
Pro svůj zesilovač jsem volil konstrukce koncových stupňů pomocí integrovaných obvodů. Pro stupeň 2x 20 W jsem použil integrovaný obvod TDA 7262, který plně odpovídá požadavkům Hi-Fi normy. Tento obvod jsem si vybral kvůli jeho přiměřené ceně, dostupnosti a kvůli parametrům, které nabízí. Obvod má nízké harmonické zkreslení 0,2 % při výkonu 14 W, při jmenovitém výkonu 20 W a napájecím napětí 32 V by mělo být zkreslení přibližně 1 %. Na obrázku 3 vidíme katalogové schéma zapojení koncového stupně 2x 20 W.

Funkce jednotlivých součástek je následující: Ze vstupů přivádíme signál přes vazební kondenzátory C1 a C2. Ty oddělují stejnosměrnou složku. Střídavá složka projde na neinvertující vstupy operačních zesilovačů, které jsou součástí integrovaného obvodu TDA 7262. Kondenzátor C3 blokuje vstup Stand-by. Kondenzátory C4 a C5 zajišťují filtraci napájecího napětí. C4 se při návrhu DPS umísťuje co nejbližše integrovanému obvodu. Zabraňuje rozkmitání zesilovače vlivem vysokofrekvenčních složek na napájecích přívodech. Poměrem velikosti rezistorů R2, R1 a R4, R3 se nastavuje napěťové zesílení. Při hodnotách jako ukazuje obrázek 3 vychází zesílení přibližně 68x tedy asi 36,5 dB. K vybuzení zesilovače na výkon 20 W musí být napětí na zátěži 4 Ω přibližně 9 V (vypočteno podle vzorce 2). Dosazením hodnot rezistorů do vzorce 3 jsem určil zesílení 68x. Při tomto zesílení tedy bude stačit k plnému vybuzení vstupní signál 68 krát menší, tj. 132 mV. To znamená, že máme k dispozici dostatečnou rezervu vzhledem k naměřeným amplitudám na výstupu zvukové karty (viz kap. 2.2). Rezistory R5, R6 a kondenzátory C7 a C9 jsou součástí tzv. Bouchertových členů. Slouží jako zkrat pro vysokofrekvenční signály na výstupu, které by jinak mohly zesilovač rozkmitávat.

Vzorec pro výpočet zesílení neinvertujícího zesilovače:

$$Au = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1 + \frac{R_3}{R_4} = 1 + \frac{1200}{18} = 67,7 \quad (3)$$

kde:  $Au$  je zesílení (-),  $R_1$  až  $R_4$  jsou rezistory ve zpětných vazbách ( $\Omega$ ).

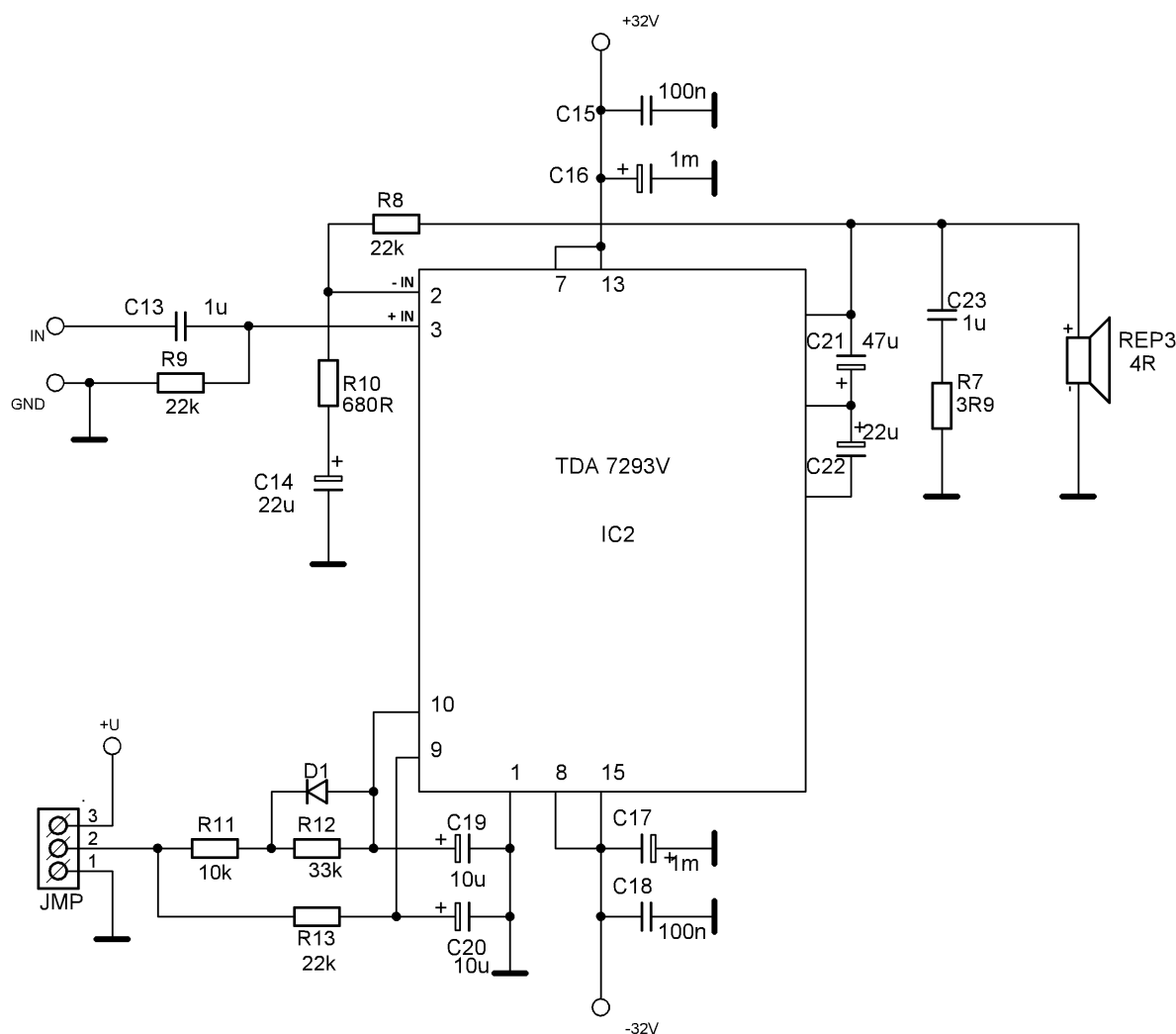


**Obr. 3:** Schéma koncového stupně 2x 20 W [2].

Na obou výstupech jsou vazební kondenzátory C11 a C12, které oddělují stejnosměrnou složku, která by jinak procházela až do reproduktorů. Obvod TDA 7262 je napájen nesymetricky z čehož vyplývá, že si obvod nastavuje pracovní bod tak, aby v klidovém stavu byla na výstupu poloviční hodnota napájecího napětí.

### 4.3 Koncový stupeň 100W

Pro koncový stupeň 100 W jsem rovněž zvolil integrovaný obvod. V tomto případě se jedná o obvod TDA 7293V. Vybral jsem ho rovněž kvůli jeho dostupnosti a parametrům. K napájení obvodu je možné použít symetrické napětí až 50 V a dosáhnout výstupního výkonu 140W. Při symetrickém napájení 29 V a výkonu 80 W do zátěže 4 Ω je dle výrobce udávaná maximální hodnota zkreslení 1 % [9]. Tento obvod umožňuje připojení dalších stejných integrovaných obvodů paralelně k získání ještě vyšších výkonů [2]. To je v oblasti integrovaných zesilovačů novinkou. Zapojení zesilovače 100 W je na obrázku 4.

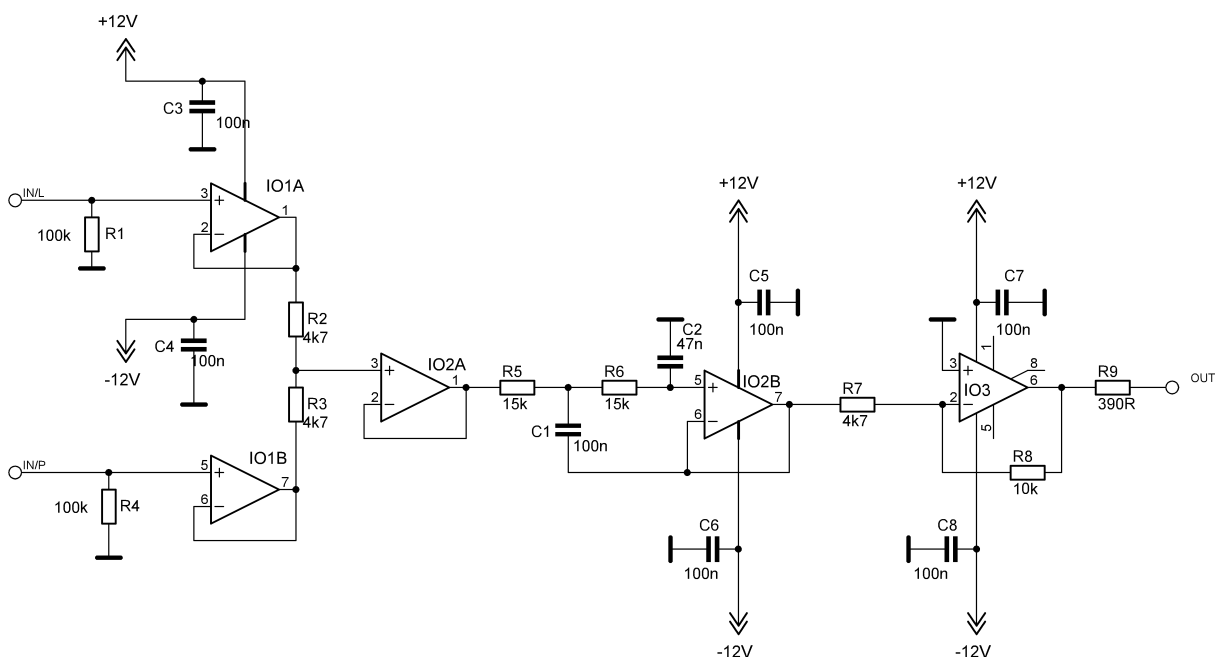


**Obr. 4:** Schéma koncového stupně 100 W [2].

Kondenzátory C15, C16, C17 a C18 slouží k filtraci napájecího napětí. Obvod RC tvořený C23 a R7 tvoří opět Bouchertův člen pro odstranění vysokých frekvencí. Rezistor R9 určuje vstupní odpor zesilovače. Poměrem rezistorů R10 a R8 se nastavuje napěťové zesílení. Při hodnotách rezistorů jak ukazuje obrázek 4 je zesílení nastaveno na hodnotu asi 33x (získáno dosazením R10 a R8 do vzorce 3), tedy zisk 30,5 dB. K plnému vybudení 100 W zesilovače do 4 Ω zátěže je na zátěži nutné napětí 20 V (dosazeno do vzorce 2). Při zesílení 33x je tedy potřebné napětí na vstupu přibližně 590 mV. Vzhledem k výstupnímu napětí zvukové karty 2,09 V (kap. 2.2.1) je i zde dostatečná rezerva.

## 4.4 Aktivní výhybka

Aktivní výhybka v mém zapojení slučuje levý a pravý kanál. Ze sloučeného signálu pak odfiltruje vysoké kmitočty a pokud to bude nutné ještě napěťově zesílí signál. Hlavní výhodou aktivních výhybek je, že pracují bez výkonových ztrát. Na obrázku 5 vidíme schéma zapojení aktivní výhybky.



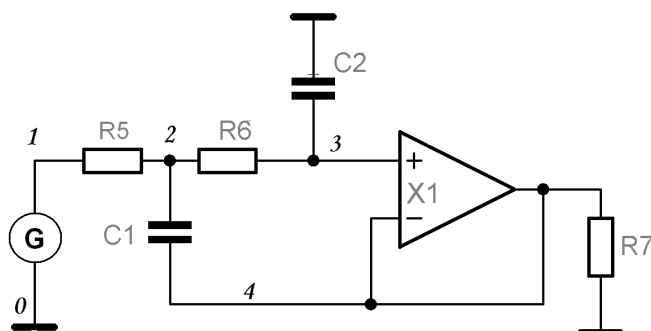
Obr. 5: Schéma zapojení aktivní výhybky [7].

