



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PŘEDZESILOVAČ PRO MEMS MIKROFON

PRE-AMPLIFIER FOR MEMS MICROPHONE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Jindřich Ryšavý

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

BRNO 2016



Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Jindřich Ryšavý

ID: 125303

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/16

NÁZEV TÉMATU:

Předzesilovač pro MEMS mikrofon

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte a realizujte předzesilovač pro MEMS mikrofon s nízkým šumem a nízkým odběrem. Pokuste se dosáhnout dynamického rozsahu předzesilovače 80 dB. V případě potřeby navrhněte a realizujte korekce přenosu předzesilovače, aby předzesilovač s mikrofonem splňoval požadavky na kmitočtovou charakteristiku zařízení třídy I podle doporučení IEC 61672. Vyberte vhodný A/D převodník pro převod výstupního signálu předzesilovače na signál číslicový. Při výběru zvažujte hledisko nízkého šumu, dostatečného rozlišení a nízkého odběru. Poté modifikujte realizovaný předzesilovač pro MEMS mikrofon tak, aby bylo možné elektronicky nastavovat zesílení v několika krocích. Výstup předzesilovače přizpůsobte pro přímé připojení k vybranému A/D převodníku a také pro připojení více těchto předzesilovačů k tomuto převodníku přes sumační zesilovač s manuálně nastavitelným zesílením. Realizujte bateriové napájení a pokuste se také realizovat režim stand by.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SELF, D. Small Signal Audio Design. Focal Press 2010. ISBN 978-0-240-52177-0.

[2] SANG-SOO J. MEMS Microdevices: Microspeaker, Microphone, and Nanotechnology: For Hearing Aid Applications. VDM Verlag Dr. Müller 2010. 978-3-639-28162-0.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 19.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

Konzultant diplomové práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D., předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Práce pojednává o možnosti použití mikrofonů technologie MEMS v měřících systémech. Popisuje vlastnosti prvků MEMS a ukazuje realizace převodu analogového signálu v digitální při použití mikrofonu s analogovým výstupem. Zabývá se návrhem zesilovače s ohledem na nízký šum a spotřebu. Ukazuje možnosti použití antialiasingového filtru zároveň pro korekci kmitočtové charakteristiky mikrofonu.

KLÍČOVÁ SLOVA

MEMS mikrofón, nízkošumový zesilovač, elektronicky řízené zesílení, analogový filtr

ABSTRACT

Thesis discusses the possibility of using MEMS microphones in measuring systems. Describes the characteristics of MEMS components and shows possible realization of analog to digital signal convertor when a microphone with analog output is used. Design of the amplifier is made with respect to low noise and low power consumption. Also is shown the possibility of using antialiasing filter as microphone frequency response correction at the same time.

KEYWORDS

MEMS microphone, low noise amplifier, digital variable-gain amplifier, electronic filter

RYŠAVÝ, J. *Předzesilovač pro MEMS mikrofon*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2016. 26 s., 12 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Předzesilovač pro MEMS mikrofon jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

| | |
|--|-----------|
| Seznam obrázků | ix |
| Seznam tabulek | x |
| Úvod | 1 |
| 1 Teoretické podklady | 2 |
| 1.1 MEMS mikrofon..... | 2 |
| 1.1.1 Technologie MEMS..... | 2 |
| 1.1.2 Membrána MEMS | 2 |
| 1.1.3 Obvod realizující předání signálu | 3 |
| 1.2 Funkce předzesilovače v řetězci zpracování signálu | 3 |
| 1.3 Filtry pro použití před A/D převodníky | 4 |
| 1.3.1 Kaskádní realizace filtrů | 5 |
| 1.3.2 Realizace filtrů se spínanými kondenzátory | 7 |
| 1.3.3 Nekaskádní filtry..... | 8 |
| 2 Struktura předzesilovače | 10 |
| 2.1 Obvodové zapojení předzesilovače | 10 |
| 2.2 Návrh komponent na základě šumových požadavků..... | 12 |
| 2.3 Implementace filtrů..... | 13 |
| 2.3.1 Dolní propust | 13 |
| 3 Realizace | 15 |
| 3.1 Výběr mikrofonu a A/D převodníku..... | 15 |
| 3.2 Funkční prototyp zesilovače | 15 |
| 3.2.1 Stanovení součástek na základě šumových kritérií..... | 15 |
| 3.2.2 Stanovení komponent filtrů | 16 |
| 3.2.3 Ověření funkce prototypu | 16 |
| 3.3 Druhý funkční prototyp zesilovače..... | 18 |
| 3.3.1 Stanovení součástek na základě šumových kritérií..... | 18 |
| 3.3.2 Stanovení komponent filtrů | 20 |
| 3.3.3 Ověření funkce..... | 20 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 3.4 | Konečný návrh zesilovače | 22 |
| 3.4.1 | Stanovení hlavních součástí zesilovače | 22 |
| 3.4.2 | Další součástky zesilovače, napájení | 23 |
| 3.4.3 | Ověření funkce..... | 24 |
| 4 | Závěr | 26 |
| | Literatura | 27 |
| | Seznam symbolů, veličin a zkratk | 28 |
| A | Návrh filtru | 30 |
| A.1 | Tabulka parametrů besselových filtrů [8]..... | 30 |
| A.2 | Normovaný přenos mikrofonu INMP510..... | 30 |
| A.3 | Normovaný přenos mikrofonu INMP510 při použití besselova filtru 3.řádu s $f = 9750$ Hz..... | 31 |
| B | Realizovaný prototyp | 32 |
| B.1 | Přenos prototypu | 32 |
| B.2 | Výstupní úroveň prototypu při měření..... | 32 |
| B.3 | Fotografie prototypu | 33 |
| C | Druhý Realizovaný prototyp | 34 |
| C.1 | Přenos druhého prototypu | 34 |
| C.2 | Výstupní úroveň druhého prototypu při měření | 34 |
| C.3 | Fotografie druhého prototypu | 35 |
| D | Konečné řešení | 36 |
| D.1 | Přenos výsledného zesilovače..... | 36 |
| D.2 | Výstupní úroveň výsledného zesilovače při měření | 36 |
| D.3 | Zkreslení výsledného zesilovače dle vstupního napětí..... | 37 |
| D.4 | Fotografie výsledného zesilovače..... | 38 |
| D.5 | Fotografie ovládacího přípravku..... | 38 |
| E | Konečné řešení – dokumentace | 39 |
| E.1 | Schéma..... | 39 |
| E.2 | Motiv strany součástek | 40 |
| E.3 | Motiv strany spojů | 40 |
| E.4 | Osazovací plán..... | 40 |
| E.5 | Seznam součástek | 40 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|----------|--|----|
| Obr. 1.1 | Mikrofon Vesper VM101 | 3 |
| Obr. 1.2 | Obecná topologie Sallen-Key | 5 |
| Obr. 1.3 | Obecná topologie s násobnou zpětnou vazbou | 6 |
| Obr. 1.4 | Integrátor se spínaným kondenzátorem, převzato z [5] | 8 |
| Obr. 1.5 | Základní blok stejnosměrně přesného filtru, převzato z [5] | 9 |
| Obr. 2.1 | Elektronicky nastavitelný zesilovač s nízkou vstupní impedancí, převzato z [5] | 11 |
| Obr. 2.2 | Elektronicky nastavitelný zesilovač s vyšší vstupní impedancí, převzato z [5] | 11 |
| Obr. 2.3 | Porovnání přenosů filtrů za dělicím kmitočtem, převzato z [8] | 14 |
| Obr. 3.1 | Zapojení realizované na prototypu | 17 |
| Obr. 3.2 | Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení prototypu | 17 |
| Obr. 3.3 | Schéma druhého prototypu | 21 |
| Obr. 3.4 | Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení druhého prototypu | 21 |
| Obr. 3.5 | Blokové schéma konečné realizace zesilovače | 22 |
| Obr. 3.6 | Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení konečné verze zesilovače | 25 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|----------|--|----|
| Tab. 1.1 | Konfigurace komponent topologie Sallen-Key | 6 |
| Tab. 1.2 | Konfigurace komponent topologie násobné zpětné vazby | 7 |
| Tab. 2.1 | Vliv rozdílu dílčích šumů na výsledný šum..... | 13 |
| Tab. 3.1 | Rozložení zesílení na druhém prototypu zesilovače..... | 20 |
| Tab. 3.2 | Rozložení zesílení na konečné variantě zesilovače | 22 |

ÚVOD

V moderních měřicích systémech se ve velké míře uplatňuje miniaturizace komponent, ještě do nedávné doby však bylo možné miniaturizovat pouze elektrické obvody. V posledních několika letech zejména s rozvojem chytrých mobilních telefonů došlo k miniaturizaci i na poli elektromechanických součástek. Vznikly komponenty MEMS.

Cílem práce je prozkoumat možnosti použití mikrofonů MEMS v technice senzorových sítí. Miniaturizované mikrofony zde nabízí výhodu stabilnější směrové charakteristiky s rostoucí frekvencí. Celá aplikace je zaměřena na maximální dynamický rozsah měření při použití bateriového napájení. Mikrofon i zesilovač sdílí napájení s přidruženým mikroprocesorem, ten je přitom potřeba oprostít od náročných operací s čísly velké bitové hloubky. Zapojení je tak konstruováno s digitálním šestnáctibitovým výstupem vhodným pro třicetidvoubitové procesory, předpokládaný dynamický rozsah mikrofonu však převyšuje nominální rozsah šestnáctibitového A/D převodníku, zapojení proto obsahuje zesilovač s volitelným ziskem. Mikrofony MEMS díky své konstrukci vykazují zvýšenou citlivost na horním konci akustického pásma, kterou lze korigovat dolnoproputným filtrem beztak přítomným pro zabránění aliasingu při analogově-digitálním převodu.

Práce je členěna na tři hlavní části, jsou jimi seznámení s problematikou, typické obvodové struktury a samotná realizace. První část představuje technologii MEMS, její výhody i omezení, dále pak ukazuje nutné zpracování signálu pro mikrofony s analogovým výstupem. Druhá část ukazuje jakým způsobem lze zpracování signálu řešit. Součástí kapitoly realizace je pak i měření ukazující dosažené výsledky.

1 TEORETICKÉ PODKLADY

1.1 MEMS mikrofon

1.1.1 Technologie MEMS

MEMS, v plném znění Micro Electro-Mechanical Systems, jsou součástky vyrobené technologiemi miniaturizace a integrace, jejichž funkčnost je podmíněna alespoň teoretickou pohyblivostí některých vnitřních elementů [1]. Hlavními směry vývoje a výroby těchto součástek jsou mikroaktuátory, převodníky působení elektrických sil na mechanické a mikrosenzory provádějící převod opačný.

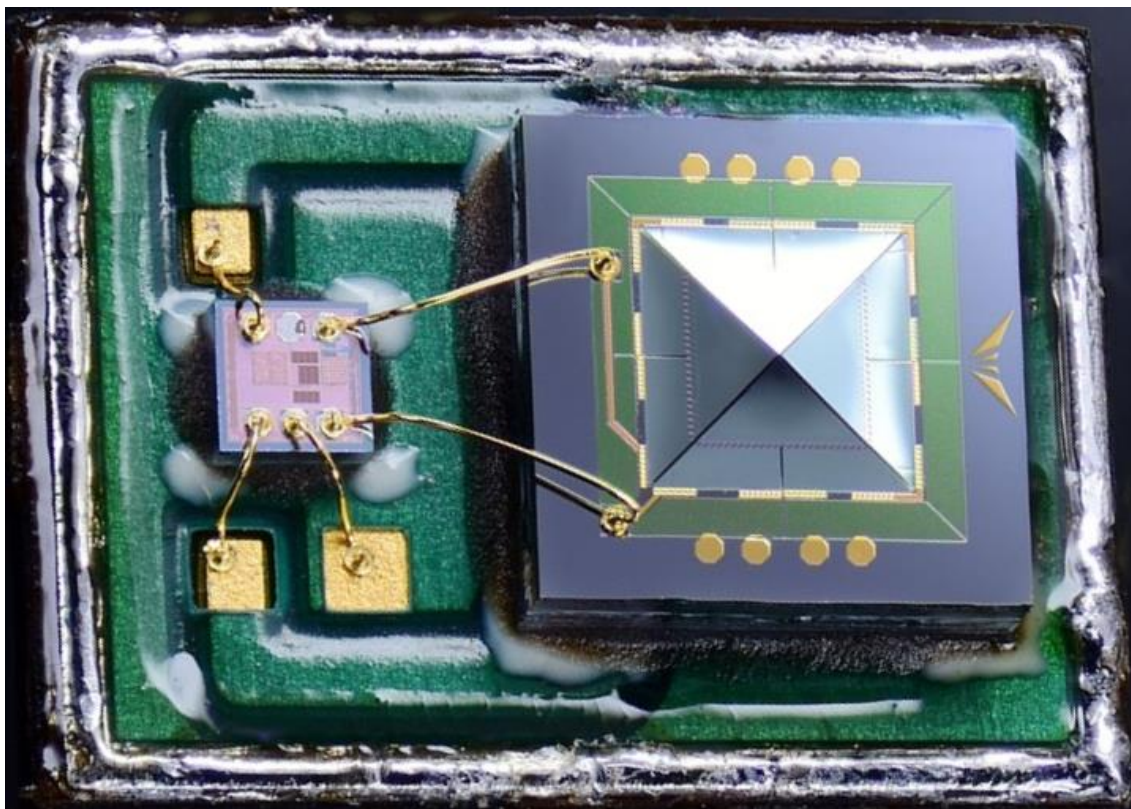
Struktury MEMS jsou v mnoha ohledech výhodnější než jejich makroskopicky vyráběné protějšky. Už z hrubého popisu technologie je zřejmá značná miniaturizace a nízká cena při velkém počtu vyrobených kusů, příkladem mohou být akcelerometry osazované do mobilních telefonů. Avšak, jak je psáno v [1], senzory MEMS nejenže nikterak nezaostávají v dosažitelných parametrech proti běžným prvkům, dokážou je i překonat. Díky použité technologii lze plánovat a optimalizovat výrobní tolerance, z podstaty miniaturizace vyplývá menší setrvačnost mechanických částí znamenající rychlejší odezvu na budící veličinu. Konkrétně pro mikrofony představuje miniaturizace membrány omezení změn směrové charakteristiky s rostoucím kmitočtem.

1.1.2 Membrána MEMS

V době vzniku této práce je konstrukce MEMS mikrofonů převážně odvozena od kondenzátorových mikrofonů běžné konstrukce, například NJD3002-8 [2], jejichž charakteristickým znakem je kruhová aktivní oblast s typickou kapacitou mezi elektrodami 1 pF.

Novým konceptem je vytvoření elementu na bázi piezoelektrického jevu, průkopníkem je firma Vesper s modelem VM101 [3], obr. 1.1 vpravo.

V obou případech, ať se jedná o kondenzátor s modulovanou kapacitou či napěťový zdroj s vnitřní impedancí, obě realizace jsou vysokoimpedančními zdroji a jimi generovaný signál je možné velmi snadno utlumit připojením vnější kapacity například ve formě přívodního spoje k předzesilovači. Signál je nutné okamžitě vést do impedančního konvertoru, proto komerčně dostupný MEMS mikrophon vždy již v pouzdře obsahuje integrovaný obvod realizující propojení s okolím patrný na obr. 1.1 vlevo.



Obr. 1.1 Mikrofon Vesper VM101

1.1.3 Obvod realizující předání signálu

Dle této části komerčně dostupného mikrofonu se tyto dělí na analogové a digitální, příkladem analogového čipu je NJU72084 [4]. Jak patrně z katalogového listu, zmíněný čip obsahuje zesilovač s pevným ziskem a zvyšující měnič napětí nutný pro polarizaci elektrod kondenzátorového mikrofonu. Společně s vlastním mikrofonem pak tvoří celek definující parametry konverze signálu mezi akustickou a elektrickou reprezentací.

Digitální mikrofon, například MP34DT04, obsahuje čip se shodnými komponenty, též s převodníkem na digitální signál reprezentovaný pomocí pulsně-hustotní modulace. Řešení je zejména výhodné pro systémy s extrémními nároky na zabraný prostor nebo spotřebu, v současné době jsou tyto mikrofony lépe dostupné, než jejich protějšky s analogovým výstupem. Z principu funkce pulsně-hustotní modulace PDM je výstupem ekvivalent převzorkovaného signálu před decimací, to může být komplikací při zpracování za použití méně výkonných mikroprocesorů.

1.2 Funkce předzesilovače v řetězci zpracování signálu

Jak je uvedeno v [5], analogový signál je spojitý v čase i hodnotě, digitální reprezentace je naopak diskrétní v čase i hodnotě. Přejít mezi analogovým a digitálním signálem proto znamená ztrátu části nesené informace.

