

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

**Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

# **BAKALÁŘSKÁ PRÁCE**

**Konstrukce vícekanálového zesilovače pro mobilní  
použití**

## ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická  
Akademický rok: 2019/2020

### ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Matěj ZEMAN**  
Osobní číslo: **E17B0103P**  
Studijní program: **B2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Elektronika a telekomunikace**  
Téma práce: **Konstrukce vícekanálového zesilovače pro mobilní použití**  
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

#### Zásady pro vypracování

1. Prostudujte možnosti řešení výkonového zesilovače pro mobilní použití.
2. Navrhněte vhodné zapojení výkonového vícekanálového zesilovače s ohledem na požadovaný výkon a rozměry zesilovače.
3. Realizujte výkonový zesilovač a změřte jeho parametry.


Rozsah bakalářské práce: **30 – 40 stran**  
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**  
Forma zpracování bakalářské práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

1. Audio Power Amplifier Design, Self Douglas, ISBN 978-0-240-52613-3
2. Small Signal Audio Design, Self Douglas, ISBN-13: 978-0415709743

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Ladislav Zuzjak, Ph.D.**  
Regionální inovační centrum elektrotechniky

Datum zadání bakalářské práce: **4. října 2019**  
Termín odevzdání bakalářské práce: **11. června 2020**

  
**Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.**  
děkan



  
**Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev**  
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

## **Abstrakt**

Bakalářská práce je zaměřena na návrh a konstrukci 8-kanálového mobilního zesilovače s diferenčními vstupy, napájením ze 14-voltové stejnosměrné soustavy a s ohledem na funkčnost a bezpečnost v automobilu. Čtenář bude seznámen s nejpoužívanějšími třídami zesilovačů, jejich parametry a se základními druhy filtrů. Dále bude seznámen s návrhem a konstrukcí diferenciálního zesilovače, dolnofrekvenční propusti a hornofrekvenční propusti. Závěrečná část práce je věnována návrhu a konstrukci výkonového zesilovače ve třídě AB, který je vhodný pro použití v automobilu.

## **Klíčová slova**

Audio zesilovač, diferenční zesilovač, třída A-B, aktivní filtr, dolnofrekvenční propust, hornofrekvenční propust

**Abstract**

The bachelor's thesis is focused on the design and construction of an 8-channel mobile amplifier with symmetrical inputs, powered from a 14-volt DC system with regard to functionality and safety in a car. The reader will be acquainted with the most used classes of amplifiers, their parameters and basic types of filters. He will also be acquainted with the design and construction of a differential amplifier, low-pass filter and high-pass filter. The final part of the work is devoted to the design and construction of a power amplifier in class AB, which is suitable for use in a car.

**Key words**

Audio amplifier, differential amplifier, class A-B, active filter, low-pass filter, high-pass filter

## **Prohlášení**

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou/bakalářskou 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 bakalářské/diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 17.6.2020

Jméno příjmení

## Obsah

<b>OBSAH</b> .....	<b>7</b>
<b>ÚVOD</b> .....	<b>8</b>
<b>SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK</b> .....	<b>9</b>
<b>1 NÍZKOFREKVENČNÍ ZESILOVAČE</b> .....	<b>10</b>
1.1 PRACOVNÍ TRÍDY ZESILOVAČE.....	11
1.1.1 <i>Třída A</i> .....	12
1.1.2 <i>Třída B</i> .....	13
1.1.3 <i>Třída A-B</i> .....	15
1.1.4 <i>Třída C</i> .....	17
1.1.5 <i>Třída D</i> .....	19
1.2 CHARAKTERISTICKÉ PARAMETRY ZESILOVAČE.....	19
1.2.1 <i>Vstupní citlivost</i> .....	19
1.2.2 <i>Vstupní impedance</i> .....	19
1.2.3 <i>Frekvenční charakteristika</i> .....	20
1.2.4 <i>Přeslechy</i> .....	20
1.2.5 <i>Fázová charakteristika</i> .....	20
1.2.6 <i>Výstupní výkon</i> .....	20
1.2.7 <i>Zkreslení</i> .....	21
1.2.8 <i>Dynamický rozsah</i> .....	22
1.3 FILTRY.....	22
1.3.1 <i>Dolnofrekvenční propust</i> .....	23
1.3.2 <i>Hornofrekvenční propust</i> .....	24
1.3.3 <i>Pásmová propust</i> .....	25
1.3.4 <i>Pásmová zádrž</i> .....	26
<b>2 NÁVRH VÝKONOVÉHO ZESILOVAČE</b> .....	<b>28</b>
2.1 KONCOVÝ STUPEŇ.....	29
2.2 VÝPOČET MINIMÁLNÍHO VSTUPNÍHO NAPĚTÍ PRO PLNÉ VYBUZENÍ KONCOVÉHO STUPNĚ ZESILOVAČE.....	31
2.3 VÝPOČET MAXIMÁLNÍHO ODBĚRU PROUDU.....	31
2.4 VSTUPNÍ ČÁST.....	33
2.4.1 <i>Definování vstupní impedance a odstranění stejnosměrné složky</i> .....	34
2.4.2 <i>Diferenciální zesilovač</i> .....	36
2.4.3 <i>Omezovač</i> .....	38
2.4.4 <i>Filtry</i> .....	40
2.5 OVLÁDACÍ ČÁST.....	43
2.6 NAPÁJENÍ.....	44
2.6.1 <i>Ochrana proti přepólování</i> .....	45
2.6.2 <i>Tlumivka</i> .....	46
2.6.3 <i>Transil</i> .....	46
2.6.4 <i>Symetrické napájení</i> .....	47
2.7 NÁVRH DPS.....	48
2.8 MECHANIKA.....	51
<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>53</b>
<b>SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ</b> .....	<b>54</b>
<b>PŘÍLOHY</b> .....	<b>1</b>

## Úvod

Tato práce se zabývá návrhem 8-kanálového nízkofrekvenčního výkonového zesilovače pro mobilní použití. Koncový stupeň je konstruován ve třídě A-B, je navržen pro kombinovanou  $4\ \Omega$  a  $2\ \Omega$  impedanční zátěž s možností připojení  $2\ \Omega$  zátěže na všech 8 kanálů. Tyto impedanční hodnoty elektroakustických měničů jsou v dnešních automobilech stále častější. Vstupy zesilovače jsou symetrické, s možností nesymetrického provozu při uzemnění jednoho ze vstupních diferenciálních vodičů. Signál je vstupní částí zesilovače omezen na slyšitelné spektrum a zesilovač je doplněn o ochrany proti prepólování, či připojení příliš velkého signálu na vstup. Zesilovač bude používán v automobilu pro měřicí účely, je tedy kladen důraz na výsledné parametry.



---

## **Seznam symbolů a zkratk**

BP .....Pásmová propust

BS .....Pásmová zádrž

DC .....Stejnoseměrný proud

DPS .....Deska plošných spojů

HP .....Hornofrekvenční propust

LED .....Elektroluminiscenční dioda

LP .....Dolnofrekvenční propust

M3 .....Metrický závit o průměru 3 mm

OZ .....Operační zesilovač

SNR.....Poměr signálu k šumu

THD .....Činitel harmonického zkreslení

## 1 Nízkofrekvenční zesilovače

Nízkofrekvenční zesilovače jsou konstruovány pro zesílení elektrického signálu v akustickém pásmu, tedy přibližně ve frekvenční oblasti od 20 Hz do 20 kHz. Mají široké uplatnění od jednoduchých zesilovačů ve spotřební elektronice, po profesionální použití ve studiové, měřicí, nebo regulační technice. Nízkofrekvenční zesilovač jako celek lze rozdělit do tří částí vyobrazených na *Obr. 1*.

První částí je vstupní stupeň, který zesiluje slabý vstupní signál na požadovanou úroveň a zajišťuje vysokou vstupní impedanci. [3] Pro tento stupeň jsou používány zesilovače napětí, které mohou mít také další funkce, jako například směšování signálů z více zdrojů, či frekvenční a dynamickou úpravu. [4]

Druhou částí je budící stupeň, který připraví potřebnou amplitudu signálu pro plné vybudění koncového stupně a zajistí vhodný průběh frekvenční charakteristiky. Nejsou-li na tento stupeň v dané aplikaci speciální požadavky, často se jeho funkce spojuje se vstupním stupněm.

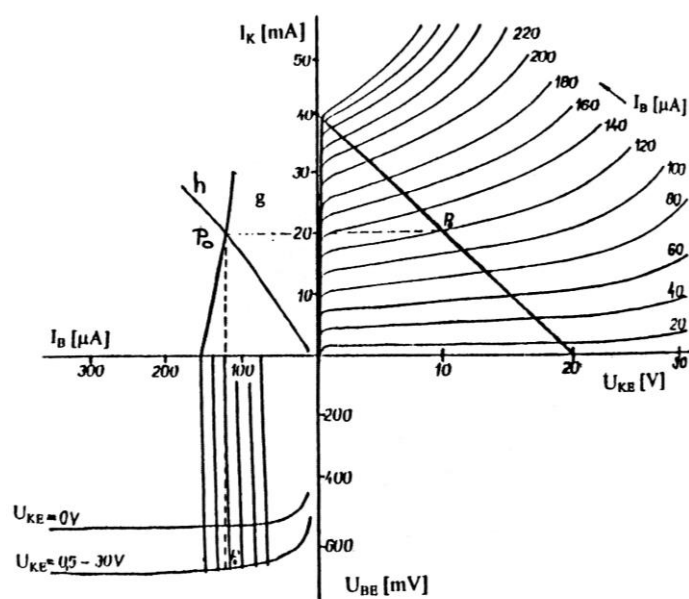
Poslední částí je koncový stupeň, který dodává požadovaný výkon do zátěže s co nejmenším zkreslením. Pro tento stupeň jsou používány výkonové zesilovače. Je pro ně značně důležitá účinnost. Výkonového zesílení docilují zesílením proudu, případně i se zesílením napětí. [3]



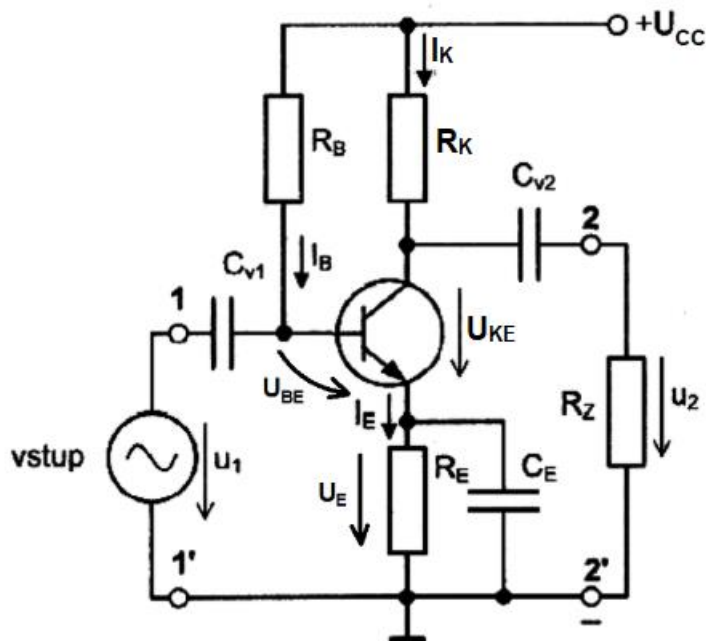
*Obr. 1* Blokové zapojení nízkofrekvenčního zesilovače [3]

## 1.1 Pracovní třídy zesilovače

Pokud chceme tranzistor používat v aktivním režimu neboli jako zesilovač, musí být nastaven do pracovního bodu. Podle polohy pracovního bodu, který je nejnázorněji vidět na zatěžovací přímce v prvním kvadrantu charakteristik na *Obr. 2*, nastavíme stejnosměrné hodnoty proudu kolektorem  $I_K$ , proudu báze  $I_B$ , napětí mezi kolektorem a emitorem  $U_{KE}$  a napětí mezi bází a emitorem  $U_{BE}$ . Zmíněné proudy a napětí vidíme na příkladu zapojení vyobrazené na *Obr. 3*. Třída zesilovače je pak pro tranzistory dána polohou pracovního bodu, který ovlivňuje výsledné zkresení i účinnost.



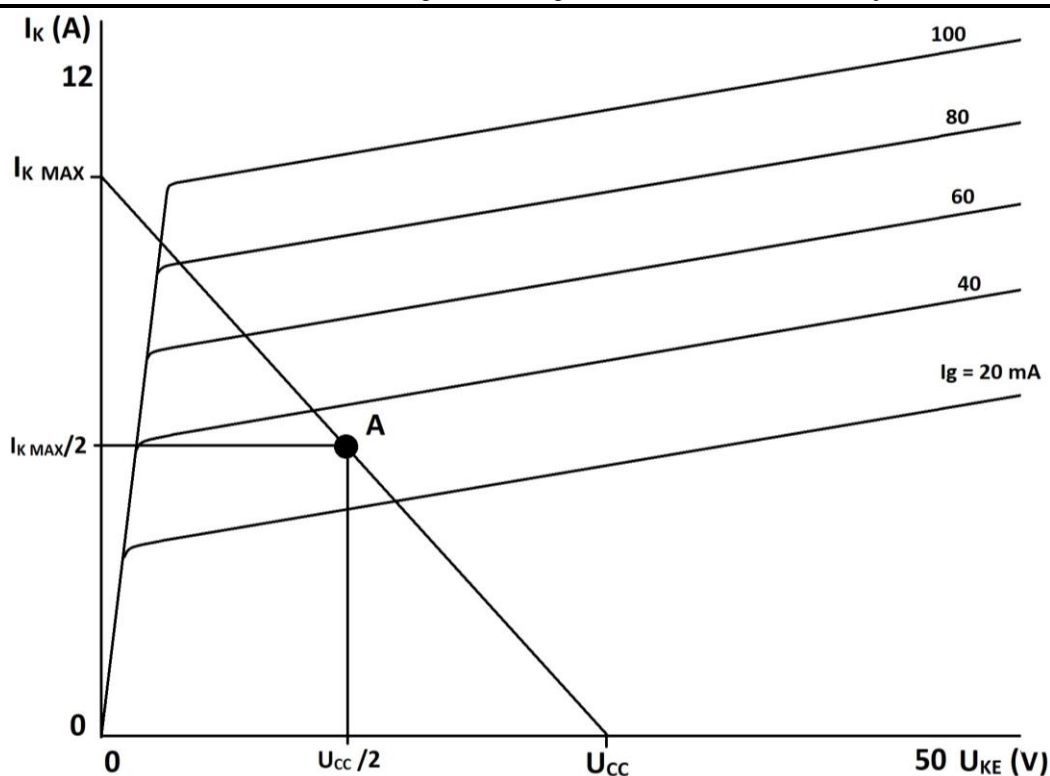
*Obr. 2* Charakteristiky bipolárního tranzistoru [3]



Obr. 3 Příklad zapojení jednostupňového nf zesilovače [7]

### 1.1.1 Třída A

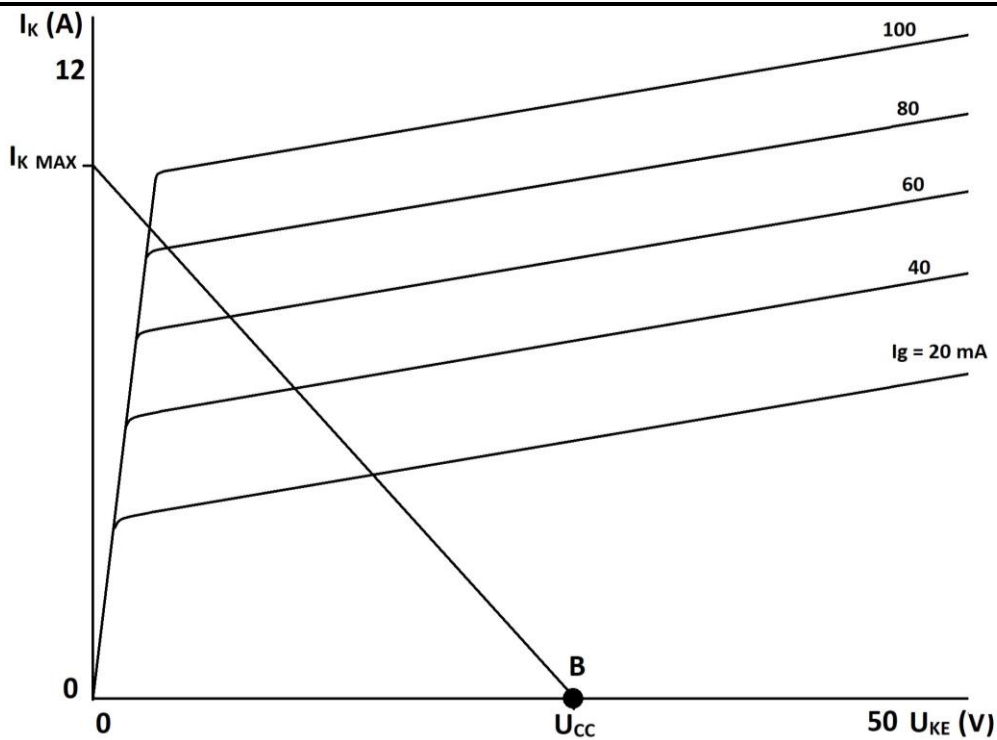
Pracovní bod je nastaven do středu pracovní oblasti s přibližně lineárním průběhem. Příklad vidíme na Obr. 4. Amplituda vstupního signálu je taková, aby nedošlo k úplnému otevření nebo zavření tranzistoru. Za cenu nezkresleného výstupního signálu protéká i bez vstupního signálu tranzistorem nepřetržitě značně velký klidový proud. Z tohoto důvodu se tedy tato třída často nepoužívá. Zátěž se na tranzistor připojuje přímo, kdy klidový proud teče i připojenou zátěží. Teoretická účinnost pak může být maximálně 25 %. Jako příklad zapojení můžeme použít Obr. 3. Zátěž je možné připojit přes transformátor, kdy je na zátěži jen transformované (tedy střídavé) napětí a teoretická účinnost se tak zvýší až na 50 %, ovšem použití transformátoru značně zkreslí výstupní signál. [3]



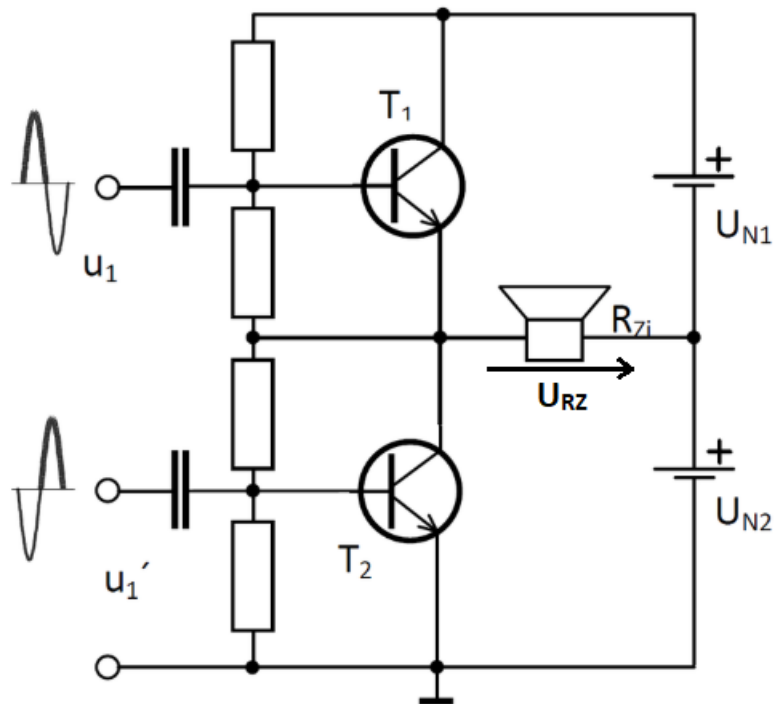
Obr. 4 Pracovní bod zesilovače třídy A [3]

### 1.1.2 Třída B

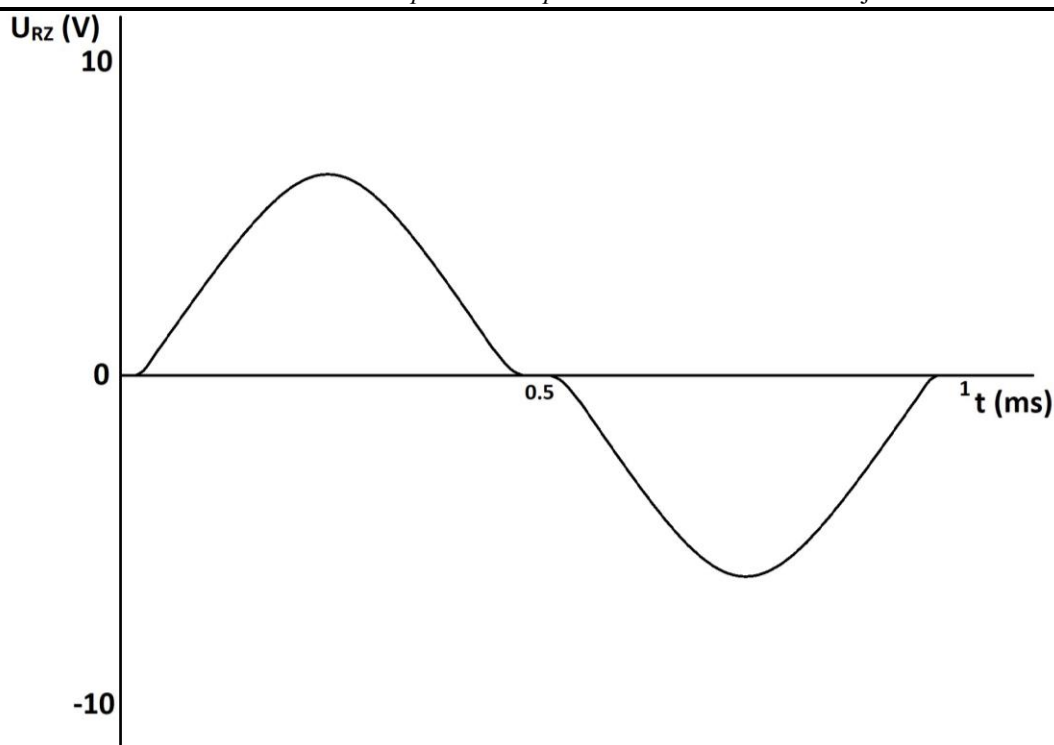
Pracovní bod je nastaven do bodu zániku kolektorového proudu, jak vidíme na *Obr. 5*, a tedy při střídavém vstupním signálu tranzistor zesiluje pouze půlperiody. Z toho důvodu se zesilovač řeší jako dvojčinné zapojení, kdy spolu pracují dva stejné stupně fázově posunutá o 180 stupňů. Příklad tohoto zapojení vidíme na *Obr. 6*. Takovéto zapojení ve třídě B nám ovšem značně deformuje signál v oblasti kolem nulového napětí, jak vidíme na *Obr. 7* a musíme tedy uvážit, zda je pro dané použití toto zkreslení tolerovatelné. Teoretická účinnost tohoto zapojení je pak až 78.5 %.[3]



