

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A  
TELEKOMUNIKACÍ**

# **DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Budicí systém pro reprosoustavy instalované  
v dozvukové komoře**

**Autor práce: Bc. Tomáš Choura**

**Vedoucí práce: Ing. Oldřich Tureček Ph.D.**

**Plzeň 2016**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI  
Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2015/2016

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš CHOURA**  
Osobní číslo: **E14N0099P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**  
Název tématu: **Budicí systém pro reprosoustavy instalované v dozvukové komoře**  
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Pro systém reproduktorových soustav používaných v dozvukové komoře ZČU FEL navrhněte koncepci vhodných výkonových zesilovačů, přepínačů a frekvenční výhybky.
2. Navržený systém realizujte.
3. Ověřte parametry akustického pole, které je v dozvukové komoře vybuzené instalovanými reprosoustavami s realizovaným systémem frekvenční výhybky, přepínačů a výkonových zesilovačů.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího  
Rozsah kvalifikační práce: 40 - 60 stran  
Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická  
Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí diplomové práce: Ing. Oldřich Tureček, Ph.D.  
Katedra technologií a měření

Datum zadání diplomové práce: 15. října 2015  
Termín odevzdání diplomové práce: 16. května 2016

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



  
Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 15. října 2015

## **Abstrakt**

Tato práce pojednává o návrhu budicího systému pro reproduktorové soustavy, které slouží v dozvukové komoře pro měření doby dozvuku. Cílem této práce je návrh, realizace a testování takového systému.

Vlastní koncepce budicího systému vychází z analogového zpracování signálu. První částí systému je šesti-kanálový předzesilovač, který zpracovává jednotlivá frekvenční pásma měřícího signálu pro daný reproduktor. Skládá se z vstupních symetrických obvodů, systému aktivních filtrů, systému přepínačů, obvodů pro indikaci signálu a zachycování špičkových úrovní signálu, dále pak výstupních symetrických obvodů, napájecího zdroje. Druhou částí systému je soustava výkonových zesilovačů. Celý systém je navržen tak, aby bylo možné provést měření podle normy ČSN ISO 3382-2.

## **Klíčová slova**

Aktivní výhybky, aktivní filtr, měření doby dozvuku, indikátor vybuzení

## **Abstract**

This thesis deals with design the excitation system for loudspeaker system, which is installed in the reverberation chamber for measurement the time of reverberation. The aim of this thesis is design, realization and testing this system.

The own conception is based on analog signal processing. The first section of the system is six-channel preamplifier which is process each frequency band of measurement signal for the loudspeaker. It contains input symmetric circuit, system of active filters, switching system, circuits for signal level indication and clipping, output symmetric circuits, power supply. The second section of the system is system of power amplifiers. All these parts are designed that system is able to measure reverberation time according the standard ČSN ISO 3382-2.

## **Key words**

Active crossover, active filter, measurement of reverberation time, peak indication

## **Prohlášení**

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

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

.....

podpis

V Plzni dne 18.5.2016

Bc. Tomáš Choura

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce panu Ing. Oldřichu Turečkovi Ph.D. za plno užitečných rad a konzultace při zpracování této diplomové práce. Poděkování také patří všem vyučujícím, kteří mě doprovázeli během celé doby studia, zejména panu Ing. Jiřímu Stifterovi Ph.D. za cenné informace a přístup k výuce předmětů ZZO a ZVT, které jsou úzce spojeny s tématem této diplomové práce. Rád bych věnoval poděkování panu Ing. Martinovi Schlosserovi za pomoc při měření doby dozvuku. V neposlední řadě bych rád poděkoval mé rodině za finanční a psychickou podporu během celé doby studia.

## Obsah

Seznam symbolů a zkratek .....	10
Úvod .....	11
Teorie filtrace signálu .....	12
Vlastnosti přenosové funkce a stabilita .....	12
Základní přehled aproximací filtrů .....	15
1.1.1 Besselova aproximace .....	16
1.1.2 Chebyschevova a inverzní Chebyschevova aproximace .....	16
1.1.3 Cauerova aproximace .....	16
1.1.4 Butterworthova aproximace .....	17
Porovnání vlastností pasivních a aktivních filtrů .....	17
Návrh aktivních filtrů .....	18
Obecné schéma aktivního filtru a struktura filtru Brigeman-Brennan .....	19
Struktura filtru Sallen-Key .....	22
Základní pojmy z akustiky a měření doby dozvuku .....	24
Akustický tlak, akustický výkon a intenzita zvuku .....	24
Doba dozvuku .....	25



Měření doby dozvuku .....	25
Návrh aktivní výhybky .....	28
Blokové schéma budící soustavy a vliv velké plochy membrány reproduktoru na dobu dozvuku.....	29
Výběr výkonových zesilovačů.....	33
Vstupní obvod.....	34
Aktivní výhybka se zlomovým kmitočtem 200 Hz .....	41
Aktivní výhybka se zlomovým kmitočtem 2,5 kHz .....	46
Indikace výstupního signálu .....	51
Výstupní obvody.....	53
Bezpečnostní spínání a odpínání výstupu .....	53
Napájecí zdroj .....	55
Měření parametrů předzesilovače.....	57
Závěr.....	60
Seznam literatury a informačních zdrojů .....	61
Příloha.....	62

## Seznam symbolů a zkratek

$F(p)$	-	Laplaceův obraz přenosové funkce
$g(p)$	-	Polynom čitatele přenosové funkce
$h(p)$	-	Polynom jmenovatele přenosové funkce
$ F(j\omega) $	-	Amplitudová frekvenční charakteristika
$\varphi(j\omega)$	-	Fázová frekvenční charakteristika
$\Omega$	-	Normovaný kmitočet
$H_i$	-	Přenosová funkce
SPL	-	Hladina akustického tlaku
PL	-	Akustický výkon
$\alpha$	-	Koeficient pohltivosti materiálu
$I_i$	-	Intenzita akustického tlaku
$T_{60,30,20}$	-	Doba dozvuku pro pokles o 60, 30 a 20 dB
A	-	Zisk operačního zesilovače
$a_i; b_i$	-	Aproximační koeficienty přenosové funkce
THD	-	Celkové harmonické zkreslení
SNR	-	Odstup signálu od šumu
CMRR	-	Potlačení souhlasného signálu
SR	-	Rychlost přeběhu
ESD	-	Elektrostatický výboj

# 1 Úvod

Cílem této diplomové práce je realizace budícího systému pro koncepci reproduktorových soustav instalovaných v dozvukové komoře laboratoře FEL ZČU, který bude využíván v rámci měření doby dozvuku podle normy ČSN EN ISO 3382-2. Reproduktorová soustava v laboratoři je složena ze dvou reproboxů značky Yamaha S115 pro střední a vysoké kmitočty akustického pole a reproboxu pro nízké kmitočty, který byl navrhován v rámci bakalářské práce, s reproduktorem značky B&C 18TBW100. Jedna kombinace těchto dvou reproboxů reprezentují v komoře jeden zdroj akustického pole. Tímto jsou tedy definovány dva zdroje akustického pole. Třetím zdrojem pole v dozvukové komoře tvoří speciální všesměrová soustava reproduktorů. První část práce se zabývá seznámením s problematikou návrhu a konstrukcí frekvenčních elektronických filtrů, zejména z hlediska stability, průběhu přenosové funkce, možností aktivních a pasivních filtrů a volby vhodné struktury pro aktivní filtry. V druhé části jsou stručně popsány základní veličiny pro definici akustického pole a metoda měření doby dozvuku. Třetí část diplomové práce pojednává o samotném návrhu zařízení s frekvenční výhybkou, vstupními a výstupními obvody, soustavou přepínačů, obvody pro indikaci signálu a ochranným obvodem s napájecím zdrojem. Pro výkonovou část budícího systému jsou shrnuty důležité parametry a doporučen výkonový zesilovač. V závěru jsou uvedeny výsledky měření navrženého elektronického obvodu.

## 2 Teorie filtrace signálu

### 2.1 Vlastnosti přenosové funkce a stabilita

Filtry jsou nedílnou součástí analogových i digitálních elektronických zařízení a mají široké pole uplatnění. Jejich hlavním úkolem je zpravidla oddělení určité frekvence nebo rovnou části spektra ze vstupních signálů. Na výstupu filtru je tedy určitá část frekvenčního spektra potlačena a část je propouštěna beze změn nebo je zesílena. Obecně je frekvenční charakteristika filtru definována přenosovou funkcí  $F(p)$  jako podíl dvou polynomů  $g(p)$  a  $h(p)$

$$F(p) = \frac{g(p)}{h(p)} = \frac{g_0 + g_1 \cdot p + g_2 \cdot p^2 \dots + g_n \cdot p^n}{h_0 + h_1 \cdot p + h_2 \cdot p^2 \dots + h_m \cdot p^m} \quad (1)$$

kde  $p$  je komplexní kmitočet,  $g$  a  $h$  jsou přenosové konstanty. Kořeny polynomu  $g(p)$  tvoří nuly přenosové funkce a jejich přítomnost se projeví jako lokální ostré minimum v přenosové charakteristice. Nuly jsou zpravidla umístěny na imaginární osu. V případě že polynom  $g(p) = 1$ , filtr žádnou nulu neobsahuje. V přenosové charakteristice to znamená, že nedosahuje ostrého minima. Kořeny polynomu  $h(p)$  představují póly přenosové funkce.

Pro zobrazení nul a pólů přenosové funkce se užívá komplexní roviny. Pro splnění stability filtru se musí póly nacházet v levé komplexní polorovině. Přibližování pólů k imaginární ose se projevuje jako lokální maximum na frekvenční charakteristice (přenosové funkci) a při buzení filtru impulzním signálem má filtr sklon k zakmitávání. Naopak vzdalování od imaginární osy představuje útlum. Pro tento účel lze snadno použít software Matlab s následujícím jednoduchým kódem:

```
B = [1, 1, 1];
```

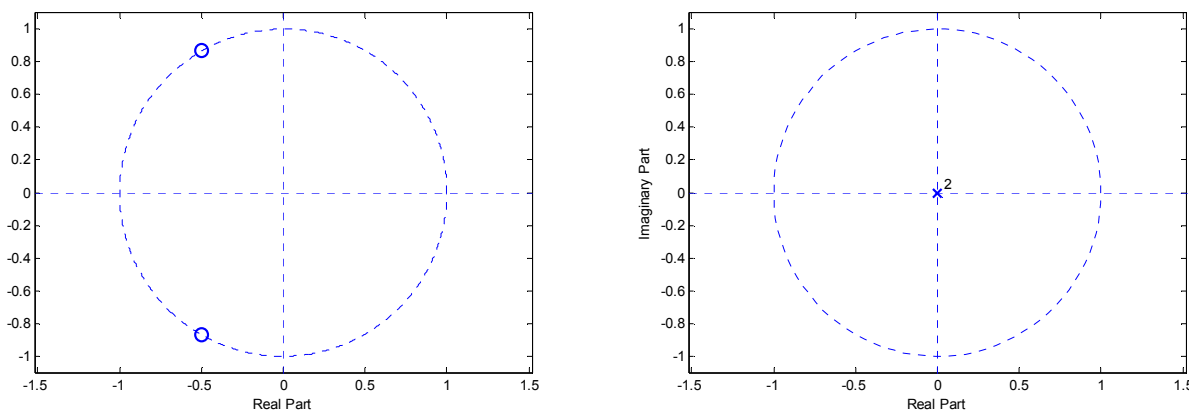
```
A = [1, 0, 0];
```

```
nuly = roots(A);
```

```
poly = roots(B);
```

```
figure(1)
```

```
zplane(poly,nuly);
```



Obr. 1: Příklad zobrazení pólů přenosové funkce v komplexní rovině (vlevo) a nul (vpravo)

Na obrázku *Obr. 1* vlevo jsou v komplexní rovině vyobrazeny dva póly přenosové funkce vyznačené kroužkem. V pravém obrázku jsou zobrazeny nuly ve středu komplexní roviny vyznačené křížkem (leží na sobě). Protože se póly funkce nacházejí v levé komplexní polorovině, můžeme říci, že filtr s touto funkcí bude stabilní.

Polynomy v čitateli i jmenovateli lze rozložit na součin polynomů prvního a druhého řádu. Přitom jsou kořeny polynomů druhého stupně komplexně sdružené. Takové rozklady přenosové funkce  $h(p)$  reprezentují kaskádní spojení filtrů nižších řádů (prvního a druhého řádu) za účelem dosažení vyšších řádů filtru. Typickým příkladem je kaskádní spojení dvou filtrů druhého řádu pro dosažení výsledného filtru čtvrtého řádu.

$$F(p) = \frac{(p^2 + c_1 \cdot p + d_1)(p^2 + c_2 \cdot p + d_2) \dots}{(p^2 + e_1 \cdot p + f_1)(p^2 + e_2 \cdot p + f_2) \dots} \quad (2)$$

Přenos v operátorovém tvaru vystihuje přechodné děje. Nejčastěji však filtry pracují v ustáleném stavu se sinusovým signálem. To je respektováno záměnou  $p$  za  $j\omega$ . Přenos se stává komplexním číslem, ze kterého může být znázorněn tvar amplitudy a fáze signálu. Amplitudová charakteristika je stanovena jako absolutní hodnota přenosové funkce

$|F(j\omega)|$ , fázová charakteristika pak  $\varphi(j\omega)$ . Pro možnost srovnání různých průběhů amplitudových frekvenčních charakteristik se zavádí tzv. normovaný (v některé literatuře normalizovaný) tvar přenosové funkce, kde se kmitočet  $\omega$  nahradí poměrným kmitočtem  $\Omega$ .

$$\Omega = \omega/\omega_{ref} \quad ; \quad j\omega = \omega_{ref} \cdot j\Omega = \omega_{ref} \cdot P \quad (3)$$

Jako referenční kmitočet  $\omega_{ref}$  je použit mezní kmitočet, zlomový kmitočet pro pokles amplitudové frekvenční charakteristiky o 3 dB, geometrický střed propustného pásma u filtrů typu pásmová propust nebo i jinak definovaný kmitočet. Po rozkladu polynomů v čitateli a jmenovateli na kvadratické trojčleny a po normalizaci dostaneme tvar přenosové funkce:

$$F(P) = A_p \cdot \frac{\Pi \cdot (1 + c_i \cdot P + d_i \cdot P^2)}{\Pi \cdot (1 + a_i \cdot P + b_i \cdot P^2)} \quad (4)$$

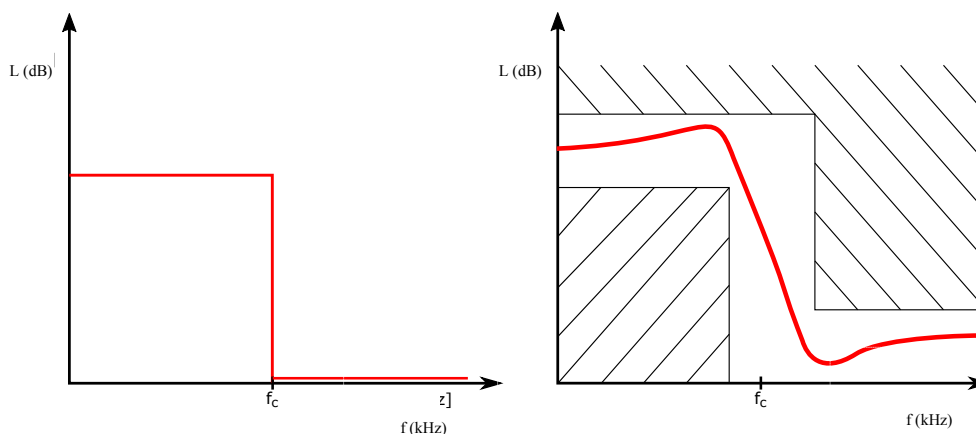
kde  $P = j\Omega = j\omega/\omega_{ref}$  a  $A_p$  představuje zesílení filtru v propustném pásmu, které nabývá hodnot větších jedné jen u aktivních filtrů.

Podle tvaru přenosové funkce lze rozdělit filtry do čtyř základních typů:

- Dolní propust propouští všechny nízké frekvence až po zlomovou frekvenci filtru. Následné vyšší kmitočty jsou potlačovány se strmostí, která závisí na řádu filtru.
- Horní propust je opakem filtru dolní propust. Nízké frekvence jsou potlačovány až do zlomového kmitočtu a následné vyšší kmitočty jsou propouštěny.
- Pásmová propust je kombinací horní a dolní propusti. Nízké a vysoké kmitočty jsou potlačovány v závislosti na zlomových frekvencích.
- Pásmová zádrž je opakem pásmové propusti, kdy nízké a vysoké frekvence jsou filtrem propouštěny a zvolené frekvenční pásmo, které se nachází mezi zlomovými kmitočty, je potlačeno.

Zlomový kmitočet je definován jako pokles činného výkonu na zátěži filtru o polovinu v porovnání s maximální hodnotou. Maximální hodnota leží na některém kmitočtu v propustném pásmu. Tomu odpovídá pokles úrovně signálu o 3 dB. Řád filtru je roven počtu členů polynomu  $h(p)$ .

Ideální přenosová funkce filtru by měla být pravoúhlá, jak je vidět na obrázku *Obr. 2* vlevo, měla by tedy mít maximální hodnotu v celém propustném pásmu a v zádržném pásmu hodnotu minimální tedy nulovou. Takové charakteristiky však nejsou realizovatelné, atak se zavádí tzv. toleranční schéma, které definuje šířku přechodového pásma z propustného do zádržného a míru možného přípustného zvlnění.



Obr. 2: Přenosová funkce ideálního filtru a toleranční schéma pro filtr typu dolní propust

## 2.2 Základní přehled aproximací filtrů

V současnosti existuje mnoho aproximací, které z velké většiny vycházejí z tolerančních schémat frekvenční amplitudové charakteristiky. V některých případech je však kladen důraz na co nejvíce lineární fázovou charakteristiku, která reprezentuje časové zpoždění signálu při průchodu daným filtrem. Vyrovnaný průběh fázové charakteristiky má zásadní vliv na výsledné zkreslení impulzních signálů. Dále uvedené aproximace nejsou jediné, ale jsou v praxi nejpoužívanější.

### 2.2.1 Besselova aproximace

Filtry s Besselovou aproximací jsou typické svou lineární závislostí fáze na kmitočtu. Z toho vyplývá i konstantní skupinové zpoždění signálu po průchodu obvodem. Jsou vyhledávány pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Mezní kmitočet filtru se navrhuje zpravidla z fázové charakteristiky. Ten odpovídá kmitočtu, na kterém klesne hodnota fáze na polovinu oproti maximální hodnotě. Maximální hodnotu fáze určuje řád daného filtru vztahem:

$$\varphi_{max} = n \cdot \pi / 4 \quad (5)$$

Jeho hlavní nevýhodou je poměrně malá strmost frekvenční amplitudové charakteristiky.

### 2.2.2 Chebyschevova a inverzní Chebyschevova aproximace

Tato aproximace umožňuje dosáhnout velmi strmého průběhu frekvenční charakteristiky v přechodovém pásmu. Strmost se však odráží na zvlnění v propustném pásmu a fázové charakteristice, která má daleko větší nelinearitu a tím pádem i větší skupinové zpoždění. Za předpokladu malého zvlnění v propustném pásmu a částečně nižší strmosti filtru, lze vylepšit fázové vlastnosti filtru.

Inverzní Chebyschevova aproximace je identická s rozdílem, že v propustném pásmu je frekvenčně vyrovnaná a zvlnění se projevuje až v nepropustném pásmu.

### 2.2.3 Cauerova aproximace

Cauerova aproximace jiným názvem Eliptická aproximace dosahuje velmi strmého průběhu při použití filtru nižšího řádu. Frekvenční charakteristika dosahuje zvlnění v propustném i zádržném pásmu a z toho důvodu má velmi nelineární fázovou charakteristiku. Je to dáno tím, že v přenosové funkci obsahuje jak póly, tak i nuly.



#### 2.2.4 Butterworthova aproximace

Butterworthova aproximace je kompromisem mezi Besselovou aproximací s celkem lineárním průběhem fázové charakteristiky a Chebyshevovou aproximací, která má velkou strmost v přechodovém pásmu. V propustném pásmu má plochý průběh a póly filtru jsou pravidelně rozmístěny na jednotkové kružnici s konstantní úhlovou vzdáleností.

### 2.3 Porovnání vlastností pasivních a aktivních filtrů

Filtry lze i obecně rozdělit do dvou základních kategorií podle konstrukčního řešení. První jsou filtry pasivní a jak je z názvu zřejmé, tyto filtry se skládají pouze z pasivních prvků, tedy indukčností, kondenzátorů a rezistorů. Pasivní filtry mají kromě uplatnění ve vysokofrekvenční oblasti také uplatnění ve zvukové technice. Nejčastěji jsou používány jako pasivní výkonové výhybky v reproduktorových soustavách. Použití pasivních filtrů má jisté výhody. Mají tu vlastnost, že je téměř nelze přebudit, pokud neuvažujeme signál tak silný, který by způsobil přesycení jádra cívky. Ke své funkci nepotřebují žádné napájecí napětí a jejich návrh je relativně jednoduchý, ale skrývá se v nich však řada nevýhod, zvláště pro nízké kmitočty. Je nutné přísně dodržovat impedanční přizpůsobení, zejména u reaktančních filtrů, které jsou složeny jen z L a C prvků. Jak už bylo řečeno, pasivní filtry neobsahují žádný aktivní prvek, takže výsledný přenos nemůže být větší než 1. Další nevýhodou je relativně malá strmost filtru v závislosti na složitosti obvodového zapojení. Jednou z dalších nevýhod jsou zcela nevyhovující vlastnosti induktorů pro nízké kmitočty. Indukčnosti pro nízké kmitočty vycházejí relativně velké tzn., že induktor bude mít pravděpodobně feritové nebo železo-prachové velké jádro, které bude příčinou nelinearity. V praxi velká indukčnost také znamená velký odpor vinutí cívky a velkou parazitní kapacitu mezi závity. Samozřejmě bude zabírat poměrně velké místo na desce a induktor bude dražší. Velkou nevýhodou pasivních filtrů jsou ztráty na cívkách a rezistorech, které musí vykompenzovat výkonový zesilovač. Tyto ztráty mohou u velmi výkonných soustav znamenat až několik desítek kilowattů. To také znamená, že při tak velkých ztrátách musí být obvod schopný energii přeměněnou v teplo odvést. Další nevýhodou je použití elektrolytických kondenzátorů, které mění s časem své parametry.