Diskretizace v čase, tedy vzorkování, způsobuje periodizaci frekvenčního spektra se středem v i nultém násobku vzorkovací frekvence, vybírá z plného spektra pásmo

širě f_{vz} a následně zrcadlí samo na sebe. Z popsaného principu je nutné pro korektní převod nutně přiváděný signál frekvenčně omezit pásmovým filtrem šířky $f_{vz}/2$ s přechodem do nepropustného pásma v násobku vzorkovací frekvence, vedoucím v případě signálu v základním pásmu na dolní propust. Případně je možno použít i dvojnásobnou šířku pokud již je vstupní signál ozrcadlen, příkladem takových signálů jsou zejména přenosy v přeneseném pásmu modulované reálným signálem.

Diskretizace v hodnotě, kvantování, vnáší do výsledku převodu chybu maximálně:

$$U_{\text{chybmax}} = \frac{U_{\text{ref}}}{2^n}, \quad (1.1)$$

kde U_{ref} je referenční napětí převodníku, n je efektivní počet bitů, tj. počet neznaménkových bitů, na které je signál s danou amplitudou kódován zmenšený o počet bitů vyjadřující šum bez přivedeného signálu. Je patrné, že převáděním signálu, jehož špičková hodnota nedosahuje velikosti referenčního napětí, vznikne digitální obraz nevyužívající ke svému popisu všechny dostupné stavy, kvantovací chyba se tak projeví relativně více. Pokud je cílem udržet tuto chybu pod stanovenou relativní hodnotou, dodržet předepsaný odstup signálu od šumu, musí být signál vyjádřen odpovídajícím počtem digitálních stavů. Při předpokladu že převodník minimálně tento počet stavů má k dispozici, je třeba upravit velikost signálu právě tak, aby jeho špičková hodnota dosahovala referenční úrovně. Druhou alternativou je navýšení počtu bitů s ohledem na nejmenší předpokládaný signál, toto však není řešením problému jako spíše přesunutím do digitální oblasti.

Z výše psaného plyne, že předzesilovač plní funkci omezení přenášené šířky pásma, pokud předpokládaný signál může být spektrálně bohatší, a zároveň přizpůsobení velikosti signálu referenční úrovni. Velikost vstupního signálu nebývá předem známa, přizpůsobení proto musí být zpětnovazebně kontrolováno z navazujícího digitálního systému, je třeba realizovat tzv. elektronické řízení zisku.

1.3 Filtry pro použití před A/D převodníky

Primární funkcí filtrů před analogově-digitálním převodníkem je zamezit prolnutí spektra původního signálu s jeho periodizovanými a zrcadlenými replikami. V případě potřeby může zároveň částečně kompenzovat kmitočtovou charakteristiku zdroje signálu.

Pokud samotný zdroj signálu nebo následující analogové zpracování nejsou schopny takové spektrum vytvořit, realizace filtru může být velmi jednoduchá, i jen prvního řádu. Takový filtr pak slouží především k zamezení vstupu parazitních signálů dostávajících se do analogové části systému skrze kapacitní či indukční vazby s okolními obvody. V opačném případě vzniká požadavek na značný útlum již v hranici mezi původním signálem a jeho budoucí replikou. Filtr i pak může být nižšího řádu za cenu útlumu i užitečného signálu nebo nelineární fázové charakteristiky, případně vyšších řádů.

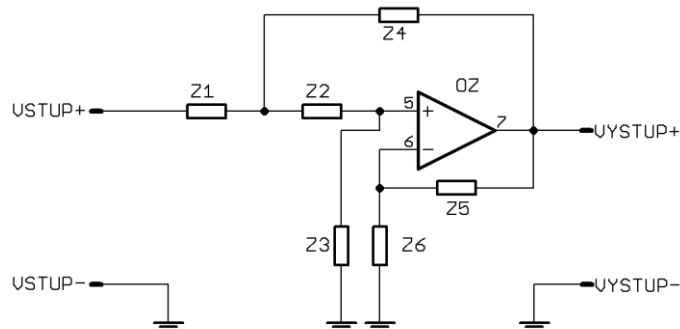
1.3.1 Kaskádní realizace filtrů

Kaskádní filtry lze realizovat jako čistě pasivní LC, RC, RL nebo RLC články. Filtry obsahující pouze jeden setrvačný prvek umožňují realizovat pouze reálné póly přenosové funkce, tj. filtr s maximální jakostí 0,5 [6]. Takový filtr se proto hodí pouze jako doplněk do lichého řádu pro jiné obvodové realizace. Cívky filtrů pro kmitočty uvažované v této práci vycházejí s velkými nominálními hodnotami, to stěžuje miniaturizaci zařízení nebo zvětšuje parazitní jevy cívky. Neméně závažným problémem je induktivní vazba s okolím, jejíž prostřednictvím do systému může pronikat rušivý signál zejména o kmitočtu distribuční soustavy. Při kaskádním zapojení se třemi a více dále neslučitelnými akumulacími prvky lze tyto dělit na dílčí filtry prvního a druhého řádu, pak je možno tvrdit, že následující sekce vždy tvoří další zátěž sekcí předchozích, se stoupajícím řádem tak stoupají požadavky na přesnost použitých prvků [6].

Celkovým důsledkem je využití pasivních filtrů pouze ve výkonových aplikacích, a to výlučně jako LC. V signálových aplikacích je jejich použití jako filtr vyššího řádu téměř výlučně zapovězeno, například [5] jim věnuje méně prostoru, než tato práce. Tyto dvojbrany lze však s úspěchem použít jako vazební členy, tedy pouze v pásmu propustnosti.

Velmi časté je kaskádní řazení aktivních filtrů. Ve své nejjednodušší podstatě se může jednat o dílčí sekce pasivního filtru oddělené konvertorem impedance, tímto okamžitě dojde ke zmenšení citlivosti na úroveň filtru druhého řádu. Důležitější však je možnost změny topologie, systém tak dovolí realizovat komplexní póly s využitím pouze jednoho druhu setrvačných prvků.

Jedním z možných zapojení je topologie Sallen-Key na obr. 1.2.



Obr. 1.2 Obecná topologie Sallen-Key

Jeho rovnice přenosu je podle [7]

$$\hat{K} = K_0 \frac{1}{\frac{Z1Z2}{Z3Z4} + \frac{Z1}{Z3} + \frac{Z2}{Z3} + \frac{Z1(1-K_0)}{Z4} + 1}, \quad (1.2)$$

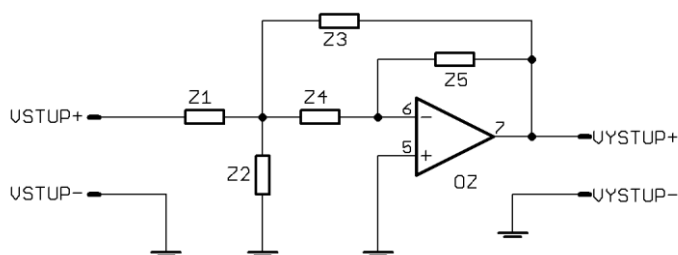
$$K_0 = 1 + \frac{Z5}{Z6}, \quad (1.3)$$

kde $Z1$ až $Z4$ jsou impedance součástek určující přenos filtru, K_0 je zesílení nastavené na operačním zesilovači zpravidla pomocí rezistorů $Z5$ a $Z6$. Pro realizovanou funkci se volí podle tab. 1.1 [6] odpovídající reálné součástky. Pásmová propust prvního řádu vyžaduje přidání další součástky, realizace tak postrádá výhod.

Tab. 1.1 Konfigurace komponent topologie Sallen-Key

| typ | $Z1$ | $Z2$ | $Z3$ | $Z4$ |
|-----|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| DP | $R1$ | $R2$ | $\frac{1}{sC1}$ | $\frac{1}{sC2}$ |
| HP | $\frac{1}{sC1}$ | $\frac{1}{sC2}$ | $R1$ | $R2$ |

Další používaná struktura je struktura s násobnou zpětnou vazbou, v anglické literatuře označovaná jako MFB (Multiple Feedback), obecně na obr. 1.3.



Obr. 1.3 Obecná topologie s násobnou zpětnou vazbou

Rovnice přenosu odvozena z [8] je

$$\hat{K} = K_0 \frac{1}{\frac{Z3Z4}{Z2Z5} + \frac{Z3}{Z5} + \frac{Z4}{Z5} + \frac{Z3Z4}{Z1Z5} + 1}, \quad (1.4)$$

$$K_0 = -\frac{Z3}{Z1}, \quad (1.5)$$

kde $Z1$ až $Z5$ jsou impedance použitých součástek. Ze schématu je patrné, že filtr invertuje polaritu signálu a zároveň jeho zesílení je nastaveno přímo prvky filtru. Konkrétní součástky lze najít v tab. 1.2 [3].

Tab. 1.2 Konfigurace komponent topologie násobné zpětné vazby

| typ | Z1 | Z2 | Z3 | Z4 | Z5 |
|-----|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| DP | R1 | $\frac{1}{sC2}$ | R2 | R3 | $\frac{1}{sC1}$ |
| HP | $\frac{1}{sC1}$ | R2 | $\frac{1}{sC2}$ | $\frac{1}{sC3}$ | R1 |
| PP | R1 | R2 | $\frac{1}{sC1}$ | $\frac{1}{sC2}$ | R3 |

Tento filtr nelze efektivně využít jako horní propust, jak z tabulky patrně, zesílení filtru je dáno kondenzátory, v propustném pásmu tedy klesá impedance zpětnovazební sítě a dochází tak k proudovému přetěžování výstupu předchozího stupně i aktivního prvku filtru samého.

Bez zajímavosti není, že zmíněnými topologiemi není možno přímo realizovat pásmovou zádrž. Známa dualita mezi dolní a horní propustí je dána přesunem obou nulových bodů funkce na nekonečnou nebo nulovou frekvenci, pásmová propust je realizována rovnoměrným rozdělením nulových bodů mezi tyto polohy. Lomové kmitočty těchto funkcí jsou určeny výhradně polohou pólů. Pásmová zádrž naopak nulové body soustřeďuje mezi lomové kmitočty. Záměnou pozic setrvačných a nesetrvačných prvků pásmové propusti tak vzniká opět pásmová propust, často s problematickou vstupní impedancí. Strukturu Sallen-Key lze modifikovat na zapojení s dvojitým T-článkem. Filtr realizovaný vícenásobnou zpětnou vazbou modifikovat nelze, využívá se pásmové propusti, jejíž výstup se odečítá od původního signálu [9]. Pro realizaci pásmových zádrží existují výhodnější zapojení, funkce však má využití pouze ve specifických případech, je zde proto diskutována jen okrajově.

Pro uvažované použití lze použít dolní propust nebo pásmovou propust, kterou lze v případě vyšších řádů realizovat jako kaskádu pásmových propustí, nebo kaskádu kombinující horní a dolní propusti. Zesílení uvažujeme pouze jednotkové, změny velikosti signálu je nutno provádět co nejbližší jeho zdroji.

1.3.2 Realizace filtrů se spínanými kondenzátory

Principem těchto filtrů je nahrazení rezistorů kondenzátory a spínací strukturou umožňující jejich opakované nabíjení a předávání akumulovaného náboje do zátěže. Vztaženo na střední proudy pak vzniká odpor o ekvivalentní hodnotě [5]

$$R_{\text{ekv}} = \frac{1}{C_s f_s}, \quad (1.6)$$

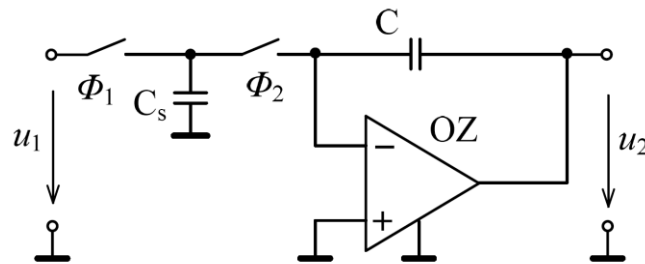
kde C_s je kapacita kondenzátoru a f_s frekvence přepínání, změnou taktování lze tedy měnit ekvivalentní odpor, a tím i parametry filtru kolem něj vytvořeného. Zjevnou nevýhodou je připnutí zdroje signálu přímo ke kondenzátoru, při kterém nastává přechodový jev ohrožující stabilitu předchozího stupně a při měkkém zdroji vstupního signálu neproporcionální změny ekvivalentního odporu. Tato abstrakce by byla

realizovatelná i s použitím cívky, hodnota indukčnosti by pak ve vzorci 1.6 figurovala v čitateli, vzhledem ke konstrukčním nevýhodám cívek se tak v praxi neděje.

Je-li takový obvod napájen zdrojem střídavého napětí, jehož střední hodnota je nulová, výsledný střední proud je proto rovněž nulový, velikost ekvivalentního odporu již nemá vliv na funkci obvodu. Proto je nutno zajistit aby vůči funkci struktury měl zdroj signálu stejnosměrný charakter, spínací frekvence je třeba proti frekvenci zdroje volit o několik řádů vyšší. Ze stejného důvodu tyto filtry rovněž nebudou sloužit k realizacím horních propustí.

Samotný ekvivalentní odpor však není k užítku, je třeba snímat jím tvořenou funkci. Snímání středního napětí je možné, velikost je však při srovnatelných parazitních odporech při nabíjení a vybíjení dána hodnotou vstupního napětí a střídou taktovacího signálu, nijak tedy nesouvisí s ekvivalentním odporem. Proto je třeba založit další operace na proudu, lze využít veškeré modifikace invertujícího zapojení s operačním zesilovačem, nebo proudové konvejory.

Operační zesilovač v invertující zapojení poskytuje přenosovou funkci ekvivalentní rovnici (1.5). Při použití spínaného kondenzátoru v pozici Z1 a rezistoru v pozici Z3 dle obr. 1.3 vzniká zesilovač s nastavitelným ziskem dle f_s , zde se jedná o první přiblížení možností, aplikační realizace plynule říditelného zisku jsou ve většině založeny na transkonduktančním zesilovači. Náhradou Z3 za další kondenzátor vzniká integrátor na obr. 1.4, dolní propust prvního řádu. Přenosová funkce je pak dána konstantami, f_s a poměrem kapacit, což je z hlediska integrace velmi výhodné, v rámci čipu se daří vytvářet struktury s relativní přesností pod 1 % ale s absolutní i 50 % [5].



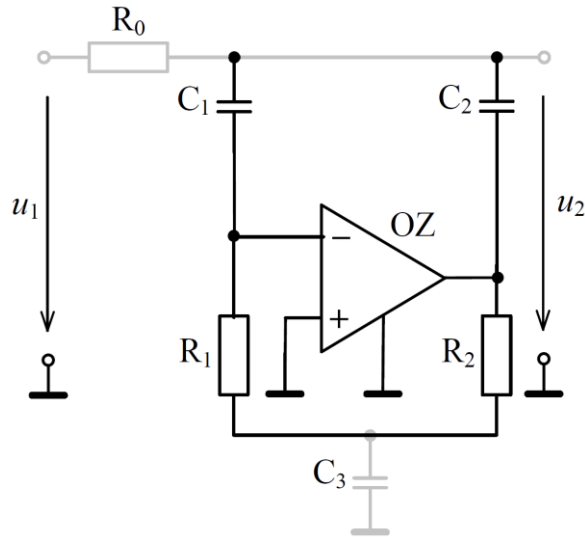
Obr. 1.4 Integrátor se spínaným kondenzátorem, převzato z [5]

Filtry se spínanými kondenzátory jsou přiměřeně realizovatelné pouze v čistě integrované podobě, vyrábět tímto způsobem filtr nízkého řádu však pozbývá smyslu, dostupné filtry jsou proto od šestého řádu výše, často s přepínatelnou aproximací. Použití je velmi výhodné pokud lze filtr i převodník taktovat jedním zdrojem.

1.3.3 Nekaskádní filtry

Při použití aktivních kaskádních filtrů typu dolní propusti dochází k přičítání stejnosměrné složky vznikající náhodně při výrobě aktivního prvku, nebo jako důsledek připojení odlišných impedancí na vstupy operačního zesilovače. Převodníky pracující na nízkých frekvencích dokážou naopak mít velmi jemné rozlišení, převodníky ve špičkových přístrojích mohou dosahovat přesnost ekvivalentní i více než dvaceti čtyř bitů. Filtr by tak mohl zanést i při pečlivém návrhu řádovou chybu, pokud je pro měření

stejnosemnná složka důležitým údajem je výhodné oddělit ji od filtru. Důsledkem oddělení je přenos stejnosměrné složky nezatiženého filtru se zesílením 1, i filtr je proto navržen vždy s jednotkovým přenosem v propustném pásmu. V zdroji [5] je popisován tento filtr pouze ve funkci dolní propusti, použití by obecně dávalo smysl i v případě pásmové zadržky. Základem realizace nekaskádního filtru je blok druhého řádu na obr. 1.5 [5].



