



Fakulta elektrotechnická  
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

# DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh a realizace měřícího předzesilovače pro kondenzátorové měřící  
mikrofony

Autor práce: Bc. Zdeněk Kroc  
Vedoucí práce: Ing. Jiří Stifter, Ph.D.

Plzeň 2012

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická

Akademický rok: 2011/2012

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Zdeněk KROC**  
Osobní číslo: **E10N0144P**  
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**  
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**  
Název tématu: **Návrh a realizace měřicího předzesilovače pro kondenzátorové měřicí mikrofony**  
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

1. Navrhněte měřicí předzesilovač pro měřicí kondenzátorové mikrofony. Zesilovač by měl umožňovat nastavení definovaného zisku ve více krocích, měl by být optimalizován z hlediska šumových poměrů/dynamického rozsahu a amplitudové/fázové frekvenční charakteristiky, dále by měl být vybaven zdrojem napájecího napětí pro polarizaci kondenzátorové vložky měřicího mikrofону a napájení jeho vestavěného integrovaného předzesilovače. Dále musí být vybaven obvody indikujícími jeho možné přebuzení.
2. Navržený předzesilovač zrealizujte a změřte jeho technické parametry, případně navržené zapojení dále optimalizujte z hlediska požadovaných technických parametrů.

Rozsah grafických prací: podle doporučení vedoucího

Rozsah pracovní zprávy: 30 - 40 stran

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

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

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Jiří Stifter, Ph.D.**

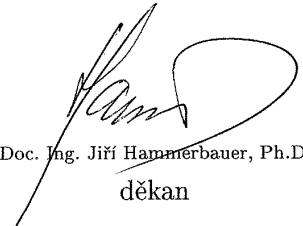
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Konzultant diplomové práce: **Ing. Jiří Stifter, Ph.D.**


Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **13. srpna 2012**

Termín odevzdání diplomové práce: **24. srpna 2012**

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



  
Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev  
vedoucí katedry

V Plzni dne 13. srpna 2012

# Abstrakt

Obsahem práce je rešerše parametrů měřících mikrofonů, včetně historických modelů, na základě které je proveden návrh napájecích zdrojů a zesilovače. Snahou bylo navrhnout a realizovat obvody, které umožňují použití velké škály měřících mikrofonů bez ohledu na výrobce nebo stáří mikrofonu. Vlastnosti navržených zdrojů a zesilovače byly simulovány v programu PSpice, stejně jako vlastnosti pomocných obvodů, např. detektoru přebuzení. Nakonec byla zapojení realizována a jejich vlastnosti odměřeny.

## Klíčová slova

Měřící zesilovač, kondenzátorový mikrofon, mikrofonní zdroj

# Abstract

Kroc, Zdeněk. *Design and realization of condenser mic measurement amplifier [Návrh a realizace měřicího předzesilovače pro kondenzátorové měřicí mikrofony]*. Pilsen, 2012. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Jiří Stifter

---

In this thesis is search of measuring condenser microphones parameters, including historical models, on its basis was made design of power supplies and amplifier. The aim was to design and implement circuits that allow the use of a large range of measuring microphones regardless of manufacturer or age of the microphone. Characteristics of designed supplies and amplifier were simulated in PSpice program, as well as properties of the auxiliary circuits, such as overvoltage detector. Finally, circuits was realized and their properties measured.

## Keywords

Measuring amplifier, condenser mic, microphone power supply

## Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci 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 závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

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

V Plzni dne 22. srpna 2012

Bc. Zdeněk Kroc

.....

Podpis

## Poděkování

Tato práce vznikla s podporou projektu SGS-2012-019 „Moderní řešení elektronických řídicích a informačních systémů“.

# Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam symbolů a zkratk	x
<b>1 Úvod</b>	<b>1</b>
<b>2 Požadavky na měřící předzesilovač</b>	<b>2</b>
2.1 Přehled dostupných předzesilovačů na trhu . . . . .	2
2.1.1 Technické parametry profesionálních měřících zesilovačů . . . . .	3
2.2 Požadavky kladené na napájecí zdroj . . . . .	4
2.2.1 Zdroj pro polarizaci kapslí . . . . .	4
2.2.2 Zdroj pro napájení mikrofonních zesilovačů . . . . .	5
2.2.3 Zdroje pro žhavení katod, výhřev mikrofonu a vlastní předzesilovač	6
2.3 Požadavky kladené na zesilovač . . . . .	7
2.3.1 Elektrické parametry měřících mikrofonů . . . . .	7
2.3.2 Rozhraní měřících mikrofonů . . . . .	7
2.3.3 Šířka pásma, vstupní obvody . . . . .	8
2.3.4 Detektor přebuzení . . . . .	9
2.3.5 Výstupní rozhraní zesilovače . . . . .	9
<b>3 Návrh zdrojové části</b>	<b>10</b>
3.1 Návrh napájecího transformátoru . . . . .	10
3.2 Návrh zdroje polarizačního napětí . . . . .	11
3.3 Návrh zdroje pro mikrofonní předzesilovače . . . . .	11
3.4 Návrh zdrojů napětí pro žhavení katod, výhřev mikrofonů, a vlastní před- zesilovač . . . . .	15
<b>4 Návrh zesilovače a pomocných obvodů</b>	<b>18</b>
4.1 Zesilovač . . . . .	21
4.2 Vstupní impedance zesilovače . . . . .	23
4.3 Phantomové napájení . . . . .	24



4.3.1	Dělič vstupního napětí . . . . .	24
4.4	Ochrana vstupů zesilovače . . . . .	25
4.5	Obvod potlačení souhlasného rušení . . . . .	25
4.5.1	RFI filtr . . . . .	30
4.6	Detektor přebuzení . . . . .	30
4.7	Simulace zapojení . . . . .	31
4.7.1	Amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky . . . . .	33
4.7.2	Šumové parametry zesilovače . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Výsledky měření</b>	<b>38</b>
5.1	Měření zdrojů . . . . .	38
5.1.1	Měření zdroje polarizačního napětí . . . . .	38
5.1.2	Měření zdroje napětí pro mikrofonní předzesilovače . . . . .	38
5.1.3	Měření zdroje žhavicího napětí, napětí pro výhřev mikrofonu a vlastní zesilovač . . . . .	39
5.2	Měření zesilovače . . . . .	39
5.2.1	Oživování zesilovače . . . . .	39
5.2.2	Vstupní a výstupní impedance . . . . .	42
5.2.3	Zisk zesilovače . . . . .	44
5.2.4	Amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače . . . . .	45
5.2.5	Fázová frekvenční charakteristika zesilovače . . . . .	47
5.2.6	Harmonické zkreslení a šum zesilovače . . . . .	48
5.2.7	Rušivá napětí . . . . .	50
5.2.8	Činitel potlačení souhlasného rušení . . . . .	50
5.2.9	Detektor přebuzení . . . . .	53
5.2.10	Technické údaje zesilovače . . . . .	54
<b>6</b>	<b>Závěr</b>	<b>55</b>
	<b>Reference, použitá literatura</b>	<b>57</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>59</b>
<b>A</b>	<b>Motivy desek plošných spojů a osazovací plány</b>	<b>59</b>
A.1	Deska zdrojů napětí . . . . .	59
A.2	Deska přepínačů . . . . .	61
A.3	Deska zesilovače . . . . .	64

# Seznam obrázků

2.1	Nákres konektoru mikrofonů z produkce bývalé RFT, strana pájecích oček	7
2.2	Nákres konektoru LEMO7 . . . . .	8
3.1	Schéma zapojení zdroje polarizačního napětí kondenzátorových mikrofonních vloček. . . . .	11
3.2	Schéma zapojení plovoucího regulátoru  Převzato z [2]  . . . . .	12
3.3	Zatěžovací charakteristika zdroje napětí podle schematu 3.2. Na ose $x$ je proud tekoucí zátěží, na ose $y$ napětí na zátěži. Vstupní napětí regulátoru je 226 V . . . . .	13
3.4	Schéma zdroje napětí pro mikrofonní předzesilovače . . . . .	14
3.5	Schéma zdrojů napětí pro žhavení katod, výhřev mikrofonů a vlastní předzesilovač . . . . .	16
3.6	Schéma zdroje napětí $\pm 11$ V s nízkým vlastním šumem . . . . .	17
4.1	Blokové schéma zesilovače . . . . .	19
4.2	Schéma měřícího zesilovače . . . . .	20
4.3	Základní zapojení mikrofonního zesilovače  Převzato z [15]  . . . . .	21
4.4	Distribuce chyby zisku . . . . .	23
4.5	Základní princip techniky zvané bootstrapping  Převzato z [20]  . . . . .	25
4.6	Způsob připojení bootstrapového obvodu k přístrojovému zesilovači  Převzato z [20]	26
4.7	Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Parametrem je zisk zesilovače	27
4.8	Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Parametrem je zisk zesilovače	28
4.9	Výsledek Monte Carlo analýzy pro sto běhů. Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Analýza byla provedena pro zisk zesilovače 60 dB . .	29
4.10	Základní princip techniky zvané bootstrapping  Převzato z [20]  . . . . .	30
4.11	Schéma detektoru přebuzení s MKO . . . . .	31
4.12	Simulace pracovního bodu zesilovače . . . . .	32
4.13	Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače bez vstupního děliče . .	33

4.14	Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače se zařazeným vstupním děličem . . . . .	34
4.15	Fázová frekvenční charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu	34
4.16	Fázová frekvenční charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu, vstupní dělič aktivní . . . . .	35
4.17	Detail skupinových zpoždění symetrického výstupu, bez použití děliče (nahore) a s použitím děliče . . . . .	35
4.18	Průběh šumového čísla v závislosti na frekvenci bez použití děliče . . . . .	37
4.19	Průběh šumového čísla v závislosti na frekvenci s použitím děliče . . . . .	37
5.1	Tabulka offsetů a napěťových poměrů při různých konfiguracích zesilovače .	41
5.2	Tabulka impedancí vstupu zesilovače v závislosti na frekvenci . . . . .	43
5.3	Graf zkreslení vstupního signálu v procentech v závislosti na vstupním napětí. Nahoře graf zkreslení na nesymetrickém výstupu, dole zkreslení na symetrickém výstupu . . . . .	44
5.4	Deformace frekvenčních charakteristik . . . . .	46
5.5	Fázová frekvenční charakteristika . . . . .	47
5.6	Fázové zpoždění . . . . .	47
5.7	THD+N v závislosti na úrovni vstupního napětí. Nahoře vlevo graf pro zisk 6 dB, vpravo zisk 40 dB, dole vlevo zisk 50 dB, vpravo zisk 60 dB. Červené průběhy odpovídají symetrickému výstupu, zelené pak nesymetrickému . .	49
5.8	Měření CMRR . . . . .	52
A.1	Motiv plošného spoje zdrojů napětí, strana spojů . . . . .	59
A.2	Motiv plošného spoje zdrojů napětí, strana součástek . . . . .	60
A.3	Osazovací plán desky zdroje polarizačního napětí . . . . .	60
A.4	Motiv plošného spoje desky přepínačů, strana spojů . . . . .	61
A.5	Motiv plošného spoje desky přepínačů, strana součástek . . . . .	62
A.6	Osazovací plán desky přepínačů . . . . .	63
A.7	Motiv plošného spoje zesilovače, strana spojů . . . . .	65
A.8	Motiv plošného spoje zesilovače, strana součástek . . . . .	66
A.9	Osazovací plán desky zesilovače . . . . .	67

# Seznam tabulek

2.1	Klíčové parametry profesionální měřicí techniky . . . . .	3
2.2	Napěťové a proudové požadavky mikrofonních předzesilovačů . . . . .	6
2.3	Zapojení konektoru LEMO7 podle Microtech Gefell a Brüel & Kjær . . . . .	8
3.1	Požadovaná napětí a proudy sekundárních vinutí toroidního transformátoru	10
3.2	Velikost odporu rezistorů $R_2$ a $R_{Dx}$ v závislosti na požadovaném výstupním napětí, kde $x$ představuje polohu přepínače . . . . .	15
4.1	Velikosti odporů rezistoru $R_G$ určující zisk přístrojového zesilovače . . . . .	22
4.2	Velikost šumových napětí pro zesilovač bez použití vstupního děliče . . . . .	36
4.3	Velikost šumových napětí pro zesilovač s použitím vstupního děliče . . . . .	36
5.1	Výstupní napětí a zvlnění při dané zátěži . . . . .	38
5.2	Výstupní napětí a zvlnění při dané zátěži . . . . .	39
5.3	Vstupní odpor a paralelní kapacita v závislosti na nastavené jmenovité impedanci vstupu . . . . .	42
5.4	Vnitřní odpory jednotlivých výstupů zesilovače . . . . .	42
5.5	Tabulka naměřených zisků pro oba výstupy a všechny jmenovité zisky . . . . .	45
5.6	Tabulka naměřených rušivých napětí v pásmu 20 kHz . . . . .	50
5.7	Tabulka technických parametrů zesilovače . . . . .	54

# Seznam symbolů a zkratek

THD+N .....	Total harmonic distortion plus noise. Celkové harmonické zkreslení plus šum.
$U$ .....	Napětí [V].
$Q$ .....	Elektrický náboj [C].
$C$ .....	Kapacita [F].
LEMO7 .....	Označení typu konektoru.
XLR .....	Označení typu konektoru.
BNC .....	Označení typu konektoru.
CINCH .....	Označení typu konektoru.
$V_{OUT}$ .....	Výstupní napětí stabilizátoru.
$V_{OUT}$ .....	Referenční napětí stabilizátoru.
$T_{cip}$ .....	Teplota polovodičového přechodu.
$T_{okoli}$ .....	Teplota okolí součástky.
$R_{cip-okoli}$ .....	Tepelný odpor mezi polovodičovými přechody a okolím součástky.
$R_{pозdro-chladic}$ .....	Tepelný odpor mezi pouzdrem součástky a chladičem.
$R_{chladic-okoli}$ .....	Tepelný odpor mezi chladičem a jeho okolím.
$G$ .....	Zesílení.
RFI .....	Radio frequency interference. Rušení způsobené signály ležícími v radiové části spektra.
B .....	Šířka pásma, jednotkou je [Hz].
THD+N .....	Total harmonic distortion plus noise. Celkové harmonické zkreslení a šum.

# 1

## Úvod

V této diplomové práci je řešen návrh mikrofonního měřícího předzesilovače především pro měřicí kondenzátorové mikrofony. Zařízení bude sloužit jako vybavení laboratoří FEL ZČU. Základním požadavkem na realizovaný zesilovač je schopnost pracovat s mikrofony různého stáří od různých výrobců. Zesilovač musí být schopen dodat potřebná napětí a proudy pro napájení integrovaných mikrofonních předzesilovačů a zároveň zesilovat vstupní napětí ve velkém rozsahu. Protože se jedná o prvek měřícího řetězce, jsou kladeny nároky na vyrovnané frekvenční charakteristiky a nízkou míru degradace vstupního signálu.

Na trhu jsou k dispozici především zesilovače firem, které je navrhují pouze pro mikrofony z vlastní produkce, čímž neumožňují používat je s mikrofony ostatních výrobců. V případě historických měřících kondenzátorových mikrofonů je potřeba obstarat i historické měřicí zesilovače, jejichž technické parametry jsou dnes překonány díky moderním technologiím.

V práci je provedena rešerše parametrů měřících mikrofonů. Na základě rešerše jsou stanoveny technické požadavky na měřicí zesilovač a napájecí zdroje. Dále je popsán návrh jednotlivých zdrojů napětí pro mikrofony a pomocných zdrojů pro vlastní zesilovač včetně simulací parametrů v programu PSpice. Nakonec jsou zdroje a zesilovač realizovány a změřeny jejich technické parametry.

## 2

# Požadavky na měřicí předzesilovač

Měřicí předzesilovač, jehož návrhem a realizací se zabývá tato práce nad průmyslovými řešeními vyniká především svojí univerzálností, z hlediska použitelnosti s měřicími mikrofony různých výrobců, včetně historických měřících mikrofونů. Technické parametry měřicího předzesilovače se blíží profesionální technice, zatímco jeho cena je zlomková.

Zesilovač je schopen zpracovat signál z historických i současných mikrofونů Brüel & Kjær, RFT, Microtech Gefell, Earthworks a klasických kondenzátorových mikrofونů. Z toho vyplývá potřeba osadit vstupy patřičnými konektory a předzesilovač vybavit zdroji napětí pro provoz těchto mikrofونů.

## 2.1 Přehled dostupných předzesilovačů na trhu

V oblasti akustických měření se profesionální měřicí technika dělí do dvou skupin. První skupina obsahuje měřicí zesilovače s regulovatelným ziskem vybavené přesnými voltmetry pro přímý odečet naměřených hodnot a datovým rozhraním pro jejich řízení a přenos dat. Druhá skupina obsahuje mikrofonní předzesilovače, které zesilují signál z mikrofونů před jeho přivedením do vlastní měřicí techniky, tedy zajišťují pouze napájení zesilovačů integrovaných v mikrofonech a elektrické zesílení vstupního signálu. Některé z těchto zesilovačů mají dokonce regulovatelný zisk pro zlepšení odstupu signál-šum a mohou být vybaveny pasivními nebo aktivními váhovacími filtry pro jednotlivé kanály. Moderní měřicí zesilovače a předzesilovače umožňují také nahrát z elektroniky mikrofonu kalibrační data. Některá profesionální řešení mikrofonních měřících zesilovačů nebo napáječů jsou schopna provozu na baterie, což umožňuje měření v terénu mimo laboratoř.

Nejznámějším výrobcem měřicí techniky v oblasti akustiky je firma Brüel & Kjær ze Švédska. Její měřicí zesilovače a mikrofonní zdroje jsou však určeny pro mikrofony z její vlastní produkce, jako je tomu i u ostatních výrobců měřících mikrofونů (Microtech Gefell, Earthworks). Další firma zabývající se výrobou měřicí techniky nejen pro akustiku je RION.

### 2.1.1 Technické parametry profesionálních měřících zesilovačů

Parametry profesionální měřicí techniky získané z katalogových listů zařízení výše zmíněných firem byly vzaty jako vodítko při návrhu měřicího zesilovače. Zesilovače umožňují měnit zisk skokově v několika krocích, typicky po 10 dB, s maximální hodnotou zisku výjimečně překračující 70 dB. Typická vstupní impedance takových zesilovačů se pohybuje okolo 1 MΩ, impedance symetrických vstupů se pohybuje v řádech desítek až stovek kiloohmů.