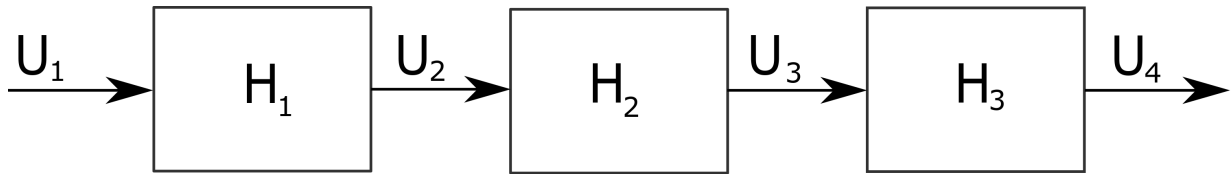
Do druhé kategorie filtrů patří filtry s aktivním prvkem. Hlavní výhodou aktivních filtrů je možnost realizace libovolné frekvenční nebo fázové odezvy bez použití induktorů

a zadanou funkci realizovat pouze pomocí kondenzátorů, rezistorů a aktivního prvku (tranzistoru nebo operačního zesilovače). Obvody dosahují také větší strmosti v přechodovém pásmu frekvenční charakteristiky. Za další výhodu můžeme považovat jejich snadnou regulaci zesílení oproti pasivním obvodům, kde je možné ladit zesílení  $A < 1$  pomocí autotransformátoru nebo jen v diskrétních krocích, protože výkonové úrovně jsou příliš vysoké pro potenciometr. S vhodnými operačními zesilovači a konstrukčním postupem může být aktivní filtr v podstatě bez zkreslení. Zkreslení se u aktivních filtrů pohybuje v řádu 0,01% až 0,0001%. U pasivních filtrů lze snadno překročit hodnoty v řádu 1%. Nevýhodou je relativně složitější návrh, složitější zapojení a kmitočtové omezení, které je dané vlastnostmi aktivního prvku. Aktivní filtry jsou tedy v praxi používány při zpracování signálu do stovek kHz. Jejich nevýhodou je také možnost přebuzení (clipping), kdy je aktivní prvek v saturaci a dojde k amplitudovému zkreslení signálu. Aktivní prvky jsou také náchylnější na přepět'ové špičky ze strany vstupů i napájecích obvodů. Čerpáno z [1],[2].

Tímto jsou shrnuty vlastnosti obou topologií filtrů. Závěrem lze říci, že aktivní filtry mají v nízkofrekvenční technice přívětivější parametry a výsledná realizace budícího systému se na nich bude zakládat.

## 2.4 Návrh aktivních filtrů

Jednou z několika možností návrhu aktivního filtru je kaskádní syntéza. Tento způsob návrhu je založen na tom, že celý filtr řádu  $n$  je tvořen kaskádním spojením filtrů 1. a 2. řádu. Výsledný přenos  $H$  je dán součinem dílčích přenosů filtrů  $H_i$ . Aby se zachovaly parametry jednotlivých stupňů, musí platit, že výstup předchozího stupně nesmí být ovlivněn připojením vstupu následujícího stupně. Při realizaci se používají zapojení s operačním zesilovačem, kde je tato podmínka splněna. Operační zesilovače mají velkou vstupní impedanci v řádech  $k\Omega$  a  $M\Omega$  a malou výstupní impedanci, řádově jednotky  $\Omega$ , a tak se výstup chová jako napět'ový zdroj. Je také nutné brát v úvahu konečný dynamický rozsah operačního zesilovače. Aby byl vstupní signál zpracován bez přebuzení, je nutné správně rozdělit zisk jednotlivých stupňů v kaskádě aktivního filtru. Při velkých rozdílech zesílení se může stát, že některý z následujících stupňů filtru už bude přebuzený předcházejícím stupněm.



Obr. 3: Rozdělení zesílení kaskádního aktivního filtru

Obrázek *Obr. 3* znázorňuje kaskádní zapojení tří stupňů filtru, kde jsou naznačena uzlová napětí vstupních a výstupních svorek  $U_i$  a přenosy jednotlivých stupňů  $H_i$ . Platí, že:

$$H_1 = \frac{U_2}{U_1} \quad H_2 = \frac{U_3}{U_2} \quad H_3 = \frac{U_4}{U_3} \quad H_c = \frac{U_4}{U_1} \quad (6)$$

kde  $H_c$  je celkový přenos kaskádním filtrem. Označením maximální hodnoty přenosů pro dané kmitočtové pásmo jako

$$M_1 = H_1 \quad M_2 = H_1 \cdot H_2 \quad M_3 = H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \quad K \cdot M_3 = \frac{U_4}{U_1} \quad (7)$$

kde  $K \cdot M_3$  je požadovaná maximální hodnota přenosu celého filtru. Nyní je možné určit koeficienty  $k_i$  podle vztahů

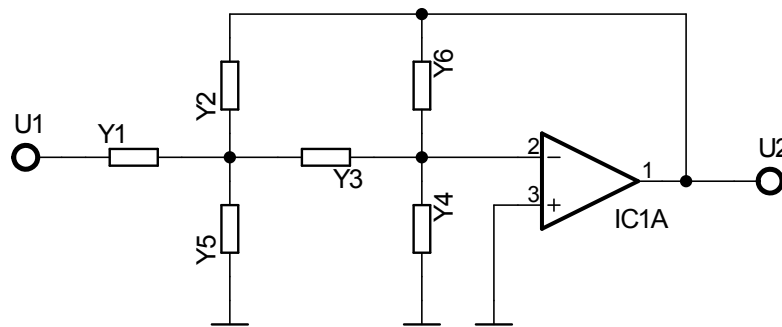
$$k_1 = \frac{K \cdot M_3}{M_1} \quad k_2 = \frac{M_1}{M_2} \quad k_3 = \frac{M_2}{M_3} \quad (8)$$

Vynásobením výslednými koeficienty  $k_i$  s odpovídající přenosovou funkcí  $H_i$  dosáhneme optimálního rozložení zisků v kaskádním řazení aktivních filtrů. Maximální hodnoty přenosů jednotlivých stupňů určuje zisk na kmitočtu  $f \rightarrow 0$  u filtrů typu dolní propust a na kmitočtu  $f \rightarrow \infty$  pro horní propust. Čerpáno z [1],[2].

## 2.5 Obecné schéma aktivního filtru a struktura filtru Brigeman-Brennan

Na obrázku *Obr. 4* je obecné schéma aktivního filtru s jedním operačním zesilovačem. Pro snadnější úpravu rovnic jsou v obecném případě používány admitance. V reálném

návrhu se admitance součástí nahrazují rezistory nebo kondenzátory v závislosti na typu realizovaného filtru. V případě rezistoru se za admitanci dosazuje hodnota  $1/R$ , je-li admitance nahrazena kondenzátorem, dosazuje se  $p \cdot C$ , resp. pro řešení frekvenční charakteristiky se dosazuje podle vztahu (3)  $j\omega \cdot C$ . Pro realizaci filtru s jedním operačním zesilovačem lze říci, že se používá zapojení se silnou zápornou zpětnou vazbou nebo zapojení se slabou kladnou zpětnou vazbou.



Obr. 4: Principiální schéma zapojení aktivního filtru

Obvod lze popsat následujícími rovnicemi:

$$i_1 = (u_1 - u_5) \cdot Y_1 \quad (9)$$

$$i_2 = (u_2 - u_5) \cdot Y_2 \quad (10)$$

$$i_3 = (u_5 - u_3) \cdot Y_3 \quad (11)$$

$$i_4 = u_3 \cdot Y_4 \quad (12)$$

$$i_5 = u_5 \cdot Y_5 \quad (13)$$

$$i_6 = (u_2 - u_4) \cdot Y_6 \quad (14)$$

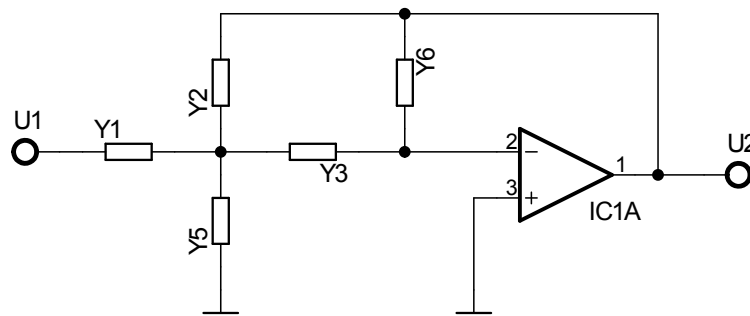
$$i_1 + i_2 - i_3 - i_5 = 0 \quad (15)$$

$$u_2 = k \cdot u_3 \quad (16)$$

kde hodnoty napětí  $u_i$  jsou napětí na dané admitanci vůči zemní svorce. Řešením těchto rovnic získáme vztah pro výsledný přenos filtru.

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{kY_1Y_3}{(Y_4 + Y_6)(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_1Y_3 + Y_2Y_3 + Y_3Y_5 + kY_6(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + kY_2Y_3} \quad (17)$$

Obvod se silnou zápornou zpětnou vazbou je na obrázku *Obr. 5*. Tento filtr je také označován jako filtr s vícenásobnou zpětnou vazbou (multiple negative feedback), kde teoreticky koeficient  $k = -\infty$ , prakticky je ale dostatečně velký, aby neovlivňoval vlastnosti filtru. Od zapojení obecného filtru se liší pouze chybějící admitancí  $Y_4$ , protože vstup kvalitního operačního zesilovače neovlivní poměry v tomto uzlu.



*Obr. 5: Aktivní filtr s mnohonásobnou zápornou zpětnou vazbou druhého řádu*

Vynecháním admitance  $Y_4$  se zjednoduší rovnice popisující obvod filtru a tím pádem i přenosová funkce filtru. Přenos filtru je vyjádřen následujícím vztahem:

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{Y_1Y_3}{Y_6(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_5) + Y_2Y_3} \quad (18)$$

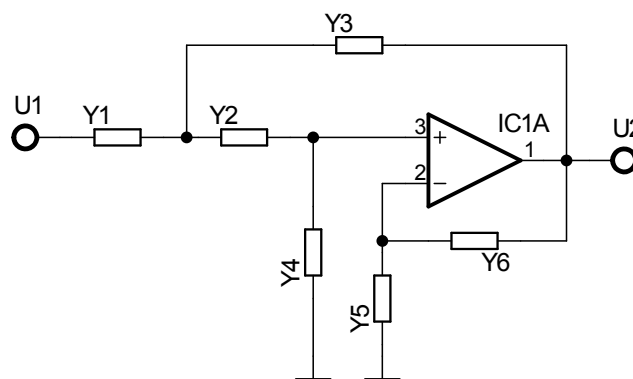
Při porovnání vzorců (17) a (18) je zřejmé, že se celý vztah přenosové funkce značně zjednodušil. Následně v závislosti na typu filtru jsou dosazeny za hodnoty admitancí hodnoty rezistorů, kde  $Y_i = G_i = 1/R_i$  nebo  $Y_i = p \cdot C_i$ . Po dosazení odpovídajících hodnot bude formálně vypadat přenosová funkce filtru podle vztahu (19).

$$F(j\Omega) = \frac{A_p}{1 + a_1 \cdot j\Omega + b_1 \cdot j\Omega} \quad (19)$$

Koeficienty  $a_1$  a  $b_1$  jsou určeny požadovanou aproximací filtru (viz. Kapitola 1.2). Velkou výhodou tohoto zapojení je velká stabilita díky záporné zpětné vazbě a zapojení řešené tímto způsobem nemůže samovolně kmitat. Čerpáno z [1],[2].

## 2.6 Struktura filtru Sallen-Key

Druhá velmi používaná struktura pro filtry 2. Řádu se nazývá Sallen-Key a jeho zapojení s operačním zesilovačem je na obrázku *Obr. 6*. Na rozdíl od filtrů s vícenásobnou zápornou zpětnou vazbou jde o neinvertující zapojení se dvěma zpětnými vazbami. Admitance  $Y_1$ ,  $Y_2$ ,  $Y_3$  a  $Y_4$  jsou nahrazovány rezistory nebo kondenzátory podle typu zvoleného filtru. Zesílení filtru je dáno rezistory v záporné zpětné vazbě, které nahrazují admitance  $Y_5$  a  $Y_6$ . Díky kladné zpětné vazbě se však někdy může obvod rozkmitat. Pro jednotkové zesílení se admitance  $Y_5$  a  $Y_6$  z obvodu vyřadí. Přenos filtru Sallen-Key (20) lze odvodit úpravou vztahu obecného filtru (17). Nahrazením admitancí způsobem jako v předchozí podkapitole dostáváme přenos v normovaném tvaru (19). [1],[2]



Obr. 6: Schéma zapojení filtru Sallen-Key

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{k \cdot Y_1 Y_2}{Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4 + Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + k \cdot Y_2 Y_3} \quad (20)$$

### 3 Základní pojmy z akustiky a měření doby dozvuku

Jelikož je zařízení primárně určeno pro akustickou laboratoř, kde bude využíváno pro měření doby dozvuku, je nutné definovat několik pojmů z akustiky a brát v úvahu možné rizika při měření.

#### 3.1 Akustický tlak, akustický výkon a intenzita zvuku

Jako první je nutné říci, jak se zvukové vlny šíří a jak je lze popsat. Zvuk je mechanické kmitání látkového prostředí, šíří se tedy v pevných látkách, kapalinách a v plynech. Za zdroj zvuku můžeme považovat těleso, ve kterém vzniká chvění nebo které se chvěje samo o sobě. Chvění se přenáší do okolního prostředí, kde dochází ke změně hustoty částic, tedy ke změně tlaku, který se nazývá akustický tlak. Jako snímač akustického tlaku může být například elektrodynamický mikrofon, který má definovanou citlivost obvykle jako výstupní napětí na jednotku tlaku mV/Pa. V akustice se obvykle akustický tlak uvádí v hladinovém vyjádření (21) *SPL* (Sound Pressure Level). Tlak je jednorozměrná veličina, akustický tlak je tedy skalární.

$$SPL = 20 \cdot \log_{10} \frac{p}{p_{ref}} (dB) \quad (21)$$

kde  $p_{ref} = 2 \cdot 10^{-5} Pa$  a  $p$  odpovídá efektivní hodnotě akustickému tlaku na snímači. Často je vhodné vyjádřit akustický výkon dodávaný zdrojem zvuku z hlediska hladiny akustického výkonu *PL* (Sound Power Level), který je definován jako

$$PL = 10 \cdot \log_{10} \frac{P}{P_{ref}} (dB) \quad (22)$$

kde  $P_{ref}$  je referenční hodnota  $10^{-12} W$ . Intenzita akustického tlaku je vektorově vyjádřená veličina a je definována podílem akustického výkonu procházející plochou  $S$ . Platí tedy vztah:



$$P = I \cdot S \quad (23)$$

Pomocí intenzity zvuku lze vyjádřit akustický výkon vztahem (24). Čerpáno z [3].

$$PL = 10 \cdot \log_{10} \frac{I \cdot S}{I_{ref} \cdot S_{ref}} \text{ (dB)} \quad (24)$$

### 3.2 Doba dozvuku

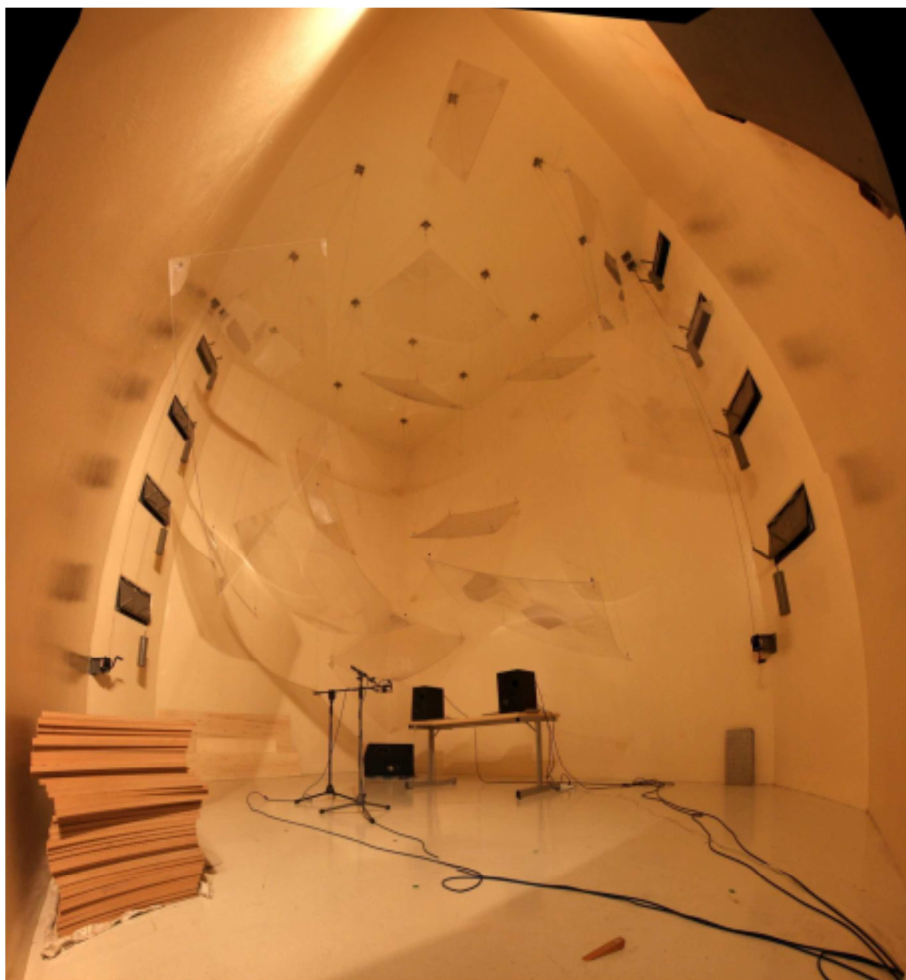
Doba dozvuku je definována jako čas, za který poklesne úroveň akustického tlaku. Pokles úrovně akustického tlaku závisí na koeficientu pohltivosti materiálu překážek, které se v akustickém poli nacházejí. Koeficient pohltivosti materiálu  $\alpha$  je definován jako poměr intenzity pohlcené akustické vlny v materiálu  $I_\alpha$  a intenzity dopadající vlny  $I_0$ . Z toho vyplývá, že pokles akustického tlaku v dozvukové komoře je ovlivněn i budicí reproduktorovou soustavou v ní umístěné.

$$\alpha = \frac{I_\alpha}{I_0} \quad (25)$$

### 3.3 Měření doby dozvuku

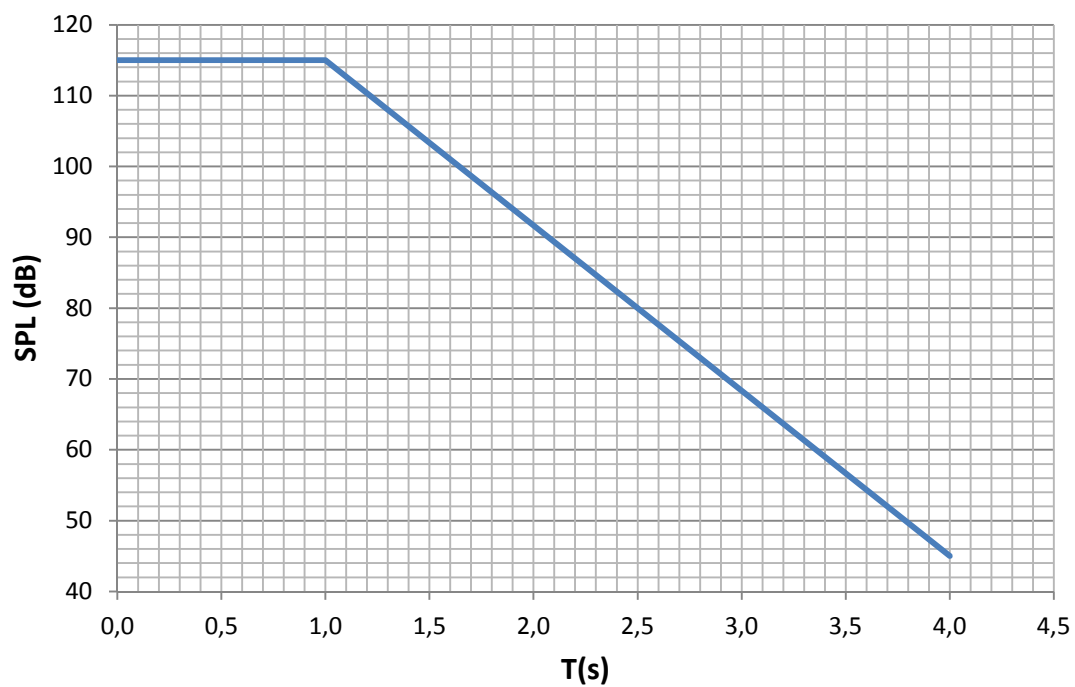
Měření doby dozvuku je podrobně stanoveno normou ČSN EN ISO 3382-2, pro tuto práci jsou uvedeny jen nejdůležitější poznatky. Norma rozděluje měření na orientační, inženýrské a přesné měření. Rozdíly mezi jednotlivými typy je přesnost měření a z něj vyplývající počet míst zdrojů zvuku, počet měřících míst a počet kombinací zdroj-mikrofon. Norma také uvádí tři možné postupy měření doby dozvuku, ale pro tuto práci bude postačovat metoda přerušovaného šumu, kdy poklesová křivka je získávána přímým záznamem poklesu hladiny akustického tlaku po vybuzení uzavřeného prostoru širokopásmovým šumem. Doba dozvuku  $T$  je definována normou jako pokles hladiny akustického tlaku o 60 dB a je definována v sekundách. Hodnotu  $T$  lze určit i z menšího dynamického rozsahu a následně extrapolovat na dobu poklesu o 60 dB, protože poklesová křivka má lineární charakter. Tyto odvozené doby dozvuku jsou označeny jako  $T_{20}$ , kde

poklesová křivka je odvozena z hodnot 25 dB a 5 dB a dalším možným odvozením podle normy je  $T_{30}$ , kde se poklesová křivka odvodí obdobně z hodnot 35 dB a 5dB. Pro přesné měření je doporučeno měření třikrát opakovat při každé jednotlivé konfiguraci a výsledky průměrovat. Čerpáno převážně z [5].