Obr. 1.5 Základní blok stejnosměrně přesného filtru, převzato z [5]

Pro realizaci prvního řádu se filtr redukuje na pasivní $ROC3$ článek, pro realizace sudých řádů se struktura aktivního prvku a komponent $R1$, $R2$, $C1$, $C2$ řadí pod sebe, v posledním stupni je pochopitelně možné $R1$ a $R2$ sloučit, doplnění lichého řádu se provede připojením pouze kondenzátoru $C3$ s druhým vývodem na společném potenciálu. Rovnice přenosu pro filtr druhého a třetího řádu pak jsou [5]

$$\hat{K} = \frac{1}{j\omega^2(R1 + R2)C1C2R0 + j\omega(C1 + C2)R0 + 1}, \quad (1.7)$$

a

$$\hat{K} = \frac{1}{j\omega^3C3R1R2C1C2R0 + j\omega^2(R1 + R2)C1C2R0 + j\omega(C1 + C2)R0 + 1}, \quad (1.8)$$

za obecné impedance je již dosazeno, kapacitu tedy doplňuje komplexní operátor j a úhlová frekvence ω . Rozvoj funkce pro vyšší řády je dobře patrný.

Zatížením filtru na výstupu pro stejnosměrnou složku signálu vzniká napěťový dělič, změna funkce filtru je ekvivalentní změně impedance $R0$, dochází tedy k nezanedbatelné chybě. Pro minimalizaci je možno $R0$ zdvojnásobit a výstup zatížit touž impedancí, filtr má tak včetně zátěže přenos 0,5.

2 STRUKTURA PŘEDZESILOVAČE

2.1 Obvodové zapojení předzesilovače

Jak bylo uvedeno v jedné z předchozích kapitol, pro korektní zpracování signálu s velkým dynamickým rozsahem je třeba A/D převodník s velkou bitovou hloubkou, nebo předzesilovač s elektronicky volitelným zesílením.

Zesílení lze regulovat spojitě pomocí transkonduktančního zesilovače, jemuž je přiváděno řídicí napětí nebo proud. Typickým představitelem takového obvodu může být LM13700, přímo v katalogovém listu [10] je uvedeno použitelné zapojení. Hlavní nevýhodou je skutečnost, že se řídí přímo zisk zesilovače, což klade velké nároky na linearitu zesilovače. Zpětnovazební techniky nelze použít, neb změnu zesílení kompenzují. Linearita je závislá na rozdílu vstupních napětí, který je díky nepoužití záporné zpětné vazby velký, zesílovaný signál je třeba nejdříve utlumit. Takto řešené řízení zesílení lze použít, pokud útlumem nedojde ke snížení signálu pod úroveň šumu.

Jinou možností je řídit zisk po krocích, řešení je zpravidla implementováno přepínáním pevných komponent zpětné vazby. Přepínače založené na mechanickém působení mají zpravidla výhodu malé impedance sepnutého kanálu, běžné relé je však velké, pomalé a výkonově náročné na řízení. V blízké budoucnosti je možno očekávat komerční dostupnost přepínačů v technologii MEMS, proudová zatížitelnost jejich kontaktů nebude velká, avšak pro účely přepínání zisku pravděpodobně dostačující. V současnosti jsou preferovány přepínače tvořené tranzistory řízené polem, tzv. analogové multiplexery. Výhodami jsou rychlost přepínání a malé rozměry, nevýhodou je velký a proměnný odpor kanálu v sepnutém stavu, rovněž vznik dalších šumů a injekce proudu do ovládaného obvodu při přepínání.

Zdroj [5] se problematikou použití multiplexerů důkladně zabývá, uvádí několik zapojení pro „méně náročné účely“, kde je přepínač přímo součástí zpětné vazby. Zapojení jsou vhodná pro mechanické přepínače a nerespektují buď proměnný odpor sepnutého kanálu při řazení multiplexeru sériově odporům zpětné vazby, nebo vznik šumu při řazení přímo na vstup operačního zesilovače. Rovněž je ve zdroji [5] uvedeno korektní zapojení, multiplexer je řazen mezi zesilovač a výstup. Zpětnovazební struktura je tak připojena přímo k výstupu, zatímco přenos multiplexeru lze přiřadit k přenosu zesilovače, je tedy kompenzován zpětnou vazbou. Nyní má však každé nastavení svůj individuální výstup.

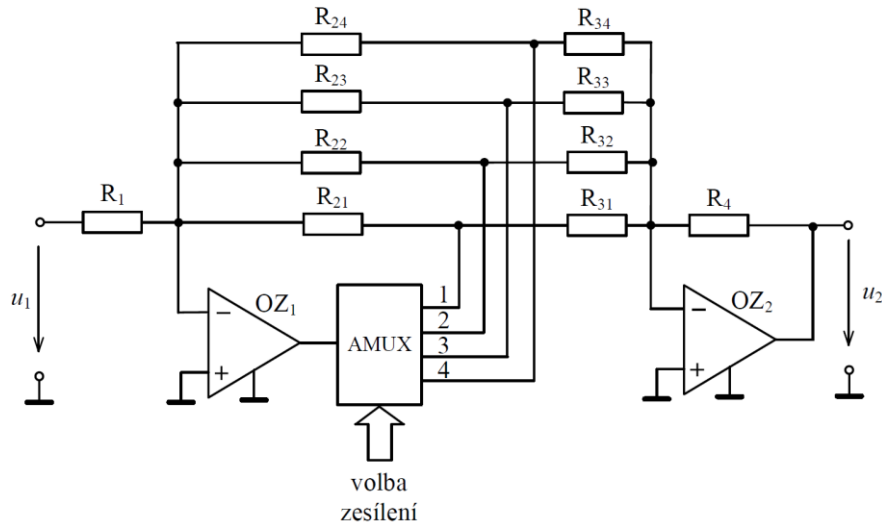
Individuální výstupy lze opětovně sečíst pomocí invertujícího zesilovače, vzniká tak zapojení s nízkou vstupní impedancí na obr. 2.1 s rovnicí jeho přenosu

$$K = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}, \quad (2.1)$$

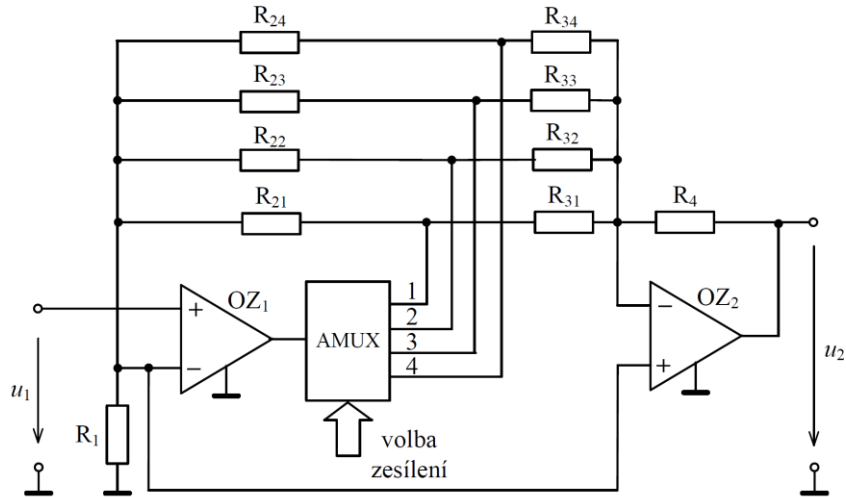
kde prvky R_1 a R_4 jsou přímo vyznačený v ilustraci, odpory R_2 a R_3 jsou dvojicí selektovanou pomocí multiplexeru. Alternativně je možno použít zapojení s vyšší vstupní impedancí na obr. 2.2 a rovnicí dle [5]

$$K = \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3}, \quad (2.2)$$

prvky R_1 až R_4 jsou opět komponenty zapojení. Neinvertující svorka druhého zesilovače přitom může být zapojena na libovolnou vstupní svorku zesilovače prvního.



Obr. 2.1 Elektronicky nastavitelný zesilovač s nízkou vstupní impedancí, převzato z [5]



Obr. 2.2 Elektronicky nastavitelný zesilovač s vyšší vstupní impedancí, převzato z [5]

Pomocí programu SNAP byla zjištěna rovnice přenosu vztahujícího se k obr. 2.2

$$K = 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}. \quad (2.3)$$

Rozpor zjištěných vzorců nebyl s autorem [5] konzultován, pro řešení této práce je použita rovnice (2.3).

2.2 Návrh komponent na základě šumových požadavků

Šumem je označována samovolná náhodná změna sledované veličiny při cestě systémem, jeho zdrojem v elektrické rovině jsou poruchy krystalové mřížky, průchod elektronu přes depleční vrstvu, nebo i skutečnost že dráha elektronu samého není dána pouze směrem toku proudu, ale i vlastními oscilacemi.

Šumové napětí odporů je dáno rovnicí [11]

$$e = \sqrt{4kTR} \times \sqrt{B}, \quad (2.4)$$

kde k je Boltzmannova konstanta ($\approx 1,38 \times 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$), T je termodynamická teplota, R hodnota odporu, tyto jsou celkem označovány jako hustota šumu, a B šířka pásma. Kondenzátory a cívky jsou zdrojem stejného druhu šumu, jako parazitní vlastnosti je však možno jejich rezistanci očekávat malou vůči odporům a jejich šumový příspěvek proto zanedbat.

V případě aktivních prvků je zdrojů šumu více, při přepočtení na vstupní svorky je však pozorovatelné zjednodušení na složku bílého šumu dle (2.4) a v nízkých kmitočtech výrazný $1/f$ šum. V katalogovém listě výrobce zpravidla uvádí hustotu šumu a graf frekvenčního rozdělení, ze kterého lze pomocí Bodeho přímků odvodit mezní frekvenci f_{enc} . Šumové napětí má pak tvar [11]

$$e = e_w \sqrt{B + f_{\text{enc}} \ln \frac{f_h}{f_l}}, \quad (2.5)$$

kde e_w je hustota šumového napětí, f_{enc} výše odvozená mezní frekvence, B šířka pásma, f_h a f_l hraniční kmitočty pro B . Pro získání výstupního šumu je pak třeba rovnici násobit zesílením neinvertujícího zesilovače. Pokud jsou vstupní tranzistory zesilovače bipolární, průtokem šumové složky proudů předpětí vzniká na okolních rezistorech další šumové napětí dle rovnice

$$e = i_w R \sqrt{B + f_{\text{inc}} \ln \frac{f_h}{f_l}}, \quad (2.6)$$

kde i_w je hustota šumového proudu, R celková impedance na vstupních svorkách, f_{inc} mezní frekvence šumového proudu (zpravidla nedohledatelná v katalogovém listu), B šířka pásma, f_h a f_l hraniční kmitočty pro B .

Jak dále plyne z [11], jednotlivé šumové zdroje lze na základě vzájemné nezávislosti výkonově sčítat, tj.

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_2^2}, \quad (2.7)$$

případně odvozovat maximální hodnoty na základě hodnoty koncové. Výpočtem rovnice v decibelové míře lze dojít k funkci vyjadřující vliv šumu zesilovače na příchozí signál, některé typické hodnoty jsou uvedeny v tab. 2.1.

Tab. 2.1 Vliv rozdílu dílčích šumů na výsledný šum

| Zhoršení poměru signál/šum vystupujícího signálu o | Rozdíl poměrů signál/šum zesilovače a vstupního signálu |
|---|--|
| 3 dB | 0 dB |
| 1 dB | -6,8 dB |
| 0,5 dB | -9,6 dB |
| 0,25 dB | -12,5 dB |

2.3 Implementace filtrů

Ačkoliv by z hlediska optimalizace spotřeby i počtu součástek bylo vhodné integrovat funkci filtru přímo do zesilovače, díky volitelnému zisku tak nelze učinit. Filtry opodstatněné složitosti mají polohu pólů zpravidla závislou na zesílení. Proto lze filtr umístit pouze jako samostatný blok před nebo za zesilovač, přímo do zesilovače je zpravidla možno při opatrné konstrukci vložit jeden reálný pól.

Na filtr před zesilovačem jsou kladeny nároky na nízký šum, proto malé hodnoty rezistorů a velké hodnoty kondenzátorů. Kondenzátor používaný ve funkci filtru nutně obsahuje kvalitní dielektrikum s nízkou relativní permitivitou, v opačném případě bude harmonické zkreslení kondenzátorů v okolí dělicího kmitočtu nad úrovní šumu. Kondenzátor pak vychází velký i rozměrově. Například pro vstupní šum zesilovače -120 dBu vychází rezistory v malých stovkách ohmů, kondenzátory při ladění do audio pásma pak v desítkách až stovkách nanofaradů.

Filtr za zesilovačem naopak je šumově nenáročný. O 40 dB zesílený signál z předchozího příkladu nyní má práh šumu -80 dBu, odpory filtru pak stačí v desítkách kiloohm a kondenzátory do nanofaradu. Filtr za zesilovačem je však vystaven náhlým změnám velikosti signálu vznikajících při přepnutí zisku, pro měřicí účely je důležité rychlé ustálení signálu na nové hodnotě, filtr tedy musí být přednostně navrhován dle Besselovy aproximace. Tímto je výrazně narušena možnost sekundární funkce filtru jako kmitočtové korekce mikrofону, konfigurovatelná je pouze lomová frekvence a řád filtru.

2.3.1 Dolní propust

Dosazením komponent z tab. 1.1 do rovnice (1.2) získáváme přenos struktury Sallen-Key ve tvaru [7]

$$K(s) = K_0 \frac{1}{s^2(R_1R_2C_1C_2) + s(R_1C_1 + R_2C_1 + R_1C_2(1 - K_0)) + 1}. \quad (2.8)$$

Zavedením poměrů

$$\frac{R_1}{R_2} = m, \quad \frac{C_2}{C_1} = n \quad (2.9)$$

a porovnáním s obecnou rovnicí pro filtr druhého řádu vznikají

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_2 C_1 \sqrt{mn}}, \quad (2.10)$$

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{m+1+mn(1-K_0)}, \quad (2.11)$$

kde f_p je frekvence pólu, resp. dělicí frekvence filtru, Q_p jeho jakost. Podobně filtr s násobnou zpětnou vazbou má s ohledem na tab. 1.2 rovnici přenosu [8]

$$K(s) = K_0 \frac{1}{s^2(R_2 R_3 C_1 C_2) + s C_1(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}) + 1}. \quad (2.12)$$

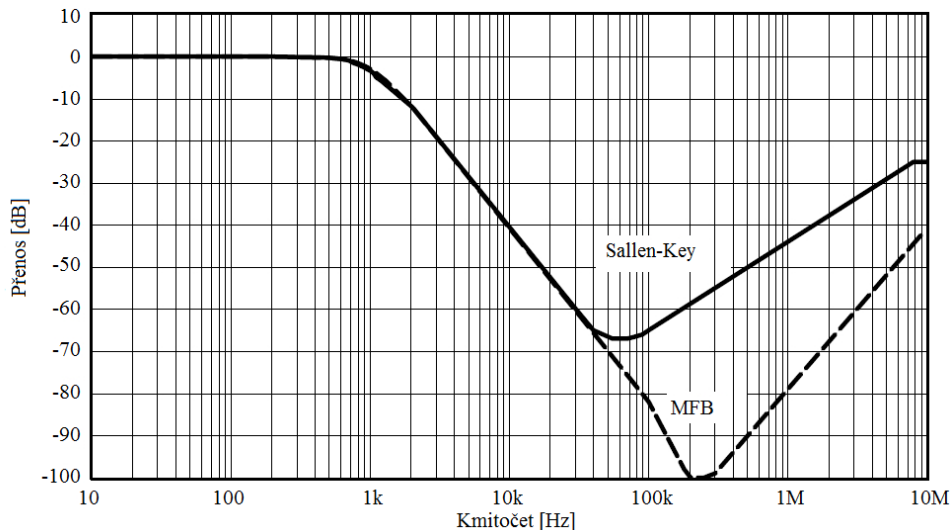
Při zavedení poměrů

$$\frac{R_3}{R_2} = m, \quad \frac{C_2}{C_1} = n \quad (2.13)$$

a porovnáním s obecnou rovnicí filtru druhého řádu opět platí (2.10)

$$Q_p = \frac{\sqrt{mn}}{1+m(1-K_0)}. \quad (2.13)$$

V [8] je dokládáno, že struktura s násobnou zpětnou vazbou vykazuje lepší průběh útlumu než Sallen-Key, viz obr. 2.3, toto může být důležité při použití převodníku bez vlastního dodatečného filtru.



Obr. 2.3 Porovnání přenosů filtrů za dělicím kmitočtem, převzato z [8]

3 REALIZACE

3.1 Výběr mikrofonu a A/D převodníku

Při předběžném výběru mikrofonu a analogově-digitálního převodníku bylo vedoucím práce kontaktováno několik externích osob.