Zařízení	Šířka pásma	THD+N	Vstupní šum
Earthworks 1021	2 - 100 kHz ± 0,1 dB 1 - 200 kHz ± 0,5 dB	0,0001 %	$1,6 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ při 20 dB
RION UN-14	10 - 40 kHz ± 0,5 dB 1 - 80 kHz ± 3 dB		$4 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$
Brüel & Kjær NEXUS 2690	0,1 - 100 kHz ± 1 dB	< 0,003 %	$< 2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$
Brüel & Kjær 2636	1 - 200 kHz ± 0,5 dB	< 0,1 %	$< 2 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$
Brüel & Kjær 5935	0,5 - 100 kHz ± 3 dB		$46 \frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$

**Tab. 2.1:** Klíčové parametry profesionální měřicí techniky

Klíčovými parametry měřících zesilovačů jsou šířka zpracovatelného pásma s daným útlumem nebo zvlněním, celkové harmonické zkreslení, a šum zesilovače, respektive ekvivalentní šumové napětí přepočtené na vstup. Právě u šumového napětí někteří výrobci uvádějí, že bylo změřeno s použitím váhovacího filtru typu A, avšak ten je normou ANSI definován jen pro akustické pásmo, přičemž šířka pásma měřících zesilovačů obvykle přesahuje 100 kHz. Tento fakt zpochybňuje uváděnou hodnotu a lze předpokládat, že šumové napětí je ve skutečnosti větší. Dalším klíčovým parametrem zesilovače je tvar/zvlnění fázové frekvenční charakteristiky, avšak tyto informace výrobci v technických specifikacích neuvádějí.

Profesionální měřící zesilovače a předzesilovače samozřejmě disponují zdroji napětí pro podporované typy mikrofonů. Velikosti napětí a proudová zatížitelnost zdrojů se různí, a proto bude problematika napájecích zdrojů podrobně probrána v následující kapitole.

V katalogových listech průmyslových zesilovačů, jako je například NEXUS 2690, bývá uvedena odolnost zesilovačů vůči okolnímu elektromagnetickému poli nebo vibracím. Takovým testům však nebyl realizovaný zesilovač podroben, neboť se předpokládá jeho provoz pouze v laboratořích FEL ZČU.

Ze zjištěných technických parametrů profesionálních měřících zesilovačů lze vyvodit požadavek na zpracovatelnou šířku pásma s velikostí 200 kHz i při ziscích 60 dB a přibližné hodnoty celkového harmonického zkreslení a ekvivalentního šumového napětí.



## 2.2 Požadavky kladené na napájecí zdroj

Pro použití měřícího předzesilovače s více mikrofony různých výrobců je potřeba, aby měl napájecí zdroj volitelné napětí pro danou značku a typ mikrofonu. Měřící mikrofon typicky potřebuje dvě až tři různá stejnosměrná napětí pro svůj provoz. Jedná se o napětí pro napájení předzesilovače v těle mikrofonu a napětí sloužící pro polarizaci mikrofonní kondenzátorové vložky, vyjma elektretových vložek nebo mikrofonů s vlastním napěťovým měničem či bateriovým napájením. Třetí napětí se u mikrofonních zesilovačů využívá buďto ke žhavení katody v katodových sledovačích, nebo k vyhřívání těla mikrofonu a kapsle pro zajištění konstantních podmínek během měření. Toho se využívá především při měření v prostředí s vysokou relativní vlhkostí.

### 2.2.1 Zdroj pro polarizaci kapslí

Pro správnou funkci mikrofonu je potřeba zajistit, aby náboj na elektrodách mikrofonní kapsle zůstal konstantní, neboť napětí s kapacitou je svázáno vztahem 2.1.

$$U = \frac{Q}{C} \quad (2.1)$$

Toho je dosaženo přivedením polarizačního napětí přes rezistor s velkou hodnotou odporu, řádově desítky až stovky megaohmů.

V závislosti na velikosti polarizačního napětí se mění frekvenční charakteristika, citlivost i kapacita mikrofonní kapsle [1]. Většina kapslí je určena pro polarizační napětí 200 V, některé kapsle se polarizují pouze 28 V. Je-li kapsle polarizována nižším než jmenovitým napětím, dochází především ke snížení její citlivosti na změnu okolního tlaku. Pokud je na elektrody mikrofonní vložky přiloženo vyšší než jmenovité napětí, může dojít dokonce k vytvoření elektrického oblouku [1] a tedy jejímu zničení. Některé měřící mikrofony jsou osazeny elektretovými vložkami. Takové vložky nepotřebují žádné polarizační napětí, neboť elektrické pole nezbytné pro funkci je vyvoláno, jak již název napovídá, elektretem.

Z výše uvedeného vyplývají nároky na zdroj polarizačního napětí. Tento zdroj musí být schopen dodat polarizační napětí 200 V a 28 V, ne však současně, neboť realizovaný předzesilovač je jednokanálový. V případě, že bude použita elektretová vložka, musí být obsluze přístroje umožněno zdroj polarizačního napětí zcela odpojit. Jelikož na kvalitě polarizačního napětí závisí klíčové parametry mikrofonní vložky, nesmí napětí ze zdroje kolísat a jeho zvlnění musí být minimální. Výstupní impedance zdroje musí být velká, aby při poruše na mikrofonním kabelu nebo v mikrofonu nevyvolalo velký zkratový proud, který by mohl poškodit další části zařízení.

## 2.2.2 Zdroj pro napájení mikrofonních zesilovačů

Předzesilovače v měřících mikrofonech bývají obvykle napájeny po zvláštním vodiči v mikrofonním kabelu, některé koncepce však využívají phantomového napájení a symetrického vedení signálu z mikrofonu. To znamená nutnost použít elektretovou vložku nebo speciální předzesilovač se zabudovaným napěťovým měničem pro polarizaci kondenzátorové kapsle. Phantomové napájení je standardně řešeno napětím 48 V, při odběru proudu 10 až 15 mA. Při napájení po speciálním vodiči jsou obvykle využívána napětí 150 a 120 V pro historické a moderní mikrofonní předzesilovače firmy Brüel & Kjær a 130 a 90 V pro předzesilovače firem Microtech Gefell a bývalé RFT. Některé moderní předzesilovače však dokáží pracovat už při napětí 28 V.

Některé typy mikrofonních předzesilovačů jsou určeny pro měření ve větších vzdálenostech od měřících zesilovačů, tzn. umožňují připojení k zesilovači přes kabely s délkou přesahující 2 m. Takové předzesilovače musí být schopny dodat ze svého signálového výstupu velký proud v řádu desítek miliampér, aby byly schopny přenést signál dlouhým vedením bez újmy na kvalitě. Schopnost předzesilovače dodat takový proud může být logicky omezena zdrojem napájecího napětí pro předzesilovač, proto musí být napájecí zdroj dostatečně dimenzován tak, aby pokryl jak výstupní proud předzesilovače, tak jeho vlastní spotřebu. Některé předzesilovače obsahují další elektroniku, například pro kalibrační data, která také odebírá elektrickou energii z tohoto zdroje.

Aby bylo možno stanovit maximální proudové odběry z těchto zdrojů, byl proveden průzkum na poli měřících mikrofonů, a z katalogových listů a technických dokumentací mikrofonních integrovaných předzesilovačů byly získány informace týkající se velikostí požadovaných napětí i spotřeby proudu. Elektronkový mikrofonní předzesilovač 2615 z produkce Brüel & Kjær vyžaduje pro svůj provoz napětí 150 V a proud 2 mA, dokonce je v jeho katalogovém listu uvedeno i maximální dovolené zvlnění, a to  $60 \mu\text{V}$  [4]. Předzesilovače s označením 2619 a 2639 od téže firmy umožňují provoz při napájecím napětí 120 V i 28 V. Potřebný proud je pak přibližně stanoven na 2 mA a 1 mA [5]. Mezi předzesilovače s největší spotřebou proudu ze současné produkce Brüel & Kjær se řadí typy 2669, 2670 a 2673. Tyto předzesilovače pracují s napájecím napětím 120 V [6][7][8]. Proud, který jsou schopny dodat na svém signálovém výstupu, je 20 mA, avšak není v něm zahrnuta vlastní spotřeba. Ta je uváděna pouze ve zdroji [6] a činí 3 mA. U ostatních není v katalogovém listu vlastní spotřeba uvedena. Lze ale předpokládat, že nepřekročí řád jednotek miliampér. Další mikrofony, se kterými má navrhovaný zesilovač pracovat jsou z produkce bývalé RFT a Microtech Gefell. Předzesilovače MV201 a MV102 právě z produkce RFT vyžadují napájecí napětí o velikosti 90 V. Podle schémat jejich zapojení byl maximální odběr proudu stanoven na 2 mA, viz příloha. Předzesilovače MV203, MV204 a MV302 od Microtech Gefell je možno napájet 28 V nebo 130 V, přičemž spotřeba proudu nepřekročí 3 mA [9][10]. Posledním předzesilovačem od této firmy je MV220 P48, který je jako jediný vybaven symetrickým výstupem jeho napájení je řešeno phantomově o velikosti napětí 48 V při odběru 4 mA [11]. Poslední ve výčtu mikrofonů podporovaných realizovaným zesilova-

čem jsou produkty firmy Earthworks. Všechny její mikrofony používají standardizované phantomové napájení o velikosti 48 V s proudem maximálně 10 mA [12].

Napětí [V]	Proud [mA]
150	5
130	5
120	40
90	5
48	15
28	40

**Tab. 2.2:** Napěťové a proudové požadavky mikrofonních předzesilovačů

Požadovaná napětí a proudy pro napájení mikrofonních předzesilovačů jsou shrnuty v tabulce 2.2. Požadované proudy byly před vlastním návrhem napájecího zdroje navýšeny o 50 až 100 % u mikrofonních zesilovačů, u kterých nebyla v katalogových listech jasně definována vlastní spotřeba. Požadované proudy nejsou natolik velké, aby takové navýšení představovalo závažný problém nebo prodražení navrhovaného zesilovače. Takové navýšení zajistí dostatečnou rezervu nebo kompatibilitu s dalšími mikrofony.

### 2.2.3 Zdroje pro žhavení katod, výhřev mikrofonu a vlastní předzesilovač

Mikrofonní předzesilovače, které ve svých zapojeních využívají elektronku potřebují další zdroj napětí, konkrétně pro žhavení katody. Toto napětí se typicky pohybuje okolo 6 V. Podle zdroje [4] by zvlnění tohoto napětí může dosahovat maximálně 2 mA i při proudových odběrech okolo 200 mA.

Některé mikrofony určené pro provoz ve velké relativní vzdušné vlhkosti jsou vybaveny topným tělískem pro zajištění konstantních parametrů uvnitř těla mikrofonu. Topné tělísko je obvykle možné připojit na 6 V nebo 12 V. Proud pro výhřev těla mikrofonu se pohybuje v řádu desítek až stovek miliampér.

Samotný realizovaný měřící předzesilovač a některé pomocné obvody využívají stejnosměrné stabilizované symetrické napájecí napětí  $\pm 15$  V. Obvod pro ochranu vstupní části zesilovače vyžaduje zdroj symetrického napětí  $\pm 11$  V s nízkým vlastním šumem a schopností pohltit proud v řádu desítek miliampér. Zároveň musí být odolný proti vyššímu napětí na výstupních svorkách.

## 2.3 Požadavky kladené na zesilovač

Požadavky na měřicí předzesilovač vycházejí z technických parametrů připojitelných mikrofونů s ohledem na minimální degradaci vstupního signálu. Zesilovač musí umožnit nastavení definovaného zisku ve více krocích, být optimalizován z hlediska šumových parametrů/dynamického rozsahu a amplitudové/fázové frekvenční charakteristiky. Dále musí být vybaven obvody indikujícími jeho možné přebuzení. Měřicími mikrofony bude v laboratořích FEL ZČU měřen akustický tlak především do 120 až 130 dB.

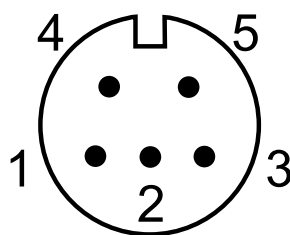
### 2.3.1 Elektrické parametry měřících mikrofونů

Mikrofony se skládají z mikrofonních vložek a mikrofonních předzesilovačů. Výstupní napětí mikrofونu je odvozeno od akustického tlaku na membránu mikrofonní vložky a citlivosti mikrofونu udávané typicky v mV/Pa. Výrobci udávají vždy minimální a maximální hladinu akustického tlaku. Minimální hladina reprezentuje šumové pozadí mikrofonní vložky a maximální hladina odpovídá maximálnímu dovolenému akustickému tlaku na plochu membrány. Převedením těchto dvou tlaků na napětí je získáno šumové napětí mikrofونu a maximální napětí, které musí zesilovač zpracovat. Dynamika mikrofونu je dána rozdílem minimálního a maximálního tlaku. Další parametry měřících mikrofونů jsou šířka pásma, kterou dokáží zpracovat, výstupní impedance předzesilovače a proudová zatížitelnost signálového výstupu.

Z hlediska návrhu zesilovače pro měřicí mikrofony jsou důležité extrémní hodnoty parametrů měřících mikrofونů. Nejnižší šumové pozadí z množiny podporovaných mikrofونů, které je možné na výstupu mikrofونu získat je  $1 \mu\text{V}$  (mikrofonní vložka Brüel & Kjær 4148). Naopak nejvyšší napětí je možno získat s použitím vložky Brüel & Kjær 4191 a jeho velikost je 32 V. Měřicí mikrofony jsou vyráběny s horní mezní frekvencí maximálně 140 kHz (mikrofonní vložka Brüel & Kjær 4138). Proudová zatížitelnost signálového výstupu je uváděna pouze v katalogových listech produktů firmy Brüel & Kjær, takže nebylo možno stanovit, který z předzesilovačů má tento parametr nejmenší.

### 2.3.2 Rozhraní měřících mikrofونů

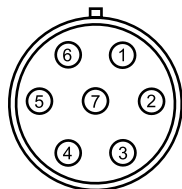
Realizovaný zesilovač je vybaven třemi druhy konektorů pro připojení měřících mikrofونů. Konektor, který používají mikrofony z produkce bývalé RFT má mezi piny 1 a 4 připojeno



Obr. 2.1: Nákres konektoru mikrofونů z produkce bývalé RFT, strana pájecích oček

topné tělísko pro vyhřívání mikrofону, případně žhavení katody, pokud je předzesilovač osazen elektronkou. Pin 2 je vyhrazen pro polarizační napětí 200 V, pin 3 pro připojení napájecího napětí zesilovače. Na pin 5 je připojen signálový výstup a společný zemní potenciál je veden stíněním konektoru.

Dalším konektorem je konektor LEMO7, který využívá k propojování jak firma Microtech Gefell, tak Brüel & Kjær.



**Obr. 2.2:** Nákres konektoru LEMO7

Pin	Microtech Gefell	Brüel & Kjær
1	Žhavení	Kalibrace
2	Signálová zem	Signálová zem
3	Polarizační napětí	Polarizační napětí
4	Signálový výstup	Signálový výstup
5	Nezapojeno	Nezapojeno/TEDS
6	Napájení předzesilovače	Napájení předzesilovače
7	Zem napájení	Zem napájení

**Tab. 2.3:** Zapojení konektoru LEMO7 podle Microtech Gefell a Brüel & Kjær

Vzhledem k tomu, že realizovaný zesilovač nevyužívá ani kalibraci, ani datové rozhraní pro nahrání TEDS, zůstanou v případě použití mikrofónu firmy Brüel & Kjær piny 1 a 5 nezapojeny.

Některé mikrofony od Microtech Gefell a Earthworks se připojují pomocí XLR konektoru a disponují symetrickým výstupem. Konektor je zapojen klasicky, tedy pin 1 slouží pro připojení stínění, pin 2 je „hot“ a pin 3 je „cold“.

Realizovaný zesilovač je jednobaný, proto je potřeba na jeho vstup připojit pouze ten konektor, který je právě využíván, čímž dojde automaticky k volbě režimu, tedy má-li zesilovač pracovat jako symetrický nebo nesymetrický. Zároveň je potřeba připojit na příslušné vývody správný zdroj napětí. Tyto volby se provádí otočnými přepínači, které ovládají relé v signálových nebo napájecích obvodech.

### 2.3.3 Šířka pásma, vstupní obvody

Závěrem z průzkumu trhu měřících mikrofónů je požadovaná šířka pásma měřicího zesilovače alespoň 140 kHz, přičemž amplitudová i fázová frekvenční charakteristika musí být bez výrazného zvlnění. Zesilovač musí pracovat už od kmitočtů v řádu jednotek Hz.

Dalším požadavkem je schopnost zpracovat signál o napětí až 32 V, což vyžaduje použití děliče ve vstupních obvodech. Co se týče proudové zatížitelnosti signálového výstupu mikrofonů, je potřeba, aby vstup měřícího zesilovače umožňoval nastavit dostatečně velkou impedanci tak, aby nedocházelo ke zkreslení signálu z mikrofonu přetížením signálového výstupu předzesilovače. U profesionálních zesilovačů se vstupní impedance pohybuje v jednotkách megaohmů.

### 2.3.4 Detektor přebuzení

Realizovaný zesilovač se skládá z několika na sebe navazujících částí. Vstupy jednotlivých částí jsou schopny zpracovat napětí jen do určité velikosti. Při překročení tohoto napětí začne docházet ke zkreslení průchozího signálu vlivem saturace zesilovacích stupňů. Aby byla obsluha zesilovače informována o tom, že k takové situaci mohlo dojít, je na signálovou cestu ve vybraných místech připojen detektor přebuzení. Ten sleduje přiblížení sledovaného napětí maximálnímu dovolenému. Detektor sleduje napětí obou polarit, aby bylo vyloučeno maskování přebuzení vlivem například stejnosměrného offsetu.

K saturaci nemusí docházet trvale nebo opakovaně, ale pouze jednorázově nebo krátkodobě. Pro zachycení i krátkodobých přepětí musí být výstup detektoru opatřen tvarovačem pulsů, tedy monostabilním klopným obvodem s časovou konstantou dostatečně dlouhou (řádově sekundy), aby bylo každé překročení dovoleného napětí zaregistrovatelné obsluhou. Obsluha zesilovače je o přebuzení zesilovače informována pomocí svitu LED, akustické varování by bylo nevhodné, mohlo by ovlivnit vlastní měření.

### 2.3.5 Výstupní rozhraní zesilovače

Měřící zesilovač je prostřední částí měřícího řetězce, proto je vybaven výstupy pro připojení měřící techniky. Konkrétně se jedná o XLR symetrický výstup a dále BNC a cinch nesymetrický výstup pro připojení obecné měřící techniky.

# 3

## Návrh zdrojové části

Návrh zapojení zdroje a zesilovače vychází z parametrů mikrofonů, které bude možno připojit k realizovanému měřicímu předzesilovači. Zdroje jsou navrženy tak, aby byly schopny dodat potřebné napětí pro provoz mikrofonů a jejich integrovaných předzesilovačů i při maximálním zatížení, viz tabulka 2.2. Při návrhu byl brán ohled na minimalizaci výkonových ztrát na regulačních prvcích zdrojů.