Obr. 5 Pracovní bod zesilovače třídy B [3]



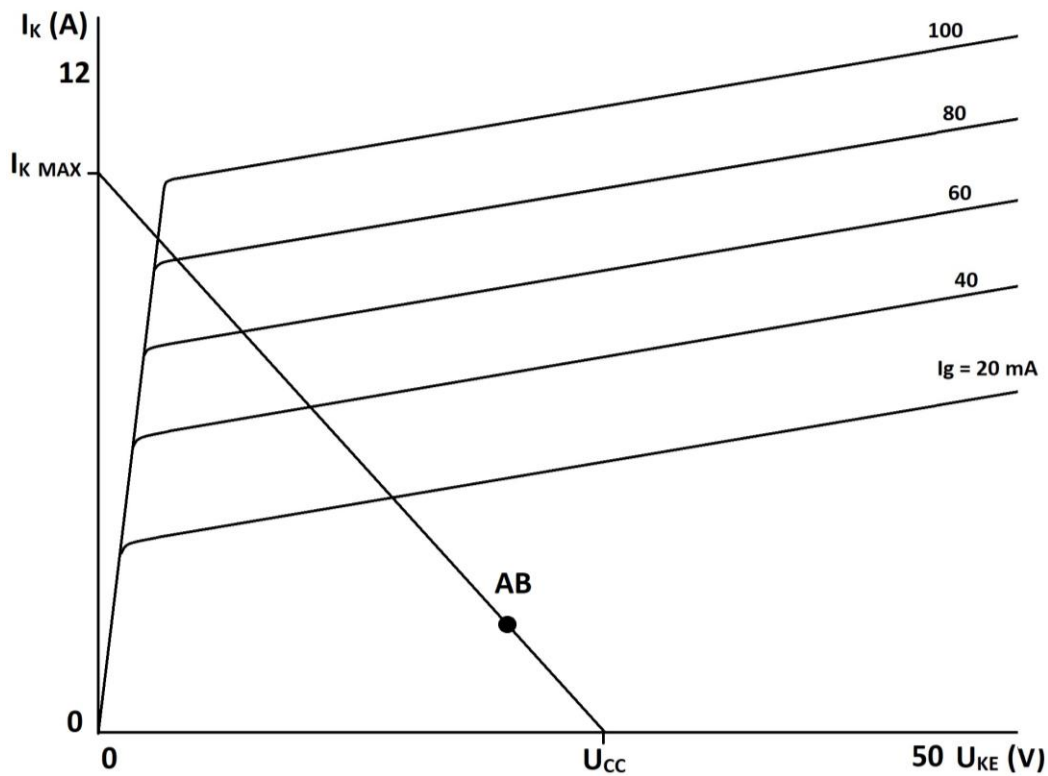
Obr. 6 Schéma dvojitinného zapojení se dvěma zdroji [7]



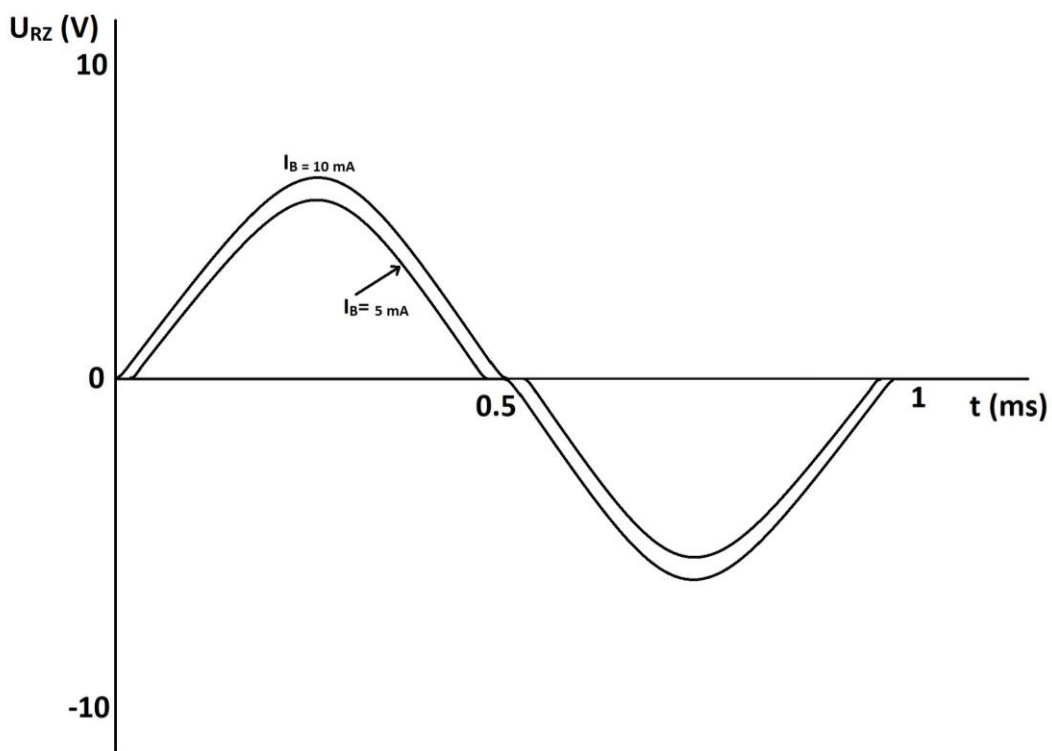
Obr. 7 Výstupní signál zesilovače třídy B se vstupním sinusovým signálem

### 1.1.3 Třída A-B

Pracovní bod tranzistoru je oproti třídě B o něco výše nad bodem zániku kolektorového proudu  $I_B$ , jak je ukázáno na Obr. 8. Tranzistorem tedy opět teče klidový proud jako v případě třídy A, ale v tomto případě se již jedná o únosnou míru. Zesilovač se opět používá ve dvojčinném zapojení. Jako příklad zapojení můžeme uvažovat Obr. 6. Zapojení se tedy oproti třídě B nemění, ale díky nastavenému klidovému proudu již nedochází k tak drastickému zkreslení signálu. Příklad výstupního signálu vidíme na Obr. 9, kde je názorně předvedené, jak se zmenšuje zkreslení s rostoucím klidovým bázovým proudem tranzistoru  $I_B$ . Zesilovač třídy A-B se tedy se svým malým zkreslením a přijatelnou účinností používá zejména pro elektroakustická zařízení a byl také použit ve vybraném koncovém stupni navrhovaného zesilovače. [3]



Obr. 8 Pracovní bod zesilovače třídy A-B

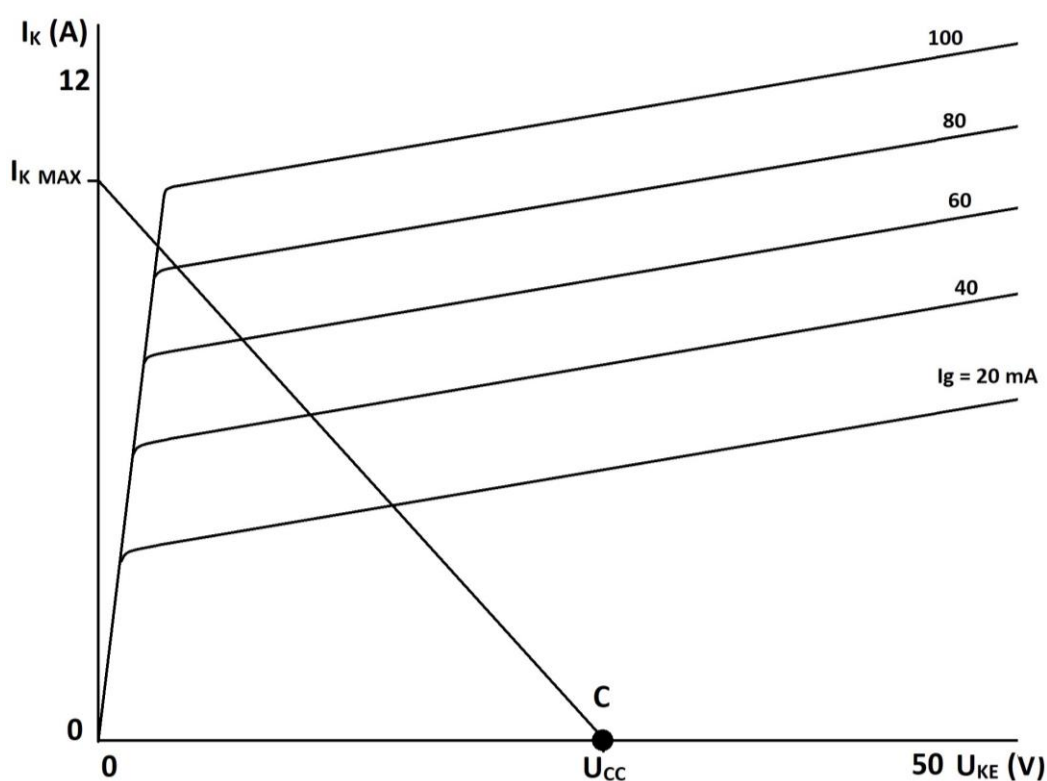


Obr. 9 Výstupní signál zesilovače třídy A-B se vstupním sinusovým signálem

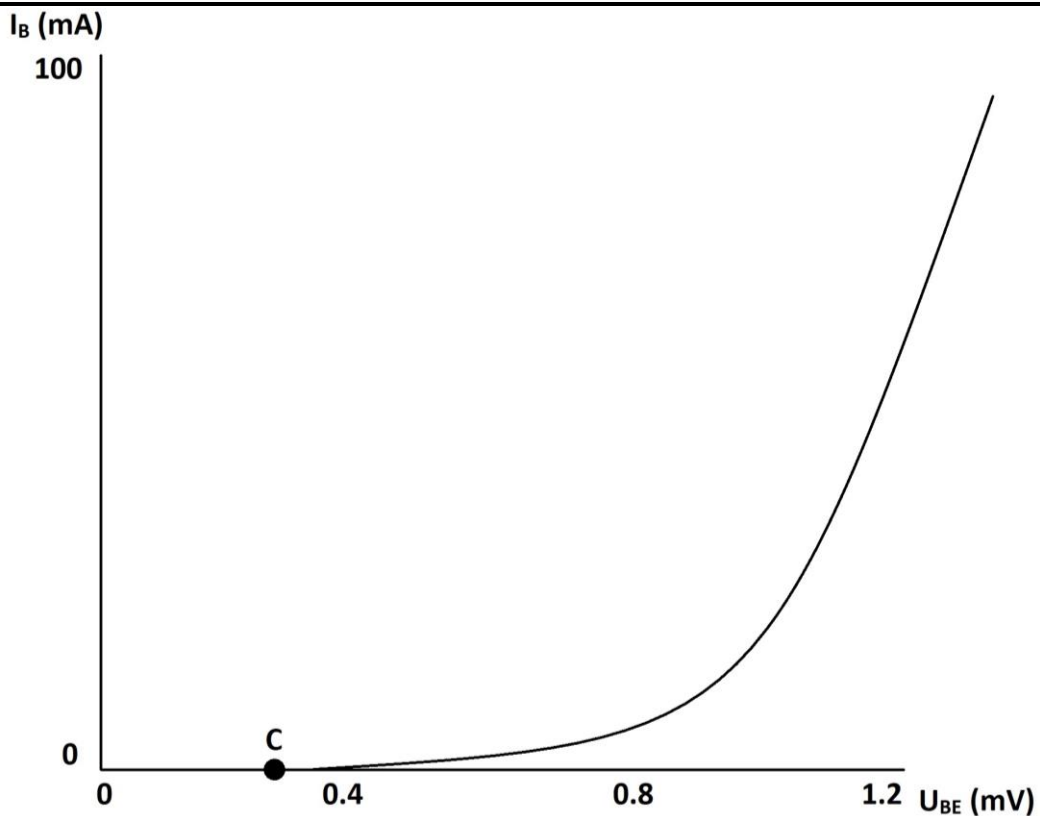


### 1.1.4 Třída C

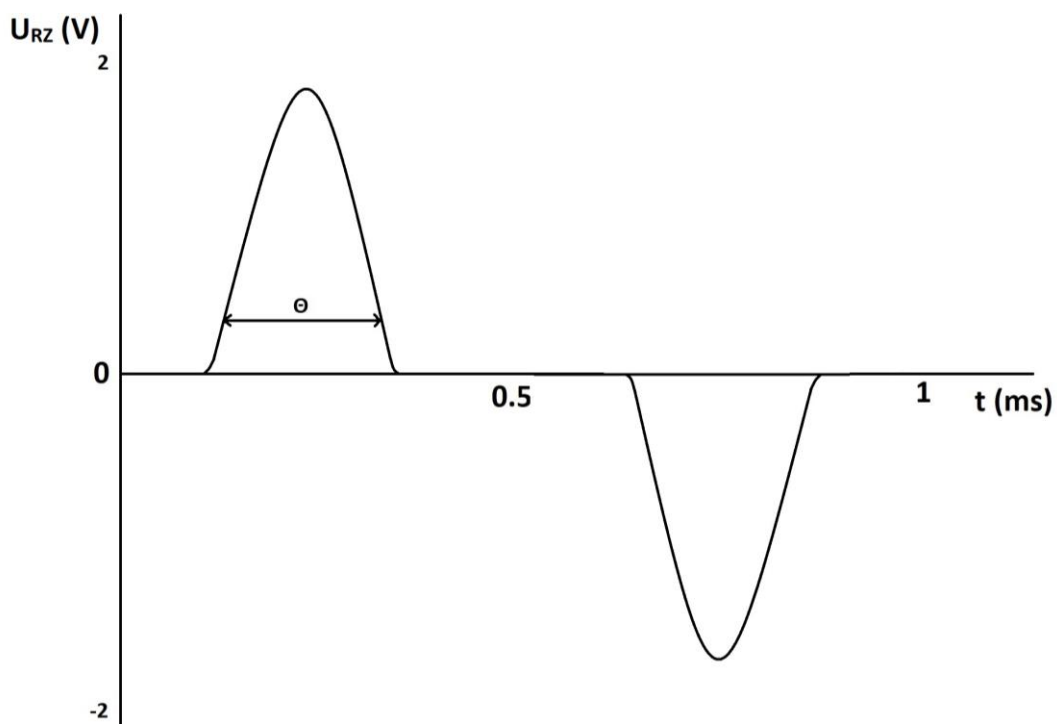
Pracovní bod je nastaven pod bodem zániku kolektorového proudu, jak je ukázáno na *Obr. 11*. Z pohledu výstupní charakteristiky se pracovní bod jeví stejný jako u třídy B, což vidíme na *Obr. 10*. Zavádíme úhel otevření, který udává šířku impulzu na výstupu při sinusovém vstupním signálu, jak je vidět na *Obr. 12*. Účinnost je větší úměrně ke zmenšujícímu se úhlu otevření za cenu velkého a rostoucího zkreslení. Zapojení zesilovačů ve třídě C se často používá například u koncových stupňů vysílačů, kde je zátěží rezonanční obvod, který zajistí harmonické kmity. [3]



*Obr. 10* Poloha pracovního bodu zesilovače třídy C – výstupní char.



Obr. 11 Poloha pracovního bodu zesilovače třídy C – vstupní char.



Obr. 12 Výstupní signál zesilovače třídy C se vstupním sinusovým signálem

### 1.1.5 Třída D

Ve třídě D se již nebavíme o pracovním bodu, jelikož tranzistory v této třídě pracují ve spínacím režimu (plně otevřený nebo plně zavřený). Vstupní signál je modifikovaný pulzním šířkovým modulátorem a na výstupu následně demodulovaný. Jelikož zesilovač třídy D pracuje výhradně ve spínacím režimu, má účinnost až 90 % a jeho zkreslení je při správném návrhu a kvalitních spínacích součástkách možné držet pod zlomky procenta. Využívá se hlavně v průmyslových zařízeních, velmi výkonných elektroakustických zařízeních s menšími nároky na zkreslení, ale i u elektroakustických zařízeních malých výkonů s velkými nároky na účinnost.

## 1.2 Charakteristické parametry zesilovače

Charakteristické parametry si pro zesilovače volíme podle účelu použití a zesilovač podle nich následně konstruuje. Dále probereme význam několika důležitých parametrů.

### 1.2.1 Vstupní citlivost

Zesilovač potřebuje pro dosažení výstupního napětí, případně výkonu, určitou úroveň vstupního napětí. Citlivost zesilovače udává velikost vstupního napětí pro plné vybuzení zesilovače. Pokud budeme zesilovat signál, který je menší než signál udaný vstupní citlivostí, zhoršuje se nám poměr signál/šum. Naopak, pokud budeme zesilovat signál větší než ten, který je udaný citlivostí, dojde k limitaci (přebuzení) a následnému prudkému nárůstu zkreslení. [7]

### 1.2.2 Vstupní impedance

Vstupní impedance je důležitá pro přizpůsobení vstupu a zdroje signálu. Převážně se skládá z reálné složky. Vstupní impedance zesilovače by měla být 5 – 10x větší než výstupní impedance zdroje signálu, aby nedošlo k přetížení zdroje signálu. To by vedlo k poklesu napětí, zvýšení poměru signál-šum a následnému zkreslení. [4]

### 1.2.3 Frekvenční charakteristika

Podle frekvenční charakteristiky určíme frekvenční pásmo, které by měl zesilovač věrně přenést. Minimální frekvenční spektrum by pro nízkofrekvenční zesilovače mělo být 20 Hz – 20 kHz s odchylkou od rovné charakteristiky maximálně  $\pm 0.5$  dB. [1]

### 1.2.4 Přeslechy

Přeslech označuje vzájemné ovlivňování dvou přenosových kanálů. Může vznikat ve vstupních kabelech, konektorech, při paralelním vedení spojů na DPS, nevhodným rozmístěním součástek a tak dále. Jedná se hlavně o kapacitní spojení, kdy nám velikost přeslechu ovlivňuje reaktance a obecně tedy můžeme říct, že se přeslech zvětšuje s rostoucí frekvencí signálu, rostoucí délkou souběžných spojů kanálů, zmenšující se izolační mezerou mezi kanály a rostoucím rozdílem napětí blízkých vodičů. [4]

### 1.2.5 Fázová charakteristika

Přenosová fázová frekvenční charakteristika udává rozdíl fáze v závislosti na kmitočtu signálu mezi vstupem a výstupem zesilovače. Konstantní průběh nemá na audio reprodukci vliv a malé odchylky fázového posunu by také neměli být rozpoznatelné, ale u zesilovače s více výstupy by se fázový posun mezi kanály neměl příliš lišit. [4]

### 1.2.6 Výstupní výkon

Jmenovitý neboli sinusový výkon označuje takzvaně trvalý výkon (dodávaný alespoň 10 minut), který dokáže zesilovač dodat do zátěže o frekvenci 1 kHz bez trvalého poškození a při dodržení jmenovitého činitele harmonického zkreslení THD. [1]

## 1.2.7 Zkreslení

Zkreslení může být lineární či nelineární. Lineární zkreslení ovlivňuje amplitudy signálu, ale frekvenční obsah signálu není ovlivněn.