Obr. 7: Dozvuková komora na FEL ZČU [13]

Metoda přerušovaného šumu umožňuje měřit v oktávních pásmech, kde kmitočtový rozsah pokrývá pásma se středními kmitočty od 125 Hz do 4 kHz, ve třetino-oktávních pásmech od 100 Hz do 5 kHz nebo budit prostor širokopásmovým šumem tak, aby poskytovalo růžové spektrum ustáleného odraženého zvuku od 88 Hz do 5 657 Hz. Na obrázku *Obr. 7* je zobrazen časový průběh měření doby dozvuku, kde je prostor buzen šumem a v náhodnou dobu je zdroj odpojen. Sleduje se pokles o 60 dB a je tedy nutné, aby zařízení měla dostatečný dynamický rozsah a bylo možné z průběhu poklesu tento pokles odvodit.



Obr. 8: Teoretický průběh poklesové křivky

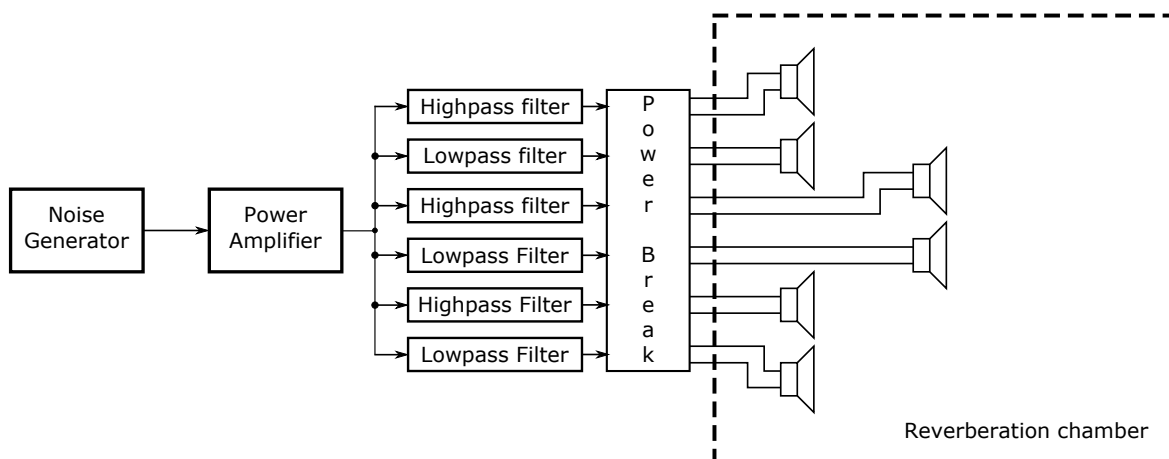
## 4 Návrh aktivní výhybky

V prvním kroku návrhu je nutné definovat požadavky na budící systém, přistoupit k několika možným řešením obvodového zapojení a jejich výhodám, zhodnotit možné problémy s měřením dozvuku v dozvukové komoře a zohlednit možnosti ovládání a nastavení zařízení.

Reproduktorová soustava instalovaná v dozvukové komoře je rozdělena do třech zdrojů. Každý jednotlivý zdroj představuje dvoupásmový reproduktorový systém rozdělený pro nízké kmitočtové pásmo a pro střední a vysoké kmitočty. Dva zdroje jsou identické, jsou umístěny každá v jednom rohu dozvukové komory. Zlomový kmitočet je stanoven na frekvenci 200 Hz. Pro nízké frekvence je použit reprobox s 18“ reproduktorem B&C 18TBW100, pro vyšší frekvence širokopásmový reprobox Yamaha S115. Třetí zdroj reprezentuje všesměrový reproduktorový systém umístěný ve středu komory a jeho zlomový kmitočet se nachází na 2,5 kHz. Dále je důležité zvolit vhodné výkonové zesilovače tak, aby bylo možné provést měření podle normy ČSN ISO 3382-2. Zesilovač musí být schopen dodat takové zesílení, které vybudí akustické pole na úroveň akustického tlaku, který je minimálně o 70 dB vyšší než akustické šumové pozadí v komoře. U zařízení je nutná možnost nastavení vstupní citlivosti, aby bylo možné plně vybudit koncový stupeň při použití generátorů s rozdílnou úrovní budícího signálu např. zvukovou kartou nebo analyzátozem firmy Brüel & Kjær, který je k dispozici v laboratoři FEL. Pro kontrolu správného vybuzení jsou k dispozici indikátory přebuzení a indikátory signálu v podobě LED diod pro každý kanál na předním ovládacím panelu společně s přepínačem vstupní citlivosti. Mimo kanálu pro všesměrový budič je nutné ovládat každý kanál samostatně, tedy vypnutí a zapnutí horního nebo dolního pásma pro každý zdroj. Kanál pro všesměrový reprobox bude vždy pracovat v celém měřicím rozsahu kmitočtového pásma. Pro ochranu před nežádoucím náhodným zapnutím generátoru musí být systém opatřen bezpečným odpínáním vstupního signálu. Reproduktorovou soustavu je nutné chránit proti přechodovým jevům, které se objevují při zapínání a vypínání zařízení. Celé zařízení musí být také odolné proti elektromagnetickému rušení. Při realizaci je nutné brát v úvahu vliv reproduktorů s velkou membránou na dobu dozvuku. Tímto jsou definovány požadavky na budící systém.

#### 4.1 Blokové schéma budící soustavy a vliv velké plochy membrány reproduktoru na dobu dozvuku

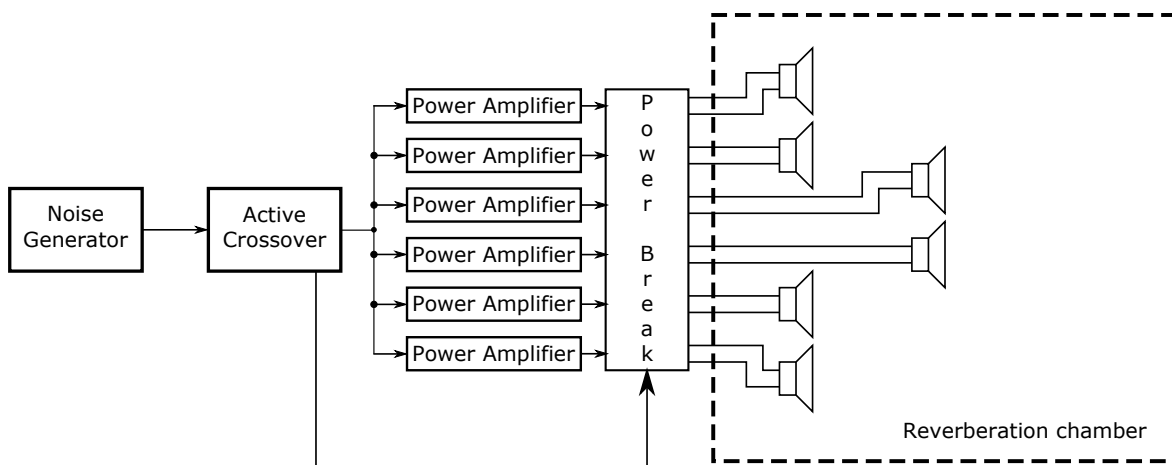
V úvahu připadají dvě koncepce budící soustavy a to první s jediným výkonovým zesilovačem a pasivní výkonovou výhybkou před každým reproboxem, která je znázorněna na obrázku *Obr. 9* nebo druhá s aktivní výhybkou a šesti samostatnými výkonovými zesilovači pro každý reprobox, která je na obrázku *Obr. 10*.



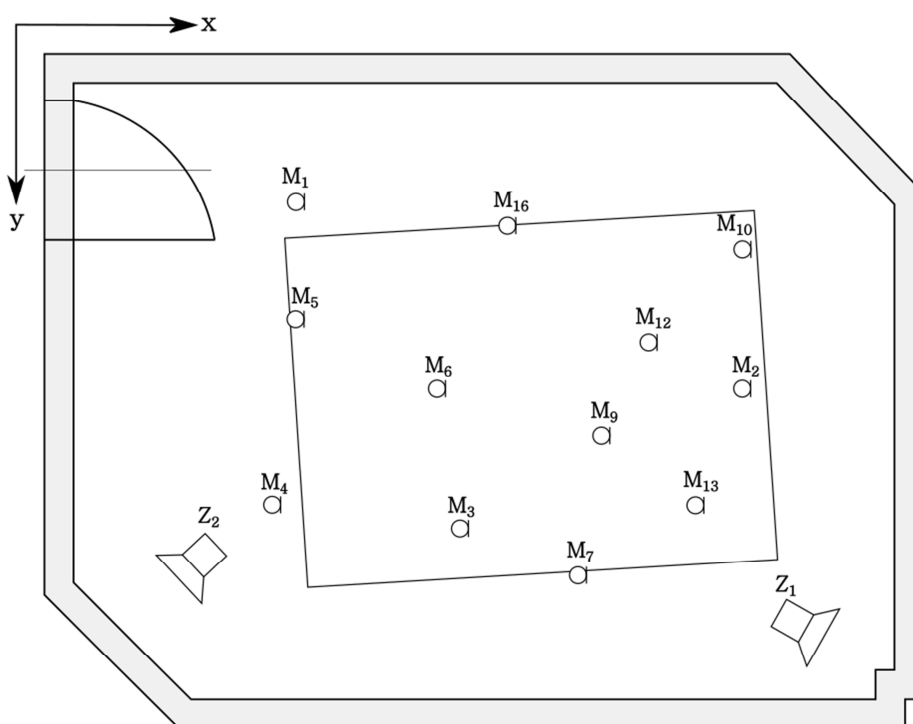
*Obr. 9: Blokové schéma zapojení budící soustavy s pasivní výhybkou*

Blok *Noise Generator* představuje analyzátor firmy Brüel & Kjær, zvukovou kartu, nebo jiné zařízení schopné generovat šum, *Power Amplifier* výkonový zesilovač, *Highpass Filter* je filtr typu horní propust a *Low-pass Filter* filtr typu dolní propust. Blok *Active Crossover*, představuje kompletní obvod s aktivními filtry, soustavou přepínačů, indikátorů a napájecí obvod. Čárkovaným obdélníkem je naznačen prostor dozvukové komory. Nevýhody soustavy s pasivní výhybkou jsou zmíněny především v kapitole 1.3, další nevýhodou pro tuto práci by byla soustava přepínačů, která by musela být dimenzována na tak velký výkon a tím relativně drahá.

Blok před reproduktorovou soustavou *Power Break* je soustava spínačů. Jejich účel je zkratovat výstupní svorky reproduktoru určené pro nízké frekvence v případě, že není momentálně používán pro generování akustického pole v komoře. Basové reproduktory mají relativně velkou plochu membrány a tím pádem se mohou při měření projevit jako nežádoucí pohltivý materiál a zkreslovat výsledky měření.



Obr. 10: Blokové schéma zapojení budící soustavy s aktivními filtry



Obr. 11: Nákres měřících pozic v dozvukové komoře

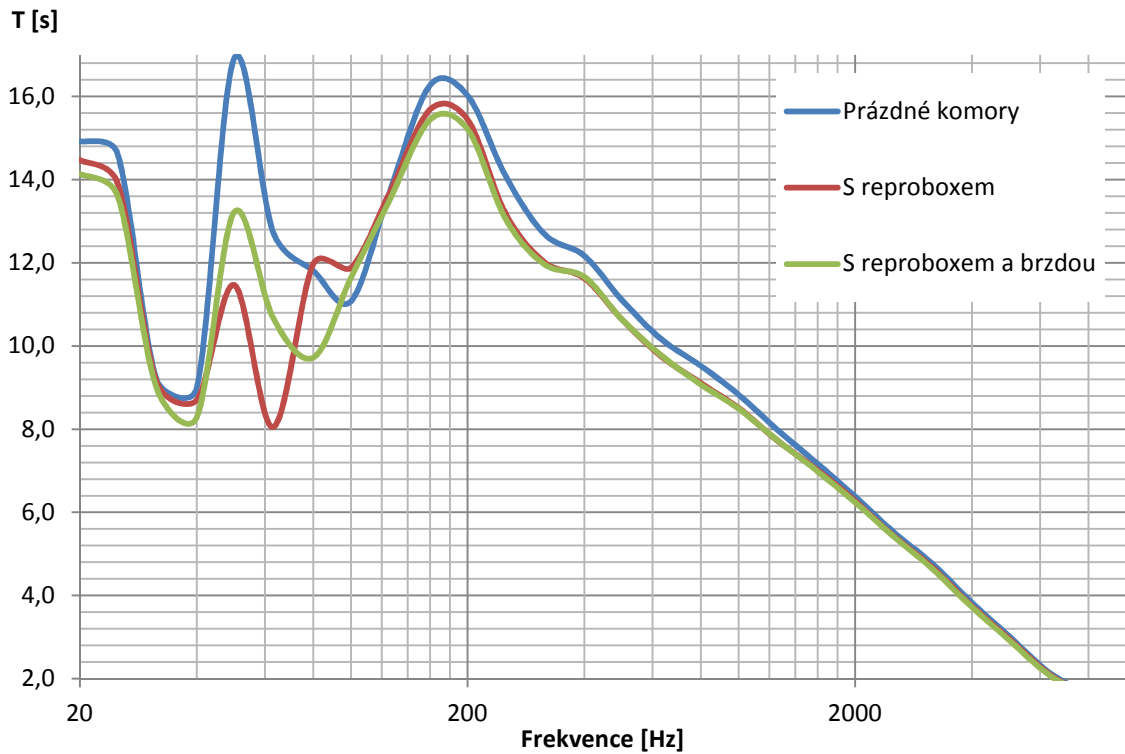
Vzhledem k této vlastnosti bylo provedeno přesné měření doby dozvuku podle ČSN ISO 3382-2 v třetino-oktávných pásmech. Byla použita metoda přerušovaného šumu a pro tři konfigurace v dozvukové komoře. První měření byla zjištěna doba dozvuku prázdné komory, pak s jedním basovým reproboxem uvnitř komory a poslední, kdy byly reproboxu zkratovány vstupní svorky. Měření probíhalo ve dvanácti měřících pozicích a to pro dvě

polohy zdroje. Konfigurace měřících mikrofónů je na obrázku *Obr. 11* a v tabulce *Tab. 1* jsou udané souřadnice jednotlivých pozic.

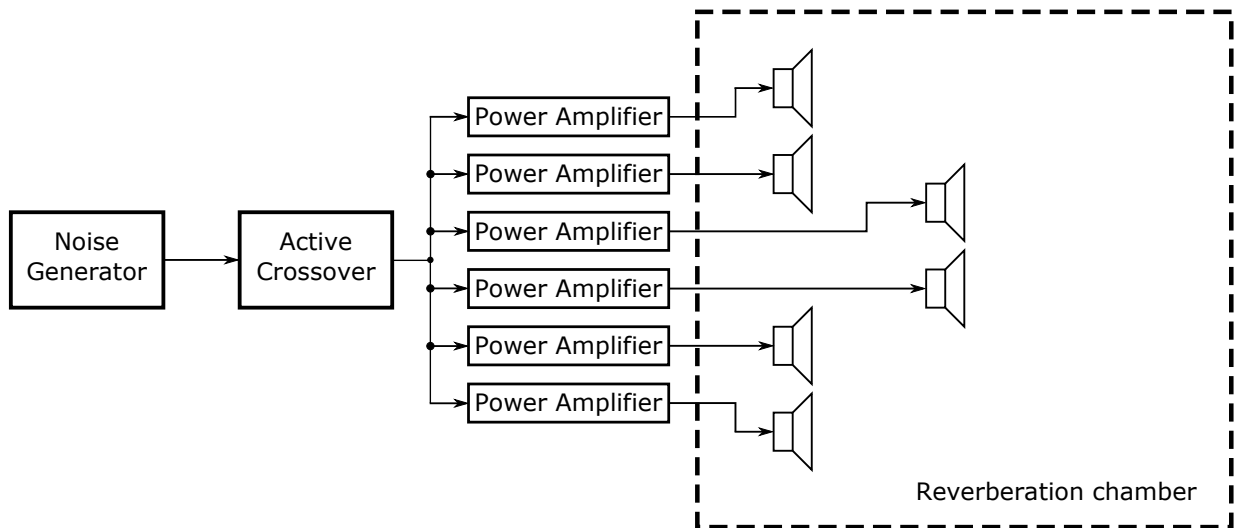
*Tab. 1: Souřadnice měřících pozic v dozvukové komoře*

Mikrofon	x [m]	y [m]	h [m]
M1	2,5	1,04	1,8
M2	6,2	2,64	1,6
M3	3,8	3,84	1,7
M4	2,2	3,64	1,3
M5	2,5	2,04	2,6
M6	3,6	2,64	1,8
M7	4,8	4,24	2,1
M9	5	3,04	1,5
M10	6,2	1,44	1,3
M12	5,4	2,24	1,5
M13	5,8	3,64	2,6
M16	4,2	1,24	1,3

K měření byl použit analyzátor firmy Brüel&Kjaer. Výsledky jsou zobrazeny v grafu *Graf 1*. Měření probíhalo v pásmu od 20 Hz do 5 kHz, podle normy je směrodatné pouze pásmo od 100 Hz do 5 kHz. Výsledky, které odpovídají frekvencím menším než 100 Hz, jsou považovány za špatné. Akustické pole v pásmu pod 100Hz přestává být difuzním ve všech měřících pozicích a výsledky měření jsou tím zkresleny. Z hodnot měření je vliv membrány reproduktoru patrný oproti prázdné místnosti. Jelikož ale lze zanedbat malé rozdíly mezi zkratovaným reproboxem a volně umístěným bez zkratovaných svorek, nebude potřeba svorky reproduktorů zkratovat a celá koncepce se zjednoduší o zkratovací spínače a jejich řízení. Blokové schéma budicí soustavy je tedy znázorněno na obrázku *Obr. 12*.



Graf 1: Výsledné průměrné doby dozvuku  $T$  v závislosti na frekvenci pro tři konfigurace instalované v dozvukové komoře

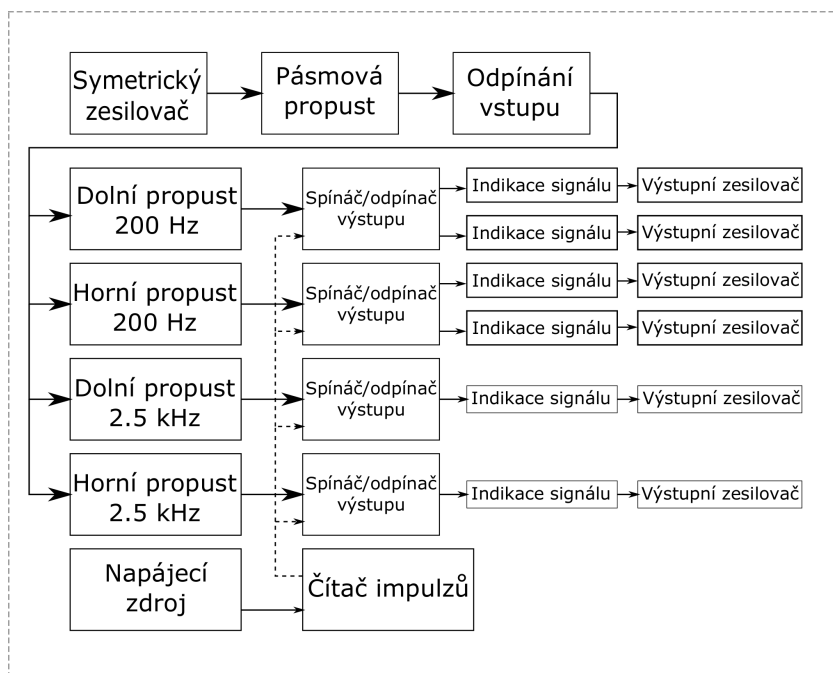


Obr. 12: Blokové schéma finálního budicího systému

Na obrázku Obr. 13 je blokové schéma bloku *Active Crossover*. Jak už bylo řečeno, bude obsahovat soustavu filtrů, přepínačů a indikátorů, dále pak vstupní obvod se symetrickým vstupem a vstupními filtry se zlomovými kmitočty 30 Hz a 15 kHz,



výstupními symetrickými obvody a napájecí zdroj. Výkonové zesilovače budou v této práci doporučeny od renomovaných výrobců. Reprodukory jsou dány zadáním.



Obr. 13: Blokové schéma aktivní výhybky

## 4.2 Výběr výkonových zesilovačů

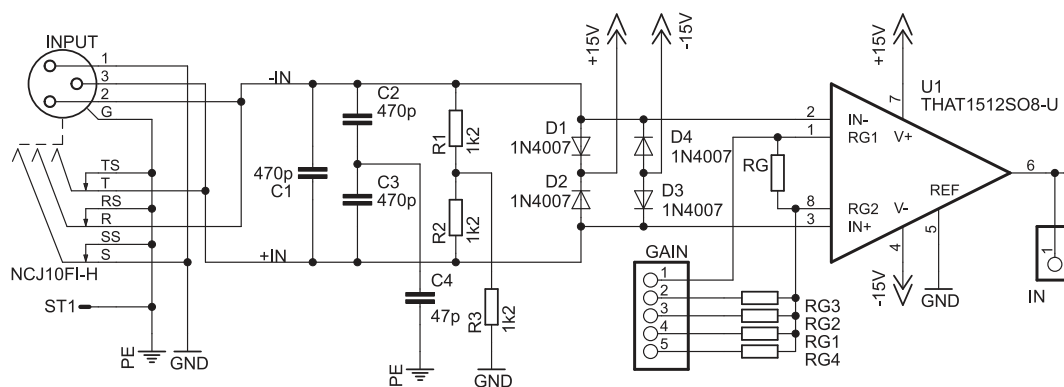
Koncový výkonový stupeň zesiluje filtrovaný budící signál na vysokou úroveň tak, aby bylo možné z poklesu akustického tlaku určit dobu dozvuku. V úvahu připadají výkonové zesilovače od několika výrobců např. Yamaha, Crown, Reloop nebo Audac. Parametry, podle kterých je zesilovač vhodný pro budící systém, jsou vysoký výkon, výstupní impedance  $8 \Omega$  (nominální impedance reproduktoru/reproboxu), vyrovnaná frekvenční charakteristika, nízké harmonické zkreslení THD (*Total Harmonic Distortion*) a vysoký odstup signálu od šumu SNR (*Signal to Noise Ratio*). Důležitou informací je vstupní citlivost zesilovače. Tato hodnota udává, jaký zisk musí mít předzesilovač, aby byl koncový stupeň naplno vybuzen. Tyto kritéria splňuje zesilovač Yamaha P7000S s výkonem 1900 W s výstupní impedancí  $8 \Omega$  a THD 0,1%, hodnotou SNR 104 dB a frekvenční odezvou 20 Hz až 50 kHz v toleranci 1,5 dB. Jeho vstupní citlivost je +8 dBu.



