



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

ZPŮSOBY IMPEDANČNÍHO PŘIZPŮSOBENÍ ZDROJŮ AKUSTICKÉHO SIGNÁLU PŘI JEJICH NÁSLEDNÉM ZPRACOVÁNÍ

METHODS OF ACOUSTIC SIGNAL SOURCES IMPEDANCE MATCHING FOR THEIR FURTHER
PROCESSING

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Nikola Havelková

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

BRNO 2020

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**

specializace Zvuková produkce a nahrávání

Ústav telekomunikací

Studentka: Nikola Havelková

ID: 203727

Ročník: 3

Akademický rok: 2019/20

NÁZEV TÉMATU:

Způsoby impedančního přizpůsobení zdrojů akustického signálu při jejich následném zpracování

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte problematiku tzv. DI boxů využívaných v audio technice. Kriticky zhodnoťte výhody a nevýhody jejich pasivní a aktivní realizace. Popište specifické vlastnosti a parametry definující DI box a způsoby, jak je těchto parametrů možné dosáhnout praktickou realizací. S ohledem na očekávané využití DI boxu stanovte vlastní hodnoty specifických parametrů (šířka pásma, vstupní a výstupní impedance, dynamický rozsah, fáze, harmonické zkreslení, vlastní šum, CMRR a další) a doplňkových funkcí (útlumový článek, změna polarity, filtr na vstupu a další). Na základě takto stanovených parametrů proveďte výběr součástek a DI box realizujte. Experimentálním měřením ověřte skutečné vlastnosti a porovnejte s původně očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Izhaki, R. Mixing Audio: Concepts, Practices, and Tools, Routledge, 3rd edition, 2017, ISBN: 978-1138859784.
- [2] Self, D. Small Signal Audio Design, Elsevier, 2nd edition, 2014, ISBN: 978-0415709736.

Termín zadání: 3.2.2020

Termín odevzdání: 12.8.2020

Vedoucí práce: prof. Ing. Jaroslav Koton, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
Předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Cílem této bakalářské práce je ozeznámení se s teoretickými oblastmi týkající se problematiky impedančního přizpůsobení pomocí tzv. DI boxů. Jedná se tedy především o teorii symetrického a nesymetrického signálu, parametry typické pro DI boxy (THD, impedance, šířka pásma, dynamický rozsah atd.), znalosti ohledně transformátoru, respektive obecně ohledně cívek, či v neposlední řadě problematika operačních zesilovačů, která je pro návrh aktivního DI boxu naprosto nezbytná.

Na základě této teorie jsou následně stanoveny parametry navrhovaného DI boxu, které jsou porovnány s komerčně dostupnými modely. Cílem je dosáhnout lepších hodnot nebo se jim alespoň přiblížit. Dále je navrženo obvodové schéma, které je za pomoci simulace v programu Multisim od National Instruments optimalizováno pro dosažení předem stanovených parametrů.

S ohledem na výsledné specifikace DI box je dále navržena deska plošných spojů pro realizaci prototypu tohoto zařízení. Po jeho zhotovení je provedeno kontrolní měření pomocí APx525, jehož výsledky jsou pak porovnány s hodnotami, kterých bylo cílem dosáhnout.

Klíčová slova

DI box, impedanční přizpůsobení, symetrizace signálu, galvanické oddělení, transformátor

Abstract

The purpose of this bachelor thesis is to get acquainted with the theoretical areas related to the issue of impedance matching using the so-called DI boxes. It is mainly the theory of balanced and unbalanced signal, parameters typical for DI boxes (THD, impedance, bandwidth, dynamic range, etc.), knowledge about the transformer, respectively about the coils, or last but not least the issue of operational amplifiers, which is for designing of active DI box absolutely essential.

The specifications of the designed DI box based on this theory are subsequently determined and compared with commercially available models. The main target is to achieve better figures or at least get closer to them. Furthermore, the circuit diagram is designed and optimized to achieve predetermined parameters using simulation in the Multisim program from National Instruments.

Regarding the resulting specifications of the DI box, a printed circuit board is designed to build a prototype of the device. After its completion, a test gauging using APx525 is done and the results are compared to the target figures.

Keywords

DI box, impedance matching, signal balancing, galvanic isolation, transformer

Bibliografická citace:

HAVELKOVÁ, Nikola. *Způsoby impedančního přizpůsobení zdrojů akustického signálu při jejich následném zpracování* [online]. Brno, 2020 [cit. 2020-08-11]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/128495>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce Jaroslav Koton.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Způsoby impedančního přizpůsobení zdrojů akustického signálu při jejich následném zpracování jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědoma 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.

V Brně dne: 12. 8. 2020

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne: 12. 8. 2020

.....

podpis autora

OBSAH

Úvod	13
1. Teoretický úvod	14
1.1 DI box.....	14
1.1.1 Dělení DI boxů.....	14
a) Aktivní DI box.....	14
b) Pasivní DI box	15
c) Další členění	15
1.2 Vlastnosti a parametry.....	17
1.2.1 Impedance a její přizpůsobení	17
1.2.2 Signál	18
a) Nesymetrické vedení	18
b) Symetrické vedení	18
1.2.3 CMMR.....	19
1.2.4 THD a THD+N	19
1.2.5 Dynamický rozsah	20
1.2.6 Šířka pásma.....	20
1.2.7 Šum	21
a) Tepelný šum	21
b) Výstřelový šum.....	22
c) Blikavý šum.....	22
d) Praskavý šum.....	22
1.3 Stěžejní obvodové prvky	22
1.3.1 Transformátor	22
a) Cívka.....	23
b) Jádru	25
1.3.2 Operační zesilovač.....	26
1.4 Doplnkové funkce	26
1.4.1 Útlumový článek.....	26

1.4.2	Rozpojení zemnění	26
2.	Návrh aktivního DI boxu	28
2.1	Parametry	28
2.2	Blokový diagram.....	30
2.3	Obvodové části.....	31
2.3.1	Vstup.....	31
2.3.2	Útlumový článek a impedanční přizpůsobení.....	31
2.3.3	Ochrana přepětí.....	34
2.3.4	Operační zesilovač	35
a)	Napájení.....	37
2.3.5	Transformátor	39
2.3.6	Výstup.....	40
2.3.7	Ground lift.....	40
2.3.8	Redukce šumu.....	40
2.4	Simulace.....	41
2.4.1	Kmitočtová analýza	41
2.4.2	Impedance	43
2.4.3	THD	45
2.4.4	Ochrana přepětí.....	46
2.5	Návrh desky plošných spojů	47
2.6	3D model.....	48
2.7	Realizace DI boxu	48
3.	Měření	49
3.1	Frekvenční charakteristika	49
3.1.1	Frekvenční charakteristika pro 0 dB impedance 1 M Ω	51
3.1.2	Frekvenční charakteristika pro 0 dB impedance 10 k Ω	52
3.1.3	Frekvenční charakteristika pro útlum o 20 dB impedance 10 k Ω	53
3.1.4	Frekvenční charakteristika pro útlum o 40 dB impedance 10 k Ω	54
3.2	Celkové harmonické zkreslení	55
3.2.1	THD pro 0 dB impedance 1 M Ω	56
3.2.2	THD pro 0 dB impedance 10 k Ω	56
3.2.3	THD pro útlum o 20 dB impedance 10 k Ω	57

3.2.4	THD pro útlum o 40 dB impedance 10 k Ω	57
3.2.5	Impedance	58
a)	Vstupní impedance 1 M Ω	58
b)	Vstupní impedance 10 k Ω	59
c)	Výstupní impedance	60
4.	Závěr	61

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Blokový diagram aktivního DI boxu	15
Obr. 1.2 Náhradní schéma propojení impedančně přizpůsobených zařízení [3]	17
Obr. 1.3 Neharmonické, flaptop a notching zkreslení [7]	19
Obr. 1.4 Šířka pásma [10]	21
Obr. 1.5 Typy jader a rozmístění cívek [15]	24
Obr. 1.6 Vrstvené vinutí [14]	25
Obr. 1.7 Bifilární vinutí [14]	25
Obr. 1.8 Vliv materiálu jádra na zkreslení [14]	25
Obr. 2.1 Blokový diagram navrhovaného DI boxu	30
Obr. 2.2 Schéma zapojení útlumového článku	31
Obr. 2.3 Schéma zapojení ochrany přepětí	34
Obr. 2.4 Schéma vnitřního zapojení TL072 [26]	35
Obr. 2.5 Schéma zapojení operačních zesilovačů	36
Obr. 2.6 Obvodově řešení pro napájení OZ	37
Obr. 2.7 Schéma zapojení transformátoru [28]	39
Obr. 2.8 Frekvenční charakteristika základního zapojení	41
Obr. 2.9 Frekvenční analýza pro všechny úrovně	42
Obr. 2.10 Frekvenční závislost vstupní impedance $1\text{ M}\Omega$	43
Obr. 2.11 Frekvenční závislost vstupní impedance $10\text{ k}\Omega$	44
Obr. 2.12 Frekvenční závislost výstupní impedance (při útlumu 0 dB impedance $10\text{ k}\Omega$)	45
Obr. 2.13 Frekvenční závislost výstupní impedance (při útlumu 0 dB impedance $1\text{ M}\Omega$)	45
Obr. 2.14 Osciloskop – přepětíová ochrana	46
Obr. 2.15 Návrh desky plošných spojů (vlevo horní vrstva, vpravo spodní vrstva)	47
Obr. 2.16 3D model navrhovaného aktivního DI boxu	48
Obr. 3.1 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci $1\text{ M}\Omega$ (fantomové napájení)	51
Obr. 3.2 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci $1\text{ M}\Omega$ (bateriové napájení)	51
Obr. 3.3 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci $10\text{ k}\Omega$ (bateriové napájení)	52

Obr. 3.4 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci 10 k Ω (fantomové napájení)	52
Obr. 3.5 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (1 V _{RMS}).....	53
Obr. 3.6 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (7 V _{RMS}).....	53
Obr. 3.7 Frekvenční charakteristika pro -40 dB a impedanci 10 k Ω (1 V _{RMS}).....	54
Obr. 3.8 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (10 V _{RMS}).....	54
Obr. 3.9 THD pro útlum 0 dB a impedanci 1 M Ω	56
Obr. 3.10 THD pro útlum 0 dB a impedanci 10 k Ω	56
Obr. 3.11 THD pro útlum o 20 dB a impedanci 10 k Ω	57
Obr. 3.12 THD pro útlum o 40 dB a impedanci 10 k Ω	57
Obr. 3.13 Schéma pro měření vstupní impedance [29]	58
Obr. 3.14 Závislost vstupní impedance 1 M Ω na frekvenci	58
Obr. 3.15 Závislost vstupní impedance 10 k Ω na frekvenci.....	59
Obr. 3.16 Schéma pro měření výstupní impedance [29]	60
Obr. 3.17 Závislost výstupní impedance na frekvenci.....	60

SEZNAM TABULEK

Tab. 2.1 Porovnání parametrů DI boxů [21,22,23].....	28
Tab. 2.2 Hodnoty rezistorů útlumového článku	33
Tab. 2.3 Porovnání parametrů volených operačních zesilovačů [24,25].....	35
Tab. 2.4 Výsledné hodnoty simulace.....	41
Tab. 2.5 Hodnoty vstupní impedance-nástroje Multisim Impedance Meter	44
Tab. 2.6 Hodnoty výstupní impedance-nástroje Multisim Impedance Meter	45
Tab. 2.7 Hodnoty THD simulace.....	46

ÚVOD

Cílem této bakalářské práce je prostudování problematiky DI boxů využívaných v audio technice. První část práce se zaměřuje na teoretickou stránku věci. Jsou zde rozebrány jednotlivé typy DI boxů a jejich základní princip. Dále jsou zde popsány stěžejní parametry a vlastnosti, jejichž znalost je nezbytná pro pochopení problematiky DI boxů. Tato část se také zabývá hlavními obvodovými prvky tohoto zařízení, jejich vlastnostmi a principem fungování.

Druhá část práce se zaměřuje již pouze na aktivní DI boxy a vlastní obvodové řešení tohoto typu. Na základě porovnání konkurenčních řešení, jsou stanoveny parametry DI boxu, kterých je cílem dosáhnout, případně se jim alespoň přiblížit. S ohledem na tyto parametry je vytvořeno základní obvodové řešení. Jsou zde rozebrány jednotlivé části obvodu a odůvodněny volby způsobu řešení. Následně je realizován prototyp, u kterého je pak kontrolním měřením ověřena funkčnost a dosahované specifikace. Na závěr je toto měření okomentováno a u případných nedostatků zmíněna možnost nápravy či vylepšení aktuálního řešení.

1. TEORETICKÝ ÚVOD

1.1 DI box

DI box je zařízení, které se v audiotechnice využívá pro úpravu audio signálu, tedy signálu s frekvencí o rozsahu 20 Hz až 20 kHz, a to ať už symetrického, tak nesymetrického. Mezi nejčastější důvody jeho využití spadá přizpůsobení úrovní signálů, hodnot vstupní a výstupní impedance zařízení, převedení nesymetrického signálu na symetrický či přerušení tzv. zemní smyčky. [1,2]

1.1.1 Dělení DI boxů

DI boxy lze dělit dle různých parametrů, jakožto například napájení, vstupní impedance či třeba podle typu vstupního signálu.

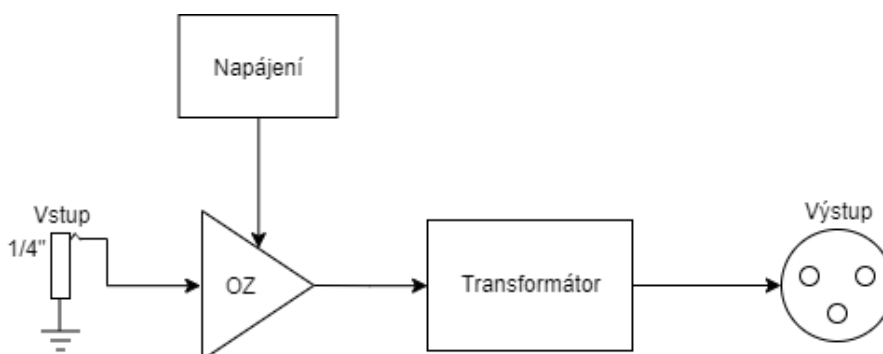
Na základě nutnosti napájení obvodu DI boxu je dělíme na formu aktivní a pasivní.

a) Aktivní DI box

Aktivní forma DI boxu vyžaduje pro své správné fungování napájení, a to ať už fantomové přes signálové vedení, či interní například v podobě baterie. Nejčastějším důvodem napájení obvodového řešení tohoto typu je operační zesilovač, který může být využit mnoha způsoby. A to ať už pro symetrizaci signálu, zesílení signálu či pouze přizpůsobení impedance.

Dříve znamenala aktivní forma DI boxu pouze variantu s operačními zesilovači, které ale neumožňují galvanické oddělení. Rozmohl se proto trend obohatit aktivní formu o transformátor využívaný především v pasivních formách. Proto jsou dnešní aktivní DI boxy spíše hybridem mezi základní aktivní a pasivní formou, a tím i praktičtější, jelikož se tyto formy vzájemně doplňují. Díky operačním zesilovačům tedy umožňuje lepší přizpůsobení (i slabého) signálu, a díky transformátoru je zajištěno galvanické oddělení.

Základní zapojení takového DI boxu je na obrázku 1.1. [1,2]



Obr. 1.1 Blokový diagram aktivního DI boxu

Obecně lze říci, že na vstup, například konektor TS, je přiváděn signál o určité úrovni. Často jde o signál nesymetrický, ale není to podmínkou. Tento signál je veden na operační zesilovač, kde na základě využití, a tedy i odlišného zapojení, může být signál pozměněn. Ať už se jedná o zesílení úrovně, symetrizaci, úpravu impedance či kombinace zmíněných.

Za operačním zesilovačem může následovat transformátor. Ten zde bývá především pro galvanické oddělení, případně i symetrizaci signálu. Výsledný signál je nakonec vyveden pomocí symetricky zapojeného XLR konektoru. [1,2]

b) Pasivní DI box

V případě, že DI box neobsahuje žádné aktivní prvky, které by bylo nutno napájet, mluvíme o formě pasivní. Zpravidla je hlavním komponentem takového DI boxu především transformátor. Právě ten zajišťuje hlavní funkce jako jsou symetrizace signálu, přizpůsobení impedancí a galvanické oddělení. V porovnání s aktivní formou bývá obvodové schéma výrazně jednodušší a v signálové cestě se tak nachází méně prvků, které by negativně ovlivňovaly výsledný signál. Hlavní nevýhodou ovšem zůstává fakt, že i přes velice dobrou přenosovou charakteristiku příslušného transformátoru není DI box v porovnání s aktivní formou schopen tak dobře pracovat se slabými signály. [1,2]

c) Další členění

Dalším parametrem, na základě kterého lze členit DI boxy, je impedance. Řadí se zde například vysokoimpedanční, tedy Hi-Z DI box, který je konstruován pro zařízení o vysoké výstupní impedanci, tedy například pasivní snímače elektrické kytary.

Existují i další typy DI boxů, respektive se většinou jedná o speciální podkategorie již zmíněných typů. Mezi takové patří například izolátor vysokonapěťových signálů, známý také jako ISO, DI boxy přizpůsobené pro konkrétní použití, jako je třeba úprava signálu z laptopu či multimediální DI boxy. [1,2]

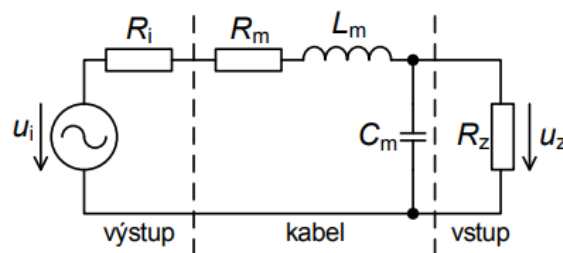
1.2 Vlastnosti a parametry

1.2.1 Impedance a její přizpůsobení

Základním důvodem, proč je zapotřebí přizpůsobit úrovně vstupní a výstupní impedance, tedy dosáhnout stavu, kdy jsou činitelé odrazu zátěže Γ_z a zdroje Γ_i komplexně sdruženy, je dosažení co nejpřesnějšího a nejméně zkresleného přenosu signálu.

K takovému ovlivnění signálu může dojít několika způsoby zapříčiněnými impedančním nepřizpůsobením. Může zde například vznikat tzv. stojaté vlnění, které může nadbytečně zatěžovat některé prvky obvodu zařízení, a tím je případně i poškodit.

V případě, kdy je impedanční nepřizpůsobení navíc skombinováno s delším vedením signálu, chová se tento celek jako rezonátor, kvůli čemuž se mohou jeho rezonanci blízkou určitým frekvencím právě tyto složky potlačit či zcela odfiltrovat. Jedná se především o frekvence vyšších hodnot, jelikož je tímto celkem (vstupní impedancí zdroje, výstupní impedancí zátěže a impedancí kabelu) tvořena dolní propust'. Napravit takto poškozený signál je téměř nemožné. [3]



Obr. 1.2 Náhradní schéma propojení impedančně přizpůsobených zařízení [3]

K dalšímu znehodnocení signálu může dojít tak, že se odražená energie může s určitou latencí vrátit zpět na vstup, což se projeví jako tzv. efekt echo.

Co se odražené energie týče, je třeba nakonec ještě zmínit, že právě jejím odražením v místě nepřizpůsobení impedance dochází ke snížení energie vedené na zátěž, jsou-li tedy impedance vyrovnány ($R_z = R_i$), hodnota přeneseného výkonu P_z je nejvyšší, pro což platí následující vztah.

$$P_z = I^2 R_z = U_1^2 \frac{R_z}{(R_i + R_z)^2} \quad [W] \quad (1.1)$$

Jako typická vstupní impedance audio zařízení může být zmíněna například impedance mikrofonního vstupu ($<1 \text{ k}\Omega$), linkového vstupu ($<10 \text{ k}\Omega$) či vstup vysokoimpedanční (např. kytarové snímače, $100 \text{ k}\Omega$ až $1 \text{ M}\Omega$). Výstupní impedance může u mikrofonního výstupu nabývat hodnot $100\text{--}300 \Omega$ a linkové pouhých pár desítek ohmů. [3]

1.2.2 Signál

Prvotní příčinou, kvůli které je převáděn nesymetrický signál na symetrický, je zajištění co nejvyšší kvality signálu. Tedy maximální potlačení souhlasného rušení tzv. CMRR (Common Mode Rejection Ratio).

a) Nesymetrické vedení

Nesymetrické vedení je typ propojení pomocí pouze jednoho signálového vodiče, kladného pólu hot, a stínění ground, které chrání signál před interferencí, bohužel ne příliš výrazně. Takto vedené signály se v dnešní době využívají především kvůli kompatibilitě, jelikož jsou pro toto vedení v audiotechnice používány převážně TS či cinch konektory.

Tento typ vedení má poměrně mnoho nevýhod, jako je například vliv parazitních jevů, jako šum či interference, s čímž je spojená také omezená délka vedení (doporučená maximálně 5 m). Právě kvůli těmto nedostatkům bylo v první polovině 20. století v Bellových laboratořích vyvinuto symetrické vedení. Původně bylo sice navrženo jakožto vedení telekomunikační, ale i přes to je v nynějších letech nedílnou součástí audio techniky.

Kolem roku 1955 byl symetrický typ vedení obohacen o velice důležitý prvek, kterým je tří pinový XLR konektor. Ten byl vynalezen panem Jamesem H. Cannonem. Do povědomí se konektor dostal ovšem o pár let později. Až zhruba od 80. let 20. století bylo běžné se s tímto typem konektoru setkat u kvalitnější zvukové techniky. Pro menší audio systémy, spotřební elektroniku nebo některé hudební nástroje je stále využíván nesymetrický signál. Zachování tohoto typu vedení je dáno jednak jednodušší realizací, nižšími náklady a v neposlední řadě dlouhá léta zaběhnutým způsob konstruování zařízení s TS konektory. [4,5]

b) Symetrické vedení

Symetrické vedení je realizováno pomocí tří vodičů, kdy první pól je samotné stínění, druhý aktivní pól vede přímý signál a třetí vodič je využit pro signál s převrácenou polaritou. Takto řešené vedení zajišťuje vysokou kvalitu přenosu signálu a co nejmenší vliv parazitních jevů.

Signál je dále přiveden na vstup zařízení, kde dojde ke zpětné inverzi signálu s opačnou fází. Následně jsou signály sečteny, čímž jednak dostaneme výsledný signál o vyšší amplitudě, ale také se tímto krokem vyruší parazitní šum či přeslechy. Jak již bylo zmíněno výše, pro symetrické vedení se využívá tří pinových konektorů, převážně konektoru XLR. Kdy na první pin je přivedeno stínění *ground*, na druhý pin aktivní pól *hot* a na třetí vodič *cold*.

Dále lze využít například TRS konektor. Zde je zemní vodič připojen na *Sleeve*, aktivní *hot* na *Tip* a *cold* na *Ring*. [4,5]

1.2.3 CMMR

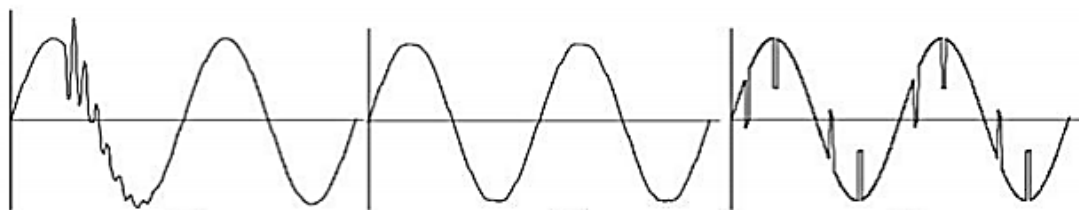
CMRR, z anglického Common-Mode Rejection Ratio, tedy činitel potlačení nežádoucích souhlasných signálů, je definován vztahem

$$CMRR = 20 \log \frac{A_D}{A_{CM}} \text{ [dB]}, \quad (1.2)$$

kde A_D je diferenční zesílení a A_{CM} zesílení souhlasného signálu. Za ideálních podmínek by se hodnota CMRR měla rovnat nekonečnu. To v praxi ovšem není možné. Běžná hodnota se pohybuje od 60 dB výše, v závislosti na kvalitě operačního zesilovače. [6]

1.2.4 THD a THD+N

THD (Total Harmonic Distortion), neboli celkové harmonické zkreslení, je míra zkreslení harmonického signálu zapříčiněna převážně nelineárními prvky obvodu. Toto nežádoucí zkreslení může mít tři podoby – neharmonické zkreslení, *flap top* a výřezové zkreslení (*notching*). [7,8]



Obr. 1.3 Neharmonické, flap top a notching zkreslení [7]

Hodnota THD je rovna podílu efektivní hodnoty signálu a amplitudy první harmonické složky c_1 , pro což platí následující vztah [7,8]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n c_k^2}}{c_1} \cdot 100 \text{ [%]} \quad (1.3)$$

Obdobným parametrem je THD+N, který ovšem bere v potaz i šum N , respektive veškerou parazitní energii, o kterou se měřený signál liší od toho původního. [7,8]

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^n c_k^2 + N^2}}{c_1} \cdot 100 \quad [\%] \quad (1.4)$$

Hodnoty obou těchto parametrů jsou často udávány v procentech, lze je ovšem vyjádřit také pomocí decibelů, a to konkrétně následujícím převodem [6,7]

$$THD_{dB} = 20 \log \frac{THD_{\%}}{100} \quad [dB] \quad (1.5)$$

1.2.5 Dynamický rozsah

Dynamický rozsah je hodnota rozdílu mezi maximální a minimální hodnotou signálu. Za maximální hodnotu L_{MAX} , je považována ta, kdy je celkové harmonické zkreslení v rozmezí 1–3 %. Minimální úroveň signálu, tedy L_{MIN} , může být buďto hodnota výstupního napětí při zkratovaném vstupu či úroveň EIN (Equivalent Input Noise), obecně lze za minimum považovat součet veškerých šumů a nežádoucích signálů, tedy *noise floor*. [9,11]

Dynamickou rezervu Δ_R zařízení lze tedy na základě výše zmíněného principu vypočítat následujícím vztahem.

$$\Delta_R = L_{MAX} - L_{MIN} \quad [dB] \quad (1.6)$$

Tento vzorec lze použít pouze pokud počítáme s hodnotou maximální úrovně signálu na výstupu.