### 3.1 Návrh napájecího transformátoru

Pro napájecí část realizovaného zařízení byl navržen toroidní transformátor. Napětí a proudové dimenzování jeho sekundárních vinutí bylo voleno tak, aby byly pokryty požadavky stanovené v kapitole 2.2. Transformátor byl zadán do výroby s požadovanými parametry v tabulce 3.1. Požadovaná sekundární napětí i proudy jsou naddimenzovány tak, aby transformátor nepracoval na hranici svých možností, nebo aby umožnil rozšíření zesilovače o pomocné obvody nebo kanály.

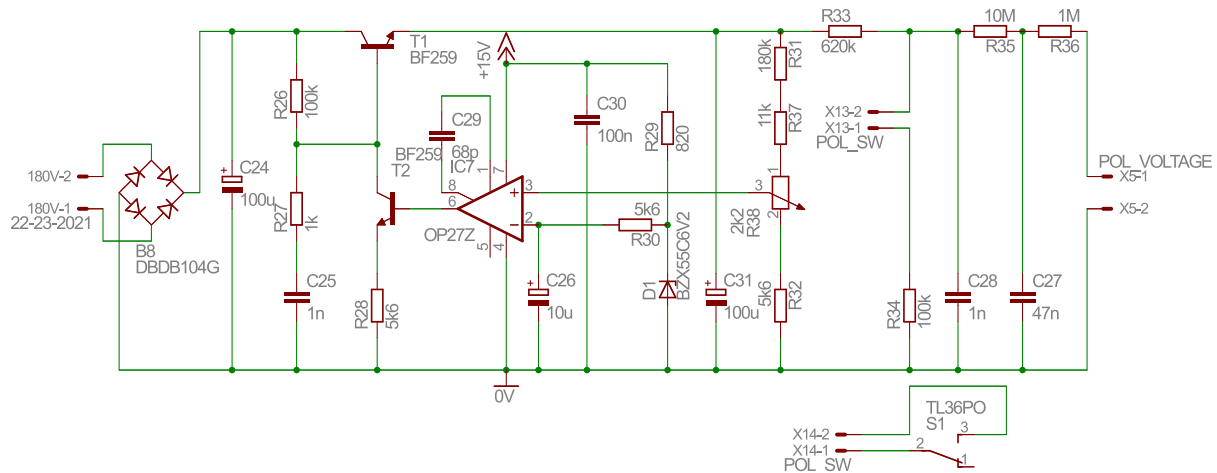
Účel	Napětí [V]	Proud [mA]
Polarizace vložky	180	40
Napájení mikr. předzes.	160	100
Napájení mikr. předzes.	50	60
Ohřev mikrofonu	14	300
Žhavení katod	8	300
Vlastní zesilovač	2 x 17	300

**Tab. 3.1:** Požadovaná napětí a proudy sekundárních vinutí toroidního transformátoru

Pro zdroj napětí pro mikrofonní předzesilovače byla navržena dvě vinutí z důvodu snížení ztrát na výkonových prvcích regulátorů. Ze sekundárního vinutí s napětím 160 V jsou napájeny zesilovače vyžadující napětí 150 V, 130 V, 120 V a 90 V. Z dalšího vinutí jsou pak napájeny předzesilovače vyžadující 48 V a 28 V.

## 3.2 Návrh zdroje polarizačního napětí

Schéma zapojení zdroje pro polarizaci vložek kondenzátorových mikrofonů bylo převzato z technické dokumentace k měřicímu zesilovači 2636 firmy Brüel & Kjær. Tato koncepce zdroje v sobě kombinuje zdroj polarizačního napětí 200 V a 28 V. V zapojení byly tranzis-



**Obř. 3.1:** Schéma zapojení zdroje polarizačního napětí kondenzátorových mikrofonních vložek.

tory BF258 nahrazeny typem BF259 z důvodu jejich lepší dostupnosti. Použité tranzistory přesahují svými technickými parametry ty původní, proto nedojde k jejich zničení, ani bude-li zdroj pracovat do zkratu. Zapojení bylo doplněno o blokovací kondenzátor C7 pro operační zesilovač a kondenzátor C31 pro filtraci napětí na výstupu stabilizátoru. Potenciometr, s označením R14 ve schématu, slouží pro přesné nastavení velikosti výstupního napětí při ožiování zdroje.

Výstupní polarizační napětí je bez zvlnění, díky dlouhým časovým konstantám způsobeným kondenzátory C27 a C28 a rezistory R35 a R36. Volba výstupního napětí se provádí spínačem S1, kterým se zařazuje do obvodu napěťový dělič složený z rezistorů R33 a R34.

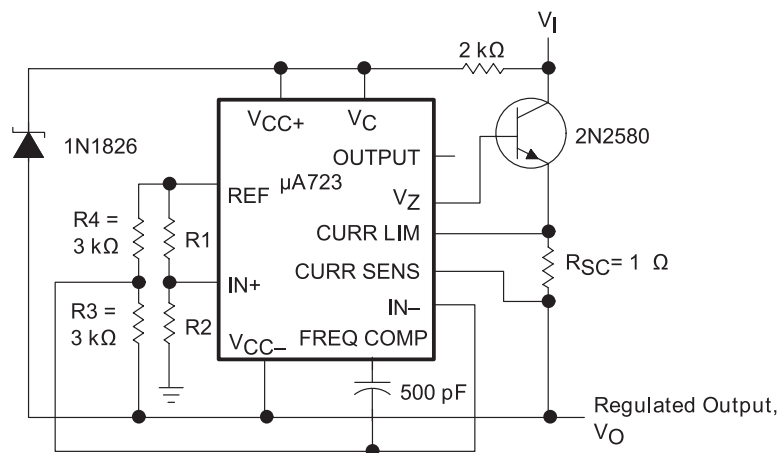
Zdroj vyžaduje pomocné napájecí napětí o velikosti 15 V, odebíraný proud je podle simulace 12,4 mA. Dojde-li ke zkratu na výstupu zdroje polarizačního napětí, je velikost zkratového proudu omezena na 10  $\mu$ A díky vysokému sériovému odporu tvořícímu výstupní filtr a dělič výstupního napětí. Zkratový proud je zanedbatelně malý, jedná se tedy o měkký zdroj napětí, a proto nehrozí nebezpečí zničení připojeného zařízení při poruchovém stavu. Ztrátový výkon na regulačním tranzistoru T1 je dle simulace 75 mW i při zkratovaném výstupu, k jeho zničení tedy nedojde.

## 3.3 Návrh zdroje pro mikrofonní předzesilovače

Požadavek na velkou variabilitu výstupního napětí a výstupních proudů, při zachování minimálního zvlnění, předurčil použití lineárních stabilizátorů napětí. Na trhu je od roku



2008 k dispozici vysokonapěťový regulátor od firmy Texas Instruments, TL783 [13], na jehož výkonovém tranzistoru může být úbytek napětí až 125 V. Tento limit by byl dodržen při vhodně navrženém vstupním napětí (požadované výstupní napětí 28 V až 150 V), avšak vzhledem k dovoleným dlouhodobým energetickým ztrátám na výkonovém prvku tohoto regulátoru se stává obtížně použitelným, neboť minimální zatěžovací proud tohoto regulátoru je podle katalogového listu 15 mA. Proto bylo přistoupeno k použití precizního regulátoru  $\mu A723$  [2] v plovoucím zapojení 3.2, který dokáže regulovat výstupní napětí ve větším rozsahu a maximální dovolené výkonové ztráty se odvíjejí od použitého typu regulačního tranzistoru.



**Obr. 3.2:** Schéma zapojení plovoucího regulátoru [Převzato z [2]]

Regulátor napětí v tomto zapojení dokáže regulovat výstupní napětí v rozsahu 4 V až 250 V [2]. Pro nastavení výstupního napětí se používá odporový dělič napětí složený z rezistorů  $R_1$  a  $R_2$ . Doporučené hodnoty odporů rezistorů  $R_3$  a  $R_4$  pro tuto topologii jsou  $3\text{ k}\Omega$ . Výstupní napětí je určeno vztahem 3.1, kde  $V_{out}$  je výstupní napětí a  $V_{(ref)}$  je referenční napětí o velikosti typicky  $7,15\text{ V}$ .

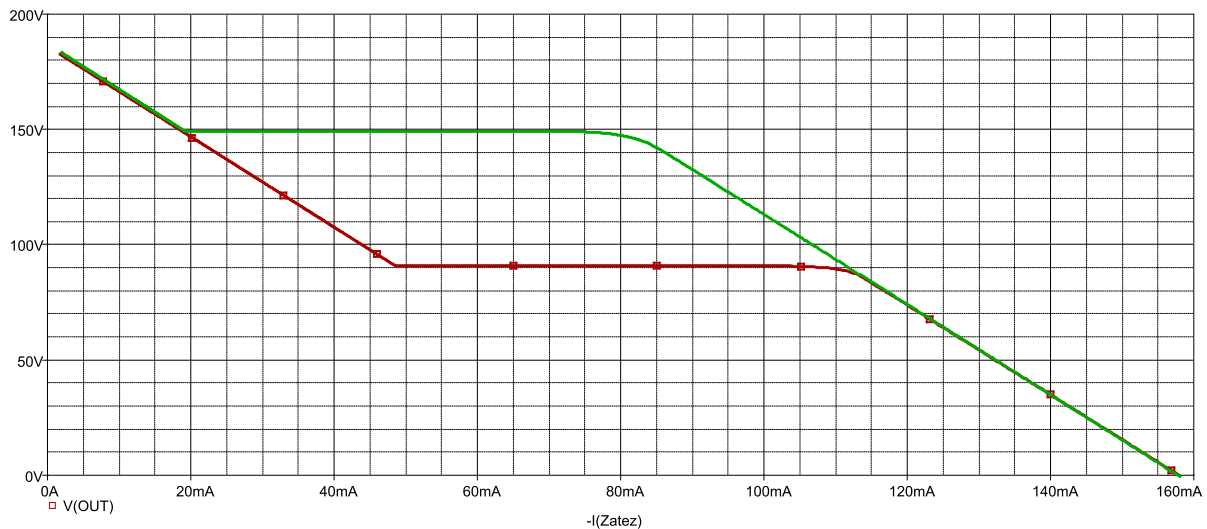
$$V_{out} = \frac{V_{(ref)}}{2} \cdot \frac{R_2 - R_1}{R_1} \quad (3.1)$$

Tento regulátor napětí je vybaven obvodem pro sledování proudu tekoucího pomocným tranzistorem. Jeho velikost je určena rovnicí 3.2. Napájecí napětí regulátoru je odvozeno od vstupního napětí použitím srážecího odporu a zenerovy diody, neboť zatímco vstupní napětí může dosahovat stovek voltů, maximální dovolené napájecí napětí obvodu  $\mu A723$  je  $40\text{ V}$ .

$$I \approx \frac{0,65}{R_{sc}} \quad (3.2)$$

Toto zapojení má však významnou nečinnost v podobě nutnosti zatěžovacího proudu v řádu desítek miliamper. Pokud není zdroj dostatečně zatížen, nemá lineární regulátor  $\mu A723$  dostatek proudu k řízení výkonového tranzistoru, a tedy výstupní napětí může

být významně vyšší, než jaké bylo nastaveno odporovým děličem R1, R2. Tento nutný odebraný proud způsobuje přídatné výkonové ztráty na zatěžovacím rezistoru a předřadném srážecím rezistoru před zenerovou diodou. Volbou velikosti zatěžovacího odporu

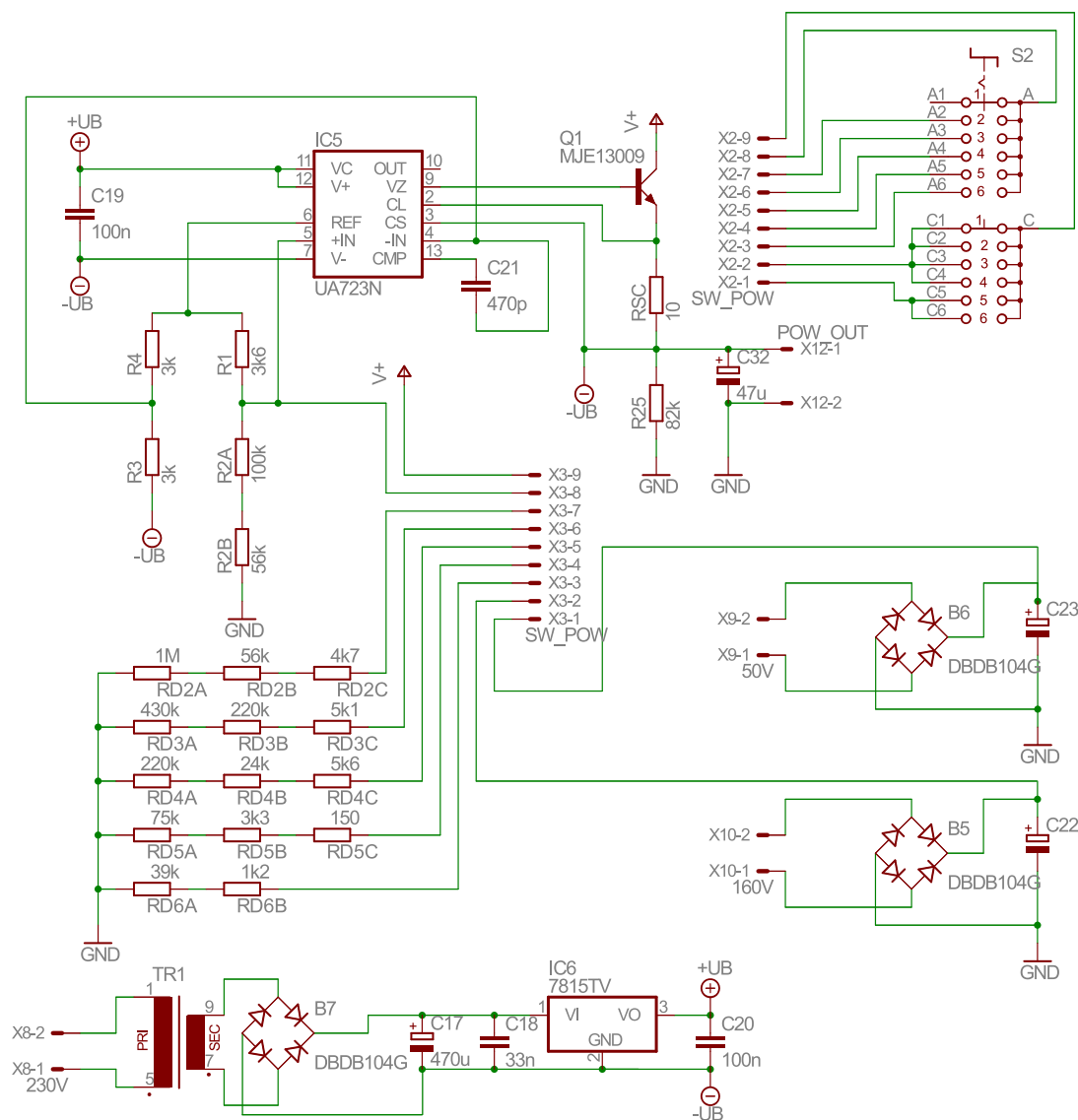


**Obr. 3.3:** Zatěžovací charakteristika zdroje napětí podle schematu 3.2. Na ose  $x$  je proud tekoucí zátěží, na ose  $y$  napětí na zátěži. Vstupní napětí regulátoru je 226 V

je určen pracovní bod zdroje. Pro dosažení co největší efektivity se proud zatěžovacím odporem volí co nejmenší tak, aby byl zdroj schopen udržovat výstupní napětí nastavené děličem. V simulaci je použit snímací rezistor  $R_{sc}$  s velikostí odporu  $10\ \Omega$ . Přibližná hodnota proudu tekoucího přes výkonový tranzistor je tedy 65 mA. Z grafu 3.3 je vidět, že při požadovaném výstupním napětí 150 V je minimální zatěžovací proud asi 20 mA, pro 90 V je to dokonce skoro 50 mA. Do okamžiku, kdy začne zdroj regulovat požadované výstupní napětí, je tento proud hrazen z větve se zenerovou diodou a teprve od překročení této hranice je proud do zátěže dodáván přes výkonový tranzistor. Proto jsou poklesy zatěžovacích charakteristik daleko za hranicemi nastavených 65 mA. Použití diody s nižším zenerovým napětím vede k posunu minimálního zatěžovacího proudu ještě výše, stejně tak, zvětšuje-li se rozdíl mezi vstupním a výstupním napětím, roste i minimální zatěžovací proud. Je-li výstupní napětí nastaveno na 120 V, zdroj začíná regulovat až od 45 mA, tedy zatěžovací odpor musí být 2,6 k $\Omega$ . Z toho vyplývají ztráty na zatěžovacím odporu téměř 5,5 W. Ztráty na srážecím odporu před zenerovou diodou jsou 4 W.

Protože provoz takového regulátoru je velice neefektivní, je potřeba změnit doporučenou topologii. Řešením je zvolit jiný způsob napájení regulátoru  $\mu A723$ . Nahrazením zenerovy diody a srážecího rezistoru pomocným zdrojem napětí odpadne výkonová ztráta na srážecím rezistoru a potřebný zatěžovací proud klesne pod 1 mA. Zůstanou tak pouze ztráty na výkonovém tranzistoru, které jsou závislé na velikosti rozdílu vstupního a výstupního napětí a proudu, který poteče do spotřebiče, v tomto případě mikrofonního předzesilovače. Jelikož se jedná o plovoucí zapojení, musí být pomocný napájecí zdroj pro lineární stabilizátor galvanicky oddělen od ostatních obvodů, neboť jeho napětí se

vůči nulovému potenciálu mění s nastaveným výstupním napětím zdroje pro mikrofonní předzesilovače.



**Obr. 3.4:** Schéma zdroje napětí pro mikrofonní předzesilovače

Na obrázku 3.4 je konečné schéma zdroje napětí pro mikrofonní předzesilovače. Jak je napsáno výše, napájení obvodu  $\mu A723$  je řešeno pomocným zdrojem se stabilizátorem napětí L7815. Díky tomu není potřeba zatěžovat zdroj proudem o velikosti desítek miliampér. Podle [2] je doporučená hodnota odporu rezistoru R1  $3,57 \text{ k}\Omega$  a mění se jen hodnota rezistoru R2 podle požadovaného výstupního napětí. Rezistor R1 byl pro jednoduchost zvolen  $3,6 \text{ k}\Omega$ , neboť je to přímo řadová hodnota. Velikost odporů druhé části odporového děliče byla určena dle vztahu 3.1. Protože však při odpojení uzeměné části děliče dojde k nárůstu výstupního napětí na maximální úroveň, což je nebezpečné pro připojená zařízení, byl dělič upraven tak, aby při přepínání otočného přepínače S1 mohlo výstupní napětí vzrůst maximálně na  $150 \text{ V}$  vlivem přepínacích pochodů. Tedy rezistor mezi pinem 6 stabilizátoru napětí a zemí byl nahrazen sériovou kombinací rezistorů R2A a R2B podle

schématu 3.4 a volba výstupního napětí se provádí připojováním dalších rezistorů mezi pin 6 stabilizátoru  $\mu A723$  a zem.