Nelineární zkreslení může vzniknout nelinearitou zesilujícího prvku, špatně nastaveným pracovním bodem nebo např. přebuzením. Vznikají pak nové harmonické složky a ovlivňují spektrum signálu. Pro posouzení velikosti nelineárního zkreslení pak zavádíme činitel harmonického zkreslení (THD) jako poměr efektivní hodnoty podílu všech vyšších harmonických složek k celkové efektivní hodnotě (tedy i se základní harmonickou složkou), ke kterému připočítáváme šum (N). Výsledný THD+N se udává v procentech a je nejběžnějším udávaným parametrem zkreslení v audio zařízeních. Jeho procentuální hodnotu získáme následujícím výpočtem:

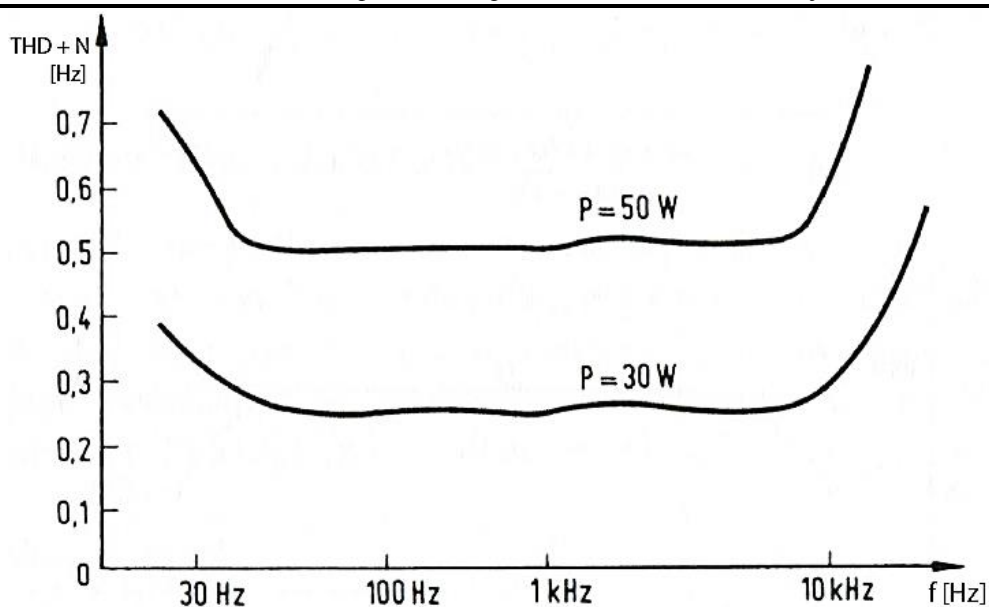
$$THD + N = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + N}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \times 100 (\%) \quad (1)$$

$U_1$  – Základní harmonická

$U_n$  – Vyšší harmonické

N – Šum

Činitel harmonického zkreslení je závislý na velikosti výstupního napětí (případně výkonu) a kmitočtu, jak vidíme na *Obr. 13*. Každý člen přenosového řetězce zkresluje přenášený signál a výsledné zkreslení je pak dáno geometrickým součtem činitele zkreslení dílčích členů řetězce. [4]



Obr. 13 Průběh THD + N v závislosti na frekvenci a výkonu [4]

### 1.2.8 Dynamický rozsah

Dynamický rozsah popisuje maximální amplitudu nezkresleného signálu zesilovače v poměru k amplitudě okolnímu šumu. Jeho definice je velmi blízká poměru SNR (signal to noise ratio neboli poměr signálu a šumu), který může popisovat poměr libovolného signálu vzhledem k šumu. Při maximální amplitudě nezkresleného signálu je pak hodnota SNR stejná, jako dynamický rozsah. [4]

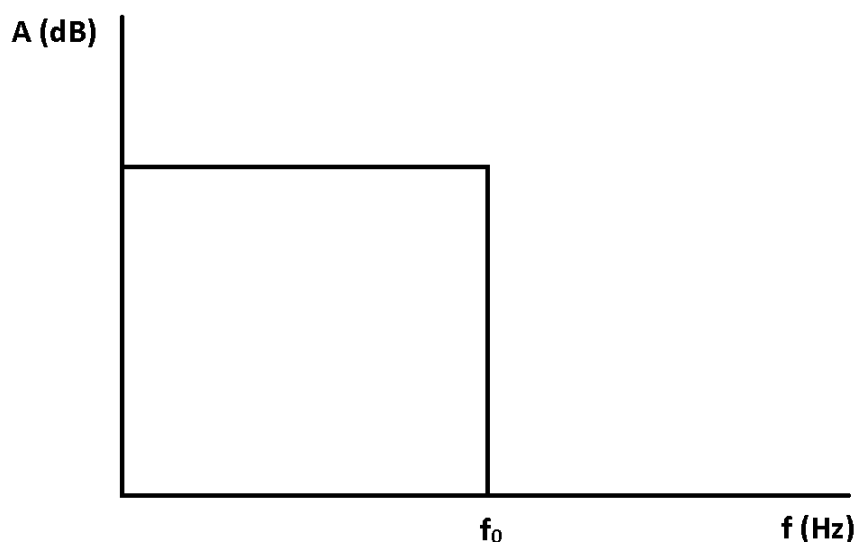
### 1.3 Filtry

Filtry mají za úkol omezit frekvenční průběh signálu. Ve vstupní části byly použity pro omezení frekvenčního pásma na slyšitelné spektrum (přibližně 20 Hz – 20 kHz), čímž zároveň chrání zesilovač společně s elektroakustickými měniči před signály, které by je mohly poškodit. Takovými jsou například stejnosměrná složka signálu, velmi nízké kmitočty, nebo naopak vysoké kmitočty. Filtry dělíme na aktivní a pasivní. Pasivní RLC filtry jsou zejména využívány v pasivních výhybkových soustavách. Aktivní filtry se využívají pro nízké kmitočty, tudíž můžeme vyloučit cívky, které jsou pro nízké kmitočty nevhodující.

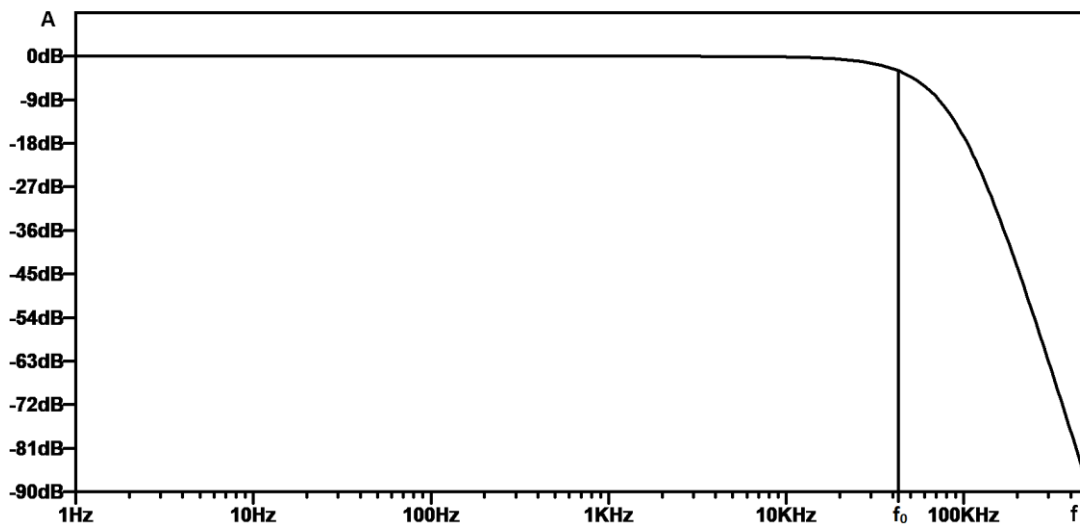
Filtry je možné dělit podle charakteristických amplitudových, případně fázových charakteristik. Dále si rozebereme jejich chování.

### 1.3.1 Dolnofrekvenční propust

Anglicky Low-Pass filter, často označovaný LP filtr. Jeho ideální amplitudově frekvenční charakteristiku vidíme na Obr. 34, kde je vyznačená mezní frekvence  $f_0$ . U ideální dolnofrekvenční propusti je přenos do mezního kmitočtu roven jedna neboli útlum 0 dB a za mezním kmitočtem je přenos nula neboli útlum  $\infty$  dB. U skutečných filtrů takovýto průběh není možný a bod zlomu tak není na první pohled jednoznačný. Definiuje se tedy jako frekvence, na které má filtr útlum 3 dB. Průběh reálného LP filtru vidíme na Obr. 15. [3]



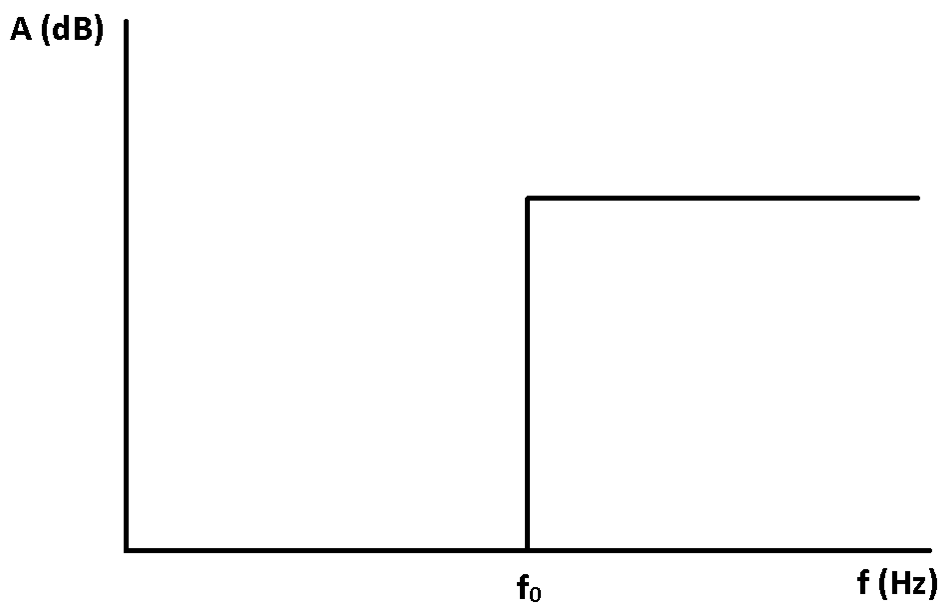
Obr. 14 Ideální charakteristika LP filtru [3]



Obr. 15 Graf simulace reálného LP filtru

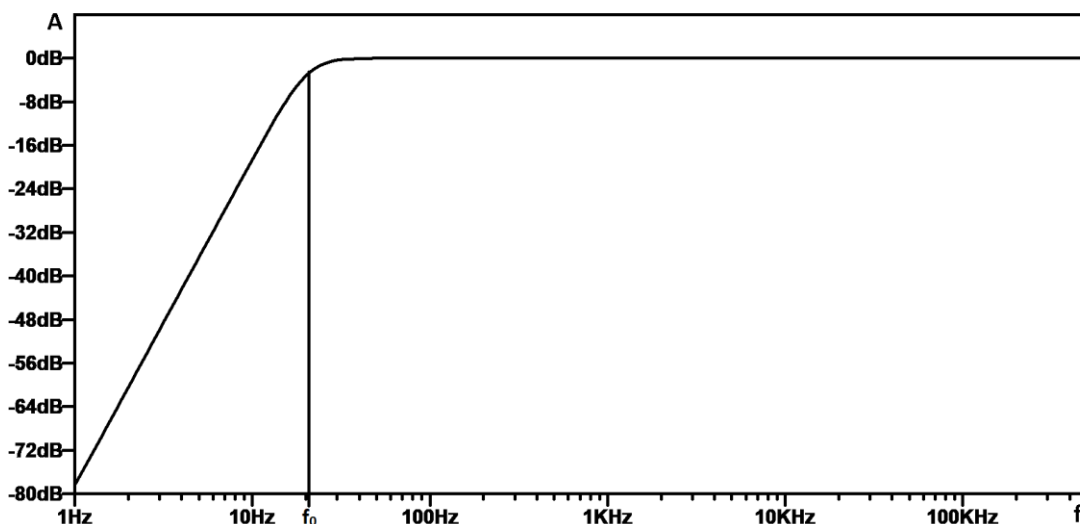
### 1.3.2 Hornofrekvenční propust

Anglicky High-Pass filter, často označovaný HP filtr. Jeho ideální amplitudově frekvenční charakteristiku vidíme na Obr. 16. Charakteristika je podobná jako u LP filtru, ovšem v tomto případě je opačná. Frekvence před mezním kmitočtem  $f_0$  mají přenos nula a od mezního kmitočtu je přenos jedna. Průběh reálného HP filtru vidíme na Obr. 17. [3]



Obr. 16 Ideální charakteristika HP filtru [3]





Obr. 17 Graf simulace reálného HP filtru

### 1.3.3 Pásmová propust

Anglicky Band-Pass filter, často označovaný BP filtr. Jeho ideální amplitudově frekvenční charakteristiku vidíme na *Obr. 18*. Filtr (analogicky charakteristika) vznikne kaskádním spojením LP a HP filtrů. Filtr je definován referenčním kmitočtem  $f_r$ , který vypočteme:

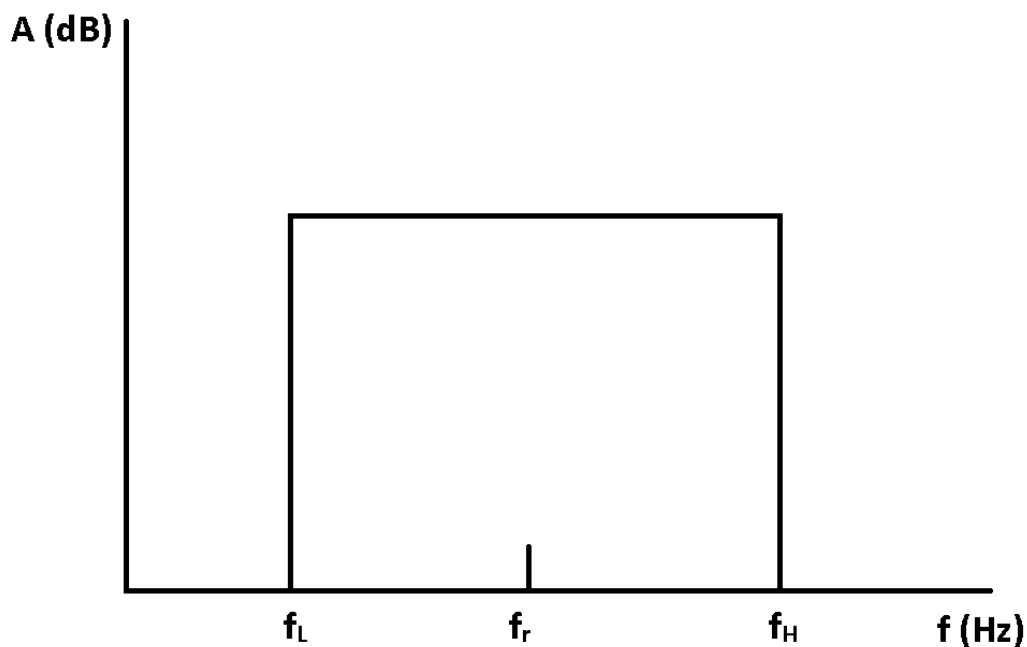
$$f_r = \sqrt{f_L \times f_H} \text{ (Hz)} \quad (2)$$

Kde  $f_L$  a  $f_H$  jsou krajními kmitočty charakteristiky s útlumem 3 dB. Dále definujeme šířku pásma  $B$  a činitel jakosti  $Q$ , jejichž výpočet je definován jako:

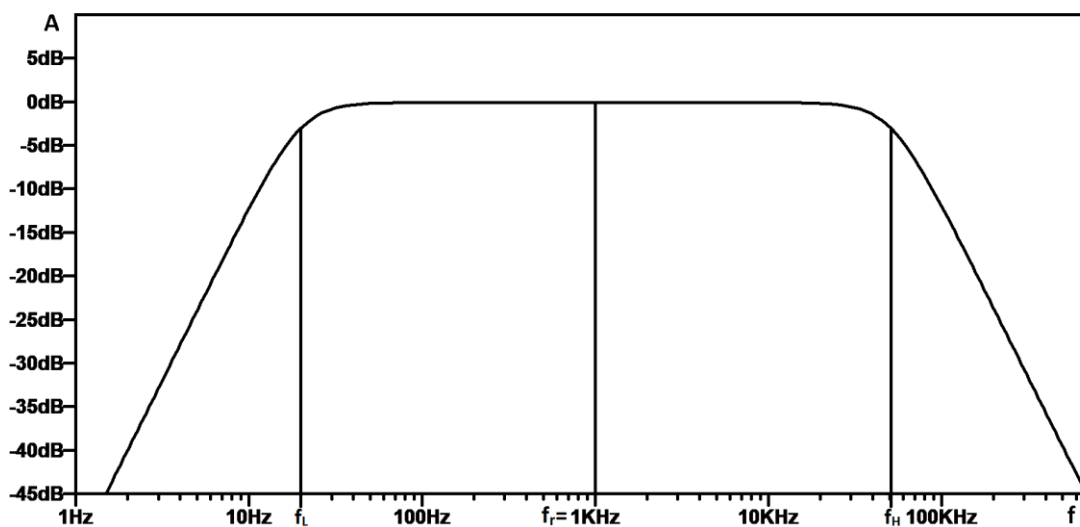
$$B = f_L - f_H \text{ (Hz)} \quad (3)$$

$$Q = \frac{f_r}{B} \quad (4)$$

Oba parametry jsou důležitými údaji o kvalitě filtru. Průběh reálného BP filtru vidíme na *Obr. 19*. [3]



Obr. 18 Ideální charakteristika BP filtru [3]

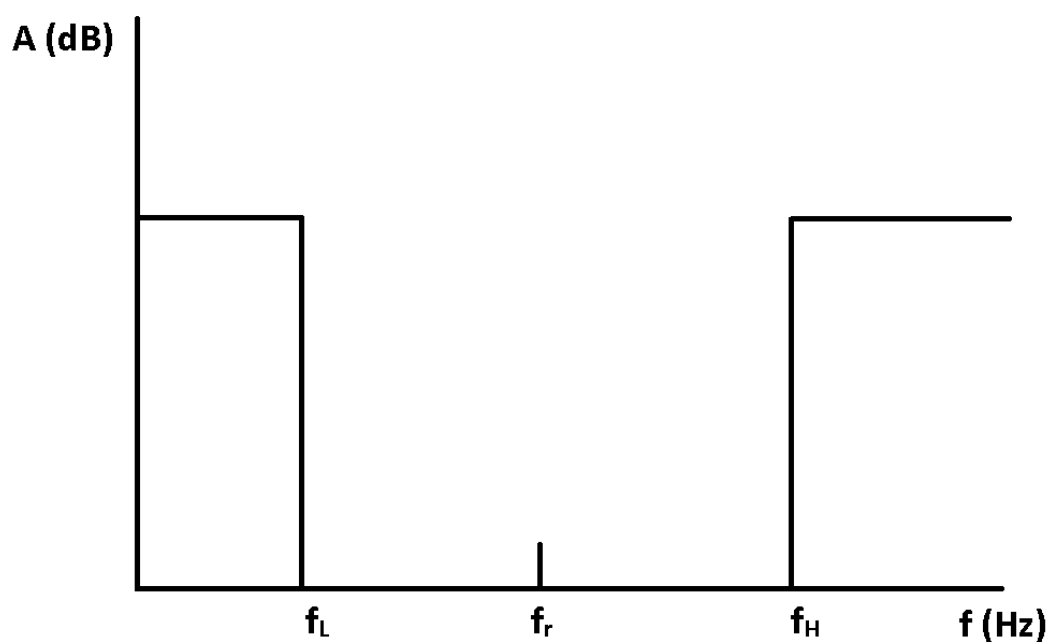


Obr. 19 Graf simulace reálného BP filtru

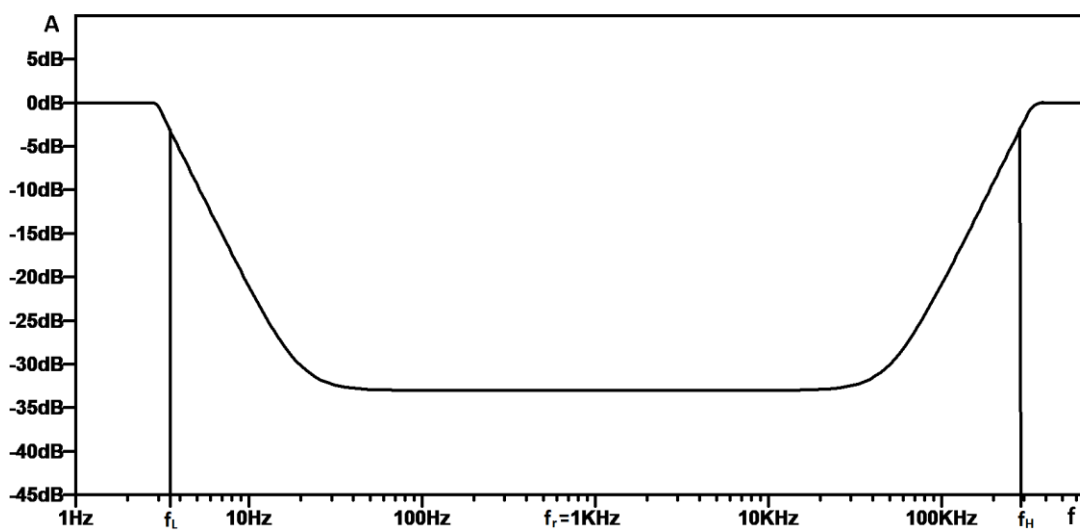
### 1.3.4 Pásmová zadrž

Anglicky Band-Stop filter, často označovaný BS filtr. Jeho ideální amplitudově frekvenční charakteristiku vidíme na Obr. 20. Filtr (tak i charakteristika) vznikne paralelním spojením LP a HP filtrů, stejně jako u BP filtru, pouze s prohozenými mezními kmitočty

jednotlivých filtrů. Pro  $f_r$ , B a Q platí tedy totéž, jako pro BP filtr. Průběh reálného BS filtru vidíme na Obr. 21.



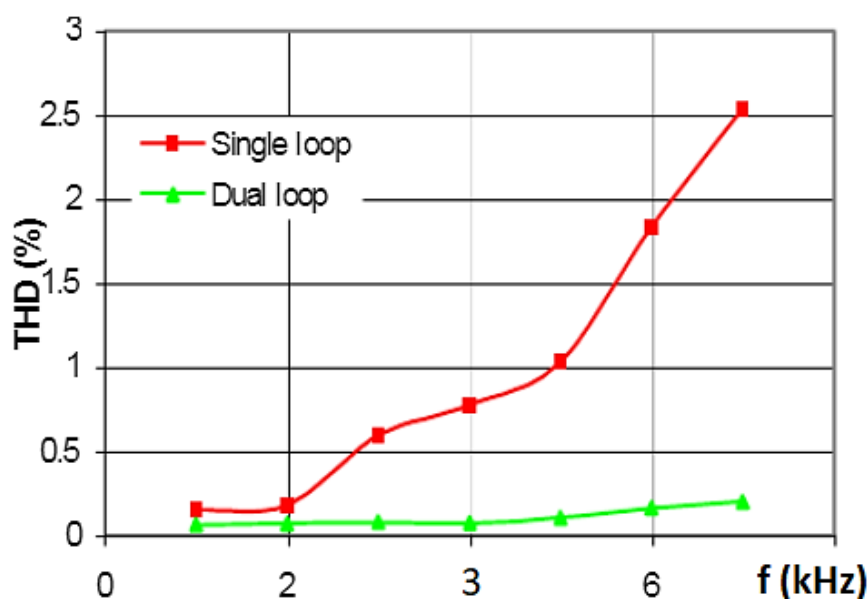
Obr. 20 Ideální charakteristika BS filtru [3]



Obr. 21 Příklad grafu reálného BS filtru

## 2 Návrh výkonového zesilovače

Výkonový zesilovač bude použit pro akustická měření v automobilu, je tedy kladen velký důraz na výsledné zkreslení. Přeslechy budou minimalizovány použitím symetrických vstupů. Pro maximalizování dynamického rozsahu bude výstupní výkon limitován napájecím napětím sítě. Vzhledem k tomu, že bude zesilovač používán v automobilu, musí také splňovat požadavky na bezpečnost. Z toho důvodu musí zesilovač, v kombinaci s důrazem na výsledné zkreslení, obsahovat ochrany proti přepólování napájení, napětovým špičkám, rušení, zkratování výstupů či vstupů a připojení výstupů či vstupů na napájecí napětí. Pro koncové zesílení bude použita integrovaná verze zesilovače, která byla vyvinuta přímo pro automobilový průmysl (z důvodů zvýšené bezpečnosti, spolehlivosti a optimalizace velikosti výsledné desky). Při výběru třídy zesilovače byl brán hlavní ohled na výsledné zkreslení zesilovače a druhým, avšak méně důležitým aspektem byla účinnost. Z teoretického úvodu vyplývá, že nejmenšího činitele harmonického zkreslení v poměru s účinností zesilovače dosahuje třída A-B. Činitel harmonického zkreslení třídy D se při správném návrhu může zlepšit, jak vidíme na *Obr. 22*. Ale vzhledem ke zhoršení činitele harmonického zkreslení (0.2 % na 1kHz při použití dual-loop zpětné vazby), oproti použití třídy A-B (0.006 % na 1 kHz), nebyla tato třída vhodná pro měřicí účely. Byla tedy vybrána třída A-B.