Oba vstupy jsou přivedeny na dvojitý operační zesilovač IO1. Rezistory R1 a R4 určují vstupní odpor výhybky. IO1 slouží jako impedanční oddělení vstupů od zbytku výhybky. Přes rezistory R2 a R3 jsou oba signály přivedeny na IO2A, který zde slouží jako součtový zesilovač (tzv. sumátor). Operační zesilovač IO2B, rezistory R5, R6 a kondenzátory C1, C2 tvoří samotnou propust. Změnou hodnot těchto kondenzátorů a rezistorů se nastavuje mezní kmitočet propusti. Rezistory R8 a R7 určují napěťové zesílení IO3 vystupujícího signálu. Kondenzátory C3 až C8 slouží v napájecí větvi jako blokovací a na desce je nutné jejich umístění co nejbližší vývodům napájení operačních zesilovačů. Napájení aktivní výhybky je třeba věnovat zvýšenou pozornost. Pracujeme zde s malým signálem, který je náchylný k různým druhům rušení, ať již z okolního prostředí, nebo z napájecích cest. Napájení je nutné řešit kvalitně stabilizovaným symetrickým napětím. A zemnicí spoje je třeba vést na desce co nejkratšími cestami z jednoho bodu. Operační zesilovače, které jsem použil ve

výhybce jsou určeny pro audiotechniku kvůli jejich nízkému šumu. Jedná se o běžně dostupné typy (NE 5532 a NE 5534).

#### 4.4.1 Simulace aktivní výhybky

Následná simulace aktivní výhybky proběhla v programu PSpice A/D. Nejprve bylo nutné si označit napěťové uzly v zapojení jak je vidět na obrázku 6.



**Obr. 6:** Pomocné schéma pro simulaci propusti

Hodnoty kondenzátorů C1, C2 jsem určil výpočtem podle vztahů (4) a (5). Velikosti rezistorů R5 a R6 jsem zvolil ( $R5 = R6 = 15 \text{ k}\Omega$ ), a hodnotu mezního kmitočtu propusti jsem nastavil na 150 Hz.

Vzorce pro výpočet kondenzátorů ve výhybce: [14]

$$C_1 = \frac{0,9076}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{0,6809}{2\pi \cdot f_c \cdot R} \quad (5)$$

kde:  $f_c$  je mezní kmitočet propusti (Hz),  $R$  jsou rezistory R5 a R6 ( $\Omega$ ).

### Výpis vstupních souborů pro simulaci:

```
2.rad,aktivni fx=150Hz
```

```
*
```

```
Vin 1 0 AC 1V
```

```
R5 1 2 15k
```

```
R6 2 3 15k
```

```
R7 4 0 390
```

```
C1 2 4 100nF
```

```
C2 3 0 47nF
```

```
X1 3 4 4 operak_jednoduchy
```

```
*
```

```
.AC DEC 10 0.1 10k
```

```
.PROBE V(R7)
```

```
.lib
```

```
.subckt operak_jednoduchy 1 2 4
```

```
Rin 1 2 1meg
```

```
Rout 3 4 50
```

```
E1 3 0 1 2 200k
```

```
.ends
```

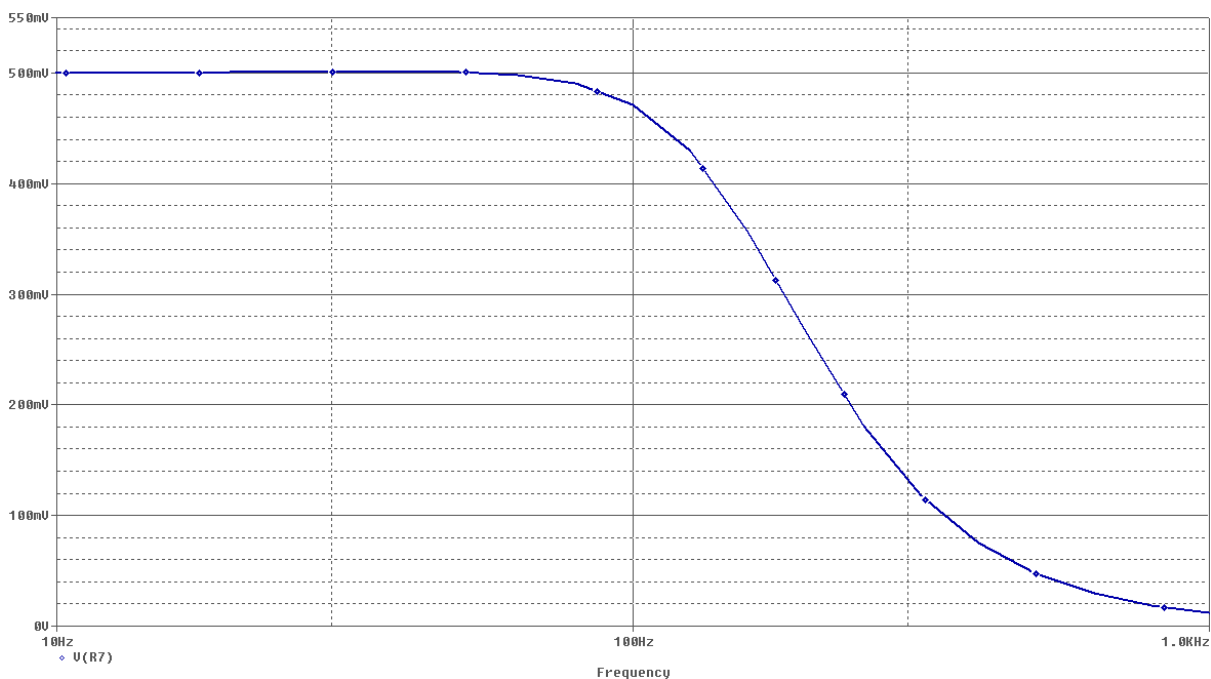
```
*
```

```
.OP
```

```
*
```

```
.end
```

Z této simulace jsem určil přenosovou charakteristiku dolní propusti, kterou zobrazuje obrázek 7. K poklesu o 3 dB (v tomto případě se jedná o pokles na 354 mV) došlo při frekvenci 159,34 Hz.



Obr. 7: Průběh simulované přenosové charakteristiky



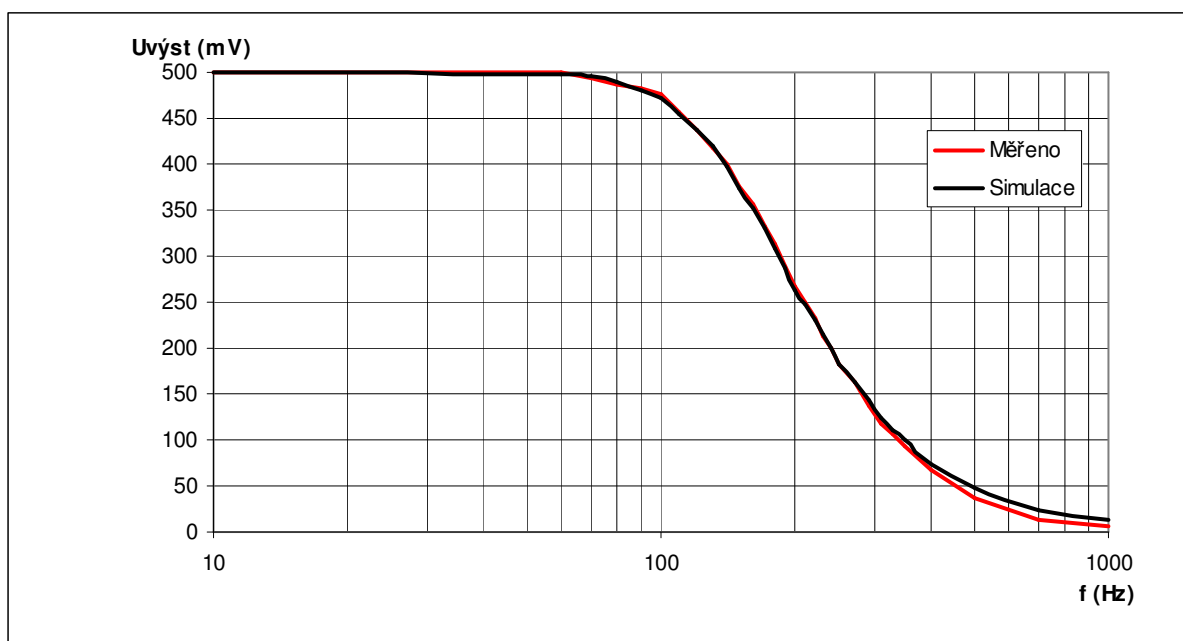
#### 4.4.2 Měření aktivní výhybky

Aktivní výhybku na obrázku 5 jsem vyrobil a oživil (DPS je součástí přílohy). Na vstup jsem připojil funkční generátor a na výstup digitální osciloskop. Proměřil jsem přenosovou charakteristiku pro sinusový signál.

**Tab.1:** Výstupní napětí propustí

frekvence [Hz]	měřeno Uvýst. [mV]	simulace Uvýst. [mV]
10	500	500
60	500	498,5
70	494	495
80	488	490
90	482	481
100	476	471
110	456	455
120	438	438
130	418	420
140	400	397
150	376	375
160	356	352
170	332	330,5
180	312	308
190	290	286
200	268	264
210	250	248
220	232	231,5
230	212	215
240	200	199
250	182	183
270	162	163
290	138	143,5
310	118	124
330	106	111
350	94	100,5
400	68	75
500	38	48
700	12	25
1000	6	12

Naměřené hodnoty se téměř shodují se simulací. Měřením jsem zjistil hodnotu mezní frekvence 162 Hz, simulací 159,3 Hz. Drobné odchylky jsou způsobeny tolerancí použitých součástek. Naměřenou a simulovanou přenosovou charakteristiku zobrazuje graf na obrázku 8.



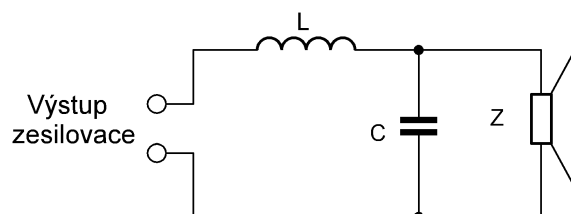
**Obr. 8:** Přenosové charakteristiky propusti

## 4.5 Pasivní výhybka

Pasivní výhybky se umísťují do výkonové části obvodu, tedy mezi výstup zesilovače a reproduktory. Jejich výhodou je poněkud jednodušší zapojení, které nemusí vždy znamenat horší poslechové vlastnosti. Nevýhodou je jistá ztráta výkonu, protože cívka je navinuta z vodiče a ten má vždy určitý odpor, na kterém vznikají úbytky napětí.

### 4.5.1 Návrh pasivní výhybky

Pokud bych chtěl navrhnout pasivní výhybku se stejným mezním kmitočtem, a stejným sklonem charakteristiky (12 dB/oktávu), musel bych použít zapojení cívky a kondenzátoru z obrázku 9.



**Obr.9:** Schéma zapojení pasivní výhybky se strmostí charakteristiky 12 dB na oktávu

Pro výpočet cívky platí vztah (6) a pro výpočet kondenzátoru vztah (7).