Obr. 14: Přední panel výkonového zesilovače Yamaha P7000S

### 4.3 Vstupní obvod

Schéma vstupního obvodu je na obrázku *Obr. 15*. Základem je symetrický diferenciální zesilovač, v audiotechnice také často označovaný jako linkový budič. Jejich principem není zesilovat vstupní signál, ale zesilovat rozdíl dvou vstupních signálů, které jsou vzájemně fázově posunuté o  $180^\circ$ . To je velmi efektivní řešení zejména proto, že je potlačen rušivý signál, který je na obou vstupech stejný a tím pádem není obvodem přenesen. Takové zesilovače vyrábí v podobě integrovaných obvodů několik světových výrobců. Při výběru obvodu je kladen velký důraz na několik parametrů, jako je potlačení souhlasného signálu (*Common Mode Rejection Ratio*), ekvivalentní vstupní šum a rychlost přeběhu SR (*Slew Ratio*).



Obr. 15: Schéma zapojení vstupního obvodu se symetrickým zesilovačem

Z porovnání integrovaných obvodů od Analog Devices, Texas Instruments a od firmy THAT Corporation dosahuje nejlepších vlastností obvod s označením THAT 1512. Zapojení vstupního obvodu je inspirováno doporučením výrobce. Jako vstupní konektor je použit speciální Combo konektor od firmy Neutric. Do něj lze připojit symetrický signál konektorem XLR nebo konektorem Jack 6,3 mm symetrický i nesymetrický. Krypt

konektoru je uzemněný na šasi přístroje a zemnicí vodič konektoru je připojen na nulový potenciál desky plošného spoje. Tímto způsobem je možné zabránit vniknutí rušení do obvodů zařízení. Kondenzátory  $C1$  až  $C4$  a jejich hodnoty jsou doporučeny od výrobce a brání vstupu elektromagnetického rušení. Rezistory  $R1$ ,  $R2$  a  $R3$  slouží ke stabilizaci vstupní impedance linkového budiče. Diody  $D1$  až  $D4$  poskytují ochranu proti ESD (*Electrostatic Discharge*). V případě, že se na vstupní svorce objeví napětí větší než  $\pm 15V + 0,7V$  dioda se otevře a energie je odvedena do napájecího zdroje. Tím nebudou zničeny vstupní obvody obvodu THAT 1512.

$$A = 0,5 + \frac{5000}{R_{gc}} \quad (26)$$

Napěťové zesílení celého zařízení je dáno ziskem výstupního zesilovače THAT 1646 (+6 dB) a vstupního zesilovače THAT 1512, který popisuje vztah (26), kde hodnota  $R_{gc}$  je dána paralelní kombinací rezistoru  $R_G = 500k\Omega$  a jednoho z rezistorů  $R_{G1}$  až  $R_{G4}$ . Vstupní citlivost je možno přizpůsobit různým napěťovým úrovním vstupního signálu, které jsou v tabulce *Tab.2*. V tabulce jsou i hodnoty zisku zesilovače pro výstupní úroveň signálu +8dBu a k tomu odpovídající hodnoty rezistorů zaokrouhlené podle vyráběných řad tak, aby výsledné skutečné zesílení  $A_{real}$  nebylo větší než požadované zesílení  $A$ .

*Tab. 2: Odvození zesílení THAT 1512*

L1 (dB)	U1 (V)	A(-)	Rgc( $\Omega$ )	Rg[ $\Omega$ ]	Rgz( $\Omega$ )	Rgcz( $\Omega$ )	Areal(-)
3dBu	1,094	0,89	12840	12519	14000	13618	0,87
2dBV	1,259	0,77	18326	17678	20000	19231	0,76
0dBu	0,775	1,26	6618	6532	7000	6903	1,22
-3 dbu	0,548	1,77	3923	3893	4000	3968	1,76
8dBu	1,9	0,51	413044	226190	10000000	476191	0,5105

Další částí vstupního obvodu jsou dva filtry oddělující velmi nízké a velmi vysoké frekvence, které nejsou pro měření dozvuku potřebné. Filtr se skládá z filtru typu dolní propust 4. řádu se zlomovým kmitočtem 15 kHz, který je na obrázku *Obr. 16* a horní propusti 2. řádu se zlomovým kmitočtem 30 Hz, který je na obrázku *Obr. 17*.

Filtr dolní propust je kaskádním spojením dvou filtrů 2. řádu s použitou strukturou Sallen-Key. Pro výpočet přenosové funkce se vychází ze vztahu (17) resp. upraveného vztahu pro filtry typu Sallen-Key (20). Dosazením hodnot rezistorů a kondenzátorů za admitance a úpravou do podoby vztahu (19) je dána přenosová funkce filtru následujícím vztahem (27) a (28). Koeficienty přenosové funkce odpovídají Butterworthově aproximaci  $a_1=1,8478$ ,  $b_1=1$ ,  $a_2=0,7654$ ,  $b_2=1$ . Označení součástek je zde a nadále v práci shodné s hodnotami, které jsou uvedeny v dokumentaci, resp. s průběžně vloženými obrázky. Celkový zisk zařízení je řízen pouze vstupním zesilovačem THAT 1512, proto mají všechny následující filtry jednotkové zesílení, tím se zjednoduší i přenosová funkce.

$$F_{11}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_5 (R_6 + R_7) j\Omega + \omega_c^2 R_6 R_7 C_5 C_6 (j\Omega)^2} \quad (27)$$

$$F_{12}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_8 (R_8 + R_9) j\Omega + \omega_c^2 R_8 R_9 C_8 C_9 (j\Omega)^2} \quad (28)$$

$$a_2 = \omega_c C_5 (R_6 + R_7) = 0,7654 \quad (29)$$

$$b_2 = \omega_c^2 R_6 R_7 C_5 C_6 = 1 \quad (30)$$

$$a_1 = \omega_c C_8 (R_8 + R_9) = 1,8478 \quad (31)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_8 R_9 C_8 C_9 = 1 \quad (32)$$

Hodnoty kondenzátorů jsou pro výpočet přenosu filtru zvoleny a musí splňovat následující podmínku, aby hodnoty rezistorů vycházely jako reálné číslo.

$$\frac{C_6}{C_5} = \frac{C_8}{C_9} \geq \frac{4b_i}{a_i^2} \quad (33)$$

Hodnoty kondenzátorů jsou pak  $C_5=1$  nF,  $C_6=10$  nF,  $C_8=330$  pF a  $C_9=3,3$  nF.

Hodnoty rezistorů se vypočítají vztahem

$$R_{6,7} = \frac{a_2 C_6 \pm \sqrt{a_2^2 C_6^2 - 4b_2 C_5 C_6}}{4\pi f_c C_5 C_6} \quad (34)$$

$$R_{6,7} = \frac{0,7654 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{0,7654^2 \cdot 100 \cdot 10^{-18} - 4 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}}{4 \cdot \pi \cdot 15000 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_6 = 6347 \Omega \doteq 6,2 \text{ k}\Omega$$

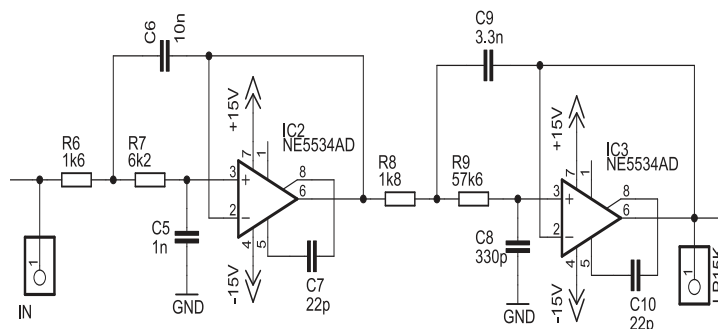
$$R_7 = 1573 \Omega \doteq 1,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{8,9} = \frac{a_1 C_9 \pm \sqrt{a_1^2 C_9^2 - 4b_1 C_8 C_9}}{4\pi f_c C_8 C_9} \quad (35)$$

$$R_{8,9} = \frac{1,8478 \cdot 3,3 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{1,8478^2 \cdot 10,89 \cdot 10^{-18} - 4 \cdot 1 \cdot 10^{-9} \cdot 1,89 \cdot 10^{-18}}}{4 \cdot \pi \cdot 15000 \cdot 1,89 \cdot 10^{-18}}$$

$$R_8 = 57619 \Omega \doteq 57,6 \text{ k}\Omega$$

$$R_9 = 1794 \Omega \doteq 1,8 \text{ k}\Omega$$



Obr. 16: Schéma zapojení vstupního filtru typu dolní propust

Aktivní filtr pro nízké kmitočty je realizovaný strukturou Bridgeman-Brennan. Hlavním důvodem pro tuto volbu byla nestabilita filtru při pokusu o navržení filtru strukturou Sallen-Key, která se prokázala při testování filtru na nepájivém poli. Jeho přenosová funkce (36) je dána matematickou úpravou vzorce z kapitoly 1.5. Je použita opět Butterworthova aproximace s koeficienty  $a_1 = 1,4142$  a  $b_1 = 1$ . Zesílení je dáno poměrem kondenzátorů a pro jednotkové zesílení se volí všechny kondenzátory o stejné hodnotě  $C_{11,12,13} = 100 \text{ nF}$ .

$$F_2(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{C_{11} + C_{12} + C_{13}}{\omega_c R_5 C_{11} C_{12}} j\Omega + \frac{1}{\omega_c^2 R_4 R_5 C_{11} C_{12}} (j\Omega)^2} \quad (36)$$

$$a_1 = \frac{C_{11} + C_{12} + C_{13}}{\omega_c R_5 C_{11} C_{12}} = 1,4142 \quad (37)$$

$$b_1 = \frac{1}{\omega_c^2 R_4 R_5 C_{11} C_{12}} = 1 \quad (38)$$

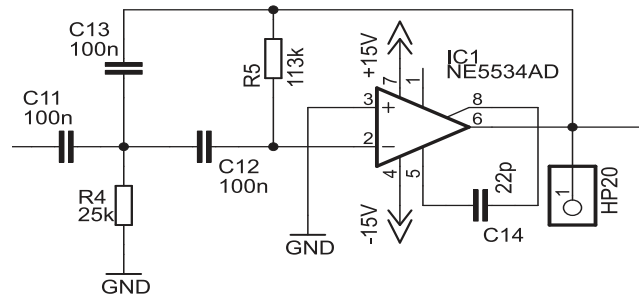
Po úpravě vztahů (37) a (38)

$$R_5 = \frac{C_{11} + C_{12} + C_{13}}{2\pi f_c a_1 C_{11} C_{12}} \quad (39)$$

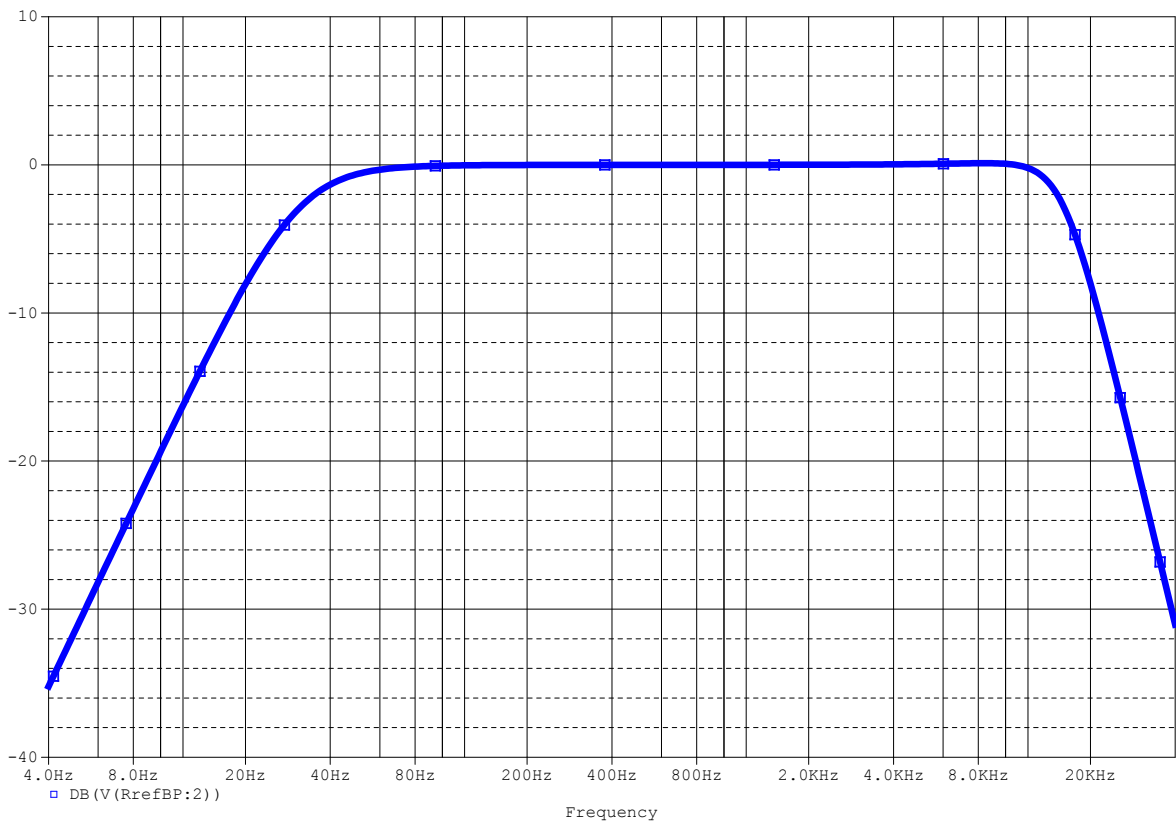
$$R_5 = \frac{300 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot \pi \cdot 30 \cdot 1,4142 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 112540 \text{ } \Omega \doteq 113 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 b_1 R_5 C_{11} C_{12}} \quad (40)$$

$$R_4 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 30^2 \cdot 1 \cdot 113000 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 24906 \Omega \doteq 25 \text{ k}\Omega$$



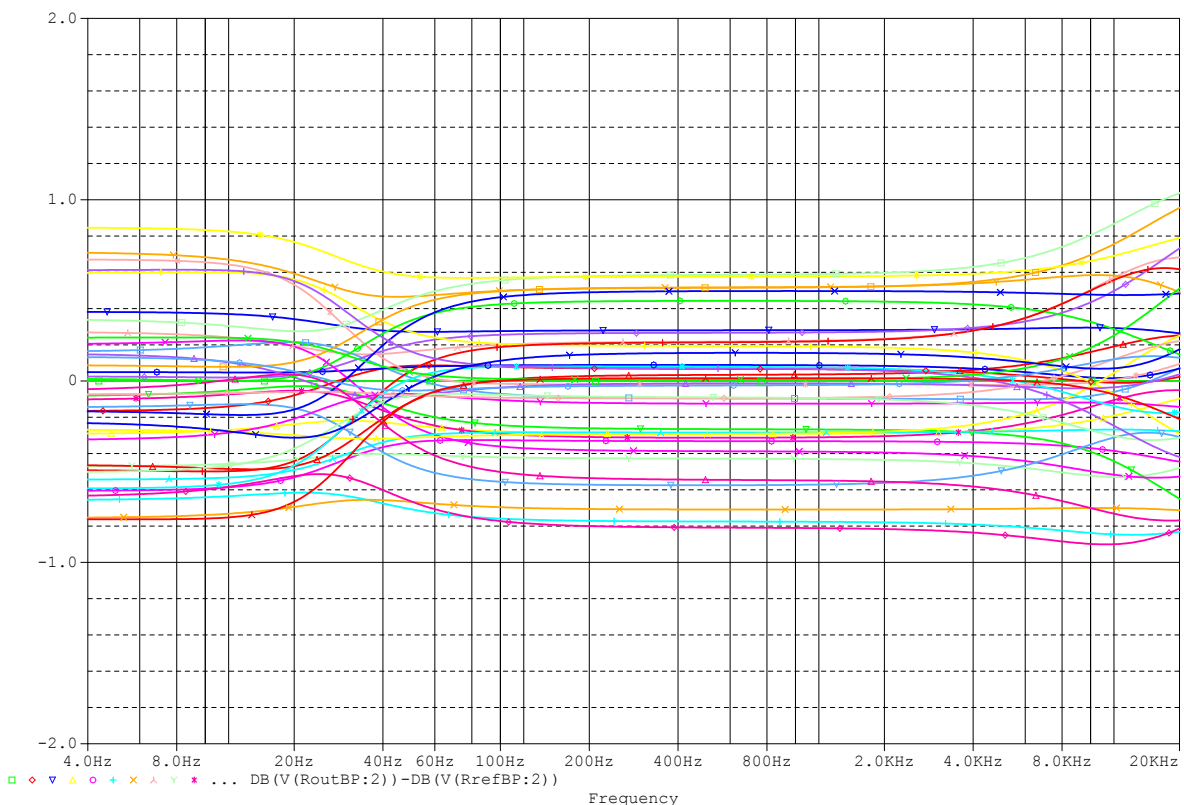
Obr. 17: Schéma zapojení vstupního aktivního filtru typu horní propust



Obr. 18: Přenosová charakteristika vstupního filtru typu pásmová propust

Takto navržená pásmová propust byla simulována v programu OrCad Capture. Na obrázku *Obr. 18* je vykreslena přenosová charakteristika. Dále byla provedena citlivostní analýza, která určila za nejcitlivější součástky  $R_7$ ,  $C_5$ ,  $R_9$ ,  $C_8$ ,  $C_{13}$ ,  $C_{12}$  a  $R_4$ . Na základě této analýzy byla součástkám přidělena tolerance 1% pro rezistory a 5% pro kondenzátory. Tolerance byly určeny především cenou součástek. Velmi přesné kondenzátory s tolerancí hodnoty 1% jsou řadově vyráběné, ale jejich cena je mnohonásobně vyšší. Cena rezistoru s velmi přesnou hodnotou je téměř zanedbatelná oproti běžným rezistorům s tolerancí 10%. Obrázek *Obr. 19* ukazuje maximální možné nepřesnosti v přenosové charakteristice. Výsledky simulací ukazují možnou chybu v řádu desetin decibelu, což je považováno za přijatelný výsledek.

Za filtrem následuje relé G5V-1, které je ovládáno spínačem *MUTE*. Při sepnutí spínače je na cívku relé přivedeno napájecí napětí +15 V a cívkou protéká proud 15,6 mA. Stejnoseměrný odpor cívky je 960  $\Omega$ . Tím je bezpečně odepnut vstup od následujících filtrů.



*Obr. 19: Výsledky simulace chyby přenosové charakteristiky vlivem nepřesnosti součástky pro vstupní filtry*



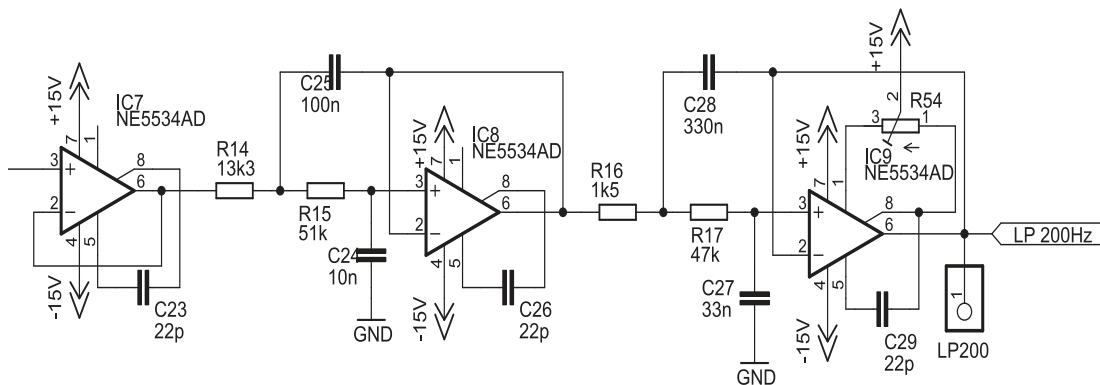
#### 4.4 Aktivní výhybka se zlomovým kmitočtem 200 Hz

Výhybka pro středo-výškový reprobox Yamaha a basový box s reproduktorem B&C 18TBW100 je řešena soustavou dvou paralelních filtrů Sallen-Key 4. řádu se zlomovým kmitočtem 200 Hz (-6 dB). Před každým filtrem je umístěn impedanční konvertor, aby se vstupy filtrů vzájemně neovlivňovaly. Přenosová funkce je odvozena stejně jako v předcházející kapitole a odpovídá Butterworthově aproximaci. Pro filtr typu dolní propust

$$F_{31}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_{24}(R_{14} + R_{15})j\Omega + \omega_c^2 R_{14}R_{15}C_{14}C_{25}(j\Omega)^2} \quad (41)$$

$$F_{32}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_{27}(R_{17} + R_{18})j\Omega + \omega_c^2 R_{17}R_{18}C_{27}C_{28}(j\Omega)^2} \quad (42)$$

Platí podmínka podle rovnice (32). Hodnoty kondenzátorů jsou zvoleny takto:  $C_{24} = 10 \text{ nF}$ ,  $C_{25} = 100 \text{ nF}$ ,  $C_{27} = 33 \text{ nF}$  a  $C_{28} = 330 \text{ nF}$ . Příslušné hodnoty rezistorů jsou dány vztahy:



Obr. 20: Schéma zapojení pro filtr dolní propust 200 Hz

$$R_{14,15} = \frac{a_2 C_{25} \pm \sqrt{a_2^2 C_{25}^2 - 4b_2 C_{24} C_{25}}}{4\pi f_c C_{24} C_{25}} \quad (43)$$

$$R_{14,15} = \frac{0,7654 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{0,7654^2 \cdot 10^{-14} - 4 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}}{4 \cdot \pi \cdot 190 \cdot 3,3 \cdot 10^{-9} \cdot 330 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{14} = 49\,851 \, \Omega \doteq 51 \, k\Omega$$

$$R_{15} = 13\,302 \, \Omega \doteq 13,3 \, k\Omega$$

$$R_{16,17} = \frac{a_1 C_{28} \pm \sqrt{a_1^2 C_{28}^2 - 4b_1 C_{27} C_{28}}}{4\pi f_c C_{27} C_{28}} \quad (44)$$

$$R_{16,17} = \frac{1,8478 \cdot 330 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{1,8478^2 \cdot 1,89 \cdot 10^{-13} - 4 \cdot 3,3 \cdot 10^{-9} \cdot 330 \cdot 10^{-18}}}{4 \cdot \pi \cdot 190 \cdot 1089 \cdot 10^{-18}}$$

$$R_{16} = 46\,767 \, \Omega \doteq 47 \, k\Omega$$

$$R_{17} = 1\,377 \, \Omega \doteq 1,5 \, k\Omega$$

Pro filtr horní propust na obrázku *Obr. 21* jsou vztahy dány takto:

$$F_{41}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_{11}C_{16} + R_{11}C_{17}}{\omega_c C_{16} C_{17} R_{11} R_{10}} j\Omega + \frac{1}{\omega_c^2 C_{16} C_{17} R_{10} R_{11}} (j\Omega)^2} \quad (45)$$

$$F_{42}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_{13}C_{19} + R_{13}C_{20}}{\omega_c C_{19} C_{20} R_{12} R_{13}} j\Omega + \frac{1}{\omega_c^2 C_{19} C_{20} R_{12} R_{13}} (j\Omega)^2} \quad (46)$$

Hodnoty kapacit zde nepodléhají žádné podmínce a mohou být zvoleny libovolně. Volbou stejných hodnot kondenzátorů  $C = C_{16} = C_{17} = 100 \, nF$  se rovnice pro výpočet

zjednoduší. Výsledkem jsou dvě rovnice o dvou neznámých a dosazením rovnice (48) do rovnice (47) jsou získány obě hodnoty rezistorů. Stejným způsobem pro druhý stupeň filtru.

$$a_2 = \frac{1}{\pi f_c C R_{10}} = 0,7654 \quad (47)$$

$$b_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C^2 R_{11} R_{10}} = 1 \quad (48)$$

$$R_{10} = \frac{1}{\pi f_c C a_2} = \frac{1}{\pi \cdot 220 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 0,7654} = 18\,903 \doteq 18\,k\Omega \quad (49)$$

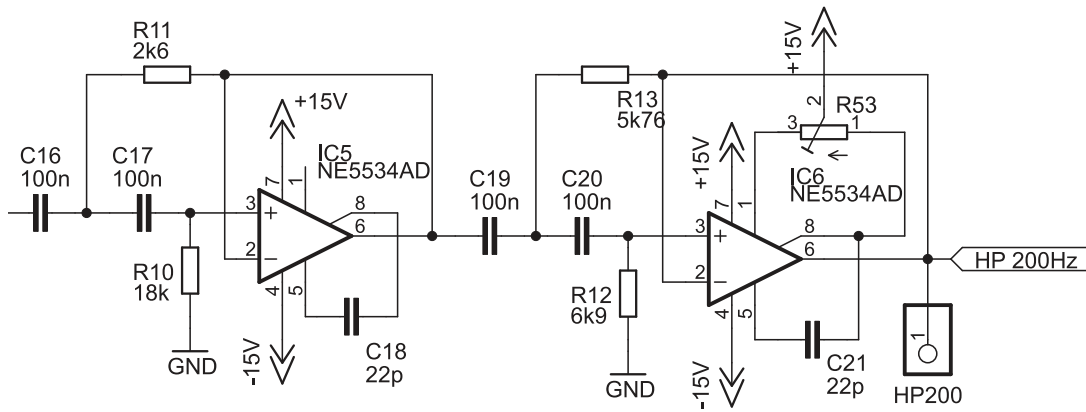
$$R_{11} = \frac{a_2}{4\pi f_c C b_2} = \frac{0,7654}{4 \cdot \pi \cdot 220 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 1} = 2\,768 \doteq 2,6\,k\Omega \quad (50)$$

$$a_1 = \frac{1}{\pi f_c C R_{12}} = 1,8478 \quad (51)$$

$$b_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C^2 R_{12} R_{13}} = 1 \quad (52)$$

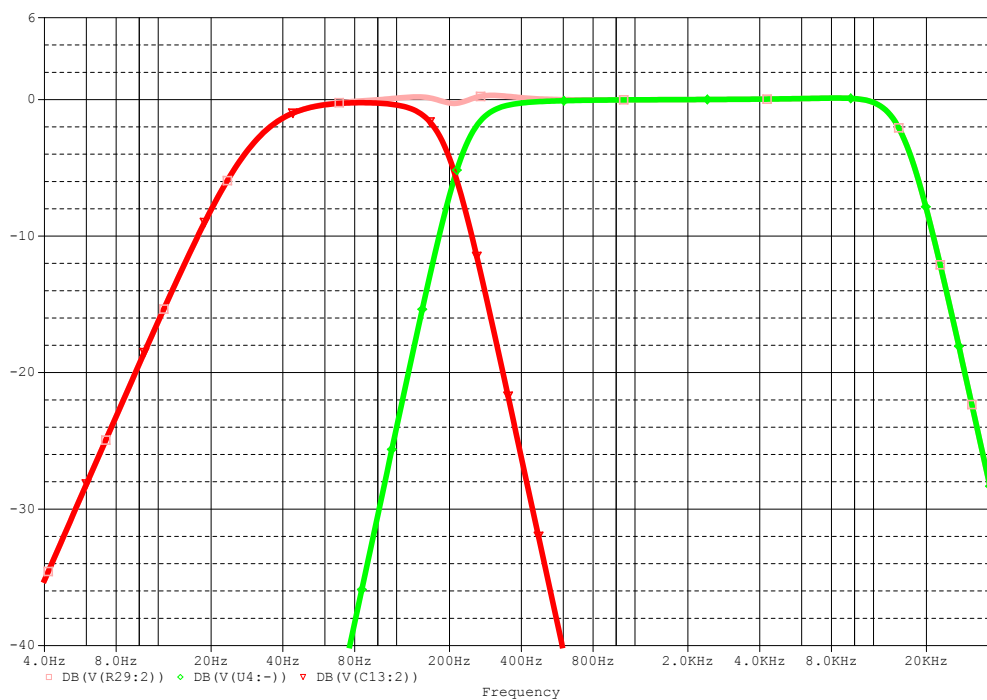
$$R_{12} = \frac{1}{\pi f_c C a_1} = \frac{1}{\pi \cdot 220 \cdot 100 \cdot 10^{-9} \cdot 1,8478} = 7\,089 \doteq 6,9\,k\Omega \quad (53)$$

$$R_{13} = \frac{a_1}{4\pi f_c C b_1} = \frac{1,8478}{4 \cdot \pi \cdot 220 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 5\,881 \doteq 5,76\,k\Omega \quad (54)$$

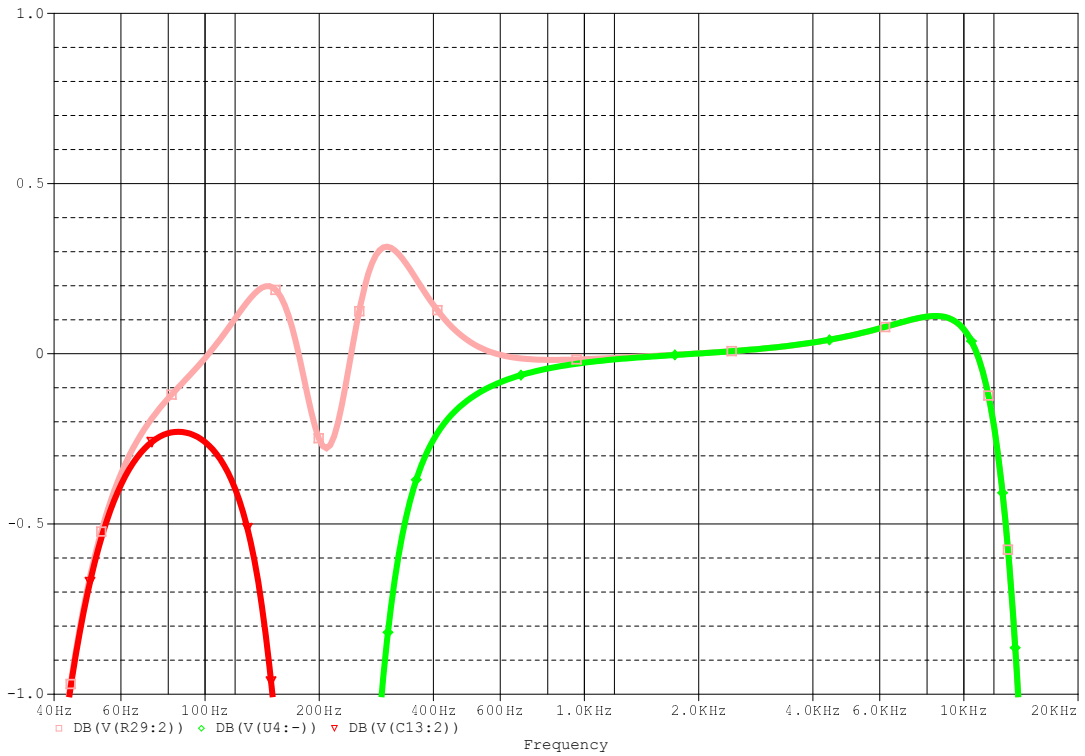


Obr. 21: Schéma zapojení aktivního filtru typu horní propust 200 Hz

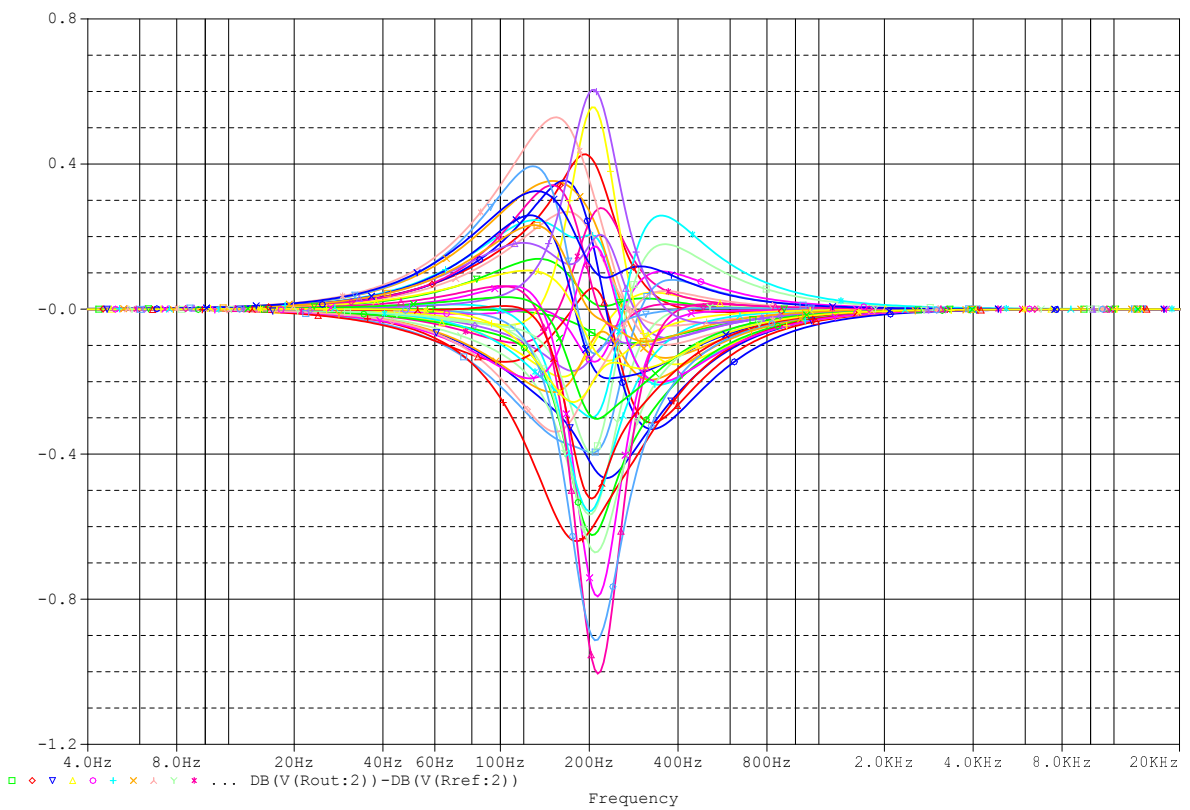
Odporové trimery  $R_{53}$  a  $R_{54}$  na posledním stupni každého filtru slouží k vyrovnání offsetových napětí na výstupu. Výhybka byla simulována v programu OrCad Capture výsledky z AC simulace jsou na obrázku Obr. 22 a Obr. 23. Byla provedena citlivostní analýza a statistická analýza chyby frekvenční charakteristiky. Tolerance součástek je 1% pro rezistory a 5% pro kondenzátory.



Obr. 22: Frekvenční charakteristika filtrů pro výhybku 200 Hz



Obr. 23: Detail frekvenční charakteristiky výhybky 200 Hz

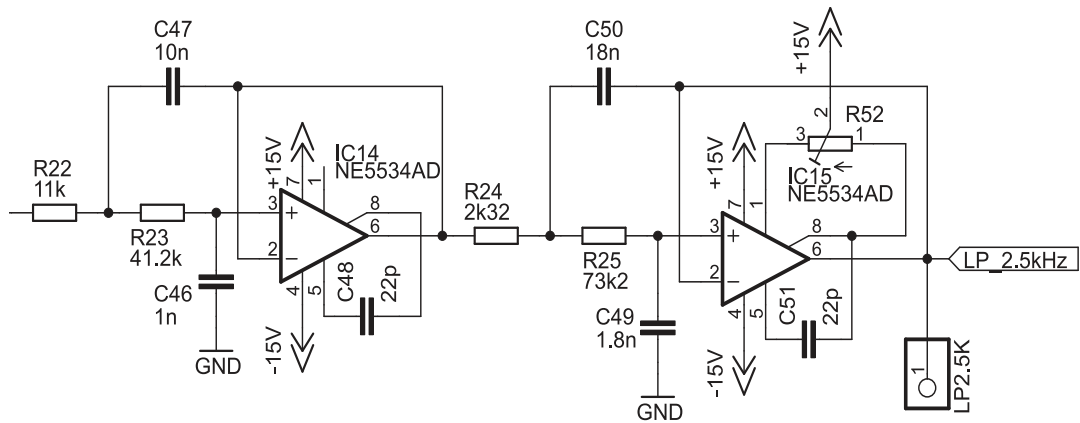


Obr. 23: Výsledky simulace chyby přenosové charakteristiky vlivem nepřesnosti součástky pro výhybku 200 Hz

Možná chyba frekvenční charakteristiky nepřesahuje hodnotu 1 dB, která je považována za dostatečnou.

#### 4.5 Aktivní výhybka se zlomovým kmitočtem 2,5 kHz

Tato aktivní výhybka je určena ke všesměrové reproduktorové soustavě. Zvolená struktura je stejná jako v předchozí kapitole 3.4. Jde tedy o dva filtry 4. řádu struktury Sallen-Key, zlomový kmitočet je na frekvenci 2,5 kHz, kde útlum obou filtrů poklesne na hodnotu -6 dB. Před každým filtrem je opět impedanční konvertor. Přenosová funkce vychází ze vztahu (20), dosazením a upravením rovnice pro filtr dolní propust je tvar pro oba stupně následující.



Obr. 24: Schéma zapojení aktivního filtru dolní propust 2,5 kHz

$$F_{51}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_{46}(R_{22} + R_{23})j\Omega + \omega_c^2 R_{22}R_{23}C_{46}C_{47}(j\Omega)^2} \quad (55)$$

$$F_{52}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \omega_c C_{49}(R_{24} + R_{25})j\Omega + \omega_c^2 R_{24}R_{25}C_{49}C_{50}(j\Omega)^2} \quad (56)$$

Platí podmínka podle rovnice (32). Hodnoty kondenzátorů jsou zvoleny takto:  $C_{46} = 1 \text{ nF}$ ,  $C_{47} = 100 \text{ nF}$ ,  $C_{49} = 1,8 \text{ nF}$  a  $C_{50} = 18 \text{ nF}$ . Příslušné hodnoty rezistorů jsou dány vztahy:

$$R_{22,23} = \frac{a_2 C_{47} \pm \sqrt{a_2^2 C_{47}^2 - 4b_2 C_{47} C_{46}}}{4\pi f_c C_{46} C_{47}} \quad (57)$$

$$R_{22,23} = \frac{0,7654 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{0,7654^2 \cdot 10^{-16} - 4 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}}{4 \cdot \pi \cdot 2300 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{22} = 41\,398 \, \Omega \doteq 41,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{23} = 11\,567 \, \Omega \doteq 11 \text{ k}\Omega$$

$$R_{24,25} = \frac{a_1 C_{50} \pm \sqrt{a_1^2 C_{50}^2 - 4b_1 C_{49} C_{50}}}{4\pi f_c C_{49} C_{50}} \quad (58)$$

$$R_{24,25} = \frac{1,8478 \cdot 18 \cdot 10^{-9} \pm \sqrt{0,7654^2 \cdot 18^{-16} - 4 \cdot 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 18 \cdot 10^{-9}}}{4 \cdot \pi \cdot 2300 \cdot 1,8 \cdot 10^{-9} \cdot 18 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_{24} = 72\,024 \, \Omega \doteq 71 \text{ k}\Omega$$

$$R_{25} = 2\,242 \, \Omega \doteq 2,32 \text{ k}\Omega$$

Filtr horní propust je řešen strukturou Sallen-Key 4. řádu Butterworthovou aproximací a je definován podle následujících vztahů. Hodnoty kondenzátorů jsou  $C = C_{38, 39, 41, 42} = 10 \text{ nF}$ .

$$F_{51}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_{19}C_{39} + R_{19}C_{39}}{\omega_c C_{38} C_{39} R_{19} R_{18}} j\Omega + \frac{1}{\omega_c^2 C_{38} C_{39} R_{18} R_{19}} (j\Omega)^2} \quad (59)$$

$$F_{52}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{R_{20}C_{41} + R_{42}C_{21}}{\omega_c C_{41} C_{42} R_{20} R_{21}} j\Omega + \frac{1}{\omega_c^2 C_{41} C_{42} R_{20} R_{21}} (j\Omega)^2} \quad (60)$$

$$a_2 = \frac{1}{\pi f_c C R_{18}} = 0,7654 \quad (61)$$

$$b_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C^2 R_{18} R_{19}} = 1 \quad (62)$$

$$R_{18} = \frac{1}{\pi f_c C a_2} = \frac{1}{\pi \cdot 2800 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 0,7654} = 14\,852 \doteq 14,3 \text{ k}\Omega \quad (63)$$

$$R_{19} = \frac{a_2}{4\pi f_c C b_2} = \frac{0,7654}{4 \cdot \pi \cdot 220 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1} = 2\,175 \doteq 2,15 \text{ k}\Omega \quad (64)$$

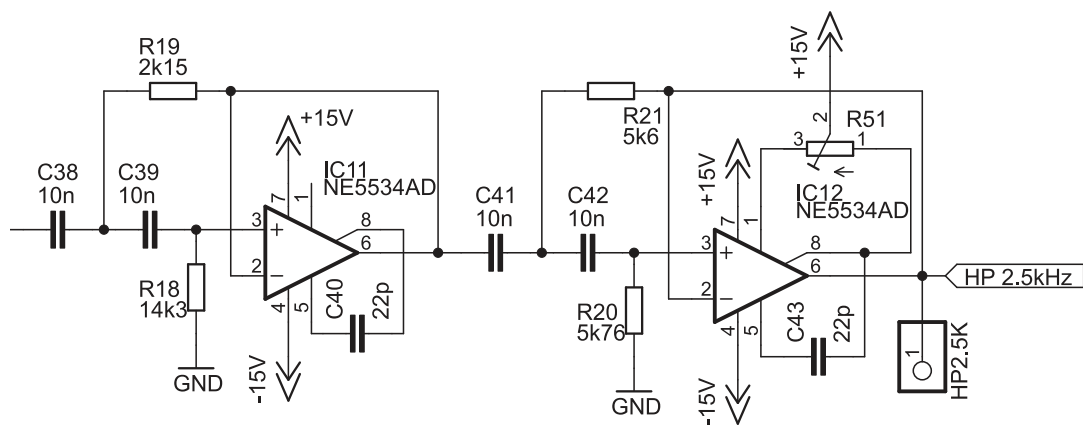
$$a_1 = \frac{1}{\pi f_c C R_{20}} = 1,8478 \quad (65)$$

$$b_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_c^2 C^2 R_{20} R_{21}} = 1 \quad (66)$$

$$R_{20} = \frac{1}{\pi f_c C a_1} = \frac{1}{\pi \cdot 2800 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 1,8478} = 5\,742 \doteq 5,76 \quad (67)$$