*Obr. 22* Závislost činitele harmonického zkreslení zesilovače třídy D na frekvenci a zpětné vazbě [18]

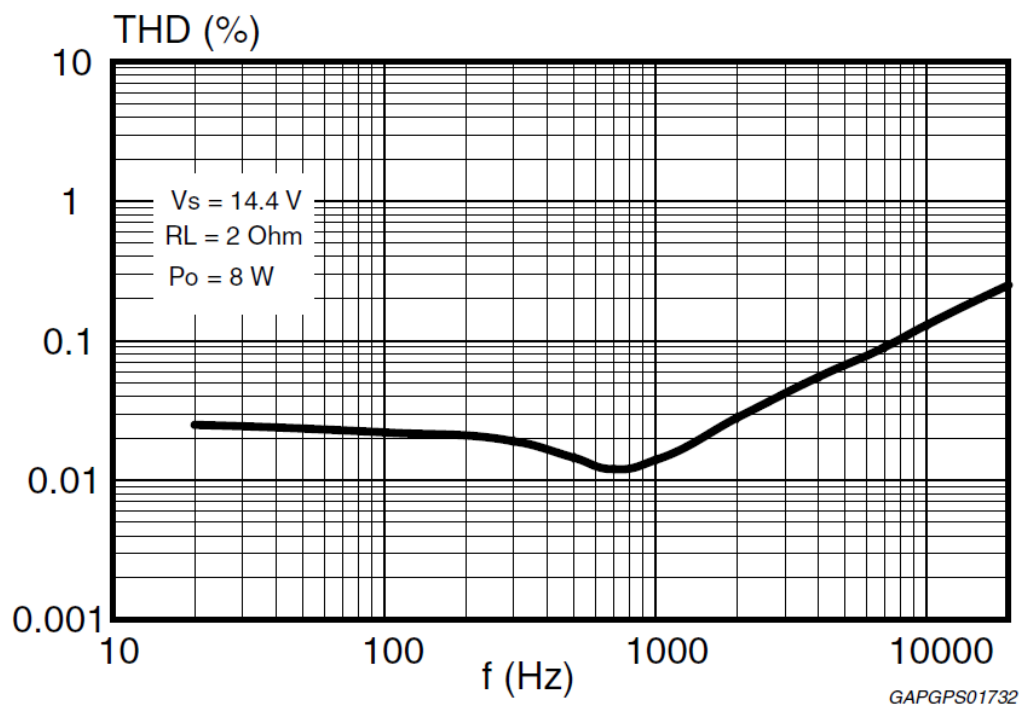
## 2.1 Koncový stupeň

Ze zmíněných parametrů zesilovače v teoretickém úvodu byly při výběru integrovaného koncového stupně upřednostněny požadavky na výkon, zkreslení, účinnost a frekvenční rozsah.

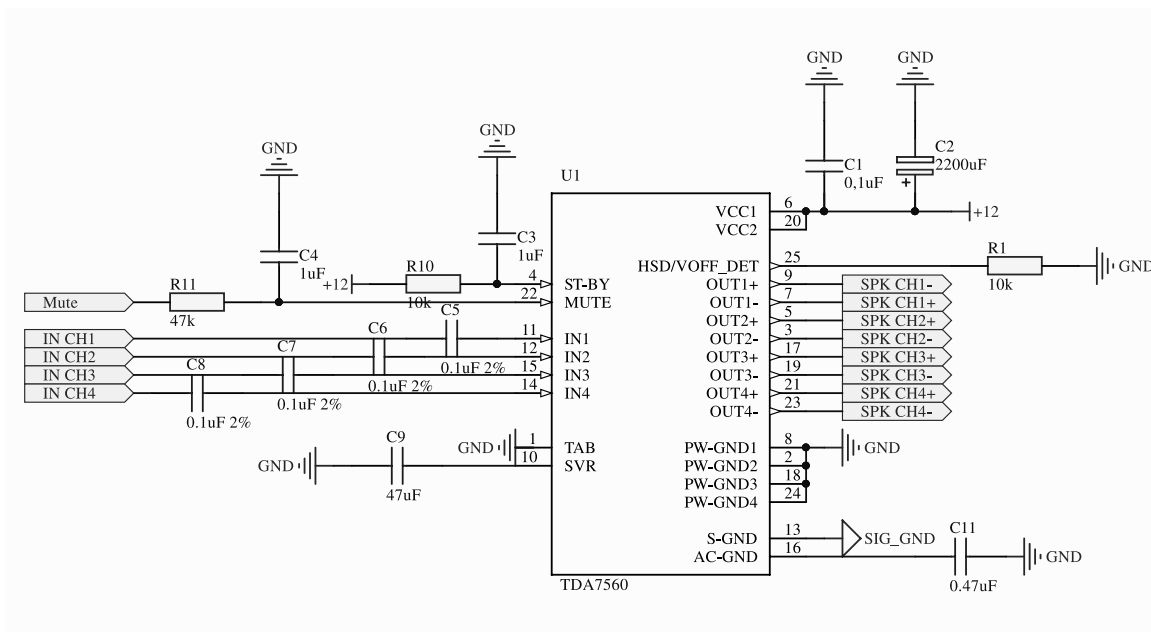
Frekvenční rozsah je dán omezením lidských smyslů, tedy rozsahem frekvencí, která jsou slyšitelná (20 Hz až 20 kHz). Výkon porovnávaných zesilovačů je pak omezený napájecím napětím sítě 14 V. Vzhledem k tomu, že byla pro koncový stupeň vybrána třída A-B, je účinnost napříč integrovanými zesilovači přibližně stejná. Výběr byl tedy zaměřen výhradně na zkreslení napříč frekvenčním spektrem. Porovnáním charakteristik zkreslení v závislosti na frekvenci (*Příloha A, Příloha B a Příloha C*) byl zvolen integrovaný zesilovač TDA 7560, který má nejvyrovnanější harmonické zkreslení v závislosti na kmitočtu. Jeho charakteristiku vidíme na *Obr. 23*.

Integrovaný zesilovač disponuje funkcí Mute, která byla využita pro možnost ztišení vstupů zesilovače. Funkce také zajišťuje bezproblémové zapnutí zesilovače bez takzvaného „lupnutí“, a to díky filtrům R11, C4 a R10, C3, které zpožďují zapnutí zesilovače a povolení vstupů, až když je zesilovač připraven. Dále zesilovač disponuje ochranami proti tepelnému přetížení, proti zkratování výstupů či připojení výstupů na napájecí napětí. Zesilovač se vyrábí v pouzdře Flexiwatt25, které bylo vybráno v horizontální verzi pro upevnění k taktěz horizontálním chladičům. Na svých čtyřech výstupech dokáže integrovaný zesilovač pracovat až do  $2 \Omega$  zátěže, což je v dnešních automobilech stále častější impedanční hodnota elektroakustických měničů. Pro zesílení 8-kanálů byl tento zesilovač použit dvakrát. Zapojení na *Obr. 24* je převzato z datasheetu výrobce.

Integrovaný zesilovač je potřeba chladit přídatným chladičem. V datasheetu je uvedeno, že pro zvýšenou ambientní teplotu  $70 \text{ }^\circ\text{C}$ , která může být v automobilu očekávána a maximální teplotu čipu  $150 \text{ }^\circ\text{C}$ , by pro chlazení jednoho zesilovače měl mít chladič tepelnou rezistenci alespoň  $2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ . V zapojení je integrovaný zesilovač použit dvakrát a jejich rozmístění bylo navrženo pro použití dvou chladičů. Byl vybrán chladič SK 85/50 SA s tepelnou rezistencí  $1.4 \text{ }^\circ\text{C/W}$ , který je svými rozměry vhodný pro použití v navrhované mechanice.



Obr. 23 Charakteristika THD v závislosti na frekvenci zesilovače TDA 7560 [5]



Obr. 24 Zapojení koncového stupně zesilovače [5]

## 2.2 Výpočet minimálního vstupního napětí pro plné vybuzení koncového stupně zesilovače

Tuto hodnotu bylo potřeba u zesilovače znát kvůli přizpůsobení amplitudy vstupního signálu pro optimální dynamický rozsah. Při překročení maxima této hodnoty by signál na výstupu byl přebuzený a tím zkreslený. Nejdříve bylo potřeba určit napětí na výstupních svorkách koncového stupně (5), ze kterého bylo dosažením do minimálního zesílení koncového stupně  $GV_{MIN} = 25$  dB a upravením rovnice (6) na rovnici (7) vypočteno napětí na vstupu koncového stupně potřebné pro vybuzení daného napětí.

$$U_{SPKR} = U_{CC} - U_{DROP} = 14 - 0.25 = 13.75 \text{ V} \quad (5)$$

$$GV_{MIN} = 20 \times \log \left( \frac{U_{SPKR}}{U_{ZES\_IN}} \right) \quad (6)$$

$$U_{ZES\_IN} = \frac{U_{SPKR}}{10^{\frac{GV_{MIN}}{20}}} = \frac{13.75}{10^{\frac{25}{20}}} = 0.773 \text{ V} \quad (7)$$

$U_{SPKR}$  – Napětí na výstupních svorkách koncového stupně

$U_{CC}$  – Napájecí napětí

$U_{DROP}$  – Úbytek napětí na koncovém stupni

$GV_{MIN}$  – Minimální zesílení koncového stupně

$U_{ZES\_IN}$  – Napětí na vstupu koncového stupně

## 2.3 Výpočet maximálního odběru proudu

Vzhledem k velikostem proudu u koncového stupně byly malé odběry operačních zesilovačů použitých v předzesilovačích a filtrech zanedbány a byl brán v potaz pouze odběr koncového stupně. Pro výpočet maximálního odběru koncového stupně bylo uvažováno napájecí napětí 14 V a pro všech 8 kanálů elektroakustický měnič s impedancí  $2 \Omega$ , což je nejnáročnější možná zátěž. Účinnost koncového zesilovače při 14 V byla vypočtena poměrem maximálního možného výkonu na výstupu zesilovače, který byl vypočten vztahem (8) a maximálního možného výkonu dosažitelného při daném napájecím napětí na zátěži, jak vidíme na rovnici (9). Z grafu na *Obr. 25* vyplývá, že při napájecím napětí 14 V a impedanci elektroakustického měniče  $2 \Omega$  je možné na výstupu dosáhnout maximálního

výkonu 80 W, což bylo dosazeno do výpočtu účinnosti zesilovače (9). Při maximálním míře sinusového zkreslení THD=1 % je pak použitelný výkon pouze 40 W. Jelikož při reálném použití bude THD drženo vždy pod 1 %, byl výkon při tomto THD použit pro výpočet maximálního proudového odběru.

$$P_o = R_L \times I_L^2 = Z_L \times \left(\frac{U_{CC}}{Z_L}\right)^2 = 2 \times \left(\frac{14}{2}\right)^2 = 98 \text{ W} \quad (8)$$

$$n = \frac{P_{out\_MAX}}{P_o} \times 100 = \frac{80}{98} \times 100 = 81.63 \% \quad (9)$$

$U_{CC}$  – Napájecí napětí

$I_L$  - Proud zátěží

$Z_L$  – Impedance zátěže

$n$  - Účinnost

$P_{out\_MAX}$  – Maximální výkon na výstupu

$P_o$  – Maximální příkon

Po jednoduchém výpočtu maximálního proudu zátěží (10) byl proudový odběr vypočten následovně:

$$I_{out} = \frac{P_{out}}{U_{CC}} = \frac{40}{14} = 2.86 \text{ A} \quad (10)$$

$$I_o = \frac{100}{n} \times I_{out} = \frac{100}{81.63} \times 2.86 = 3.5 \text{ A} \quad (11)$$

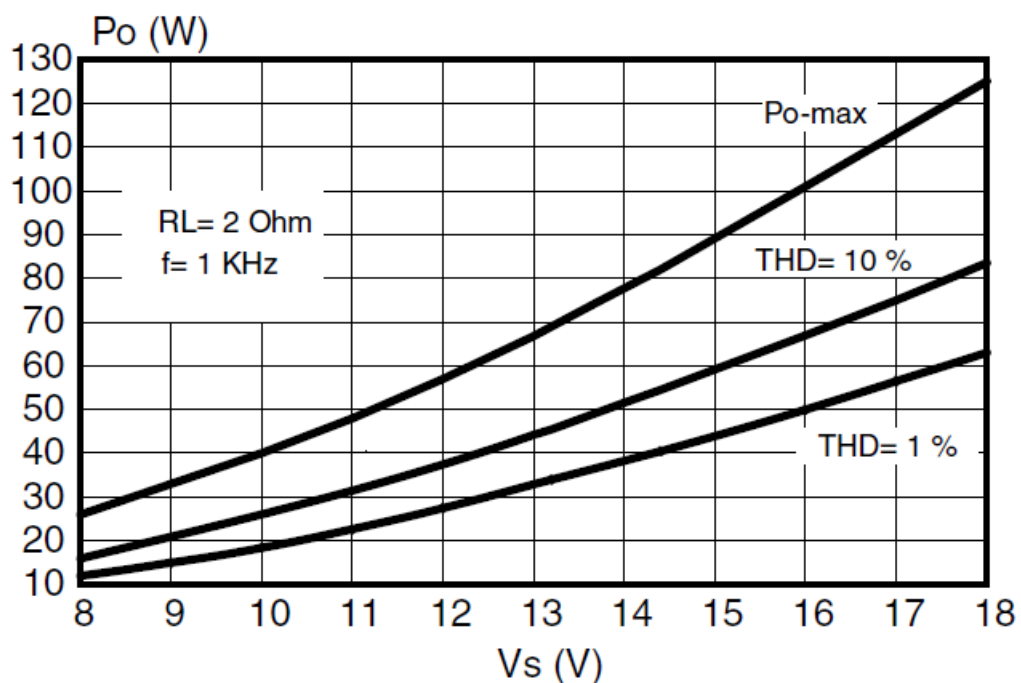
$I_{out}$  - Maximální proud zátěží

$P_{out}$  – Maximální výkon na výstupu při THD = 1%

$I_o$  - Maximální odebíraný proud

Maximální odebíraný proud koncovým zesilovačem pro 2  $\Omega$  zátěž při plném vybuzení a dodržení THD=1 % je tedy 3.5 A na kanál, respektive 28 A na 8 kanálů. Tato hodnota byla použita při dalším návrhu DPS a výběru příslušných součástek.

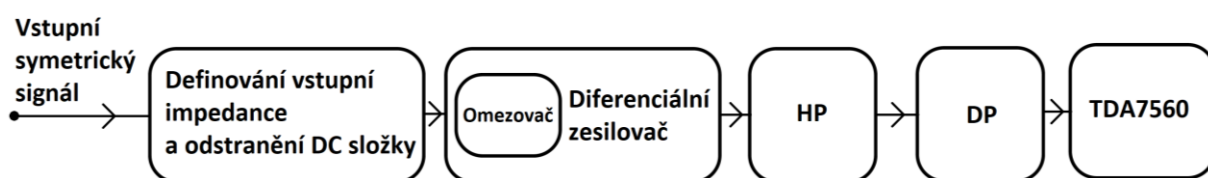




Obr. 25 Charakteristika maximálního výkonu v závislosti na napájecí napětí zesilovače TDA 7560 [5]

## 2.4 Vstupní část

Vstupní část se skládá z několika bloků vyobrazených na Obr. 26. Názvy součástek a jejich hodnoty se pro simulace shodují se schématy v příloze.



Obr. 26 Zapojení simulace vstupní části

### 2.4.1 Definování vstupní impedance a odstranění stejnosměrné složky

Odpor R6 (analogicky na kladné větvi R20) slouží pro definování maximálního vstupní impedance, která je tedy 10kΩ. Funkce kondenzátoru C23 (C24) nemusí být na první pohled zřetelná, ale tvoří v kombinaci s reálnou složkou impedance operační sítě filtr typu horní propust a odděluje tak stejnosměrnou složku. Jak vyplývá již z dřívějšího blokového schématu, tyto součástky byly připojeny před diferenciální zesilovač a jejich zapojení vidíme vyjmuté ze zapojení vstupní části na *Obr. 29*. Pro výpočet reálné složky vstupní impedance byly operační zesilovače nahrazeny za ideální a schéma pak bylo překresleno na zjednodušené náhradní schéma, které je vidět na *Obr. 27*. Výsledná vstupní impedance pak byla vypočtena rovnicí (12). Vstupní impedance je pro obě větve totožná, což je vlastností vybraného zapojení – získalo tak název „Superbal“ neboli velmi vyvážený. Impedance vstupní části byla ověřena v simulaci na *Obr. 28*. Reálné součástky mají vzhledem k výrobnímu procesu toleranci hodnot a u kondenzátorů je tolerance kapacity značná, pro elektrolytické kondenzátory až 20 %. Jelikož byly filtrovány symetrické vstupy, byl kladen důraz na symetrický průběh filtrace obou kanálů. V opačném případě by došlo k odchylce diferenciálních signálů a tím ke zkreslení i výsledného signálu. Z tohoto důvodu byla hodnota kapacity kondenzátoru C23 (C24) zvolena 47μF, aby případná odchylka hodnoty kondenzátorů ovlivnila mezní kmitočet co nejméně. Odchylku pak vidíme vypočtenou rovnicí (13). [2]

$$R = 9.1 + 1 + \frac{8.06/2 \times (9.1 + 1)}{8.06/2 + (9.1 + 1)} \times 10^3 = 12.98 \text{ k}\Omega \quad (12)$$

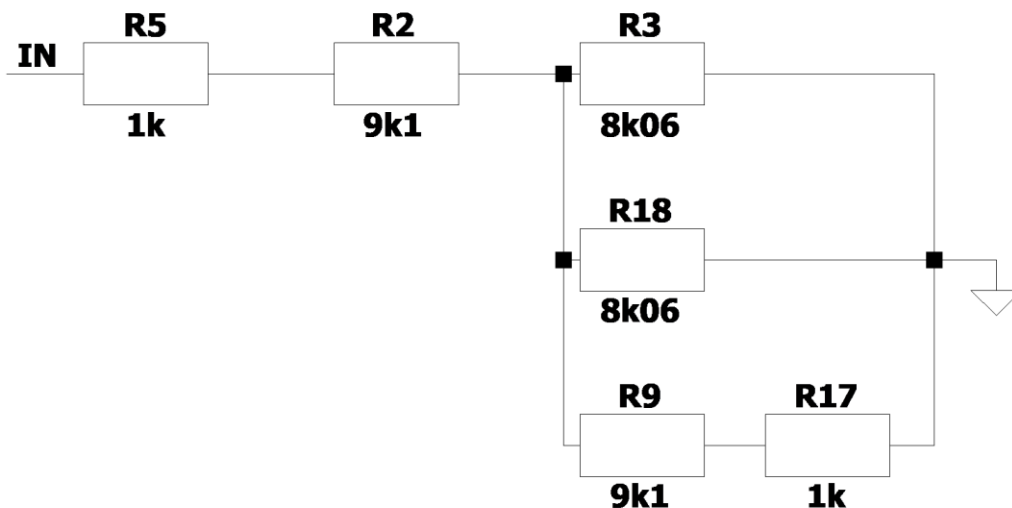
$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times C_{\pm 20\%}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 12\,980 \times 47_{\pm 20\%} \times 10^{-6}} = 0.26_{\pm 20\%} \text{ Hz} \quad (13)$$

$$= < 0.208, 0.312 > \text{ Hz}$$

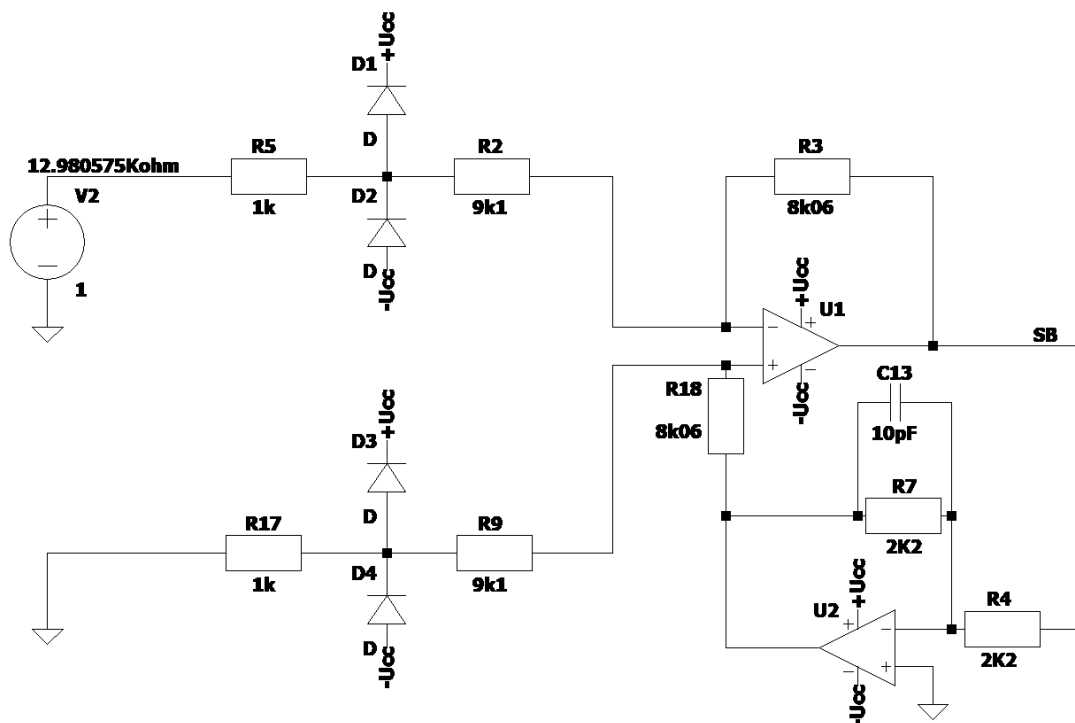
R – Reálná složka impedance operační sítě

f<sub>0</sub> – Mezní kmitočet

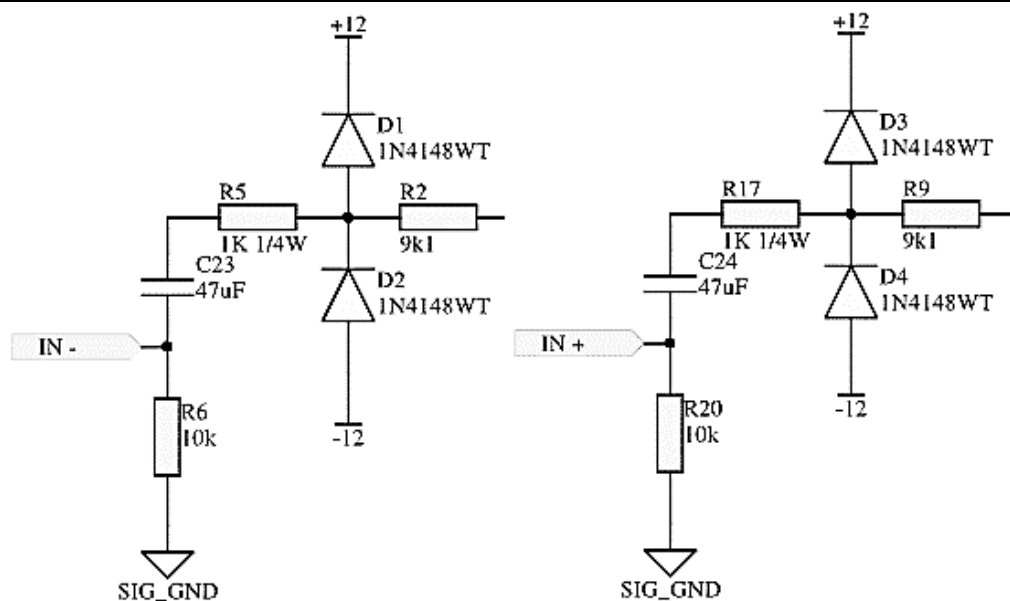
C – Filtrační kapacita



Obr. 27 Náhradní schéma vstupní části pro výpočet impedance



Obr. 28 Schéma simulace vstupní části – měření vstupní impedance



Obr. 29 Výňatek ze schématu vstupní části – definování vstupní impedance a odstranění stejnosměrné složky