Rozhovory na poli mikrofonů nepřinesly konkrétní závěry, hlavním kritériem se tak stala dostupnost a prvním vedlejším akustická úroveň šumu. Dle těchto kritérií po další selekci došlo k výběru mikrofonu InvenSense INMP510. Trh MEMS komponent je však velmi dynamický, již během této práce se vybraný model přesunul z hlavní produktové řady mezi výběhové typy. Změna mikrofonu má dopad především na komponenty filtru.

V tématu převodníku došlo k doporučení dalšího zdroje, diplomové práce [12]. Uvedená práce je podobného tématu, řeší i zpracování digitálního signálu přičemž pro převod je použit obvod s postupnou aproximací AD7683. Prostudováním katalogového listu byl převodník zhodnocen jako vyhovující s výhodou již existující implementace komunikačního rozhraní pro navazující systémy.

Pro konečnou realizaci byl vybrán A/D převodník AD7683 i mikrofon INMP510. Mikrofon však začal být hůře dostupný, přičemž k datu realizace nemá dostupnou náhradu s porovnatelnými vlastnostmi.

3.2 Funkční prototyp zesilovače

Pro realizaci bylo vybráno zapojení zesilovače dle obr. 2.2, ze kterého je odebrána možnost elektronicky volitelného zisku. V souladu s konečným záměrem bylo předpokládáno nesymetrické napájení 3,3 V, hodnoty komponent byly stanoveny s využitím tabulkového kalkulátoru s vhodně upravenými vzorci z kapitoly 2.2.

3.2.1 Stanovení součástek na základě šumových kritérií

Dle velikosti napájecího napětí byla stanovena maximální úroveň signálu 2,7 dBu. Požadavku na dynamický rozsah dle zadání tak vyhoví úroveň šumu -80 dBu. Zesilovač je rozdělen na dvě sekce, první stupeň musí dosahovat malého šumu a velkého zesílení, druhý stupeň bude mít zesílení malé až žádné a proto i mírné šumové požadavky. Připojením filtru navrženým dle druhého stupně pak už vznikne jen malá chyba.

Výsledky prvního stupně jsou obtížně dosažitelné, proto je druhý stupeň zároveň navrhnout tak, aby nebyl majoritním zdrojem šumu. Pohledem do tab. 2.1 lze pro cílovou změnu šumu o 0,5 dB odhadnout úroveň šumu pro druhý stupeň -90 dBu. Invertující zesilovač se ziskem 0 dB je stejné zapojení jako neinvertující zesilovač se ziskem 6 dB, na vstupních svorkách operačního zesilovače tedy je třeba úroveň šumu -96 dBu. Zcela logickou myšlenkou pak je rozdělit příspěvky šumu rovnoměrně mezi zpětnovazební odpory a šum zesilovače samotného, tedy úrovně -99 dBu = 8,7 μ V.

Šumovou šířku pásma můžeme odhadnout pro akustické signály na 20 kHz, požadovaná maximální šumová hustota je $61,5 \text{ nVHz}^{-1/2}$. Celková impedance na vstupech operačního zesilovače může být při teplotě 300 K maximálně 228 k Ω .

Stejným způsobem je možno postupovat i pro první stupeň, s ohledem na rovnici zisku (2.3) musí pro celkový zisk 40 dB zesilovat 102krát, tj. přibližně 40,2 dB. Šum bude následujícím stupněm zvýšen o 0,5 dB, výstupní šum je tedy -80,5 dBu, vstupní šum -120,7 dBu. Zesilovač je neinvertující, konverzí topologie další požadavky na šum nevznikají. Opět rozdělíme šum rovnoměrně mezi zesilovač a odpory, požadovaná úroveň -123,7 dBu = 506 nV. Maximální šumová hustota je $3,6 \text{ nVHz}^{-1/2}$ a maximální impedance 772 Ω .

Takto byl zesilovač navrhnout již před předběžným výběrem mikrofonu a zisk i vstupní šum je navrhnout vůči mikrofonu s přílišnou rezervou. Druhý zesilovač zároveň pro možnost různého zesílení ve finální realizaci má výrazně snížený hodnoty odporů.

3.2.2 Stanovení komponent filtrů

S pomocí programu LspCAD bylo provedeno prolnutí kmitočtové charakteristiky vybraného mikrofonu s různými realizacemi Besselova filtru. Pro realizace byla zvolena mezní frekvence 9750 Hz při použití filtru třetího řádu. Mikrofon INMP510 s tímto filtrem má charakteristiku, jejíž průběh je mimo toleranční pole pro přístroje třídy 1 dle normy IEC 61672 pouze v pásmu pod 95 Hz.

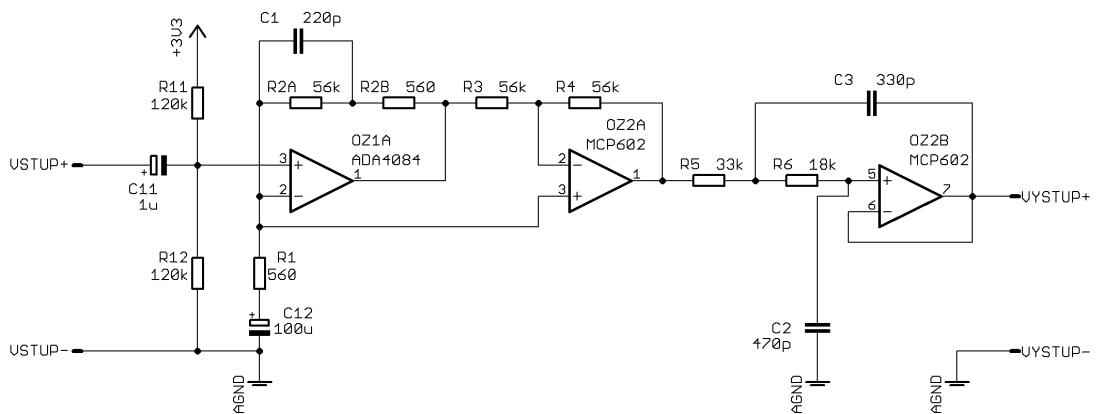
Filtr byl sestaven dle topologie Sallen-Key zejména z důvodu nesymetrického napájení. Hodnoty součástek jsou iteračně optimalizovány nejdříve dle šumu, následně dle kondenzátorů dostupných v pouzdru SMD 1206 s dielektrikem C0G. Komplexní póly jsou realizovány odpory $R1 = 33 \text{ k}\Omega$, $R2 = 18 \text{ k}\Omega$, kondenzátory $C1 = 470 \text{ pF}$, $C2 = 330 \text{ pF}$. Reálný pól je realizován přímo ve struktuře zesilovače.

3.2.3 Ověření funkce prototypu

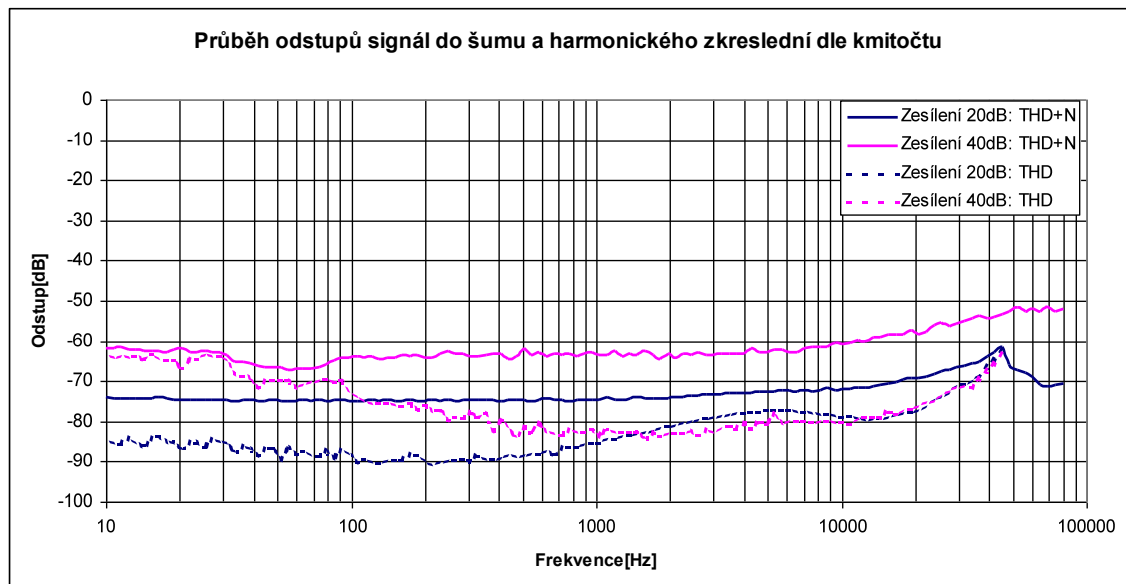
S využitím předchozího byl sestaven zesilovač na obr. 3.1. Signál je pomocí $C11$, $C12$, $R11$, $R12$ stejnosměrně posunut na úroveň poloviny napájecího napětí, zapojení je ve zbytku shodné se základními topologiemi. Pro implementaci reálného pólu filtru bylo z rovnice (2.3) odvozeno rozdělení odporu $R2$, lomová frekvence je určena dvojicí $R2A$ a $C1$. Rovněž byla připravena druhá dvojice $R2A$ a $C1$ pro zesílení 20 dB.

Jak plyne z výsledků měření na obr. 3.2, zadaný dynamický rozsah se nepodařilo zrealizovat. Jednou z důležitých příčin při měření se zesílením 40 dB bylo chybné použití krouceného páru jako nosiče pro vstupní signál, tím je vysvětlen velký kvalitativní pokrok při nižším zesílení. Je-li zesilovač vybuzen na maximální výstupní napětí, jeho dynamický rozsah je dán šumovým prahem, ten je při zesílení 40 dB dán majoritně šumovými parametry zesilovače OZ1A a rezistoru $R1$, při zmenšení jeho zesílení a tím i jeho výstupního šumu převezmou roli dominantních zdrojů šumu následující stupně. Lze tedy usoudit, že šumový práh je na předpokládané úrovni.

Příčinou neúspěchu proto musí být nemožnost dostatečného vybuzení zesilovače, tedy nesprávně navržené napěťové poměry na některých uzlech uvnitř zesilovače. Při



Obr. 3.1 Zapojení realizované na prototypu



Obr. 3.2 Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení prototypu

uvážení rovnice (2.3) a předchozího návrhu je zřejmé, že část zesilovače s aktivním prvkem OZ2A zesiluje faktorem -2 , což při souhrnném zesílení 40 dB je ztráta $0,2$ dB o které musí zesilovač s OZ1A zesilovat více a o které je maximální výstupní úroveň snížena. Vliv této chyby roste se zmenšujícím se zesílením, při uvažovaném zesílení 10 dB by ztráta byla již $4,2$ dB, při zesílení 0 dB je ztráta již $9,5$ dB. S přihlédnutím k výsledkům při zesílení 20 dB je patrné, že v daném zapojení se nejedná o jediný problém, a zároveň ani majoritní.

Nyní se zaměříme na vstupy operačních zesilovačů. OZ1A je neinvertujícím vstupem připojen k mikrofonu. Bude-li mikrofon předpokládané konstrukce, jeho špičkové výstupní napětí je bez jiných konstrukčních omezení dáno stejnosměrným offsetem jeho zesilovače, tj. dle uvažovaného modelu přibližně $0,6$ V až $0,9$ V. ADA4084 dle specifikací umožňuje provoz s napětím na vstupech až k hranici

napájecího napětí v obou směrech, zde je vše v pořádku. OZ2A z principu funkce operačních zesilovačů rovněž na svých vstupech má střídavé napětí velikosti shodné s mikrofonom. Zde je však tolerované vstupní napětí shora omezeno na 1,2 V pod napájecí napětí, v kombinaci s posunem vstupního offsetu je špičkové vstupní napětí omezeno na 0,45 V, tedy mimo měřené výsledky. OZ2B je však zapojen jako sledovač, na jeho vstupních svorkách je přímo výstupní napětí, i to je pak omezeno na špičkovou hodnotu 0,45 V namísto zamýšlené úrovně 1V. Tento rozdíl je zároveň více než 6 dB, o které zapojení se ziskem 20 dB nedosáhlo na požadovaný odstup signálu od šumu a rušivých složek.

Dále bylo zjištěno, že filtr druhého řádu s použitými součástkami nerealizuje s dostatečnou přesností požadovanou aproximaci.

Naopak zesilovač se podařilo zkonstruovat s nízkou spotřebou, odebíraný proud při napájení 3,3 V, bez vybuzení a při nezatíženém výstupu se pohyboval v okolí 1 mA. Vzhledem ke specifikacím použitých operačních zesilovačů lze výsledek považovat za velmi dobrý, je však patrně důsledkem vhodné teploty okolí a štěstí na polovodiče ze středu waferu. Proudový odběr byl očekáván v okolí 1,3 mA. Dynamická spotřeba je dána zejména nastavením zesílení a vstupní úrovní, je proti stavu bez vybuzení větší až o 200 uA.

3.3 Druhý funkční prototyp zesilovače

Úlohou druhého prototypu zapojeného rovněž pouze na nepájivém poli je především potvrdit správnost řešení problémů prvního prototypu a ověřit možnosti přepínání rozsahu.

Vstupní signál nyní pro zesilovač bude přiváděn koaxiálním kabelem. Filtr druhého řádu je třeba upravit, aby nedocházelo k saturaci vstupů jeho aktivního prvku, dojde proto ke změně topologie na zapojení s násobnou zpětnou vazbou. Rovněž je třeba změnit rozložení zesílení mezi první a druhou část přepínatelného zesilovače, a to pro každé uvažované zesílení s ohledem na uvažovaný mikrofon INMP510 v hodnotách 30 dB, 20 dB, 10 dB a 0 dB. Do zapojení je rovněž zahrnuta odhadovaná impedance multiplexovaného kanálu v sepnutém stavu, do výpočtů pak zvýšená provozní teplota.

3.3.1 Stanovení součástek na základě šumových kritérií

Z výše psaného je zřejmé, že je třeba změnit téměř všechny součástky. Šumový krok dle tab. 2.1 bude opět 0,5 dB, cílová hodnota šumového prahu je nyní však -86 dBu pro pokrytí zvýšeného harmonického zkreslení v okolí lomových kmitočtů filtrů dobře pozorovatelné z obr. 3.2 při zesílení 20 dB.

Pro filtr druhého řádu proto můžeme odhadnout úroveň výstupního šumu na -96 dBu, dále jakožto nyní invertující zesilovač s jednotkovým zesílením má pro šum zisk 6 dB, rovnoměrným rozdělením šumů mezi zpětnovazební rezistory a aktivní prvek se dostáváme na hodnotu dílčích šumů $-105 \text{ dBu} = 4,36 \text{ } \mu\text{V}$. Při šířce pásma 20 kHz a teplotě 328 K je šum aktivního prvku maximálně $30,8 \text{ nVHz}^{-1/2}$ a rezistor $52,5 \text{ k}\Omega$.

Pro druhý a první stupeň zesilovače nyní dojde ke komplikaci, v předchozích případech celé zesílení bylo vždy realizováno prvním stupněm, ostatní zesilovače byly

vždy se zesílením $A = 1$ a tedy šumovým zesílením $A + 1 = 2$, tj. 6 dB. Nyní musíme zajistit, aby celkové zesílení po průchodu druhým zesilovačem bylo větší než po průchodu prvním zesilovačem, vzhledem k zesílení neinvertujícího zesilovače a rovnici (2.3) pak řešíme rovnicí

$$1 + \frac{R_2}{R_1} \leq -\left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}\right), \quad (3.1)$$

z čehož po úpravě dostáváme

$$1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \leq \frac{R_4}{R_3}. \quad (3.2)$$

Z rovnic je zřejmé, že zesílení 0 dB nemůže tuto podmínku splnit, technicky však provést lze volbou $R_2 = 0$, avšak z původně invertující zesilovač se stane neinvertujícím, R_3 je pak třeba rozpojit. Další nevýhodou je velká dynamická spotřeba zapojení díky nízké hodnotě R_1 . Pro pozorného čtenáře se nyní nejspíše nabízí otázka proč není použito zapojení dle obr. 2.1. Důvodem je především požadavek na nízký vstupní šum a tím i odpor R_1 , v zapojení dle obr. 2.1 je odpor srovnatelné velikosti přímo zátěží výstupu mikrofonu. Během výběru mikrofonu nebyl autorem zaznamenán jediný případ katalogového listu zmiňujícího se o změně parametrů se zátěží výstupu.

Zesílení je stále třeba realizovat co největší měrou na prvním zesilovači, tomu v diskrétním provedení při vyšších zesíleních brání nespojitý výběr rezistorů, v okolí jednotkového zesílení je nutný kompromis s ohledem na předpokládané maximální vstupní napětí. Se zmenšováním zisku se stále větší část přesouvá na druhou část zesilovače, avšak snižuje se jeho šum, výpočet šumů při jednotlivých zesíleních tak slouží spíše kontrole, pro návrh postačí případ nejvyššího celkového zesílení.