Pakliže chceme počítat s hodnotou maximální vstupní úrovně signálu, je zapotřebí ještě odečíst celkové zesílení zařízení G . [9,11]

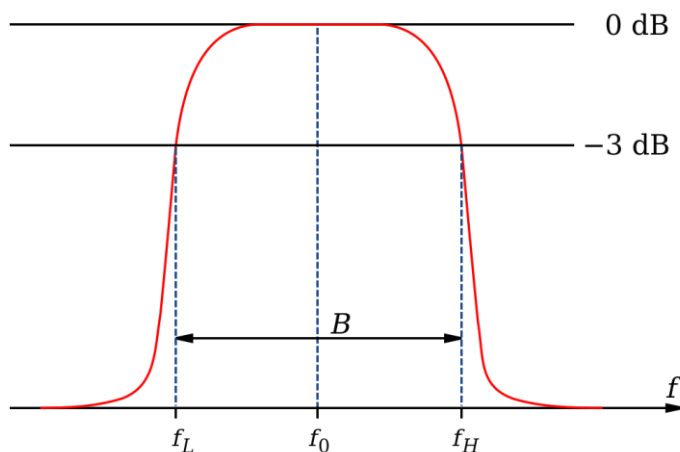
$$\Delta_R = L_{MAX} - L_{MIN} - G \quad [dB] \quad (1.7)$$

1.2.6 Šířka pásma

Šířku pásma je možné obecně popsat jako rozdíl mezi minimální f_L a maximální f_H hodnotou frekvence přenášeného signálu.

$$B = f_H - f_L \quad [Hz] \quad (1.8)$$

Hodnoty f_L a f_H jsou udávány pro pokles amplitudy zesílení A_M o 3 dB, tedy na hodnotu $\frac{A_M}{\sqrt{2}}$. Výsledná hodnota B tedy určuje, v jakém je signál přenášen. [10,11]



Obr. 1.4 Šířka pásma [10]

S tímto parametrem úzce souvisí frekvenční odezva, která udává, jak se na jednotlivých frekvencích ve frekvenčním pásmu signál chová. [10,11]

1.2.7 Šum

Šum je ve většině případů pro přenos signálu nežádoucí, bezvýznamný produkt, jelikož nepřenáší žádná přínosná data. Šumy se dělí na základě dvou parametrů. Prvním je vliv fyzikálních vlastností zařízení či okolí, zde patří například tepelný šum, výstřelový, blikavý či praskavý. Druhým aspektem je spektrální hustota, zde lze hovořit o tzv. šumech barevných.

Právě barevné šumy, jako například bílý, růžový (neboli $\frac{1}{f}$ šum), hnědý a další, tvoří výjimku, co se jejich využití týče. Jsou často používány pro měření audio systémů, jelikož energeticky pokrývají celé slyšitelné spektrum, s odlišným poklesem v závislosti na typu šumu. Například u růžového je pokles energie 3 dB na oktávu. [12,13]

a) Tepelný šum

Tepelný (Johnsonův) šum je zapříčiněn nahodilým pohybem volných elektronů v krystalové mřížce vodičů a polovodičů. Není závislý jak na proudu, tak ani na napětí, pouze na teplotě, která musí být vyšší než absolutní nula. Se zvyšující se

teplotou narůstá rychlost pohybujících se elektronů, čímž se následně zvyšuje hodnota tepelného šumu. Je možné jej tedy eliminovat pouze snížením teploty zařízení.

V případě, že je teplota a odpor konstantní, nabývá šum rovnoměrné výkonové spektrální hustoty a lze tak o něm mluvit jako o šumu bílém. [12,13]

b) Výstřelový šum

Výstřelový (Schottkyho) šum je způsoben prudkou změnou proudu elektronů, čímž vzniká ekvivalent rázové vlny. Jelikož závisí na protékajícím proudu, není možné ho nějakým způsobem eliminovat, tak jak tomu je u tepelného šumu. Je přirozeným jevem pohybu nosičů nábojů. [12,13]

c) Blikavý šum

Blikavý šum vzniká důsledkem narušení struktury krystalické mřížky polovodičů či nějakého jejich znečištění. Stejně jako výstřelový šum vzniká často v součástkách s přechodem mezi bází a emitorem. Projevuje se především změnou spektrální hustoty výkonu, a to konkrétně tak, že jeho energie klesá se zvyšující se frekvencí. Jedná se tedy o $\frac{1}{f}$ šum. [12,13]

d) Praskavý šum

Praskavý šum je opět $\frac{1}{f}$ šum, i zde tedy dochází ke změně spektrální hustoty a stejně jako u blikavého a výstřelového šumu vzniká na PN přechodech. Hlavními rozdíly jsou tak doba trvání, která je velice krátká, řádově až stotisíciny sekund, a také příčina vzniku, kterou je především znečištění ionty těžkých kovů. [12,13]

1.3 Stěžejní obvodové prvky

Mezi hlavní obvodové prvky patří transformátor a operační zesilovač, kterým se bude tato kapitola věnovat.

1.3.1 Transformátor

Ačkoliv jsou transformátory v porovnání s jinými obvodovými prvky cenově, rozměrově či váhově dosti nepříznivé, jejich využití v audiotechnice je mnohdy tím nejefektivnějším řešením. Pro audio zařízení jsou využívány především sdělovací, přesněji audio

transformátory, přenášející elektrický analogový signál. Lze je využít pro galvanické oddělení signálů, přizpůsobení impedance, napětí či symetrizaci signálu.

Mezi nejzákladnější součásti transformátoru patří vinutí a magnetické jádro, právě tyto prvky umožňují přenos elektrické energie, aniž by docházelo k fyzickému kontaktu jednotlivých vinutí. Zajišťují tak již zmíněné galvanické oddělení.

Jestliže tedy primární cívkou prochází střídavý proud, indukuje se kolem tohoto vodiče magnetický indukční tok, který je dále veden magnetickým jádrem na sekundární cívku. K přenosu elektrické energie dochází pouze za předpokladu, že na primární vinutí přivádíme střídavý či pulzující proud. V případě, že by se jednalo o proud stejnosměrný, neměnil by se magnetický indukční tok, a tím pádem by se nemělo jak indukovat napětí na sekundárním vinutí. Tento fakt je dán Faradayovým zákonem elektromagnetické indukce, který lze popsat vztahem

$$\varepsilon_F(t) = -\frac{d\Phi}{dt}, \quad (1.9)$$

kde ε_F představuje indukované elektromotorické napětí a Φ magnetický indukční tok.

Pakliže by se na primární cívce vyskytl proud stejnosměrný, hodnota magnetického indukčního toku by byla konstantní, a její derivace tudíž nulová. To by znamenalo nulové napětí na sekundárním vinutí. Ačkoliv výsledkem tohoto stavu není transformace signálu, může docházet k přesycení jádra, což pak negativně ovlivňuje případný další přenos signálu při střídavém proudu.

Pokud je na primární cívce střídavý proud, indukuje se na sekundárním vinutí na základě výše zmíněného zákona elektromotorické napětí v poměru k mezi vstupními a výstupními hodnotami, a to ať už napětí U , proudu I , počtu závitů cívek N_L či impedance Z , závislostí $k = \frac{I_2}{I_1} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$. Pokud je výsledná hodnota k vyšší než

1, jedná se o tzv. *step down* transformátor, pakliže je tomu naopak, hodnota poměru k je tedy nižší než 1, jde o tzv. *step up* transformátor. V případě, že je poměr k roven 1, jde pouze o transformátor oddělovací, jelikož výstupní hodnoty se oproti vstupním v takovém případě nemění. [14,15]

a) Cívka

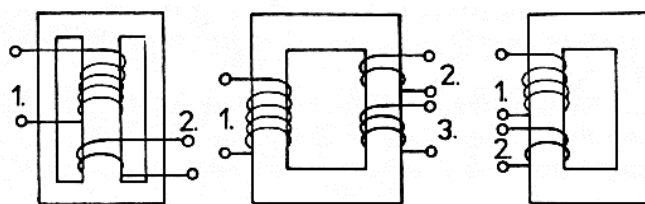
Cívky transformátoru jsou nejčastěji označovány jako primární a sekundární vinutí. Tato vinutí jsou v transformátorech tzv. induktorem, to znamená, že je nositelem

veličiny definující schopnost vodivého tělesa, kterým protéká elektrický proud, vytvářet magnetické pole.

Samotné vinutí je realizováno pomocí vodiče, jehož parametry, především tedy materiál je volen tak, aby měl co nejnižší rezistivitu, tedy co nejvyšší konduktivitu. Rezistivita ρ roste s narůstající teplotou, a to konkrétně na základě závislosti $\rho = \rho_0(1 + \alpha\Delta t)$, kde ρ_0 značí počáteční rezistivitu, α je teplotní součinitel elektrického odporu a Δt je hodnota teplotního rozdílu.

Nejčastěji voleným materiálem je měď díky jeho měrnému odporu $\rho = 0,018 \cdot 10^{-6} [\Omega \cdot \text{m}]$ a také ceně, jelikož v porovnání se stříbrem, které má sice nižší měrný odpor, a to $\rho = 0,016 \cdot 10^{-6} [\Omega \cdot \text{m}]$, je výrazně levnější, výsledně tedy značně efektivnější.

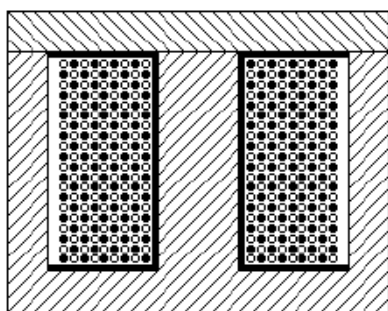
Transformátory se mohou lišit nejen materiálem, ale také umístěním cívek nebo jejich počtem. Zde lze tedy hovořit například o plášťovém nebo jádrovém transformátoru viz obrázek 1.5. [14,15]



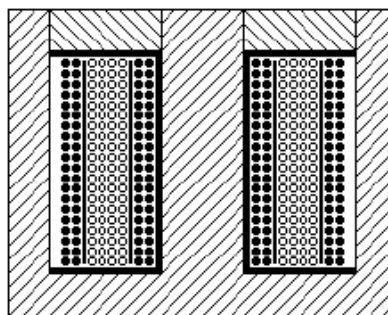
Obr. 1.5 Typy jader a rozmístění cívek [15]

Umístění primární a sekundární cívky vůči sobě je velmi důležité především z hlediska výsledné kvality přenášeného signálu. Obecně se doporučuje vinutí umístit, pokud možno co nejblíže k sobě, aby tak zůstaly ve stejném magnetickém poli. Mezi typy vinutí výhodné právě z tohoto hlediska patří bifilární vinutí, kdy jsou vodiče vinuty současně. Je tak dosaženo velmi malé rozptylové indukčnosti, ovšem nevýhodou zde zůstává vyšší kapacita.

Druhou obdobnou variantou je vinutí po vrstvách. [14,15]



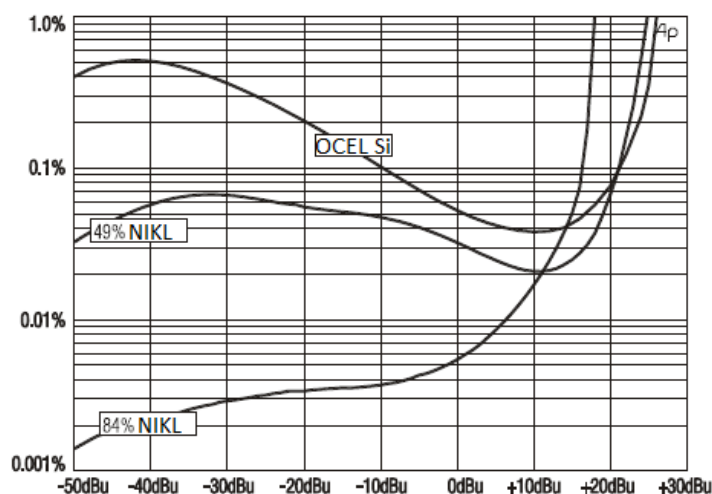
Obr. 1.7 Bifilární vinutí [14]



Obr. 1.6 Vrstvené vinutí [14]

b) Jádro

Pro výrobu jádra se často volí feromagnetické kovy, a to z toho důvodu, aby se co nejvíce potlačil vznik vířivých proudů, jelikož by mohlo dojít ke ztrátám, což by vedlo ke snížení množství přenesené elektrické energie magnetickým tokem. Tyto ztráty by se mohly projevovat uvolňování tepelné energie, tudíž by se transformátor zahříval. Ze stejného důvodu se jádra, kterými prochází střídavý proud, vyrábí často z jednotlivých plechů, které jsou vzájemně izolovány. Mluvíme o tzv. lístkových jádrech. Nejvíce využívanými materiály jsou 84% nikl, 49% nikl nebo ocel s obsahem křemíku do 6 % a nízkým obsahem uhlíku a dalších legujících prvků. V následujícím grafu lze vidět, jaký vliv má zvolený materiál jádra na zkreslení v závislosti na úrovni signálu. [14,15]



Obr. 1.8 Vliv materiálu jádra na zkreslení [14]

Narůstající hodnota zkreslení je v nižších úrovních zesílení zapříčiněna magnetickou hysterezí a ve vyšších polohách pak magnetickou saturací. [14,15]

1.3.2 Operační zesilovač

I přes to, že byl dřívější elektronkový operační zesilovač původně konstruován pro realizaci matematických operací v analogových počítačích (odkud mimochodem pochází i jeho přívlastek operační), jeho dnešní podoba je velmi často užívaným analogovým obvodem, a to nejen v audio technice. Je oblíbenou volbou z mnoha důvodů. Ať už díky jeho různorodým možnostem zapojení a tím i mnoha odlišným využitím, tak i kvůli jeho vysoké kvalitě parametrů za poměrně nízkou cenu.

Operační zesilovač je konstruován tak, že jeho interní zapojení je tvořeno více zesilovacími stupni, tvořící analogový obvod o dvou vstupech, invertující (-) a neinvertující (+), jednom výstupu a dvou napájecích vývodech.

Mezi základní zapojení patří invertující a neinvertující operační zesilovač, kterých je využito při zapojení operačního zesilovače u navrhovaného obvodu. [16]

1.4 Doplnkové funkce

Doplnkové funkce DI boxu se liší na základě uvážení výrobce a preferencí spotřebitele. Mezi ty nejužívanější se řadí útlumový článek a *groundlift*.

1.4.1 Útlumový článek

Útlumový článek je prvek, díky kterému lze snížit úroveň signálu o konkrétní hodnotu. Bývá konstruován na základě principu napěťového děliče, kdy požadované napětí U_b na příslušném rezistoru R_b se vypočítá pomocí napětí vstupního U , kterým je násoben poměr mezi hodnotou příslušného rezistoru a součtu všech rezistorů děliče.

$$\text{Tedy } U_b = U \frac{R_b}{R_a + R_b}.$$

Úrovně útlumu se často liší v závislosti na výrobci a na cílených vlastnostech zařízení. Univerzální volbou hodnoty útlumu bývá -20 dB, kterou nalezneme téměř na každém DI boxu. Lze se ovšem ojediněle setkat i s jinými variantami. [17]

1.4.2 Rozpojení zemnění

Rozpojení zemnění neboli *ground lift* je funkce zabraňující zemní smyčce, v případě, že za jejím vznikem stojí propojení ochranné a signálové země.

Zemní smyčka je jev vznikající elektrickým propojením dvou či více zařízení o odlišných potenciálech vůči zemi, a to buď za pomoci zemnicího vodiče či kontaktu kovových šasi jednotlivých komponentů. Právě těmito částmi procházejí rušivé proudy, které negativně působí na potenciál vodičů přenášejících signál za následkem vzniku rušivých napětí, které řetězec není schopen rozeznat od signálu původního. Výsledkem tak může být brum o frekvenci kolem 60 Hz.

Základní prevencí před vznikem zemní smyčky je připojení zařízení k jednotnému zemnění, respektive zemnicí sběrnici.

Pro přerušení zemní smyčky je nejčastěji využíváno galvanické oddělení (např. pomocí DI boxu, respektive transformátoru), kdy obvodové části nejsou fyzicky propojeny. Dochází tak pouze k přenosu elektrické energie (případně impulsů, informací).

V případě transformátorů k přenosu dochází v elektromagnetickém poli indukovaném mezi primárním a sekundárním vinutím (viz kapitola Transformátory).

Galvanickým oddělením lze však vyřešit pouze signálová zemní smyčka. Zemní smyčka může vznikat také přes zem ochranou, což je následkem propojení signálové a ochranné země nesymetrickým vedením. [18,19]

Častou a nejbezpečnější polohou tohoto spínače je poloha *ground*, kdy je signálová zem propojena s ochranou. V případě, že se v systému objeví rušivá napětí, která nejsou eliminována galvanickým oddělením, tudíž se nevyskytují v signálové smyčce, lze využít přerušení propojení mezi ochranou a signálovou zemí, a to přepnutím vypínače do polohy *lift*. [20]

2. NÁVRH AKTIVNÍHO DI BOXU

Cílem navrhovaného obvodového řešení aktivního DI boxu je dosažení, pokud možno, co nejpríznivějších výsledných parametrů, jako je minimální celkové harmonické zkreslení, co nejnižší úroveň šumu nebo frekvenční charakteristika s maximální odchylkou signálu $\pm 0,5$ dB na frekvenčním rozsahu 20 Hz až 20 kHz.

V neposlední řadě je dbáno také na praktičnost celého zařízení, a to jak už co se zvolených doplňkových funkcí týče, tak i jejich případných ovládacích prvků. Vzhledem k tomu, že důležitým parametrem pro výsledný DI box je také finanční náročnost, je tak u obvodových prvků brán zřetel nejen na vhodné elektrotechnické parametry, ale také právě na pořizovací cenu prvků.

2.1 Parametry

Parametry jsou voleny na základě znalostí problematiky rozebrané v teoretickém úvodu, a také na základě porovnání komerčně dostupných modelů aktivních DI boxů, které jsou uvedeny v tabulce č. 2.1.

Tab. 2.1 Porovnání parametrů DI boxů [21,22,23]

	Klark DN-100	BSS AR-133	Behringer Ultra-DI	Návrh
Přenos				
Frekvenční rozsah	20 Hz-20 kHz +0,5/-1 dB	30 Hz-20 kHz +0/-1 dB	10 Hz-70 kHz -3 dB	20 Hz - 20 kHz +0,5/-0,5 dB
THD	<0,01 % pro 1 kHz +4 dBu	<0,005 % pro 1 kHz 0 dBu	<0,014 % pro 1 kHz	<0,005 % 1 kHz 0 dBu
Šum	-100 dBu	-105 dBu	-100 dBu	-105 dBu
Vstup				
Impedance	1 M Ω TS/20 k Ω XLR	1 M Ω (PAD 0 dB) 47 k Ω (PAD -20 dB, -40 dB)	-	1 M Ω (Hi-Z) 10 k Ω (Low-Z)
Max level	+40 dBu*	+49 dBu*	+52 dBu*	+52 dBu*
XLR	Symetrický	Nesymetrický	-	Nesymetrický
TRS	Symetrický	Nesymetrický	Nesymetrický	Nesymetrický
TRS-Link	Nesymetrický	Nesymetrický	-	Nesymetrický
Výstup				
Impedance	300 Ω	600+ Ω	-	<300 Ω
Galvanické oddělení	Ano	Ano	-	Ano
XLR	Ano	Ano	Ano	Ano (před + za transformátorem)
TRS	Ne	Ne	Ne	Ano

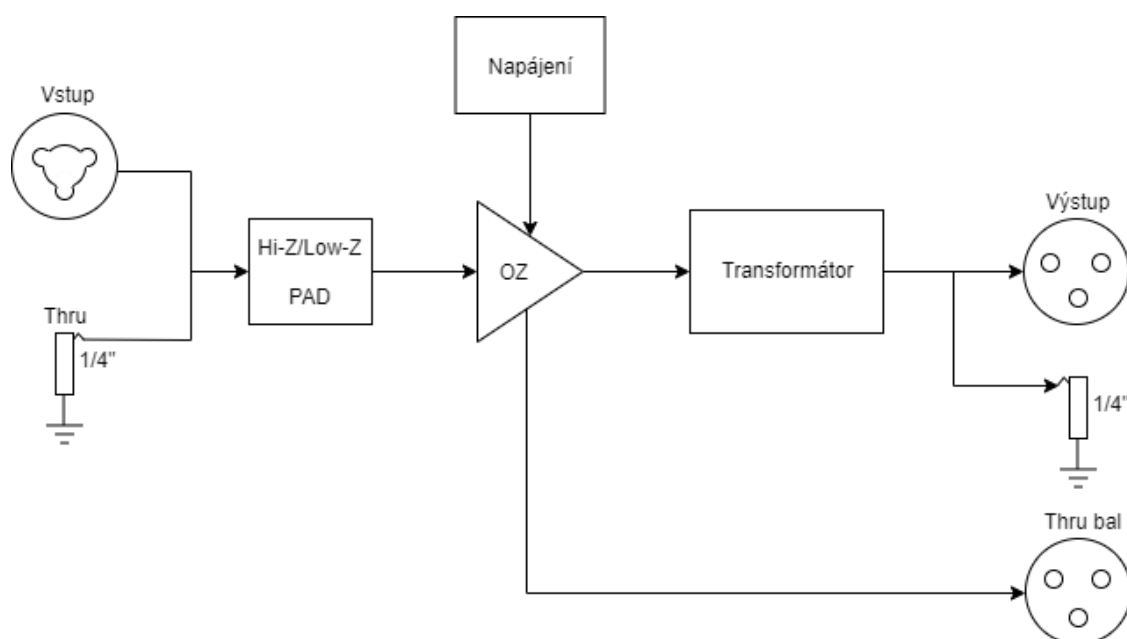
Napájení				
Typ	Fantom	Fantom + baterie	Fantom + baterie	Fantom + baterie
	Spínaný zdroj	Spínaný zdroj	-	Jiné
Ostatní				
PAD	-30 dB	-20 dB, -40 dB	-20 dB, -40 dB	-20 dB, -40 dB
	Tlačítkový spínač	Páčkový spínač	Posuvný spínač	Otočný spínač
Groundlift	Ano	Ano	Ano	Ano
Cena	do 2 500 Kč	do 2 500 Kč	do 600 Kč	do 2 000 Kč

*Je zde brán v úvahu signál zeslabený o nejvyšší možnou úroveň příslušného útlumového článku zařízení. Maximální úroveň je tak počítána (v závislosti na typu napájení, a tedy i hodnotě napětí vstupního signálu U_1) na základě vztahu pro zesílení signálu $A_U = 20 \log \frac{U_2}{U_1}$, kdy je následně vyjádřeno výstupní napětí U_2 a dle vztahu $L_U = 20 \log \frac{U_2}{U_{ref}}$, kde hodnota U_{ref} značí referenční napětí (pro jednotky dBu se rovná 0,775 V, lze úroveň výstupního signálu vyjádřit v jednotkách dBu).

Porovnány jsou DI boxy DN-100 od firmy Klark Teknik, BSS AR-133 a Ultra-DI od Behringera. První dva modely byly zvoleny z toho důvodu, že v praxi patří mezi nejznámější a nejužívanější DI boxy. Třetí model od firmy Behringer byl pro porovnání zvolen kvůli jeho nižší pořizovací ceně. Již prvním aspektem napovídajícím, že se jedná o méně kvalitní model, jsou uvedené parametry v dokumentaci. Ty jsou buď nepřesné, neúplné či zde zcela chybí.

Cílem zvolených parametrů je dosáhnout co nejlepší kvality výsledného signálu a získat alespoň pomocí doplňkových funkcí originální aktivní DI box vhodný jak pro signál zdroje s vysokou, tak i nízkou impedancí.

2.2 Blokový diagram



Obr. 2.1 Blokový diagram navrhovaného DI boxu

V blokovém diagramu na obrázku 2.1 lze vidět, že na vstupu je využit konektor Combo, který je jak pro TRS, tak i pro XLR zapojen symetricky, avšak signál je odtud dále na útlumový článek veden jako nesymetrický. PAD má nejenom několik možností útlumu, ale především také dvě odlišné vstupní impedance, a to Hi-Z o hodnotě 1 M Ω a Low-Z o hodnotě 10 k Ω .

Signál je poté symetrizován pomocí dvou operačních zesilovačů, které jsou napájeny buďto fantomovým napájením, či 9V baterií.

Takto upravený signál je následně galvanicky oddělen za pomoci audio transformátoru o převodním poměru 1:1. Nedochozí tak k zesílení či zeslabení úrovně signálu, ale pouze k již zmíněnému galvanickému oddělení.

Výsledný symetrický signál je vyveden pomocí symetricky zapojeného XLR případně TRS konektoru. Druhý XLR výstup je vyveden ještě před transformátorem. Umožňuje tak uživateli využít a porovnat jak signál ovlivněný transformátorem, tak signál neovlivněný.

2.3 Obvodové části

V této kapitole jsou rozebrány jednotlivé části navrhnutého obvodového řešení, jejich funkce, výhody a případné nedostatky.

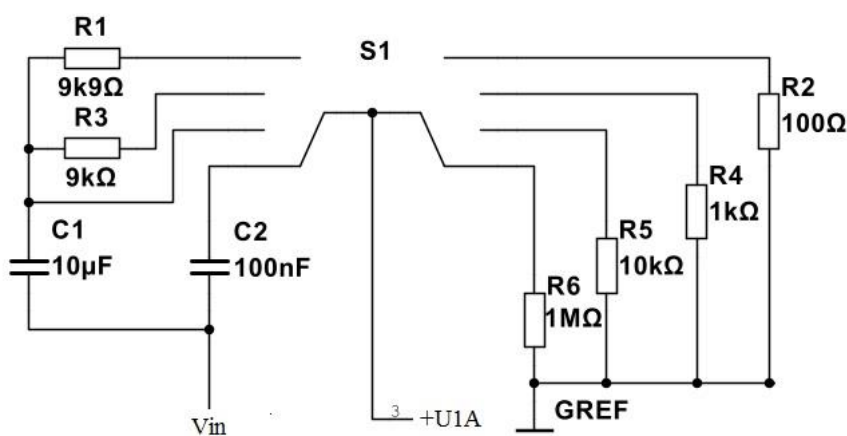
2.3.1 Vstup

Předpokládaným vstupním signálem často bývá nesymetrický signál zdroje o vysoké impedanci. Cílem návrhu ovšem bylo vytvořit, pokud možno co nejvíce flexibilní zařízení, kde může být zdrojový signál jak symetrický, tak nesymetrický, ovšem také s víceméně libovolnou impedancí.

Možnost připojení XLR či TRS konektoru zajišťuje vstupní combo konektor, který je zapojen symetricky. Samotný symetrický signál je využit pouze pro konektor TRS-link. Na útlumový článek ovšem pokračuje pouze nesymetrický signál. Pakliže není signál vedený z pinu COLD vstupního combo konektoru využíván, je sveden na zem GND.

Jako hlavní vstupní konektor byl combo konektor zvolen proto, že je tak nahrazena často užívaná varianta vzájemně propojených vstupních konektorů XLR a TRS. Tímto krokem je ušetřeno nejenom místo využitelné pro jiné prvky, ale také je cenově shodný ne-li výhodnější. Pochopitelně v závislosti na konkrétním typu (především XLR konektoru) pro jejich vzájemné porovnání, jelikož právě cenový rozsah XLR je poměrně široký.

2.3.2 Útlumový článek a impedanční přizpůsobení



Obr. 2.2 Schéma zapojení útlumového článku

V tomto obvodovém řešení disponuje útlumový článek neboli PAD dvěma možnostmi zeslabení úrovně vstupního signálu, a to o 20 dB a 40 dB. Prvek má ovšem celkem čtyři polohy, kdy první dvě mají nulový útlum. Jde zde ale o změnu impedance. Pro první polohu je vstupní impedance 1 M Ω (Hi-Z). Je vhodná především pro pasivní elektroniku o vysoké impedanci, nejčastěji tedy snímače elektrické kytary.

Impedance druhé polohy s útlumem 0 dB je 10 k Ω . Jedná se tedy o nízkoimpedanční vstup, který lze použít až už pro mikrofonní či linkové vedení. Typicky se se svou impedancí pohybují právě do hodnoty 10 k Ω , což je důvod takto zvoleného impedančního přizpůsobení. Hodnota vstupní impedance by totiž neměla být nižší nežli impedance zdroje. V opačném případě by došlo ke znehodnocení signálu (viz kapitola 1.2.1).