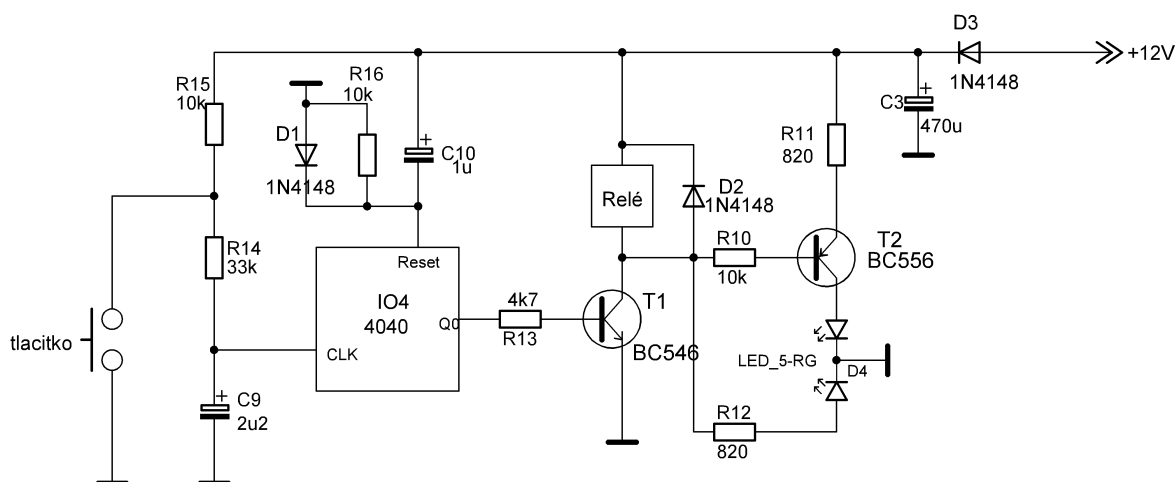
$$L = \frac{Z}{\pi \cdot f_m} = \frac{4}{3,14 \cdot 150} = 8,5 \text{mH} \quad (6)$$

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_m \cdot Z} = \frac{1}{4 \cdot 3,14 \cdot 150 \cdot 4} = 132 \mu\text{F} \quad (7)$$

Ve vzorcích  $Z$  značí jmenovitou impedanci reproduktoru [ $\Omega$ ],  $f_m$  značí mezní frekvenci výhybky,  $L$  je velikost cívky [H] a  $C$  je velikost kapacity [F]. Po dosazení mezního kmitočtu 150 Hz a impedance reproduktoru 4  $\Omega$ , vychází kapacita kondenzátoru 132  $\mu\text{F}$  a indukčnost cívky 8,5 mH.

#### 4.6 Přepínač vstupů

Přepínač vstupů, který jsem navrhl používá čítače HC4040. Pomocí tlačítka je ovládáno dvojitě přepínací relé, které na svých kontaktech přepíná mezi dvěma vstupy. Aktuální výběr vstupu zobrazuje dvoubarevná LED dioda. Návrh zapojení přepínače vstupů je na obrázku 10.



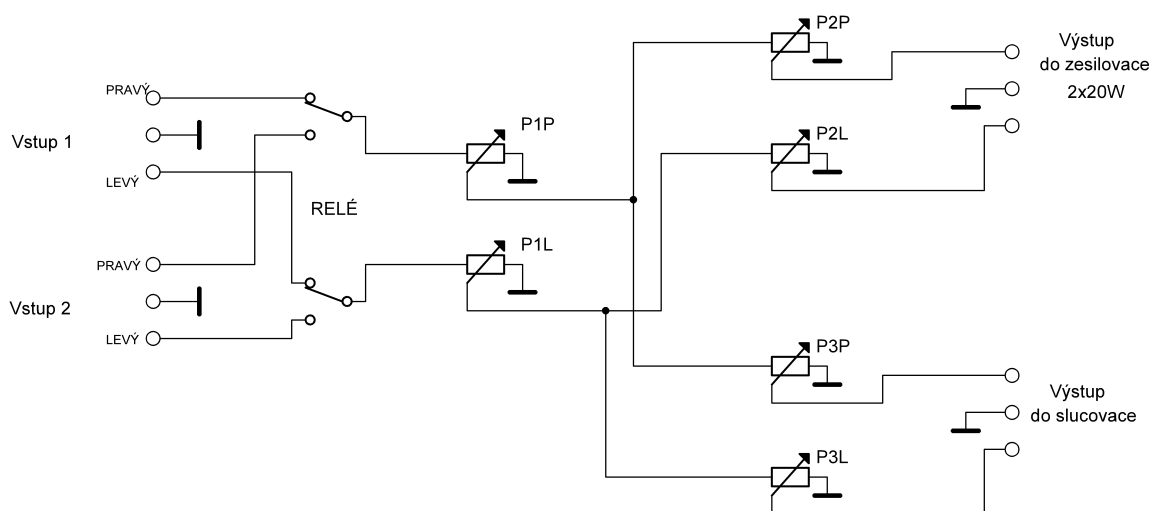
Obr. 10: Schéma zapojení přepínače vstupů (ovládání relé)

Princip funkce je následující: Pomocí tlačítka vytváříme hodinový signál pro čítač. Na výstupu č. 9 získáváme signál o poloviční frekvenci, tedy čítač používáme jako děličku frekvence. Dvě změny úrovně na vstupu tedy změni úroveň na výstupu pouze jednou. Výstupní úroveň 1 otevírá tranzistor T1. Ten slouží jako spínač pro cívku relé. Dioda D2 blokuje cívku relé, která by při vypínání mohla vytvářet napětovou špičku opačné polarity.

Pokud je na výstupu IO4 logická 1, T1 je otevřen, relé sepnuto. Báze T2 je v tomto případě přes R10 a otevřený T1 uzemněna a T2 otevřený. LED dioda svítí červeně. Přejde-li nyní hodinový signál (stisk tlačítka), na výstupu IO4 je logická 0. T1 se zavře, relé rozepne. Na bázi T2 se přes cívku relé a R10 dostane kladné napětí, T2 se zavře, červená LED zhasne. Současně se kladné napětí dostane přes cívku relé a rezistor R12 na druhou anodu dvoubarevné LED a dioda se rozsvítí zeleně. Rezistory R14, R15 a kondenzátor C9 slouží ke stabilizaci stisku tlačítka. C10, R16 a D1 slouží k automatickému resetu při zapnutí. Tak je zajištěno, že po zapnutí bude připojen vždy vstup č.1, nehlédě na stavu před vypnutím. Dioda D3 odděluje napájení přepínače vstupů od zdroje. Tuto větev napájení využívám ještě u obvodu, který zpožděně připojuje a odpojuje reproduktory. Větev není dostatečně filtrována právě z důvodu, že potřebuji, aby po vypnutí přístroje napětí na ní rychle kleslo a relé odpojilo reproduktory. Za diodou D3 je tedy kondenzátor C3, který filtruje napětí pro obvody přepínače vstupů. Proud LED diodami jsem zvolil 12 mA. Výrobce udává maximální proud LED diodou 20 mA při úbytku napětí na diodě 1,8V. Rezistory R11 a R12 jsem vypočetl následovně:

$$R = \frac{U_R}{I} = \frac{U_{cc} - U_D}{I} = \frac{12 - 1,8}{12 \cdot 10^{-3}} = 850 \Omega$$

kde  $U_R$  je napětí na rezistoru [V],  $U_{cc}$  je napájecí napětí [V],  $U_D$  je úbytek napětí na LED diodě [V], a  $I$  je proud procházející LED diodou a rezistorem.

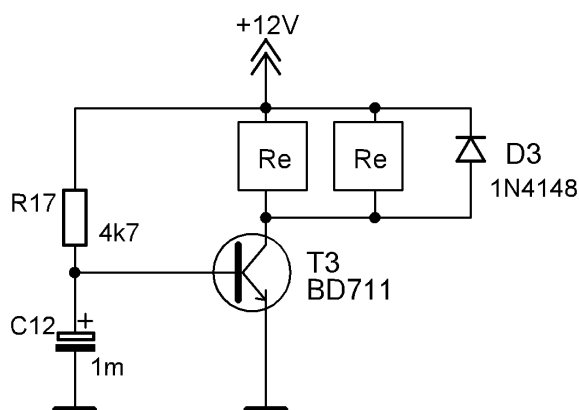


**Obr.11:** Výběr vstupu pomocí relé s následnou regulací hlasitosti

K regulaci hlasitosti jsem použil dvojitý logaritmický potenciometr. To z důvodu, aby bylo možné nízkou úroveň hlasitosti regulovat jemněji. Hodnotu tohoto potenciometru jsem volil 50 k $\Omega$ . Takto vysokou hodnotu jsem volil proto, aby zesilovač příliš nezatěžoval výstup zdroje signálu (viz kap. 2.2). Za tento potenciometr jsem zapojil ještě dva další, každý o hodnotě odporu 100 k $\Omega$ . Tyto dva potenciometry regulují zvlášť hlasitosti jednotlivých větví.

#### 4.7 Obvod pro zpožděné připojení reproduktorů

Každý operační zesilovač při svém zapnutí a náběhu do pracovního bodu vytváří na svém výstupu napěťovou špičku. V případě výkonových operačních zesilovačů, kde je na výstupu připojen přímo reproduktor, můžeme při zapnutí slyšet z reproduktoru nepříjemné lupnutí. Zároveň při vypnutí napájení takového zesilovače může docházet také k nežádoucím zvukovým efektům. Jednou z možností odstranění takových zvukových projevů je připojení reproduktoru k výstupu zesilovače až po naběhnutí zesilovače a odpojení reproduktoru ještě před vybitím filtračních kapacit napájení při vypínání. Takový jednoduchý obvod jsem navrhl i pro svůj zesilovač.

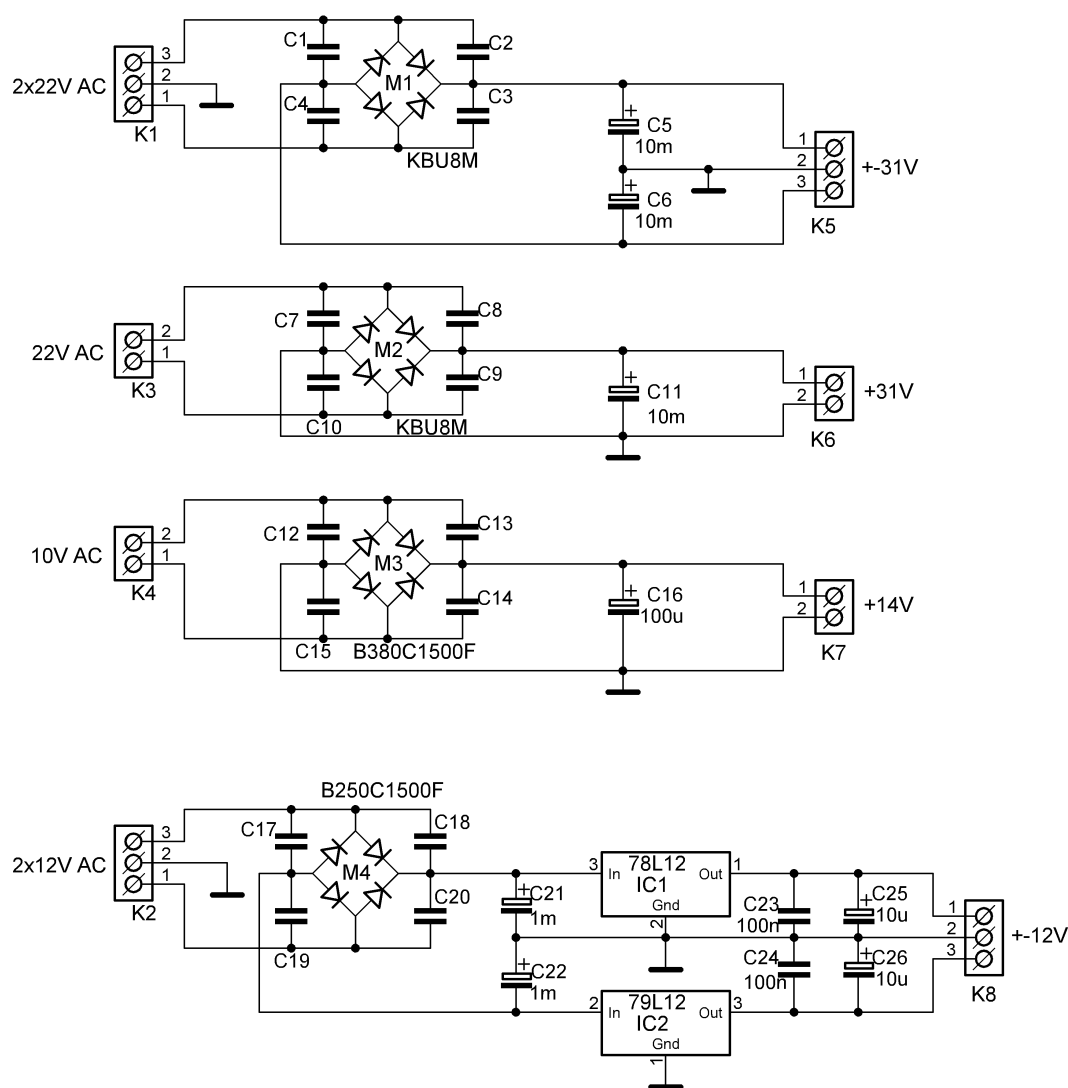


**Obr. 12:** Obvod pro zpožděné připojení reproduktorů

Při zapnutí napájení se přes R17 nabíjí C12. Jakmile se C12 nabije na 0,65V, tranzistor T1 se otevře a relé připojí reproduktory. Rezistor R17 jsem zvolil tak, aby do báze T1 šel jen takový proud, který je schopen T1 otevřít. Při vypnutí napájení je třeba reproduktory odpojit co nejrychleji. V tomto případě čas odpojení prodlužuje jen možná filtrační kapacita v napájecí větvi. Proto jsem tuto kapacitu volil jen 100  $\mu$ F. DPS je společná pro výhybku, přepínač vstupů a obvod připojování zátěže a je součástí přílohy.