Další komplikací při výpočtu zesílení je potřeba vložení reálného pólu filtru. Stejně jako v případě prvního prototypu, i zde je realizováno rozdělením rezistoru R_2 , jeho menší část, R_{2B} , je opět na základě (2.3) dána rovnicí

$$0 = 1 - \frac{R_{2B}}{R_1} \frac{R_4}{R_3}, \quad (3.3)$$

a tedy

$$R_{2B} = \frac{R_1 R_3}{R_4}. \quad (3.4)$$

R_{2A} je potom doplněk do velikosti R_2 , kondenzátor překlenující R_{2A} je pak dán hodnotou odporu a polohou pólu.

Celý systém rovnic a omezení tak vede na iterativní činnost, během které bylo zjištěno, že je téměř nutností volit R_1 a R_4 jako vzájemné řádové násobky, v opačném případě je hodnota odporu R_{2B} obtížně složitelná i při použití dvou dílčích odporů. Bylo tak dosaženo rozložení zesílení dle tab. 3.1, nyní lze již víceméně demonstrativně

vypočíst maximální hodnoty rezistorů a šumu zesilovače.

Tab. 3.1 Rozložení zesílení na druhém prototypu zesilovače

| Zesílení [dB] | | |
|---------------|-----------|---------|
| 1. Stupeň | 2. Stupeň | Celkové |
| 5,0 | 8,1 | 0,0 |
| 9,4 | 6,6 | 10,0 |
| 18,6 | 3,3 | 20,0 |
| 29,0 | 1,6 | 30,0 |

Druhý zesilovač při smluveném kroku 0,5 dB má výstupní šum -96,5 dBu. Zesílení pro šum je třeba získat převedením zesílení na vyjádření násobku, přičíst 1 a následně převést zpět, $1,2 + 1 = 2,2 = 6,9$ dB. Rovnoměrné rozdělení mezi rezistory a aktivní prvek opět znamená zmenšení prahu o 3 dB, konečná hodnota pak je -106,4 dBu = 3,7 μ V. Šum aktivního prvku je pak maximálně 26,2 $\text{nVHz}^{-1/2}$ a rezistor 37,8 k Ω .

První zesilovač pak má výstupní šum -87 dBu, neb jsou za ním dva zesilovače zvyšující šumový práh vždy o 0,5 dB na výsledných -86 dBu, ten je pak snížen o zesílení druhého stupně, celkem -87,6 dBu. Stupeň je neinvertující, vstupní šum je proti výstupnímu menší o zesílení, tedy -116,6 dBu. Rozdělením mezi aktivní prvek a rezistory na ně připadá -119,6 dBu = 811 nV. Šum aktivního prvku je pak maximálně 5,7 $\text{nVHz}^{-1/2}$ a rezistor 1,8 k Ω .

3.3.2 Stanovení komponent filtrů

Kondenzátory reálného pólu jsou hodnotou přímo vázány na rezistory zvolené k nastavení zesílení a nelze je měnit. I v případě filtru druhého řádu návrh začíná výběrem odporů dle šumového návrhu, hodnoty kondenzátorů jsou pak výstupem.

3.3.3 Ověření funkce

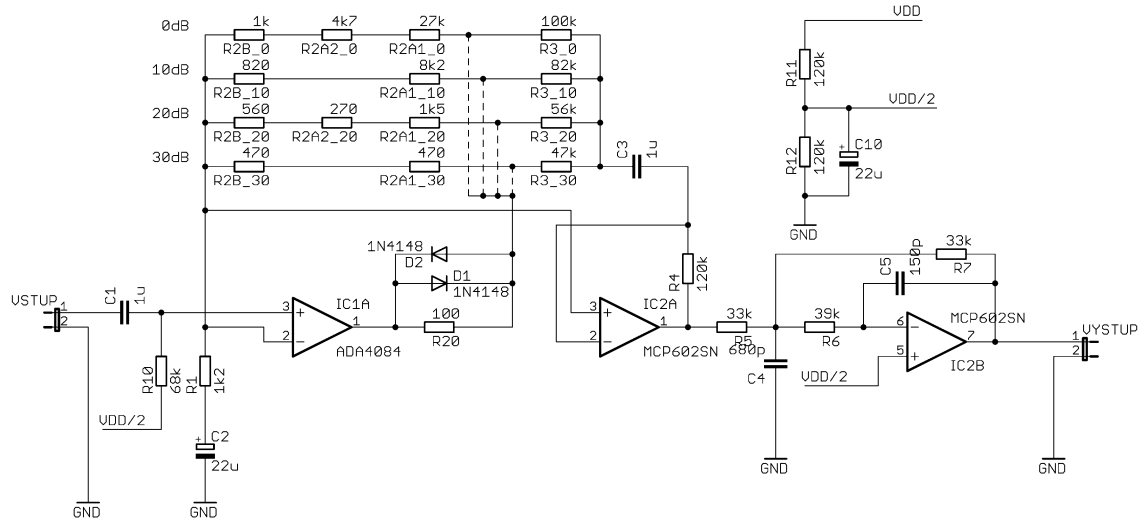
Vzhledem k optimalizaci komponent směrem k implementovatelnosti reálného pólu byl výrazně zmenšen šum prvního stupně se současným mírným zvětšením šumu dalších stupňů. Byla osazena paralelní kombinace diod a rezistoru na výstup prvního zesilovače simulující sepnutý kanál multiplexeru. Kondenzátory realizující reálný pól nebyly osazeny. Vzniklo tak zapojení dle obr. 3.3.

Dosažené zlepšení parametrů je dokládáno obr. 3.4, ze kterého je patrné jednak dosažení požadovaných parametrů při zesílení 30 dB a 20 dB, dále zhoršený odstup signálu od šumu mimo propustné pásmo a zvětšení harmonického zkreslení v okolí lomového kmitočtu dolní propusti.

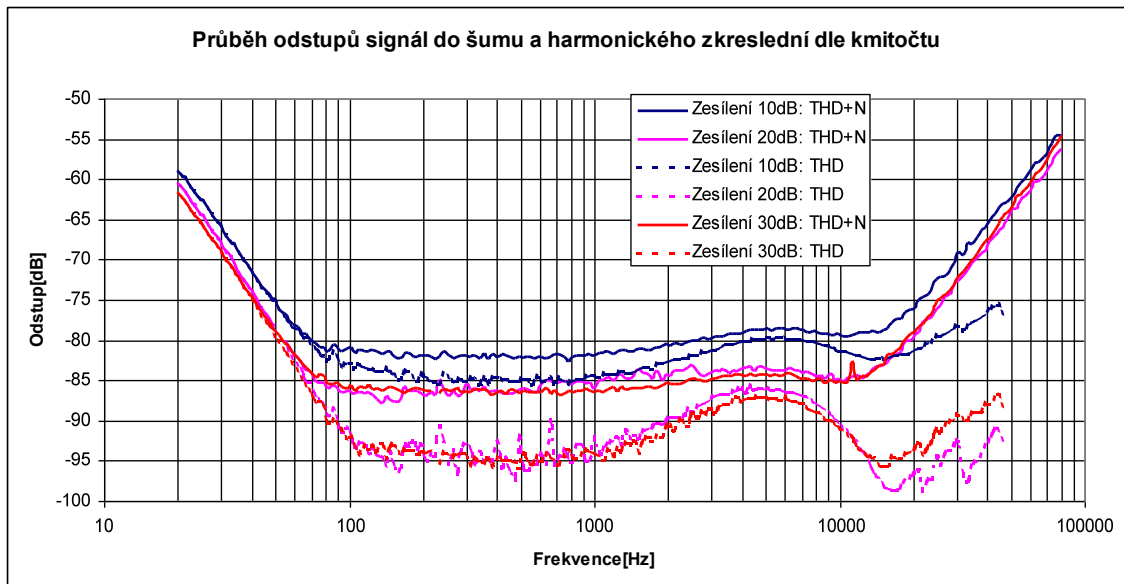
Zvláštní pozornost pak zasluhují výsledky měření se zesílením 10 dB, proti výsledkům při vyšším zisku je zde možno pozorovat dramatické zvýšení úrovně harmonických složek, a to v celé oblasti měření. V okolí lomového kmitočtu filtru pak způsobující zhoršení parametrů mimo akceptovatelné hodnoty. Vzhledem k účinku volby zesílení, jehož důsledkem je změna šumového prahu a zatěžující impedance prvního stupně, jediným možným vysvětlením je přetěžování výstupu prvního

zesilovače odpory $R1$ a $R2$. Důležitým poznatkem tak je minimální hodnota zatěžujících odporů $3,5\text{ k}\Omega$. Zesílení 0 dB bylo měřeno, ale nezaznamenáno, výsledný dynamický rozsah však byl přibližně 60 dB , přičemž byl způsoben téměř výhradně harmonickými složkami.

Statická spotřeba byla shodně s prvním prototypem cca 1 mA , dynamický příspěvek byl 120 uA .



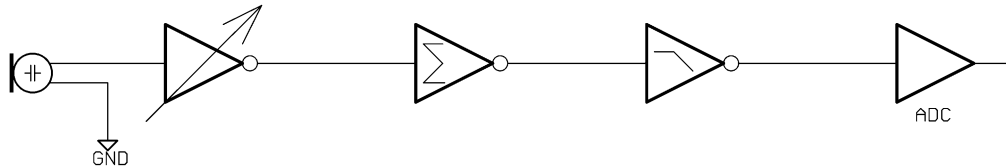
Obr. 3.3 Schéma druhého prototypu



Obr. 3.4 Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení druhého prototypu

3.4 Konečný návrh zesilovače

Proti druhému prototypu je třeba změnit zpětnovazební síť v okolí prvního zesilovače dle poznatků získaných z konstrukce druhého prototypu, osadit multiplexer, doplnit sumační zesilovač a realizovat systém s možností uvedení do stavu snížené spotřeby. Vzhledem k minimálním rozměrům mikrofonu a A/D převodníku bylo rozhodnuto je umístit společně se zesilovačem na jedinou desku plošných spojů. Blokové schéma pak dokládá obr. 3.5.



Obr. 3.5 Blokové schéma konečné realizace zesilovače

Jak ukázal druhý prototyp, implementovat reálný pól do nastavitelného zesilovače je velmi komplikované, elegantním řešením je přesun tohoto pólu do struktury sumačního zesilovače.

3.4.1 Stanovení hlavních součástí zesilovače

Postup je téměř totožný jako v případě druhého prototypu, avšak s ohledem na zvýšený podíl harmonických složek při nízkých zesíleních byla upravena hodnota cílového prahu šumu na -83 dBu a zároveň jeho zhoršení s průchodem dalším stupněm navrženo na 0,25 dB. Návrh filtru v roli posledního bloku tedy zůstává shodný, i když jeho součástky jsou upraveny zejména pro možnost výskytu signálu s nižším šumovým prahem díky slučování signálu z více mikrofonů. Návrh sumačního zesilovače je s filtrem shodný, ovšem všechny výsledky jsou posunuty právě o krok 0,25 dB. Reálně osazené rezistory jsou proti návrhu opět o něco menší, kondenzátor určující polohu pólu pak přesně vychází na jednu z hodnot řady E6. Sumační zesilovač je doplněn manuální volbou zesílení právě v krocích vyvažujících připojení dalších mikrofonů.

Rozložení zesílení v nastavitelném zesilovači je nyní upraveno díky vypuštění reálného pólu a proto i menšího počtu součástek dle tab. 3.2. Lze si povšimnout až zbytečně velkého zesílení druhého stupně při volbě celkového zesílení 30 dB. Jedná se o důsledek vyšších nároků na šumové parametry tohoto stupně v součinnosti s relativně řídkou řadou E12, pro nastavení zesílení jsou použity odpory v E12 stojící vedle sebe.

Tab. 3.2 Rozložení zesílení na konečné variantě zesilovače

| Zesílení [dB] | | |
|---------------|-----------|---------|
| 1. Stupeň | 2. Stupeň | Celkové |
| 5,2 | 8,1 | 0,7 |
| 9,9 | 6,3 | 10,7 |
| 19,3 | 3,1 | 20,6 |
| 30,1 | 1,5 | 31,1 |

V souladu s předchozím stanovíme úroveň dílčích šumů druhého stupně na $-106,3 \text{ dBu} = 3,8 \text{ } \mu\text{V}$. Šum aktivního prvku je pak maximálně $26,9 \text{ nVHz}^{-1/2}$ a rezistory $39,9 \text{ k}\Omega$. První zesilovač má nyní výstupní šum maximálně $-85,3 \text{ dBu}$, vstupní šum o zesílení nižší, tj. $-115,4 \text{ dBu}$, dílčí šum komponent je pak $-118,4 \text{ dBu} = 931 \text{ nV}$. Šum aktivního prvku je maximálně $6,6 \text{ nVHz}^{-1/2}$ a rezistory celkové hodnoty $2,4 \text{ k}\Omega$.

Jeden ze způsobů jak realizovat režim snížené spotřeby lze nalézt v [12], kde celé zapojení je napájeno napětím 5 V a obsahuje vypínatelný lineární stabilizátor, z jehož výstupu jsou napětím $3,3 \text{ V}$ napájeny všechny další obvody. V této práci popisovaný, a jinak velmi elegantní, způsob nelze použít neb napájecí napětí již je $3,3 \text{ V}$. Při použití stabilizátoru by sice bylo možno dosáhnout typického napětí $2,7 \text{ V}$, avšak protože ovládací signály z mikroprocesoru budou právě na hladině $3,3 \text{ V}$, existuje při použití aktivních prvků v CMOS technologii reálné nebezpečí sepnutí tyristoru mezi větvemi napájení. Režim snížené spotřeby je proto třeba realizovat jinak. Autorem byla vybrána cesta osazení individuálních aktivních prvků obsahujících tuto funkci. Digitální obvody, multiplexer a A/D převodník, přitom takto řešit netřeba, pokud nedochází ke změnám digitálních vstupů, je jejich spotřeba zanedbatelná. Autorovo řešení tak není schopno snížit spotřebu samotného mikrofону. Jinou možností by mohlo být spínání napájení pomocí dalšího tranzistoru řízeného polem.

3.4.2 Další součástky zesilovače, napájení

Pro zajištění správné funkce zesilovače při nesymetrickém napájení je třeba posunout stejnosměrnou úroveň vstupů jednotlivých zesilovačů na napětí zaručující jejich správnou funkci. Obdobně je třeba zajistit i výstupy zesilovače.

Zesilovač v MEMS mikrofónu je již takto připraven výrobcem, na jeho výstupu je definované stejnosměrné napětí, které však povětšinou není vyhovující pro další zesilovací stupně. Je třeba toto napětí oddělit a přivést zesilovači jeho vlastní, přizpůsobené požadované funkci. Toho lze nejnázáze docílit aplikací horní propusti prvního řádu na vstup zesilovače. Vstup v tomto případě je napětěovou veličinou a přichází filtrem skrze kondenzátor, pokud chceme zaručit malé zkreslení signálu „průchodem“ skrz kondenzátor, je třeba v požadovaném pásmu zajistit na kondenzátoru střídavé napětí nejlépe nulové. Jinými slovy přenášený signál musí být hluboko v propustném pásmu, autor vzhledem k výsledkům z různých zdrojů včetně např. [13] dospěl k faktoru 10 od lomového kmitočtu, filtr pak lze optimalizovat pro snížení počtu různých součástek v zapojení. Vhodné předpětí pak přivádíme skrze odpor filtru realizovaný jako odporový dělič přímo z dobře filtrovaného napájení, nebo lépe z děliče, jehož výstup je proti společnému potenciálu tvrdý.

Ve většině případů nastává rozpor mezi optimálními nastaveními vstupních a výstupních stejnosměrných napětí. Pro výrobce je snadné na výstup operačních zesilovačů osazovat komplementární a komplementárně řízený pár tranzistorů v zapojení se společným emitorem/sourcem. Výstup tak může dosahovat téměř napájecího napětí na obě strany, proto je nejvhodnější stejnosměrné napětí velikosti poloviny napájecího. Naopak komplementárních vstupy jsou realizovány spíše výjimečně, dle polarity vstupního diferenciálního páru P/N pak je vstupní napětí omezeno shora/zdola na $0,9 \text{ V}$ až $1,2 \text{ V}$ od dané napájecí větve. Úpravou zpětnovazební sítě je možno obě napětí do jisté míry optimalizovat, avšak v případě invertujících zesilovačů se jedná o marnou práci nebo vstupní svorky jsou stále na stejném napětí,

v případě neinvertujícího zesilovače je optimalizace v tomto projektu díky přepínatelnému zesílení znemožněna. Je proto provedena částečná optimalizace dle prvního stupně. Dále nesmí dojít k zesilování stejnosměrné složky kdekoli v obvodu, zesilovače s větším než jednotkovým zesílením musí být opět stejnosměrně odděleny, čímž je zároveň ošetřena zpětnovazební síť invertujících zesilovačů.