Je-li přepínač S1 v poloze 1, uplatní se v druhé části děliče pouze odpor 156 k $\Omega$ . V ostatních polohách se paralelně k tomuto odporu připojují další rezistory tak, aby výsledný odpor mezi pinem 6 a zemí odpovídal vypočteným hodnotám. Hodnoty odporů R2 a RDx jsou v tabulce 3.2. Hodnoty rezistoru RDx byly dopočteny ze vztahu pro paralelní řazení rezistorů.

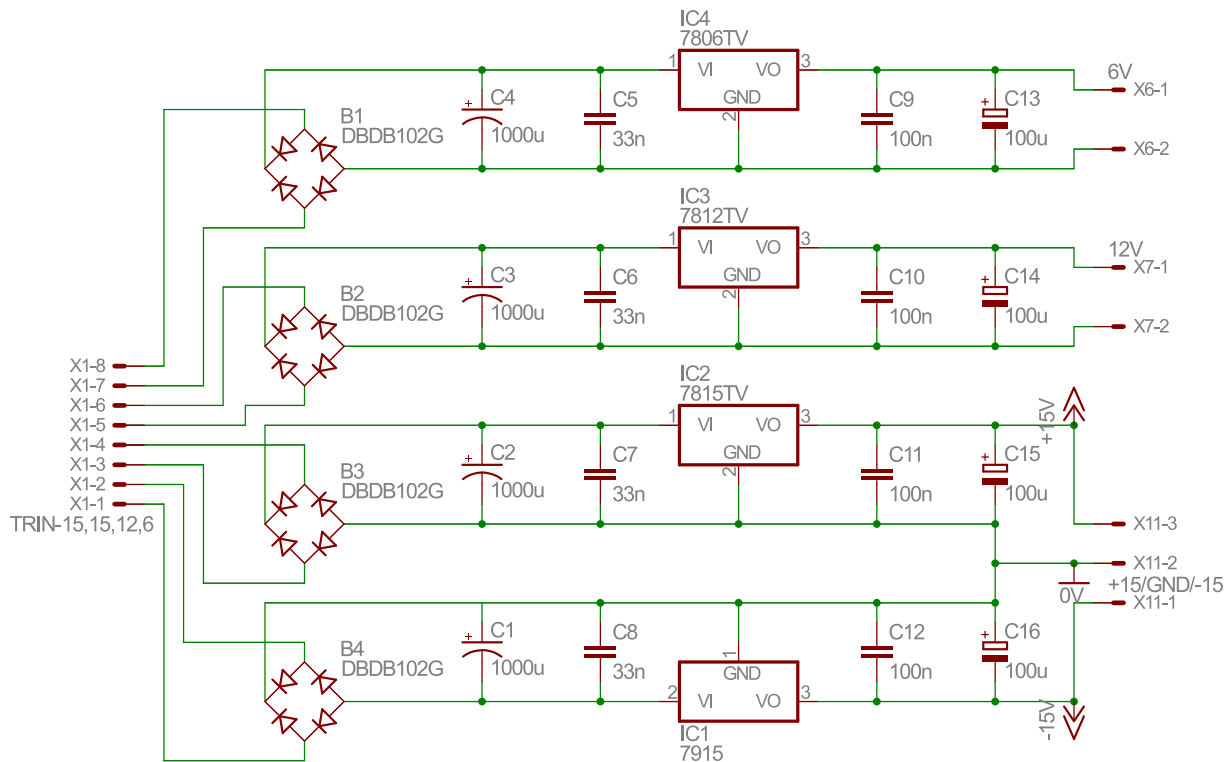
Napětí [V]	Odpor rezistorů R2 [k $\Omega$ ]	Odpor rezistorů RDx [k $\Omega$ ]
150	156	$\infty$
130	136	1060.7
120	126	655.1
90	96	249.6
48	52.1	78.45
28	32	40.2

**Tab. 3.2:** Velikost odporu rezistorů R2 a RDx v závislosti na požadovaném výstupním napětí, kde  $x$  představuje polohu přepínače

Při vstupním napětí 226 V a výstupních napětích a proudech podle tabulky 2.2 jsou ztrátové výkony na pomocném regulačním tranzistoru 461 mW, 580 mW, 4,31 W a 820 mW. Pokud by bylo toto vstupní napětí použito i pro 48 V a 28 V výstupního napětí, byl by ztrátový výkon na tranzistoru při požadovaných proudech 2,87 W a 8,11 W. Takový ztrátový výkon by byl pro tranzistor nebezpečný, viz [14], proto je použito další sekundární vinutí s nižším napětím, konkrétně 70V. Díky nižšímu vstupnímu napětí, budou ztráty na výkonovém tranzistoru při výstupním napětí 48 V 470 mW a 1,7 W při napětí 28 V. K přepínání vstupních napětí stabilizátoru dochází automaticky při volbě výstupního napětí pomocí přepínače S1. Změna vstupního napětí nastane při přechodu z 90 V na 48 V nebo zpět.

### 3.4 Návrh zdrojů napětí pro žhavení katod, výhřev mikrofonů, a vlastní předzesilovač

Jako vhodné zdroje napětí pro žhavení katod i pro výhřev těl mikrofonů dobře poslouží napěťové regulátory L7806 a L7812 v základním zapojení [3]. Pakliže budou regulátory opatřeny chladiči pro odvod tepla z jejich pouzdra, dokáží na svém výstupu dodat proud až 1 A (pouzdra TO-220). Regulátory jsou vybaveny vnitřní ochranou proti zkratu a přehřátí, takže jejich zničení nehrozí. Vstupní stejnosměrné napětí smí dosahovat až 35 V a maximální dovolená teplota čipu je 150 °C.



Obr. 3.5: Schéma zdrojů napětí pro žhavení katod, výhřev mikrofonů a vlastní předzesilovač

Stejněsměrné filtrované vstupní napětí pro zdroj napětí 6 V je 10,5 V (odvozeno od sekundárního napětí navrženého transformátoru). To znamená úbytek na regulátoru 4,5 V. Při navrhovaném proudu jsou tepelné ztráty 0,9 W. Pakliže bude regulátor zatěžován maximálním dovoleným proudem sekundárním vinutím, budou tepelné ztráty 1,35 W za předpokladu, že nebude docházet k poklesu vstupního napětí vlivem zatížení. V tom případě by ztrátový výkon klesl.

V případě 12 V regulátoru je vstupní napětí 19 V. Napěťový úbytek je tak 7 V. Tepelný výkon, který bude třeba z pouzdra odvést bude 1,4 W pro 200 mA výstupního proudu a 2,1 W pro proud 300 mA, při vstupním napětí nezávislém na zatěžovacím proudu. Napětí z tohoto zdroje je využíváno i jako pomocné napětí pro ovládání relé v obvodu zesilovače, viz kapitola 4.

Realizovaný zesilovač je vyžaduje symetrické napájecí napětí  $\pm 15$  V. Z toho důvodu byly použity regulátory L7815 a L7915 pro získání napětí 15 V. Každý regulátor je napájen z vlastního vinutí usměrněným filtrovaným napětím 24 V. Výstupy těchto regulátorů byly spojeny tak, aby celkové výstupní napětí bylo 30 V symetricky okolo nulového potenciálu. Ztrátový výkon na jednom regulátoru je 4,5 W při maximálním proudu sekundárním vinutím.

Regulátory typu L7800 a L7900 v pouzdře TO-220 mají tepelný odpor čip-okolí  $50\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Při spočítaných ztrátových výkonech by byly regulátory provozovány na hranici  $150\text{ }^{\circ}\text{C}$  nebo by byly jeho polovodičové přechody velkou teplotou zničeny. Proto musí být použity chladiče pro odvod tepla z pouzdra regulátoru.

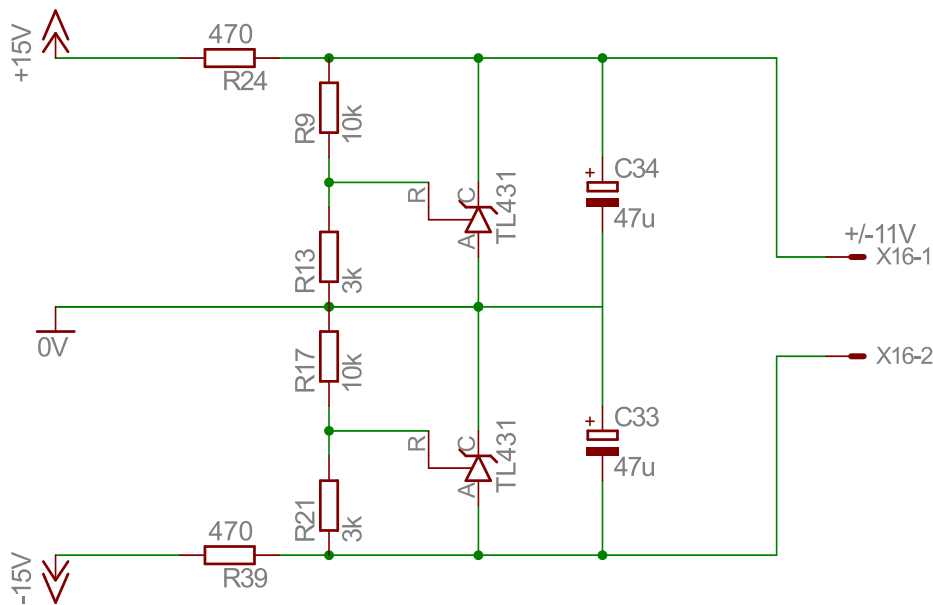
Použitím rovnice 3.3 vyjadřující vazbu mezi teplotou čipu a okolí bylo zjištěno, že provozní parametry regulátorů nebudou překročeny, pakliže bude použita teplovodivá pasta s tepelným odporem  $4^\circ\text{C}/\text{W}$  a chladič s tepelným odporem maximálně  $17^\circ\text{C}/\text{W}$  protože tepelný odpor čip-pouzdro je u těchto regulátorů  $5^\circ\text{C}/\text{W}$ . Uvažovaná teplota okolí je  $25^\circ\text{C}$ .

$$T_{cip} - T_{okoli} = (R_{cip-pouzdro} + R_{pouzdro-chladic} + R_{chladic-okoli}) \cdot P \quad (3.3)$$

Jako zdroj symetrického napětí  $\pm 11\text{ V}$  potřebný pro ochranné obvody vstupů zesilovače nejlépe vyhovuje nízkošumový paralelní stabilizátor TL431. Síť rezistorů okolo tohoto obvodu určuje velikost proudu skrze stabilizátor a nastavení výstupního napětí na přibližně  $11\text{ V}$ . Výstupní napětí je určeno vztahem 3.4, kde  $V_{ref} = 2495\text{ mV}$ . Tento nízkošumový stabilizátor je napájen z výše zmíněného zdroje  $\pm 15\text{ V}$ . Plánovaný úbytek napětí je tedy  $4\text{ V}$ , což odpovídá proudu do  $10\text{ mA}$ , který je dostatečný pro funkci obvodu [18], při nulové zátěži a omezovacím rezistoru R24 s odporem  $470\ \Omega$ , viz obrázek 3.6.

$$I = 1 + \frac{R_9}{R_{13}} \cdot V_{ref} \quad (3.4)$$

Aby obvod pracoval správně, při stabilizaci záporného napětí, musel být srážecí odpor zařazen do záporné větve.



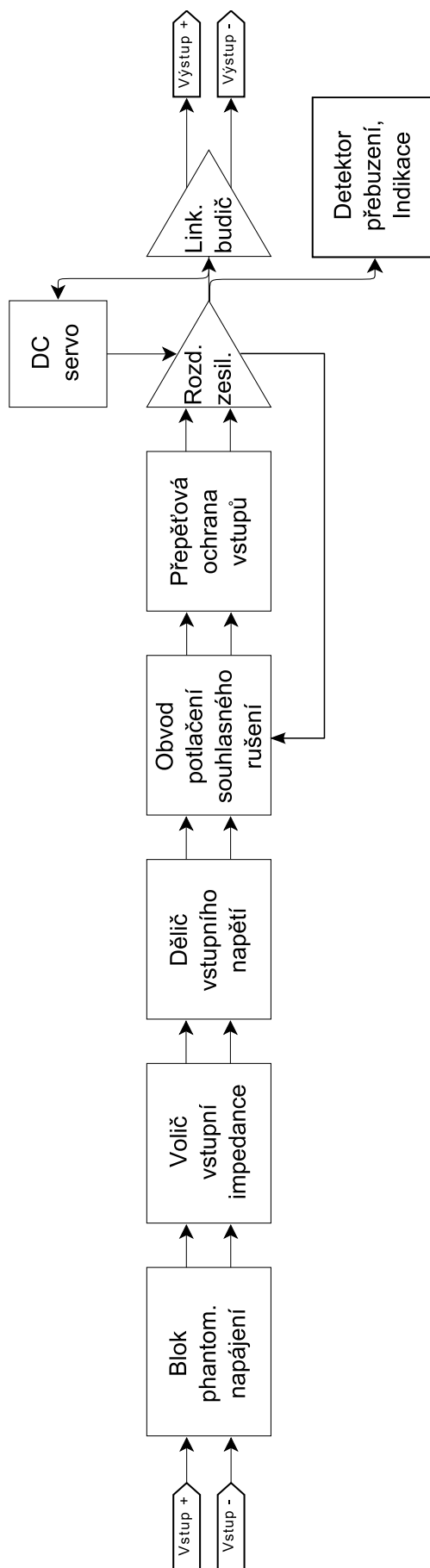
**Obr. 3.6:** Schéma zdroje napětí  $\pm 11\text{ V}$  s nízkým vlastním šumem

## 4

# Návrh zesilovače a pomocných obvodů

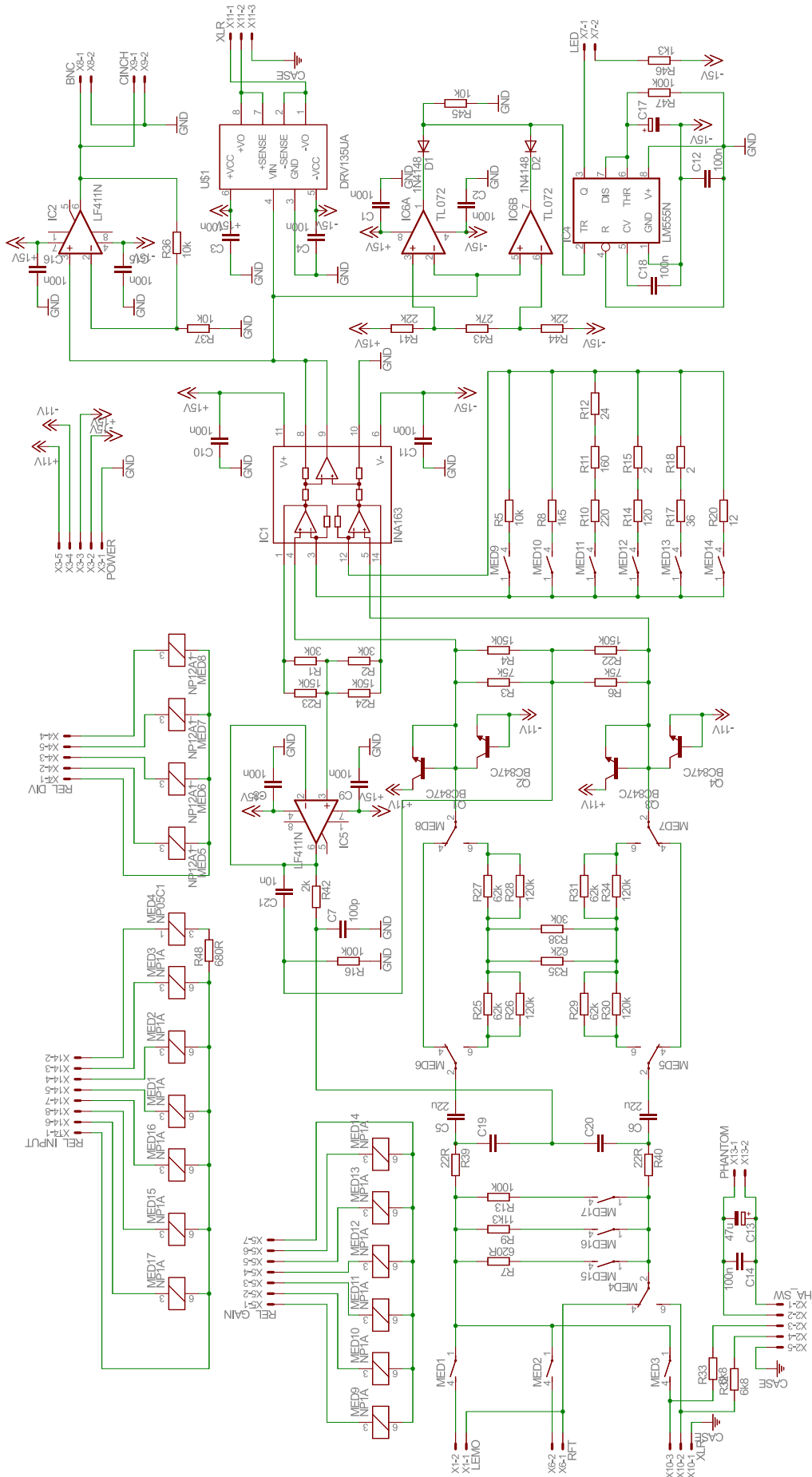
Při návrhu zesilovače bylo hlavním kritériem minimální zvlnění amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky, stejně jako co největší dynamika zesilovače. Navrhovaná šířka pásma je 200 kHz, aby byly bezpečně pokryty frekvenční rozsahy všech dostupných měřících mikrofónů.

Navrhovaný zesilovač lze principiálně rozdělit do několika bloků, které zajišťují jeho vazbu s prvky měřícího řetězce, jeho ochranu nebo zlepšení jeho technických parametrů. Celé zapojení pracuje jako symetrický zesilovač se ziskem od  $-14$  dB do 60 dB se šířkou pásma 200 kHz. Pro získání představy, jak se bude celé zapojení chovat ve skutečnosti byl použit simulační program PSpice. Simulace jsou v něm prováděny na základě modelů součástek a vstupních parametrů. Modely použitých integrovaných obvodů byly získány od výrobce, který v jejich popisu uvádí, že nepřebírá odpovědnost za správnost popisu skutečného obvodu pomocí ideálních součástek, ze kterých se takový model skládá.