Prvek je ovládán pomocí čtyřpolohového otočného spínače S_1 , což je přínosné především z hlediska jednoznačnosti zvolné hodnoty útlumu. U mnohých DI boxů jsou použity jednoduché tlačítkové spínače, u kterých bez vyzkoušení útlumu přepnutím do jiné polohy není vždy stoprocentní, jak je nastaven. Druhou výhodou tohoto přepínače je možnost vytvoření vzájemně nezávislých napěťových děličů zajišťující až už útlum či impedanci.

Jak lze na obrázku 2.2 vidět, první úroveň útlumového článku (Hi-Z) je řešena pouze rezistorem R_6 o hodnotě 1 M Ω , což zajišťuje již zmíněnou vysokou vstupní impedanci. Ačkoliv se může takto vysoká hodnota jevit jako nevhodná pro využití v audio technice, není tento rezistor umístěn v signálové cestě, ale je sveden na referenční zem. Jeho vliv na výsledné THD není proto natolik markantní.

Na vstupní straně je pro tuto polohu umístěn kondenzátor C_2 , který především zabraňuje případnému vlivu stejnosměrné složky napětí na výsledný signál. Hodnota 100 nF byla zvolena tak, aby nedocházelo k výraznému ořezu spektra na spodních frekvencích, jelikož v kombinaci s rezistorem R_6 tvoří CR článek, a to výpočtem pro mezní frekvenci $f_o = \frac{1}{2\pi C_2 R_6}$. Jelikož se za mezní frekvenci považuje ta, kdy dojde k poklesu úrovně signálu o 3 dB, je zapotřebí uvažovat mezní kmitočet nižší, než je spodní hranice frekvenčního rozsahu, tedy 20 Hz, aby tak v tomto rozsahu bylo dosaženo předem stanoveného maximálního poklesu 0,5 dB. Jeli tedy zvolen rezistor R_6 a kondenzátor C_2 , mezní frekvence se rovná hodnotě 1,59 Hz, což je dostatečně pod hranicí 20 Hz.

Druhá poloha, opět o nulovém útlumu, s impedancí $10\text{ k}\Omega$ je tvořena právě $10\text{ k}\Omega$ rezistorem R_5 . Je tak docíleno mnohonásobně nižší impedance nežli u polohy první, což nalezne využití u běžných mikrofonních či linkových signálů. Této úrovni (a zbylým dvěma, tedy pro -20 dB a -40 dB) předchází kondenzátor C_1 o hodnotě $10\text{ }\mu\text{F}$. Opodstatnění a volba hodnoty C_1 je totožná s kondenzátorem C_2 popsaným výše. Mezní frekvence pro zvolené hodnoty je opět $1,59\text{ Hz}$. Pro další úrovně se liší pouze v desetínách Hz.

Útlumy o 20 a 40 dB jsou tvořeny dle principu napěťového děliče, kdy zvolené hodnoty vycházejí ze základního vzorce $U_2 = U \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$ a předpokladu, že zde má být docíleno rovněž vstupní impedance o hodnotě $10\text{ k}\Omega$. Ze samotné hodnoty útlumu A_U je prvně získána odpovídající hodnota napětí U_2 , a to pomocí vzorce $A_U = 20 \log \frac{U_2}{U}$, po vyjádření tedy $U_2 = 10^{\frac{A_U}{20}} \cdot U$, kde U představuje hodnotu vstupního napětí.

Aby bylo dosaženo impedance $10\text{ k}\Omega$, je třeba při výpočtu dbát na to, že součet rezistorů se musí rovnat právě této hodnotě, nebo se jí alespoň co nejvíce přiblížit. Výsledné hodnoty odporů jsou uvedeny v tabulce 2.2.

Tab. 2.2 Hodnoty rezistorů útlumového článku

	R_1	R_2	R_3	R_4
	$[\Omega]$	$[\Omega]$	$[\Omega]$	$[\Omega]$
Vypočteno	9900	95,96	9000	1000
Použito	9k1+820R	100R	9k1	1k

2.3.3 Ochrana přepětí



Obr. 2.3 Schéma zapojení ochrany přepětí

Hned za útlumovým článkem je umístěna ochrana přepětí, a to za pomoci dvou 12V Zenerových diod Z_1 a Z_2 , které jsou konstruovány pro nízké hodnoty výkonu. To by vzhledem k využití nemělo být problémem, jelikož výkon by podle všeho neměl přesáhnout hodnotu 0,5 W. Zenerovy diody jsou zde využity z toho důvodu, že jde o typický a často se vyskytující způsob ochrany přepětí u obvodových řešení, kde se nevyskytují příliš vysoké hodnoty výkonu. Nejedná se však o prvek navržený primárně pro tyto účely, avšak s ohledem na využití je 0,5 W plně dostačující.

Tato ochrana je řazena až na útlumovým článkem proto, aby bylo možné dosáhnout co nejvyšší maximální úroveň vstupního signálu a nedošlo (před snížením úrovně pomocí PADu) k ořezu silného signálu na 25,2 V_{pp}. V případě, že by signál přesahoval tuto hodnotu i za útlumovým článkem, bude Zenerovými diodami limitován, aby nedošlo k poškození operačního zesilovače, a to i za předpokladu, že je operační zesilovač napájen nižším napětím (baterií). Došlo by tak sice k limitaci signálu zesilovačem dříve než diodou, ale ve výsledku je to právě tato ochrana přepětí, která zabrání vstupu signálu o takové úrovni, který by jej mohla zničit. Maximální hodnota vstupního signálu zvoleného operačního zesilovače je totiž $(V_{cc-} + 36)$ V.

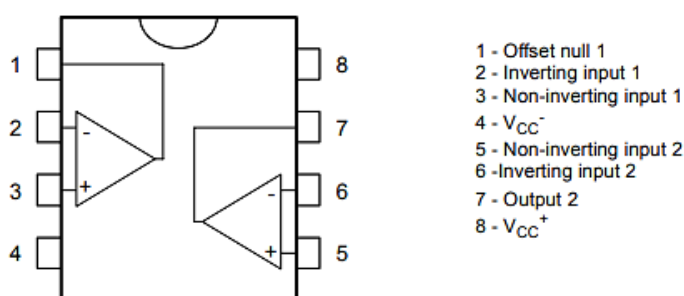
2.3.4 Operační zesilovač

Původně zvažovaným operačním zesilovačem byl model OPA1612 od firmy Texas Instrumenst, který disponuje svými velice dobrými parametry. Ovšem aby se tyto parametry co nejvíce zachovaly, bylo by za potřebí vytvořit velice precizní desku plošných spojů, a navíc je jeho pořizovací cena v porovnání s běžně dostupnými operačními zesilovači výrazně vyšší. Celkově se tak stala tato možnost cenově i časově neefektivní, a proto je nynější volbou operační zesilovač od téže společnosti. Jedná se o model osvědčený a v audio zařízeních hojně využívaný operační zesilovač TL072, jehož cena je mnohonásobně nižší a jeho parametry jsou i tak stále vhodné.

Tab. 2.3 Porovnání parametrů volených operačních zesilovačů [24,25]

	OPA1612	TL072
Typ	bipolární	bipolární
THD	0.000015 % na 1 kHz	0.003 %
Šum	1.1 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ na 1 kHz	18 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ na 1 kHz
Rychlost přeběhu	27 V/ μs	13 V/ μs
Min napájecí napětí	$\pm 2,25$ V	± 5 V*
Max napájecí napětí	± 18 V	± 15 V
Cena	156 Kč	16 Kč

**Výrobce doporučuje jako minimální hodnotu napájecího napětí právě ± 5 V, ovšem uvádí, že je operační zesilovač schopen pracovat už od hodnoty $\pm 3,5$ V.*



Obr. 2.4 Schéma vnitřního zapojení TL072 [26]

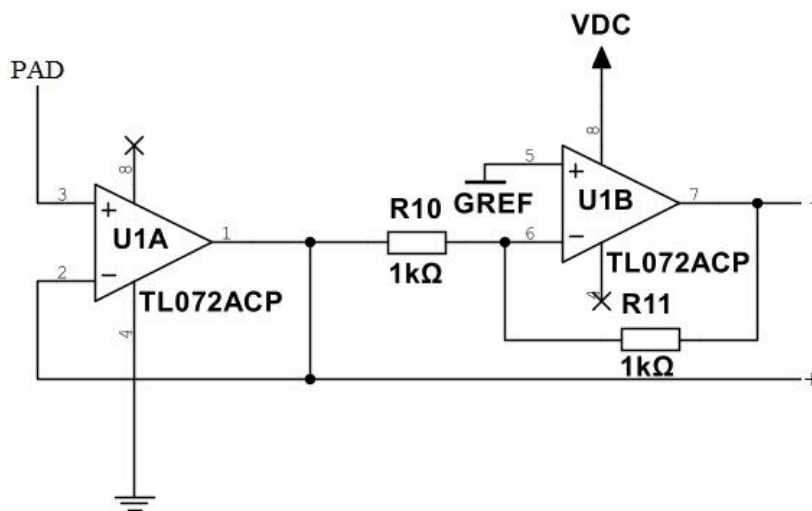
V tomto modelu jsou využity operační zesilovače dva, které jsou v navrhovaném schématu zapojeny tak, že první z nich (U1A) je zapojen jako operační zesilovač neinvertující a druhý (U1B) naopak jako invertující. Tímto zapojením je docíleno

symetrizace signálu již zde, a nikoliv až za pomoci transformátoru. Důvodem je vytvoření možnosti vyvedení symetrického signálu již před transformátorem. Uživatel má tak možnost vybrat si, zdali mu v danou situaci vyhovuje signál ovlivněný transformátorem či signál čistý. Druhým opodstatněním je fakt, že cenová náročnost transformátoru je poměrně vysoká. Je tak tímto dána možnost vytvořit si případně levnější variantu na úkor galvanického oddělení.

Operační zesilovač A není zapojen jako běžný neinvertující zesilovač, ale jako jeho speciální případ s nulovým odporem ve zpětné vazbě, tedy jako tzv. napěťový sledovač. Důvodem je jednak jednotkové zesílení signálu, ale také oddělení vysoké vstupní impedance od nízké impedance výstupní.

Vysoká vstupní impedance je dána rezistorem R_6 (jak již bylo uvedeno v kapitole 2.3.2), který je veden na referenční zem z důvodů symetrického napájení zesilovače, ovšem je zde umístěn také kvůli vstupním (tzv. biasovým) proudům. Ačkoliv se u ideálního operačního zesilovače proudy na vstupu nevyskytují, k praxi je tomu naopak. Biasové proudy sice typicky nabývají nízkých hodnot (pro TL072 = 7 nA), avšak může jimi vzniknout chyba řádově v desítkách mV.

Invertující zapojení operačního zesilovače B je tvořeno rezistory R_{10} a R_{11} . Jejich hodnoty (1 k Ω) se rovnají, aby tak zesílení bylo -1.



Obr. 2.5 Schéma zapojení operačních zesilovačů

a) Napájení

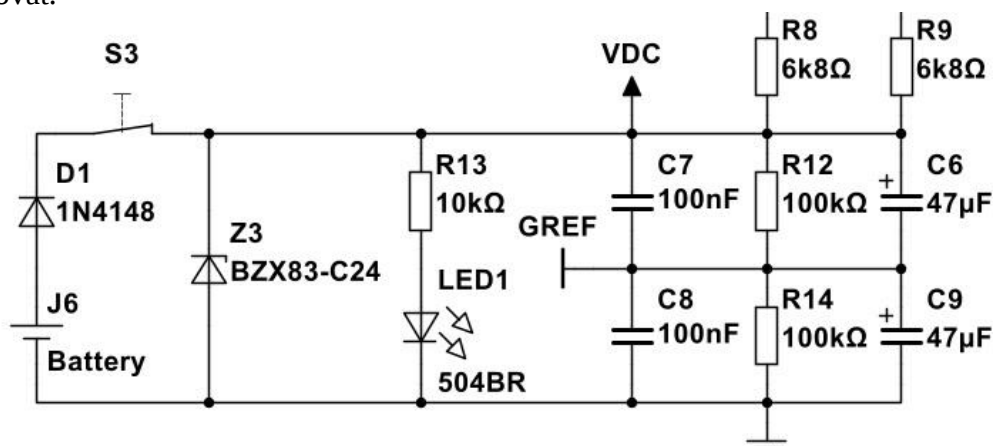
Napájení navrhovaného DI boxu je řešeno jak za pomoci 9V baterie, tak i fantomového napájení vedeného z mixážního pultu přes výstup DI boxu. Tyto dvě varianty jsou mezi sebou přepínatelné klasickým dvoupolohovým páčkovým spínačem S_3 , aby tak bylo možné baterii odpojit v případě, že zrovna není využívána. K baterii je také sériově zapojena univerzální dioda D_1 , jakožto ochrana před přepólováním v případě, že by byl obvod současně napájen fantomem.

Bateriové napájení je vzhledem k doporučeným hodnotám napájení operačního zesilovače spíše doplňkové, v případě, že by fantomové napájení nebylo k dispozici. Ovšem i při využití 9V baterie by mělo dle všeho zapojení fungovat.

Obvod pro využití fantomového napájení je nezvykle řešen bez hojně využívaného spínaného zdroje, kterému bylo záměrem se vyhnout hned ze dvou důvodů. Tím prvním je jednak možné generování rušení, které nelze zcela odfiltrovat, ale především je nejvíce poruchovou částí obvodů DI boxů.

Tato metoda tedy byla nahrazena vytvořením referenčního bodu pro operační zesilovač, a to konkrétně aplikací virtuální nuly v polovině napájecího rozsahu, aby tak bylo zajištěno symetrické napájení, a to pomocí kondenzátorů C_6 , C_9 a rezistorů R_{12} a R_{14} . C_7 a C_8 jsou kondenzátory filtrační (tzv. bypassing) a jsou zde využity na základě doporučení výrobcem operačního zesilovače.

Nevýhodou tohoto zapojení, respektive jeho potenciální riziko spočítá v tom, že při možném vzniku chyby (například prudkým nárazem zařízení), kdy by došlo i jen ke krátkodobému přerušení kontaktu jednoho z kondenzátorů C_6 , C_9 , nastane stav, při kterém se operační zesilovač začne napájet nesymetricky a celý obvod tak začne oscilovat.



Obr. 2.6 Obvodově řešení pro napájení OZ

Paralelně k výstupu je umístěna nezbytná součást obvodu fantomového napájení v podobě dvou 6k8 rezistorů R_8 a R_9 . Tyto rezistory jsou známy jako P48 standard, kdy jsou jejich hodnoty zvoleny tak, aby omezily proud na přibližných 14 mA, aby tak nemohlo dojít k závažnějšímu poškození obvodu. Zároveň byla hodnota 6,8 k Ω zvolena tak, aby zbytečně nezatěžovala DI box, ale aby zde naopak nedocházelo k značnému úbytku napětí. [27]

Pro regulaci fantomového napětí je paralelně k napájecímu obvodu připojena Zenerova dioda Z_3 , která snižuje napětí 48 V na hodnotu 24 V. Parametry této diody jsou voleny na základě výše zmíněné skutečnosti týkající se standardu P48, a to že proud tekoucí diodou nemůže být vyšší než přibližně 14 mA.

Znamená to tedy, že dioda (a i ostatní prvky obvodu) může být volena 0,5W.

Jakožto předřadný rezistor jsou brány paralelně zapojené rezistory R_8 a R_9 (výsledná hodnota odporu je tedy 3400 Ω). Maximální hodnota předřadného rezistoru je $R_{MAX} = \frac{V_S - V_Z}{I_{Z(MIN)}} = 4800 \Omega$, kdy V_S je napětí zdroje (48 V), V_Z odpovídá hodnotě Zenerova napětí diody Z_3 (24 V) a $I_{Z(MIN)}$ je minimální hodnota proudu tekoucího diodou Z_3 (5 mA; hodnota je udána produktovou dokumentací). Minimální hodnota předřadného rezistoru lze vypočítat jako $R_{MIN} = \frac{V_S - V_Z}{I_{Z(MAX)}}$. Jelikož v dokumentaci diody není uvedena hodnota maximálního proudu tekoucí touto diodou, je dopočítána dle vztahu $I_{MAX} = \frac{P_Z}{U_Z}$. Pakliže je hodnota P_Z 0,5 W, pak $I_{MAX} = 20,83 \text{ mA}$ a hodnota R_{MIN} je tedy 1152,18 Ω . Jelikož je tedy hodnota $R_8 || R_9$ v rozmezí R_{MIN} a R_{MAX} , tak je napětí skutečně regulováno na požadovaných 24 V.

LED dioda LED₁, pro identifikaci napájení obvodu, byla vybrána tak, aby hodnota protékajícího proudu nepřesáhla 3 mA, ale i přesto měla dostatečnou svítivost. Maximální proud 3 mA byl stanoven s ohledem na potřebných 2,5 mA pro jeden operační zesilovač (bez zatížení), celkem tedy 5 mA. S rezervou je tak pro operační zesilovače vyhrazeno 10 mA.

Zvolená dioda má svítivost 3800 mcd (při protékajícím proudu 20 mA). Sníží-li se proud předřadným rezistorem na 3 mA, výsledná svítivost bude 570 mcd. Hodnotu

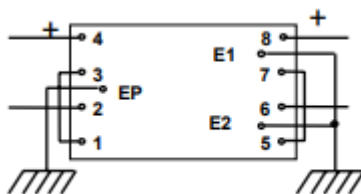
rezistoru lze vypočítat na základě Ohmova zákona, kdy se bere v potaz úbytek napětí na diodě (konkrétně o 3 V, počítáme tedy s napětím 21 V). Pro takovéto hodnoty by měl rezistor 7 k Ω . Aby byla opět vytvořena určitá rezerva, je ve výsledku volen odpor o hodnotě 10 k Ω . Proud tak klesne na 2,1 mA a svítivost je pro daný účel plně dostačujících 399 mcd.

2.3.5 Transformátor

Po širším průzkumu audio transformátorů byl pro navrhované obvodové řešení zvolen model LL1570 od švédské firmy Lundahl. Ačkoliv tato volba činí výsledný návrh cenově mnohem dražší, je tento krok opodstatněný. Transformátor byl záměrně vybírán od této firmy obzvláště na základě vlastností produktu a praktických zkušeností s ním. Jedná se o kvalitně zpracovaný obvodový prvek. Jádru transformátoru je vyrobeno z mu-metalu, tedy feromagnetické slitiny o přibližně 80 % příměsi niklu vyznačující se velmi vysokou permeabilitou. Závislost zkreslení signálu na tomto materiálu je uvedena v teoretické části, konkrétně v kapitole 1.3.1. na obrázku 1.8 s obecným vyobrazením závislosti materiálu na vlastnostech transformátoru, jelikož data pro vytvoření této křivky pro model LL1570 nejsou veřejně dostupná.

Jak již bylo zmíněno, transformátor je v návrhu pouze pro galvanické oddělení. Jeho převodní poměr je 1:1, takže signál nijak nezesiluje, což ovšem neznamená, že výstupní signál jím není nijak ovlivněn. Jeho vlastnosti signál nepatrně zkreslí, což tvoří výslednou originalitu zvuku.

Zapojení tohoto prvku v obvodu vychází ze schématu doporučeného zapojení z dokumentace produktu pro sériové zapojení cívek, kde uváděné zemnění odpovídá v navrhovaném schématu označení GND.



Obr. 2.7 Schéma zapojení transformátoru [28]

Paralelně k transformátoru je ještě jako zátěž přidán 10nF kondenzátor C_3 v sérii s 1k Ω rezistorem R_7 pro vyrovnání frekvenční charakteristiky na vyšších frekvencích (přibližně

od 15 kHz). Hodnoty byly voleny na základě výpočtu mezní frekvence $f_0 = \frac{1}{2\pi C_3 R_7} = 15915,49 \text{ Hz}$. Dle výrobce by pro ideální přenos měly být hodnoty této zátěže 0,7 nF kondenzátoru C_3 a 2,8 k Ω rezistoru R_7 . Při aplikaci těchto prvků ovšem nebyl přenos ideální a bylo zapotřebí hodnoty upravit tak, aby byl zmíněný pokles na 15 kHz vyrovnán.

2.3.6 Výstup

Výstupní symetrický signál je vyveden klasickým tří-pinovým symetricky zapojeným XLR konektorem. Kromě toho je zde i symetricky zapojený výstupní TRS konektor. Ten lze využít třeba pro odbočení galvanicky odděleného signálu například do kytarového komba, což může být žádoucí, pakliže hudebník preferuje zvuk upravený transformátorem.

Pokud by ovšem preferoval signál čistý, ale bylo by zapotřebí jej vést jako symetrický, je zde pro tuto variantu poslední XLR konektor, jehož signál je symetrizován operačními zesilovači, ale je vyveden již před transformátorem. Zvuk tak zůstává zcela čistý. Je však zapotřebí si uvědomit, že tato cesta není galvanicky oddělena.

Kombinace všech těchto konektorů, ať už vstupních či výstupních, dává uživateli nespočet možností využití tohoto DI boxu.

2.3.7 Ground lift

Pro umožnění rozpojení výstupního signálového zemnění od zemnění DI boxu je u výstupního XLR konektoru přidán dvoupolohový páčkový spínač S_2 . Opodstatnění tohoto prvku je možné nalézt v kapitole 1.4.2.

2.3.8 Redukce šumu

Za spínačem groundlift je umístěna redukce šumu tvořená kondenzátorem C_{11} paralelně k rezistoru R_{15} . Toto zapojení slouží k odstranění nežádoucího signálu, který se může (převážně na vedení nesymetrickém) vyskytnout na zemnicím vodiči. Z tohoto důvodu nebyl nalezen způsob, jakým tento prvek simulovat, aby tak výsledné hodnoty byly relevantní.

2.4 Simulace

Pro simulaci obvodového řešení bylo využito programu Multisim od National Instruments, a to konkrétně proto, že disponuje rozsáhlou databází SPICE dat komponentů. V některých případech byl pro dosažení přesnějšího výsledku do programu implementován konkrétní typ obvodového prvku. U transformátoru LL1570 se nepodařilo nalézt přesná SPICE data tohoto modelu, a proto bylo v programu pracováno pouze s ideálním transformátorem. Vliv konkrétního modelu tedy není ve výsledných hodnotách zahrnut.

Simulací byla tedy alespoň zkontrolována integrita návrhu, zjištěn předpoklad jeho chování a ověřeno tak, zdali je teoreticky možné se realizací alespoň přiblížit cíleným hodnotám.

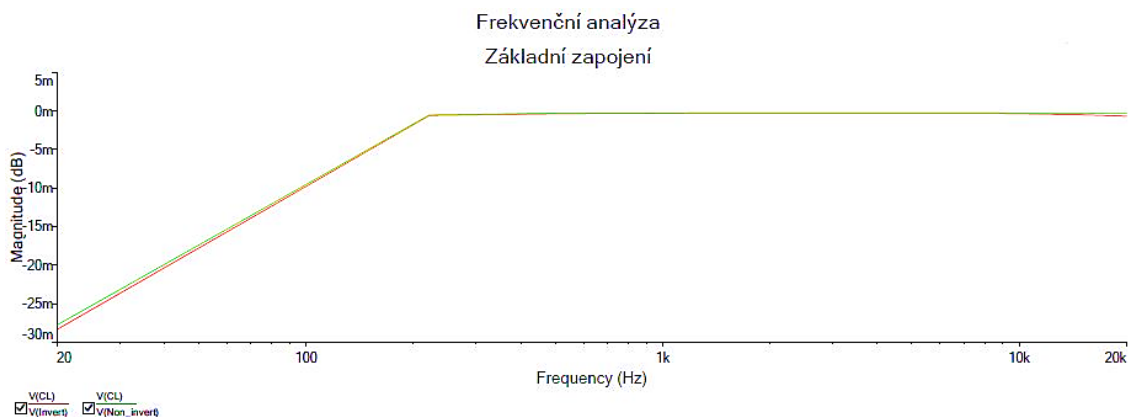
Shrnutí výsledných hodnot simulací jsou uvedena v tabulce 2.4. Jednotlivé simulace jsou podrobněji rozebrány v následujících kapitolách.

Tab. 2.4 Výsledné hodnoty simulace

THD	Z		Frekvenční charakteristika		PAD
	Vstup	Výstup	Rozsah	Přesnost	
[%]	[Ω]	[Ω]	[Hz]	[dB]	[dB]
0,02-0,004	1M/10k	200	20 – 20k	+0/-0,1	20, 40 (+0,5/-0,5)

2.4.1 Kmitočtová analýza

Jako první byla simulována frekvenční charakteristika základního zapojení DI boxu, tedy pouze zapojení operačních zesilovačů s napájecím obvodem a hlavním vstupem a výstupem. Odchylka křivky je nižší než tolerované maximum $\pm 0,5$ dB viz obrázek 2.8.

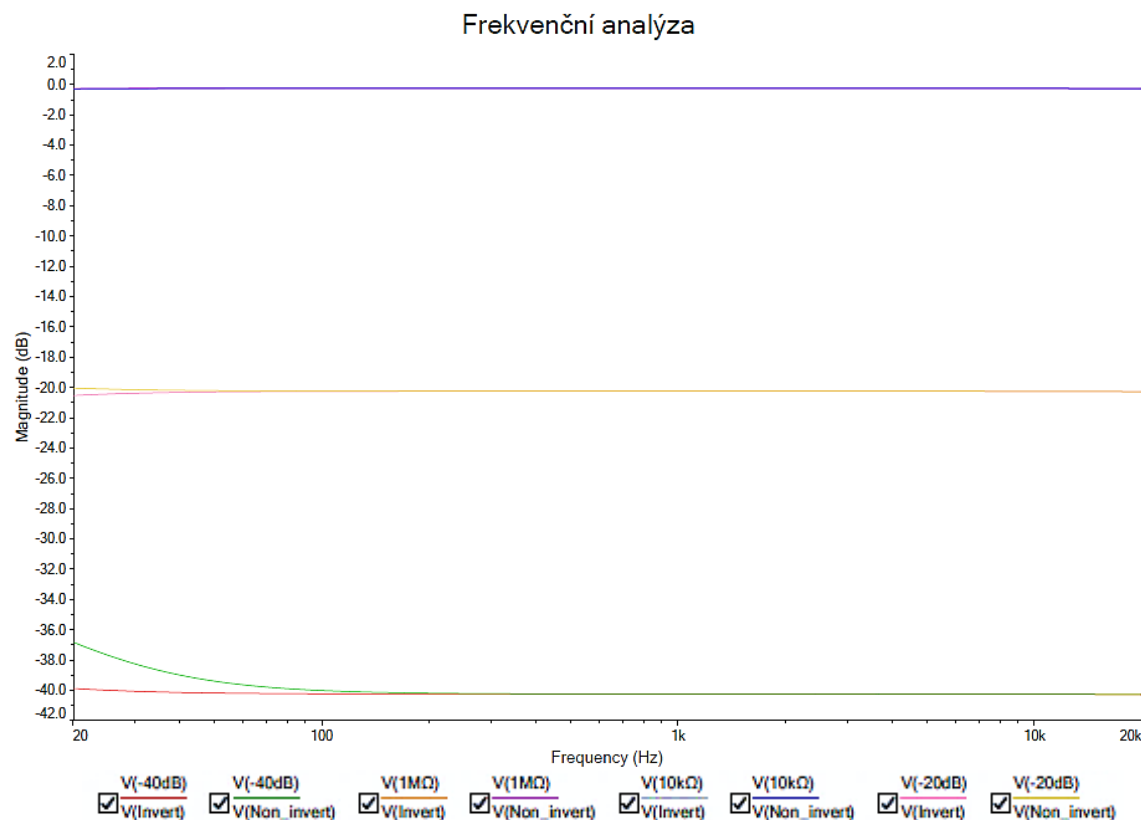


Obr. 2.8 Frekvenční charakteristika základního zapojení

Druhá simulace frekvenční charakteristiky byla vytvořena již pro zapojení rozšířené jak o útlumový člunek, ochranu přepětí, tak i přidané vstupní či výstupní konektory.