## 2.4.2 Diferenciální zesilovač

Pro navrhovaný zesilovač byly použity symetrické vstupy, kde signály jsou vedeny dvěma komplementárními vodiči se vzájemně opačnou polaritou. Výsledný nesymetrický signál, který je potřebný pro buzení vstupu koncového stupně, je dán rozdílem těchto dvou signálů. Pokud se tedy na kabel naindukuje rušení, ať již ve formě přeslechu nebo z okolí, indukuje se do obou vodičů současně a při odečtení ho ze signálu odstraníme.

Operační síť na Obr. 30 je nazývána Superbal (v překladu velmi vyvážený). Svoje jméno získala díky identické vstupní impedanci na jednotlivých vstupech. Pro vyvážení jsme museli dodržet následující poměr:

$$\frac{R_3}{R_5 + R_2} = \frac{R_{18}}{R_{17} + R_9} \quad (14)$$

Výsledné zesílení  $G_{IN}$  je pak dáno:

$$G_{IN} = \frac{R_3}{(1 + \frac{R_7}{R_4}) \times (R_5 + R_2)} \quad (15)$$

Již víme, že pro plné vybuzení koncového zesilovače je potřeba napětí  $U_{ZES\_IN} = 0.773$  V. Toto napětí by mělo být na vstupu koncového zesilovače při vstupním signálu 0 dBV. Upravením rovnice (16) na rovnici (17) bylo vypočteno vstupní napětí  $U_{IN\_VST}$ , což je polovinou diferenčního napětí mezi vstupy  $U_{DIF}$  (18). Dosazením vypočtených napětí do vzorce (19) bylo vypočteno zesílení vstupní části pro požadované přizpůsobení signálu.

$$0 = 20 \times \log \frac{U_{IN\_VST}}{1} \quad (16)$$

$$U_{IN\_VST} = 10^0 = 1 \text{ V} \quad (17)$$

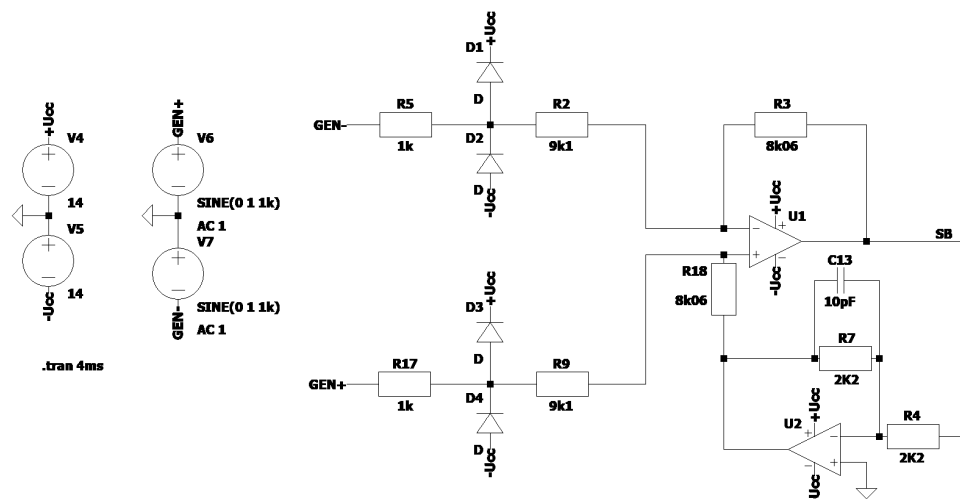
$$U_{DIF} = U_{IN\_VST} \times 2 = 2 \text{ V} \quad (18)$$

$$G_{IN} = \frac{U_{ZES\_IN}}{U_{DIF}} = \frac{0.773}{2} = 0.387 \quad (19)$$

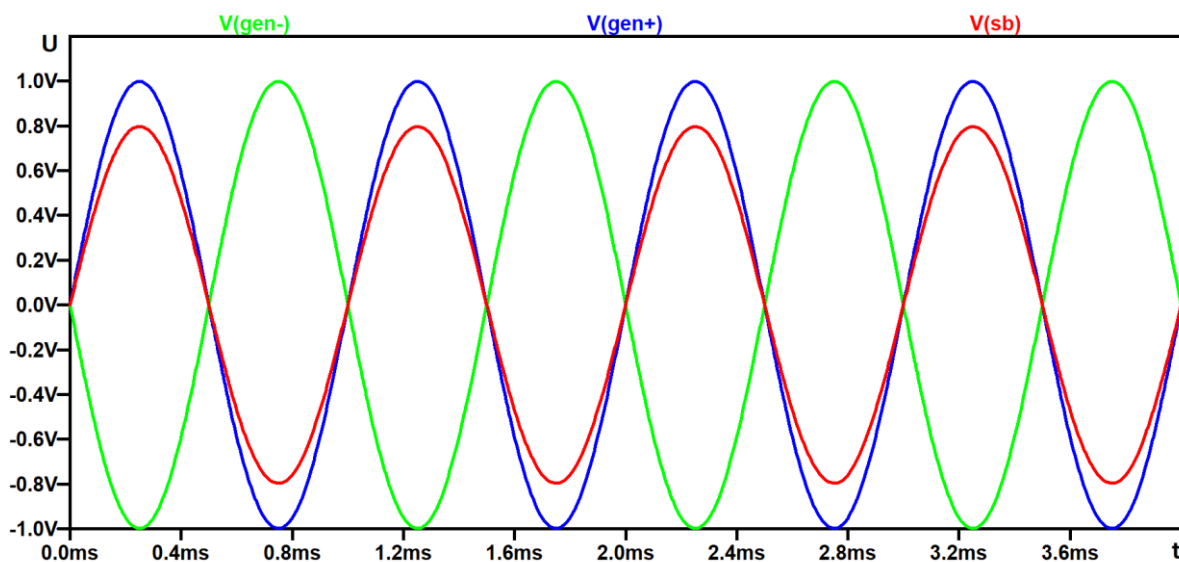
Byly zvoleny vhodné součástky vzhledem ke kritériím a po dosazení bylo vypočteno  $G_{IN}$  následovně:

$$G_{IN} = \frac{8.06}{(1 + \frac{2.2}{2.2}) \times (1 + 9.1)} = 0.399 \quad (20)$$

Výsledné zesílení při použití reálných součástek se bude lehce měnit vzhledem k tolerancím, tudíž rozdíl mezi hodnotami  $G_{IN}$  0.012 je zanedbatelný. Správnost výpočtu byla ověřena v simulaci vyobrazené na Obr. 31. [1],[2]



Obr. 30 Schéma simulace diferenciálního zesilovače

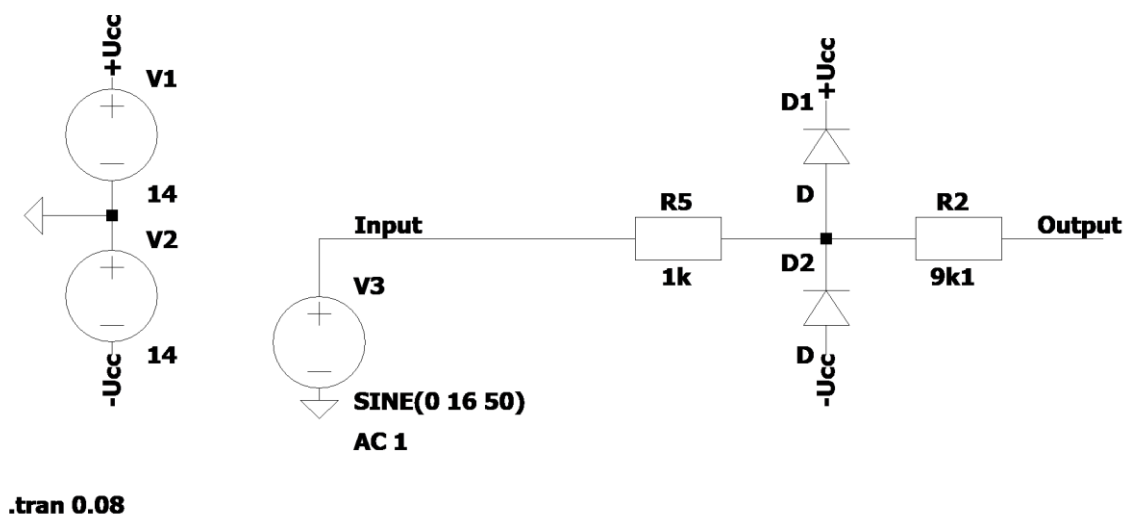


Obr. 31 Graf simulace diferenciálního zesilovače

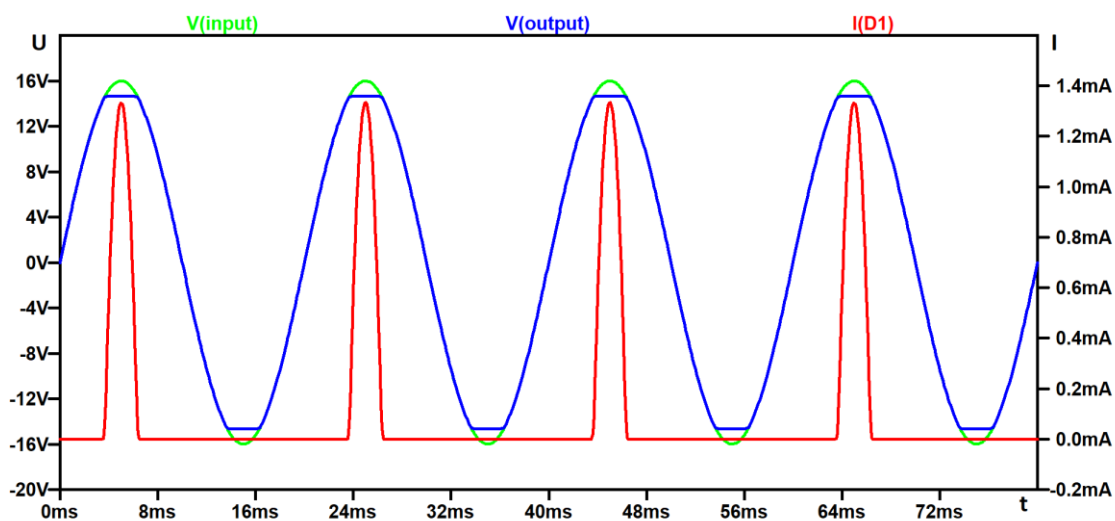
### 2.4.3 Omezovač

Omezovač, jak název napovídá, omezuje napětí. Schéma příkladu vidíme na *Obr. 32*. Omezovač se tedy skládá ze dvou diod závěrně zapojených vůči vstupu k napájecím větvím doplněný o ochranné odpory, které omezují maximální proud. Omezovač začne zasahovat do vstupního signálu, jakmile napětí na diodě přesáhne prahové napětí, což je pro křemíkovou diodu 0.7 V. Při použití symetrického 14V napájení to znamená, že signál se

může bez omezení pohybovat od  $-14.7\text{ V}$  do  $14.7\text{ V}$ . Na Obr. 33 vidíme názorně funkci omezovače při vstupním napětí  $16\text{ V}$ . V grafu také vidíme vykreslený proud diodou D1 I(D1) připojené ke kladné napájecí větvi, která tedy propouští proud jen při přesažení kladného limitu omezovače  $+14.7\text{ V}$ .



Obr. 32 Schéma simulace omezovače



Obr. 33 Graf simulace omezovače

## 2.4.4 Filtry

Filtry byly navrženy v zapojení Sallen-Key, které představili R.P.Sallen a E.L.Key v roce 1955. Konkrétně byly použity filtry Butterworth, které mají velice hladkou přenosovou charakteristiku a jsou tak velmi často používané nejen pro elektroakustická zařízení. Vstupní signál byl filtrován na slyšitelné spektrum, tedy přibližně 20 Hz až 20 kHz. [2]

### 2.4.4.1 Horní propust

Pro horní propust byl zvolen činitel jakosti  $Q=0.707$ , což je největší hodnota, která může být zvolena bez vzniku špičky na rezonanční frekvenci. Takto zvolená hodnota  $Q$  také definuje Butterworth filtr. Mezní frekvence je dána spodní hranicí lidského sluchu 20 Hz. Byla zvolena hodnota rezistoru  $R_8=12\text{ k}\Omega$  a následně úpravou rovnice (21) na rovnici (22) dopočtena hodnota rezistoru  $R_{15}$ . Úpravou rovnice pro frekvenci zlomu přenosové charakteristiky (23) na rovnici (24) pak byla vypočtena hodnota kondenzátorů  $C_{16}=C_{18}=C$ .

$$Q = \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{R_8}{R_{15}}} \quad (21)$$

$$R_{15} = \frac{R_8}{2 \times Q^2} = \frac{12 \times 10^3}{(2 \times 0.707)^2} = 24 \times 10^3 = 24\text{ k}\Omega \quad (22)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times C \times \sqrt{R_8 \times R_{15}}} \text{ (Hz)} \quad (23)$$

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times f_0 \times \sqrt{R_8 \times R_{15}}} = \quad (24)$$

$$= \frac{1}{2 \times \pi \times 20 \times \sqrt{12 \times 10^3 \times 24 \times 10^3}} = 469 \times 10^{-9} = 0.47\mu\text{F}$$

$Q$  – činitel jakosti

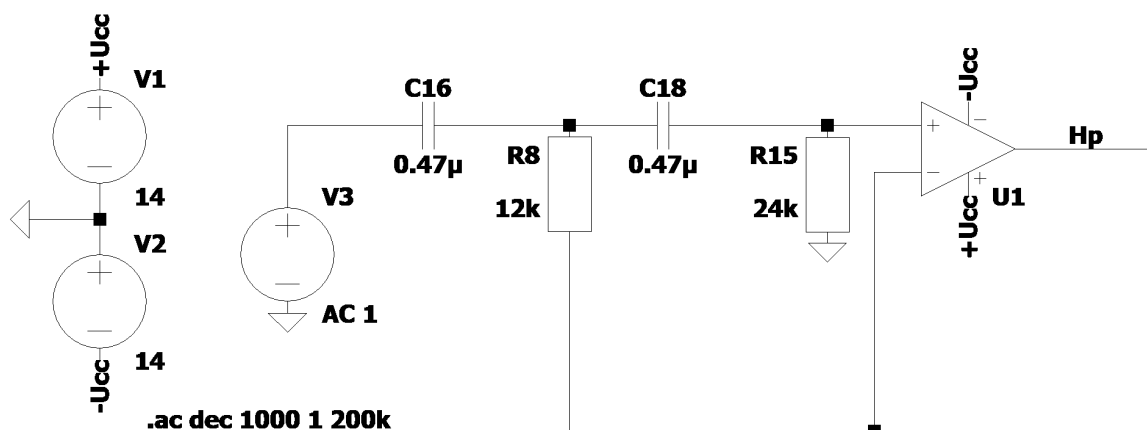
$R_8, R_{15}$  – rezistory

$C_{16}=C_{18}=C$  – kondenzátory

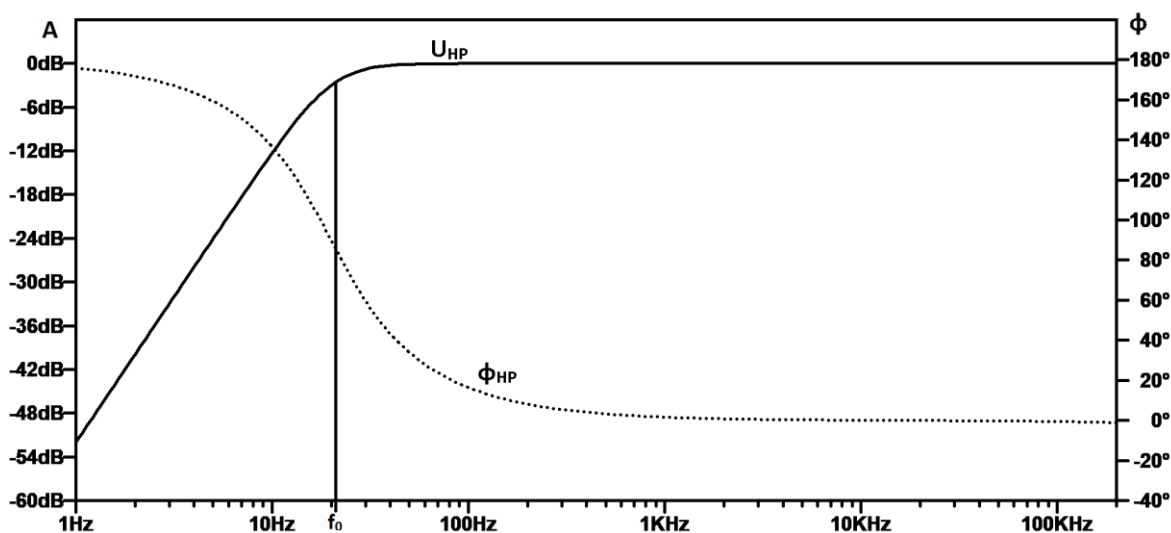


$f_0$  – frekvence zlomu přenosové charakteristiky

Výsledný filtr byl následně nasimulován v aplikaci LTSpice (zapojení vidíme na Obr. 34) a tím ověřena jeho funkčnost. Jak je patrné z grafu Obr. 35, zlom charakteristiky nastává na frekvenci 20 Hz. [2]



Obr. 34 Schéma simulace filtru horní propust



Obr. 35 Graf simulace filtru horní propust

### 2.4.4.2 Dolní propust

Pro dolní propust byl opět zvolen činitel jakosti  $Q=0.707$ , tedy filtr typu Butterwoth. Mezní frekvenci  $f_0$  tentokrát tvoří horní hranice slyšitelného pásma 20 kHz. Byl zvolen kondenzátor  $C_{19}=2.2$  nF a úpravou rovnice (25) na rovnici (26) byla dopočtena hodnota kondenzátoru  $C_{21+22}$ . Úpravou rovnice pro frekvenci zlomu přenosové charakteristiky (27) na rovnici (28) pak byla vypočtena hodnota rezistorů  $R_{19}=R_{16}=R$ :

$$Q = \frac{1}{2} \times \sqrt{\frac{C_{19}}{C_{21+22}}} \quad (25)$$

$$C_{21+22} = \frac{C_{19}}{2 \times Q^2} = \frac{2.2 \times 10^{-9}}{(2 \times 0.707)^2} = 4.4 \times 10^{-9} = 4.4 \text{ nF} \quad (26)$$

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times R \times \sqrt{C_{19} \times C_{21+22}}} \text{ (Hz)} \quad (27)$$

$$R = \frac{1}{2 \times \pi \times f_0 \times \sqrt{C_{19} \times C_{21+22}}} = \quad (28)$$

$$= \frac{1}{2 \times \pi \times 20 \times 10^3 \times \sqrt{2.2 \times 10^{-9} \times 4.4 \times 10^{-9}}} = 2557 \Omega$$