Obr. 4.1: Blokové schéma zesilovače





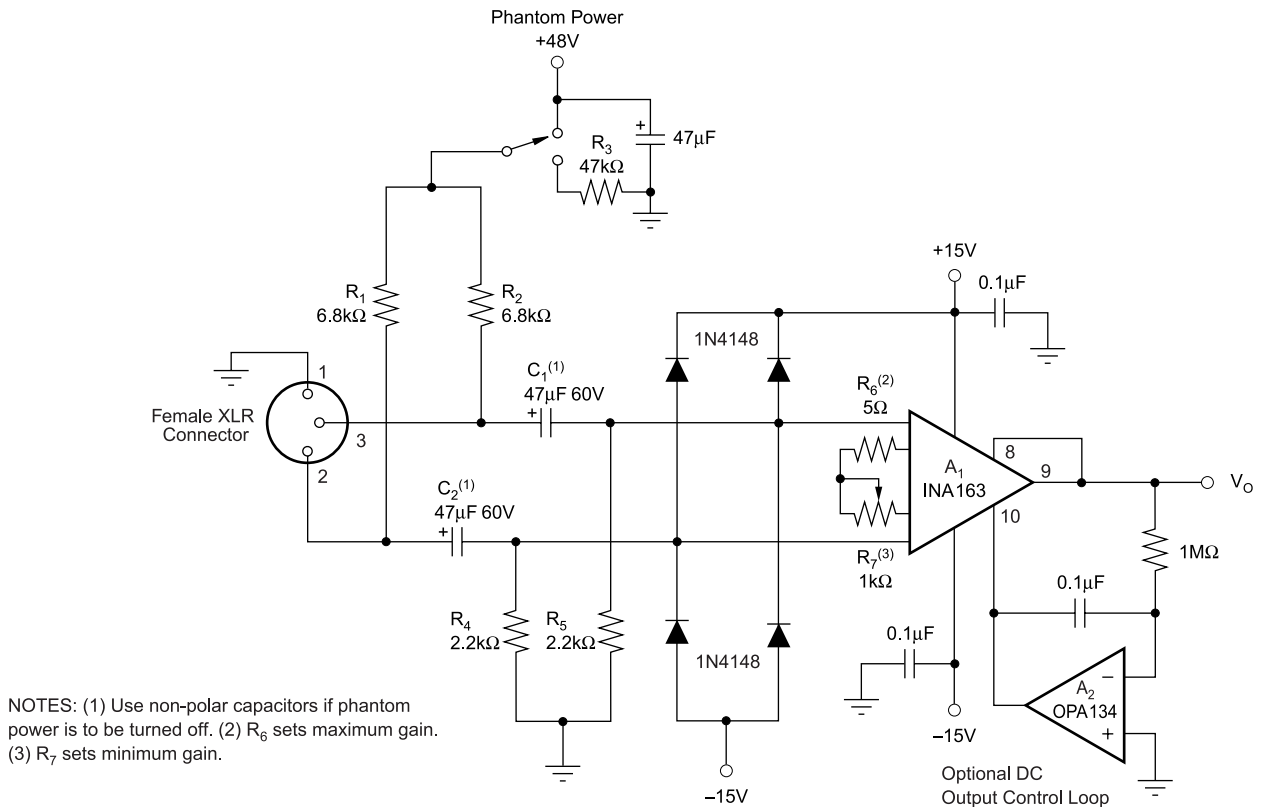
Obr. 4.2: Schéma měřícího zesilovače

## 4.1 Zesilovač

Jádrem měřicího zesilovače je obvod INA163. Jedná se o přístrojový zesilovač, určený pro audio aplikace, s nízkým šumem ( $1 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$  při 1 kHz a zisku 40 dB), nízkým celkovým harmonickým zkreslením (0,002%), šířkou pásma 800 kHz a vstupní impedancí 60 M $\Omega$  [15]. Zisk zesilovače se nastavuje externím rezistorem  $R_G$ , zesílení zesilovače je určeno vztahem 4.1.

$$G = 1 + \frac{6000}{R_G} \quad (4.1)$$

Tento integrovaný obvod se skládá ze tří operačních zesilovačů a přesné odporové sítě. Výhodou je, že má vyvedeny výstupy vstupních OZ. Toho je využito v bloku pro potlačení souhlasného rušení. Základní topologie měřicího předzesilovače je založena na doporučeném zapojení mikrofonního zesilovače podle obrázku 4.3.



**Obr. 4.3:** Základní zapojení mikrofonního zesilovače [Převzato z [15]]

Zesilovač je zde doplněn DC servem, které zajišťuje minimalizaci výstupního stejnosměrného offsetu. Protože obvod pro potlačení offsetu není zařazen v signálové cestě, nedegraduje kvalitu signálu.

Na výstup přístrojového zesilovače je připojen symetrický linkový budič pro symetrický výstup zesilovače a oddělovací zesilovač pro nesymetrické výstupy. Linkový budič je použit DRV135 firmy Texas Instruments s rozkmitem výstupního napětí 24 V<sub>pp</sub> a šířkou pásma 700 kHz. Tento budič má zisk 6 dB a jeho výstup je optimalizován pro zatěžovací impedanci 600  $\Omega$ . Symetrický výstup bude použit pro připojení profesionální měřicí

techniky, například audioanalyzátoru. Oddělovací zesilovač pro nesymetrické výstupy měřicího předzesilovače je tvořen nízkošumovým, nízkooffsetovým operačním zesilovačem LF411 v neinvertujícím zapojení se ziskem 6 dB, aby byla zajištěna stejná úroveň výstupního signálu na symetrickém i nesymetrickém výstupu.

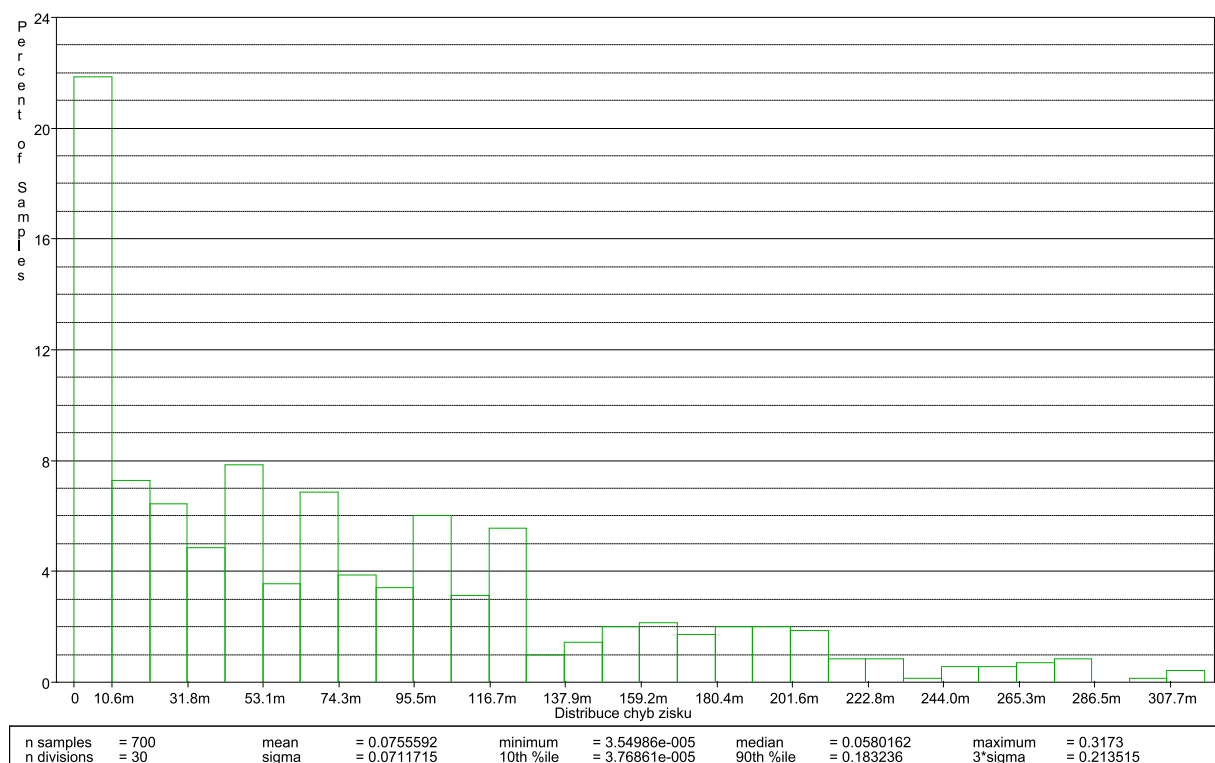
Zisk přístrojového zesilovače je volen maximálně 54 dB, protože tak je pokles amplitudové charakteristiky na frekvenci 200 kHz pouze 0,5 dB. Celé zapojení má maximální zisk 60 dB. Další zisky jsou odstupňovány po 10 dB směrem dolů, tedy první stupeň zesilovače zesiluje vstupní signál o 4, 14, 24, 34, 44 a 54 dB. Jelikož má linkový budič zisk 6 dB a rozkmit výstupního napětí maximálně 24 V<sub>pp</sub>, může mít jeho vstupní napětí rozkmit maximálně 12 V<sub>pp</sub>, aby se nedostával do saturace. Maximální napětí na vstup bude možno přivést v případě nejnižšího zisku prvního stupně. Pro zisk 4 dB bude moci vstupní napětí mít velikost 2,67 V efektivních. Doplněním možnosti volby zisku 0 dB prvního stupně umožníme zesilovat vstupní signál o napětí až 4,24 V efektivních bez toho, aby se některý ze zesilovacích stupňů dostal do saturace. Díky tomu bude možno měřit s mikrofonom s citlivostí 50 mV/Pa tlak až 132 dB. Podle vzorce 4.1 byly určeny hodnoty odporů rezistoru  $R_G$  pro jednotlivé zisky.

Požadovaný zisk [dB]	Odpor rezistoru $R_G$ [ $\Omega$ ]
0	$\infty$
4	10250
14	1500
24	404
34	122
44	38
54	12

**Tab. 4.1:** Velikosti odporů rezistoru  $R_G$  určující zisk přístrojového zesilovače

Rezistory určující zisk přístrojového zesilovače jsou k obvodu připojovány pomocí relé, zisku 0 dB se dosáhne odpojením všech rezistorů. V zapojení jsou použity rezistory s 1 % odchylkou od jmenovité hodnoty, to znamená, že přístrojový zesilovač může vykazovat mírnou odchylku zisku od nastavené hodnoty. Grafické znázornění distribuce chyby zisku je vidět na následujícím histogramu. Analýza byla provedena v simulačním programu PSpice, pro všech sedm zisků s tolerancí odchylky 1 % od jmenovité hodnoty odporu. Parametry Monte Carlo analýzy byly nastaveny na Gaussovo rozložení odchylek, počet běhů 100. Vyšší počet běhů analýzy neovlivnil výsledné rozložení chyb.

Svislá osa histogramu vyjadřuje procentuální zastoupení, na vodorovné ose je vidět velikost odchylky. Ze simulace vyplývá, že pro 22 % případů bude chyba zisku pouze 10,6 mdB. Střední hodnota chyby zisku je 75,5 mdB.



Obr. 4.4: Distribuce chyby zisku

## 4.2 Vstupní impedance zesilovače

Ve druhém bloku je možnost zvolit vstupní impedanci zesilovače, tedy zatěžovací impedanci zdroje signálu. Tento blok umožňuje nastavit vstupní impedanci  $600\ \Omega$ ,  $10\ \text{k}\Omega$  a  $50\ \text{k}\Omega$ . Vstupní impedance  $600\ \Omega$  má využití především pro klasické kondenzátorové nebo elektretové mikrofony, je to také minimální zatěžovací impedance mikrofonů firmy Earthworks [12]. Vyšší impedance se volí při použití měřicích mikrofonů. Důvodem je menší proudové zatěžování signálových výstupů zesilovačů integrovaných v měřicích mikrofonech. Například při použití mikrofonního předzesilovače firmy Brüel & Kjær 2669, jehož výstupní napětí může být maximálně  $110\ \text{V}_{\text{pp}}$  a špičkový proud  $20\ \text{mA}$  musí být zatěžovací impedance minimálně  $2750\ \Omega$ , aby nedošlo k přetěžování zdroje signálu, bez uvažování přívodního kabelu.

Důležitá vlastnost je i vstupní stejnosměrný odpor, kterým je zatěžován výstup mikrofonu a slouží tedy jako cesta pro klidové proudy tekoucí ze zdroje signálu. Jelikož není vstup zesilovače se zdrojem signálu stejnosměrně vázán, musí ke změně vstupní impedance i vstupního stejnosměrného odporu docházet mezi zdrojem signálu a blokem stejnosměrného oddělení.

## 4.3 Phantomové napájení

Prvním blokem je blok phantomového napájení, který umožňuje připojit napětí ze zdroje pro mikrofonní předzesilovače mezi signálové vodiče a zemní svorku. Phantomové napětí může být tedy 28, 48, 90, 120, 130 nebo 150 V. Napětí je na signálové vodiče přiváděno přes rezistory s hodnotou odporu 6,8 k $\Omega$ . Využití tohoto bloku má opodstatnění pouze při volbě symetrického zdroje signálu. Aby se phantomové napájení nedostalo na vstupy zesilovače, je od něj odděleno foliovými kondenzátory  $C5$  a  $C6$ . Oddělovací kondenzátory jsou umístěny v signálové cestě ještě před děličem, aby jím netekl stejnosměrný proud.

### 4.3.1 Dělič vstupního napětí

Jak je zmíněno v sekci výše, zesilovač může zesilovat vstupní efektivní napětí o maximální velikosti 4,24 V, aniž by se dostal do saturace. Jelikož na výstupu mikrofónů může být napětí i výrazně vyšší, je potřeba zařadit před samotný zesilovač vstupní dělič s vhodným dělicím poměrem. Nejvyšší efektivní napětí lze získat z mikrofonních předzesilovačů firmy Brüel & Kjær [6], konkrétně 39 V efektivních. Takového napětí lze při daných citlivostech dosáhnout tlakem přesahujícím 132 dB. Vhodný dělicí poměr je tedy 1:10.

Jelikož zesilovač pracuje v symetrickém zapojení, nelze použít obyčejný odporový dělič. Ten by totiž způsobil snížení CMRR. Dalším neduhem obyčejného odporového děliče je změna vstupní impedance v závislosti na aktivitě děliče, a také vstupní impedance děliče nesmí být vysoká, protože v kombinaci s oddělovacími kondenzátory vzniká horní propust, která deformuje frekvenční charakteristiku.

Řešením problému je použití symetrického děliče, symetrické varianty T článku, takzvaný H-pad. Rovnice 4.2 vyjadřuje velikost odporů v podélné větvi T článku, kde  $A$  je útlum takového děliče v decibelech a  $Z_0$  vstupní a zároveň výstupní impedance T článku. Rovnicí 4.3 je určena velikost rezistoru T článku v příčné větvi. Úpravou T článku lze snadno získat symetrický dělič, tedy H-pad. Úprava spočívá v rozdělení rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  na polovinu a zrcadlení těchto rezistorů podél osy H-padu. Vstupní impedance  $Z_0$  navrženého útlumového článku byla zvolena 100 k $\Omega$ , neboť pro střídavé signály je tato impedance řazena paralelně ke vstupnímu zatěžovacímu rezistoru. Tím je dodržena vstupní impedance 50 k $\Omega$ .

$$R_1 = R_2 = Z_0 \cdot \frac{1 - 10^{(-A/20)}}{1 + 10^{(-A/20)}} \quad (4.2)$$

$$R_3 = \frac{Z_0^2 - R_2^2}{2R_2} \quad (4.3)$$

V navrženém zapojení jsou hodnoty odporů rezistorů v děliči mírně odlišné od vypočtených, důvodem bylo skládání těchto hodnot z odporové řady. Navíc byla požadovaná hodnota získána paralelním řazením rezistorů kvůli snížení vlivu výrobní tolerance součástek na odchylku útlumu děliče a především zhoršení parametru CMRR.

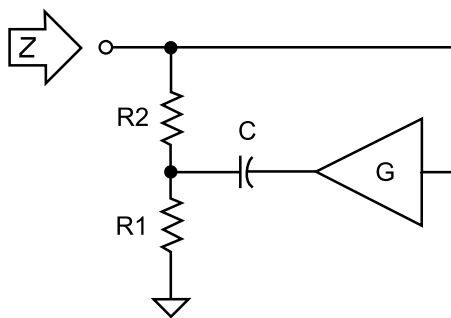
## 4.4 Ochrana vstupů zesilovače

Pro zajištění ochrany vstupní části přístrojového zesilovače INA163 proti přepětí je použita čtveřice tranzistorů BC847C. Narozdíl od doporučených diod 1N4148, viz obrázek 4.3, má tento tranzistor menší závěrný proud PN přechodu kolektor-báze ( $I_R = 15 \text{ nA}$ ) než zmíněná dioda ( $I_R = 3 \mu\text{A}$ ). Díky tomu je menší možnost průniku šumu z obvodu pro omezení přepětí do signálové cesty. Báze a emitory tranzistorů jsou spojeny a připojeny ke zdroji napětí  $\pm 11 \text{ V}$ . Na každém ze signálových vodičů je pár tranzistorů, kde jeden tranzistor je připojen na kladné napětí a druhý na záporné napětí pomocného zdroje (Díky tomu je každý vodič chráněn proti přepětí obou polarit). Tento zdroj je popsán v kapitole 3.4. Důvodem návrhu zdroje nižšího napětí než je napájecí napětí zesilovače je realizace skutečné ochrany, neboť zapojení s diodami 1N4148 se může dostat do stavu, kdy na vstupu zesilovače bude vyšší napětí než je maximální dovolené [15].

Součástí ochrany vstupů zesilovače jsou i rezistory R39 a R40. Slouží pro omezení proudu jak oddělovacími kondenzátory při připojení mikrofону nebo zapnutí fantomového napájení, tak k omezení proudu ochrannými tranzistory při přepětí na signálových vodičích. Velikost jejich odporu byla převzata z [19]. Jedná se o kompromis mezi přidaným šumem a maximálním proudem těmito rezistory.

## 4.5 Obvod potlačení souhlasného rušení

V měřicím zesilovači je využit obvod pro zlepšení činitele potlačení souhlasného rušení. Tento obvod je založen na technice bootstrappingu rezistoru [20]. Princip je vidět na obrázku 4.5 a vstupní impedance tohoto obvodu je popsána vztahy 4.4, 4.4 a 4.4. Rovnice převzaty z [20]. Přivedením stejného napětí na oba porty rezistoru se stane odpor R2 zdánlivě nekonečný, nepoteče jím tedy žádný proud vyvolaný souhlasným napětím.