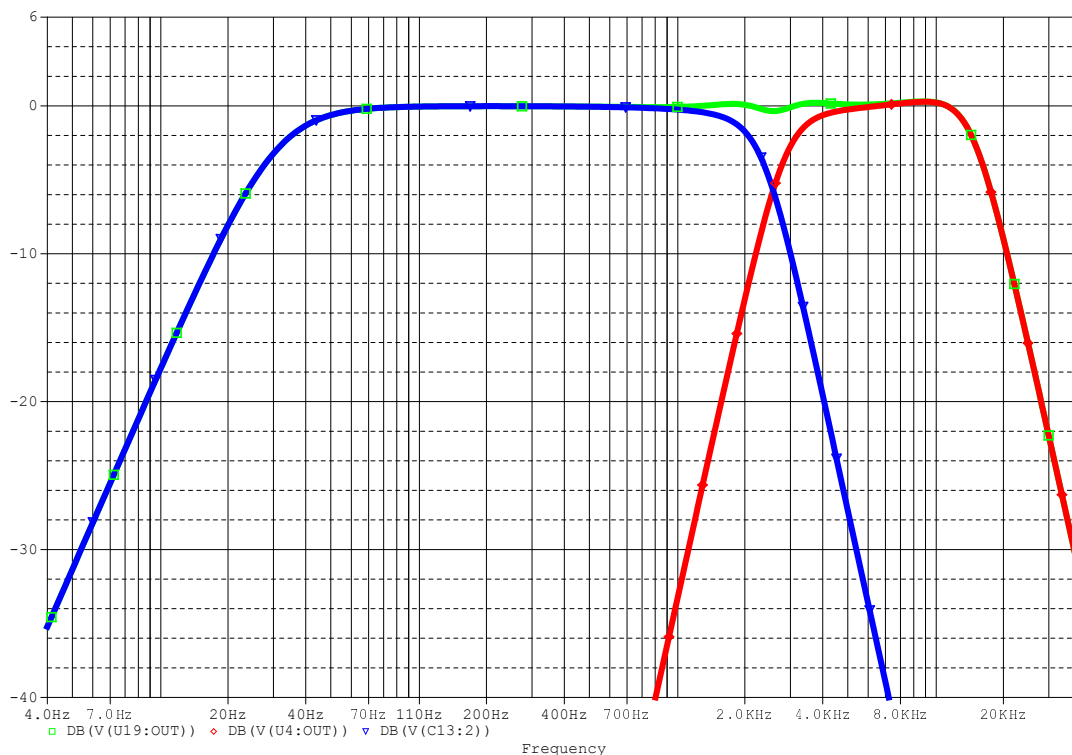
$$R_{21} = \frac{a_1}{4\pi f_c C b_1} = \frac{1,8478}{4 \cdot \pi \cdot 2800 \cdot 10 \cdot 10^{-9}} = 5\,251 \doteq 5,6 \text{ k}\Omega \quad (68)$$



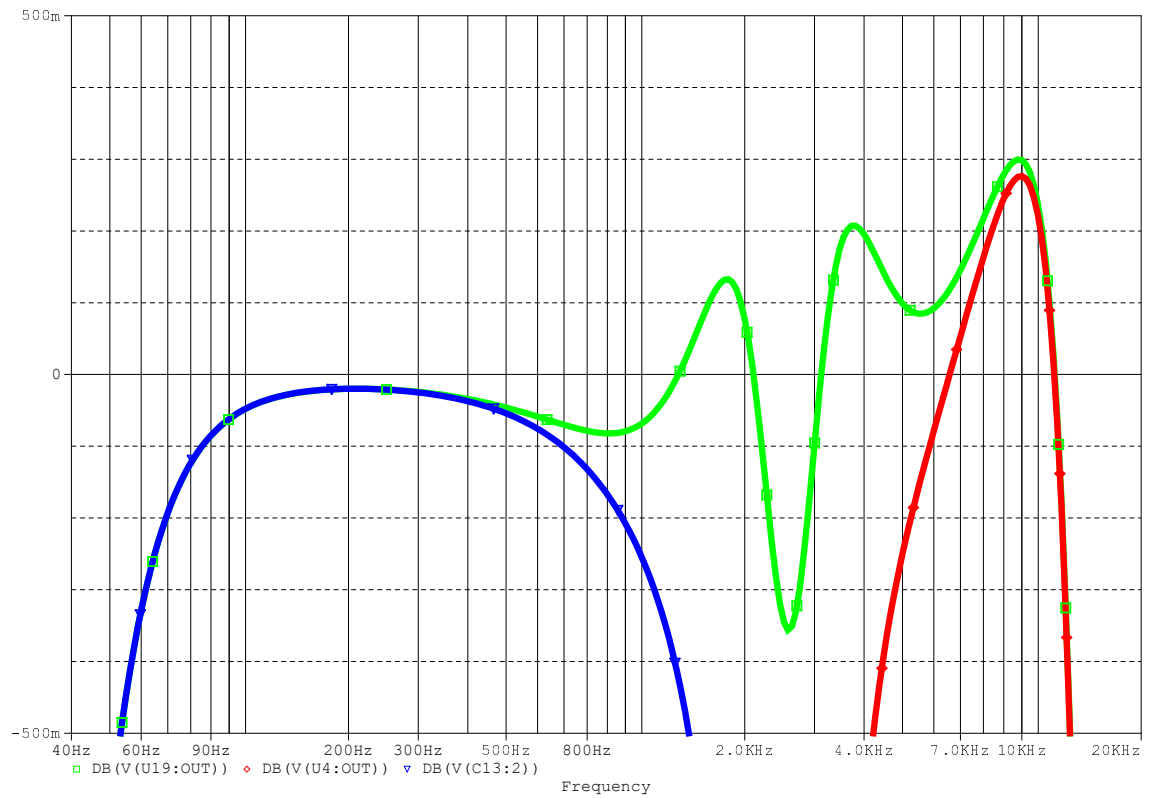


Obr. 25: Schéma zapojení aktivního filtru horní propust 2,5 kHz

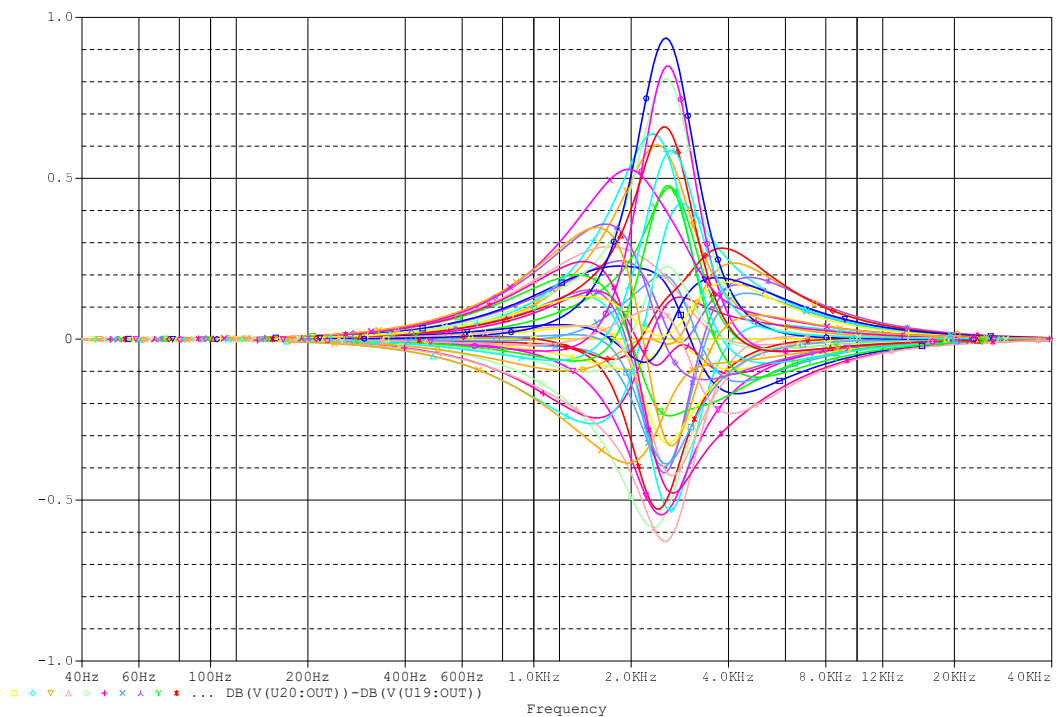
Pro výhybku byly provedeny simulace v programu OrCad Capture. Výsledky AC simulace jsou na obrázku Obr. 26 a detail frekvenční charakteristiky na obrázku Obr. 27. Dále byla provedena citlivostní analýza součástek. Rezistorům byla stanovena tolerance 1% a kondenzátorům 5%. Obrázek Obr. 28 znázorňuje statistickou možnost chyby frekvenční charakteristiky s použitím součástek s uvedenými tolerancemi. Chyba nepřesahuje hodnotu 1 dB, výsledek je považován za uspokojivý.



Obr. 26: Frekvenční charakteristiky filtrů pro výhybku 2,5 kHz



Obr. 27: Detail frekvenční charakteristiky filtrů pro výhybku 2,5 kHz

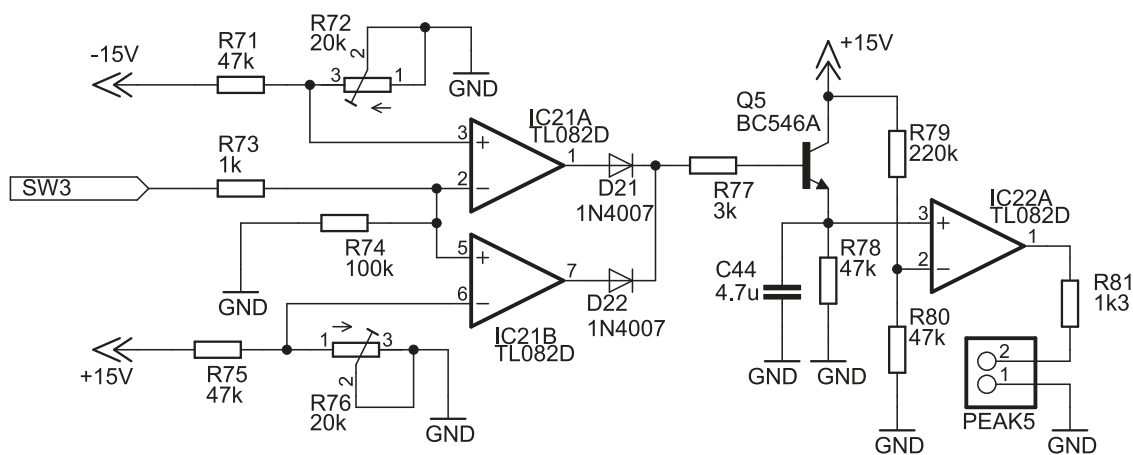


Obr. 28: Výsledky simulace chyby přenosové charakteristiky vlivem nepřesnosti součástky pro výhybku 2,5 kHz

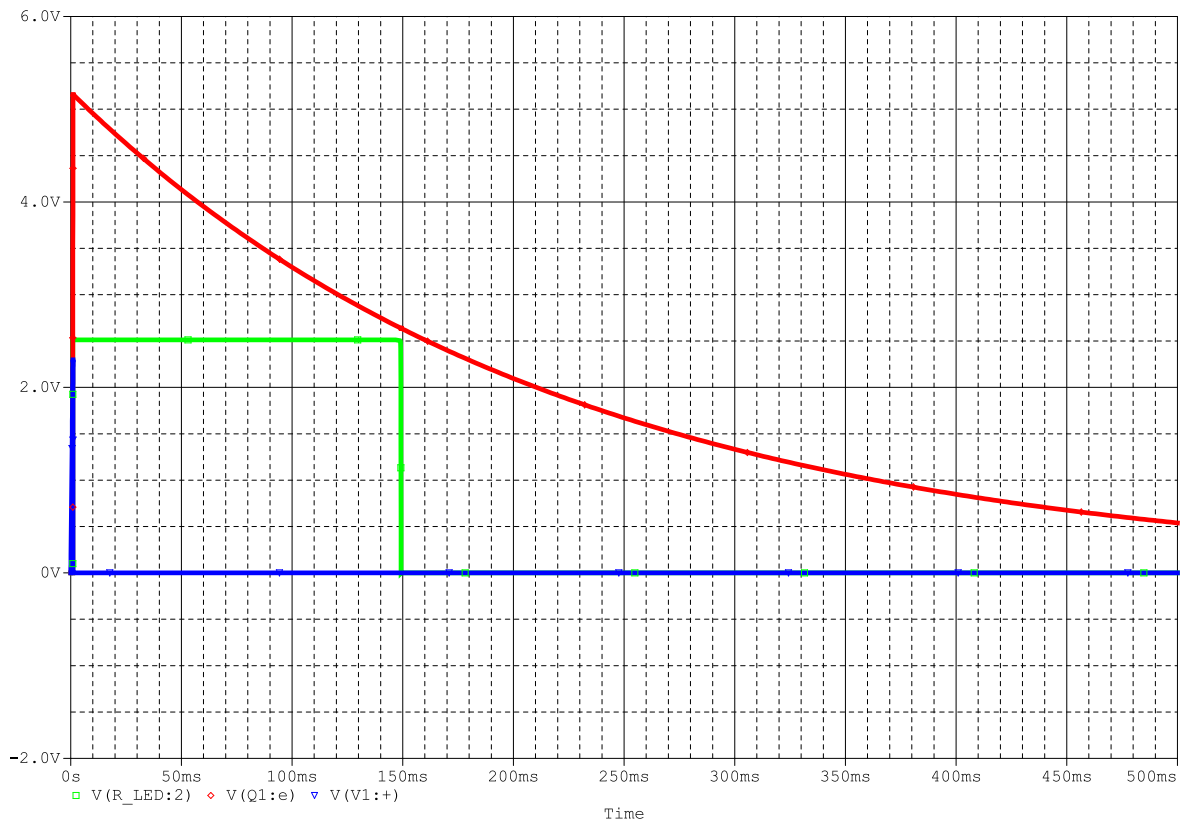
#### 4.6 Indikace výstupního signálu

Pro každý kanál výhybky jsou před výstupním obvodem zapojeny indikátory výstupního signálu s LED diodou, které signalizují přítomnost signálu na výstupu a indikují přiblížení k limitaci signálu.

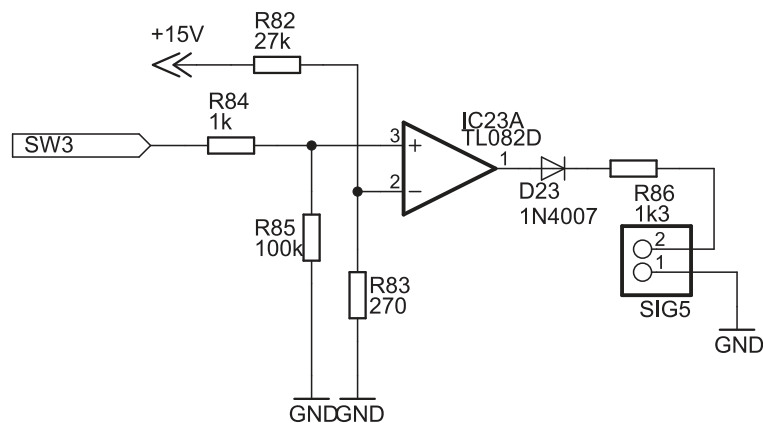
Základem obvodu pro indikátor limitace na obrázku *Obr. 29* jsou dva komparátory pro kladnou a zápornou púlperiodu signálu, které porovnávají výstupní napětí filtru s referenčním napětím. Referenční napětí je odvozeno z napájecího napětí pomocí odporového děliče a je nastaveno odporovými trimery. Překročí-li napětí signálu referenční napětí, je výstup komparátoru překlopen na logickou 1 (+15V). Tím se otevře jedna ze dvou diod  $D_{21}$   $D_{22}$  a přes odpor  $R_{77}$  se otevře tranzistor  $Q_5$ . Otevřením tranzistoru se rychle nabije kondenzátor  $C_{44}$  a napětí na tomto kondenzátoru je porovnáváno dalším komparátorem. Limitační špička resp. časový úsek, kdy je otevřen tranzistor  $Q_5$ , může být velmi krátká, aby ji detektor byl schopen zachytit. To je dáno malou časovou konstantou kondenzátoru  $C_{44}$  a rezistoru  $R_{78}$ , přes který se kondenzátor vybíjí. Je-li napětí na kondenzátoru větší než referenční napětí, které je dáno odporovým děličem  $R_{79}$   $R_{80}$ , otevře se dioda za výstupem komparátoru a LED dioda se rozsvítí. Na obrázku *Obr. 30* je nakreslen průběh napětí na kondenzátoru a výstupu komparátoru při špičce 2,3V s trváním 1 ms.



*Obr. 29: Schéma zapojení indikátoru limitace*



Obr. 30: Časové průběhy napětí na kondenzátoru a výstupu komparátoru indikátoru limitace



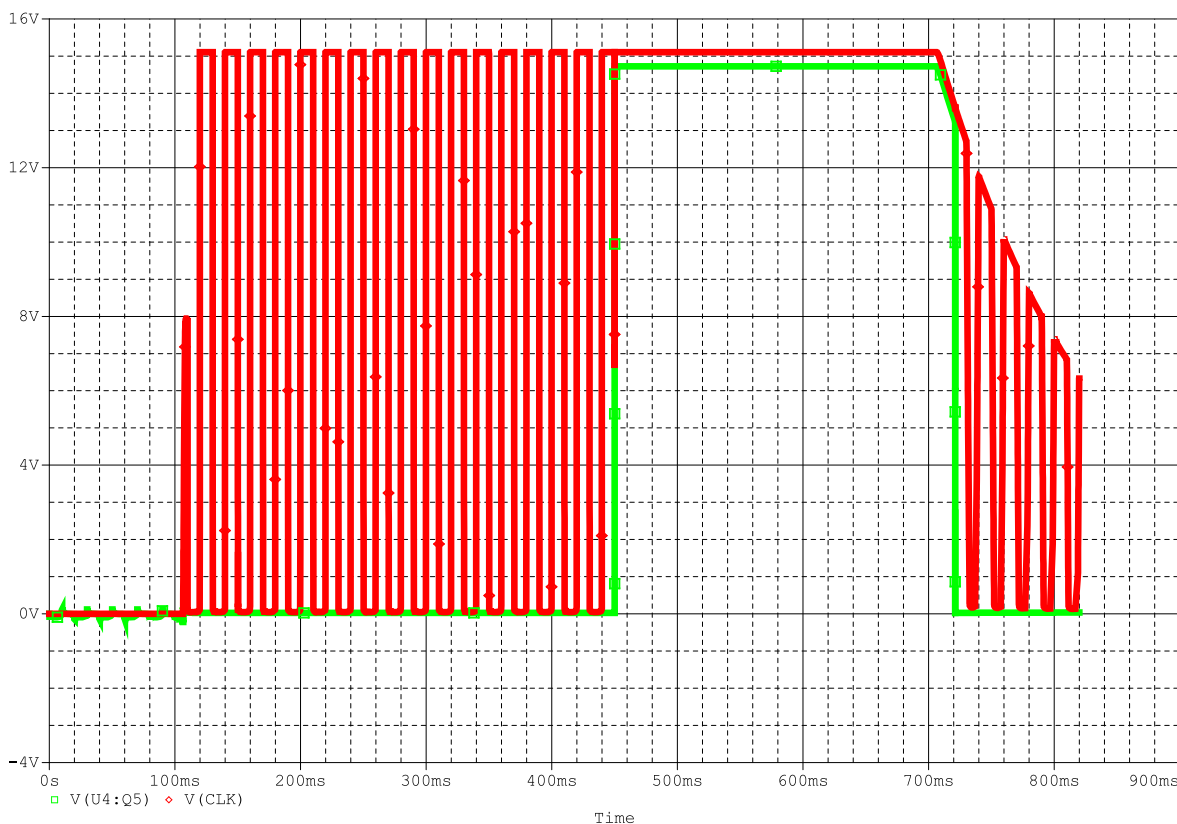
Obr. 31: Schéma zapojení indikátoru přítomnosti signálu

Indikátor pro přítomnost signálu na obrázku *Obr. 31* je zjednodušený obvod indikátoru limitace. Protože není nutné pracovat s kladnou i zápornou půlperiodou signálu, obsahuje jen jeden komparátor, který porovnává výstupní napětí s referenčním. Referenční napětí je





výstup čítače je vynulován a tím dojde k rychlému rozepnutí kontaktů relátek na výstupu. Čerpáno z [4].

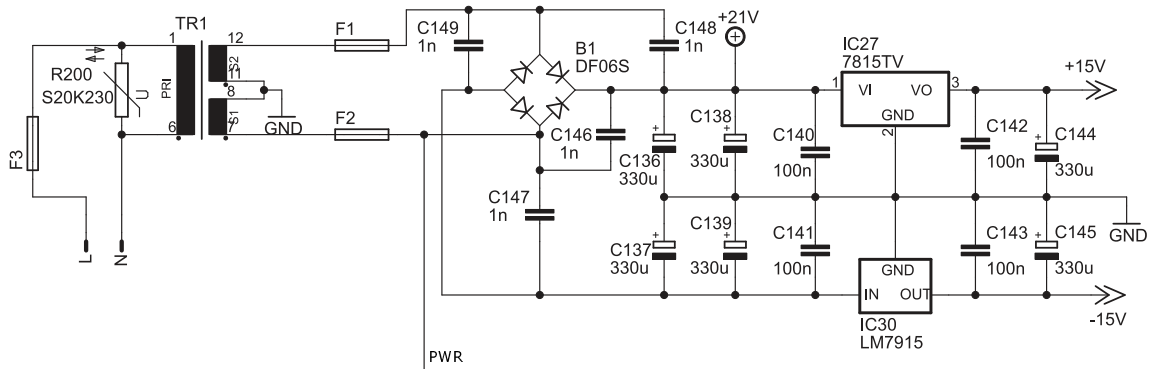


Obr. 34: Simulace odpojení výstupních obvodů z odvozeného síťového kmitočtu

## 4.9 Napájecí zdroj

Současně na desce plošných spojů je klasický lineární napájecí zdroj. Na primární vinutí transformátoru *TR1* je přes pojistku *F3* přivedeno síťové napětí. Mezi fázovým a nulovým vodičem je připojen polyswitch, který chrání vinutí transformátoru proti přepětovým špičkám, které by se mohly objevit v síťovém rozvodu. Transformátor má dvě výstupní vinutí s uzemněným středem. Za výstupem následují tavné pojistky *F1* a *F2*, které chrání obvod proti proudovému přetížení. Střídavé napětí je usměrněno Graetzovým můstkem, jsou tak využity obě napěťové půlvlny. Paralelně s každou diodou můstku jsou zapojeny kondenzátory, ty udrží diodu otevřenou při konci každé půlvlny. Následují filtrační elektrolytické kondenzátory s velkou kapacitou a lineární stabilizátory *LM7815* pro kladné napětí a *LM7915* pro záporné napětí. Na výstupy regulátorů jsou připojeny

elektrolytické kondenzátory, které vykrývají energetické špičky. Maximální výkonová ztráta (69) na stabilizátoru je dána úbytkem napětí na stabilizátoru a součtem maximálního proudového odběru aktivních prvků.



Obr. 35: Schéma napájecího zdroje

Stabilizátor je schopný bezpečně fungovat až do teploty pouzdra 150 °C, které je dáno teplotním nárůstem 50 °C/1 W.