Pro všechny úrovně útlumového člunku, a tedy i odlišné vstupní impedance byla nasimulována frekvenční charakteristika v rozsahu 20 Hz až 20 kHz. V prvních třech případech křivka splňuje předem určenou podmínku maximální odchylky $\pm 0,5$ dB. U posledního útlumu dochází dle simulace ke snížení vlivu útlumového člunku na nižších frekvencích. Tato skutečnost byla překontrolována pomocí vytvořeného zapojení na nepájivém poli a jeho proměření za pomoci softwarového programu Smaart a externí zvukové karty. Zde se tento pokles neprojevil (viz příloha 3), nebylo tedy zapotřebí zapojení upravovat.

Křivky těchto charakteristik jsou vyobrazeny na obrázku číslo 2.9. Jednotlivé grafy jsou také samostatně v přílohách 4-7.



Obr. 2.9 Frekvenční analýza pro všechny úrovně

Pro PAD Hi-Z útlumu 0 dB je v grafu obrázku 2.9 znázorněna charakteristika fialovou (kladný pól) a oranžovou (záporný pól) barvou. Simulacemi zjištěná hodnota je -250 až -280 mdB.

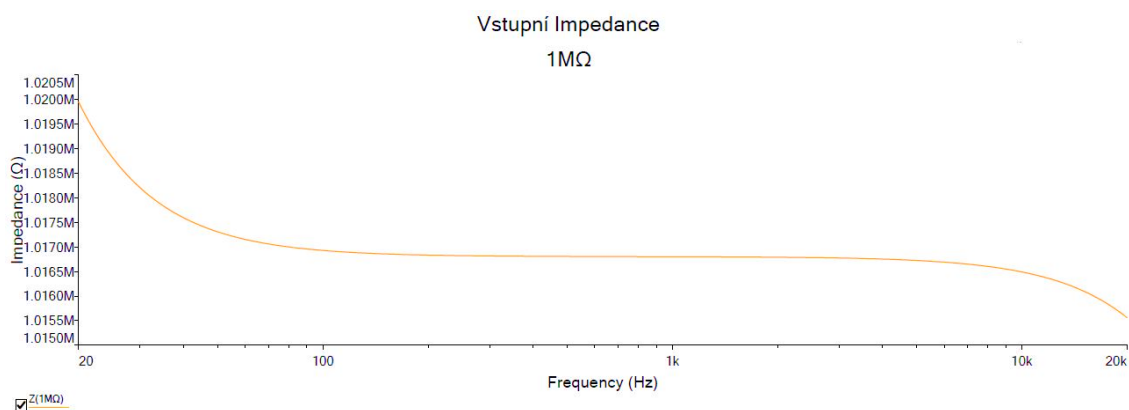
Charakteristika pro PAD Low-Z útlumu 0 dB je v grafu obrázku 2.9 znázorněna modře (kladný pól) a šedě (záporný pól). Simulacemi zjištěná hodnota je -250 až -340 mdB.

Pro útlum o 20 dB je v grafu obrázku 2.9 znázorněna frekvenční charakteristika žlutou (kladný pól) a růžovou (záporný pól) barvou. Simulacemi zjištěná hodnota je -20,05 až -20,55 dB.

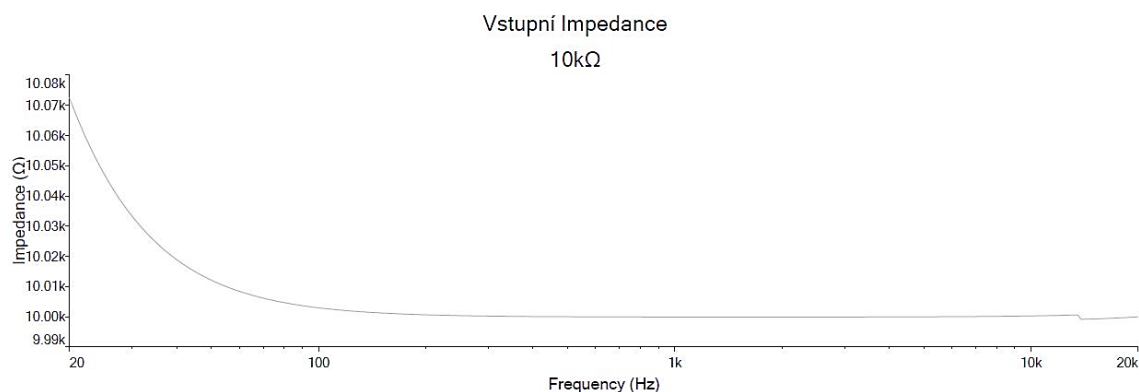
Frekvenční charakteristika posledního útlumu, tedy o 40 dB, je v grafu obrázku 2.9 znázorněna zeleně (kladný pól) a červeně (záporný pól). Simulacemi zjištěná hodnota je -37 až -40 dB.

2.4.2 Impedance

Pro výsledné navrhované zapojení byla simulací zkontrolována také vstupní a výstupní impedance zařízení. Vstupní impedance byla změřena pro všechny čtyři polohy útlumového článku, jelikož se v závislosti právě na těchto polohách impedance mění. Respektive pro polohu 1 (Hi-Z) by měla vstupní impedance nabývat hodnoty 1 M Ω a u všech ostatních pak hodnoty 10 k Ω . Jak lze na obrázku 2.10 vidět, dle simulace by pro konečné zapojení měla impedance těmto předem stanoveným hodnotám odpovídat, a to pro celý frekvenční rozsah. Ačkoliv se v prvním případě impedance lehce odchyluje od hodnoty 1 M Ω , jedná se u takto vysoké impedance o téměř bezvýznamnou odchylku. Závislost 10k Ω impedance na frekvenci dle simulace vycházela pro příslušné tři útlumy totožně, je tak na obrázku 2.11 vyobrazena pro přehlednost pouze jedna křivka (zbylé jsou v přílohách 10 a 11).



Obr. 2.10 Frekvenční závislost vstupní impedance 1M Ω



Obr. 2.11 Frekvenční závislost vstupní impedance 10 kΩ

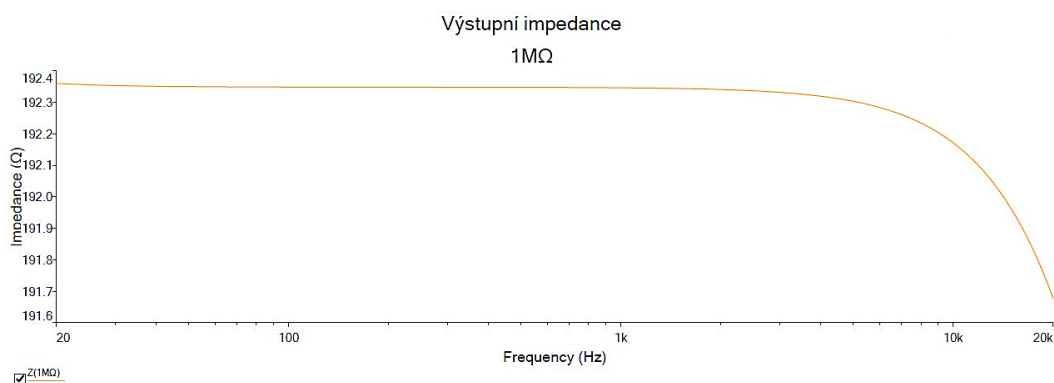
Pro vytvoření této simulace bylo využito vztahu $Z = \frac{U_{IN}}{I_{IN}}$, kdy byl na vstup umístěn zdroj proudu I_{IN} o hodnotě 1 A. Ze vztahu pro výpočet impedance tedy při dosazení této hodnoty proudu vyplývá, že $Z = U_{IN}$. Poté tedy bylo změřeno napětí (a tím i impedance) na tomto vstupu a následně byla do grafu vynesena jeho závislost na frekvenci.

Pro kontrolu bylo také v Multisimu využito nástroje *Impedance Meter*. Výsledné hodnoty jsou umístěny v tabulce 2.5.

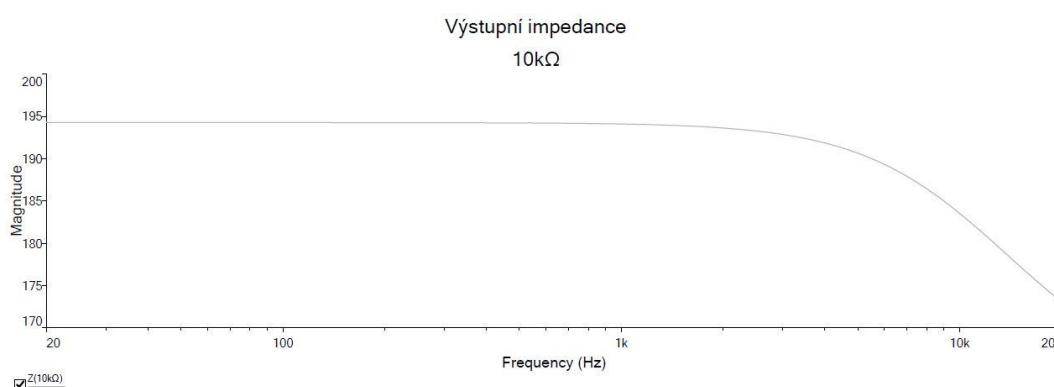
Tab. 2.5 Hodnoty vstupní impedance-nástroje Multisim Impedance Meter

f	[Hz]	20	4016	8012	12008	16004	20000
Z_{IN1}	[MΩ]	1,009	1,008	1,015	1,017	0,982	0,995
Z_{IN2}	[kΩ]	10,011	9,950	9,949	9,950	9,950	9,950
Z_{IN3}	[kΩ]	10,002	9,950	9,950	9,950	9,949	9,949
Z_{IN4}	[kΩ]	10,001	9,950	9,950	9,950	9,950	9,950

Výstupní impedance měla dle návrhu dosahovat maximální hodnoty 300 Ω, aby tak bylo zajištěno správné impedanční přizpůsobení vůči zátěži na výstupu, která se typicky pohybuje nad touto hodnotou. Jak ukazuje výsledná křivka simulace této impedance, hodnota vychází kolem 190 Ω. Simulace této impedance probíhala obdobně jako u impedance vstupní. Hlavním rozdílem ovšem bylo umístění zdroje proudu mezi kladný a záporný pól vedení, jelikož se na výstupu nachází již symetrizovaný signál.



Obr. 2.13 Frekvenční závislost výstupní impedance (při útlumu 0 dB impedance 1M kΩ)



Obr. 2.12 Frekvenční závislost výstupní impedance (při útlumu 0 dB impedance 10 kΩ)

Tab. 2.6 Hodnoty výstupní impedance-nástroje Multisim Impedance Meter

f	[Hz]	20	4016	8012	12008	16004	20000
Z _{OUT}	[Ω]	188,119	188,065	187,969	187,812	187,6	187,338

2.4.3 THD

Simulace THD byla vytvořena na základě využití Multisim nástroje *Distortion Analyser*, kde byl jako fundament nastavena frekvence 1 kHz při budícím signálu 1 V_{RMS}. Tento nástroj využívá pro výpočet hodnoty celkového harmonického zkreslení vztah

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_x^2}}{V_1} \cdot 100 \%, \text{ kde } V_x \text{ značí hodnotu napětí x-té harmonické frekvence}$$

a V_1 je hodnota napětí frekvence fundamentální.

Takto získané výsledné hodnoty jsou uvedeny v tabulce 2.7. Hodnoty pro první a druhou polohu spínače vyšly dle simulace vyšší, než bylo požadováno. Ovšem vzhledem

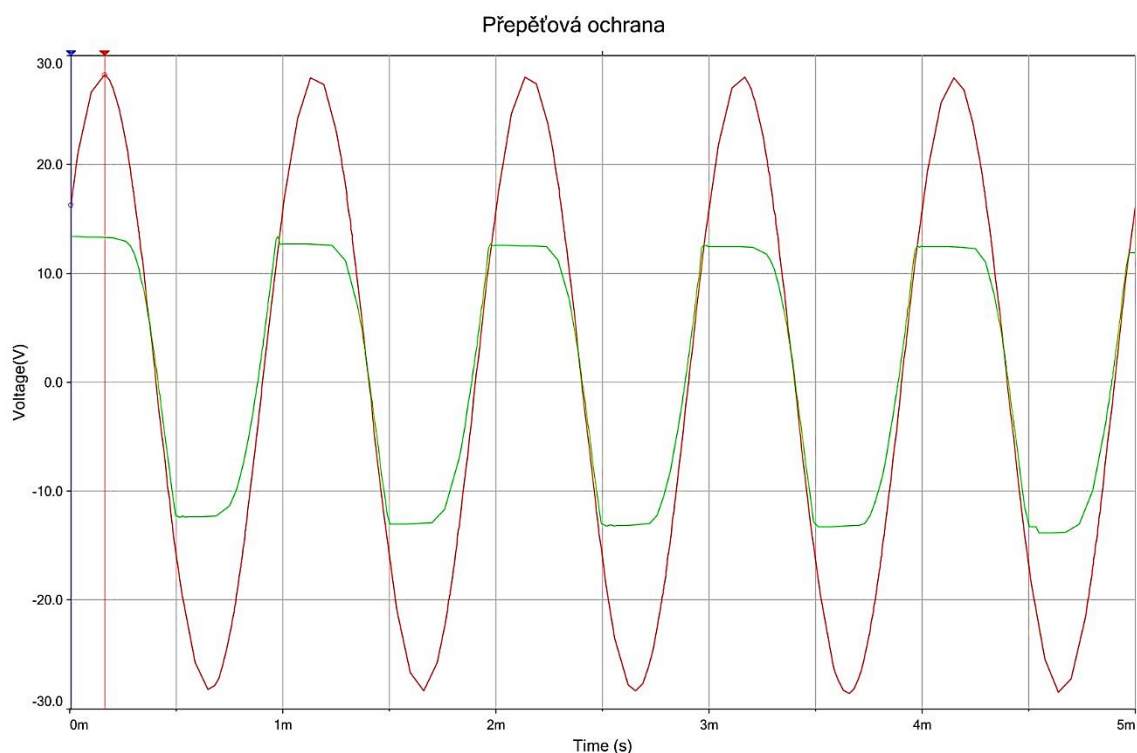
k poměrně problematickému průběhu této simulace, kdy některé vypočítané hodnoty vycházely až nereálně (např. pod hodnotu 0,003 %, tedy pod hodnotu THD operačního zesilovače), jevíly se tyto výsledky nejvěrohodněji s tím, že bylo usuzováno, že hodnoty získané měřením prototypu mohou vycházet (vzhledem k průběhu tvorby simulace) odlišně.

Tab. 2.7 Hodnoty THD simulace

PAD poloha		1	2	3	4
THD	[%]	0,018	0,012	0,0046	0,003

2.4.4 Ochrana přepětí

Za využití osciloskopu, jakožto nástroje v Multisimu, byla ověřena funkce Zenerových diod Z_1 a Z_2 , které jsou určeny jako ochrana přepětí. Osciloskop byl umístěn za tyto diody, aby bylo zřetelné, zdali je signál opravdu limitován ochranou a nikoli operačním zesilovačem. Hodnota vstupního signálu byla nastavena na 20 V_{RMS}. Výsledný průběh je na obrázku 2.14 níže. Vstupní signál je označen jako červená křivka a jeho hodnota je 28,23 V_p. Signál za diodami (zelená křivka) je tedy oříznut na hodnotu 13,21 V_p.



Obr. 2.14 Osciloskop – přepětíová ochrana

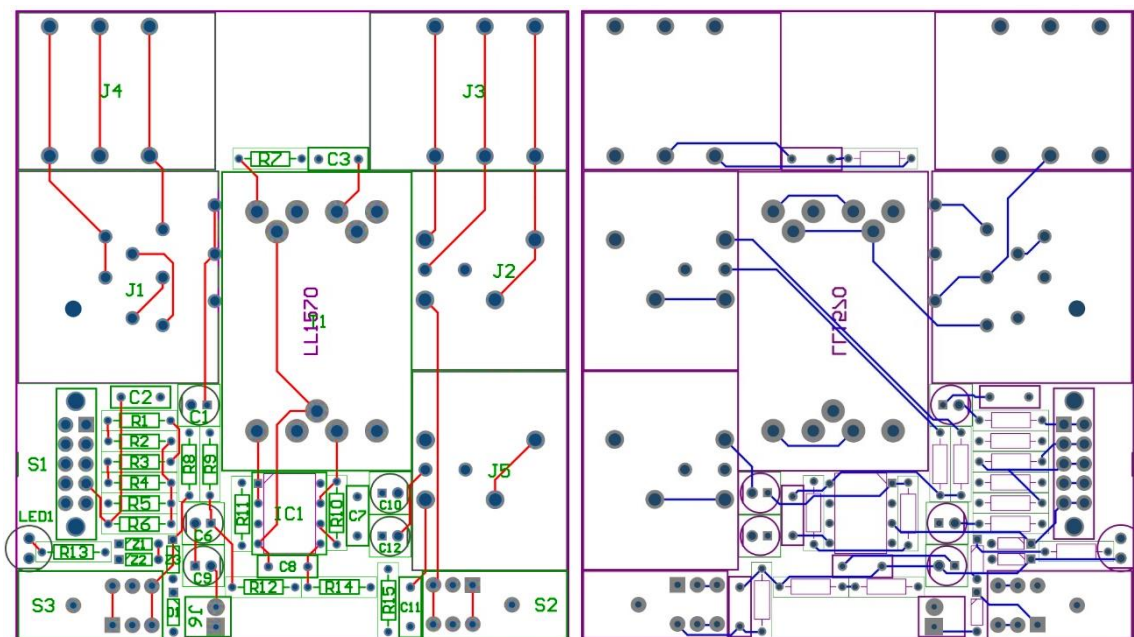
2.5 Návrh desky plošných spojů

Deska plošných spojů byla navržena jako dvouvrstvá. Především kvůli tomu, aby bylo snazší vést jednotlivé cesty co nejkratší a nejméně komplikovanou trasou, nejlépe přímou cestou, tak aby byl úhel trajektorie neměnný. V případech, kde to možné nebylo, bylo využito zlomu o úhlu 45° . Nikde nebylo využito pravého úhlu, jelikož je takto navrhnutá cesta problematická nejen skrze výrobní proces, ale také kvůli tomu, že výsledná šířka cesty není konstantní. To by mohlo negativně ovlivnit výsledné parametry zařízení.

Snahou také bylo, aby se trasy horní a dolní vrstvy vzájemně křížily a nebyly naopak rovnoběžné. Styčná plocha je tak co nejmenší, což ve výsledku znamená nižší riziko vzniku přeslechů a parazitní kapacity mezi vodiči.

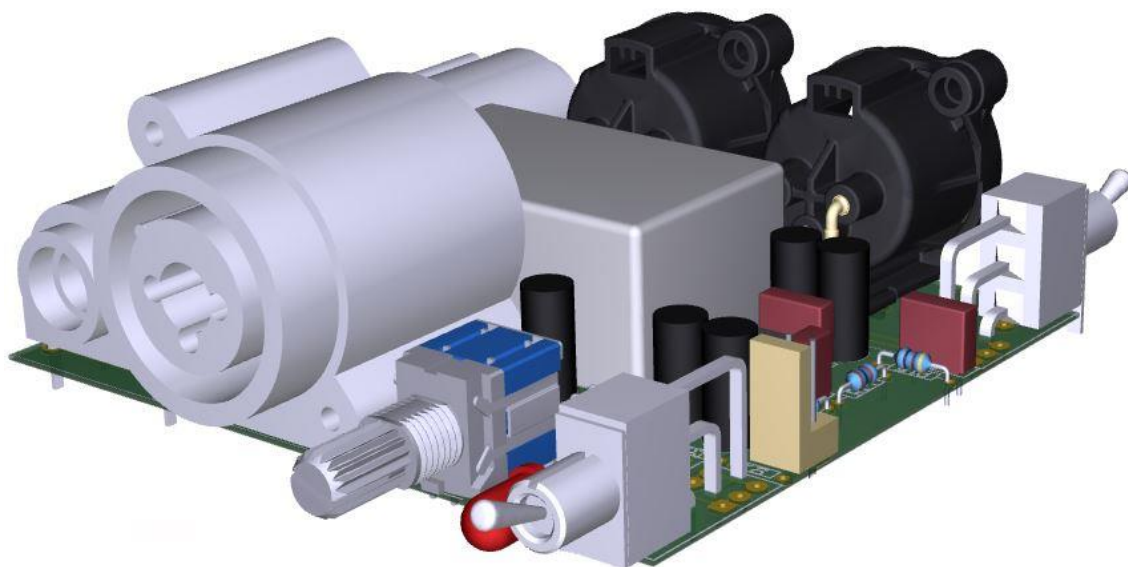
Lze si také všimnout, že například bypass kondenzátory C_7 a C_8 jsou umístěny co nejbližže operačnímu zesilovači, aby tak co nejvíce eliminovaly vliv indukčností přívodu napájecího zdroje.

Deska byla navrhována se snahou uspořít co nejvíce místa a vytvořit tím tak pokud možno co nejmenší variantu tohoto zařízení.



Obr. 2.15 Návrh desky plošných spojů (vlevo horní vrstva, vpravo spodní vrstva)

2.6 3D model



Obr. 2.16 3D model navrhovaného aktivního DI boxu

Na tomto 3D modelu lze vidět výsledný návrh aktivního DI boxu, především pak rozmístění jednotlivých obvodových součástek. Přední strana, obsahující vstupní combo konektor, vstupní TRS-link konektor, dále disponuje čtyřpolohovým otočným spínačem útlumového článku, páčkovým přepínačem pro bateriové napájení a v neposlední řadě LED indikaci napájení.

Na druhé straně je umístěn výstupní XLR konektor s galvanickým oddělením (tedy i celkovým vlivem transformátoru), druhý XLR konektor vyvedený před transformátorem, výstupní TRS konektor a dvoupolohový přepínač pro groundlift.

2.7 Realizace DI boxu

Na základě kontroly obvodového řešení simulací a ověřením funkčnosti sestrojením obvodu na nepájivém poli a jeho následném proměření za pomoci programu Smaart a externí zvukové karty byl sestrojen prototyp na desce plošných spojů.

První prototyp, respektive deska plošných strojů, byla vytvořena pouze jako deska dvouvrstvá ovšem bez prokovení, s nepřesně vyvrtanými otvory a bez nepájivé masky. Při snaze realizovat prototyp na této desce se během pájení, i přes veškerou opatrnost, některé cesty přerušily a musely tak být nahrazeny obyčejným izolovaným vodičem.

Druhý prototyp byl už vytvořen na kvalitní desce, s prokovením, nepájivou maskou a správnými rozměry otvorů. Měření tohoto prototypu je uvedeno v následující kapitole 3.

3. MĚŘENÍ

Návrh DI boxu zrealizovaného na desce plošných spojů byl kontrolně proměřen analyzátozem APx525 a APx1701 firmy Audio Precision. Stěžejní měření probíhalo za využití vstupního combo konektoru a výstupního konektoru XLR (vyvedeného za transformátorem). Pro tuto cestu byla změřena frekvenční charakteristika, THD i impedance. Tyto parametry byly ověřeny pro všechny čtyři úrovně PADu.

Funkčnost DI boxu byla ověřena také skrze ostatní konektory, tedy TRS-link, výstupní TRS a XLR (před transformátorem), a to konkrétně provedením frekvenční analýzy.

3.1 Frekvenční charakteristika

Jak je uvedeno v tabulce 2.1 s parametry, kterých bylo již popsáním postupem navrhování DI boxu cílem dosáhnout, frekvenční charakteristika by měla ideálně vycházet s rozsahem od 20 Hz do 20 kHz o maximálním útlumu signálu $\pm 0,5$ dB.

Ani v jednom případě nebyla u srovnávaných modelů nalezena hodnota napětí vstupního signálu. První měření bylo tedy provedeno při napětí $1 V_{RMS}$ (tedy $2,8 V_{pp}$), jelikož typicky využívaná hodnota linkového signálu se pohybuje právě kolem $1 V_{RMS}$.

Všechny uvedené křivky frekvenčních charakteristik jsou zesíleny o +6 dB, a to díky symetrizaci přenášeného signálu.

Pro změření těchto charakteristik bylo využito měřicí sekce APx *Frequency Response*.

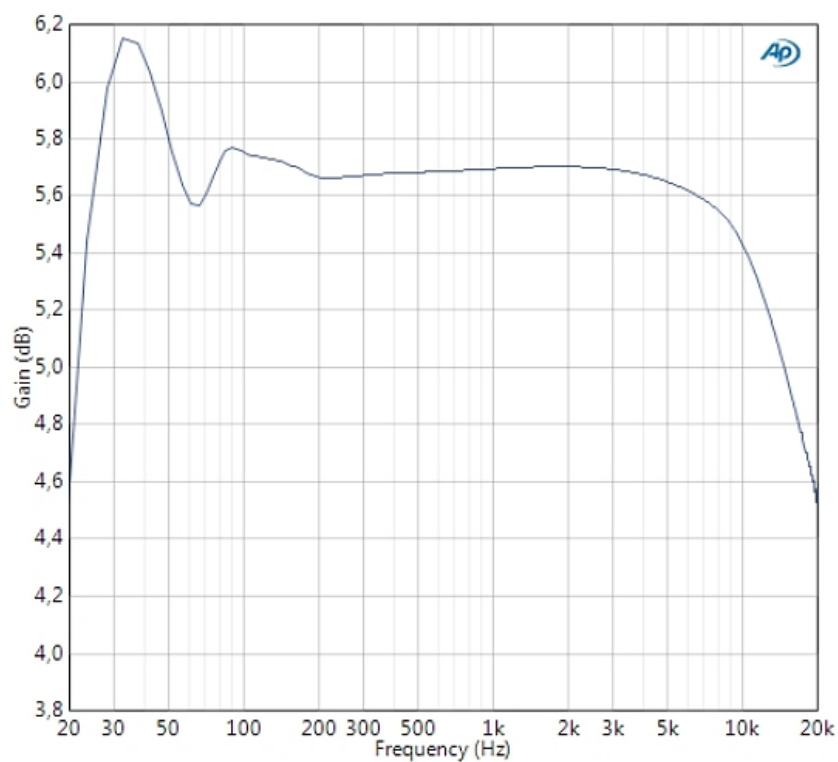
Pro první dva útlumy PADu byla pro srovnání změřena charakteristika jak při fantomovém napájení (vždy graf první), tak při napájení baterií (vždy graf druhý). Nejen, že tak byla ověřena funkčnost obou typů napájení, ale také jejich případný vliv na výsledný přenos. Z těchto grafů je tak patrné, že i přes doporučené minimální napájecí napětí ± 5 V (kdy úplný limit je $\pm 3,5$ V), je 9V baterie jako zdroj pro operační zesilovače dostačující.

Pro zbylé dva útlumy (tedy -20 dB a -40 dB) byla charakteristika změřena také při vyšší hodnotě vstupního napětí, a to konkrétně $7 V_{RMS}$ při útlumu o 20 dB a $10 V_{RMS}$ při útlumu o 40 dB. Grafy všech těchto frekvenčních charakteristik jsou v následujících podkapitolách 3.1.1 až 3.1.4.