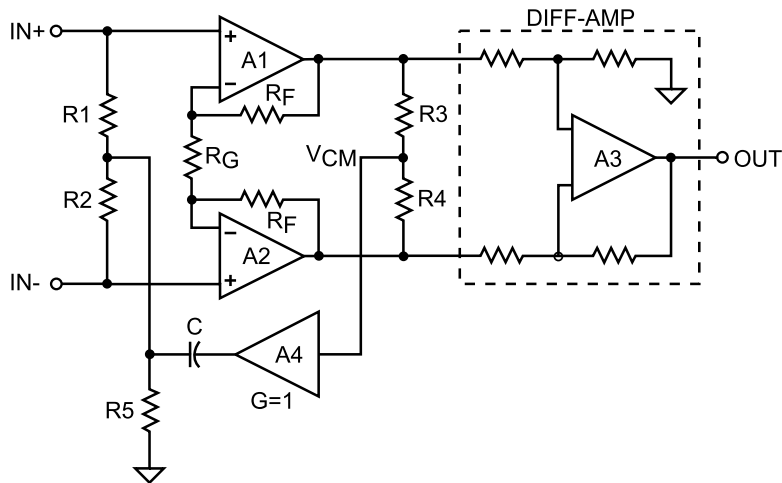


**Obr. 4.5:** Základní princip techniky zvané bootstrapping |Převzato z [20]|

$$Z_{vst} = (R_1 + R_2) \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{f}{f_N}\right)^2}{1 + (1 - G)^2 \left(\frac{f}{f_D}\right)^2}} \quad (4.4)$$

$$f_N = \frac{1}{2\pi \left( \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \right) \cdot C} \quad (4.5)$$

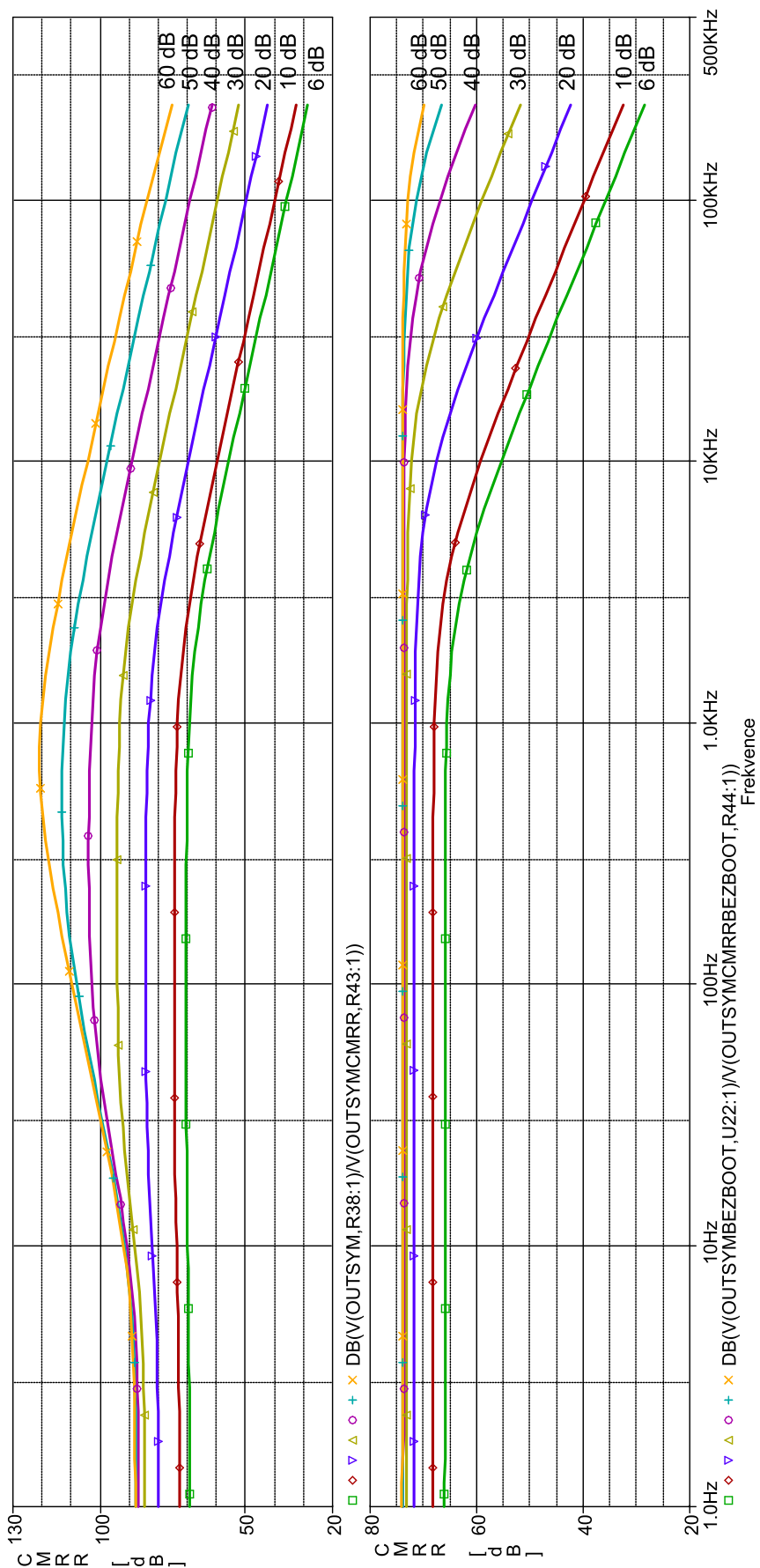
$$f_D = \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (4.6)$$



**Obr. 4.6:** Způsob připojení bootstrapového obvodu k přístrojovému zesilovači [Převzato z [20]]

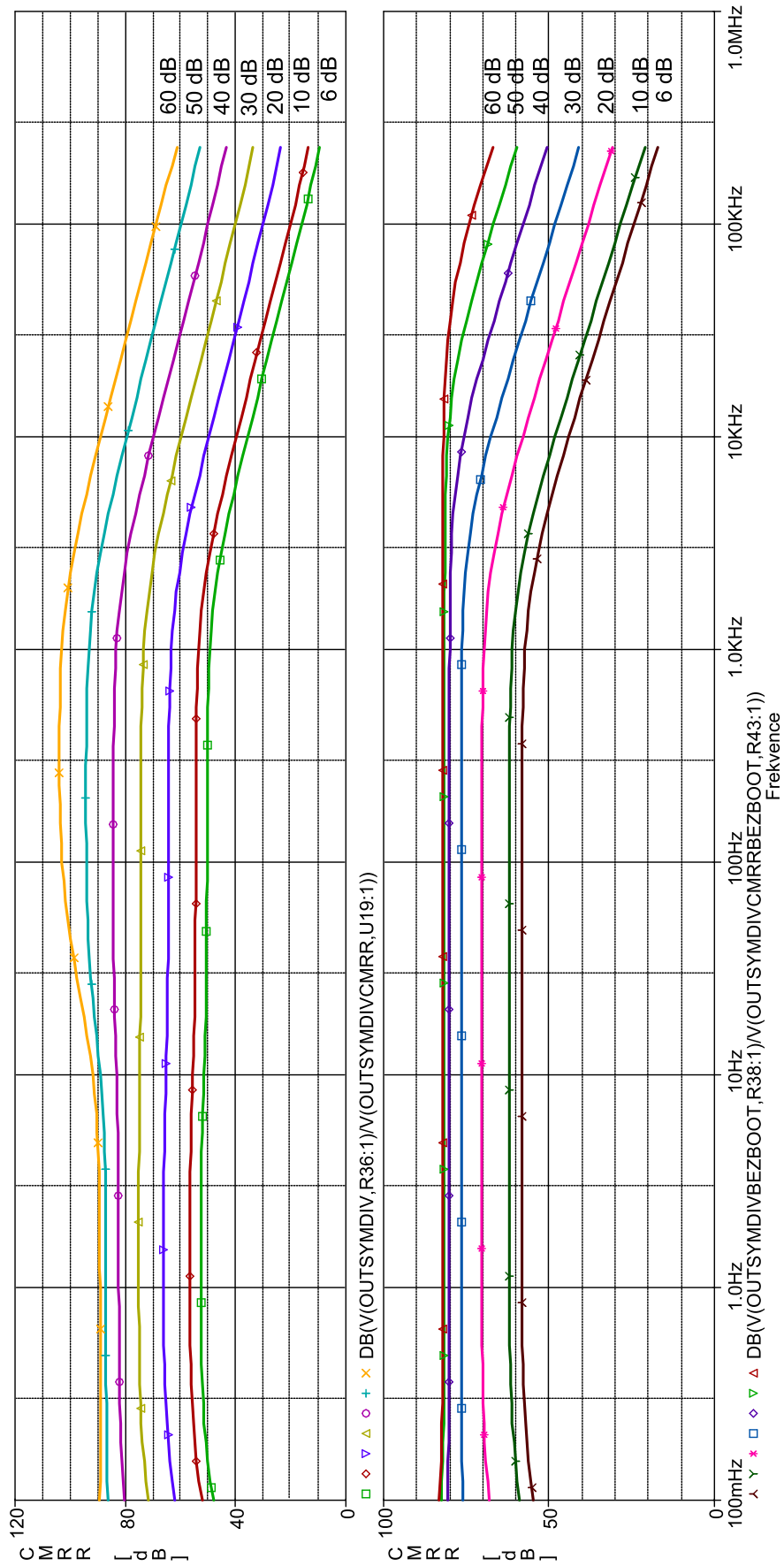
Na obrázku 4.6 je znázorněn způsob připojení bootstrapového obvodu k přístrojovému zesilovači. V tomto zapojení funguje obvod tak, že před diferenčním zesilovačem z děliče získá napětí a vnutí ho do odporového děliče R1, R2. Tím zajistí symetrii vstupního signálu kolem nulového potenciálu. Hodnoty odporů rezistorů R1 a R2 podle obrázku 4.6 jsou shodné a tvoří cestu pro klidové proudy přístrojového zesilovače. Jejich velikost je 50 kΩ. Rezistor R5 a kondenzátor C, podle téhož obrázku tvoří filtr typu horní propust a určují tak, od jaké frekvence bude obvod pracovat. Zároveň časová konstanta sériové kombinace R1 a C, případně R2 a C má kritický dopad na funkčnost obvodu. Příliš velká časová konstanta zpomalí rychlost reakce na souhlasné napětí.

Simulace parametru CMRR byly prováděny pro 10 Ω rozvažovací rezistor. Z grafů 4.7 a 4.8 je patrné, že činitel potlačení souhlasného rušení při zařazeném vstupním děliči je o 20 dB nižší, neboť na děliči dochází k útlumu užitečného signálu právě o 20 dB. Dále při použití bootstrapového obvodu je vidět zlepšení činitele až o 30 dB. Při zařazeném vstupním děliči nesymetrie 10 Ω nehraje téměř žádný význam. Napěťový dělič je totiž složen z rezistorů s jednocentní tolerancí, které způsobuje řádově větší odchylku než je zmíněných 10 Ω. Pro omezení této odchylky jsou v děliči použity paralelní kombinace rezistorů. V grafu 4.9 je vidět výsledek simulace obvodu s využitím analýzy Monte Carlo pro 100 běhů s uvažováním jednocentní přesnosti rezistorů děliče. Z grafů je opět patrné zlepšení průměrného CMRR o 20 dB při použití bootstrapového obvodu.

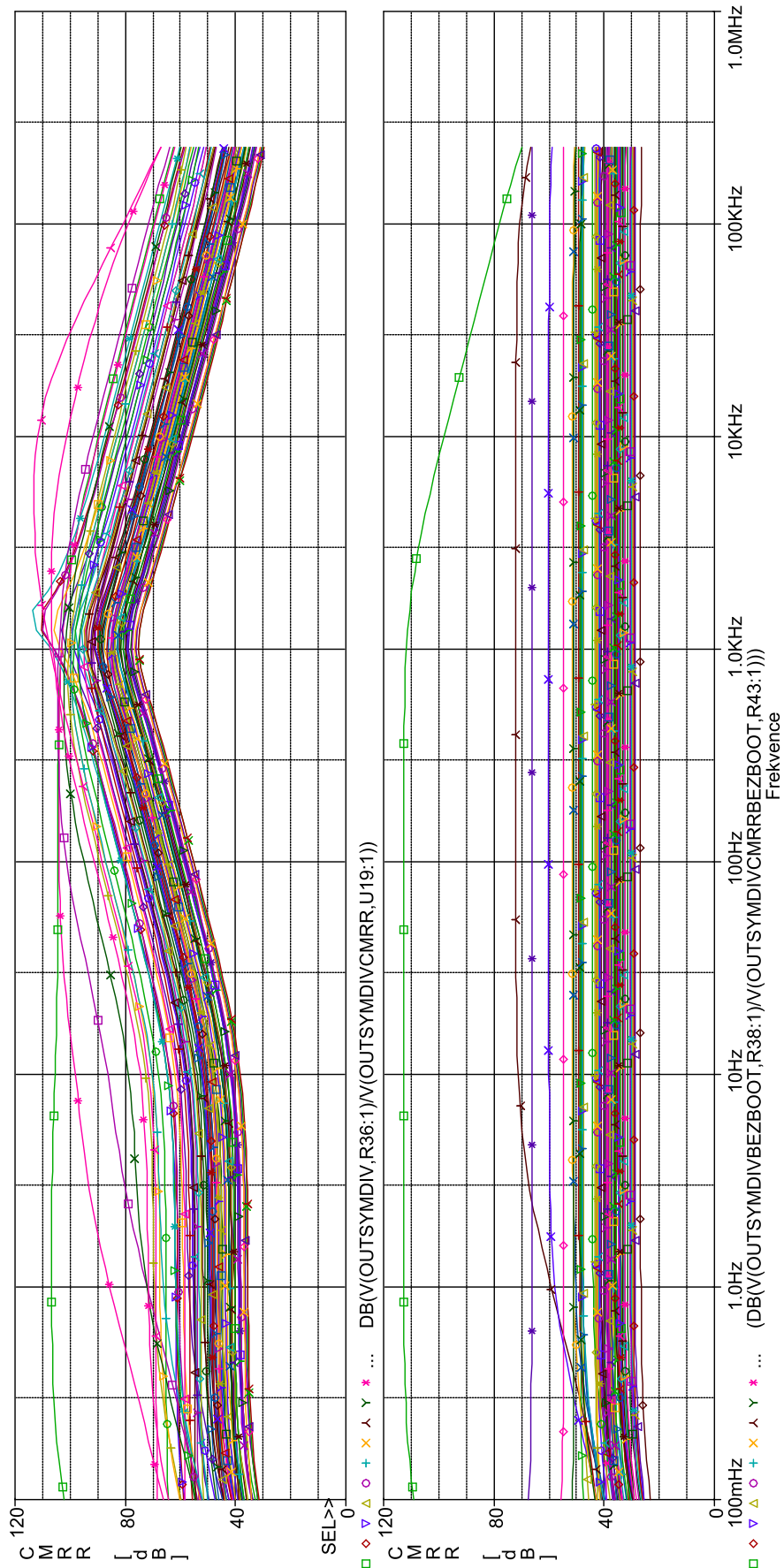


**Obr. 4.7:** Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Parametrem je zisk zesilovače





**Obr. 4.8:** Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Parametrem je zisk zesilovače

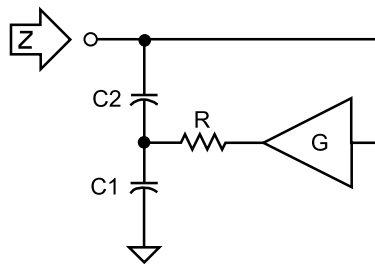


**Obr. 4.9:** Výsledek Monte Carlo analýzy pro sto běhů. Průběh CMRR v závislosti na frekvenci s použitím bootstrapového obvodu (nahore) a bez použití bootstrapového obvodu. Analýza byla provedena pro zisk zesilovače 60 dB

### 4.5.1 RFI filtr

Před přivedením signálu na vstup zesilovače je potřeba oddělit od něj frekvence spadající do radiového spektra. Zaprvé kvůli zamezení přebuzení jednotlivých zesilovacích stupňů, v případě, že by tyto signály měly velkou energii, a za druhé kvůli omezení vzniku intermodulačních produktů, které by mohly spadat do pásma ve kterém má navrhovaný zesilovač pracovat.

Tento filtr by měl být umístěn co nejbližší vstupnímu rozhraní zesilovače, tedy konektoru. V tomto zesilovači je použit RFI filtr podle [20]. Jedná se opět o bootstrapový obvod, jehož vstupní kapacita se mění s frekvencí.



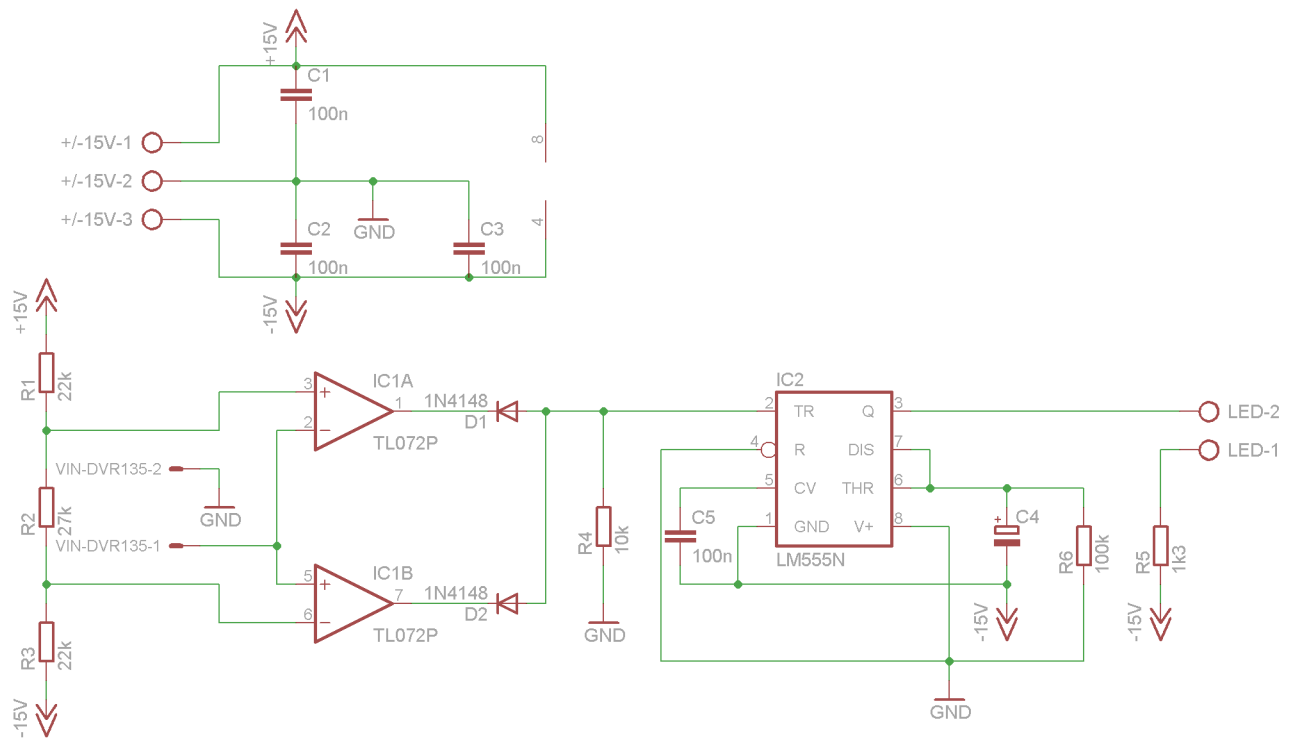
**Obr. 4.10:** Základní princip techniky zvané bootstrapping |Převzato z [20]|

Z [20] byly převzaty hodnoty  $C1 = 100 \text{ pF}$ ,  $C2 = 1 \text{ nF}$  a  $R = 2 \text{ k}\Omega$ . S těmito hodnotami je vstupní kapacita obvodu  $15 \text{ pF}$  při frekvenci  $10 \text{ kHz}$  a  $91 \text{ pF}$  při frekvenci  $100 \text{ kHz}$  [20]. Použitím velké kapacity, by byl až příliš degradován parametr vstupní impedance. K navrženému zesilovači je tento obvod připojen obdobně jako na obrázku 4.6. Tímto způsobem zřejmě nelze zesilovač zcela ochránit od rušení vysokofrekvenční energií. Tato kapitola by zasloužila více času a analýzu dalších možností ochrany zesilovače před degradací signálu rušením od okolního prostředí.