## 4.8 Napájení zesilovače

K napájení všech bloků zesilovače je nutný zdroj stejnosměrného napětí, nejlépe stabilizovaného. K napájení výkonových koncových stupňů je však stabilizování napětí dosti obtížné. Jednoduchý napájecí zdroj (viz obrázek 11) jsem navrhl i pro svůj zesilovač. Zvolil jsem symetrické napájecí napětí 31 V pro 100 W koncový stupeň, 31 V pro stupeň 2x 20 W, 14 V ( po zatížení cca 12,5 V ) pro napájení přepínače vstupů a obvodu pro zpožděné připojení reproduktorů a stabilizované symetrické napětí 12 V pro napájení aktivní výhybky. Toroidní transformátor jsem si nechal na zakázku navinout, přičemž sekundární napětí a proudy jsem volil 2x 22 V/3 A; 22 V/3 A; 10 V/0,5 A a 2x 12 V/0,5 A. Jmenovitý výkon použitého transformátoru je tedy 215 VA.



Obr. 13: Napájecí zdroj pro všechny bloky zesilovače

Na obrázku 13 je schéma zapojení napájecího zdroje. Všechny napájecí větve jsou nejprve usměrněny na diodových můstcích M1 až M4. Každá dioda v můstku je vždy překlenuta kondenzátorem 100nF. Usměrněné napětí z můstků filtrují kondenzátory C5, C6, C11, C16, C21 a C22. V případě napájecí větve pro aktivní výhybku následují za filtračními kondenzátory stabilizátory napětí. Použil jsem stabilizátory z řad 78xx pro kladnou větev a 79xx pro zápornou větev. Vzhledem k nízkému proudovému odběru těchto větví postačí provedení typu L, tedy v pouzdře TO92. Na výstupech stabilizátorů jsou ještě blokovací kondenzátory, které doporučuje výrobce. Můstky M1 a M2 jsem volil pro proud 8A, což se na první pohled může zdát jako zbytečné vzhledem k výkonům, které by měl zdroj do větví dodávat. Důvodem takového „předimenzování“ je fakt, že při zapnutí zesilovače jsou filtrační kapacity vybity a při svém prudkém nabíjení v prvotním okamžiku prudce vzroste proud. Některé odborné literatury dokonce doporučují použití výkonových rezistorů, zapojených na výstupu můstku v sérii s filtračními kondenzátory. To právě z důvodu omezení proudového nárazu při zapnutí. Na to je třeba dbát i při výběru proudové pojistky přístroje. Pojistku je také nutné nepatrně předimenzovat aby se při zapínání zesilovače nepřetavila. Filtrační kondenzátory C5, C6 a C11 velkou mírou ovlivňují maximální výkon zesilovače. Slouží jako zásoba energie při prudkých výkonových rázech (úder do bubnu apod.), kdy na krátký okamžik udrží napětí, které by jinak pokleslo. Samotný transformátor má samozřejmě na maximální výkon také velký vliv.

## 5 Konstrukce zesilovače

Celý zesilovač jsem realizoval na třech DPS. První obsahuje napájecí zdroj, druhá oba koncové stupně a třetí aktivní výhybku, přepínač vstupů a obvod pro zpožděné připojení reproduktorů.

### 5.1 Rozmístění jednotlivých DPS

Základním předpokladem bylo umístění aktivní výhybky a všech signálových cest pokud možno co nejdále od transformátoru. Každý transformátor více či méně vyzařuje do svého okolí elektromagnetické pole, které může v blízko umístěném vodiči indukovat rušivé napětí. Toroidní transformátory vyzařují toto pole méně než např. transformátory z plechů EI. Transformátor a zdrojovou DPS jsem umístil do zadní části skřínky. Aktivní výhybku a koncové stupně jsem umístil nad sebe do přední části skřínky. Vedení zemních spojů jsem se snažil provádět z jednoho bodu a co nejkratšími cestami.

### 5.2 Chlazení tepelně aktivních prvků

Největším zdrojem tepla uvnitř zesilovače jsou bezesporu integrované obvody koncových stupňů. Na těchto integrovaných obvodech jsou ztrátové výkony až desítky wattů [9]. Tyto výkony (v podobě tepla) je nutné odvádět pryč ze skříně. K tomu slouží pasivní chladič, který je připevněn na pouzdra integrovaných obvodů. Z operačních zesilovačů se teplo na chladič přenáší vedením (kondukcí). Z chladiče je teplo dále předáno vzduchu, který je odváděn ze skříně prouděním (konvekcí). Pro přenos tepla vedením platí Fourierův zákon (8) a pro přenos tepla prouděním Newtonův zákon (9).

$$P = -\lambda.S.\frac{d\vartheta}{dx} \quad (8)$$

$$P = \alpha.S.\Delta\vartheta \quad (9)$$

$$[W, W.m^{-1}.K^{-1}, m^2, K.m^{-1}, W.m^{-2}.K^{-1}, K]$$

kde  $P = dQ/dt$  je tepelný tok plochou  $S$  při teplotním gradientu  $dJ/dx < 0$ ,  $\lambda$  je tepelná vodivost,  $\alpha$  je součinitel přenosu tepla,  $\vartheta$  značí teplotu a  $\Delta\vartheta$  úbytek teploty, který vznikne na



tepelném odporu. Pro úbytek teploty platí  $\Delta\vartheta = \int_{x_0}^{x_1} d\vartheta$ , měřeno mezi souřadnicemi  $x_0$ ,  $x_1$  předpokládaného lineárního uspořádání. Tepelný odpor se vypočte jako  $R_t = \int_{x_0}^{x_1} \frac{dx}{\lambda \cdot S}$ . Pro průchod tepelného toku (vedením) jedním směrem prostředím délky  $l$  [m] o stálém průřezu  $S$  [ $m^2$ ] platí pro rozdíl teplot vztah:

$$\Delta\vartheta = \frac{l}{\lambda \cdot S} \cdot P \quad (10)$$

Na základě tohoto vztahu je pak tepelný odpor  $R_t$  [ $K \cdot W^{-1}$ ] prostředí definován:

$$R_t = \frac{l}{\lambda \cdot S} \quad (11)$$

U proudění je pak rozdíl teplot  $\Delta\vartheta$  [ $K$ ] mezi povrchem chladiče a chladícím médiem dán vztahem:

$$\Delta\vartheta = \frac{P}{\alpha \cdot S} \quad (12)$$

kde  $\alpha$  je součinitel přestupu tepla [ $W \cdot m^{-2} \cdot ^\circ K^{-1}$ ]. Hodnotu tepelného odporu  $R_t$  [ $K \cdot W^{-1}$ ] lze pak vypočítat jako:

$$R_t = \frac{1}{\alpha \cdot S} \quad (13)$$

Informace převzaty z lit. [12].

U výkonových součástek výrobce většinou udává maximální tepelný odpor chladiče  $R_t$ . V praxi se tímto způsobem chladiče volí. Pro chlazení operačních zesilovačů jsem použil hliníkový chladič s tepelným odporem  $1,1 K \cdot W^{-1}$ . Pouzdra obvodů jsem od chladiče elektricky odizoloval pomocí silikonových podložek (mezi pouzdry integrovaných obvodů je rozdíl potenciálu 31V). Do spodního víka krabičky (pod chladičem) jsem vyvrtal otvory pro proudění vzduchu. Horní víko má nad chladičem také několik větracích průduchů. Tak je zajištěno, že teplý vzduch od chladiče bude stoupat vzhůru a ven ze skříně. Stejně tak bude stoupat i teplý vzduch z okolí transformátoru. Teplota na diodových můstcích při maximálním výkonu nijak výrazněji nevzrostla ani po dlouhodobějším provozu, takže chlazení můstků nebylo nutné. Žádné další výkonové součástky, které by bylo nutné chladit v zapojení nejsou.

## 6 Měření parametrů zesilovače

Nyní popíšu výsledky měření na vyrobeném zesilovači. Vlastnosti zesilovače jsem změřil za použití digitálního osciloskopu Agilent (DSO 6034A/313483) a funkčního generátoru Agilent (33220A/000135756). Měření probíhalo při pokojové teplotě.

### 6.1 Zesílení

Na vstup zesilovače jsem připojil funkční generátor, na kterém jsem nastavil sinusový signál. Na výstup jsem připojil jmenovitou zátěž  $4 \Omega$  a dvoukanalovým osciloskopem jsem měřil amplitudu vstupního a výstupního signálu přičemž všechny potenciometry jsem měl vytočeny do krajní polohy tj. na maximum. Hlubokotónovou větev jsem měřil při frekvenci 75 Hz, což je frekvence, při které by dolní propust ještě neměla signál omezovat. Satelitní větve jsem měřil při frekvenci 1 kHz.

**Tab.2:** Naměřené a vypočtené hodnoty zesílení

větev	Vstupní (mV)	Uvýstupní (V)	zesílení	zesílení (dB)	zesílení teoretické(dB)
levý kanál	217	18,3	84,3	38,5	36,5
pravý kanál	222	18,1	81,5	38,2	36,5
hlubokotónová	280	11,4	40,7	32,2	37,1

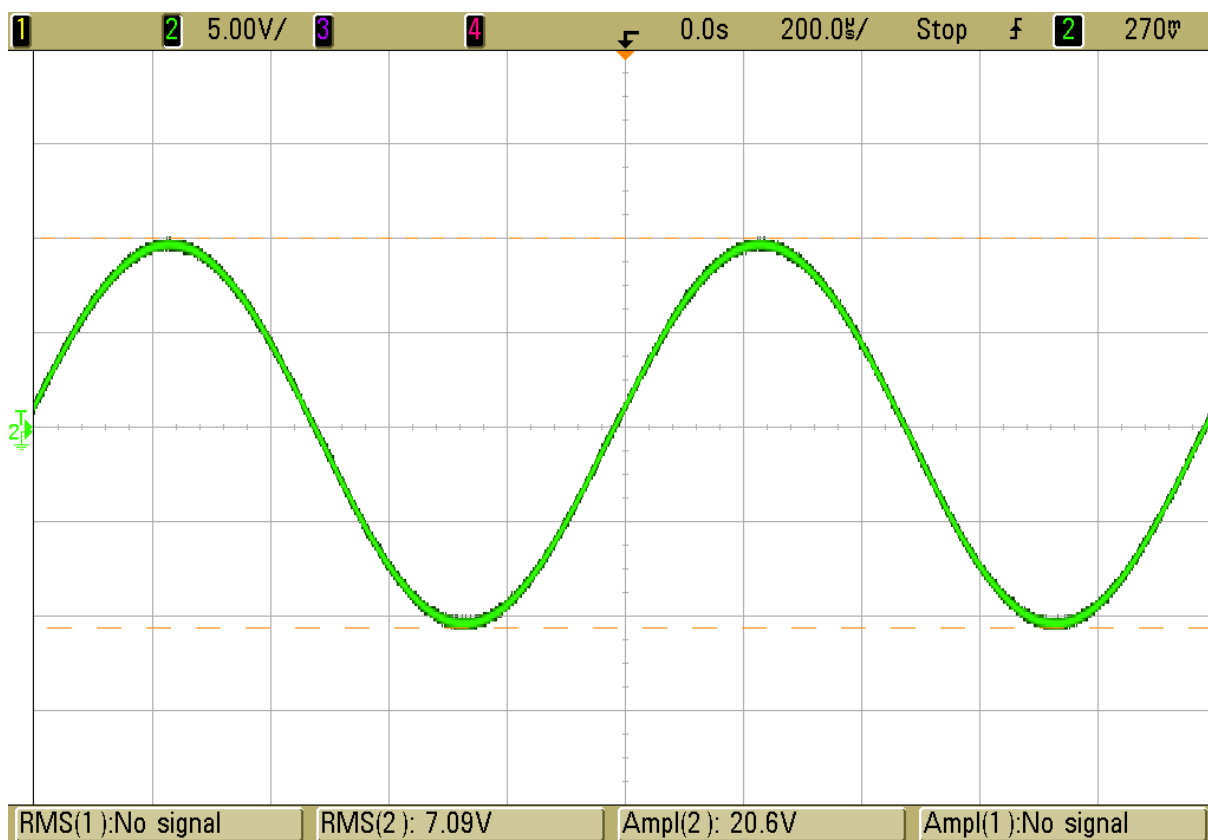
Zesílení je poměrem velikosti výstupního a vstupního signálu. Pro přepočítání na decibely se používá vzorec (14), kde  $A_u$  značí velikost zesílení v decibelech (dB).

$$A_u = 20 \log \text{zesílení} \quad (14)$$

Jak je z výsledků patrné, v případě levého a pravého kanálu je zesílení ještě o málo vyšší, než bylo navrženo výpočtem. V případě hlubokotónové větve o něco málo nižší.