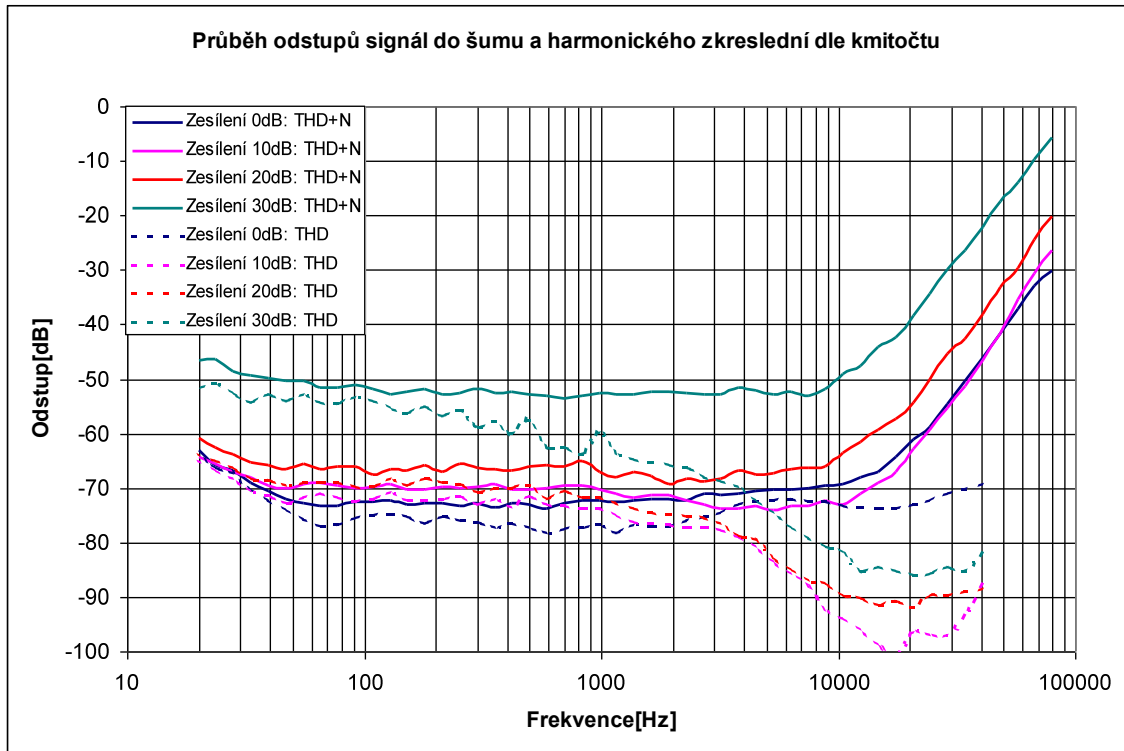
Neinvertujícímu zesilovači je dále třeba vřadit horní propust i do zpětnovazební sítě. V konečné realizaci je použito tantalového kondenzátoru namísto původního radiálního hliníkového, motivací bylo především zmenšení počtu vývodových součástek na nezbytné minimum. Zároveň pro poznatky z druhého prototypu byl pól tohoto filtru posunut o něco níže použitím stejné hodnoty kondenzátoru.

Jelikož napájecí napětí pro zesilovač přichází z digitálního systému přes kabel neznámé délky, je třeba zajistit lokální stabilitu napájení a odstranit z něj co nejvíce případně se vyskytujícího rušení. Tantalové kondenzátory jsou známé svým malým ekvivalentním odporem, proto je možno je použít i zde. Přímo na desce je A/D převodník, který během převodu je zdrojem rušení, proto je třeba jeho napájení oddělit filtrem od zbytku obvodu. Prvním řádem filtru je nám již beztak instalovaný kondenzátor, dále doplněním feritové perly a dalšího kondenzátoru oddělíme napájení pro analogové obvody. Feritová perla je speciální případ jednozávitové cívky, avšak na vyšších frekvencích je použitý ferit ztrátový, rezonanční LC obvod tak má malou jakost a nekmitá, přitom nedochází k úbytkům stejnosměrného napětí. Multiplexer od analogového napájení oddělen není, ruší pouze při přepínání zesílení kdy i bez jeho dalšího přičinění dochází k výraznému přechodovému jevu.

Dále je od analogového napájení odděleno napájení pro mikrofon jako nejcitlivější obvod. Stejně tak velmi citlivé místo je reference pro A/D převodník, ten navíc pracuje na základě spínaných kondenzátoru, reference tedy musí být tvrdým zdrojem napětí, nebo v tomto případě alespoň lokálně podpořena velmi kvalitním kondenzátorem s kapacitou o několik řádů větší, než jsou kondenzátory pro nejvyšší bit v převodníku, tj. cca 10 pF až 100 pF.

3.4.3 Ověření funkce

Výše popsaný zesilovač byl sestaven na oboustranné desce plošných spojů s osazením na horní straně, vývodovými součástkami jsou pouze konektory a manuální přepínač zisku. Kompletní schéma lze nalézt v příloze. Pomocí přípravku simulujícího řízení mikroprocesorem byl zesilovač uváděn do různých provozních režimů, výsledky z provozních režimů lze vidět v obr. 3.6.



Obr. 3.6 Odstup signálu od šumu a harmonického zkreslení konečné verze zesilovače

Jak z výsledků jasně vyplývá, zesilovač nedosahuje požadovaných parametrů. Při zesíleních 0dB, 10dB a 20 dB je jasně pozorovatelné, že při frekvencích pod 3 kHz je výsledek určen především harmonickým zkreslením, při zesílení 0dB tento trend pokračuje přes celé měřené pásmo, zatímco pro vyšší zesílení se harmonické zkreslení zmenšuje. Při zesílení 30 dB dochází ke skokovému zhoršení parametrů, na nízkých kmitočtech opět určena harmonickým zkreslením.

Jelikož filtr druhého řádu a sumační zesilovač používají v druhém prototypu ověřené zapojení i aktivní prvek, a zároveň je patrná závislost výsledku na zesílení, lze jednoznačně tvrdit, že původcem zhoršených výsledků je právě zesilovač s nastavitelným ziskem.

Spotřeba zapojení bez mikrofonu a taktovacího signálu pro A/D převodník byla v provozním režimu 1,03 mA, zapnutím režimu snížené spotřeby došlo ke snížení proudového odběru na 0,47 mA tvořeného aktivním stavem dvojitého operačního zesilovače MCP602 a zbytkovými proudy digitálních součástek.

4 ZÁVĚR

V této práci bylo popsáno jak navrhnout zesilovač s ohledem na velký dynamický rozsah a nízkou spotřebu při napájení z malých napětí. Rovněž byla popsána konstrukce analogového filtru s ohledem na předřazené i přiřazené stupně.

První prototyp demonstroval platnost použitých výpočtů, ale také některé ne zcela na první pohled rozeznatelné konstrukční problémy. Druhý prototyp ukazuje, jak lze některé problémy zcela eliminovat, naopak zapojení s jednotkovým zesílením při zvolené topologii není schopno plnit funkci v celém rozsahu smysluplných vstupních napětí. Druhý prototyp rovněž ukazuje, že dynamický rozsah není omezen zdola pouze šumovým prahem, ale také harmonickým zkreslením přetíženého výstupu operačního zesilovače. Zatímco minimální zátěž zpětnovazební sítě je dána nejmenším zesílením a dynamickým rozsahem při největším zesílení, schopnost operačního zesilovače takovou zátěž řídit je dána jeho spotřebou. Docházíme tak ke spotřebou a vstupní úrovni šumu omezený rozsah zesílení nastavitelného zesilovače.

Na konečné variantě zesilovače je především demonstrována jedna z možných implementací režimu snížené spotřeby. Uvedený způsob však vede k výraznému zúžení již tak malého výběru operačních zesilovačů kombinujících všechny potřebné vlastnosti. Nutnost tohoto výběru pak patrně vedla ke zvolení zesilovačů, jejichž nevhodné parametry nebyly při hodnocení dalších kritérií patrné. Zároveň během jedné z konzultací došlo k rozhodnutí ústící v chybu na desce plošných spojů, pramenící zejména z autorova nepochopení funkce ovládacích signálů A/D převodníku v důsledku jen letmého studování katalogového listu. Vstup ovládacího úsporného režimu zároveň přepíná mezi sledováním vstupního signálu a podržením hodnoty při převodu, měl být proto vyveden zcela samostatně. Chybu lze napravit bez úpravy navržené desky přerušením vodiče v jedné z pájecích propojek a vyvedení ovládacího vstupu operačních zesilovačů skrze mezimikrofonní konektor.

V rámci další práce autor považuje použití vypínatelných operačních zesilovačů za slepou cestu implementace režimu snížené spotřeby, alternativní možností by mohlo být odpínání napájecího napětí tranzistorem technologie P-MOS. Vypínatelné operační zesilovače by však mohlo být možné využít pro rozšíření rozsahu zesílení, kdy pro velká zesílení by byl použit jiný operační zesilovač, než pro zesílení nízká.

LITERATURA

- [1] Portál MEMS & Nanotechnology Exchange foundry. [online]. 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <https://www.mems-exchange.org/MEMS/what-is.html>.
- [2] Katalogový list JRC NJD3002-8 MEMS microphone. [online]. 2010 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: http://www.njr.com/products/MEMS/PDF/NJD3002-8_E.pdf
- [3] Katalogový list Vesper VM101 MEMS microphone. [online]. 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: http://vespermems.com/pdf/VM101_ConsumerElectronics_Datasheet.pdf
- [4] Katalogový list JRC NJU72084 MEMS pre-amplifier ASIC. [online]. 2010 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: http://www.njr.com/products/MEMS/PDF/NJU72084_E.pdf
- [5] VRBA, K., KUBÁNEK, D. *A/D a D/A převodníky pro integrovanou výuku VUT a VŠB-TUO*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2014.
- [6] PETRŽELA, J. *Návrh analogových filtrů*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011.
- [7] TEXAS INSTRUMENTS *Analysis of the Sallen-Key Architecture* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2002 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/sloa024b/sloa024b.pdf.
- [8] KARKI, J. *Active Low-Pass Filter Desing* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2002 [cit. 16. prosince 2013]. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf.
- [9] BAKER, B. C. *Bandstop filters and the Bainter topology*. [online]. Texas Instruments Incorporated, 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/slyt613/slyt613.pdf
- [10] Katalogový list TI LM13700 transconductance amplifier. [online]. 2015 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf>
- [11] TEXAS INSTRUMENTS *Noise Analysis in Operational Amplifier Circuits* [online]. Texas Instruments Incorporated, 2007 [cit. 2015-12-17]. Dostupné z: www.ti.com/lit/an/slva043b/slva043b.pdf
- [12] STEJSKAL, Tomáš Hlukoměr pro embedded systémy: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2015. 73 s. Vedoucí práce byl Ing. Miroslav Botta
- [13] SELF, D. *Small Signal Audio Design*. Focal Press 2010. ISBN 978-0-240-52177-0

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

| | |
|----------|---|
| dB | Decibel |
| dBu | Decibel vztažený k referenci $\sqrt{0,6}$ V |
| F | Farad |
| K | Kelvin |
| J | Joule |
| Hz | Hertz |
| Ω | Ohm |
| V | Volt |
| A | Ampér |
| | |
| <i>U</i> | Napětí |
| <i>K</i> | Přenos |
| <i>f</i> | Frekvence |
| <i>Q</i> | Jakost |
| <i>Y</i> | Admitance |
| <i>Z</i> | Impedance |
| <i>B</i> | Šířka pásma |
| <i>T</i> | Termodynamická teplota |
| <i>e</i> | Šumové napětí |
| k | kilo; 10^3 |
| μ | mikro; 10^{-6} |
| n | nano; 10^{-9} |
| p | piko; 10^{-12} |
| | |
| R | Rezistor |
| C | Kondenzátor |
| L | Cívka |
| MEMS | Micro-Electro-Mechanical Systems |
| PDM | Pulse Density Modulation |

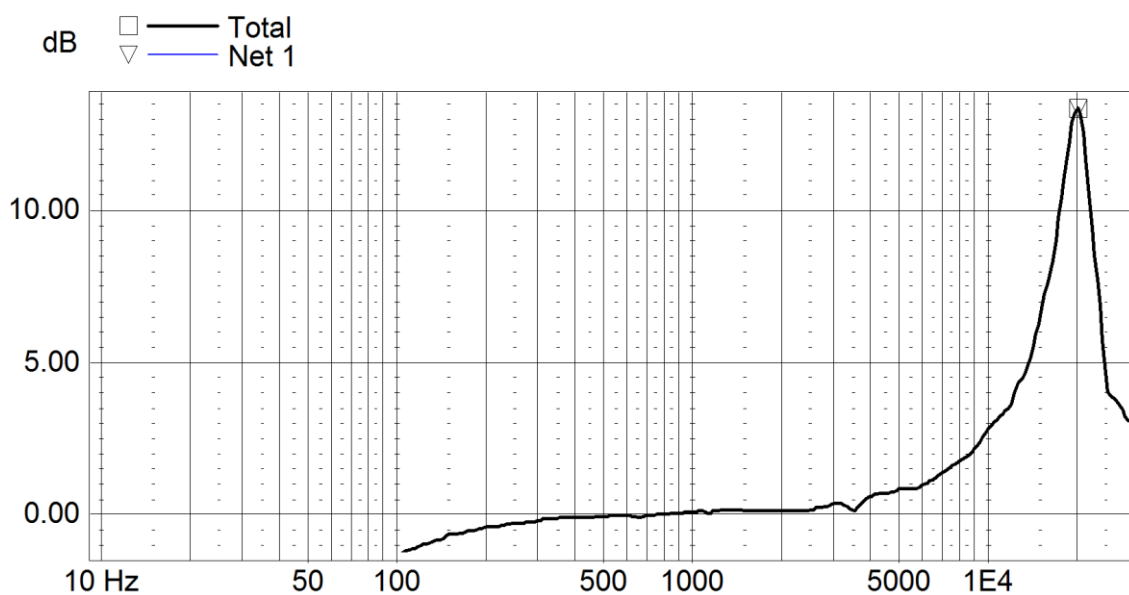
| | |
|--------|--------------------------------------|
| SNAP | Symbolic Network Analysis Program |
| LspCAD | Loudspeaker Computer Aided Desing |
| OZ | Operační Zesilovač |
| OTA | Operační Transkonduktanční Zesilovač |
| MFB | Multiple Feedback |
| SK | Sallen-Key |
| A/D | Analogově-Digitální |

A NÁVRH FILTRU

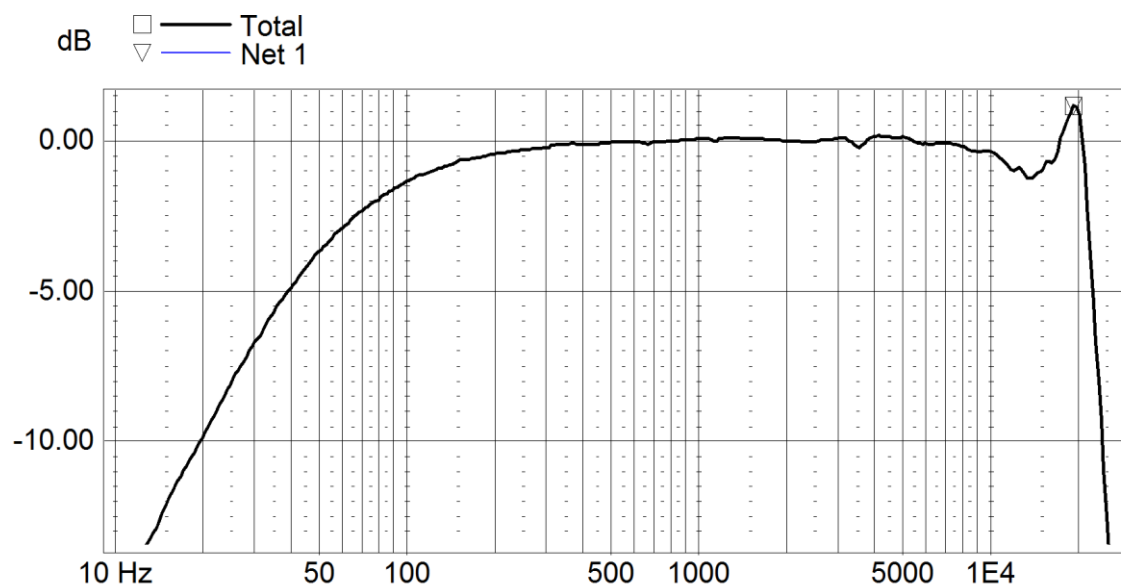
A.1 Tabulka parametrů besselových filtrů [8]

| Řád filtru | Stupeň 1 | | Stupeň 2 | | Stupeň 3 | | Stupeň 4 | | Stupeň 5 | |
|------------|-------------------|--------|-------------------|--------|-------------------|--------|-------------------|--------|-------------------|--------|
| | f_{norm} | Q | f_{norm} | Q | f_{norm} | Q | f_{norm} | Q | f_{norm} | Q |
| 2 | 1.2736 | 0.5773 | | | | | | | | |
| 3 | 1.4524 | 0.6910 | 1.3270 | | | | | | | |
| 4 | 1.4192 | 0.5219 | 1.5912 | 0.8055 | | | | | | |
| 5 | 1.5611 | 0.5635 | 1.7607 | 0.9165 | 1.5069 | | | | | |
| 6 | 1.6060 | 0.5103 | 1.6913 | 0.6112 | 1.9071 | 1.0234 | | | | |
| 7 | 1.7174 | 0.5324 | 1.8235 | 0.6608 | 2.0507 | 1.1262 | 1.6853 | | | |
| 8 | 1.7837 | 0.5060 | 2.1953 | 1.2258 | 1.9591 | 0.7109 | 1.8376 | 0.5596 | | |
| 9 | 1.8794 | 0.5197 | 1.9488 | 0.5894 | 2.0815 | 0.7606 | 2.3235 | 1.3220 | 1.8575 | |
| 10 | 1.9490 | 0.5040 | 1.9870 | 0.5380 | 2.0680 | 0.6200 | 2.2110 | 0.8100 | 2.4850 | 1.4150 |