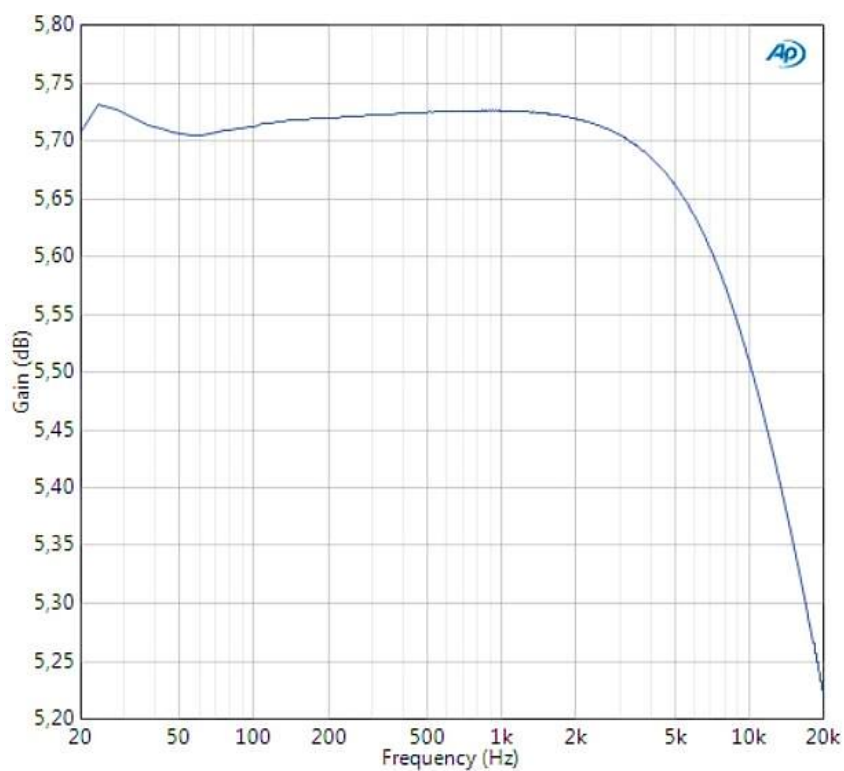
Všechny tyto frekvenční charakteristiky splňují zadané parametry až na případ u útlumu 0 dB a vstupní impedanci $1 M\Omega$ při fantomovém typu napájení (obr. 3.1). Zde si lze

všimnout poněkud výraznějšího poklesu úrovně signálu a to od 20 do 30 Hz, a také nad 10 kHz, což může být (vzhledem ke grafu na obr. 3.2) zapříčiněno typem napájení. Tato charakteristika v nynější fázi odpovídá hodnotě maximální odchylky pro Klark DN-100 (viz tab. 2.1).

3.1.1 Frekvenční charakteristika pro 0 dB impedance 1 M Ω

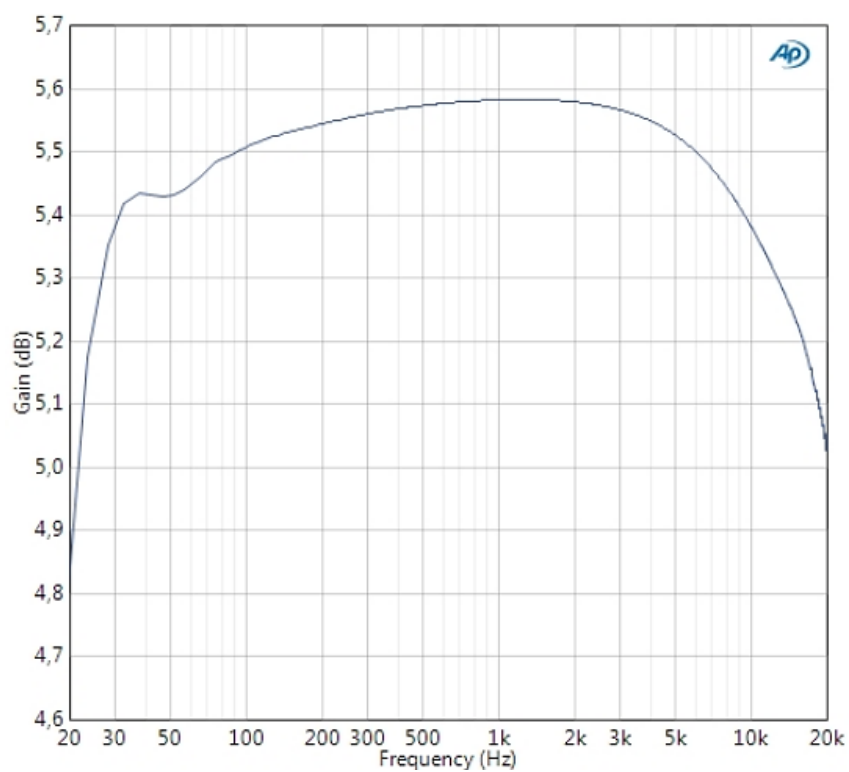


Obr. 3.1 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci 1 M Ω (fantomové napájení)

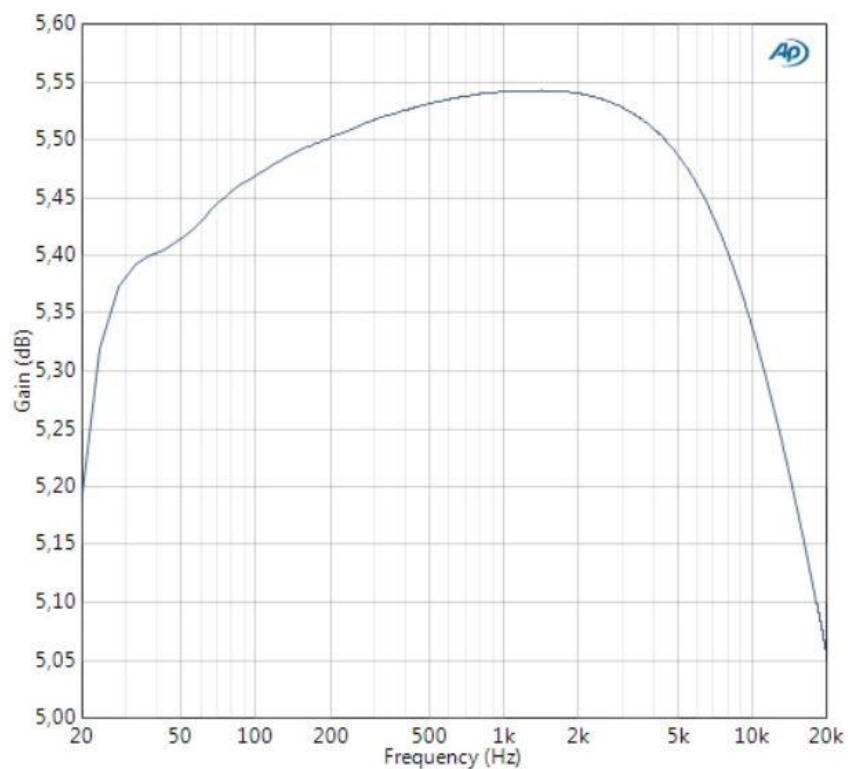


Obr. 3.2 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci 1 M Ω (bateriové napájení)

3.1.2 Frekvenční charakteristika pro 0 dB impedance 10 k Ω

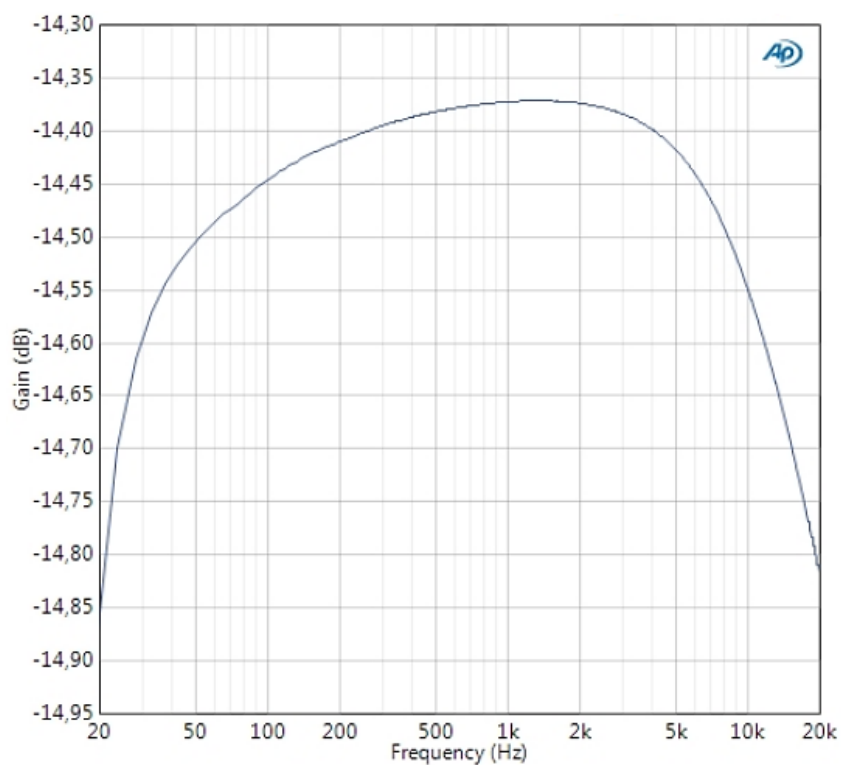


Obr. 3.4 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci 10 k Ω (fantomové napájení)

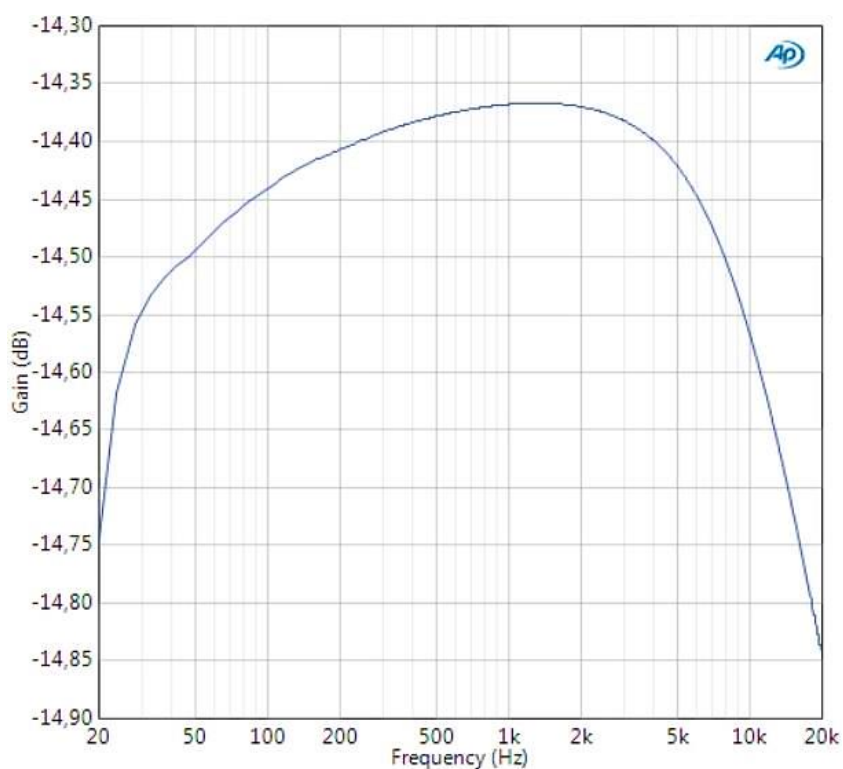


Obr. 3.3 Frekvenční charakteristika pro 0 dB a impedanci 10 k Ω (bateriové napájení)

3.1.3 Frekvenční charakteristika pro útlum o 20 dB impedance 10 k Ω

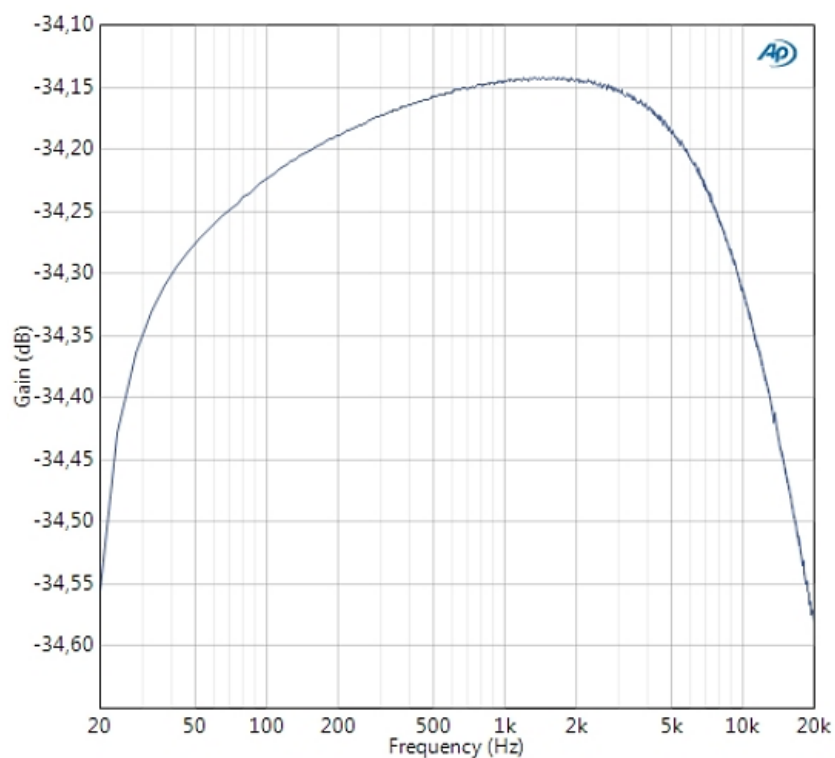


Obr. 3.5 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (1 V_{RMS})

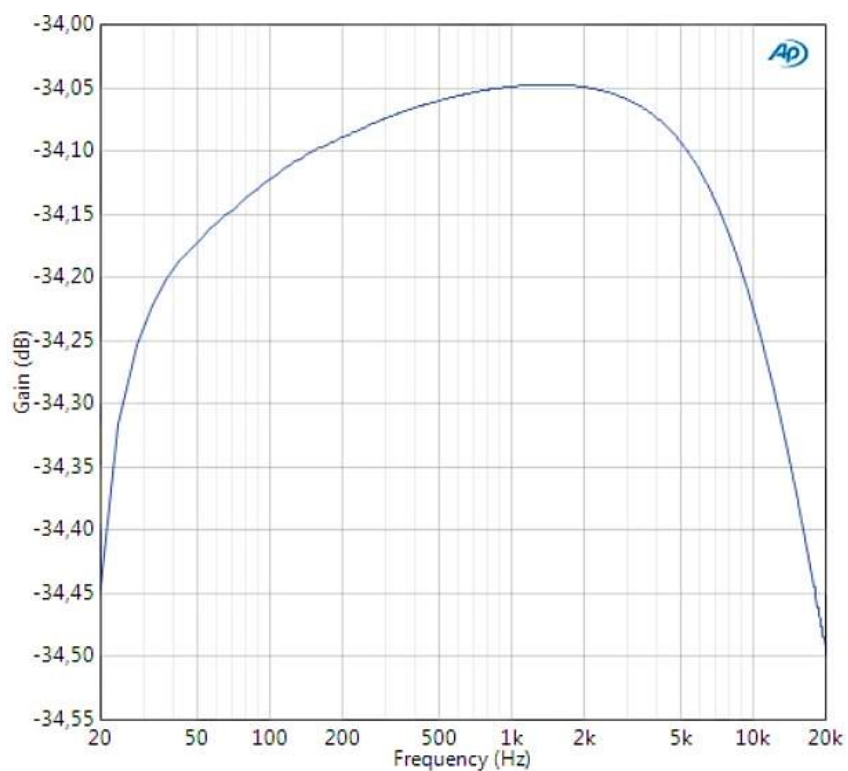


Obr. 3.6 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (7 V_{RMS})

3.1.4 Frekvenční charakteristika pro útlum o 40 dB impedance 10 k Ω



Obr. 3.7 Frekvenční charakteristika pro -40 dB a impedanci 10 k Ω (1 V_{RMS})



Obr. 3.8 Frekvenční charakteristika pro -20 dB a impedanci 10 k Ω (10 V_{RMS})

3.2 Celkové harmonické zkreslení

Celkové harmonické zkreslení bylo měřícím přístrojem APx525 spolu s APx1701 změřeno sekci *THD Measurement* při hodnotě budicího napětí 1 V_{RMS} (2,22 dBu). Vzhledem k parametrům uvedeným v tabulce 2.1 by bylo vhodnější měření provést při vstupním napětí 0,775 V_{RMS}, což odpovídá signálu o 0 dBu. Právě pro tuto hodnotu by zařízení mělo na frekvenci 1 kHz nabývat hodnoty 0,005 %. Vyšší vstupní napětí tak může být jednou z příčin nedosažení přesně této hodnoty THD.

Jednotlivé závislosti celkového harmonického zkreslení na frekvenci jsou uvedeny v následujících kapitolách (obr. 3.9-3.12).

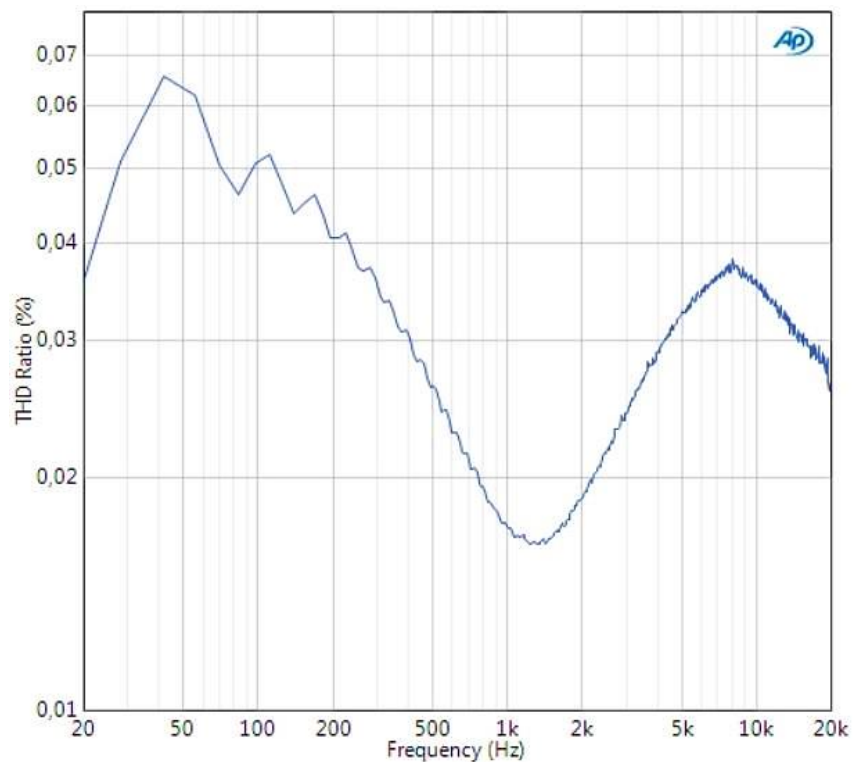
Jak lze u prvního případu THD (tedy pro útlum 0 dB a vstupní impedanci 1 M Ω) vidět, jeho hodnota je na frekvenci 1 kHz 0,01-0,02 %, je tak vyšší, než bylo původně plánováno. Na spodních frekvencích, konkrétně tedy na 40 Hz, THD dosahuje až hodnoty 0,065 %.

Obdobně graf vypadá i u případu nulového útlumu s nižší (10 k Ω) vstupní impedancí. THD se na 1 kHz rovněž pohybuje mezi 0,01-0,02 %, v celém spektru ale nepřesáhne hodnotu 0,045 %.

Cílené hodnoty 0,005 % je dosaženo až při útlumu o 40 dB. Při útlumu o 20 dB je hodnoty téměř dosaženo, ale pohybuje se spíše kolem 0,006 % a s dále se zvyšující frekvencí se THD zvyšuje až na hodnotu 0,02 %.

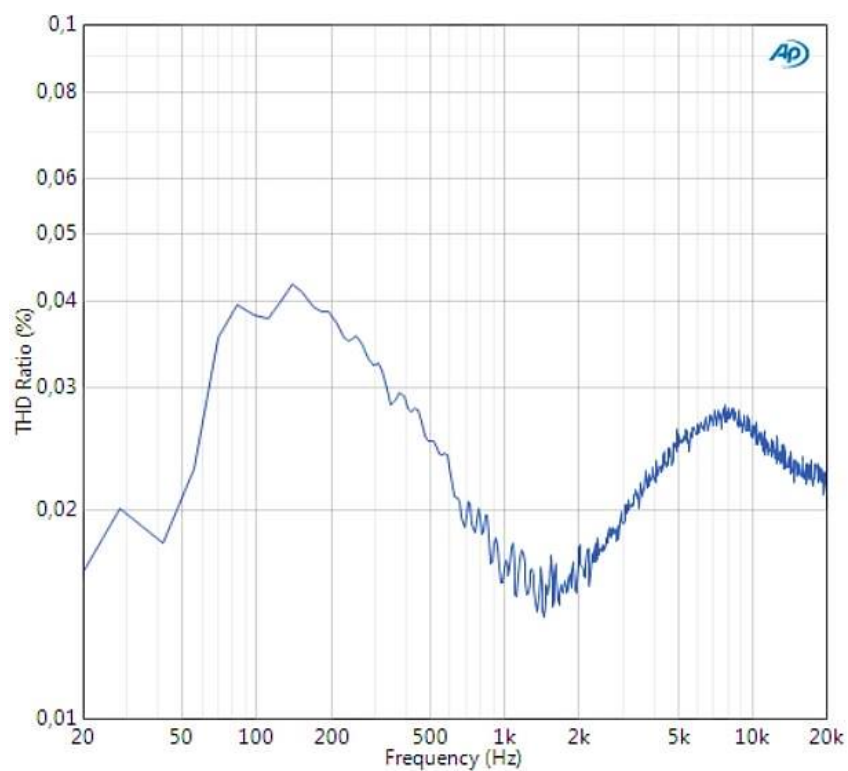
Výsledné hodnoty jsou překvapivě velice podobné hodnotám získaným simulací (kapitola 2.4.3). I přes to, že hodnoty THD tohoto zařízení nevycházejí přesně dle předem určených hodnot, je výsledné zkreslení z hlediska využitelnosti i tak akceptovatelné. Pro případné snížení THD by u dalšího návrhu bylo vhodné vyzkoušet například odlišný typ napájení, než byl zvolen zde, či využít jiného, avšak i tak cenově dostupného operačního zesilovače s nižší hodnotou THD než 0,003 %, jako je tomu u TL072.

3.2.1 THD pro 0 dB impedance 1 M Ω



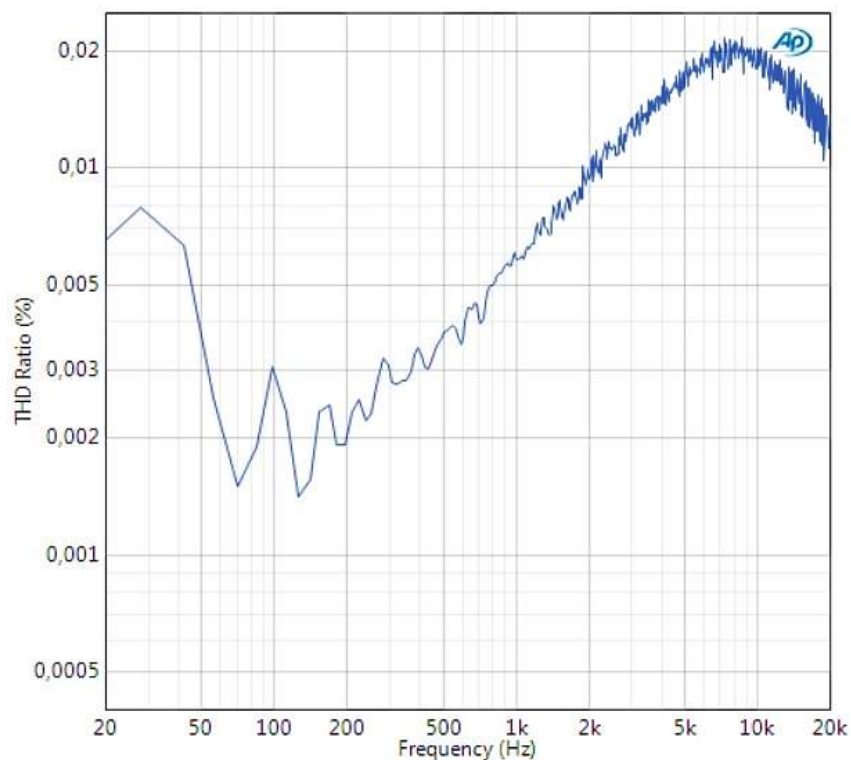
Obr. 3.9 THD pro útlum 0 dB a impedanci 1 M Ω

3.2.2 THD pro 0 dB impedance 10 k Ω



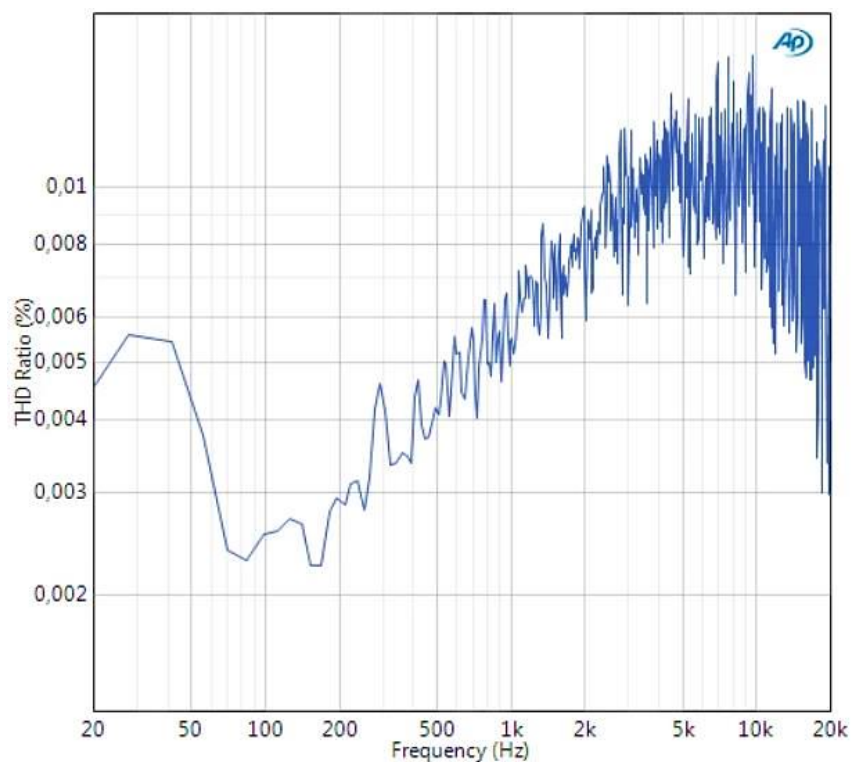
Obr. 3.10 THD pro útlum 0 dB a impedanci 10 k Ω