$Q$  – činitel jakosti

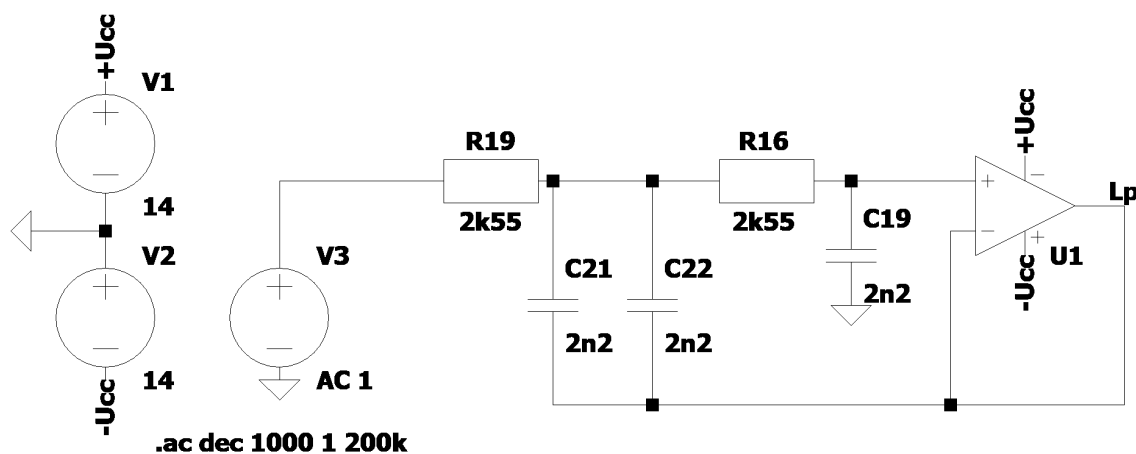
$C_{19}$  – Kondenzátor

$C_{21+22}$  – Součet kapacit kondenzátorů  $C_{21}$  a  $C_{22}$

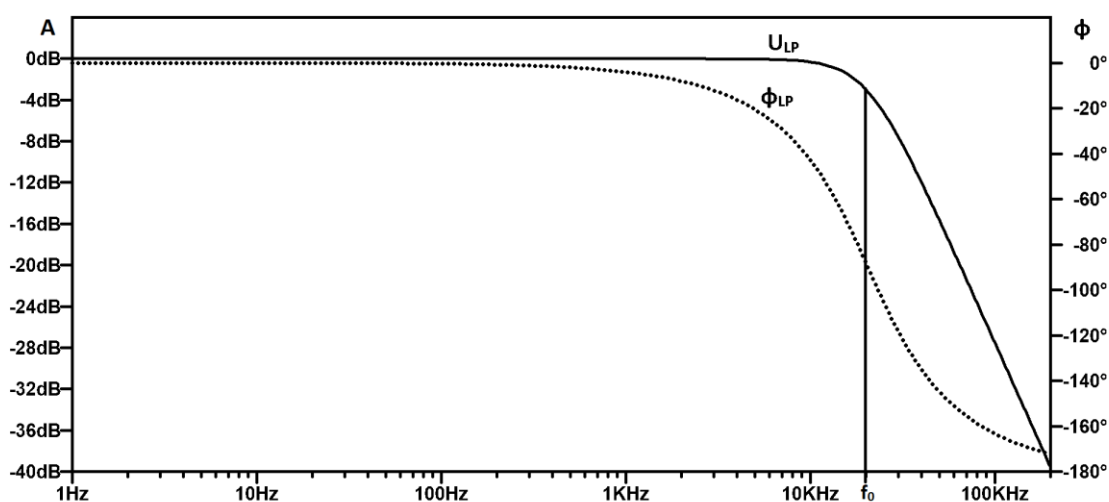
$R_{19}=R_{16}=R$  – Rezistory

$f_0$  – Frekvence zlomu přenosové charakteristiky

Výsledný filtr byl opět pro ověření funkčnosti nasimulován v aplikaci LTSpice (zapojení vidíme na Obr. 36). Z grafu na Obr. 37 je pak patrný zlom charakteristiky na frekvenci 20 kHz. [2]



Obr. 36 Schéma simulace filtru dolní propust

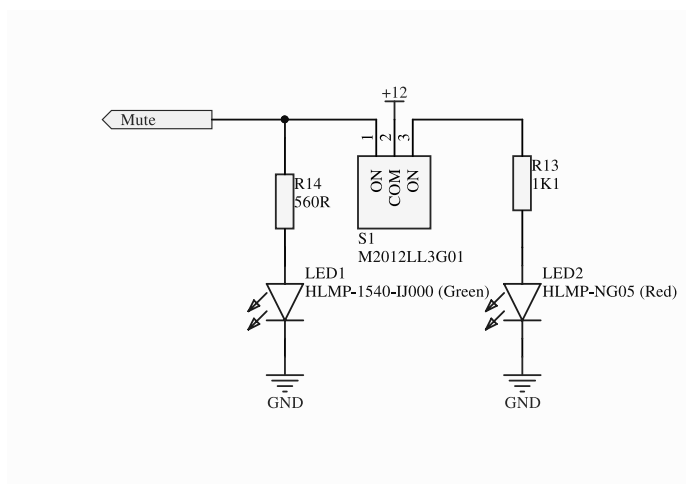


Obr. 37 Graf simulace filtru dolní propust

## 2.5 Ovládací část

Ovládací část byla realizována ON-ON přepínačem, který má dva ustálené stavy. Ke středovému vodiči (2) byla připojena kladná napájecí větev. Napětí tedy bude podle polohy přepínače buď na pinu (1), nebo na pinu (3). Pin (1) je připojen přes omezovací odpor k zelené signalizační LED diodě a dále veden ke koncovým stupňům, kde je přes zpožďovací R-C filtr přivedeno napětí na pin (22) koncového zesilovače a tím povoleny vstupy

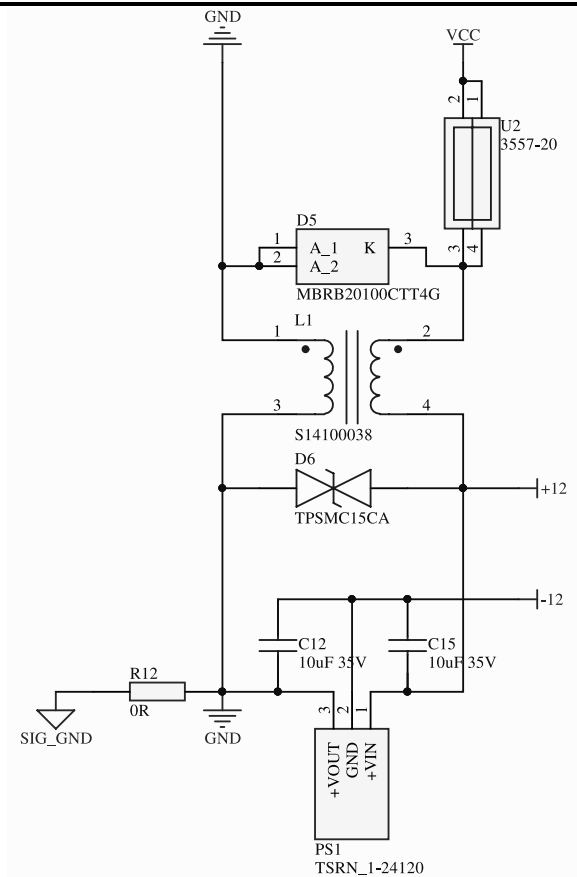
zesilovače. Pin (3) je přes omezovací odpor připojený k červené signalizační diodě a v tomto stavu jsou vstupy zesilovače odpojeny.



Obr. 38 Zapojení ovládací části

## 2.6 Napájení

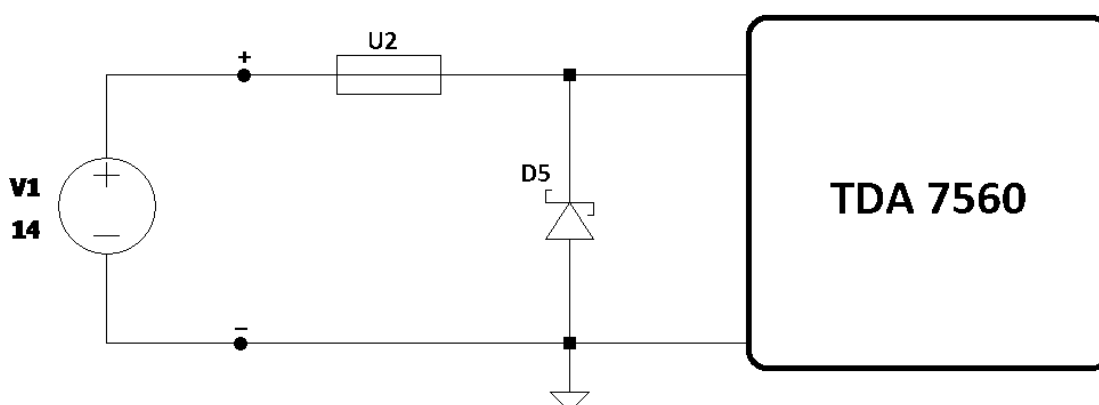
Pro napájení výkonového zesilovače byla navržena silová větev +12 V a pro operační zesilovače symetrické napájení  $\pm 12$  V. Napájení muselo být doplněno o ochrany proti přepólování, přepětí a vysokofrekvenčního rušení. Výsledné schéma napájení vidíme na *Obr. 39*.



Obr. 39 Zapojení napájení [6]

### 2.6.1 Ochrana proti přepólování

Ochrana proti přepólování byla vyřešena Shottkyho diodou pro co nejrychlejší zareagování obvodu, připojenou závěrně k napájecí větvi, jak vidíme na *Obr. 40*. Při běžném provozu toto zapojení nespotřebovává žádnou energii a dojde-li k přepólování napájecího napětí, mžikově proteče zkratový proud přes pojistku, která se přepálí a zajistí odpojení obvodu. Dioda D5 musí být na tento mžikový zkratový proud dimenzovaná, a tak byla vybrána dioda MBRB20100CTT4G od firmy ON Semiconductor, která odolá krátkému pulzu o hodnotě až 250 A. [9]



Obr. 40 Schéma ochrany proti přepólování

### 2.6.2 Tlumivka

Tlumivka se společným jádrem byla v zapojení použita k odstranění vysokofrekvenčního rušení, které je přítomné na napájecích větvích. U automobilu může značné rušení generovat například alternátor. Bylo nutné vybrat tlumivku o dostatečné proudové zatížitelnosti. Vybrána byla tlumivka S14100038 od Würth Elektronik o indukčnosti 560 $\mu$ H.

### 2.6.3 Transil

Transil slouží k ochraně zařízení před vysokým napětím, které může vzniknout například z přechodových dějů v alternátoru, případně se objevit jako elektrostatický výboj. Transil byl vybrán podle údajů o pracovním, průrazném a svodovém napětí.

Pracovní napětí musí být zvoleno stejné nebo větší, než je napětí potřebné pro provoz zařízení transilem chráněné.

Průrazné napětí udává, kdy se transil začne otevírat a omezovat napětí na chráněném zařízení. Při použití v automobilu může napětí baterie při nabíjení alternátorem dosahovat až 15 V, je tedy vhodné průrazné napětí volit větší, než zmíněných 15 V, aby transil při běžném provozu nezatěžoval napájecí síť automobilu.

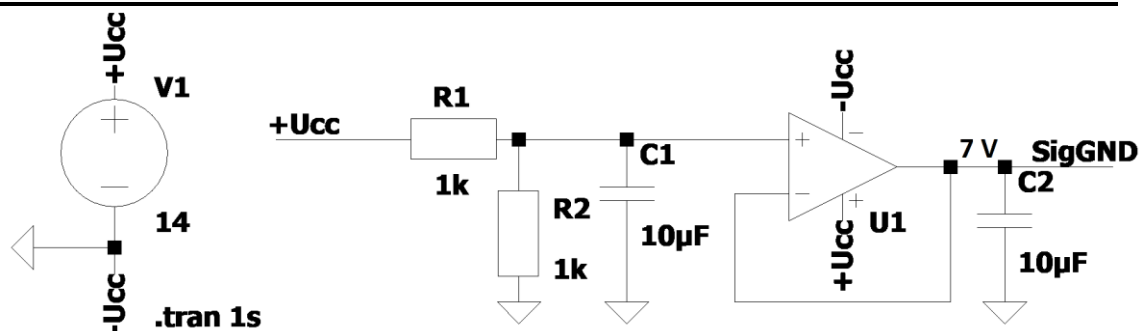
Svodové napětí označuje maximální hodnotu napětí, které se může při přepětí na chráněném zařízení objevit. Toto napětí bylo zvoleno podle nejnižší hodnoty maximálního povoleného napětí na součástkách chráněného zařízení, což bylo 22 V pro operační zesilovač NE5532, přičemž hodnota průrazného napětí musí být menší.

Vybrán byl transil TPSMC15CA od firmy Littelfuse, jehož pracovní napětí je 15 V, průrazné napětí 15.8 V a svodové napětí 21.2 V. Jeho zapojení vidíme na *Obr. 39* s anotací D6.

#### 2.6.4 Symetrické napájení

Napájení v automobilu má pouze jednu polaritu. Při použití operačních zesilovačů pro úpravu střídavého signálu je vhodné vytvořit symetrické napájení. První návrh vidíme na *Obr. 41*, kdy bylo napětí kladné napájecí větve dělené rezistory R1 a R2 na poloviční napětí, které bylo stabilizováno nesymetricky napájeným operačním zesilovačem U1 a tím byla vytvořena virtuální zem SigGND. Pro lepší stabilitu byly přidány filtrační kondenzátory C1 a C2. Takovýto zdroj by byl pro symetrické napájení operačních zesilovačů funkční, ale pracovaly by se sníženým dynamickým rozsahem a nastávaly by problémy s bodem, kde se virtuální zem musí spojit s výkonovou zemí.

Nakonec bylo převzato zapojení z bakalářské práce Patrika Kučery [6], kdy se symetrického napětí dosáhne vytvořením záporné větve o hodnotě napájecího napětí, pro což je použit integrovaný DC/DC měnič Traco Power. Jeho účinnost při transformaci 14 V na -14 V je 85 % s proudovým zatížením až 300 mA [8], což je pro napájení operačních zesilovačů dostačující. Zapojení, které jsme viděli již na *Obr. 39*, se skládá z DC/DC měniče PS1 doplněného o filtrační kondenzátory C12, C15 a rezistoru R12, který spojuje výkonovou a signálovou zem. V tomto případě již ve spojení zemí nebyl očekáván problém.



Obr. 41 Simulace symetrického napájení

## 2.7 Návrh DPS

Jelikož se zapojení vstupní části používá ve schématu i návrhu DPS osmkrát a zapojení koncového zesilovače dvakrát, bylo zapojení navrhováno hierarchicky v programu Altium. Díky kopírování bloků došlo ke zjednodušení schématu i návrhu DPS. Hierarchické zapojení zesilovače vidíme na Obr. 42.

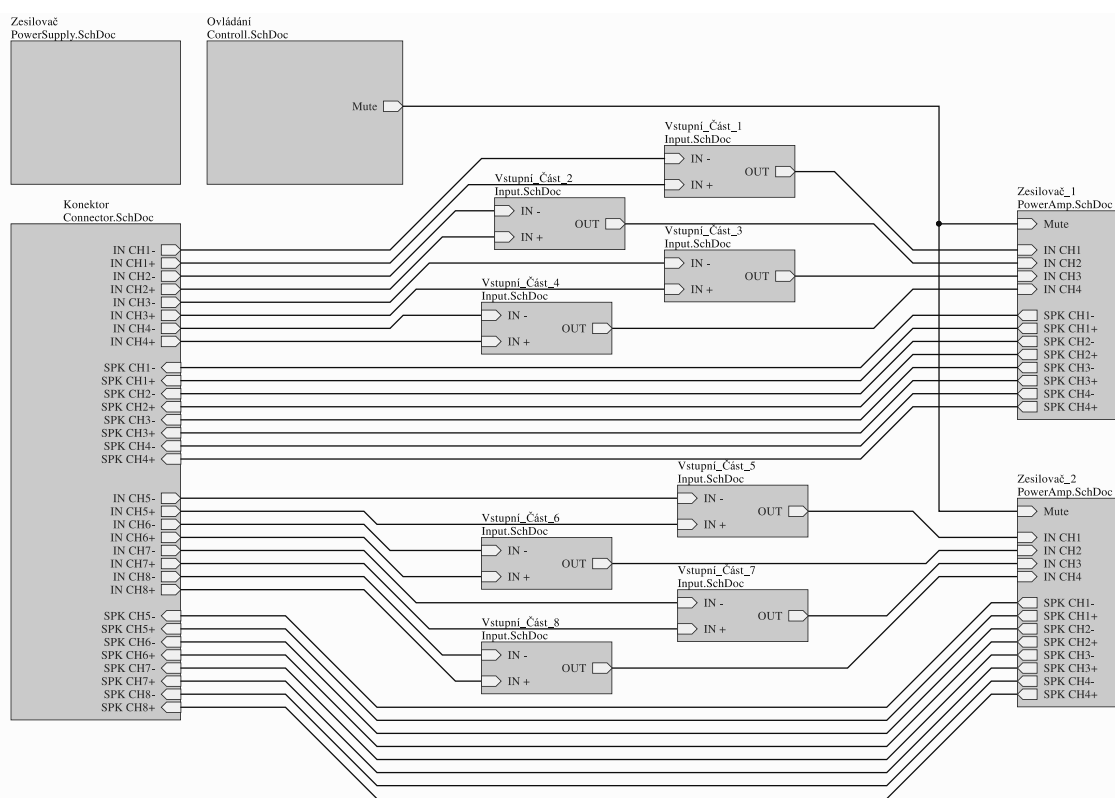
Pro návrh DPS bylo potřeba nejprve vhodně rozmístit součástky. Zapojení zdroje společně s koncovými stupni bylo nutné umístit co nejbližše konektoru, aby se minimalizovaly ztráty na spojích. Koncové výkonové zesilovače byly umístěny každý k jednomu okraji desky, aby mohly být připevněny ke svému samostatnému chladiči. Filtrační elektrolytické kondenzátory C2.1 a C2.2 bylo potřeba umístit dál od koncových stupňů, aby se prodloužila jejich životnost, jelikož koncové stupně produkují velké množství tepla. Proto byly kondenzátory umístěny doprostřed desky k napájecímu zdroji, což byl vhodný kompromis. Vstupní část byla umístěna dál od konektoru na pravou část desky, jelikož nebyla proudově náročná a k blokům vstupní části bylo potřeba vést kromě napájení jen několik spojů. Filtrovací kondenzátory C10.x, C14.x, C17.x a C20.x bylo potřeba umístit co nejbližše k pouzdrům OZ s ohledem na budoucí spoje napájení, aby napájení pro OZ bylo vedeno nejprve přes filtrační kondenzátory. Většina SMD součástek byla umístěna na spodek desky pro optimalizaci využití místa a tím docílení kompaktnějších rozměrů.

Po rozmístění součástek následovalo kreslení spojů DPS. Nejprve byla nastavena pravidla pro izolační mezeru 15 mil, což ulehčí zásahy do vyrobené desky v případě návrhové chyby a zmírní nároky na výrobu. Z podobných důvodů byla pro minimální šířku

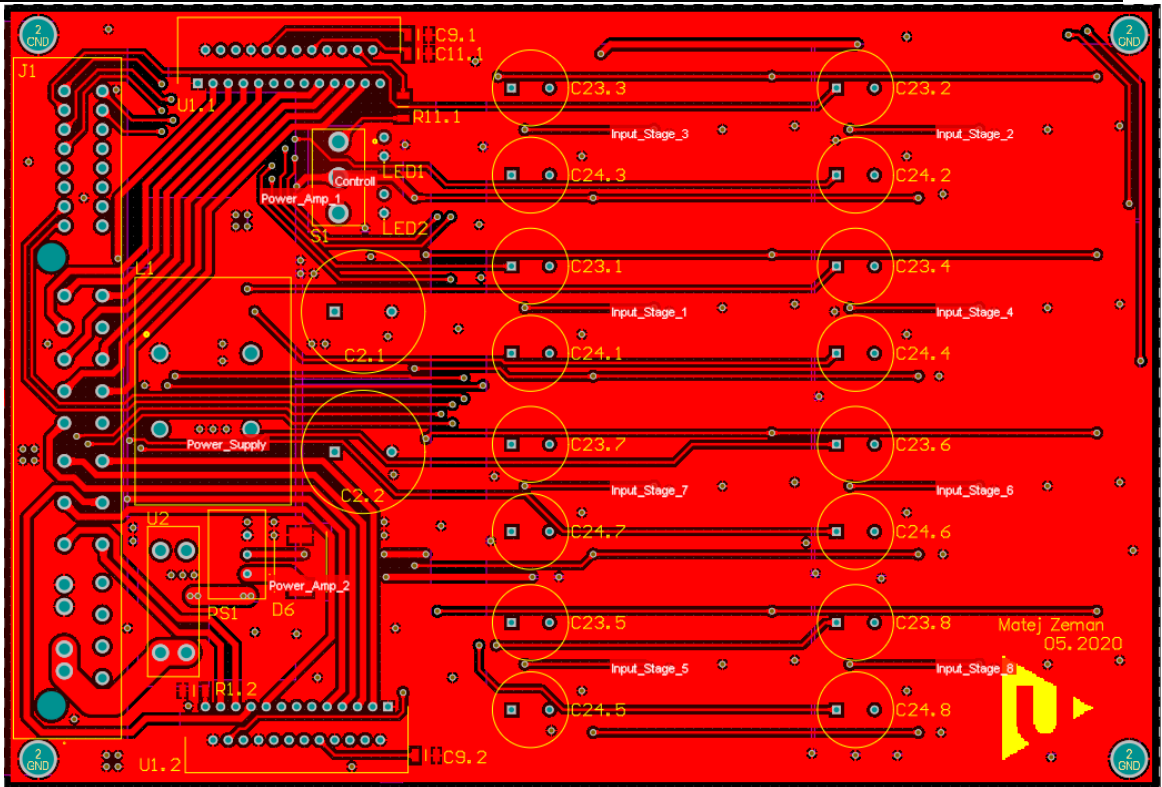


signálových cest zvolena hodnota 20 mil. Minimální šířka napájecích cest byla zvolena 140 mil podle maximálního proudového odběru koncových stupňů. Přívod napájecího napětí do zdroje pak byl veden dvakrát pro proudovou zatížitelnost až 28 A.