### 6.2 Výstupní výkon

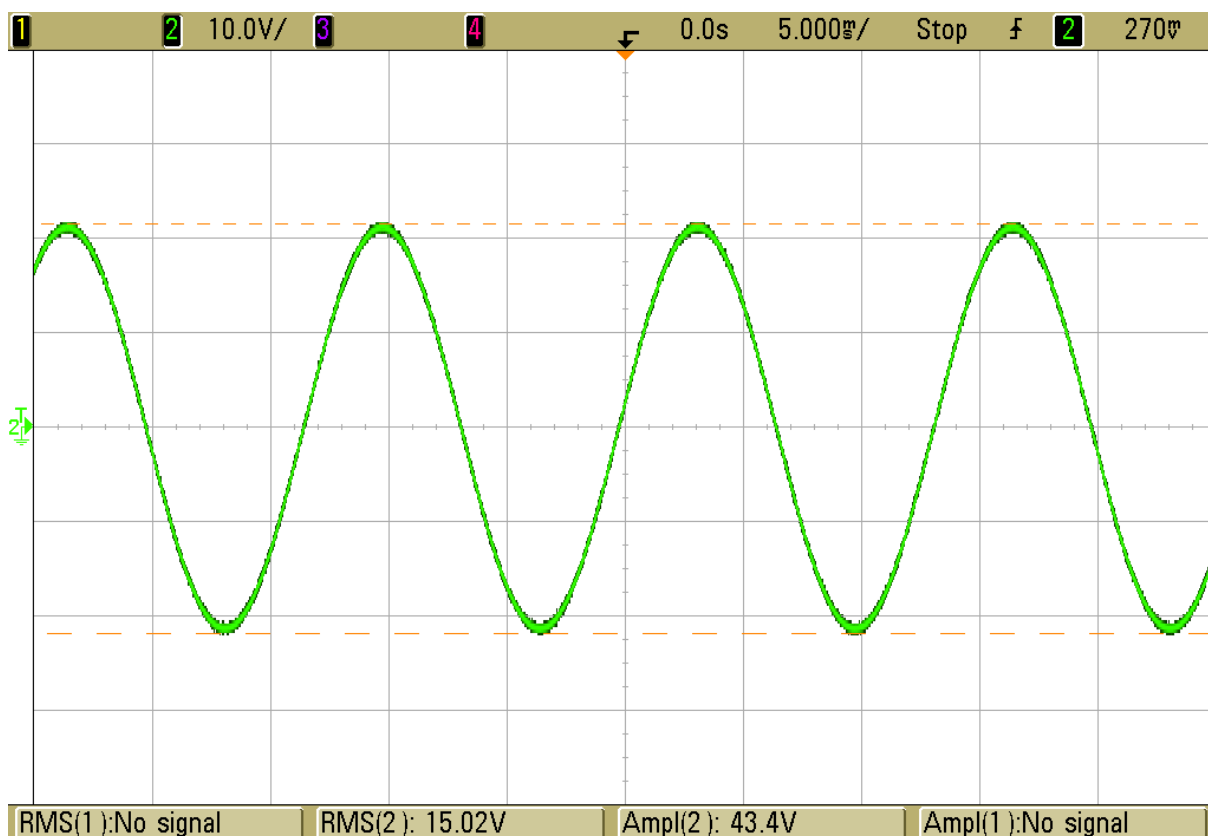
Výstupní výkon jsem měřil na odporové zátěži  $4 \Omega$  tak, že jsem postupně zvyšoval napětí na vstupu zesilovače, až se výstupní signál začínal dostávat do limitace. Satelitní větve jsem měřil opět na frekvenci 1 kHz a hlubokotónovou na 75 Hz. Na výstupech pravého a levého kanálu jsem naměřil shodné maximální napětí, které ještě nebylo v limitaci. Toto napětí mělo hodnotu 20,6 V (mezi vrcholy).



**Obr.14:** Výstupní signál levého kanálu při měření výkonu

Ke zjištění maximálního výkonu stačí dosadit napětí a impedanci do vzorce (2). Za napětí se však dosazuje velikost jedné amplitudy, nikoliv amplitudy mezi vrcholy. Dosazujeme tedy napětí 10,3 V. Po dosazení vychází sinusový výkon jednoho kanálu na 26,5 W. Nutno však podotknout, že jsem při měření výkonu neměl k dispozici přístroj k měření zkreslení. Pokud však není při výkonu 26 W na průběhu žádná deformace vidět, lze očekávat, že při výkonech pod 20 W bude splněna forma Hi-Fi, která povoluje největší možné zkreslení 1%.

Obdobně jsem měřil i výstupní výkon hlubokotónové větve. Zde jsem musel měřit rychle, protože jsem měl k dispozici jen 60-ti wattovou zátěž a tato zátěž se při měření dosti zahřívala. Největší výstupní napětí bez limitace, které jsem naměřil bylo 43,4 V (mezi vrcholy). Dosazením do vzorce (2) jsem zjistil hodnotu sinusového výkonu 118 W. Lze však předpokládat, že hudební výkon bude ještě o něco vyšší.



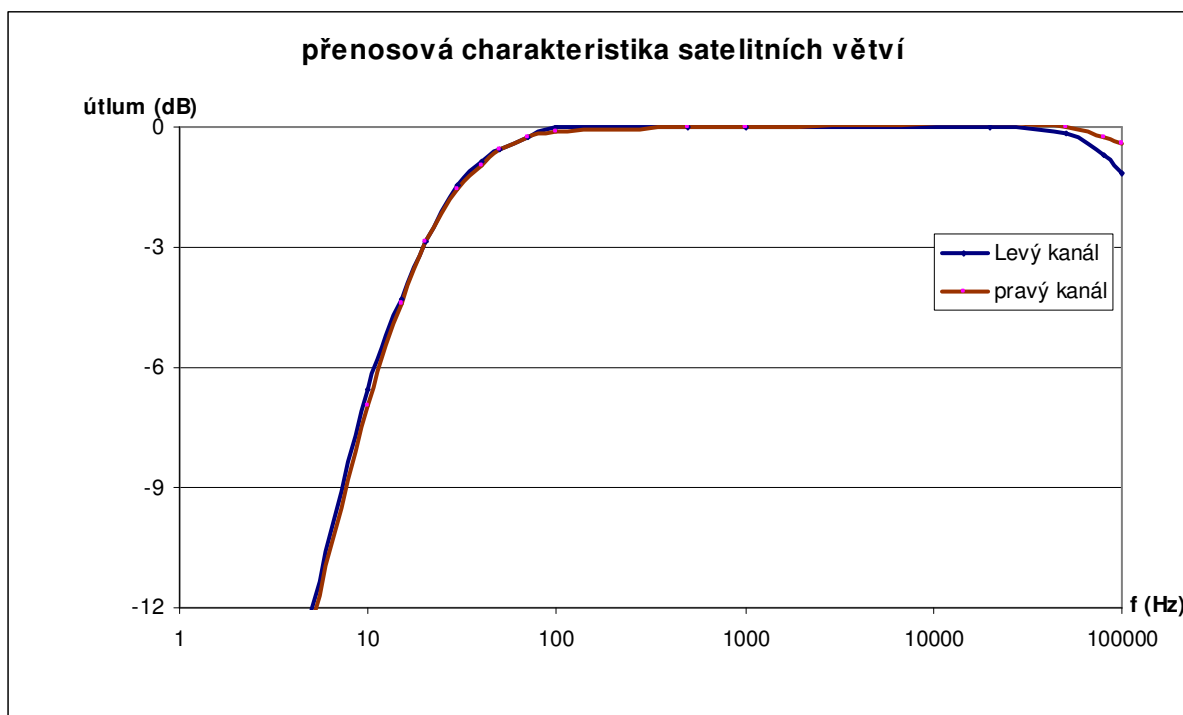
Obr. 15: Výstupní signál hlubokotónového kanálu při měření výkonu

### 6.3 Přenosová charakteristika

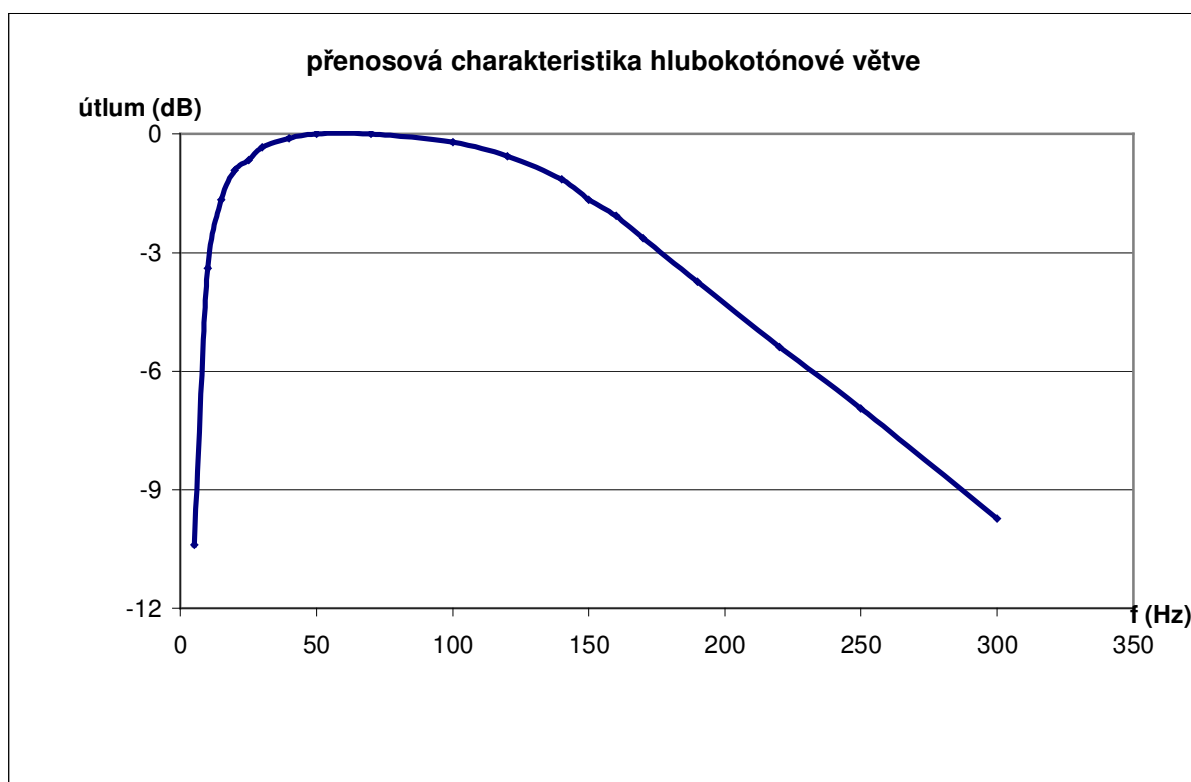
Přenosovou charakteristiku jsem měřil tak, že jsem na vstupech zesilovače měnil frekvenci a na výstupu (při zatížení jmenovitou impedancí) odečítal amplitudu signálu (amplitudu vstupního signálu jsem udržoval konstantní). Z největších výstupních hodnot jsem určil velikosti amplitud, při kterých dochází k poklesu o 3 dB. Pro levý kanál je to 2,83 V; pro pravý 3,009 V; a pro výstup hlubokotónový 3,54 V (hodnoty získané dosazením do vzorce 3). Z hodnot v tabulce 3 tedy vyplývá, že satelitní kanály mají přenosové pásmo přibližně od 20 Hz až nad 100 kHz. Výrobce obvodu TDA 7262 garantuje pásmo 40 Hz až 80 kHz. Hlubokotónová větev má přenosové pásmo přibližně 12 Hz až 170 Hz. Horní mezní kmitočet přibližně odpovídá meznímu kmitočtu aktivní propusti. Hodnoty výstupních napětí při různých frekvencích zobrazuje tabulka 3. Obrázky 16 a 17 zobrazují přenosové charakteristiky všech kanálů.