3.2.3 THD pro útlum o 20 dB impedance 10 k Ω



Obr. 3.11 THD pro útlum o 20 dB a impedanci 10 k Ω

3.2.4 THD pro útlum o 40 dB impedance 10 k Ω

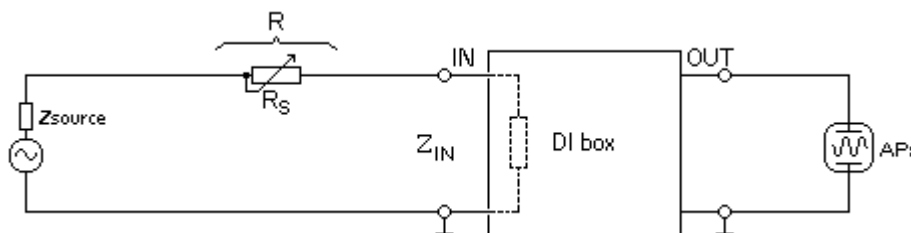


Obr. 3.12 THD pro útlum o 40 dB a impedanci 10 k Ω

3.2.5 Impedance

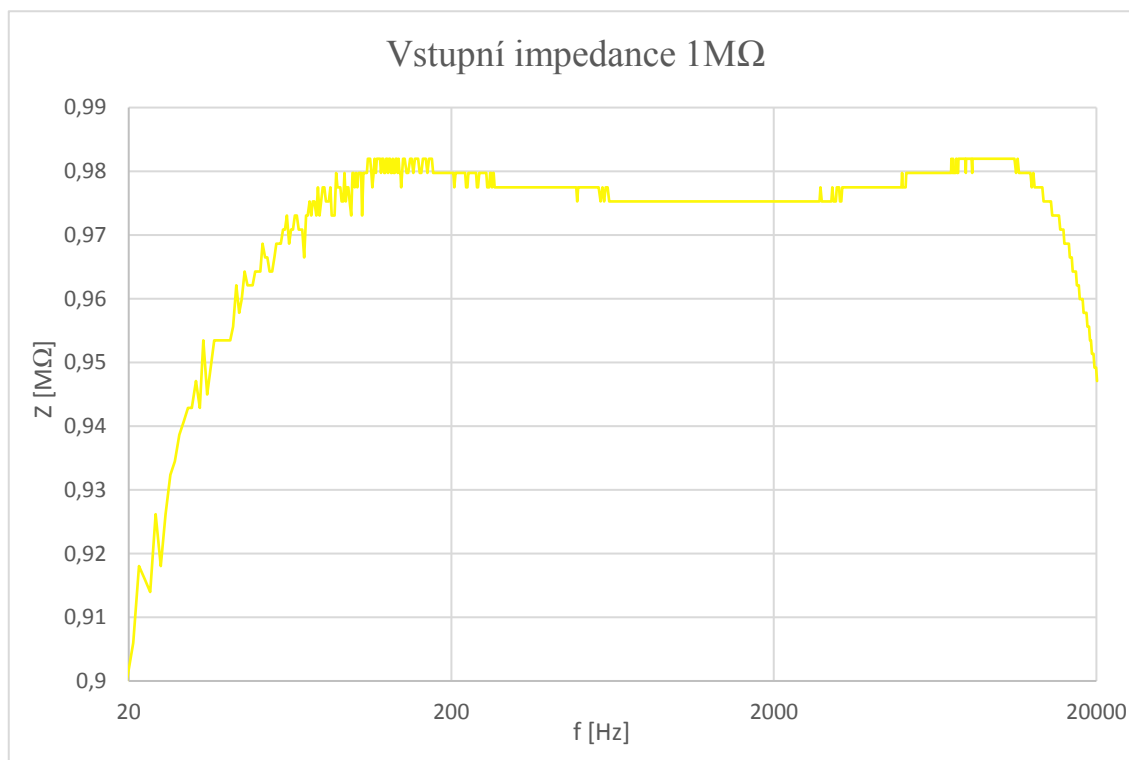
a) Vstupní impedance 1 MΩ

Vzhledem k tomu, že APx525 neumožňuje automatizované měření vstupní impedance, bylo zapotřebí změřit napětí na vstupu při sériově zapojeném odporu o známé hodnotě R (v tomto případě se $R=1\text{ M}\Omega$). Viz zapojení na obrázku 3.13.



Obr. 3.13 Schéma pro měření vstupní impedance [29]

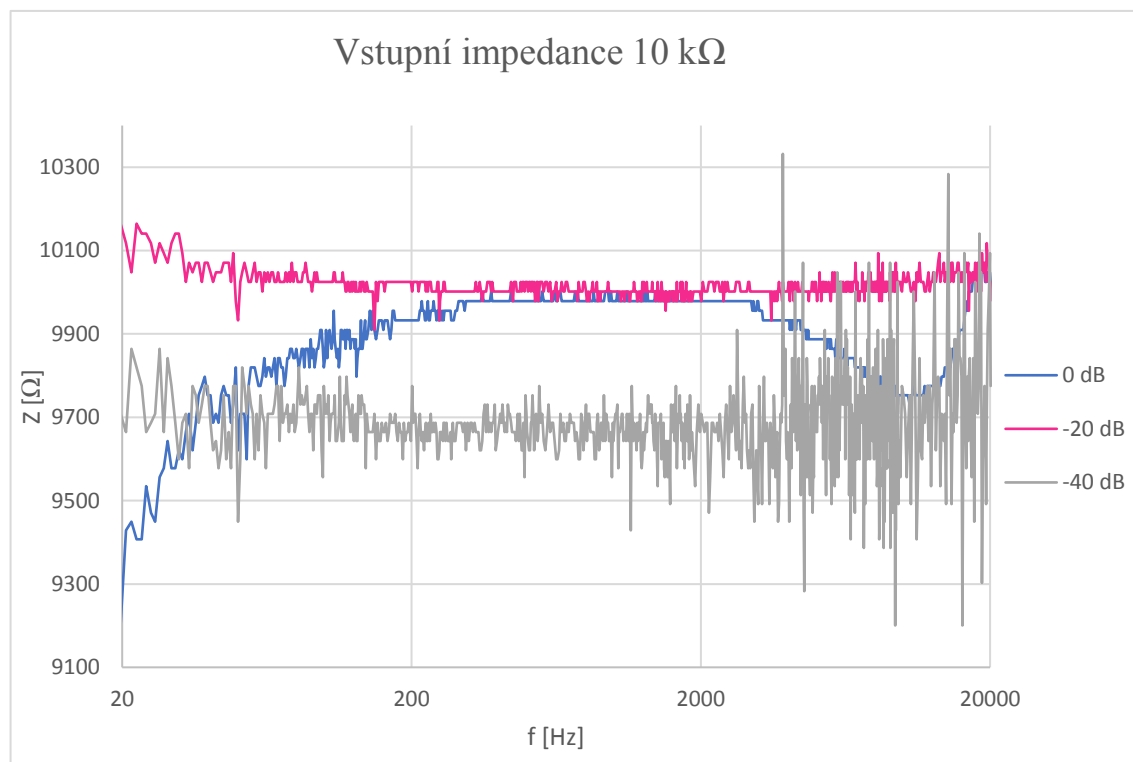
Z hodnot vstupního napětí bez rezistoru V_1 , napětí s rezistorem V_2 a hodnoty samotného odporu R tak bylo možné na základě principu odporového děliče vypočítat výslednou vstupní impedanci Z_{IN} dle vztahu $Z_{IN} = R \frac{V_2}{V_1 - V_2}$. Z výsledného grafu na obrázku 3.14 je patrné, že vstupní impedance odpovídá předpokládané hodnotě $1\text{ M}\Omega$.



Obr. 3.14 Závislost vstupní impedance 1 MΩ na frekvenci

b) Vstupní impedance 10 k Ω

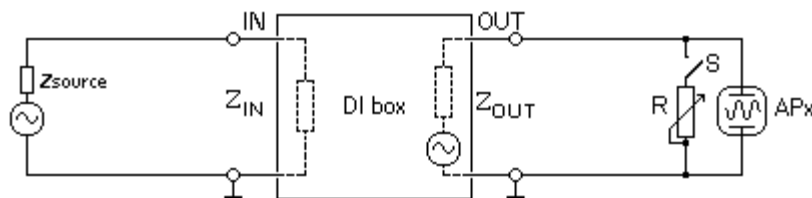
Tato vstupní impedance byla měřena a dopočítána stejně jako v předchozím případě pro impedanci 1 M Ω , s tím rozdílem, že bylo využito sériově zapojeného rezistoru R hodnoty 10 k Ω .



Obr. 3.15 Závislost vstupní impedance 10 k Ω na frekvenci

c) Výstupní impedance

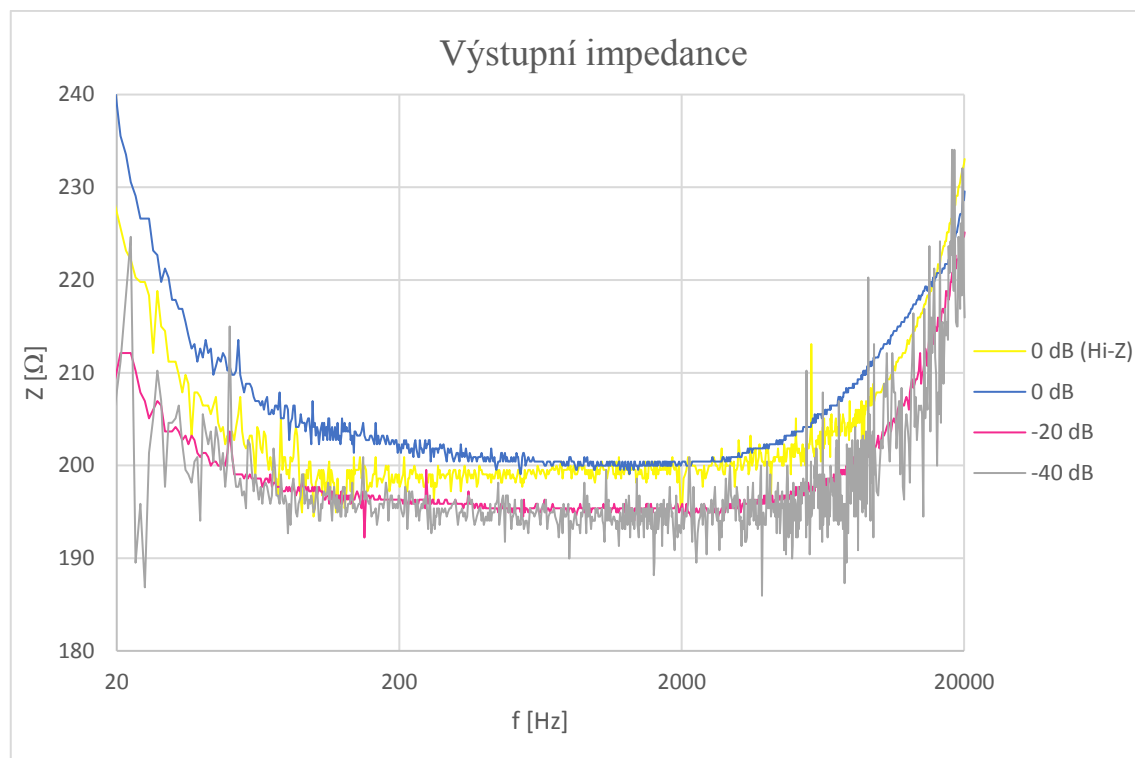
Výstupní impedance se měřila obdobně, jako vstupní, ovšem zde bylo využito rezistoru paralelně připojeného k výstupnímu konektoru, viz schéma na obrázku 3.16.



Obr. 3.16 Schéma pro měření výstupní impedance [29]

Pro výpočet této impedance bylo užito matematického vztahu $Z_{OUT} = R \left(\frac{V_1}{V_2} - 1 \right)$. V_1 opět značí hodnotu napětí bez zátěže a V_2 naopak se zátěží. Hodnota R byla zvolena 10 k Ω .

Očekávaná hodnota impedance se měla pohybovat do 300 Ω (ideálně 150-200 Ω). V grafu na obrázku 3.17 je patrné, že jsou parametry splňovány a hodnota výstupní impedance je kolem 200 Ω .



Obr. 3.17 Závislost výstupní impedance na frekvenci

4. ZÁVĚR

Cílem této práce je prozkoumat problematiku DI boxů a jejich typických parametrů.

První část se věnuje především teoretické stránce věci. Ať už se jedná o samotné rozdělení DI boxů, rozebrání principu, na kterém funguje většina aktivních forem tohoto zařízení, tak jsou zde probrány i důležité parametry a vlastnosti DI boxu, mezi které patří například zkreslení, šum a mnohé další. V neposlední řadě se tato část zaobírá i stěžejními obvodovými prvky, a to ať už jejich principem fungování, tak i typickými vlastnostmi, dále i doplňkovými funkcemi DI boxu, které jej kolikrát činí zajímavějším.

Druhá část se zabývá již samotným návrhem aktivního DI boxu. V prve řadě jsou zde uvedeny parametry, kterých bylo cíleno dosáhnout, a které jsou porovnány s dostupnými modely DI boxů. Následně jsou v jednotlivých kapitolách samostatně rozebrány jednotlivé bloky obvodového řešení, také návrh desky plošných spojů a pro úplnost je v této části popsán i výsledný návrh vyobrazený za pomoci 3D modelu.

Závěrečná část práce se pak již zabývá samotným měřením, kterým byla ověřena funkčnost DI boxu, ale také jeho nedostatky v podobě vyšších hodnot celkového harmonického zkreslení. I přes to je ovšem zařízení funkční, avšak je tak zde stále prostor pro úpravy, kterými by bylo plně docíleno požadovaných vlastností. Pakliže na závěr porovnáme výsledky s dostupnými DI boxy, jeho originalita spočívá nejen ve využití konektorů, využití operačních zesilovačů, odlišného zdroje napájení či transformátoru o vysoké kvalitě, ale také je cenově dostupnější. Výsledné náklady se při maloobchodních cenách dostaly na hodnotu kolem 2 000 Kč.

Literatura

- [1] *Radialeng* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://www.radialeng.com/product_category/direct-box
- [2] DI Unit. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/DI_unit
- [3] SCHIMMEL, Jiří. *Zvuk a zvukové signály: Studiová technika-přednáška*. Brno, 2019.
- [4] The history of balanced cables. *Gearsllutz.com* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.gearsllutz.com/board/so-much-gear-so-little-time/166423-history-balanced-cables.html>
- [5] WHITLOCK, Bill. *Interconnection of balanced and unbalanced equipment*.
- [6] *Analog: Training seminars* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-042.pdf>
- [7] *Problems Occurs in Power Supply Due to Harmonic Distortion* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.ijraset.com/fileserve.php?FID=1534>
- [8] *APTSources* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <http://www.aptsources.com/support/#tab-id-5>
- [9] *FTE* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <http://www.fte.com/WebHelpII/AES/Content/Documentation/AudioExpertSystemReferenceGuide/PrecisionAndDynamicRange.htm>
- [10] Šířka pásma. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/%C5%A0%C3%AD%C5%99ka_p%C3%A1sma
- [11] WHITAKER, Jerry C. a K. Blair BENSON. *Standard handbook of audio and radio engineering*. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, c2002 ISBN 00-713-8223-2.
- [12] *Senzorika* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <http://www.senzorika.leteckafakulta.sk/?q=node/218>
- [13] Elektronický šum. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektronick%C3%BD_%C5%A1um
- [14] BALLOU, Glen. *Handbook for sound engineers: the new audio cyclopedia*. 3rd ed. Boston, Mass.: Focal, 2005. ISBN 02-408-0758-8.
- [15] MALINA, Václav. *Poznáváme elektroniku II*: ed. České Budějovice: Kopp, 1995. ISBN 80-858-2855-3.

- [16] KODEŠ, J., A. KREJČÍŘÍK a J. VOBECKÝ. *Elektronika – přednášky, skripta*.
- [17] Dělič napětí. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/D%C4%9Bli%C4%8D_nap%C4%9Bt%C3%AD
- [18] *Zemni smyčky* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.zesilovace.cz/co-jsou-zemni-smycky-a-jak-jim-predchazet/>
- [19] *Sound system interconnection* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://www.academia.edu/34893729/Sound_System_Interconnection
- [20] *Groundlift* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.zesilovace.cz/symetricke-linky-a-vypinace-zemeni-ground-lift-switches/>
- [21] *Behringer Ultra-DI* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://images.static-thomann.de/pics/atg/atgdata/document/specs/160358_spec.pdf
- [22] *DN100* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <http://www.revolution.pt/pdfs/dn100.pdf>
- [23] *BSS AR-133* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: <https://www.spfb.be/manuels/BSS.pdf>
- [24] INSTRUMENTS, Texas. *OPA161x SoundPlus* [online]. In: s. 1-33 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/sbos450c/sbos450c.pdf?ts=1591574431102&ref>
- [25] INSTRUMENTS, Texas. *TL07xx* [online]. In: s. 1-69 [cit. 2020-06-08]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/slos080n/slos080n.pdf?ts=1591574436393&ref>
- [26] *Datasheet TL072* [online]. In: [cit. 2020-06-05]. Dostupné z: <https://www.chipfind.net/datasheet/stmicroelectronics/tl072.htm>
- [27] MCCORMICK, Tim a Francis RUMSEY. *Sound and Recording: Applications and Theory*. 7th. Focal Press, 2014 ISBN 978-0-415-84337-9.
- [28] *Lundahl* [online]. [cit. 2019-12-21]. Dostupné z: https://www.lundahltransformers.com/wp-content/uploads/datasheets/1570_0xl.pdf
- [29] *Tontechnik-Rechner* [online]. [cit. 2020-08-11]. Dostupné z: <http://www.sengpielaudio.com/calculator-InputOutputImpedance.htm>

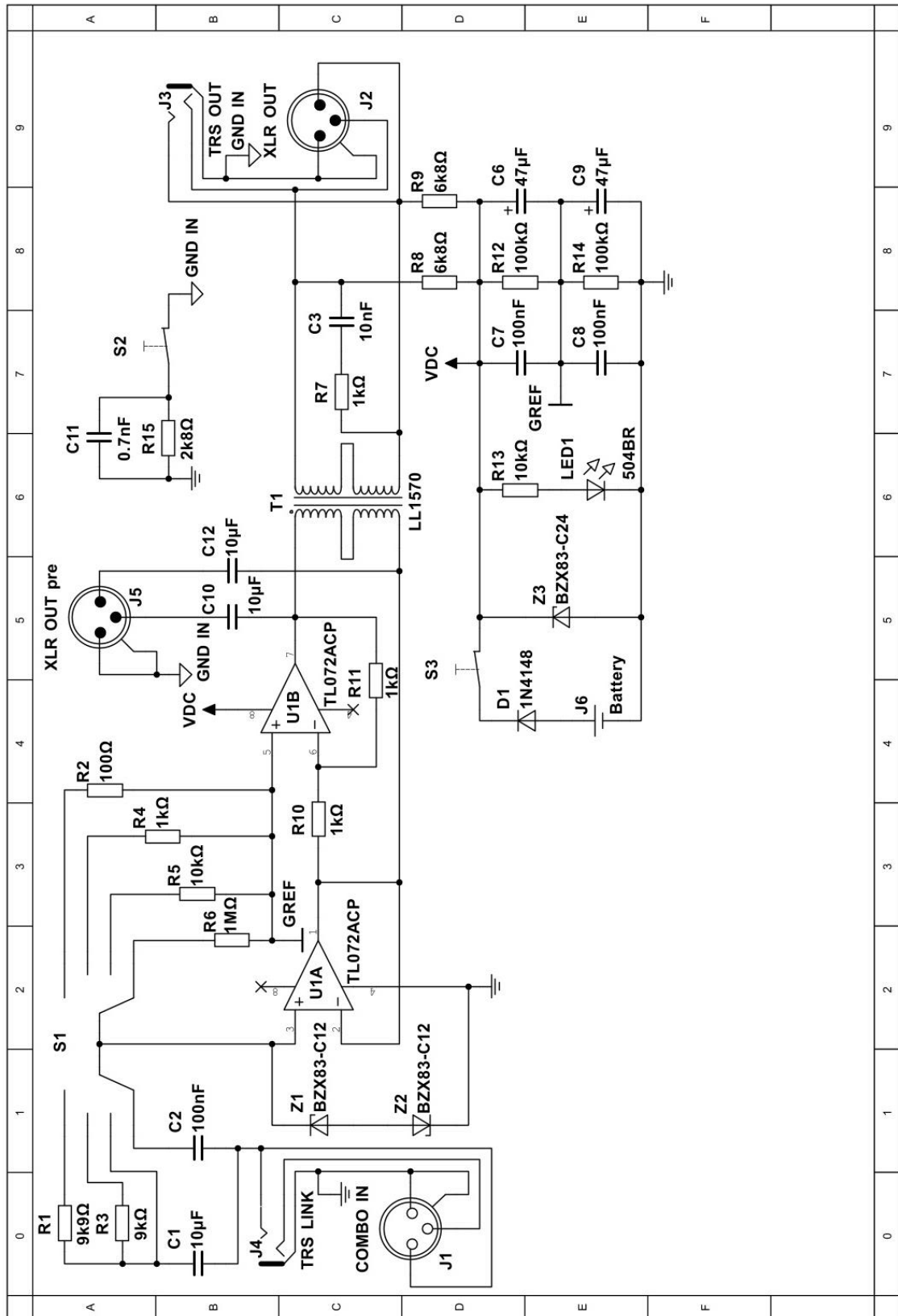
Seznam použitých zkratek, veličin a symbolů

DI	direct injection
Hi-Z	high impedance
ISO	isolator
CMRR	common mode rejection ratio
THD	total harmonic distortion
Γ_z	činitel odrazu zátěže
Γ_i	činitel odrazu zdroje
R_z	impedance zdroje
R_i	impedance zátěže
P_z	výkon zdroje
A_D	diferenční zesílení
A_{CM}	zesílení souhlasného signálu
N	šum
C_k	k-tá harmonická složka
Δ_R	dynamická rezerva
L_{MAX}	maximální úroveň signálu
L_{MIN}	minimální úroveň signálu
G	celkové zesílení zařízení
B	šířka pásma
f_H	horní frekvence pásma
f_L	spodní frekvence pásma
A_M	maximální amplituda zesílení
ε_F	elektromotorické napětí
Φ	magnetický indukční tok
N_L	počet závitů cívky
Z	impedance
ρ	rezistivita
ρ_0	počáteční rezistivita
α	teplotní součinitel elektrického odporu
Δt	teplotní rozdíl
U_b	napětí na R_b
A_U	zesílení signálu
$U_2=U_{OUT}$	výstupní napětí útlumového článku
$U_1=U_{IN}$	vstupní napětí útlumového článku
R_x	odpor rezistoru x

Seznam příloh

Příloha 1 Navrhnuté obvodové schéma DI boxu	66
Příloha 2 Seznam užitých součástek	67
Příloha 3 Měření návrhu ve Smaart	68
Příloha 4 Frekvenční charakteristika při 1 M Ω	69
Příloha 5 Frekvenční charakteristika při 10 k Ω	70
Příloha 6 Frekvenční charakteristika při -20 dB 10 k Ω	71
Příloha 7 Frekvenční charakteristika při -40 dB 10 k Ω	72
Příloha 8 Vstupní impedance 1 M Ω	73
Příloha 9 Vstupní impedance 10 k Ω	74
Příloha 10 Vstupní impedance 10 k Ω při -20 dB	75
Příloha 11 Vstupní impedance 10 k Ω při -40 dB	76
Příloha 12 Výstupní impedance při 1 M Ω	77
Příloha 13 Výstupní impedance při 10 k Ω	78
Příloha 14 Výstupní impedance při -20 dB 10 k Ω	79
Příloha 15 Výstupní impedance při -40 dB 10 k Ω	80
Příloha 16 Frekvenční charakteristika TRS-link	81
Příloha 17 Frekvenční charakteristika TRS-out	82
Příloha 18 Frekvenční charakteristika XLR-pre	83

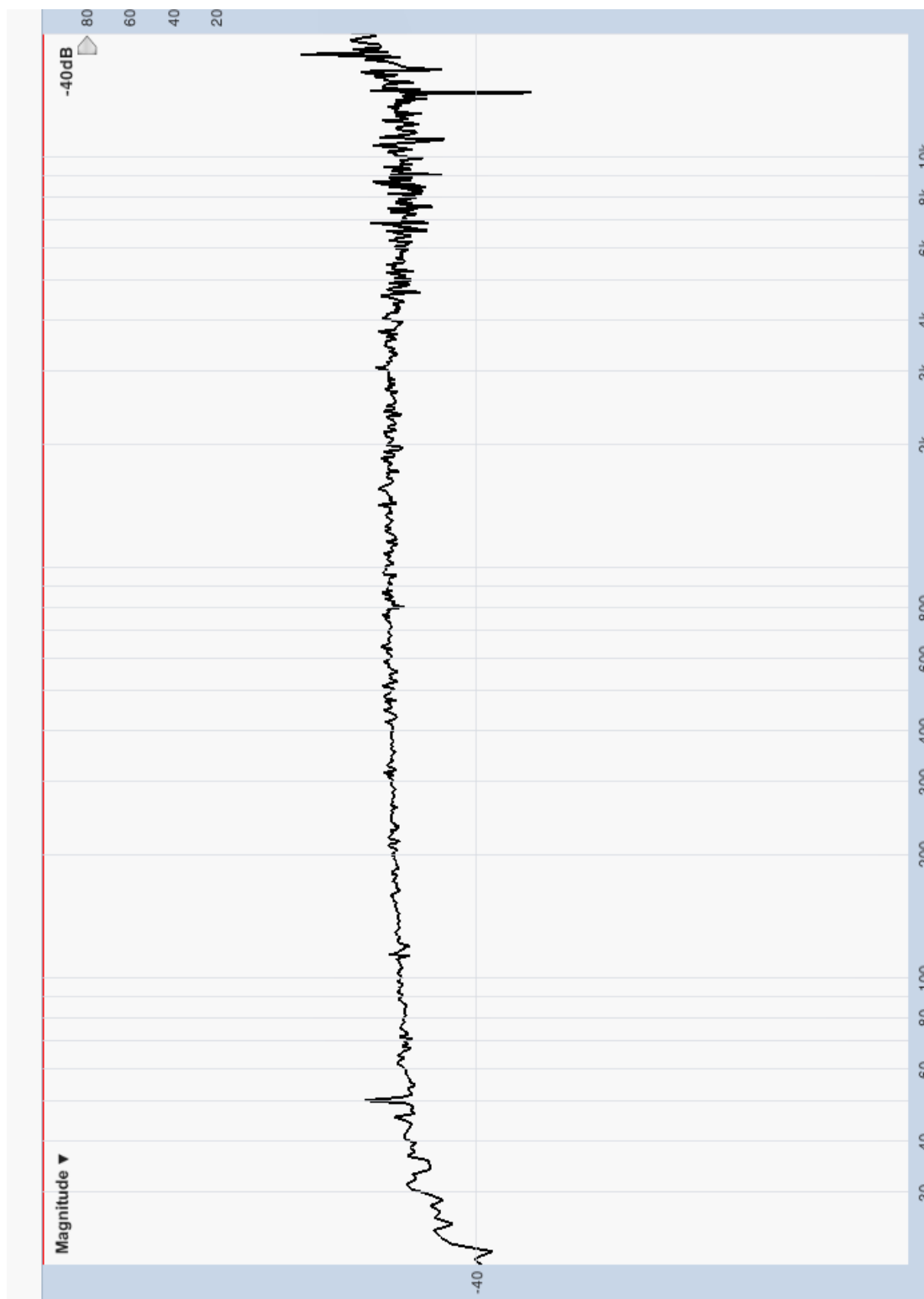
Příloha 1 Navrhnuté obvodové schéma DI boxu