A.2 Normovaný přenos mikrofonu INMP510

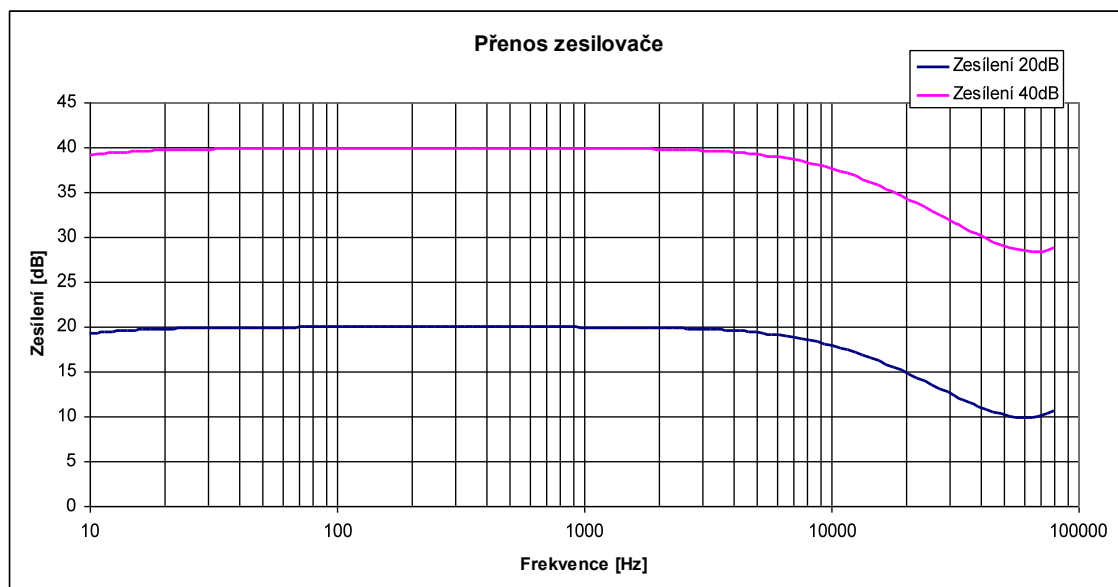


A.3 Normovaný přenos mikrofonu INMP510 při použití besselova filtru 3.řádu s $f = 9750$ Hz