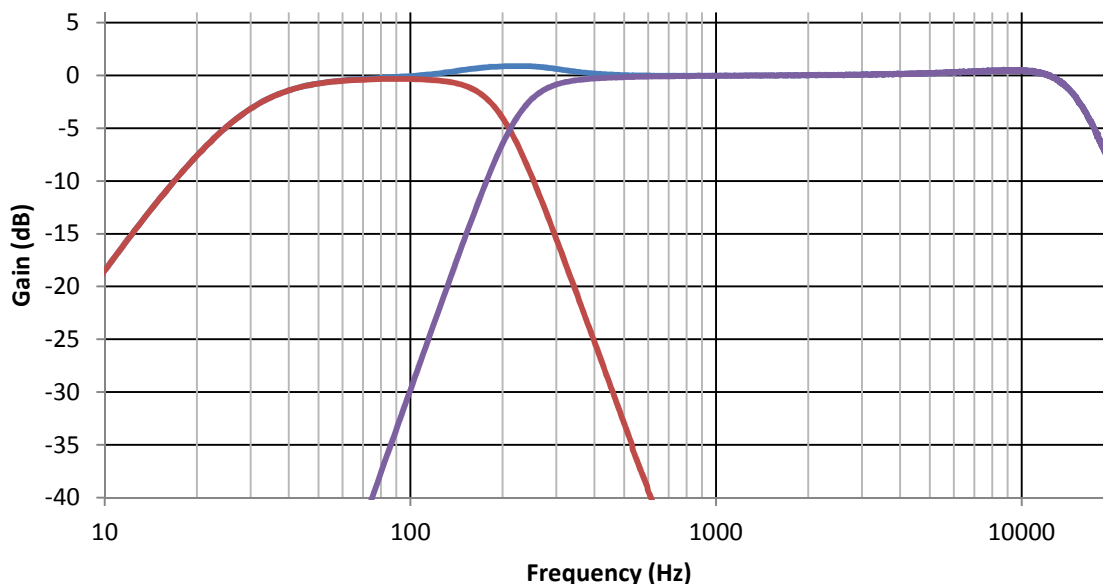
$$P = \frac{U_{in} - U_{out}}{I_c} = \frac{\sqrt{2} \cdot 15 - 15}{0,25} \doteq 1,5 \text{ W} \quad (69)$$

Při výkonové ztrátě na stabilizátoru 1,5 W vzroste tedy jeho teplota o 75 °C. Uvažujeme-li, že maximální provozní teplota bude 45 °C, teplota stabilizátoru vzroste na 120 °C. Tudiž není nutné opatřovat pouzdra stabilizátoru dodatečnými chladiči.

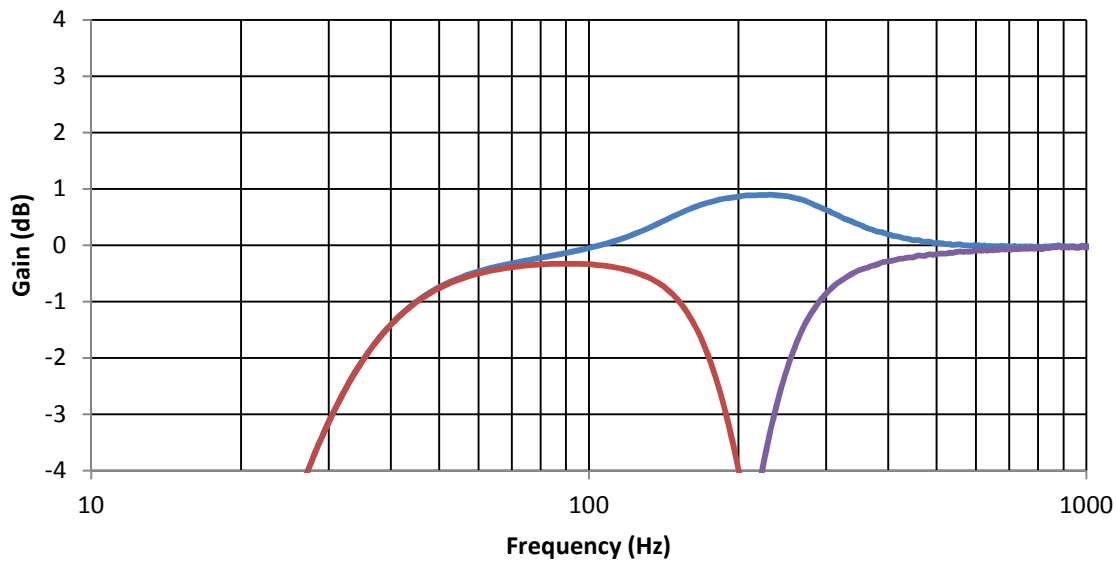


## 5 Měření parametrů předzesilovače

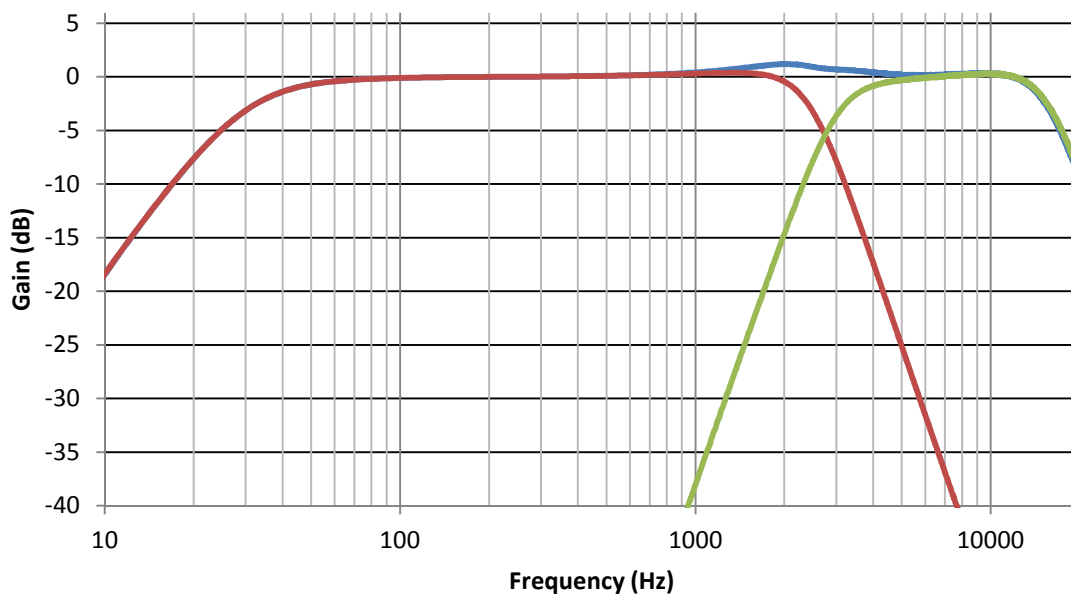
Pro měření byl použit software Audio Precision x500 v 4.2.1. společně s analyzátozem APx585 Multichannel Audio Analyzer. Na obrázku *Obr. 36* a obrázku *Obr. 38* jsou frekvenční charakteristiky pro filtry se zlomovou frekvencí 200 Hz a 2500 Hz a s celkovým přenosem frekvenčního pásma (modře). Z průběhu celkového přenosu jsou patrné chyby frekvenčních charakteristik, které byly předpovězeny na základě simulací. Detaily frekvenčních charakteristik jsou pak na obrázku *Obr. 37* a *Obr. 39*. Chyba frekvenční charakteristiky u filtrů se zlomovou frekvencí 200 Hz nepřekročila 1 dB, u filtrů se zlomovou frekvencí 2500 Hz je chyba 1,2 dB, která je zřejmě způsobena použitím rezistorů s větší tolerancí chyby 5%.



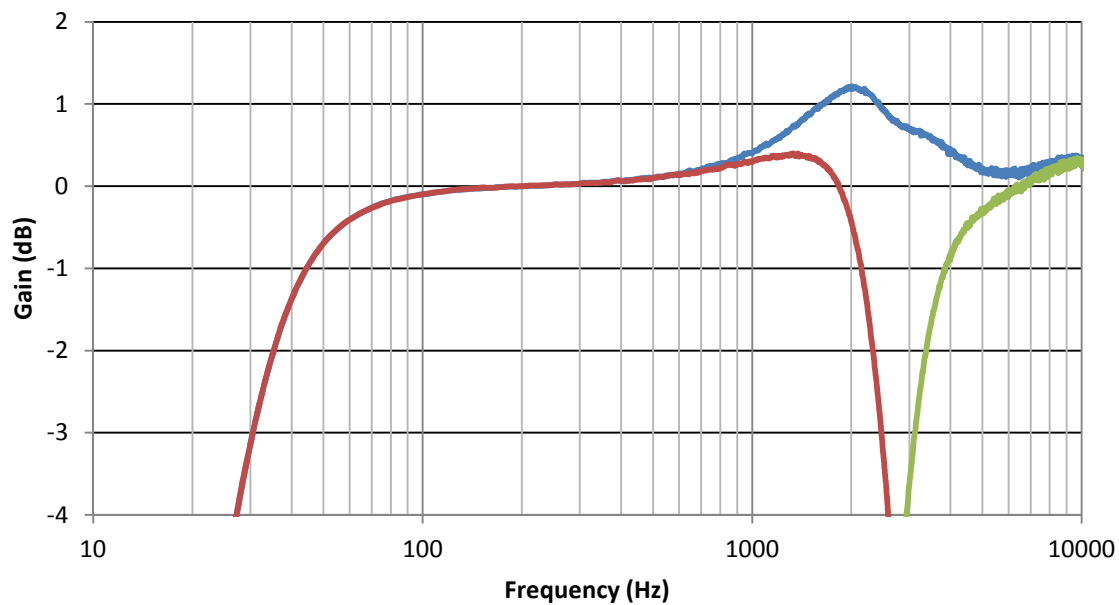
*Obr. 36: Frekvenční charakteristiky filtrů se zlomovou frekvencí 200 Hz*



Obr. 37: Detail frekvenční charakteristiky pro filtry se zlomovou frekvencí 200Hz



Obr. 38: Frekvenční charakteristiky filtrů se zlomovým kmitočtem 2500 Hz



Obr. 39: Detail frekvenční charakteristiky pro filtry se zlomovým kmitočtem 2500 Hz

## **6 Závěr**

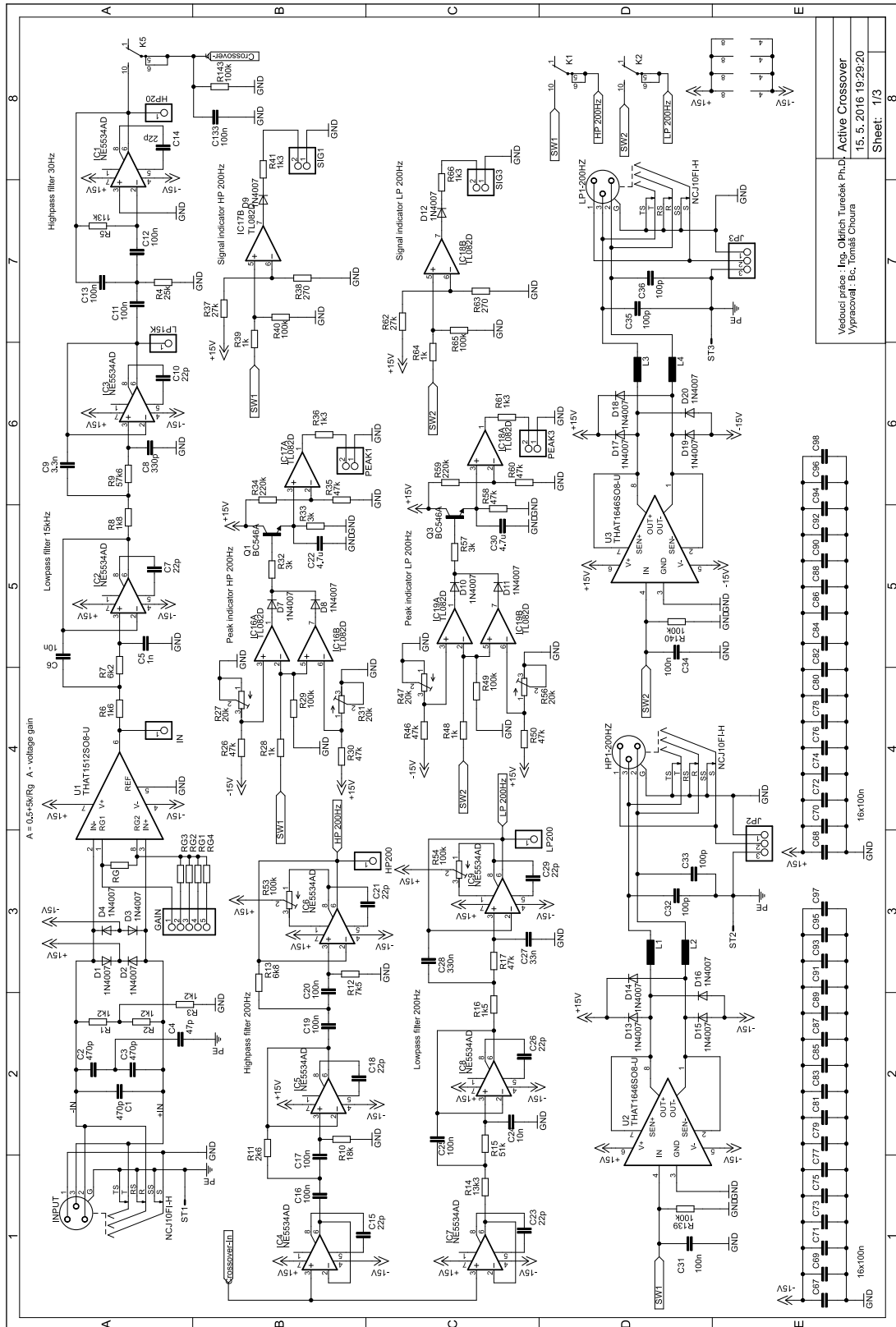
Cílem práce bylo navrhnout budící systém pro reproduktorovou soustavu instalované v dozvukové komoře. Měřením bylo ověřen vliv velké plochy membrány reproduktoru na dobu dozvuku, který je v tomto případě zanedbatelný. Systém je založen na soustavě aktivních filtrů se zlomovými frekvencemi 200 Hz, které jsou rozděleny do čtyř výstupních kanálů, filtrů se zlomovou frekvencí 2500 Hz pro všesměrový reproduktorový systém, které tvoří dva výstupní kanály. Na výstupu každého kanálu jsou nastavitelné špičkové indikátory signálu a indikátory signálu. Na vstupu předzesilovače je vstupní symetrický zesilovač s nastavitelným ziskem, který slouží k nastavení vstupní citlivosti budícího systému. Každému kanálu náleží jeden kanál výkonového zesilovače Yamaha P7000S. Frekvenční charakteristika byla simulována v programu OrCad PSpice a její výsledky odpovídají naměřeným hodnotám funkčního obvodu. V příloze je k dispozici kompletní schéma zapojení, motiv plošných spojů spolu s osazovacím plánem a seznam použitých součástek. Dalším cílem práce je ověřit akustické pole, které je vybuzeo pomocí navrženého budícího systému. Z časových důvodů toto měření nebylo provedeno a bude provedeno po odevzdání diplomové práce a výsledky budou zmíněny při obhajobě práce.

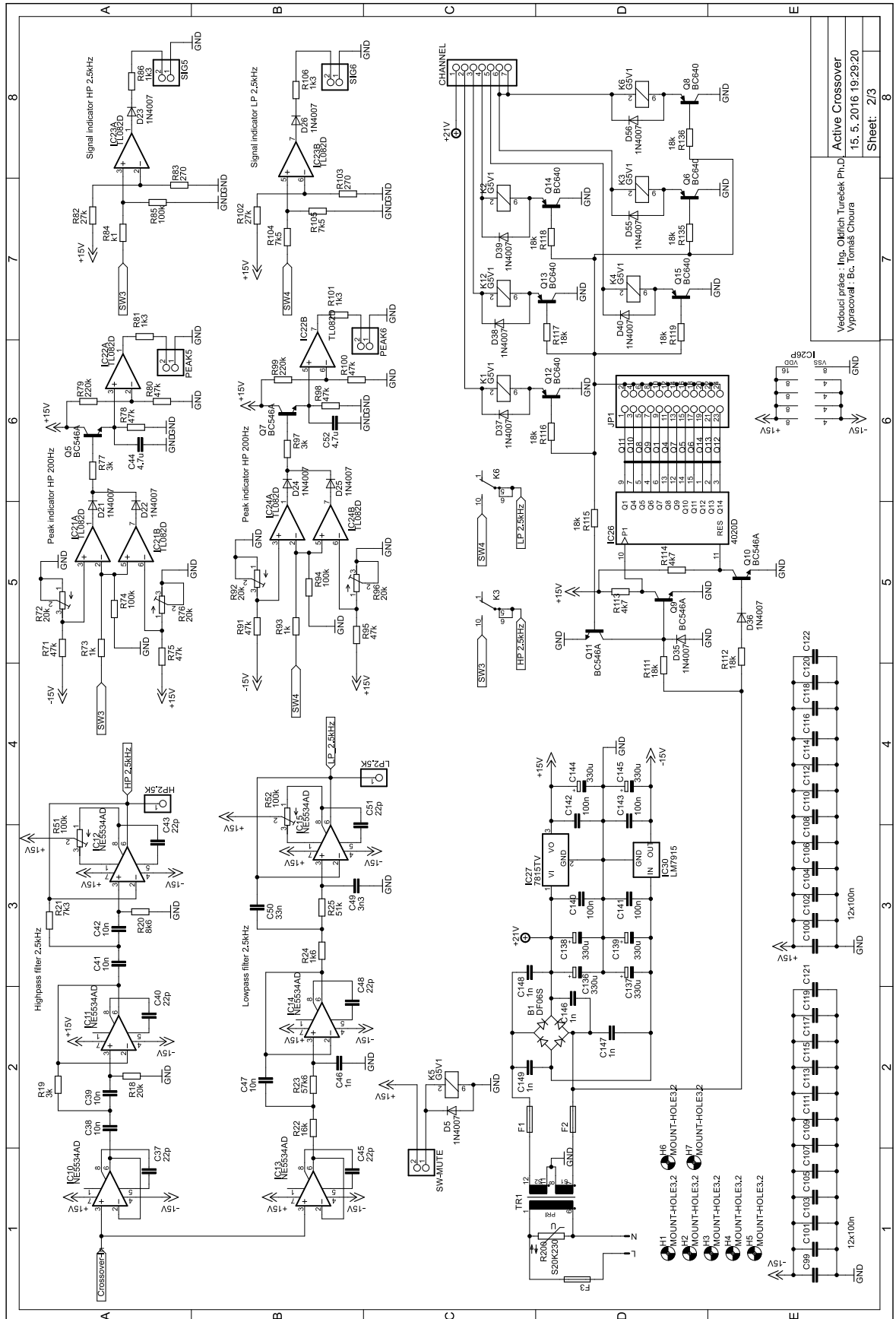
## 7 Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] PINKER, Jiří a Václav KOUCKÝ. *Analogové elektronické systémy*. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [2] GAJDOŠÍK, Libor. *Návrh analogových filtrů*. Praha: BEN - technická literatura, 2013. ISBN 978-80-7300-468-2.
- [3] KUTTRUFF, Heinrich. *Room acoustics*. 5th ed. London & New York: Spon Press/Taylor & Francis, 2009. ISBN 9780203876374.
- [4] DUDEK, Pavel. *Amatérské radio: Moderní výkonové zesilovače řady DPA*. Praha: MAGNET-PRESS s. p., 1992, **41**(7). ISSN 0322-9572.
- [5] ČSN EN ISO 3382-2: *Akustika - Měření parametrů prostorové akustiky - Část 2: Doba dozvuku v běžných prostorech*. Praha: Úřad pro technickou normalizaci, metrologii a státní zkušebnictví, 2009.
- [6] Texas Instruments. *NE5534D datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slos070d/slos070d.pdf>.
- [7] Texas Instruments. *TL082 datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>.
- [8] THAT Corporation. *THAT1512 datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: [http://www.thatcorp.com/datashts/THAT\\_1510-1512\\_Datasheet.pdf](http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1510-1512_Datasheet.pdf).
- [9] THAT Corporation. *THAT1646 datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: [http://www.thatcorp.com/datashts/THAT\\_1606-1646\\_Datasheet.pdf](http://www.thatcorp.com/datashts/THAT_1606-1646_Datasheet.pdf).
- [10] THAT Corporation. *Input and Output Circuit for THAT Preamplifier ICs. datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: <http://www.thatcorp.com/datashts/dn140.pdf>.
- [11] Omron. *G5V-1 low signal relay datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: [https://www.omron.com/ecb/products/pdf/en-g5v\\_1.pdf](https://www.omron.com/ecb/products/pdf/en-g5v_1.pdf).
- [12] ON Semiconductor. *MC74HC4020A datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: [http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/MC74HC4020A-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MC74HC4020A-D.PDF).