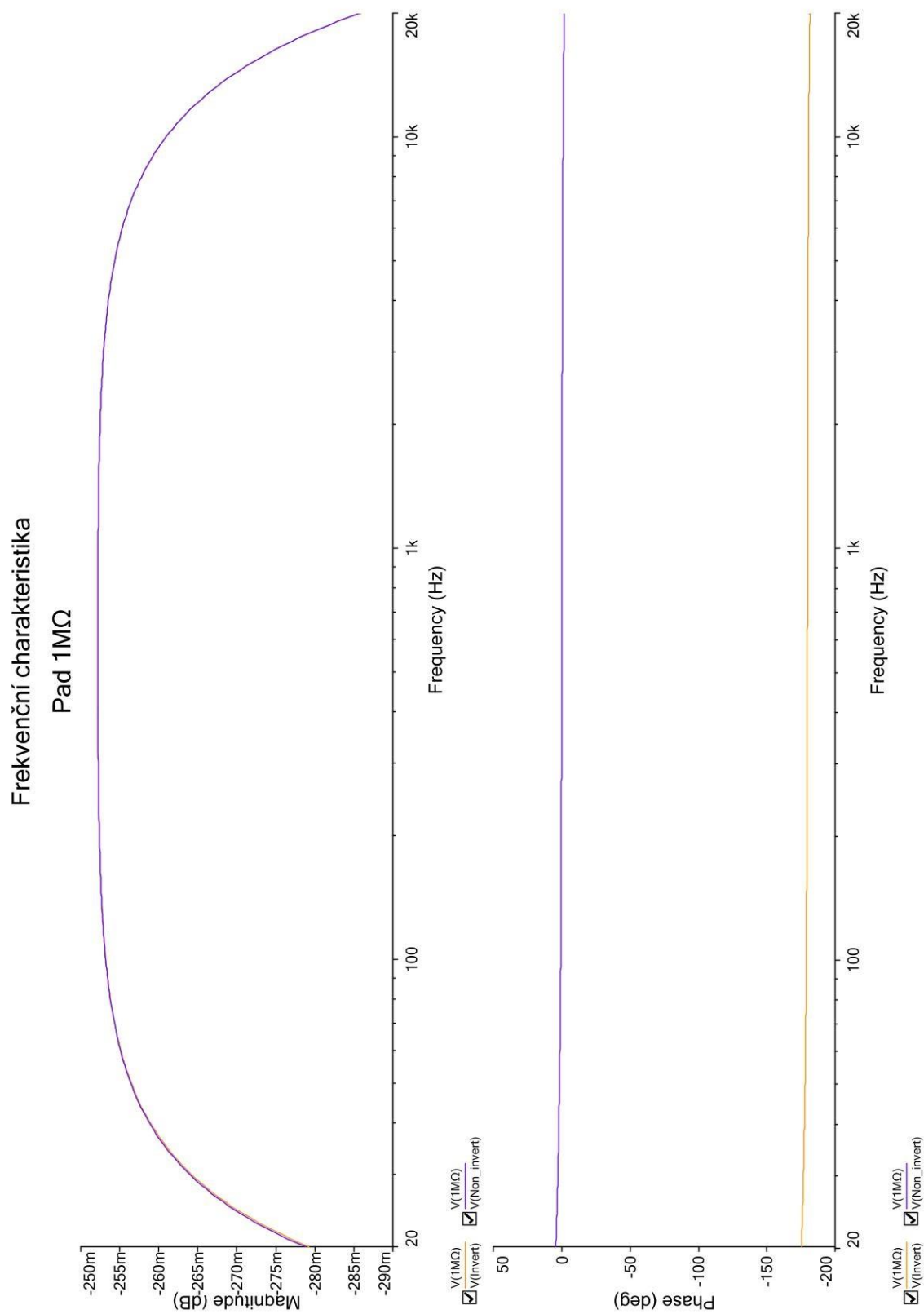
Příloha 2 Seznam užitých součástek

Komponent	Typ	Hodnota	Počet	Označení
Kondenzátor	Elektrolitický bipolární	10uF	3	C1, C10, C12
Kondenzátor	Foliový	100nF	5	C2, C3, C4, C8, C11
Kondenzátor	Elektrolitický	47uF	2	C6, C9
Dioda	Usměrňovací	1N4148	1	D1
Dioda	Zenerova	BZX83V012	2	Z1, Z2
Dioda	Zenerova	BZX83V024	1	Z3
Dioda	LED	504BR	1	LE
Operační zesilovač		TL072ACP	1	TL072ACP
Konektor		NCJ9FI-H	1	J1
Konektor		NC3MAH-0	2	J2, J5
Konektor		NYS216G	2	J3, J4
Konektor		2 Pin	1	J6
Rezistor		9k9	1	R1
Rezistor		100R	2	R2, R15
Rezistor		9k	1	R3
Rezistor		1k	4	R4, R7, R10, R11
Rezistor		10k	2	R5, R13
Rezistor		1M	1	R6
Rezistor		6k8	2	R8, R9
Rezistor		100k	2	R12, R14
Spínač	Otočný čtyřpolohový	SR17B1415F49N	1	S1
Spínač		P-KNX236	2	S2, S3
Transformátor		LL1570	1	T1
* Všechny rezistory a diody 0,5W, Všechny elektrolitické kondenzátory 35V				

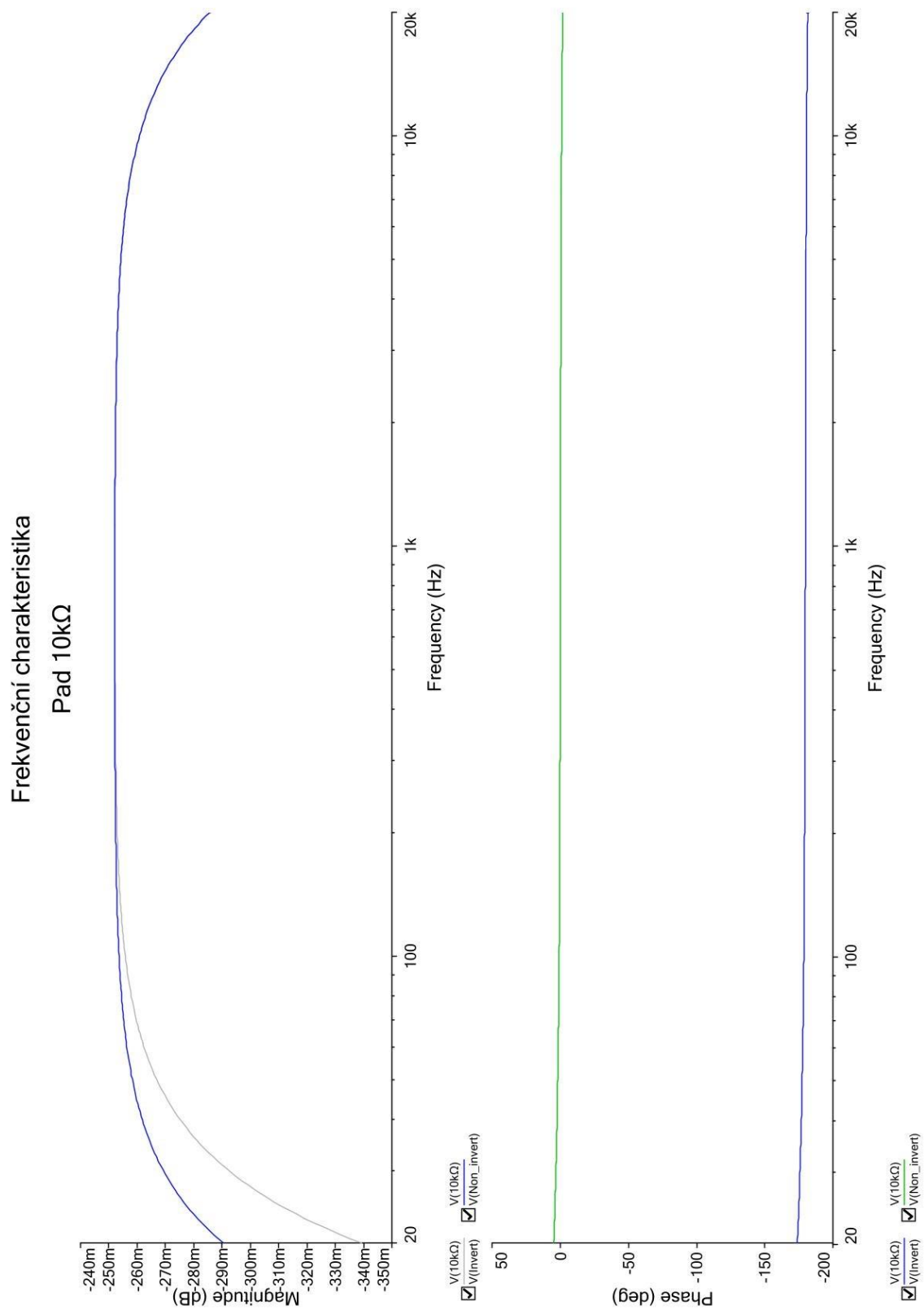
Příloha 3 Měření návrhu ve Smaart



Příloha 4 Frekvenční charakteristika při 1 M Ω



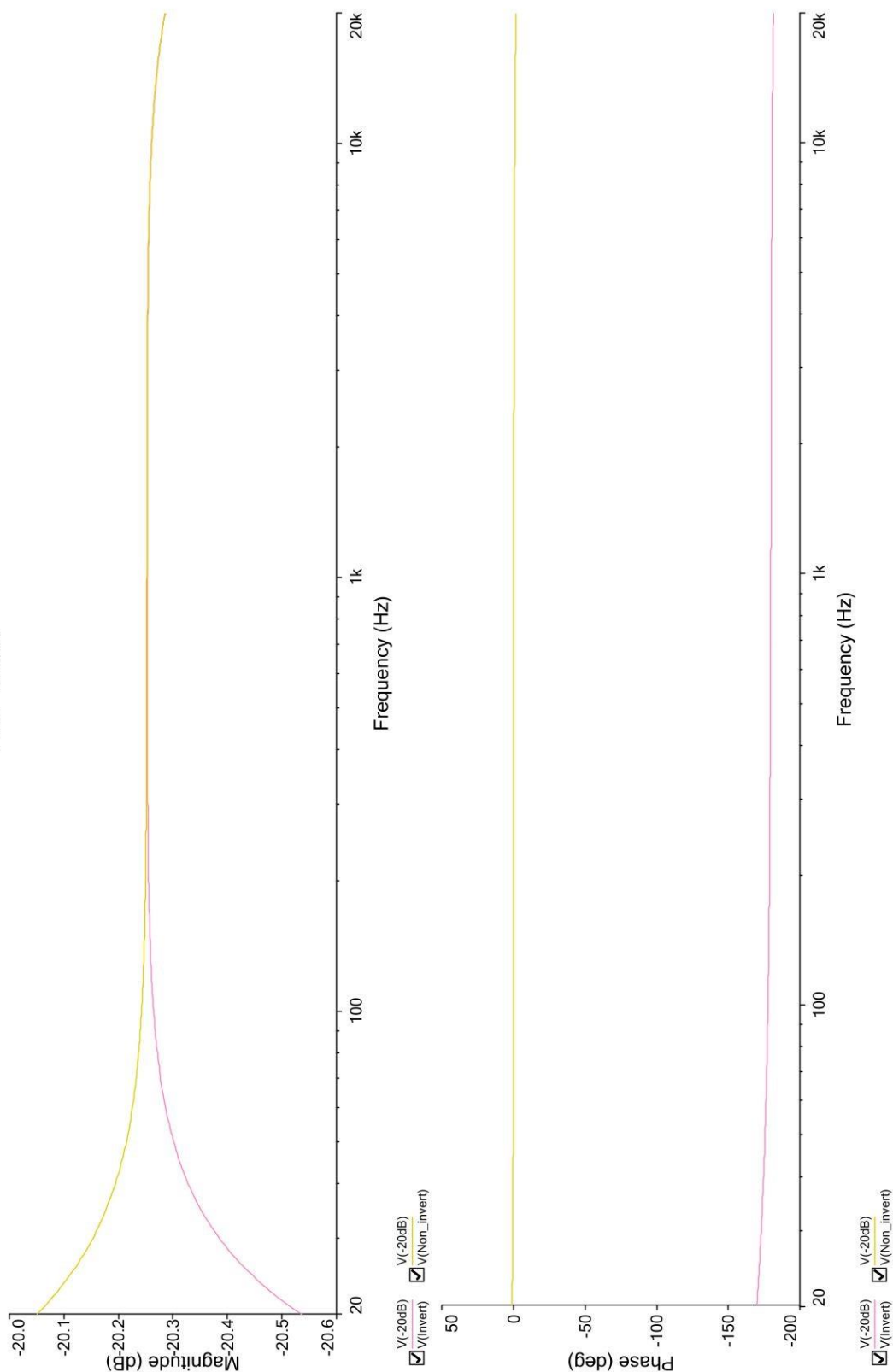
Příloha 5 Frekvenční charakteristika při 10 k Ω



Příloha 6 Frekvenční charakteristika při -20 dB 10 kΩ

Frekvenční charakteristika

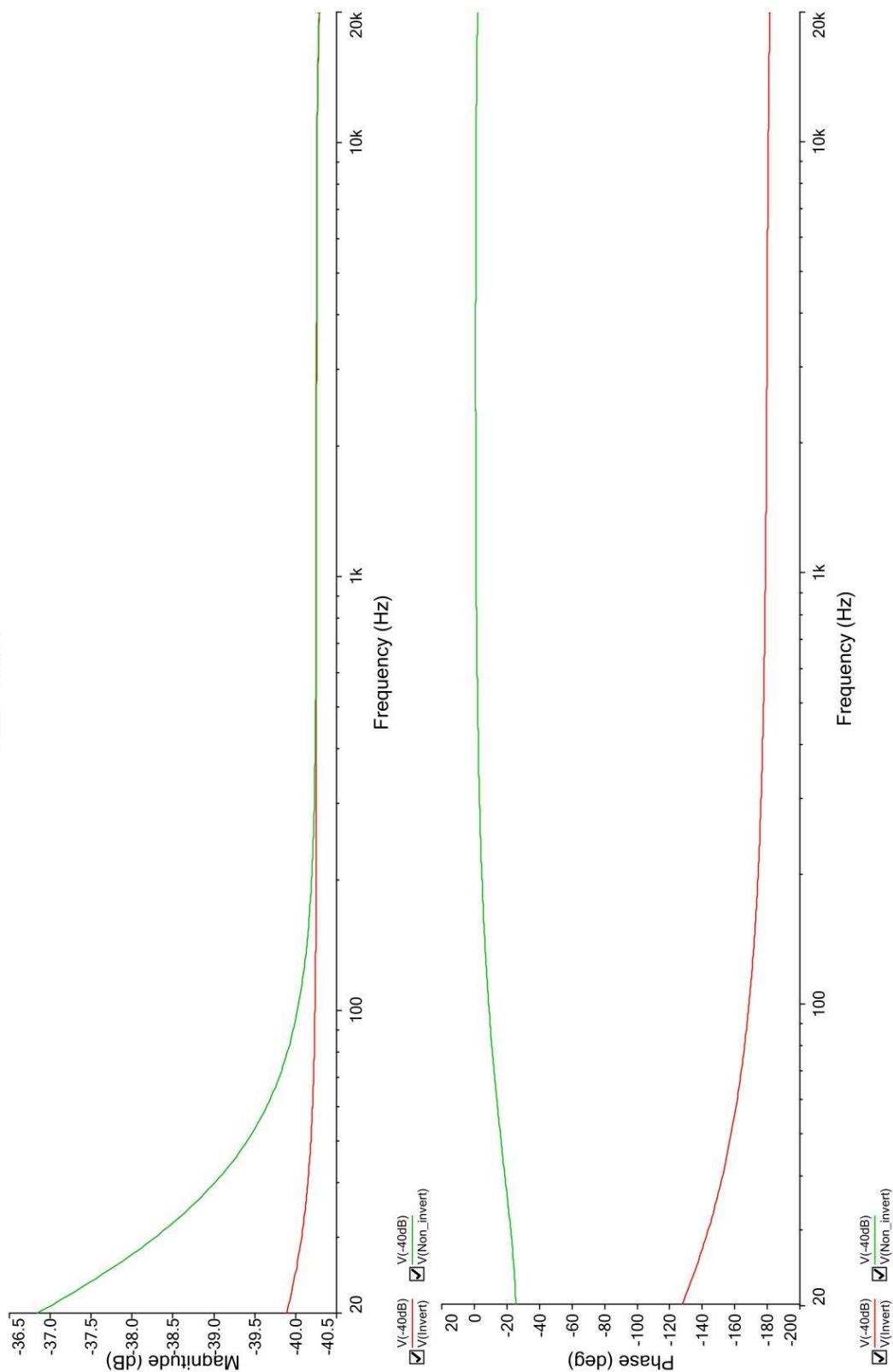
Pad -20dB



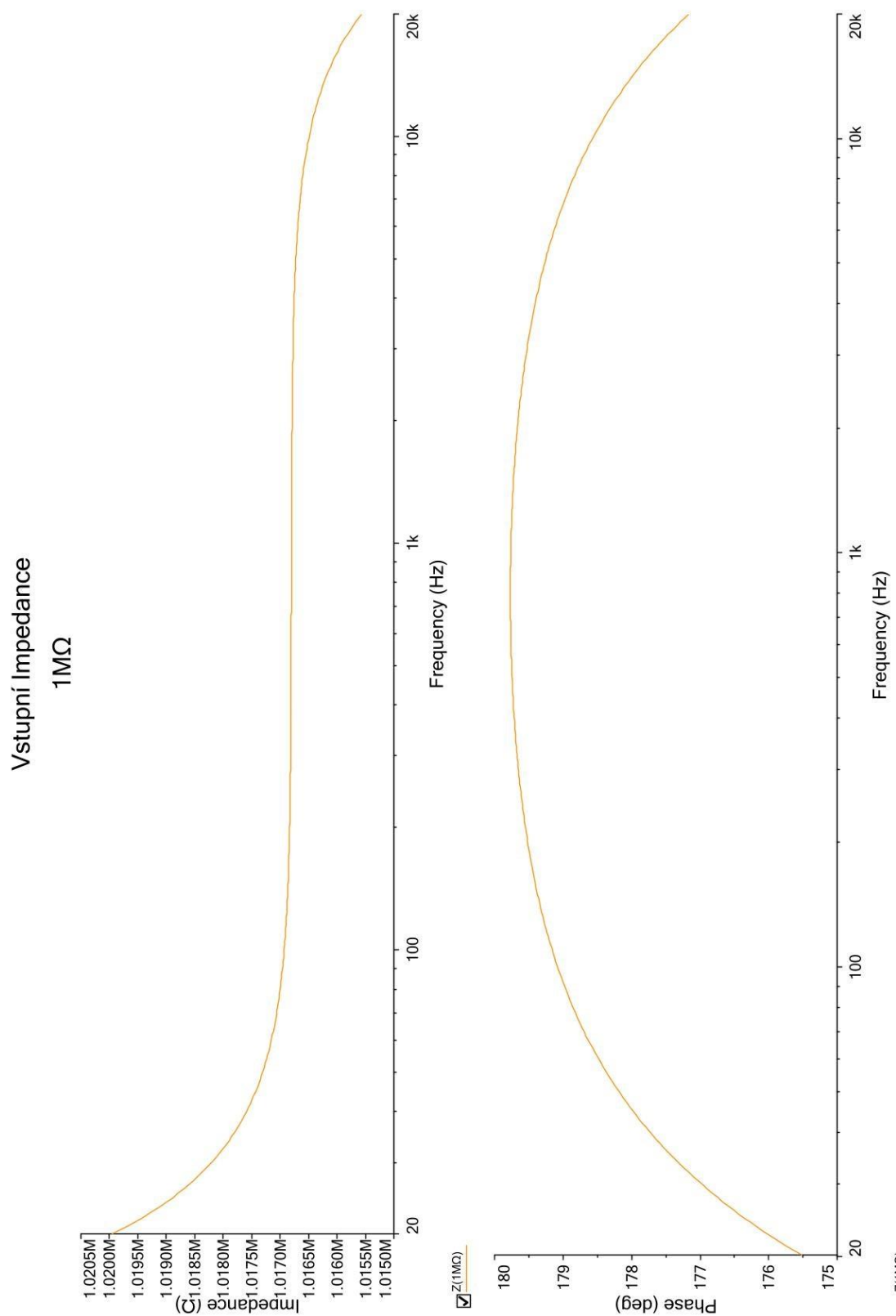
Příloha 7 Frekvenční charakteristika při -40 dB 10 kΩ