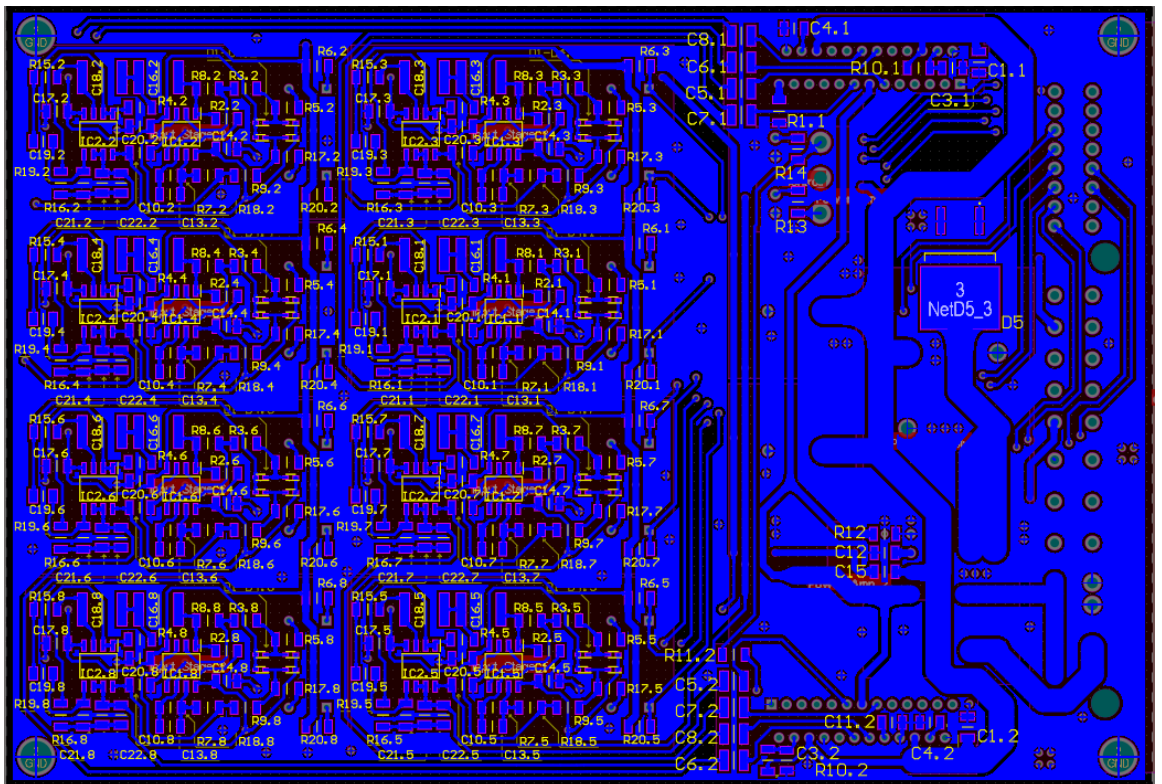
Pro realizaci DPS byla zvolena dvouvrstvá deska. Spodní vrstva byla použita k propojení vnitřního zapojení dílčích bloků, dále na spodní vrstvě byly upřednostňovány horizontální spoje. U horní vrstvy byly upřednostňovány vertikální spoje a po spojení se spodní vrstvou vznikl mřížkový rozvod spojů, což přispělo k optimalizaci rozmístění spojů a zmenšení výsledné DPS. Kolem DPS byla vytvořena prázdná pracovní oblast o šířce 40 mil bez mědi pro snazší proces výroby. Výsledné propojení DPS vidíme na *Obr. 43* a *Obr. 44*.



*Obr. 42* Hierarchické schéma zesilovače



Obr. 43 Pohled na DPS shora



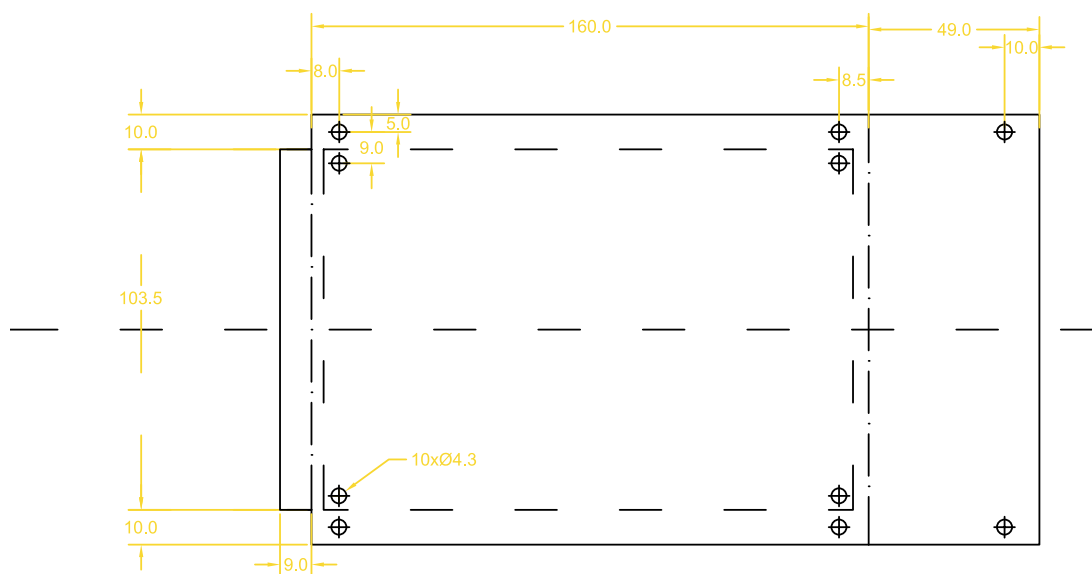
Obr. 44 Pohled na DPS zdola

## 2.8 Mechanika

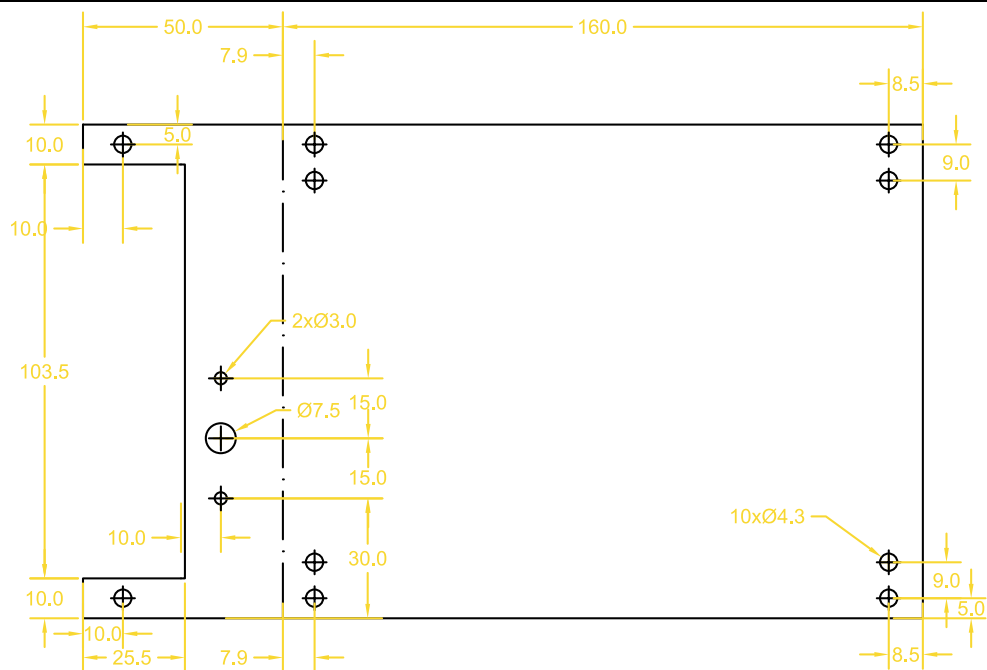
Mechaniku byla zvolena z plechu pro jednoduchost výroby a zlepšení odvodu tepla. Spodní základna byla realizována plechem, jehož půdorys vidíme na *Obr. 45*. DPS byla na půdorysu ohraničena čárkovaně a byla k základně připevněna uprostřed pomocí 4-distančních sloupků, čímž bylo zajištěno potřebné místo pro SMD součástky. Čerchované čáry byly použity pro značení místa ohybu do pravého úhlu. Ohnutím pravé části spodní základny byla vytvořena zadní strana krabičky a ohnutím levé části bylo zakryto místo pod konektorem vytvořené použitím distančních sloupků.

Vybrané chladiče SK 85/50 SA byly v mechanice použity jako boční stěny krabičky. Upevněny byly ke spodní základně krabičky čtyřmi M3 šrouby zespoda a dvěma šrouby na zadní straně.

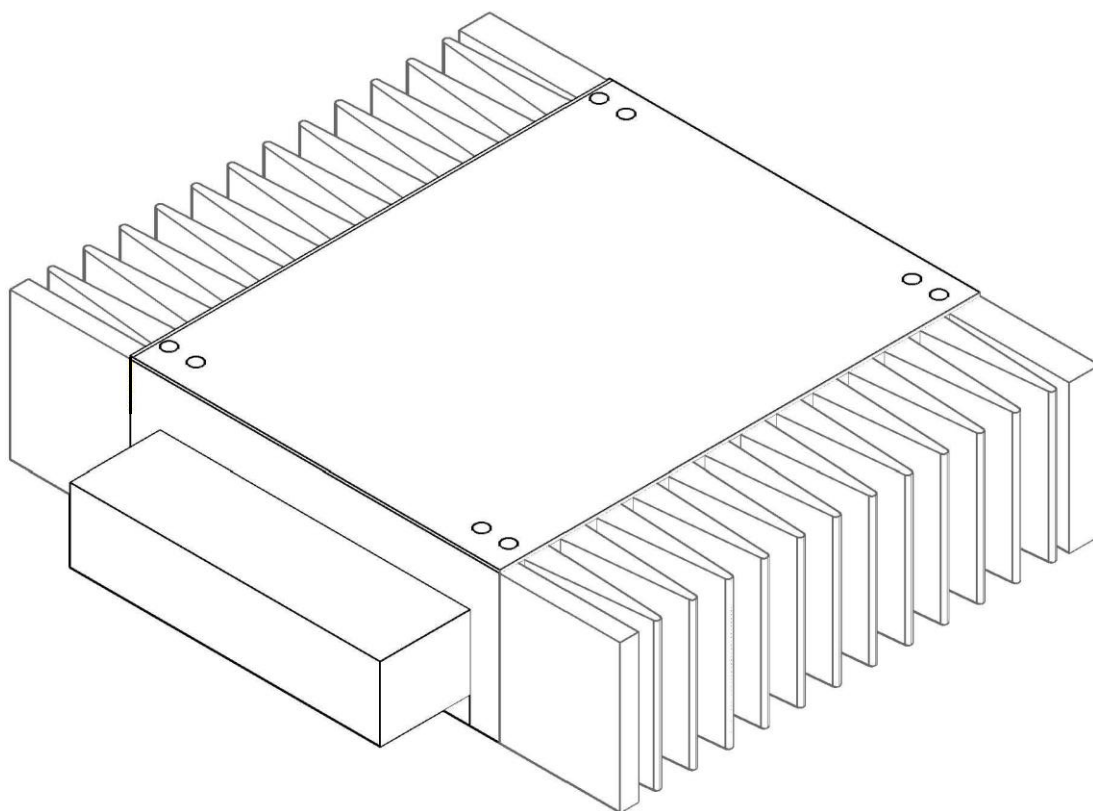
Půdorys vrchního krytu vidíme na *Obr. 46*. Ohybem levé části vrchního krytu byla vytvořena přední strana krabičky, na které se nachází přepínač a LED diody z ovládací části. Na připevněnou DPS byly umístěny další 4 distanční sloupky a upevněním vrchního krytu k chladičům čtyřmi M3 šrouby shora, dvěma šrouby na přední straně a čtyřmi šrouby k distančním sloupkům z DPS, byla vytvořena výsledná konstrukce, kterou vidíme na *Obr. 47*.



*Obr. 45* Půdorys plechové konstrukce – spodní základna



Obr. 46 Půdorys plechové konstrukce – vrchní kryt



Obr. 47 3D model výsledné konstrukce

## Závěr

Cílem této práce bylo navrhnout a sestavit 8-kanálový výkonový zesilovač v pracovní třídě AB se symetrickými vstupy, který je možné použít v automobilu za účelem měření. V teoretické části byly prostudovány nejběžnější třídy výkonových zesilovačů, jejich parametry a základní typy filtrů. V praktické části pak byl proveden návrh vstupní a výkonové části.

Praktická část je zahájena výběrem integrovaného koncového zesilovače. Vybrán byl 4-kanálový integrovaný zesilovač TDA 7560 ve třídě A-B pro své nejvyrovnanější harmonické zkreslení v závislosti na kmitočtu při udržení velmi nízkých hodnot harmonického zkreslení napříč zesilovaným spektrem. Od vybraného integrovaného zesilovače se odvíjí výpočet maximálního odběru proudu potřebného pro dimenzování součástek a DPS.

Vstupní část tvoří omezovač pro ochranu zapojení proti připojení vysokého napětí na vstup, za ním následuje diferenciální zesilovač, který přizpůsobuje vstupní signál 0 dBV na úroveň vypočteného minimálního vstupního napětí pro plné vybuzení koncového stupně zesilovače a převádí symetrický signál na nesymetrický, který je dále filtrován hornofrekvenční a dolnofrekvenční propustí druhého řádu na slyšitelné spektrum. Celá vstupní část byla nasimulována v programu LTspice, čímž byla ověřena funkčnost a správnost výpočtů.

Následuje návrh napájení, které se skládá z ochrany proti přepólování zdroje v podobě schottkyho diody a pojistky, ochrany proti přepětí transilem, filtrování vysokofrekvenčního rušení tlumivkou a spínaného DC/DC zdroje pro symetrické napájení operačních zesilovačů.

Závěr praktické části se zabývá návrhem DPS s ohledem na optimalizaci velikosti výsledné DPS, životnosti použitých součástek a zmírnění nároků na výrobu. Pro navrženou DPS byla navržena mechanika s ohledem na jednoduchost výroby.

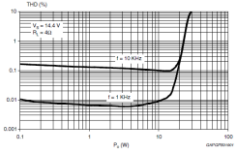
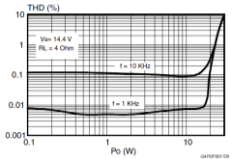
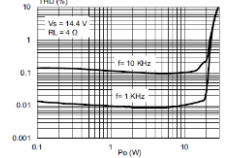
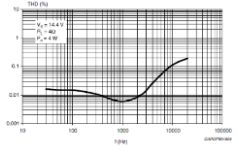
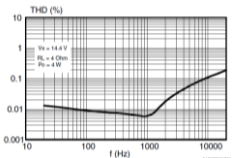
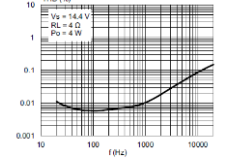
Celé zařízení bylo navrženo, funkčnost ověřena simulacemi a bude postaveno a změřeno k obhajobě práce.

## Seznam literatury a informačních zdrojů

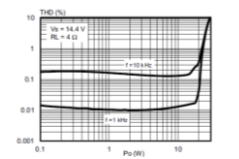
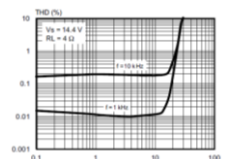
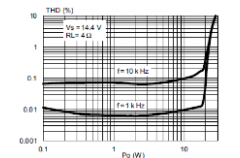
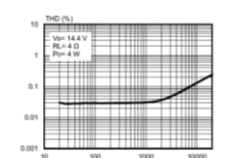
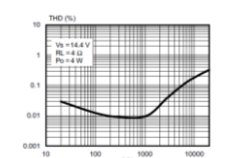
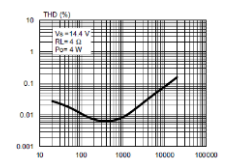
- [1] SELF, Douglas. Audio power amplifier design handbook. UK: Focal Press, 2013. ISBN 978-0-240-52177-0.
- [2] SELF, Douglas. Small signal audio design. Oxford: Focal Press, 2009. ISBN 978-0-240-52162-6.
- [3] PINKER, Jiří a Václav KOUCKÝ. Analogové elektronické systémy. 4. vyd. Plzeň: Západočeská univerzita, 2010. ISBN 978-80-7043-917-3.
- [4] WIRSUM, Siegfried. Abeceda nf techniky. Praha: BEN - technická literatura, 1998. ISBN 9780415709743.
- [5] TDA7560. In: ST [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2013 [cit. 2020-06-03]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tda7560.pdf>
- [6] Konstrukce vícekanálového zesilovače pro mobilní použití [online]. Plzeň, 2018 [cit. 2020-06-05]. Dostupné z: [https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/32360/1/BP\\_Konstrukce%20vicekanaloveho%20zesilovace%20pro%20mobilni%20pouziti\\_Patrik%20Kucera.pdf](https://dspace5.zcu.cz/bitstream/11025/32360/1/BP_Konstrukce%20vicekanaloveho%20zesilovace%20pro%20mobilni%20pouziti_Patrik%20Kucera.pdf). Bakalářská práce. ZČU.
- [7] Nízkofrekvenční zesilovače [online]. ELUC [cit. 2020-06-06]. Dostupné z: <https://eluc.kr-olomoucky.cz/verejne/lekce/666>
- [8] TSRN 1 Series [online]. Švýcarsko: Traco Electronic, 2020 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.tracopower.com/products/tsrn1.pdf>
- [9] MBRB20100CTT4G [online]. USA: ON Semiconductor, 2015 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.onsemi.com/pub/Collateral/MBR20H100CT-D.PDF>
- [10] Stpa001 [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2014 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpa001.pdf>
- [11] STPA002 [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2013 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpa002.pdf>
- [12] STPA003 [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2020 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpa003.pdf>
- [13] STPA008 [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2015 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/stpa008.pdf>
- [14] TDA7850A [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2013 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/TDA7850A.pdf>

- 
- [15] TDA7851a [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2016 [cit. 2020-06-08].  
Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tda7851a.pdf>
- [16] TDA7851f [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2016 [cit. 2020-06-08].  
Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tda7851f.pdf>
- [17] TDA7851l [online]. Morocco: STMicroelectronics, 2016 [cit. 2020-06-08].  
Dostupné z: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/tda7851l.pdf>
- [18] An Analysis of THD in Class D Amplifiers [online].  
Singapore: Nanyang Technological University, 2006 [cit. 2020-06-12]. Dostupné z:  
[https://www.researchgate.net/publication/224693544\\_An\\_analysis\\_of\\_THD\\_in\\_Class\\_D\\_amplifiers](https://www.researchgate.net/publication/224693544_An_analysis_of_THD_in_Class_D_amplifiers)

## Přílohy

Název integrovaného zesilovače	TDA7850A	TDA7560	STPA008
Počet kanálů	4	4	4
Minimální impedance zátěže	[ $\Omega$ ]	2	2
Zesílení	[dB]	26	26
Zkreslení ( $P_o=4W$ )	Typ. [%]	0.006	0.006
	Max [%]	0.02	0.02
Provozní napětí	[V]	8-28	8-28
Výstupní výkon [W] ( $V_{cc}=14.4V$ $R_L=4\Omega$ )	30	30	28
Šum na výstupu	Typ. [ $\mu V$ ]	50	50
	Max. [ $\mu V$ ]	70	70
Rok uvedení na trh	2007	2001	2015
Poznámka		- Vybraný č.1	
Zkreslení v závislosti na výstupním výkonu ( $R_L=4\Omega$ )			
Zkreslení v závislosti na frekvenci ( $R_L=4\Omega$ )			

Příloha A Tabulka výběru koncového stupně zesilovače část 1 [5],[13],[14]

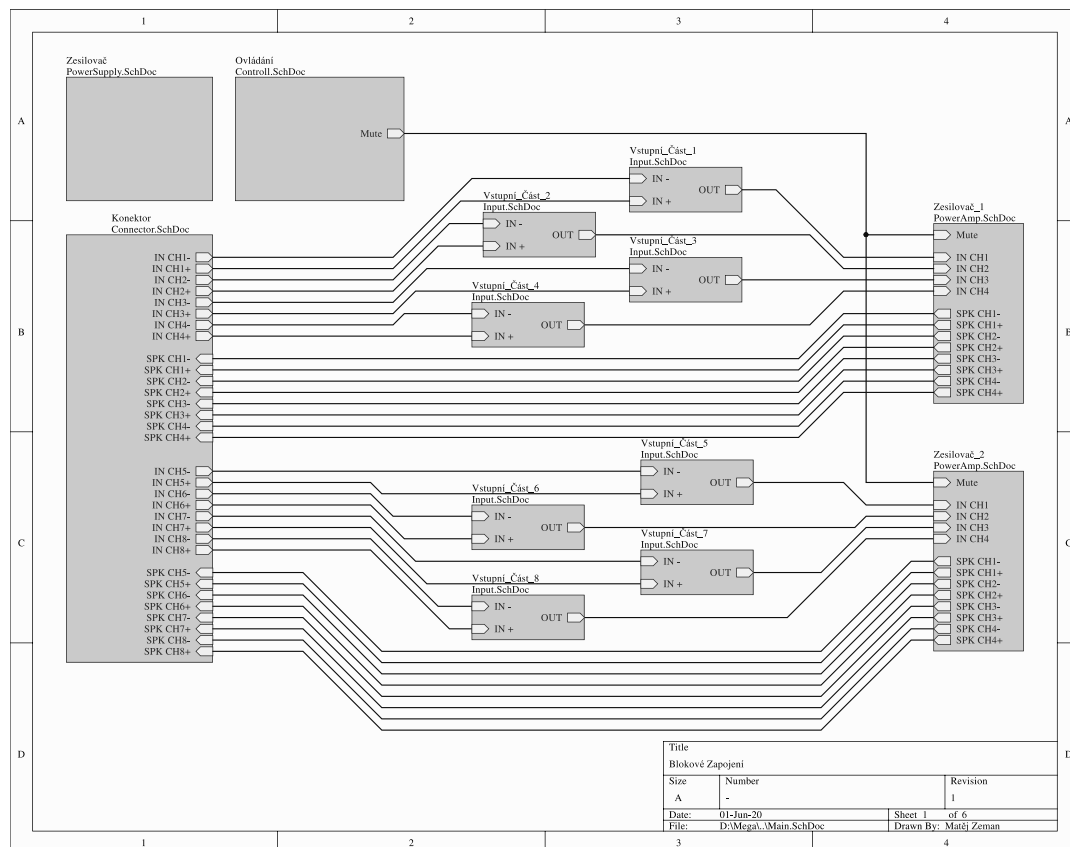
Název integrovaného zesilovače	STPA003	STPA002	STPA001
Počet kanálů	4	4	4
Minimální impedance zátěže	[ $\Omega$ ]	2	2
Zesílení	[dB]	26	26
Zkreslení ( $P_o=4W$ )	Typ. [%]	0.01	0.01
	Max [%]	0.02	0.04
Provozní napětí	[V]	6-28	6-28
Výstupní výkon [W] ( $V_{cc}=14.4V$ $R_L=4\Omega$ )	30	30	28
Šum na výstupu	Typ. [ $\mu V$ ]	50	50
	Max. [ $\mu V$ ]	70	100
Rok uvedení na trh	2014	2013	2012
Poznámka			
Zkreslení v závislosti na výstupním výkonu ( $R_L=4\Omega$ )			
Zkreslení v závislosti na frekvenci ( $R_L=4\Omega$ )			