**Tab.3:** Výstupní napětí při měření frekvenční charakteristiky

Kanál	levý	pravý		hlubokotónový
frekvence (Hz)	Uvýstupní (V)	Uvýstupní (V)	frekvence (Hz)	Uvýstupní (V)
5	1	1,02	5	1,51
10	1,88	1,91	10	3,38
15	2,44	2,56	15	4,13
20	2,88	3,06	20	4,5
30	3,38	3,56	25	4,63
40	3,63	3,81	30	4,81
50	3,75	4	40	4,94
70	3,88	4,13	50	5
100	4	4,19	70	5
500	4	4,25	100	4,88
1000	4	4,25	120	4,69
20000	4	4,31	140	4,38
50000	3,94	4,25	150	4,13
80000	3,69	4,13	160	3,94
100000	3,5	4,06	170	3,69
			190	3,25
			220	2,69
			250	2,25
			300	1,63
			400	1,06
			500	0,75



**Obr. 16:** Přenosová charakteristika satelitních větví (přenos 18 Hz – 100 kHz)



**Obr. 17:** Přenosová charakteristika hlubokotónové větve (přenos 12 Hz – 170 Hz)

## 6.4 Fázová charakteristika

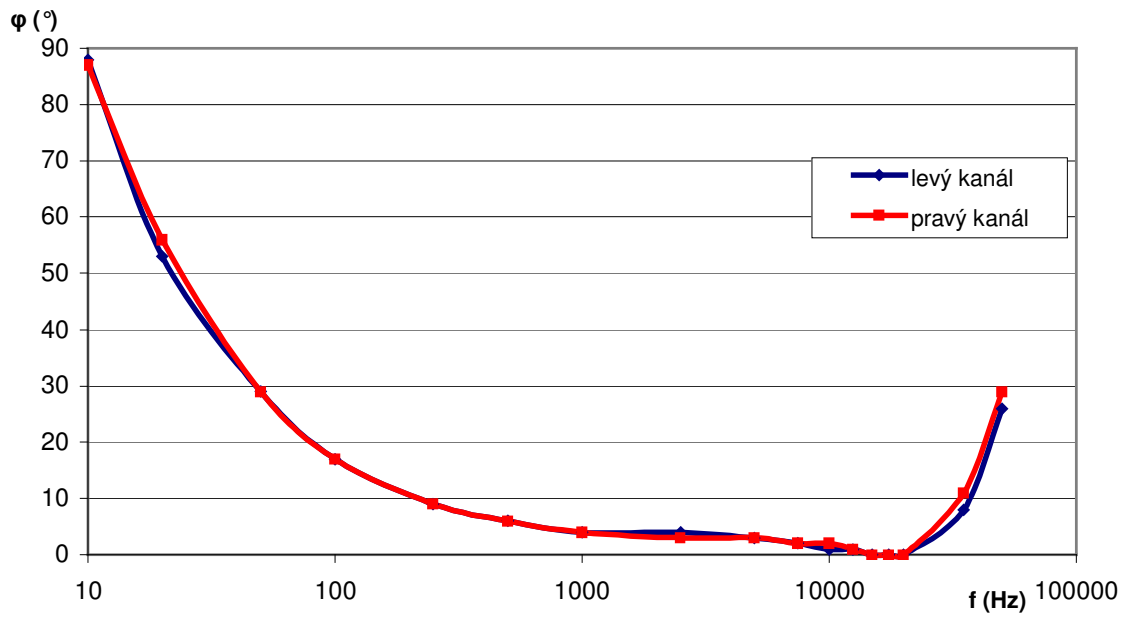
Fázovou charakteristiku jsem měřil tak, že jsem na vstupech zesilovače měnil frekvenci sinusového signálu a na výstupu jsem zjišťoval o jaký časový úsek je signál zpožděn. Fázový posun  $\varphi$  [°] je pak dán vztahem:

$$\varphi = \Delta t \cdot f \cdot 360 \quad (15)$$

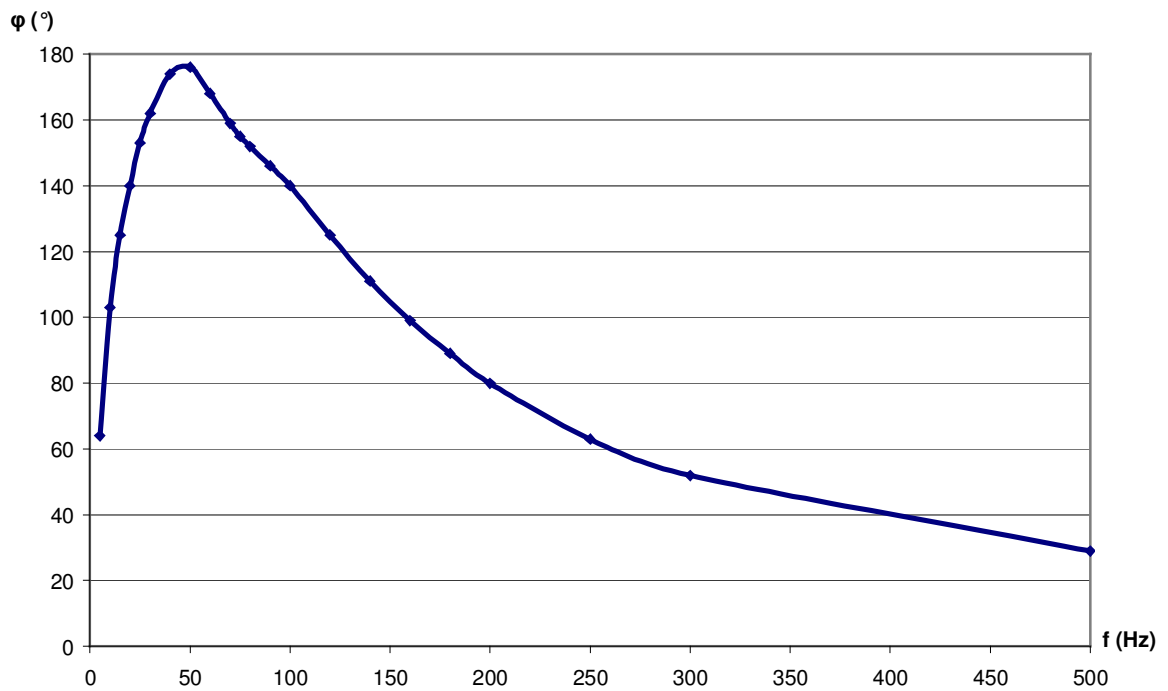
kde  $\Delta t$  značí časové zpoždění [s] a  $f$  je frekvence měřeného signálu [Hz].

**Tab.4:** Fázové posuvy výstupních signálů

satelity	levý	pravý	hlubokotónový	
f (Hz)	$\varphi$ [°]	$\varphi$ [°]	f (Hz)	$\varphi$ [°]
10	88	87	5	64
20	53	56	10	103
50	29	29	15	125
100	17	17	20	140
250	9	9	25	153
500	6	6	30	162
1000	4	4	40	174
2500	4	3	50	176
5000	3	3	60	168
7500	2	2	70	159
10000	1	2	75	155
12500	1	1	80	152
15000	0	0	90	146
17500	0	0	100	140
20000	0	0	120	125
35000	8	11	140	111
50000	26	29	160	99
			180	89
			200	80
			250	63
			300	52
			500	29



**Obr.18:** Fázová charakteristika satelitních větví

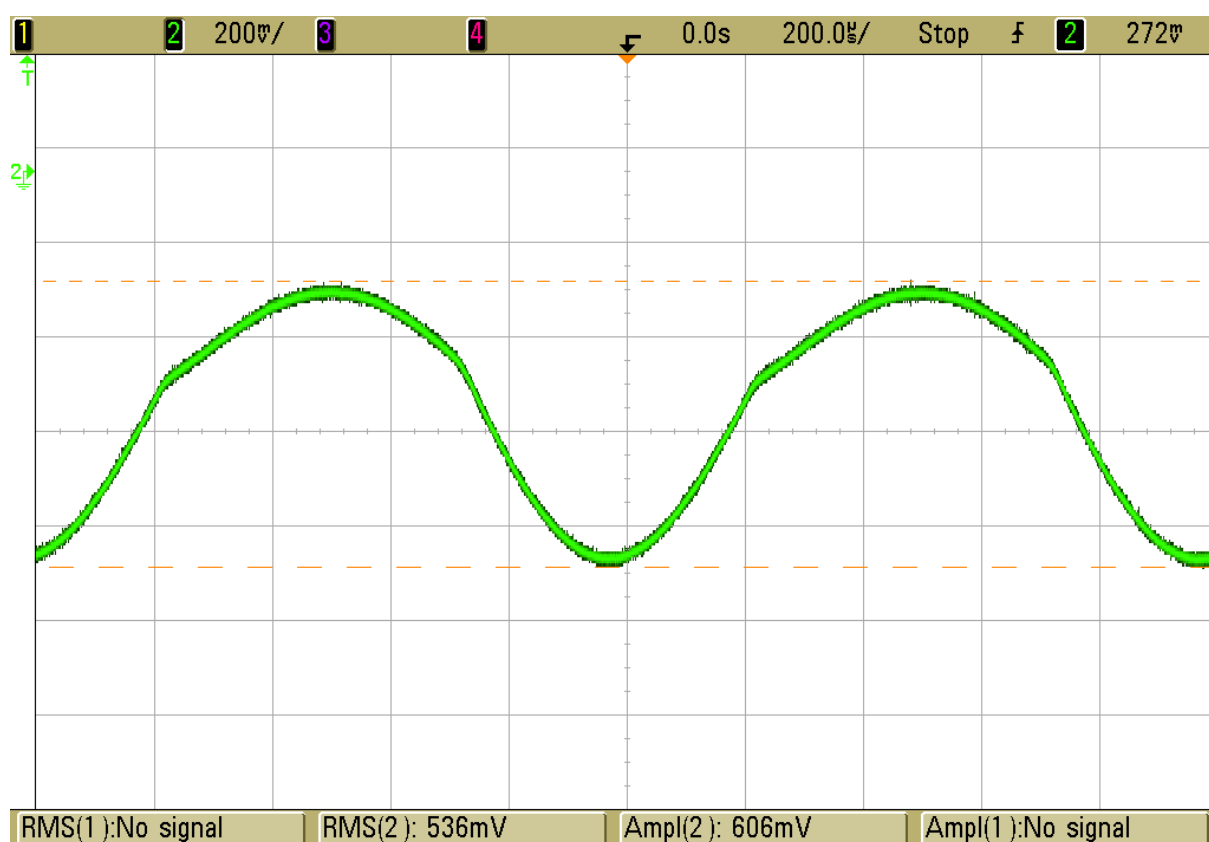


**Obr.19:** Fázová charakteristika hlubokotónové větve



## 6.5 Přeslechy mezi kanály

Míru přeslechu jsem mezi satelitními kanály jsem určil tak, že jsem jeden kanál vybudil na jmenovitý výkon (20 W do zátěže 4 Ω) a na výstupu druhého kanálu jsem měřil napětí. Z pravého kanálu na levý se při tom dostávalo napětí o velikosti 563 mV. Z levého kanálu na pravý 606 mV. Přepočtením podle vzorce 16 jsem získal míru přeslechu 30,1 resp. 29,5 dB. To jsou bohužel hodnoty nesplňující normu Hi-Fi, nicméně se domnívám, že tento nedostatek nebude mít větší vliv na kvalitu reprodukce. Na obrázku 20 můžeme vidět průběh napětí zachyceného osciloskopem na pravém kanálu.