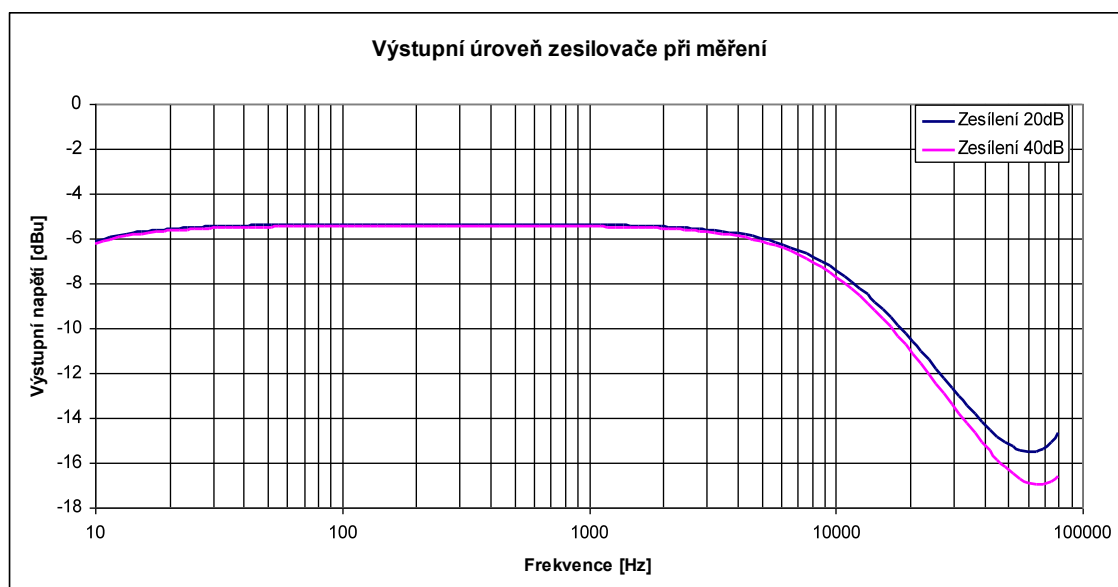


B REALIZOVANÝ PROTOTYP

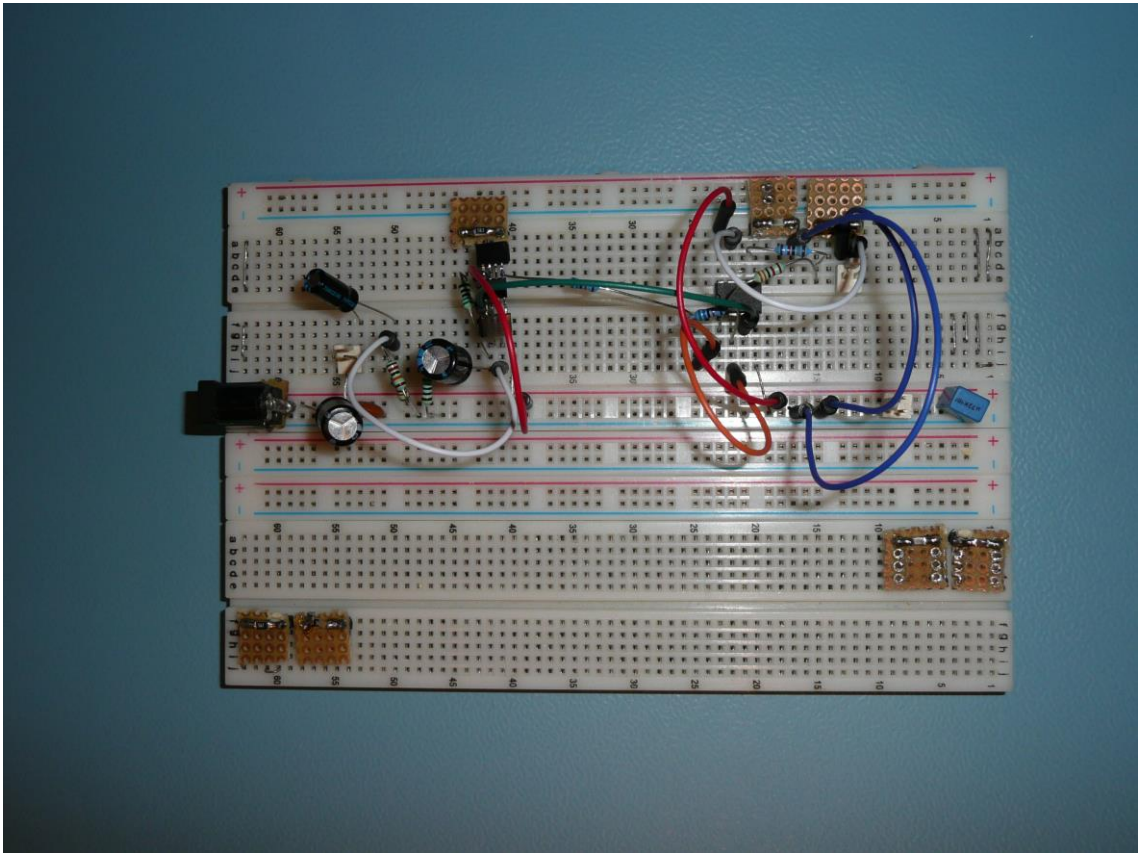
B.1 Přenos prototypu



B.2 Výstupní úroveň prototypu při měření

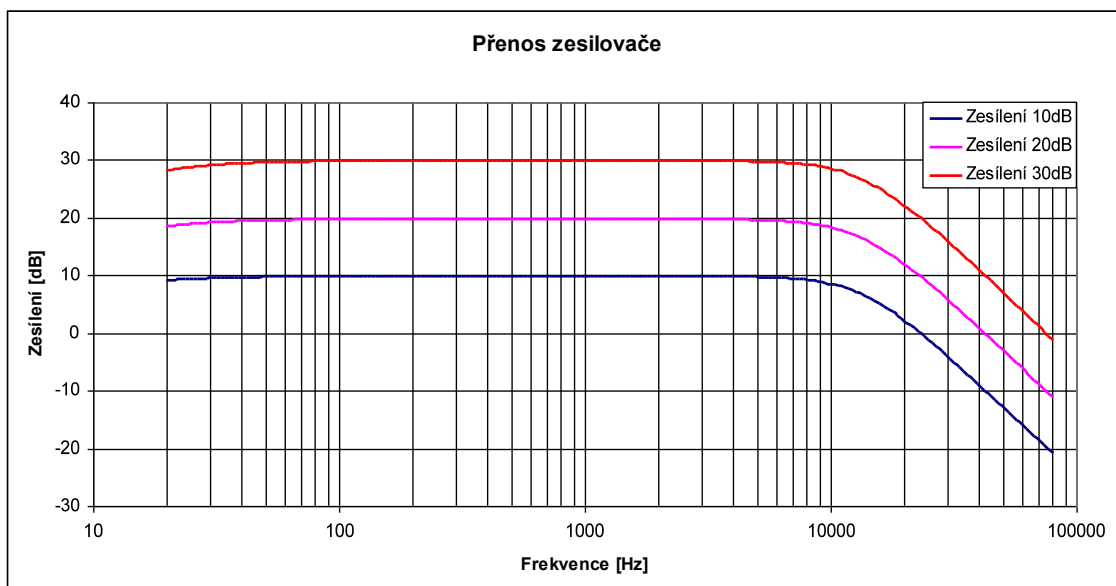


B.3 Fotografie prototypu

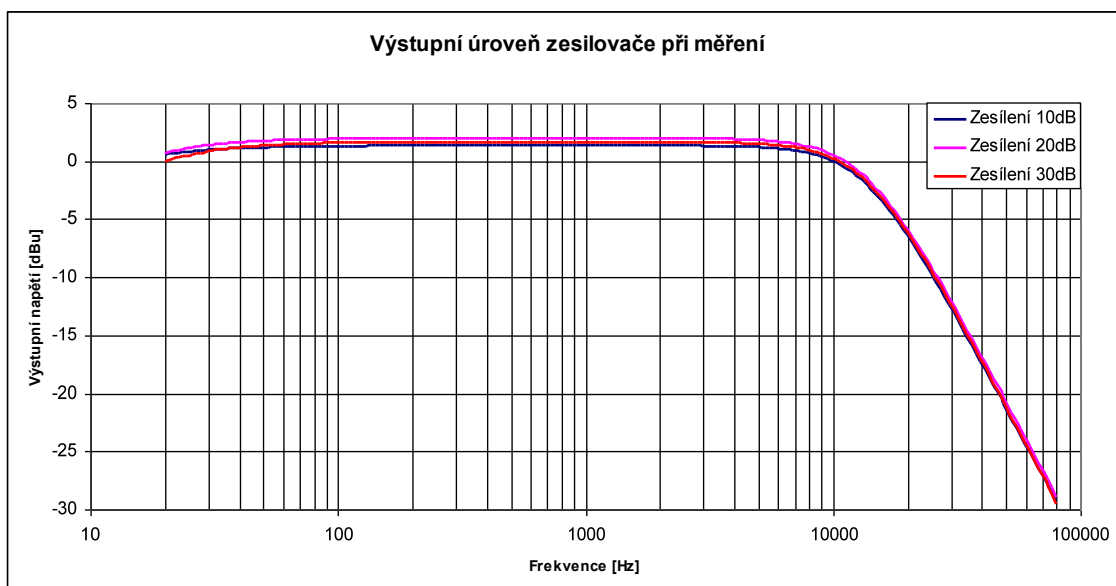


C DRUHÝ REALIZOVANÝ PROTOTYP

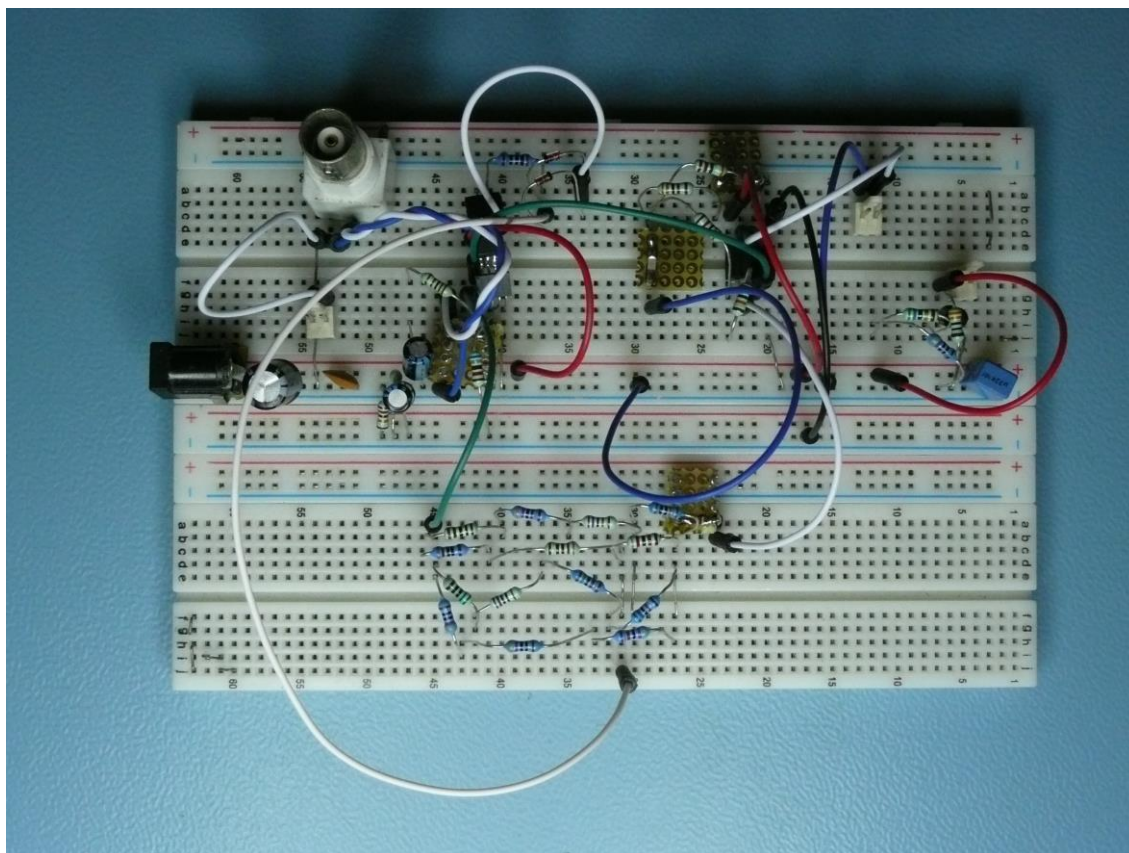
C.1 Přenos druhého prototypu



C.2 Výstupní úroveň druhého prototypu při měření

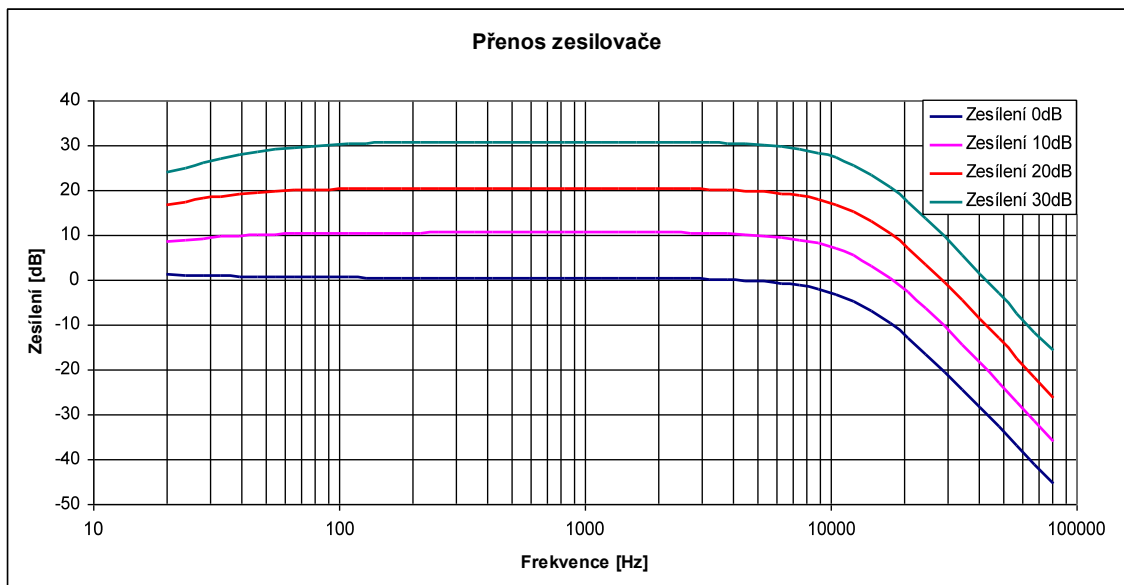


C.3 Fotografie druhého prototypu

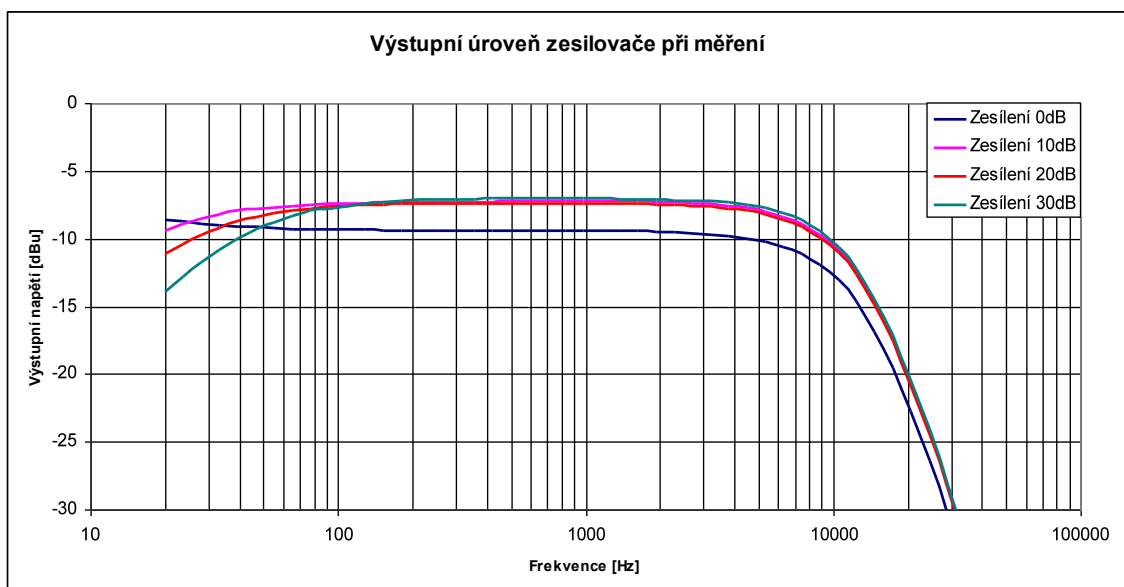


D KONEČNÉ ŘEŠENÍ

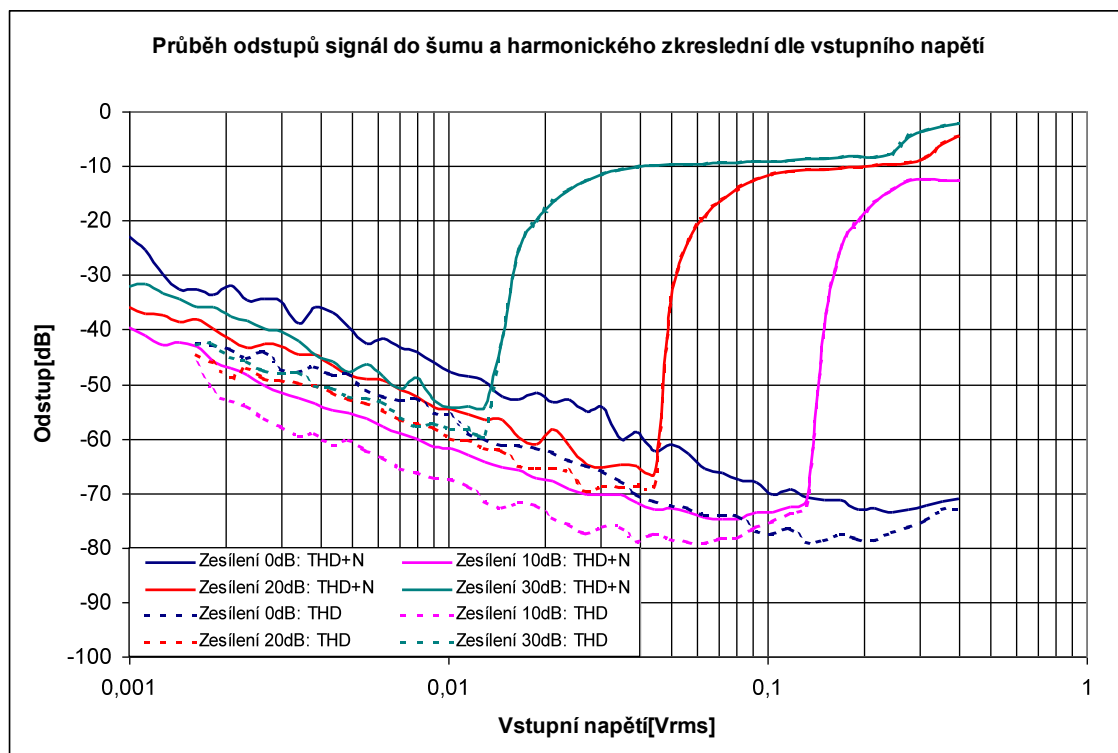
D.1 Přenos výsledného zesilovače



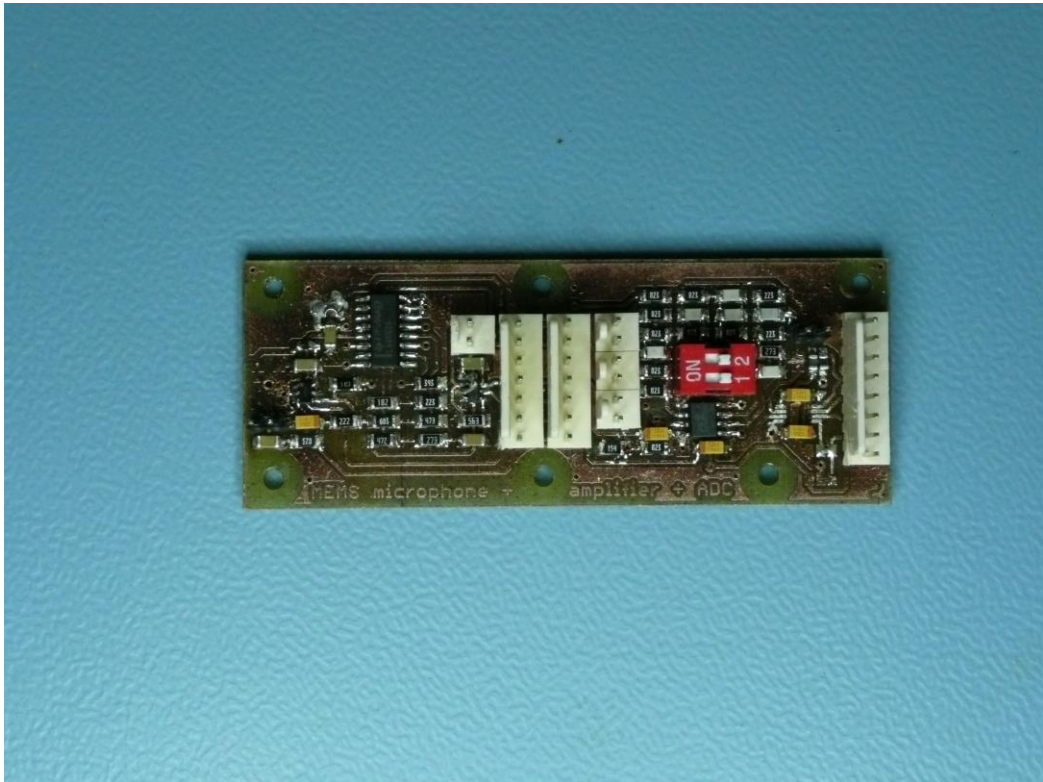
D.2 Výstupní úroveň výsledného zesilovače při měření



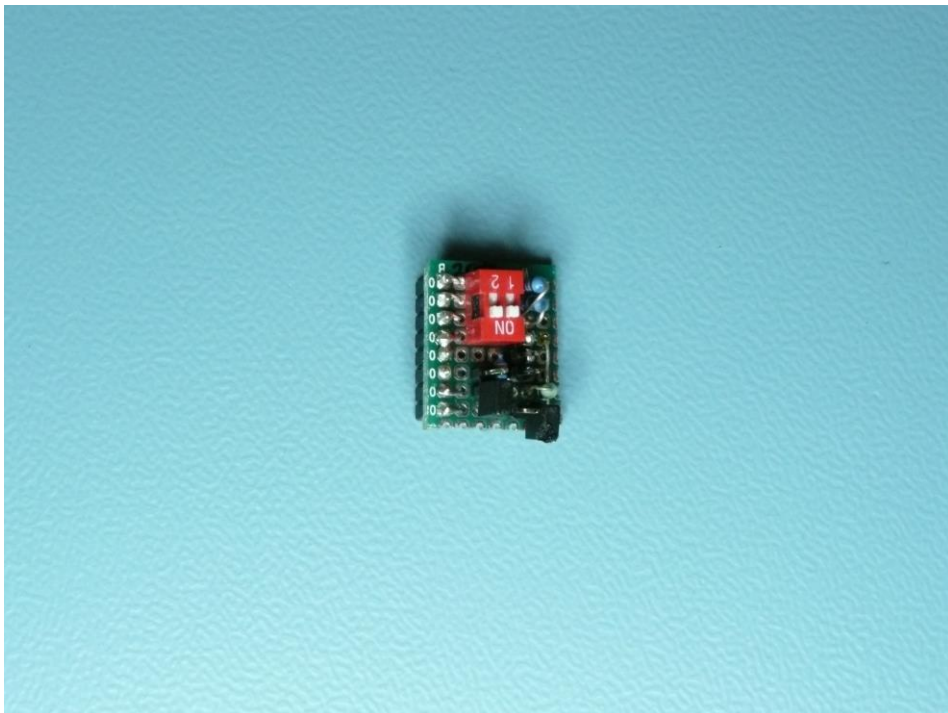
D.3 Zkreslení výsledného zesilovače dle vstupního napětí



D.4 Fotografie výsledného zesilovače

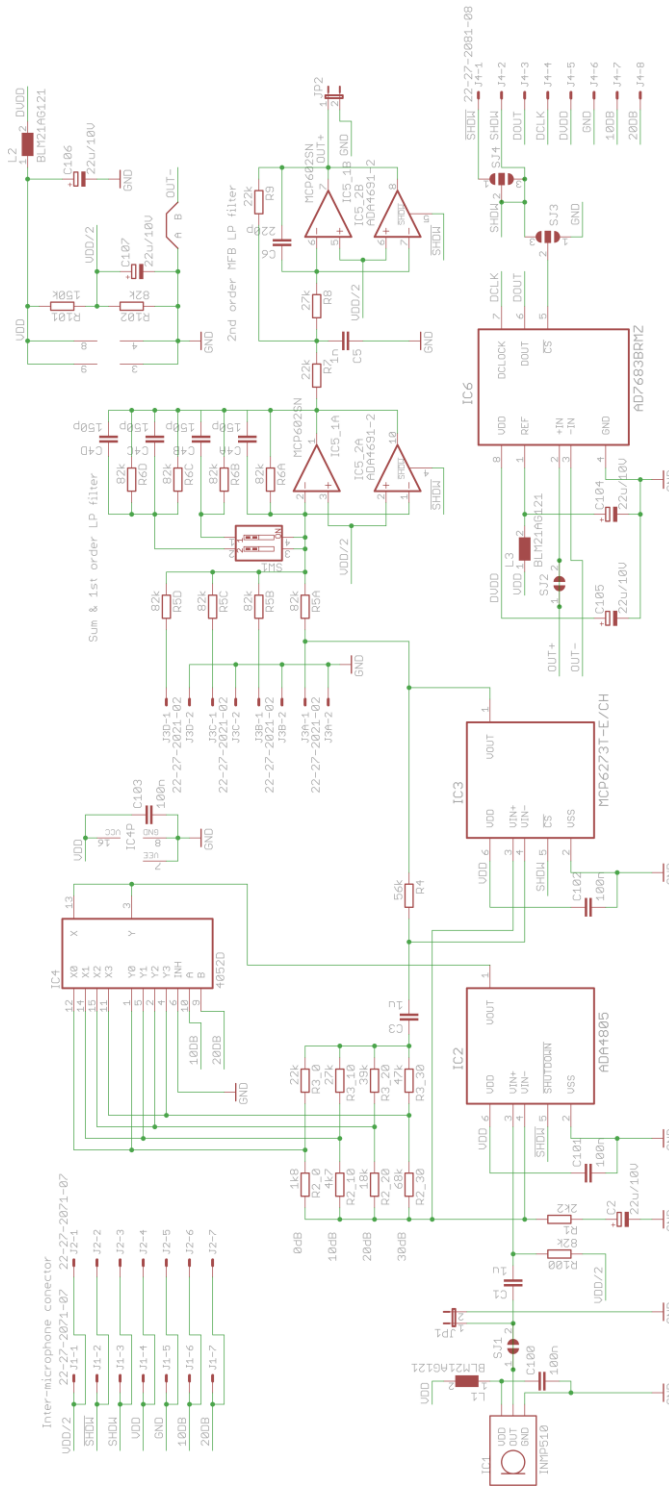


D.5 Fotografie ovládacího přípravku



E KONEČNÉ ŘEŠENÍ – DOKUMENTACE

E.1 Schéma



| | | | |
|----|-------------------|------------------|---|
| 1 | 18k | R1206 | R2_20 |
| 1 | 68k | R1206 | R2_30 |
| 3 | 22k | R1206 | R3_0, R7, R9 |
| 2 | 27k | R1206 | R3_10, R8 |
| 1 | 39k | R1206 | R3_20 |
| 1 | 47k | R1206 | R3_30 |
| 1 | 56k | R1206 | R4 |
| 10 | 82k | R1206 | R5A, R5B, R5C, R5D, R6A, R6B, R6C, R6D, R100, R102 |
| 1 | 150k | R1206 | R101 |
| 2 | 1u | C1206 | C1, C3 |
| 5 | 22u/10V | SMC_A | C2, C104, C105, C106, C107 |
| 4 | 150p | C1206 | C4A, C4B, C4C, C4D |
| 1 | 1n | C1206 | C5 |
| 1 | 220p | C1206 | C6 |
| 4 | 100n | C1206 | C100, C101, C102, C103 |
| 3 | BLM21AG121 | 805 | L1, L2, L3 |
| 1 | INMP510 | LGA_CAV-3 | IC1 |
| 1 | ADA4805 | SOT95P280X145-6N | IC2 |
| 1 | MCP6273T- E/CH | SOT95P280X145-6N | IC3 |
| 1 | 4052D | SO16 | IC4 |
| 1 | MCP602SN | SO08 | IC5_1 |
| 1 | ADA4691-2 | LFCSP_UQ_10_11 | IC5_2 |
| 1 | AD7683BRMZ | SOP65P490X110-8N | IC6 |
| 1 | | EDG-02 | SW1 |
| 4 | 22-27-2021-02 | 6410-02 | J3A, J3B, J3C, J3D |
| 2 | 22-27-2071-07 | 6410-07 | J1, J2 |
| 1 | 22-27-2081-08 | 6410-08 | J4 |
| 2 | | JP1 | JP1, JP2 |