Příloha B Tabulka výběru koncového stupně zesilovače část 2 [10],[11],[12]

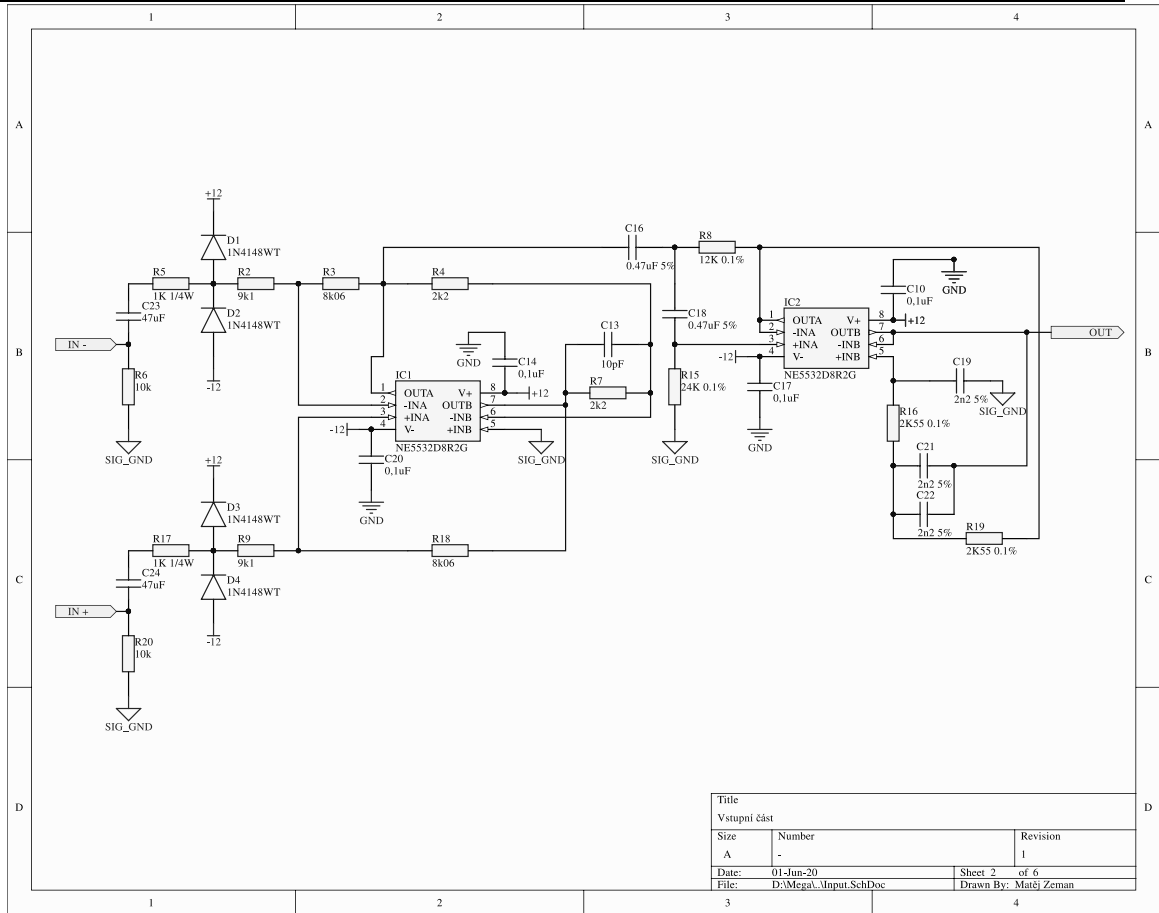


Název integrovaného zesilovače	TDA7851A	TDA7851F	TDA7851L
Počet kanálů	4	4	4
Minimální impedance zátěže [Ω]	2	2	2
Zesílení [dB]	26	26	26
Zkreslení (Po=4W)	Typ. [%]	0.01	0.01
	Max [%]	0.05	0.05
Provozní napětí [V]	8-28	8-28	8-28
Výstupní výkon [W] (Vcc=14.4V RL=4Ω)	28	28	28
Šum na výstupu	Typ. [uV]	50	50
	Max. [uV]	100	100
Rok uvedení na trh	2010	2010	2010
Poznámka	<p>Zkreslení v závislosti na výstupním výkonu (RL=4Ω)</p>		
	<p>Zkreslení v závislosti na frekvenci (RL=4Ω)</p>		

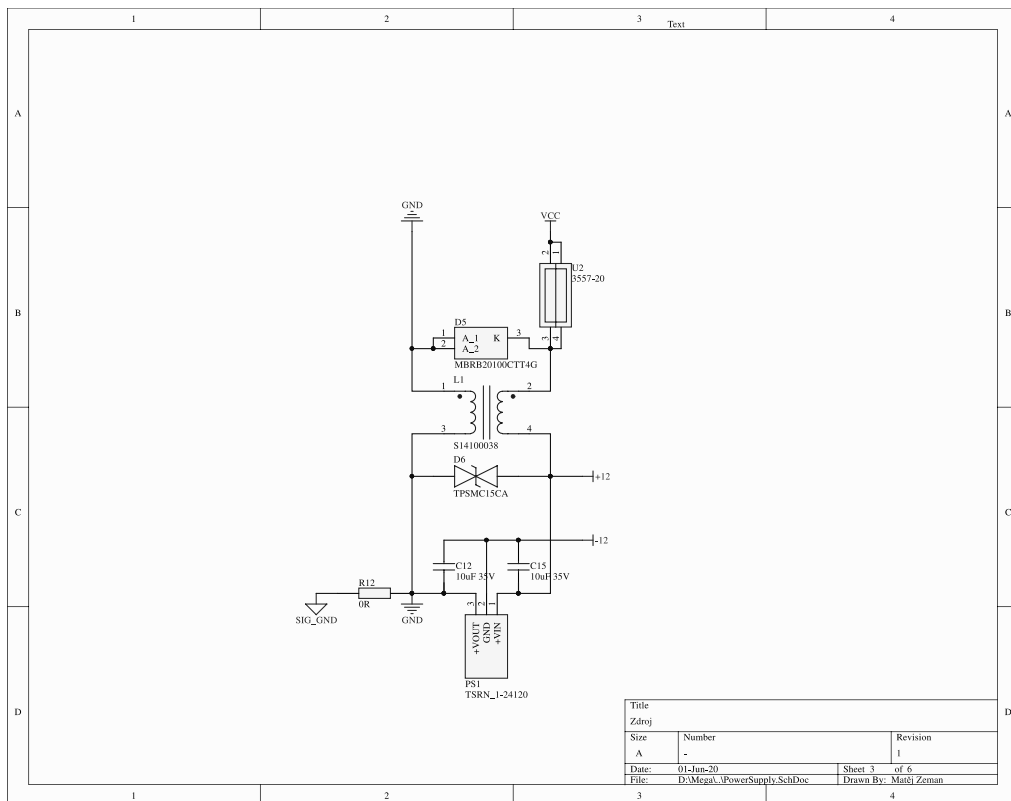
Příloha C Tabulka výběru koncového stupně zesilovače část 3 [15],[16],[17]



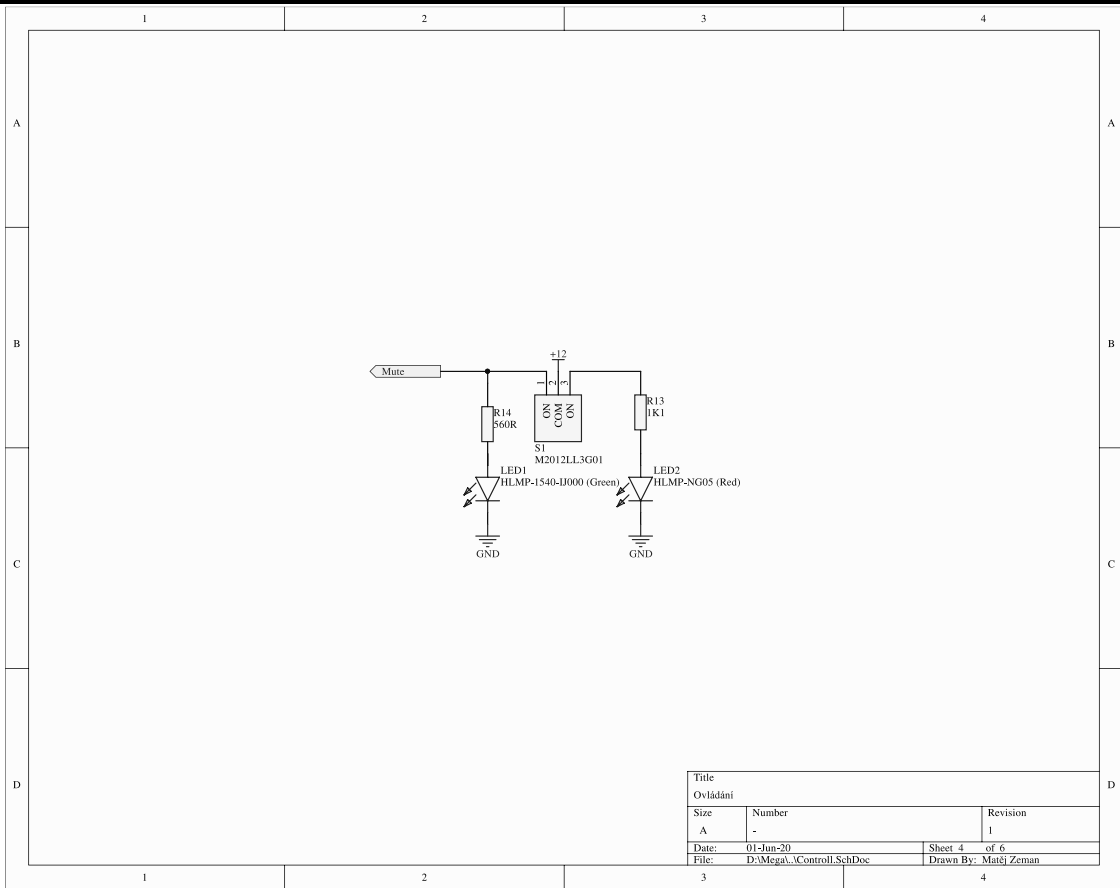
Příloha D Hierarchické schéma zesilovače



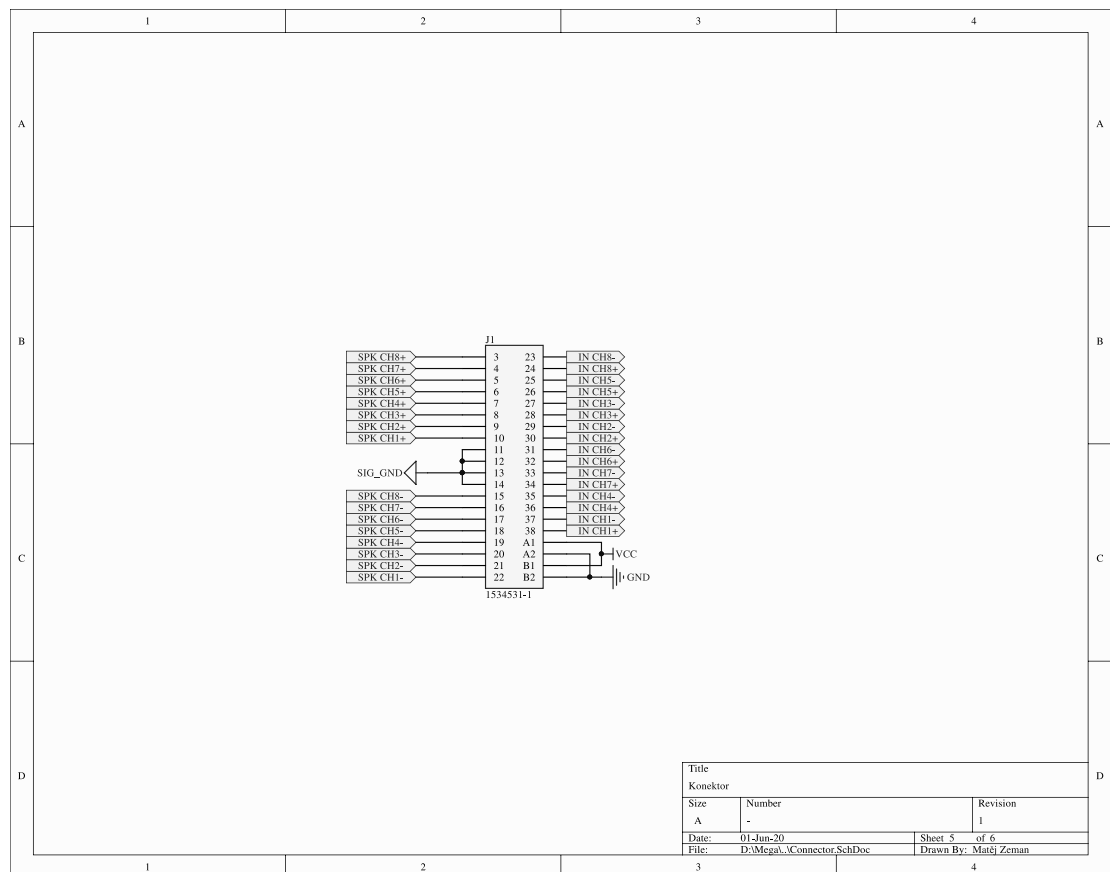
Příloha E Schéma vstupní části



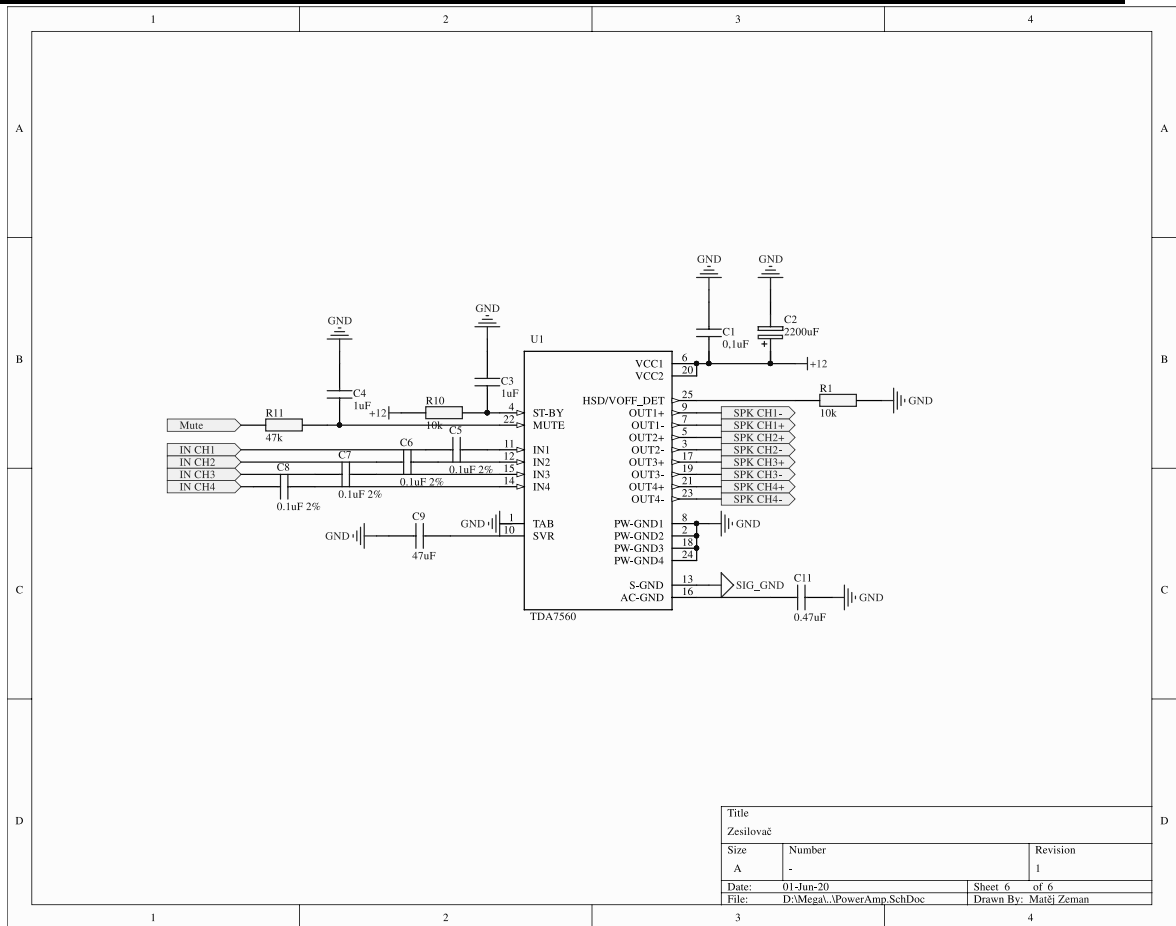
Příloha F Schéma napájení



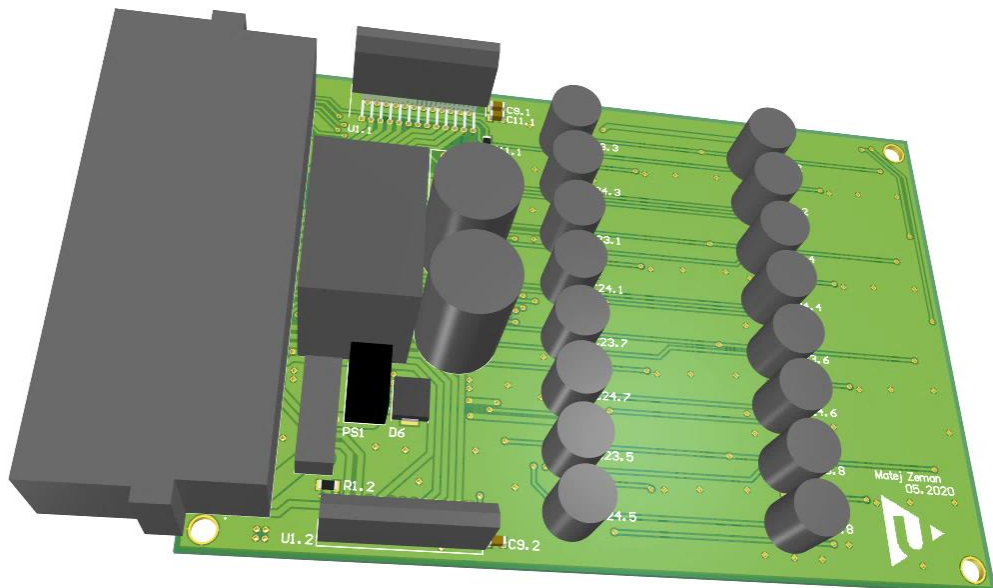
**Příloha G schéma ovládací části**



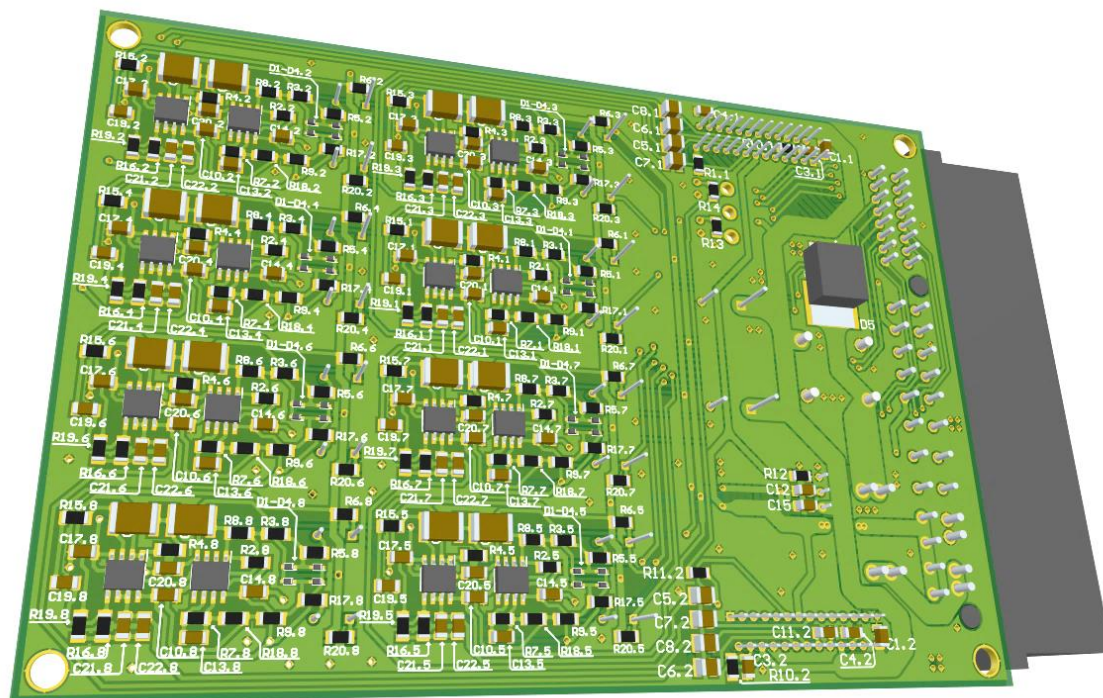
**Příloha H Schéma konektoru**



Příloha I Schéma zapojení koncového stupně



Příloha J 3D model DPS Pohled shora



Příloha K 3D model DPS Pohled zdola