Obr. 20: Přeslechové napětí na výstupu pravého kanálu

Pro zjištění přeslechu platí vztah 17, ve kterém  $U_1$  značí napětí na výstupu vybudzeného kanálu [V] a  $U_2$  napětí na výstupu měřeného kanálu [V].

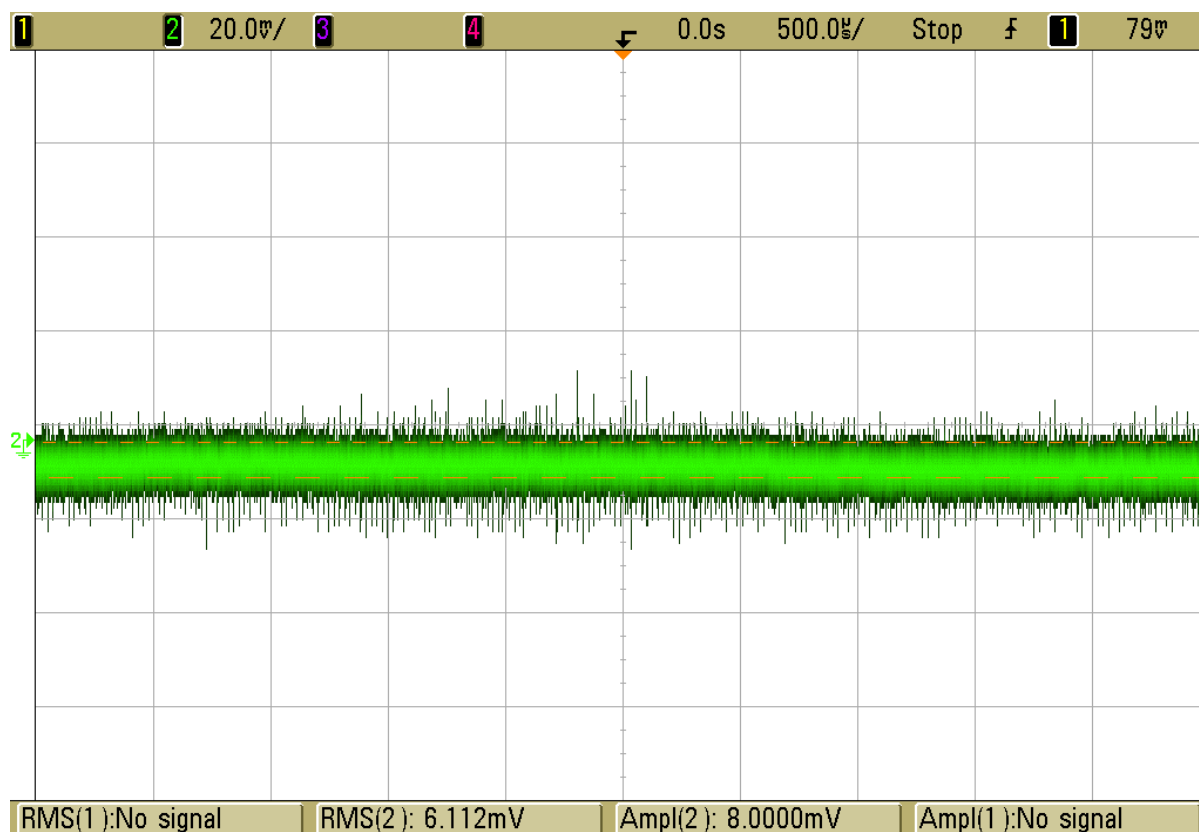
$$\text{přeslech} = 20 \cdot \log \frac{U_1}{U_2} \quad [\text{dB}] \quad (17)$$

## 6.6 Odchylka mezi stereofonními kanály

Při měření kmitočtové charakteristiky bylo na obou vstupech stejné napětí. Na výstupu levého kanálu při kmitočtu 1 kHz jsem naměřil napětí 4 V. Na výstupu pravého kanálu 4,25 V. Dosazením do vzorce 3 jsem získal hodnotu odchylky 0,53 dB. Norma Hi-Fi dovoluje odchylku až 3 dB, takže zde je podmínka splněna s dostatečnou rezervou.

## 6.7 Šum na výstupech zesilovače

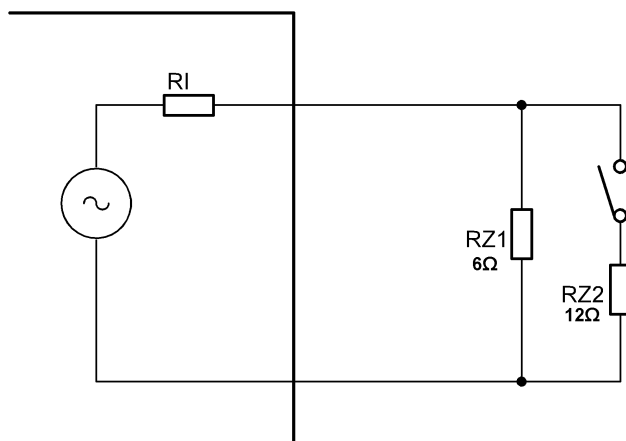
Šum zesilovače jsem měřil tak, že jsem připojil osciloskop na výstupy a potenciometry regulace hlasitosti otočil na minimum. V této poloze jsou vstupy uzemněny. V případě, že bych to neudělal, na výstupu bych naměřil rušivé napětí, které se do zesilovače dostává přes vstupní kabel. Uzemněním vstupů jsem tedy zajistil, že budu měřit pouze vlastní šum zesilovače. Na výstupu pravého kanálu jsem naměřil efektivní hodnotu šumu 6,112 mV, na levém kanálu 5,966 mV a na hlubokotónovém 5,806 mV. Amplitudy změřil osciloskop ve všech třech případech stejné 8 mV. Naměřené hodnoty šumů považuji za velmi dobré. Takto malá hodnota napětí v reproduktorech není slyšet. To potvrdila i poslechová zkouška.



Obr.21: Šum na výstupu pravého kanálu

## 6.8 Vnitřní impedance zesilovače

Vnitřní impedanci zesilovače jsem nejprve měřil tak, že jsem koncové stupně vybudil naprázdno, změřil výstupní napětí a poté připojil jmenovitou zátěž a znovu změřil napětí. V obou případech jsem získal stejnou hodnotu výstupního napětí. Z toho plyne, že oba dva použité obvody TDA mají integrovanou jakousi zpětnou vazbu, která řídí výstupní napětí. Výstupy obvodů se tedy chovají jako dokonale tvrdý zdroj. Pokusil jsem se ještě laborovat s různými zátěžemi. U satelitních kanálů jsem vždy dostal na výstupu stejně velké napětí. U hlubokotónové větve se mi podařilo získat rozdíl napětí při zátěži  $6\ \Omega$  a  $4\ \Omega$ . Napětí na první zátěži bylo  $6\ \text{V}$  ( $U_1$ ). Napětí na druhé zátěži  $5,905\ \text{V}$  ( $U_2$ ). Měření proběhlo opět na frekvenci  $75\ \text{Hz}$ .



Obr. 22: Měření impedance hlubokotónové větve

Hledanou impedanci  $R_i$  jsem vypočetl ze známých rozdílů výstupních napětí a proudů. Vztah (1) pro výpočet impedance jsem byl nucen poupravit.

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{(U_1 - U_2)}{\frac{U_2 \cdot (R_{z2} + R_{z1})}{R_{z2} \cdot R_{z1}} - \frac{U_1}{R_{z1}}} \quad (17)$$

kde  $R_i$  je hledaná vnitřní impedance,  $R_{z1}$  a  $R_{z2}$  jsou zátěže,  $U_1$  je výstupní napětí bez připojeného  $R_{z2}$ ,  $U_2$  je výstupní napětí s připojeným  $R_{z2}$ . Dosazením do vzorce 4 jsem získal hodnotu vnitřní impedance  $0,199\ \Omega$ . Zde jsem tedy normu Hi-Fi opět splnil, protože ta požaduje při použití reproduktoru  $4\ \Omega$  vnitřní impedanci zesilovače pod  $1,33\ \Omega$ . Činitel útlumu je v mém případě přibližně 20.

## 7 Závěr

Zadání práce bylo splněno. Seznámil jsem se s problematikou návrhu nízkofrekvenčních zesilovačů. Navrhl jsem vhodný zesilovač pro zvukovou kartu počítače. Zesilovač jsem vyrobil, oživil a změřil jsem jeho parametry. Téměř u všech parametrů se mi podařilo splnit požadavky, které klade norma Hi-Fi. Jedinou výjimkou je míra přeslechu mezi stereofonními kanály, která má dle normy činit nejméně 40 dB. V mém případě jsem zjistil hodnotu o 10 dB nižší. Zesilovač má na poslech velmi dobrý zvuk, neprodukuje žádné rušivé signály, v reproduktorech není slyšet síťový brum.

Na výstupy zesilovače jsem zkoušel připojovat různé reproboxy. Zjistil jsem, že kvalita zvuku závisí velkou měrou na kvalitě reproduktorů, na typu reproboxu, na jeho velikosti a objemu. Například hlasitost na subwooferu o výkonu 70 W jsem nastavil tak, aby hrál s vyváženým poměrem hloubek k satelitním reproboxům. Poté jsem nechal hlasitost stejně nastavenou a připojil jsem subwoofer o výkonu 350 W. Vinou jiné citlivosti tento reprobox téměř nebyl slyšet.

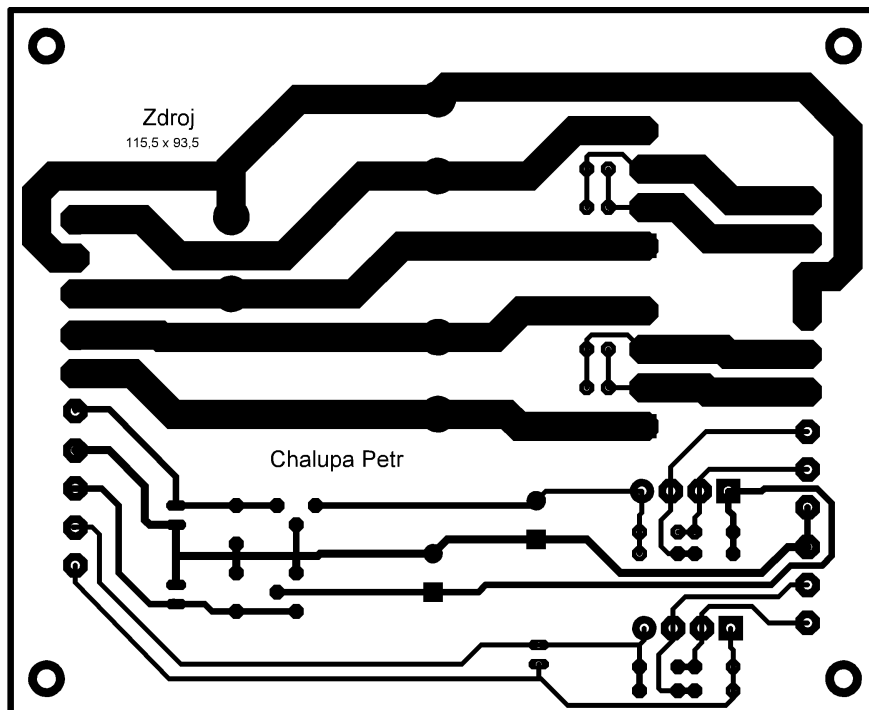
Nízkofrekvenční zesilovače vyráběné sériově nebývají vždy ideálně navrženy. Předpokládá se totiž, že budou reprodukovat nejčastěji mluvené slovo při malých hlasitostech. Výrobci často používají méně výkonných transformátorů, malých hodnot filtračních kapacit apod. To vše za účelem snížení výrobních nákladů. Samotné parametry zesilovače, udávané výrobcem jsou též velmi často předimenzované a slouží pouze k přilákání zákazníka [informace získané při opravách audiozařízení].