Frekvenční charakteristika

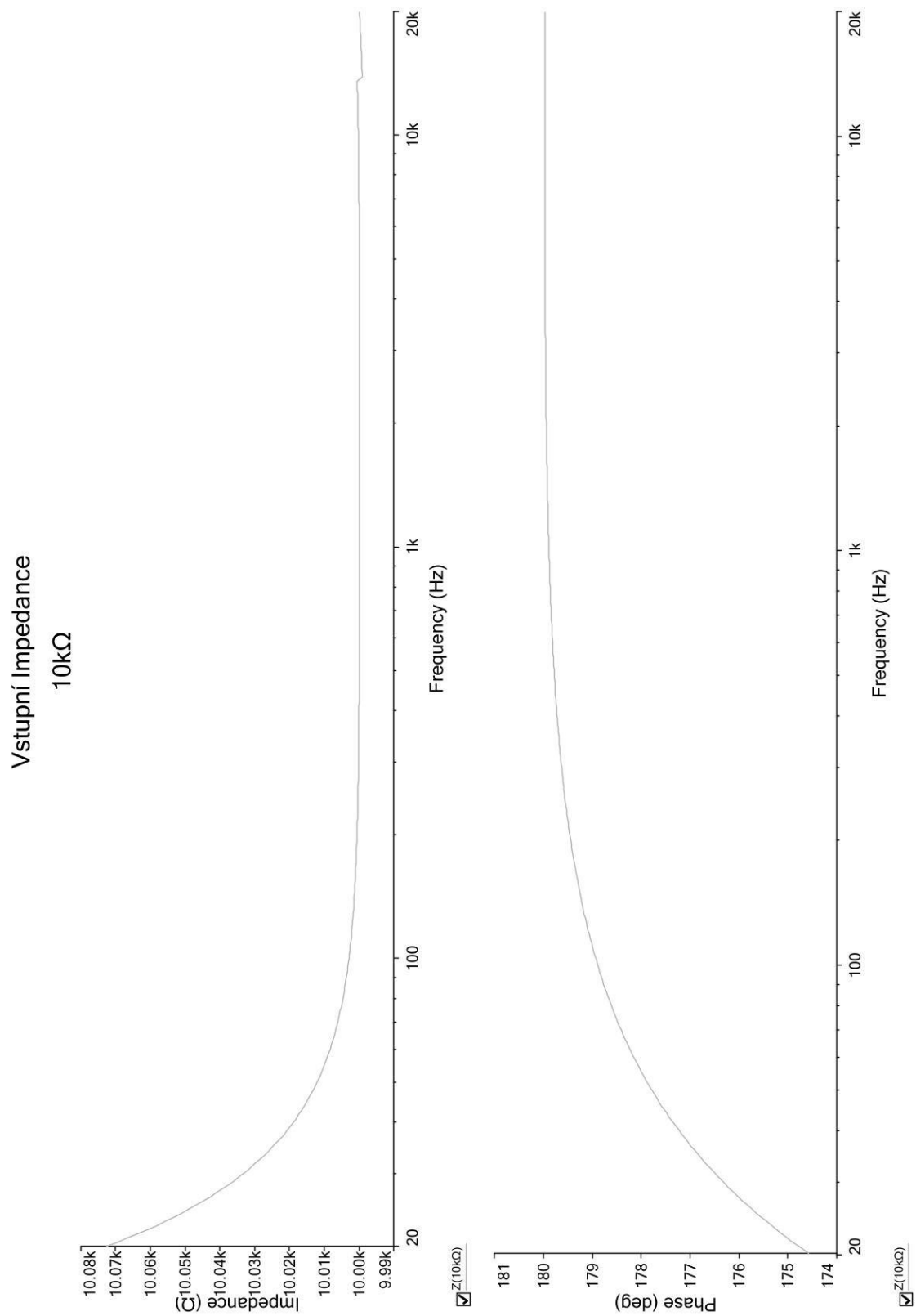
Pad -40dB



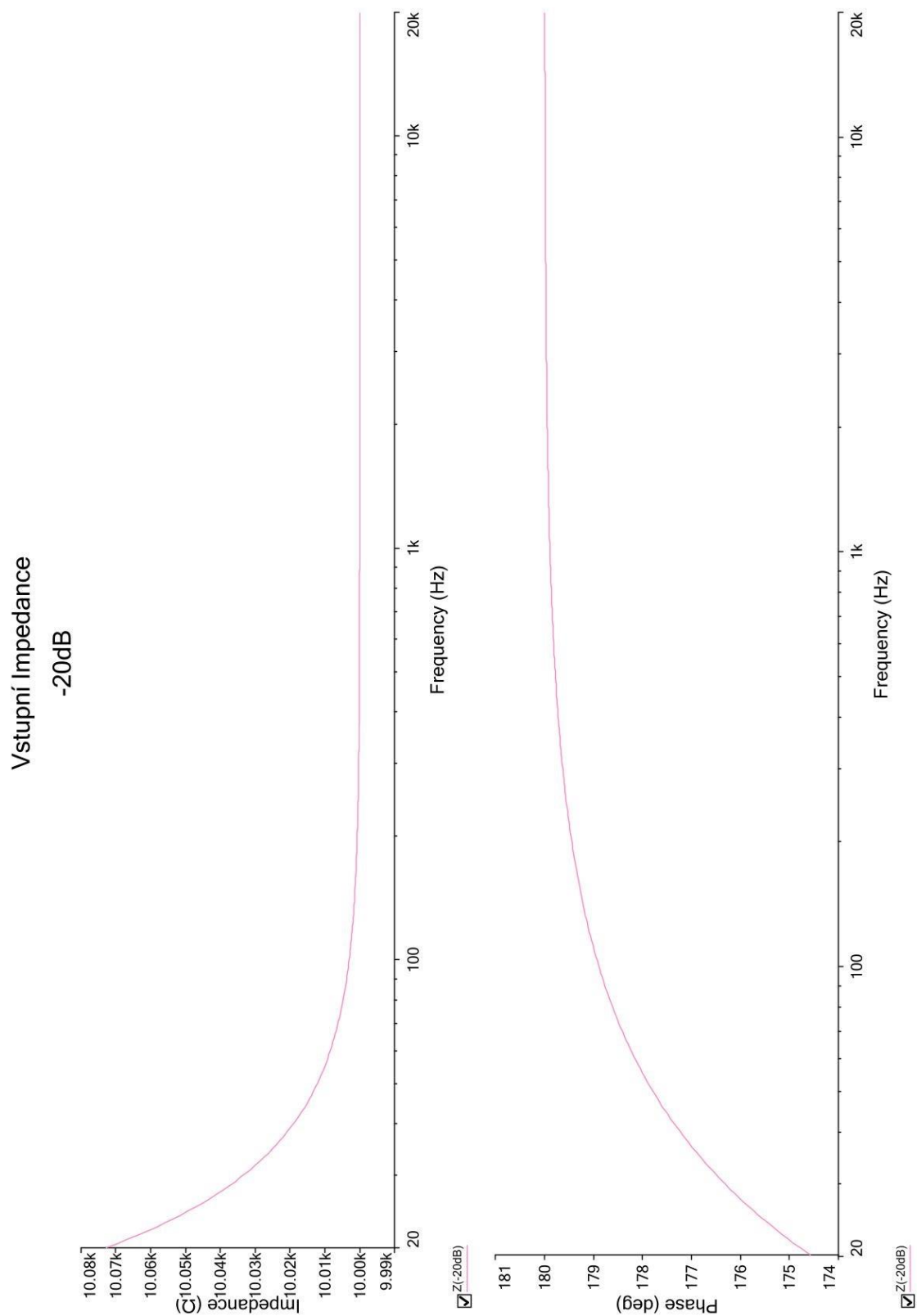
Příloha 8 Vstupní impedance 1 M Ω



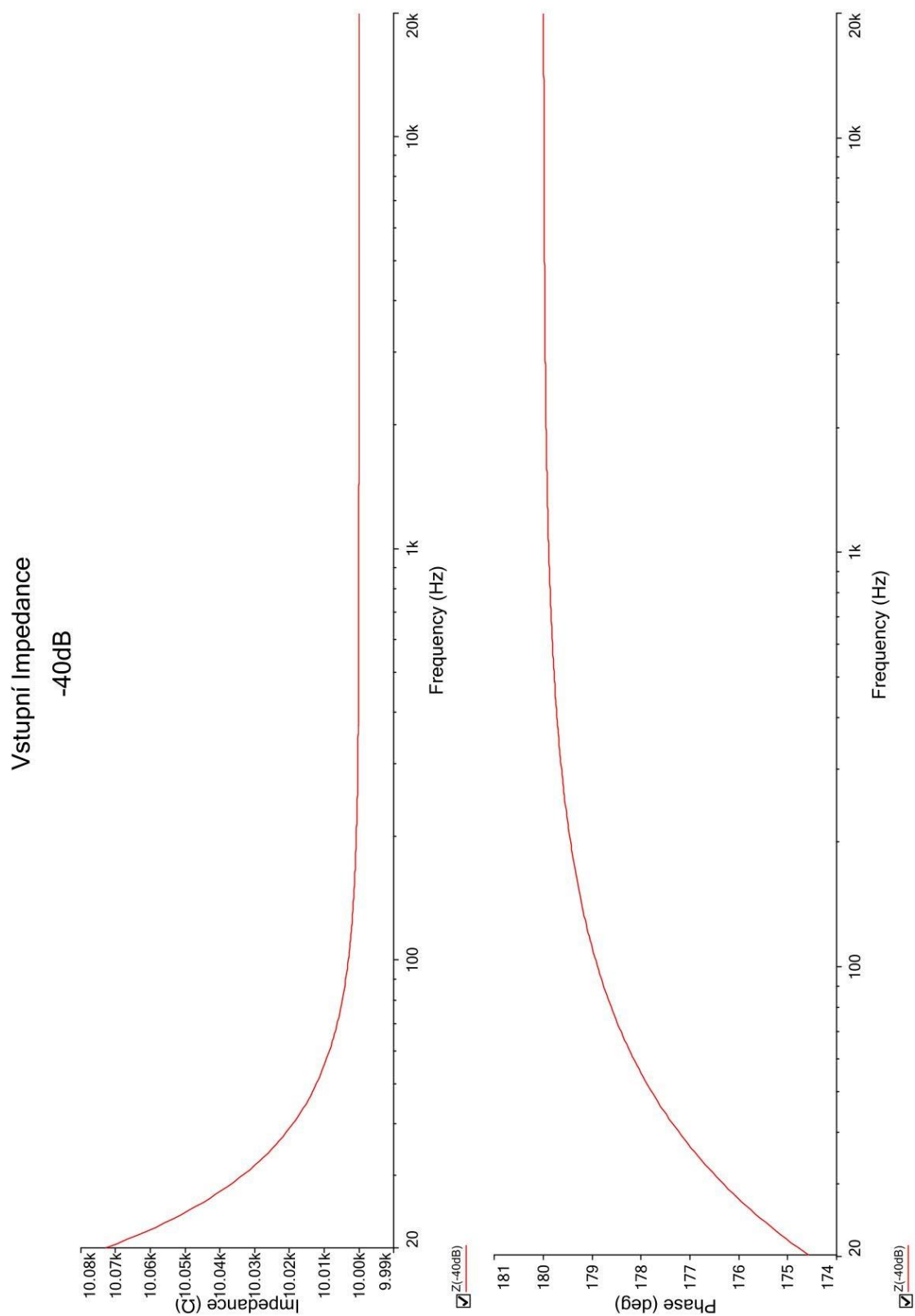
Příloha 9 Vstupní impedance 10 k Ω



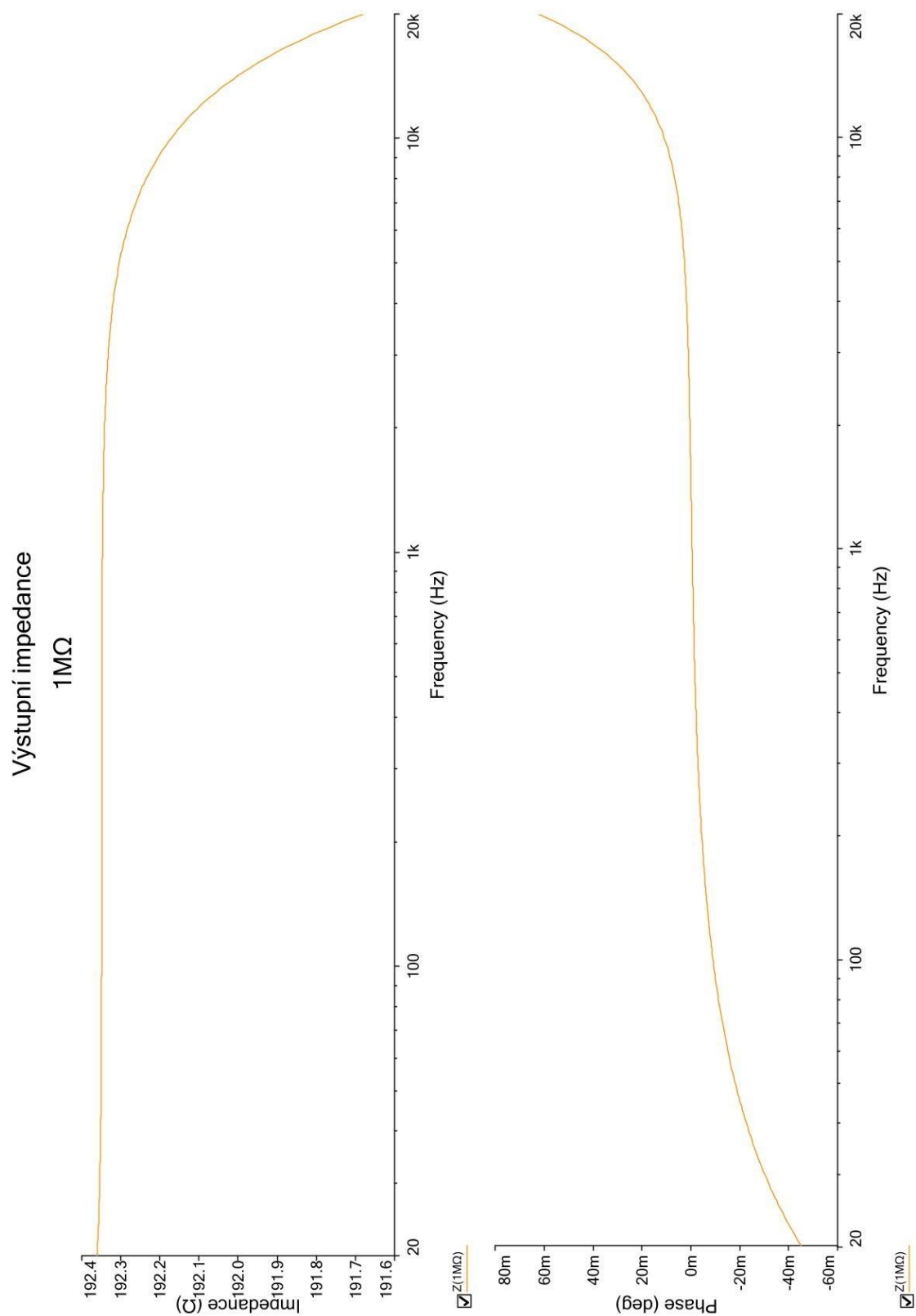
Příloha 10 Vstupní impedance 10 k Ω při -20 dB



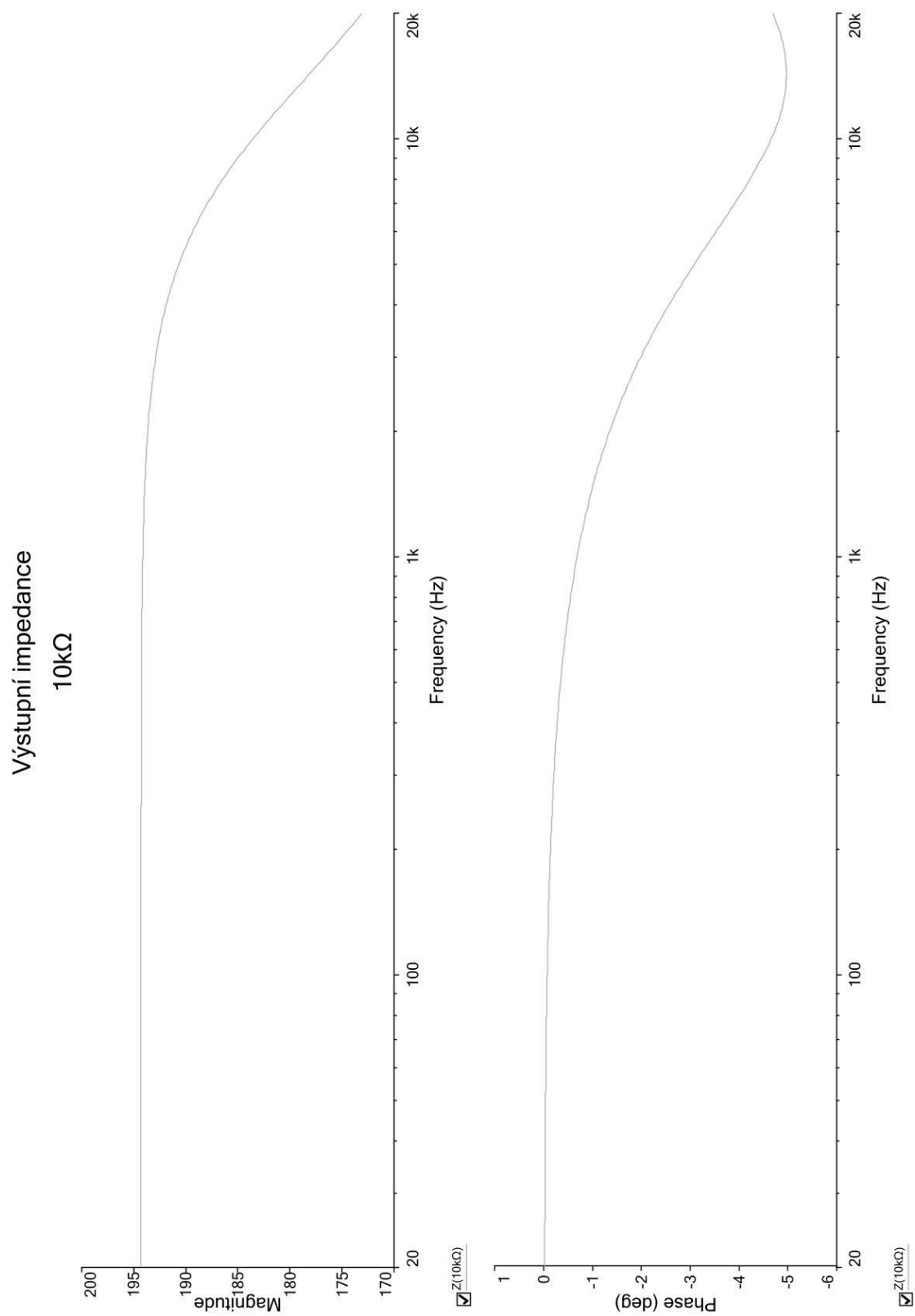
Příloha 11 Vstupní impedance 10 k Ω při -40 dB



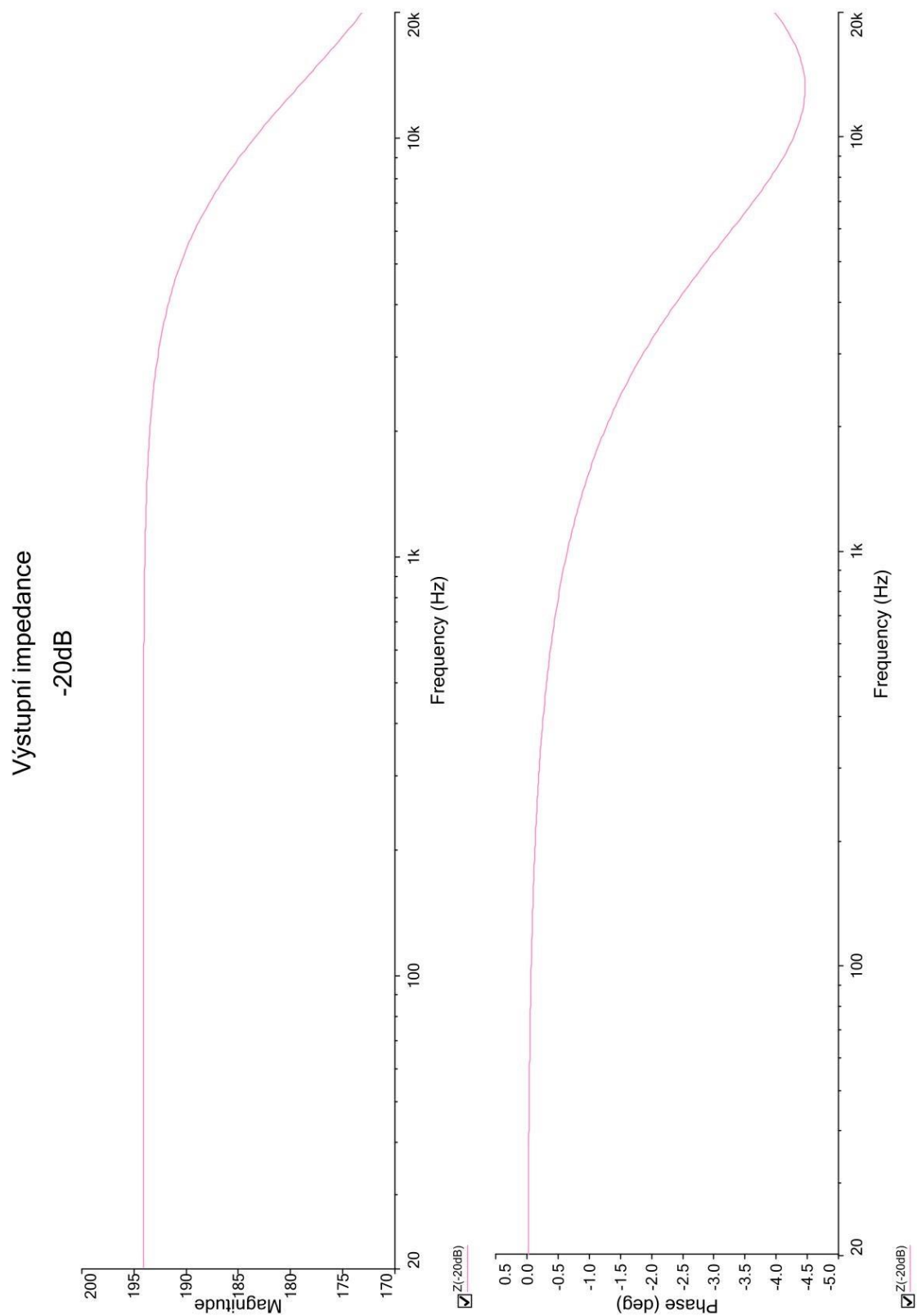
Příloha 12 Výstupní impedance při 1 M Ω



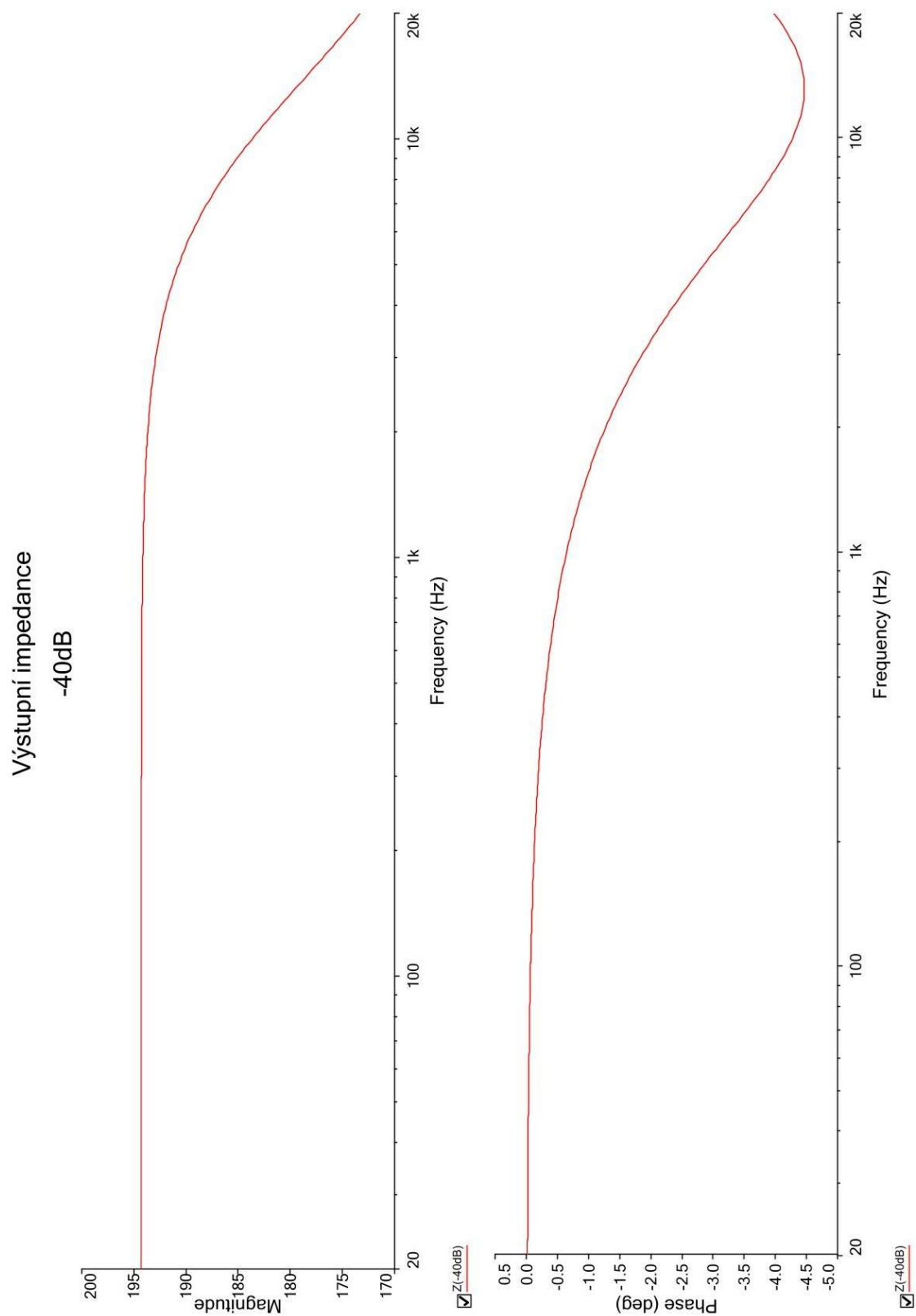
Příloha 13 Výstupní impedance při 10 kΩ



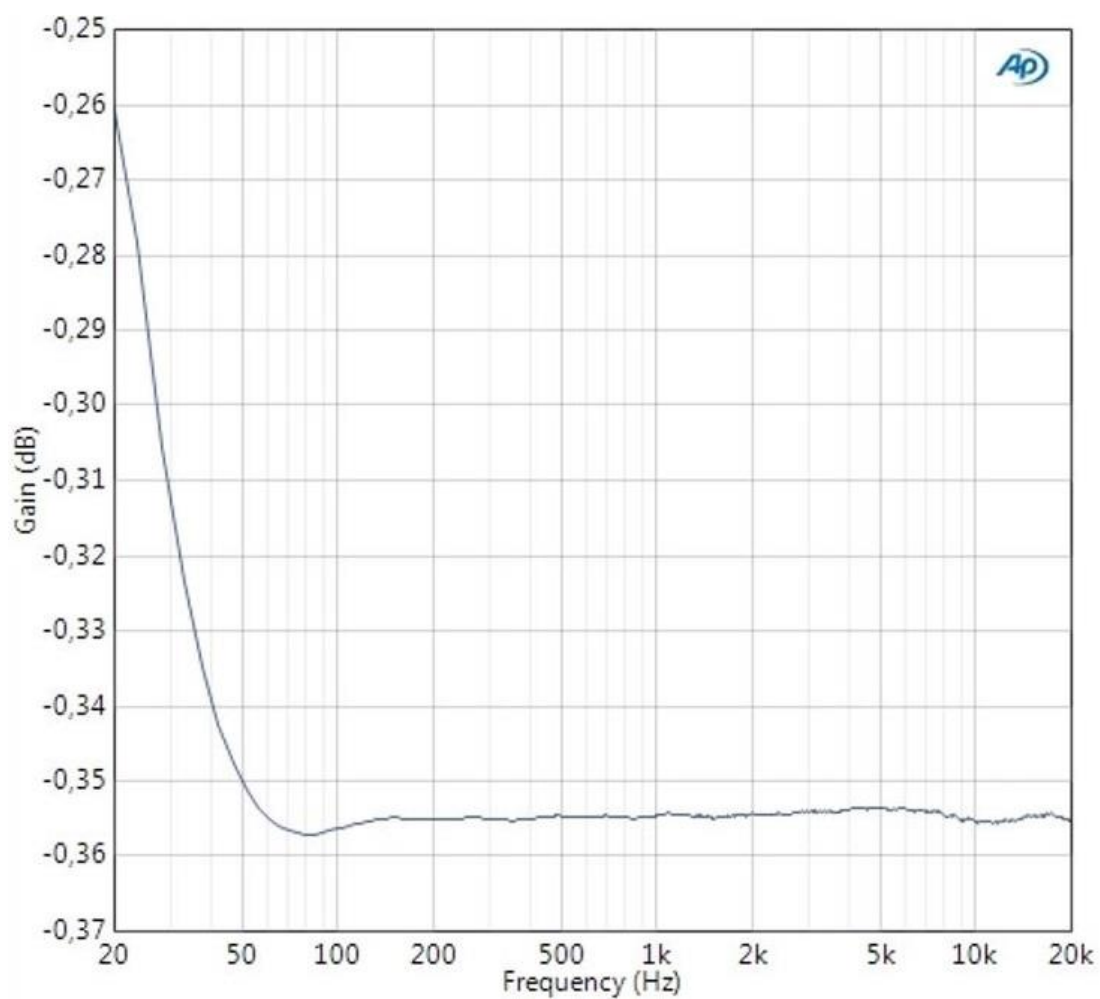
Příloha 14 Výstupní impedance při -20 dB 10 k Ω



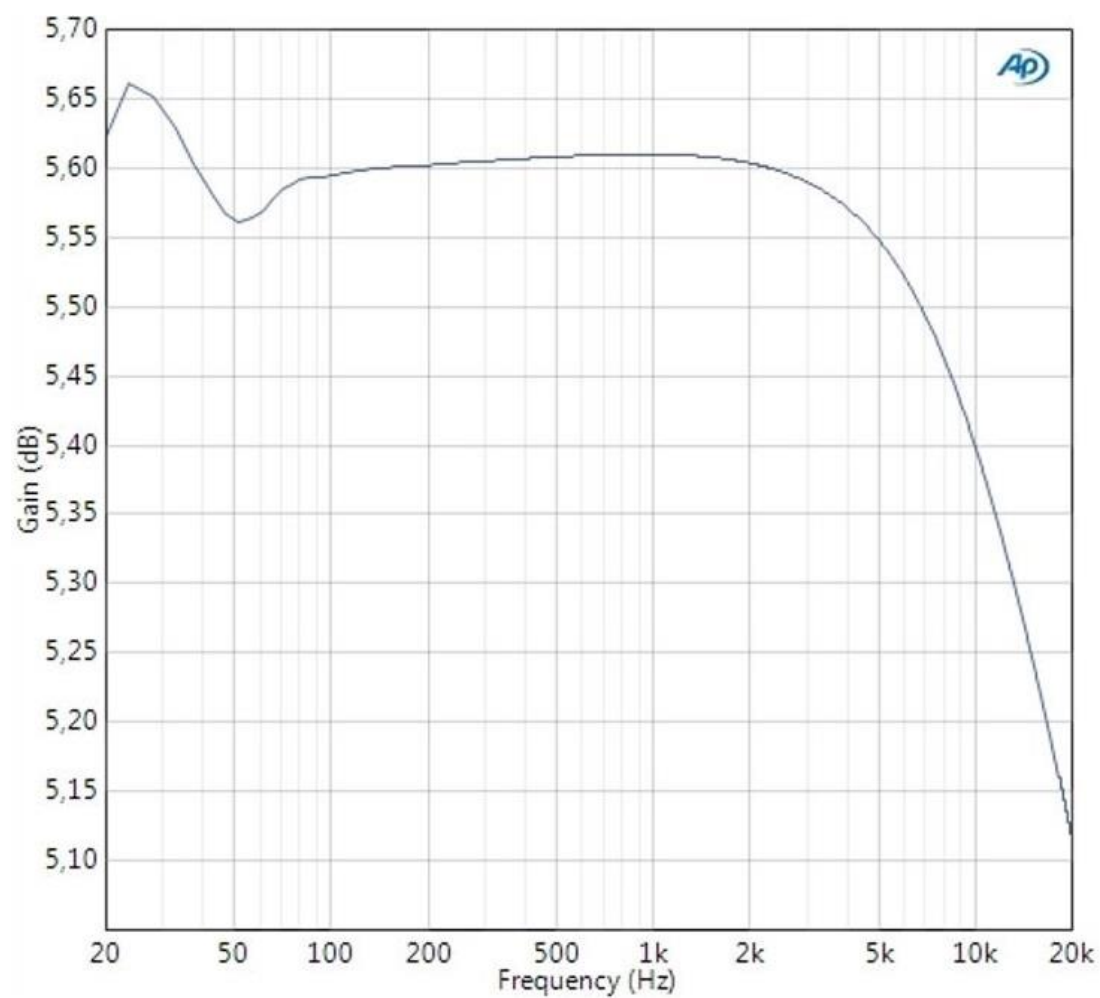
Příloha 15 Výstupní impedance při -40 dB 10 k Ω



Příloha 16 Frekvenční charakteristika TRS-link



Příloha 17 Frekvenční charakteristika TRS-out



Příloha 18 Frekvenční charakteristika XLR-pre