## 4.6 Detektor přebuzení

Detektor pro indikaci přebuzení zesilovače je v obvodu připojen před vstup linkového budiče a koncového stupně pro nesymetrický výstup. Právě zde bylo určeno kritické místo, viz kapitola 4.1. Maximální dovolený rozkmit vstupního napětí, aby se koncové stupně nedostaly do saturace je  $12 \text{ V}$ . Vůči nulovému potenciálu napájecího zdroje může mít toto napětí amplitudu maximálně  $6 \text{ V}$ . Na signálovém vodiči se tedy může objevit napětí obou polarit, a proto je nutné sledovat překročení dovoleného napětí v obou polaritách, jelikož velikost napětí signálového vodiče může vůči nulovému potenciálu vykazovat, byť malý, stejnosměrný offset.

Pro sledování přepětí na vstupech koncových stupňů je použit okénkový komparátátor realizovaný z dvojitého operačního zesilovače TL072. Referenční napětí je získáno z napájecího napětí použitím odporového děliče. Z něj jsou získána napětí  $\pm 5,7 \text{ V}$ . Výstupy operačních zesilovačů jsou opatřeny diodami tak, aby nebylo možné na rezistoru R4 získat



Obr. 4.11: Schéma detektoru přebuzení s MKO

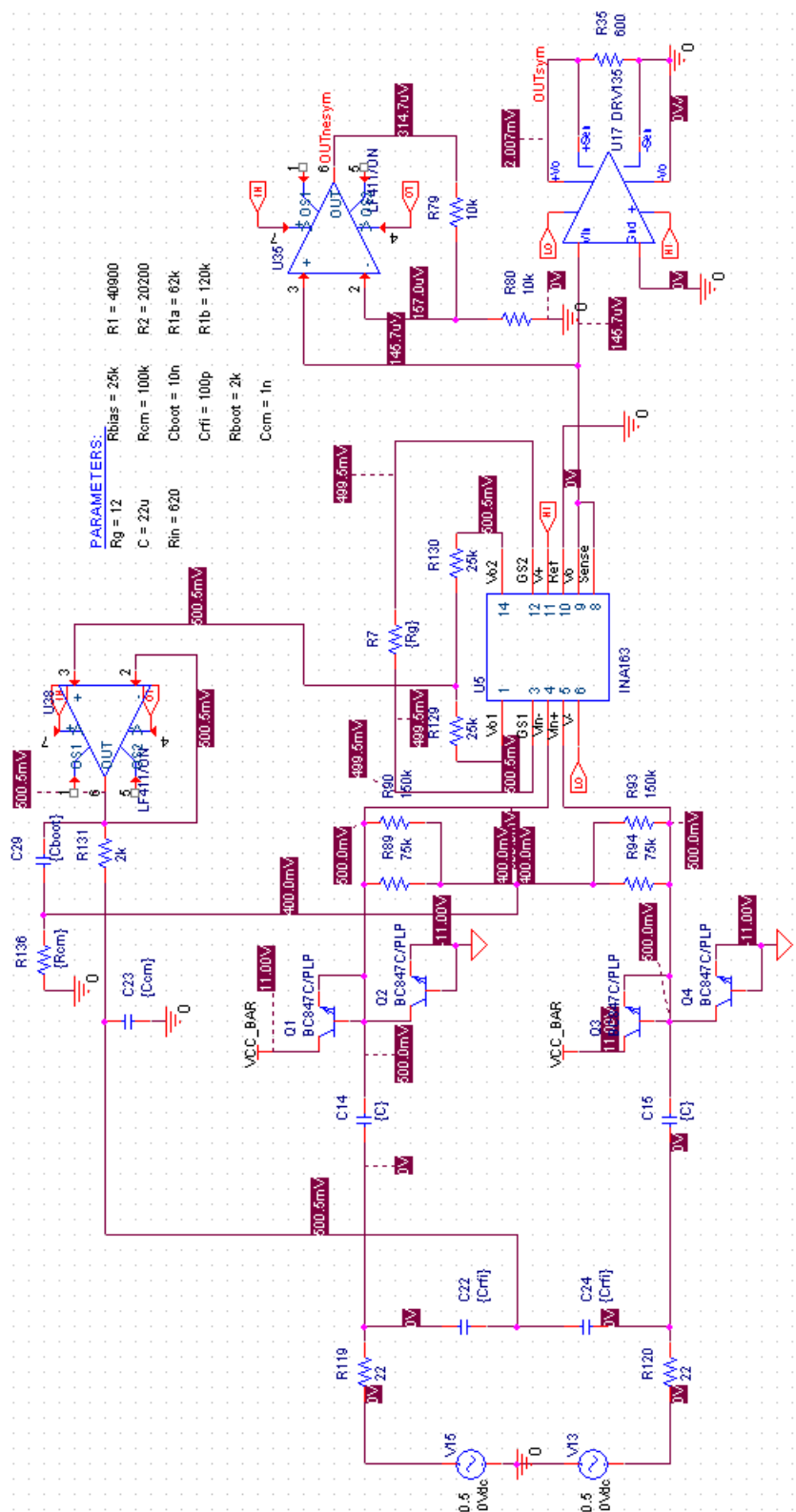
kladné napětí. Rezistor  $R_4$  slouží k udržení spouštěcího vstupu obvodu NE555 na definovaném potenciálu. Obvod NE555 je zapojen jako monostabilní klopný obvod s délkou výstupního pulsu 5 sekund. Tato doba trvání je určena velikostí kapacity kondenzátoru  $C_4$  a odporu rezistoru  $R_6$ . Velikost kapacity byla zvolena  $47 \mu\text{F}$  a velikost odporu dopočítána ze vzorce 4.7, kde  $C$  je velikost kapacity kondenzátoru  $C_4$ ,  $R$  velikost odporu  $R_6$  a  $T$  doba trvání výstupního pulsu. Vypočtená hodnota odporu byla zaokrouhlena na  $100 \text{ k}\Omega$ , čímž se teoretická doba trvání pulsu prodloužila na  $5,17$  sekundy.

$$R = \frac{C \cdot \ln 3}{T} \quad (4.7)$$

Na výstupu MKO je zapojena červená LED s předřadným rezistorem  $R_5$  omezujícím proud diodou na  $10 \text{ mA}$  vůči zápornému napájecímu potenciálu. Zapojení bylo simulováno v programu PSpice a sledována byla především rychlost reakce na dané přepětí. Zpoždění mezi vznikem přepětí  $0,1 \text{ V}$  a vyvoláním překlopení výstupu MKO je  $5,2 \mu\text{s}$ , což odpovídá frekvenci  $192,307 \text{ kHz}$ .

## 4.7 Simulace zapojení

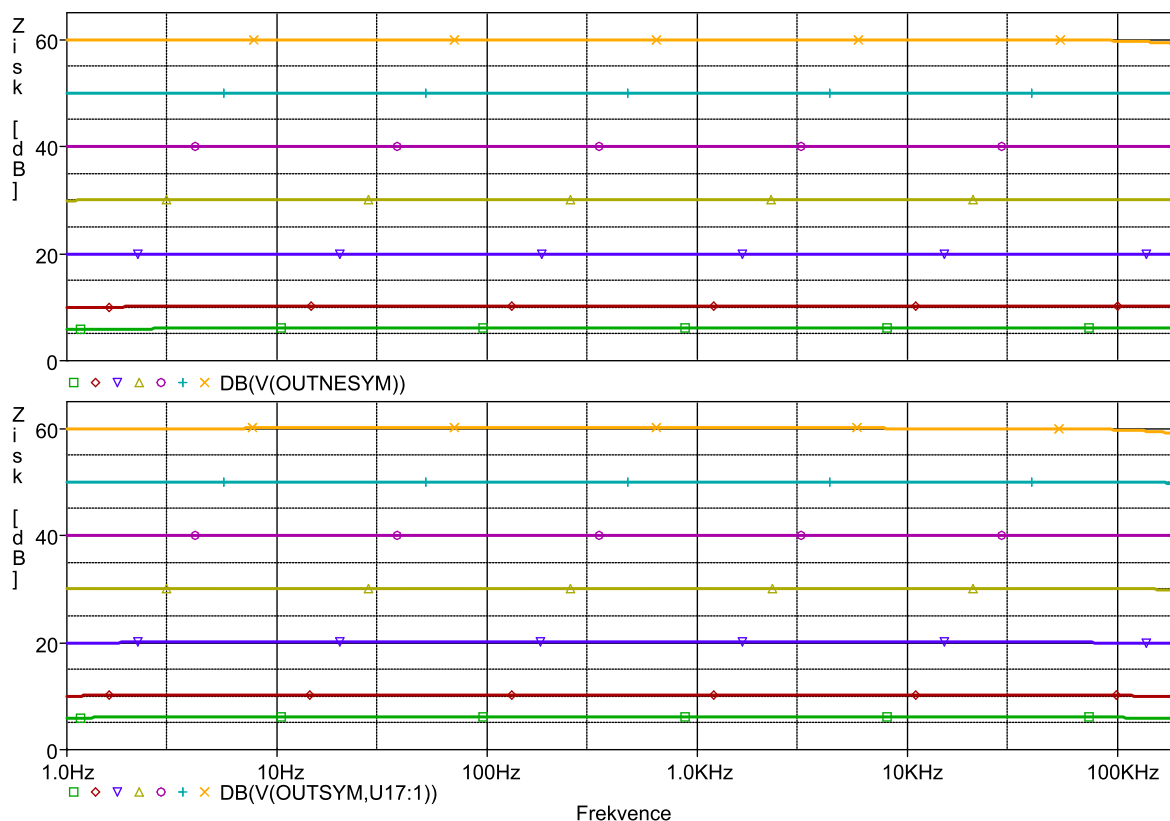
Pro zapojení zesilovače byla simulována klidová stejnosměrná napětí, ze kterých se vychází pro ostatní analýzy. Schéma se značkami napětí na jednotlivých uzlech zapojení je na obrázku 4.12. Simulace proběhla pro vstupní impedanci  $600 \Omega$  a zisk zesilovače  $60 \text{ dB}$ .



Obr. 4.12: Simulace pracovního bodu zesilovače

### 4.7.1 Amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky

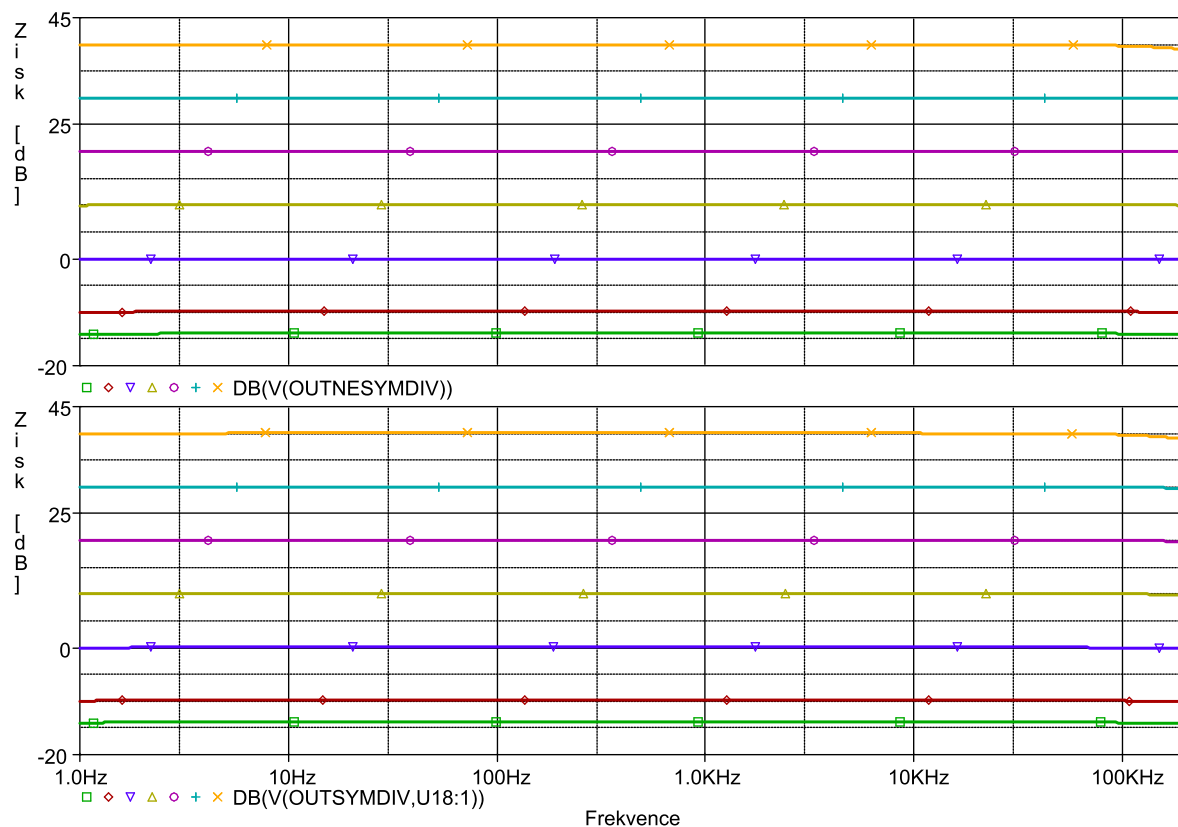
V programu PSpice byly odsimulovány amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky a skupinové zpoždění v závislosti na frekvenci.



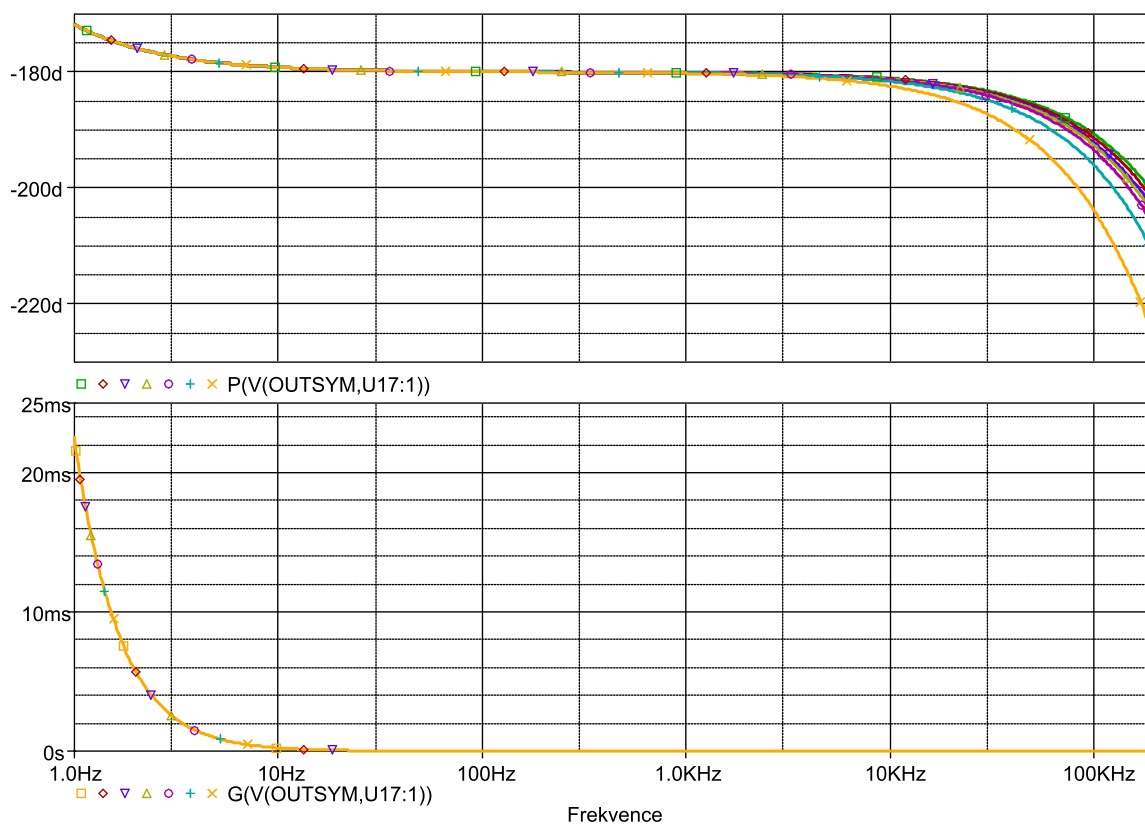
**Obr. 4.13:** Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače bez vstupního děliče

Na obrázku 4.13 je vidět simulace amplitudové frekvenční charakteristiky pro symetrický (spodní graf) i nesymetrický výstup (horní graf). Křivky v obou grafech odpovídají ziskům 6, 10, 20, 30, 40, 50 a 60 dB, bráno odspodu. Na konci frekvenčních charakteristik (200 kHz) jsou patrné poklesy, pro symetrický zesilovač jsou maximálně 1 dB, pro zisk 60 dB. Pokles frekvenční charakteristiky nesymetrického výstupu pro zisk 60 dB je 0,9 dB. Frekvenční charakteristika pro zesilovač se zařazeným vstupním odporovým děličem je vidět na obrázku 4.14. Vstupní dělič zajišťuje útlum signálu 20 dB. Poklesy frekvenčních charakteristik jsou stejné jako v předchozím případě, protože nedošlo ke změně zisku samotného zesilovače, ale jen ke snížení úrovně vstupního signálu.