## 8 Použitá literatura

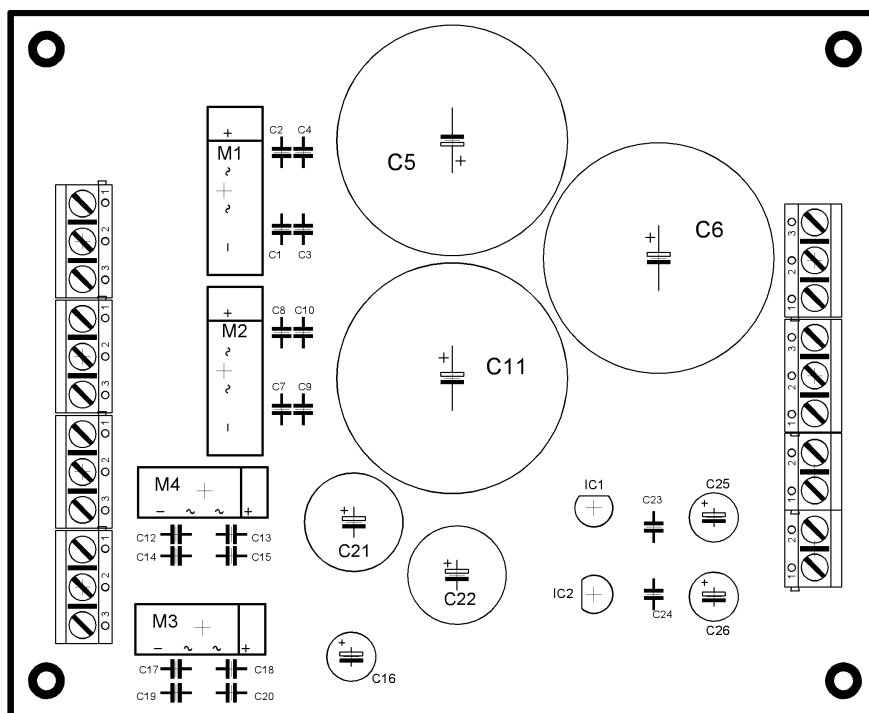
- [1] KOTISA, Z.: NF zesilovače a jejich amatérská stavba, BEN, Praha 2001
- [2] KOTISA, Z.: NF zesilovače – Integrované výkonové zesilovače, BEN, Praha 2002
- [3] MALINA, V.: Poznáváme elektroniku IV – od A do Z, KOPP, České Budějovice 2004
- [4] MALINA, V.: Poznáváme elektroniku II, KOPP, České Budějovice 1998
- [5] TOMAN, K.: Reprodukory a reprosoustavy DEXON, BEN, 1.díl, 1.vydání
- [6] SVOBODA, J.: Příručka techniky hifi, SNTL, Praha, 1984,
- [7] Časopis Amatérské rádio, ročník IV/1999, číslo 3
- [8] Datasheet obvodu TDA 7262, získaný (2.4.2009) z odkazu:  
[http://www.datasheetcatalog.com/datasheets\\_pdf/T/D/A/7/TDA7262.shtml](http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/D/A/7/TDA7262.shtml)
- [9] Datasheet obvodu TDA 7293V, získaný (2.4.2009) z odkazu:  
<http://alpha.supplyframe.com/datasheet-pdf/component/stmicroelectronics/TDA7293V-datasheet?id=1583239>
- [10] Časopis Amatérské rádio, ročník V/1997, číslo 1
- [11] BIOLEK, D.: Sběrka k předmětu modelování a počítačová simulace 2005
- [12] MUSIL, V.: Navrhování a konstrukce elektronických přístrojů
- [13] <http://cs.wikipedia.org/wiki/Hi-Fi> (14.4.2009)
- [14] Vzorce pro výpočet výhybky, (získané 16.4.2009) z odkazu:  
[http://www.hardwarebook.info/Bessel\\_12dB\\_Lowpass](http://www.hardwarebook.info/Bessel_12dB_Lowpass)

## 9 Příloha k bakalářské práci

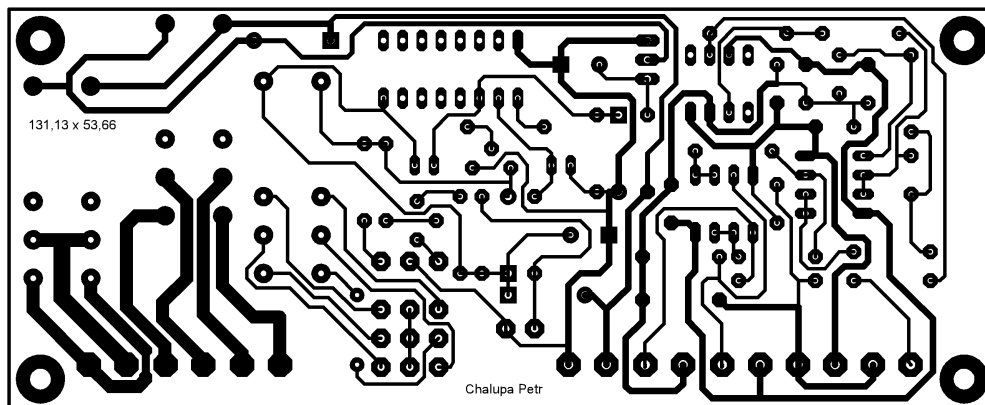
### 9.1 desky plošných spojů



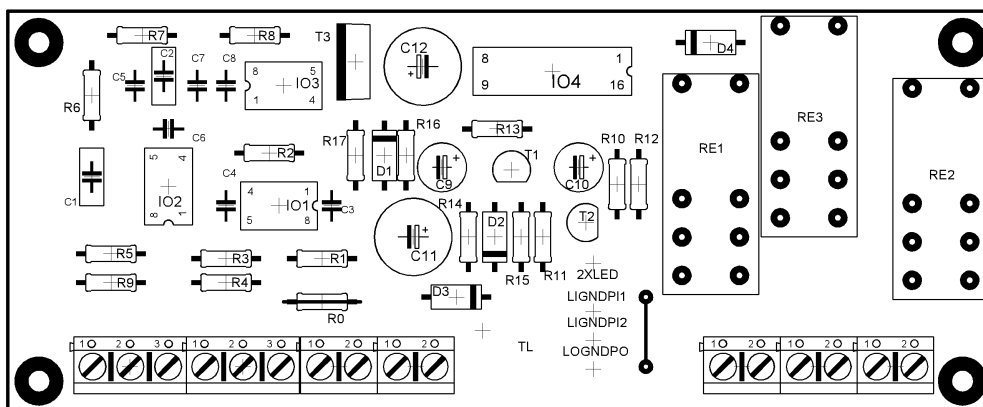
Obr. 23: Plošné spoje napájecího zdroje (115,5 x 93,5mm)



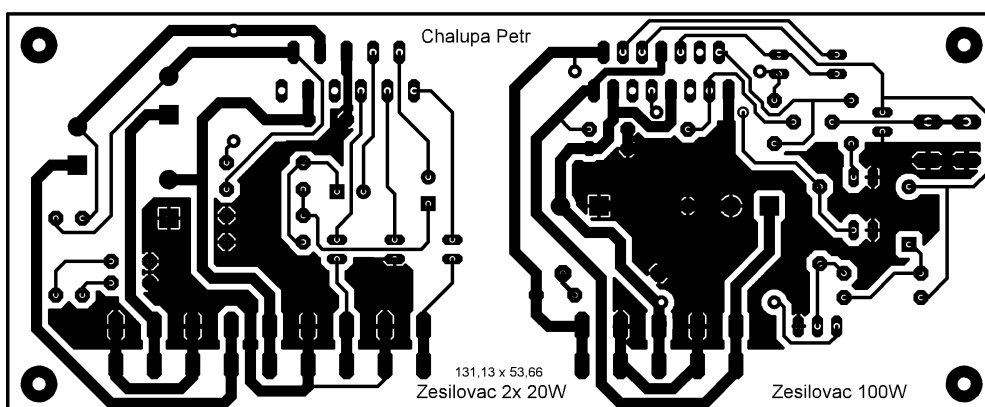
Obr. 24: Rozmístění součástek na desce zdroje



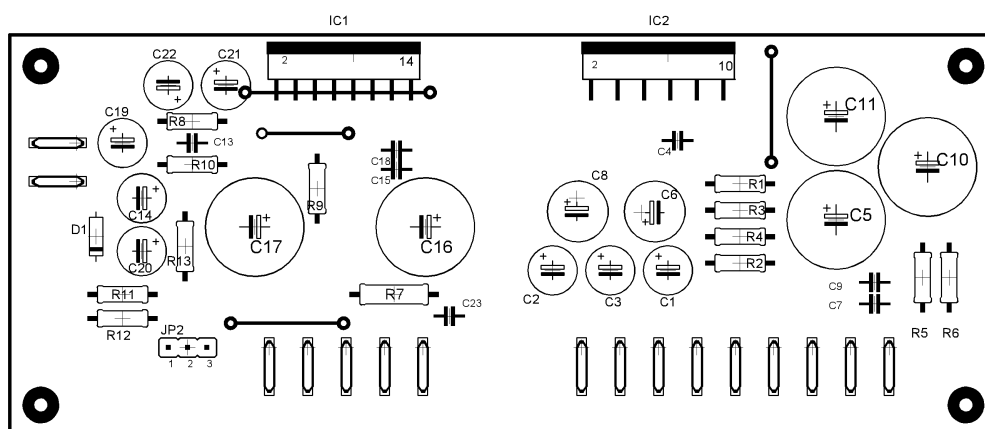
Obr. 25: Plošné spoje aktivní výhybky (131,13 x 53,66mm)



Obr. 26: Rozmístění součástek na desce aktivní výhybky



Obr. 27: Plošné spoje výkonových zesilovačů (131,13 x 53,66mm)



**Obr. 28:** Rozmístění součástek na desce výkonových zesilovačů

## 9.2 Seznam použitých součástek

### DPS napájecího zdroje:

M1, M2	KBU8M
M3	B380C1500F
M4	B250C1500F
C1-C4, C7-C10, C12-C15, C17-C20, C23, C24	100nF /63V
C5, C6, C11	10mF /35V
C16	100μF /25V
C21, C22	1mF /25V
C23, C24	100nF /63V
C25, C26	10μF /25V
IC1	78L12
IC2	79L12



**DPS aktivní výhybky:**

R1, R4	100k $\Omega$
R2, R3, R7, R13, R17	4,7k $\Omega$
R5, R6	15k $\Omega$ /1%
R8, R10, R15, R16	10k $\Omega$
R9	390 $\Omega$
R11, R12	820 $\Omega$
R14	33k $\Omega$
C1	100nF /1%
C2	47nF /1%
C3-C8	100nF /63V
C9	2,2 $\mu$ F /25V
C10	1 $\mu$ F /25V
C11	470 $\mu$ F /25V
C12	1mF /25V
T1	BC 546
T2	BC 556
T3	BD 711
D1-D3	1N4148
D4	dvoubarevná led 5mm (spol. katoda)
IO1, IO2	NE 5532
IO3	NE 5534
IO4	HCF 4040
3x Relé	RELEH820F12C

**DPS výkonových zesilovačů:**

R1, R3	1,2k $\Omega$
R2, R4	18 $\Omega$
R5, R6	1 $\Omega$
R7	3,9 $\Omega$ /2W
R8, R9	22k $\Omega$
R10	680 $\Omega$
R11	10k $\Omega$
R12	33k $\Omega$
R13	22k $\Omega$
C1, C2	22 $\mu$ F /25V
C3	22 $\mu$ F /25V
C4, C7, C9, C15, C18	100nF /63V
C5, C16, C17	1mF /35V
C10, C11	2,2mF /35V
C6, C8	220 $\mu$ F /35V
C13, C23	1 $\mu$ F /svitkový
C19, C20	10 $\mu$ F /63V
C21	47 $\mu$ F /63V
C22	22 $\mu$ F /63V
D1	1N4148
IC1	TDA 7262
IC2	TDA 7293

Všechny použité rezistory jsou velikosti „miniaturní“. Výrobce udává jejich maximální možnou výkonovou ztrátu 0,25 W.

**Ostatní použité součástky:**

Pojistka tavná pomalá 1,6A

Tlačítko spínací

Síťový vypínač (250V /5A)

Hliníkový chladič s žebrováním (250x 90mm)

Potenciometr dvojitý logaritmický PC1622NK050

Potenciometr dvojitý logaritmický PC1222NK100 2x

Toroidní transformátor vyrobený na zakázku:

Primární napětí 230V, sekundární napětí 2x22V/ 3A; 22V/ 3A; 10V/ 0,5A; 2x12V/ 0,5A, výkon 215VA.