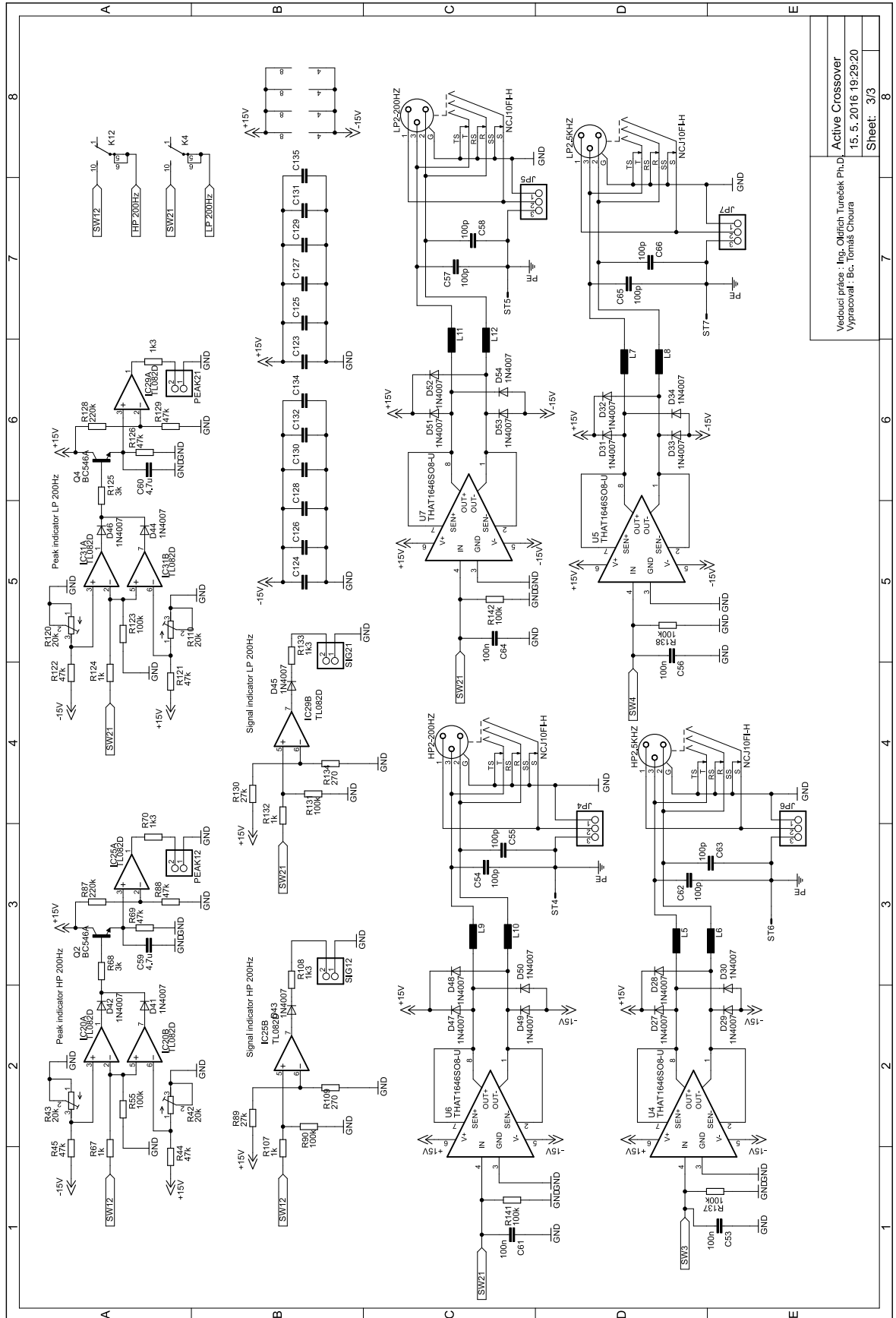
- [13] ADAMOVSKEÝ, Martin. *Možnosti realizace dozvuku v nahrávkách pomocí dozvukové komory vedoucí*. Plzeň, 2012. Diplomová práce. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI. Vedoucí práce Ing. Oldřich Tureček Ph.D.
  
- [14] Texas Instruments. *LM78xx Series Voltage Regulators datasheet* [online]. 2016. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm7805c.pdf>

# 8 Příloha

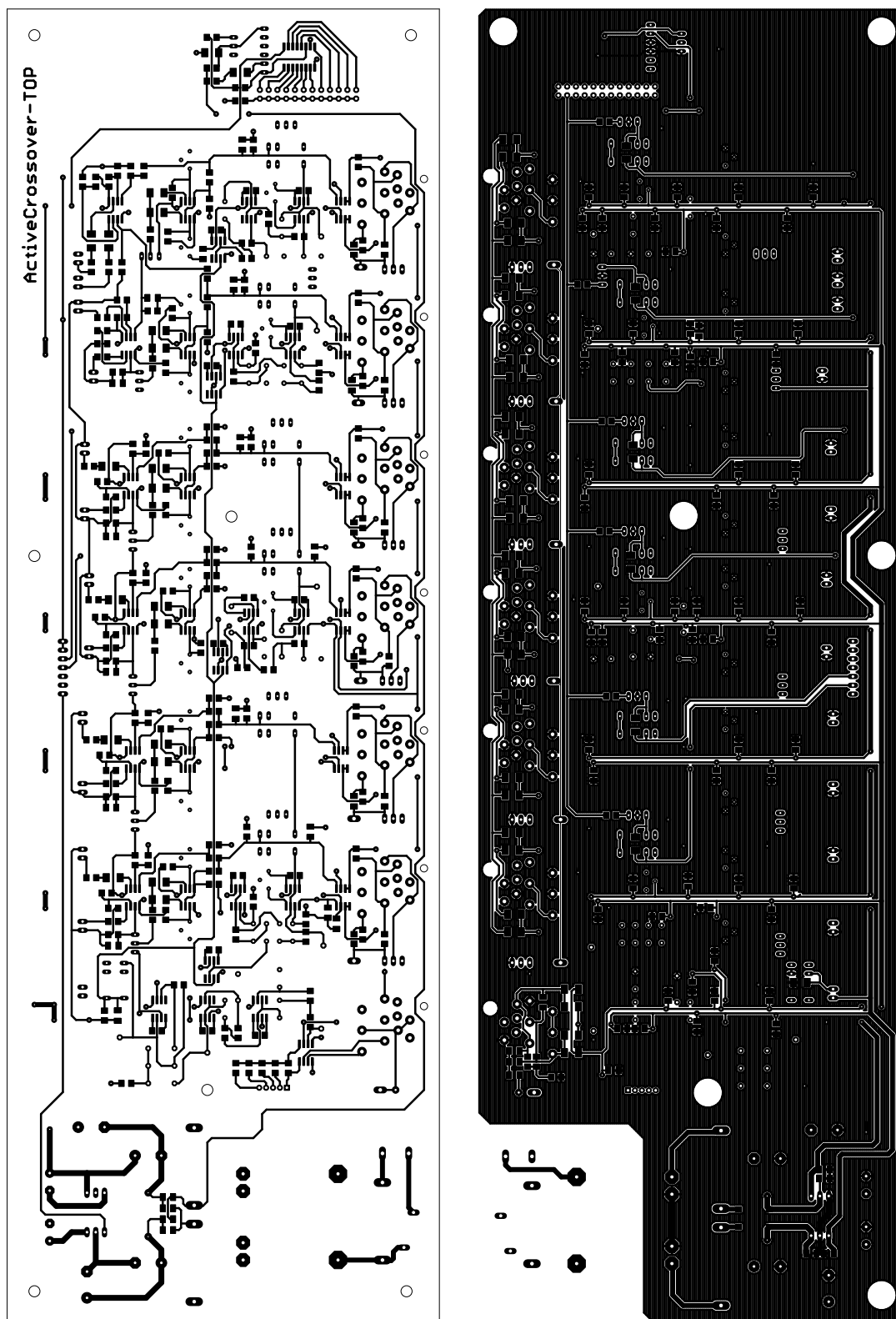




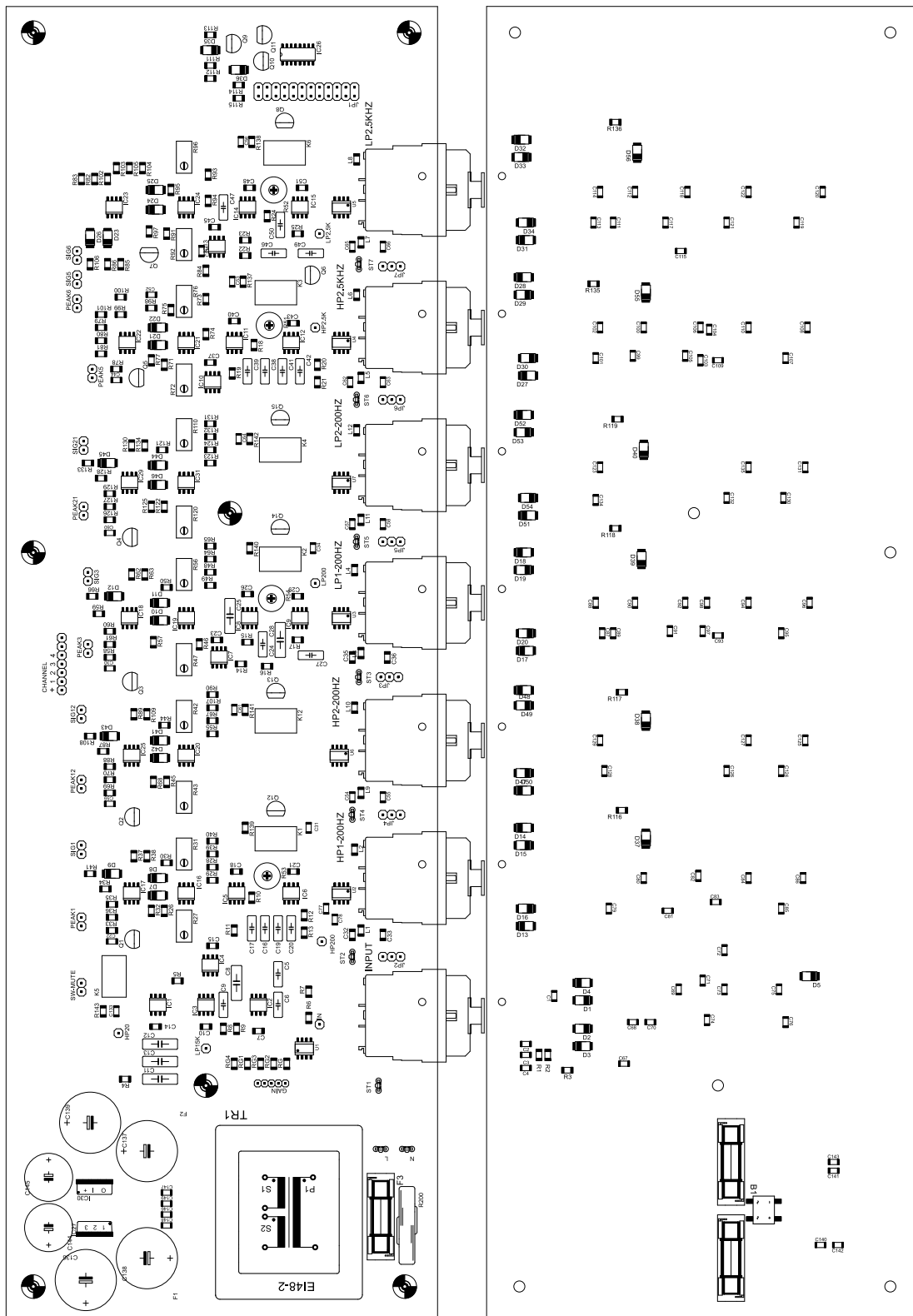




Vedoucí práce: Ing. Oldřich Tureček Ph.D.  
Vypracoval: Bc. Tomáš Choura  
Active Crossover  
15. 5. 2016 19:29:20  
Sheet: 3/3



Obr. 40: Motivy plošných spojů TOP (vlevo) a BOTTON (vpravo).



Obr. 41: Osazovací plán součástek TOP (vlevo) a BOTTON (vpravo)

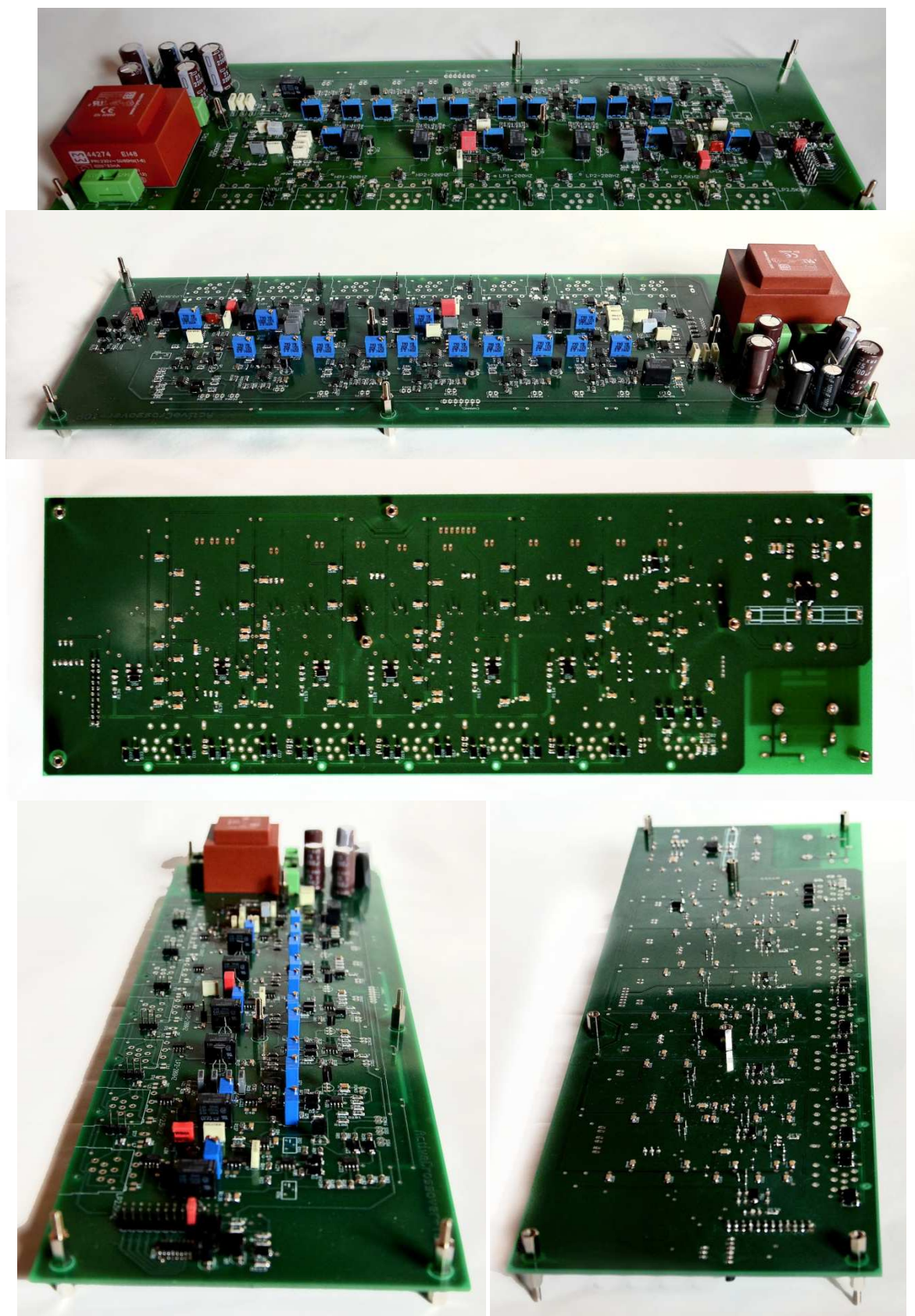
## Seznam součástek

Součástka	Hodnota	Součástka	Hodnota	Součástka	Hodnota
B1	DF06S	D9	1N4007	R14	13k3
C1	470p	D10	1N4007	R15	51k
C2	470p	D11	1N4007	R16	1k5
C3	470p	D12	1N4007	R17	47k
C4	47p	D13	1N4007	R18	20k
C5	1n	D14	1N4007	R19	3k
C6	10n	D15	1N4007	R20	8k6
C7	22p	D16	1N4007	R21	7k3
C8	330p	D17	1N4007	R22	16k
C9	3.3n	D18	1N4007	R23	57k6
C10	22p	D19	1N4007	R24	1k6
C11	100n	D20	1N4007	R25	51k
C12	100n	D21	1N4007	R26	47k
C13	100n	D22	1N4007	R27	20k
C14	22p	D23	1N4007	R28	1k
C15	22p	D24	1N4007	R29	100k
C16	100n	D25	1N4007	R30	47k
C17	100n	D26	1N4007	R31	20k
C18	22p	D27	1N4007	R32	3k
C19	100n	D28	1N4007	R33	3k
C20	100n	D29	1N4007	R34	220k
C21	22p	D30	1N4007	R35	47k
C22	4.7u	D31	1N4007	R36	1k3
C23	22p	D32	1N4007	R37	27k
C24	10n	D33	1N4007	R38	270
C25	100n	D34	1N4007	R39	1k
C26	22p	D35	1N4007	R40	100k
C27	33n	D36	1N4007	R41	1k3
C28	330n	D37	1N4007	R42	20k
C29	22p	D38	1N4007	R43	20k
C30	4.7u	D39	1N4007	R44	47k
C31	100n	D40	1N4007	R45	47k
C32	100p	D41	1N4007	R46	47k
C33	100p	D42	1N4007	R47	20k
C34	100n	D43	1N4007	R48	1k
C35	100p	D44	1N4007	R49	100k
C36	100p	D45	1N4007	R50	47k
C37	22p	D46	1N4007	R51	100k
C38	10n	D47	1N4007	R52	100k
C39	10n	D48	1N4007	R53	100k
C40	22p	D49	1N4007	R54	100k
C41	10n	D50	1N4007	R55	100k

C42	10n	D51	1N4007	R56	20k
C43	22p	D52	1N4007	R57	3k
C44	4.7u	D53	1N4007	R58	47k
C45	22p	D54	1N4007	R59	220k
C46	1n	D55	1N4007	R60	47k
C47	10n	D56	1N4007	R61	1k3
C48	22p	F1	fuse	R62	27k
C49	3n3	F2	fuse	R63	270
C50	33n	F3	fuse	R64	1k
C51	22p	GAIN	-	R65	100k
C52	4.7u	HP1-2	NCJ10FI-H	R66	1k3
C53	100n	HP2-2	NCJ10FI-H	R67	1k
C54	100p	HP2.5	-	R68	3k
C55	100p	HP2.5	NCJ10FI-H	R69	47k
C56	100n	HP20	-	R70	1k3
C57	100p	HP200	-	R71	47k
C58	100p	IC1	NE5534AD	R72	20k
C59	4.7u	IC2	NE5534AD	R73	1k
C60	4.7u	IC3	NE5534AD	R74	100k
C61	100n	IC4	NE5534AD	R75	47k
C62	100p	IC5	NE5534AD	R76	20k
C63	100p	IC6	NE5534AD	R77	3k
C64	100n	IC7	NE5534AD	R78	47k
C65	100p	IC8	NE5534AD	R79	220k
C66	100p	IC9	NE5534AD	R80	47k
C67	100n	IC10	NE5534AD	R81	1k3
C68	100n	IC11	NE5534AD	R82	27k
C69	100n	IC12	NE5534AD	R83	270
C70	100n	IC13	NE5534AD	R84	k1
C71	100n	IC14	NE5534AD	R85	100k
C72	100n	IC15	NE5534AD	R86	1k3
C73	100n	IC16	TL082D	R87	220k
C74	100n	IC17	TL082D	R88	47k
C75	100n	IC18	TL082D	R89	27k
C76	100n	IC19	TL082D	R90	100k
C77	100n	IC20	TL082D	R91	47k
C78	100n	IC21	TL082D	R92	20k
C79	100n	IC22	TL082D	R93	1k
C80	100n	IC23	TL082D	R94	100k
C81	100n	IC24	TL082D	R95	47k
C82	100n	IC25	TL082D	R96	20k
C83	100n	IC26	4020D	R97	3k
C84	100n	IC27	7815TV	R98	47k
C85	100n	IC29	TL082D	R99	220k
C86	100n	IC30	LM7915	R100	47k

C87	100n	IC31	TL082D	R101	1k3
C88	100n	IN	-	R102	27k
C89	100n	INPUT	NCJ10FI-H	R103	270
C90	100n	JP1	-	R104	7k5
C91	100n	JP2	-	R105	7k5
C92	100n	JP3	-	R106	1k3
C93	100n	JP4	-	R107	1k
C94	100n	JP5	-	R108	1k3
C95	100n	JP6	-	R109	270
C96	100n	JP7	-	R110	20k
C97	100n	K1	G5V1	R111	18k
C98	100n	K2	G5V1	R112	18k
C99	100n	K3	G5V1	R113	4k7
C100	100n	K4	G5V1	R114	4k7
C101	100n	K5	G5V1	R115	18k
C102	100n	K6	G5V1	R116	18k
C103	100n	K12	G5V1	R117	18k
C104	100n	L	1k5 @ 100 MHz	R118	18k
C105	100n	L1		R119	18k
C106	100n	L2		R120	20k
C107	100n	L3		R121	47k
C108	100n	L4		R122	47k
C109	100n	L5		R123	100k
C110	100n	L6		R124	1k
C111	100n	L7		R125	3k
C112	100n	L8		R126	47k
C113	100n	L9		R127	1k3
C114	100n	L10		R128	220k
C115	100n	L11		R129	47k
C116	100n	L12	R130	27k	
C117	100n	LP1-2	NCJ10FI-H	R131	100k
C118	100n	LP2-2	NCJ10FI-H	R132	1k
C119	100n	LP2.5	-	R133	1k3
C120	100n	LP2.5	NCJ10FI-H	R134	270
C121	100n	LP15K	-	R135	18k
C122	100n	LP200	-	R136	18k
C123	100n	N	-	R137	100k
C124	100n	PEAK1	-	R138	100k
C125	100n	PEAK3	-	R139	100k
C126	100n	PEAK5	-	R140	100k
C127	100n	PEAK6	-	R141	100k
C128	100n	PEAK1	-	R142	100k
C129	100n	PEAK2	-	R143	100k
C130	100n	Q1	BC546A	R200	S20K230
C131	100n	Q2	BC546A	RG	500k

C132	100n	Q3	BC546A	RG1	14k
C133	100n	Q4	BC546A	RG2	7k
C134	100n	Q5	BC546A	RG3	4k
C135	100n	Q6	BC640	RG4	10M
C136	330u	Q7	BC546A	SIG1	-
C137	330u	Q8	BC640	SIG3	-
C138	330u	Q9	BC546A	SIG5	-
C139	330u	Q10	BC546A	SIG6	-
C140	100n	Q11	BC546A	SIG12	-
C141	100n	Q12	BC640	SIG21	-
C142	100n	Q13	BC640	ST1	-
C143	100n	Q14	BC640	ST2	-
C144	330u	Q15	BC640	ST3	-
C145	330u	R1	1k2	ST4	-
C146	1n	R2	1k2	ST5	-
C147	1n	R3	1k2	ST6	-
C148	1n	R4	25k	ST7	-
C149	1n	R5	113k	SW-MU	switch
CHANNEL	-	R6	1k6	TR1	EI48-2
D1	1N4007	R7	6k2	U1	THAT1512S
D2	1N4007	R8	1k8	U2	THAT1646S
D3	1N4007	R9	57k6	U3	THAT1646S
D4	1N4007	R10	18k	U4	THAT1646S
D5	1N4007	R11	2k6	U5	THAT1646S
D7	1N4007	R12	7k5	U6	THAT1646S
D8	1N4007	R13	6k8	U7	THAT1646S



*Obr. 40: Fotografie desky plošného spoje s osazenými součástkami*