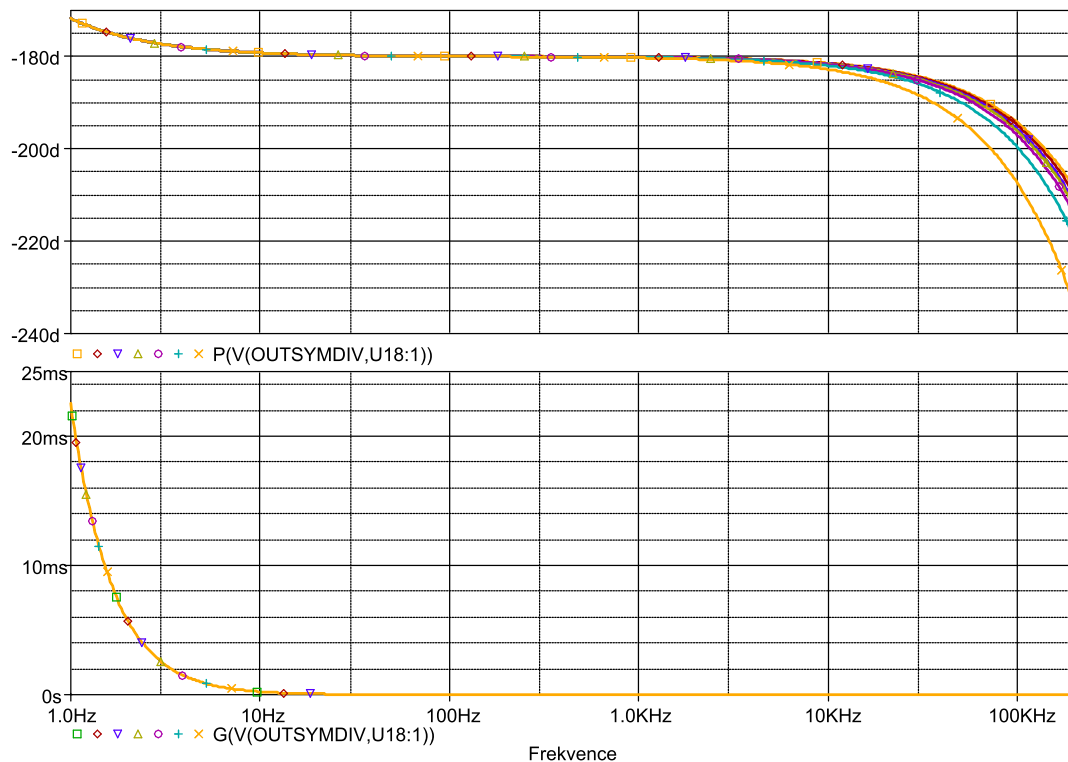
Na grafu 4.15 je vidět fázová charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu a na grafu 4.16 je vidět fázová charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu se zařazeným děličem napětí. Detail skupinového zpoždění na symetrickém výstupu od frekvence 1 kHz do konce pásma je vidět na grafu 4.17, průběhy v horní části odpovídají zapojení bez vstupního děliče, přičemž parametrem v obou grafech je zisk zesilovače 6, 10, 20, 30, 40, 50 a 60 dB, bráno odspodu.



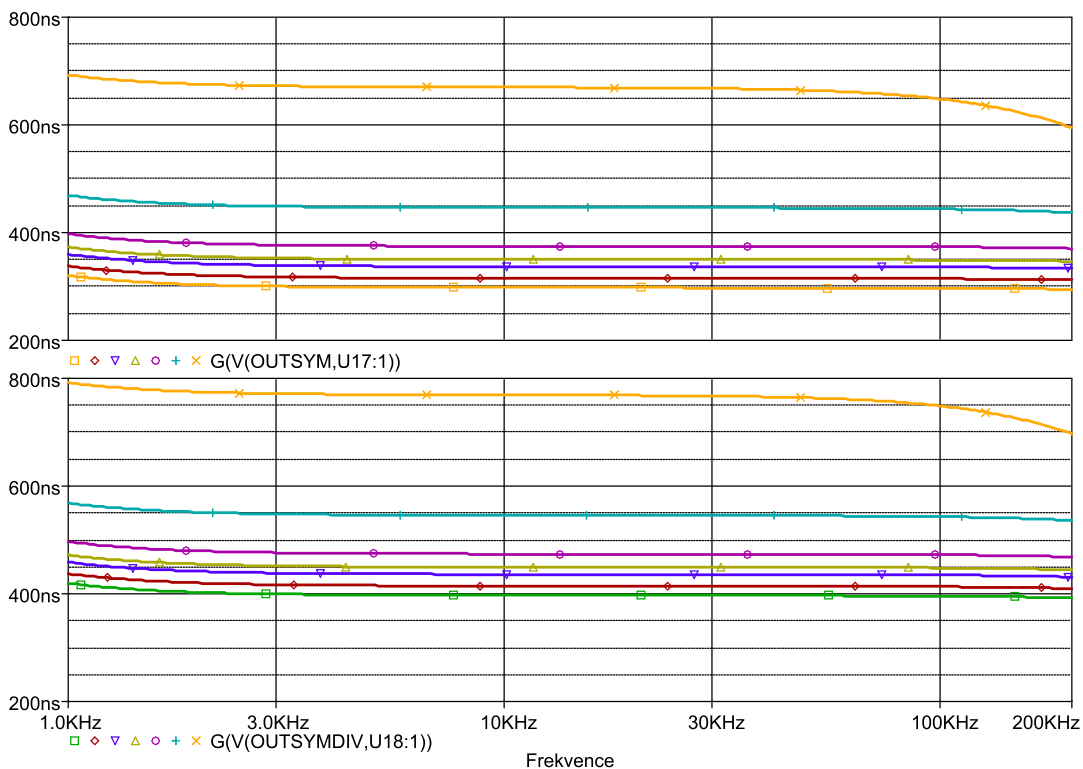
Obr. 4.14: Amplitudová frekvenční charakteristika zesilovače se zařazeným vstupním děličem



Obr. 4.15: Fázová frekvenční charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu



**Obr. 4.16:** Fázová frekvenční charakteristika a skupinové zpoždění symetrického výstupu, vstupní dělič aktivní



**Obr. 4.17:** Detail skupinových zpoždění symetrického výstupu, bez použití děliče (nahore) a s použitím děliče



## 4.7.2 Šumové parametry zesilovače

V programu PSpice byly provedeny šumové analýzy, jejichž výsledky jsou v následujících tabulkách. Simulace byla provedena pro vstupní impedanci měřicího zesilovače 600  $\Omega$ .

Zisk [dB]	Symetrický výstup		Nesymetrický výstup	
	Ekvivalentní vstup. šum [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Výstupní šum. napětí [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Ekvivalentní vstup. šum [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Výstupní šum. napětí [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]
6	28.358	55.587	22.591	45.110
10	17.855	56.021	14.287	45.664
20	5.974	58.612	4.895	48.923
30	2.189	68.116	1.904	60.356
40	1.066	104.932	1.010	101.238
50	0.766	237.601	0.758	239.468
60	0.688	654.147	0.687	664.540

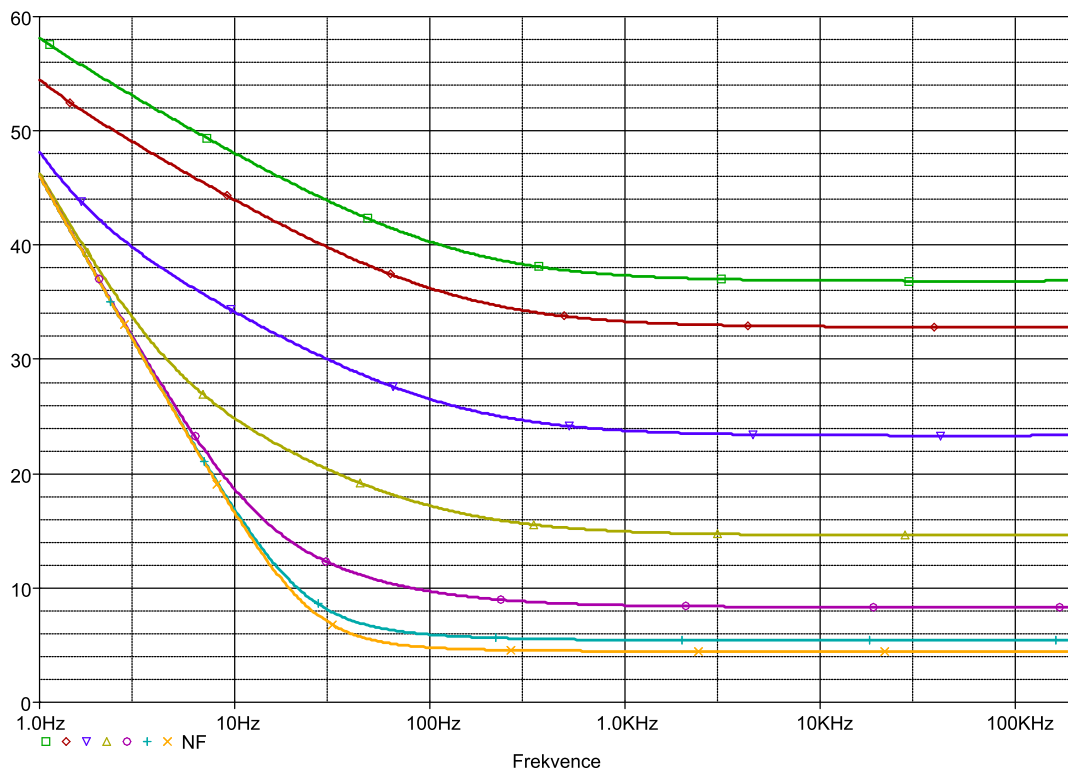
**Tab. 4.2:** Velikost šumových napětí pro zesilovač bez použití vstupního děliče

Zisk [dB]	Symetrický výstup		Nesymetrický výstup	
	Ekvivalentní vstup. šum [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Výstupní šum. napětí [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Ekvivalentní vstup. šum [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]	Výstupní šum. napětí [ $\frac{\mu V}{\sqrt{Hz}}$ ]
6	503.089	48.495	438.559	43.064
10	382.300	59.332	350.301	55.378
20	285.932	139.703	281.766	140.220
30	271.090	420.840	270.658	427.953
40	268.546	1319.477	268.502	1343.675
50	267.956	4150.451	267.952	4226.716
60	267.770	12710.672	267.769	12935.210

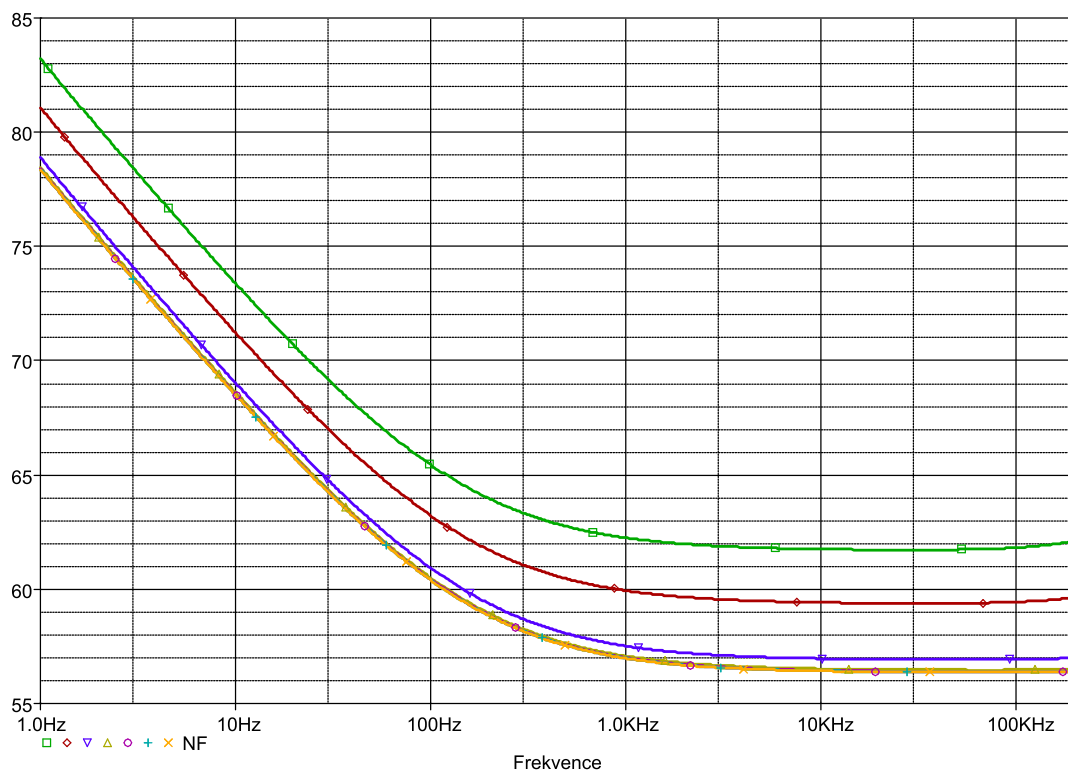
**Tab. 4.3:** Velikost šumových napětí pro zesilovač s použitím vstupního děliče

Také byla simulována frekvenční závislost šumového čísla. Šumové číslo udává množství šumu přidané dvojbranem k signálu, který tímto dvojbranem prochází. K výpočtu šumového čísla posloužila rovnice 4.8, kde  $v(\text{inoise})$  je ekvivalentní šumové napětí. Jmenovatel zlomku zmíněné rovnice představuje normovaný tepelný šum padesátiohmového rezistoru při teplotě 300 K.

$$F = 10 \log \frac{v(\text{inoise})^2}{16.5757565 \cdot 10^{-21} \cdot 50} \quad (4.8)$$



**Obr. 4.18:** Průběh šumového čísla v závislosti na frekvenci bez použití děliče



**Obr. 4.19:** Průběh šumového čísla v závislosti na frekvenci s použitím děliče

# 5

## Výsledky měření

### 5.1 Měření zdrojů

#### 5.1.1 Měření zdroje polarizačního napětí

Vzhledem k vysokému výstupnímu odporu zdroje, nemohlo být výstupní napětí změřeno běžnými voltmetry. Správná velikost výstupního napětí byla nastavena potenciometrem R14 tak, že bylo změřeno vstupní usměrněné filtrované napětí a úbytek na výkonovém regulačním tranzistoru T1. Trimrem bylo otáčeno dokud rozdíl těchto dvou napětí nebyl roven 200 V. Napětí 28 V nebylo měřeno, neboť rezistor R9, který tvoří dělič napětí má vysokou hodnotu odporu, a tak by do měření byla zanesena chyba vlivem nedostatečně vysoké impedance.

#### 5.1.2 Měření zdroje napětí pro mikrofonní předzesilovače

Napětí na výstupu bylo měřeno při zatížení proudem stanoveným v tabulce 2.2. Zároveň byla určena velikost zvlnění výstupního napětí. Výsledky jsou zaznamenány v tabulce 5.2

Nastavené napětí [V]	Výstupní napětí [V]	Zvlnění [mV]
150	149,72	3,29
130	129,52	3,27
120	119,81	4,08
90	89,64	3,75
48	47,81	2,13
28	27,73	2,71

**Tab. 5.1:** Výstupní napětí a zvlnění při dané zátěži

### 5.1.3 Měření zdroje žhavicího napětí, napětí pro výhřev mikrofonu a vlastní zesilovač

U zdrojů napětí pro žhavení katod elektronek, zdrojů napětí pro výhřev mikrofonů a zesilovač bylo změřeno zvlnění výstupního napětí naprázdno a při navrhované zátěži 200 mA. Výsledky měření jsou v následující tabulce.

Výstupní napětí [V]	Zvlnění napětí naprázdno [mV]	Zvlnění napětí při proudu 200 mA [mV]
6	30	2,37
12	26	4,11
15	28	4,20
-15	28	4,21

Tab. 5.2: Výstupní napětí a zvlnění při dané zátěži

## 5.2 Měření zesilovače

### 5.2.1 Oživování zesilovače

Deska plošných spojů zesilovače byla osazena nejprve pasivními komponentami, poté bylo přistoupeno k osazování aktivních prvků. Po každém osazení aktivního prvku byl změřen proudový odběr v obou napájecích větvích. Nakonec byly osazeny INA163 a DRV135. Po přivedení sinusového průběhu o amplitudě v řádu desítek milivolt na vstup, objevil se na výstupu zesílený vstupní signál. Během manipulace s deskou zesilovače se však na jeho výstupu objevily oscilace na frekvenci okolo 170 kHz. Při vyšetřování závady byl odhalen špatný kontakt vývodů přístrojového zesilovače INA163 s pájecími plochami desky. Příčinou bylo špatné zapájení vývodů. Po opravě byla ověřena správná funkčnost obvodu a bylo přistoupeno k měření offsetových napětí a dalších napěťových poměrů v obvodu zesilovače. Měření bylo opakováno pro různé konfigurace (permutace zisků zesilovače a vstupních impedancí) při zatížení vstupu rezistorem s hodnotou odporu  $75 \Omega$ , simulující nízký výstupní odpor mikrofonních zesilovačů a nepřipojeným vstupem pro zjištění vnitřních stavů zesilovače při odpojeném mikrofonu. Symetrický výstup zesilovače byl zatížen  $600 \Omega$ , nesymetrický výstup nebyl zapojen vůbec. Napětí bylo měřeno multimetrem METEX M-4640A.

Z naměřených hodnot lze vyčíst, že offsetové napětí na nesymetrickém výstupu, stejně tak, diferenciální offset na výstupech linkového symetrického budiče je přibližně dvojnásobkem offsetového napětí na výstupu INA163 při každé konfiguraci zesilovače, viz obrázek 5.1. Z toho lze vyvodit, potřebu použití obvodu na potlačení výstupního stejnosměrného offsetu přístrojového zesilovače nebo stejnosměrné oddělení mezi jednotlivými zesilovacími

stupni. Předpoklad tedy je, že použitím jednoho z navrhovaných řešení dojde k výraznému poklesu offsetových napětí na výstupních portech zesilovače z nepřijatelné hodnoty až 300 mV. Vzhledem k nízké vstupní impedanci linkového symetrického budiče 10 k $\Omega$  [16], by oddělovací kondenzátor musel mít kapacitu v řádu milifaradů. Lepším řešením by bylo použití DC serva, které by vyžadovalo výrobu nové desky plošných spojů.



## 5.2.2 Vstupní a výstupní impedance

Po ověření, že žádná konfigurace zesilovače nezpůsobí jeho nepřijatelný stav, bylo přikročeno k měření vstupních a výstupních impedancí. K měření byl použit RLC můstek HAMEG HM8118. Byly odměřeny moduly a fázové posuvy vstupní impedance v závislosti na frekvenci pro všechny konfigurace zesilovače. Tabulka naměřených hodnot je na obrázku ???. Pro nastavenou největší vstupní impedanci se fázový posuv v závislosti na frekvenci mění nejvýrazněji. Důvodem je velikost kapacity v RFI filtru.

Impedance [ $\Omega$ ]	Odpor [ $\Omega$ ]	Kapacita [ $pF$ ]
600	620	70
600, s děličem	620	60
10k	10,7k	75
10k, s děličem	10,7k	65
50k	50k	76
50k, s děličem	50,2k	65

**Tab. 5.3:** Vstupní odpor a paralelní kapacita v závislosti na nastavené jmenovité impedanci vstupu

Dále byly odměřeny vstupní odpor a kapacita při frekvenci 1 kHz pro každou volbu vstupní impedance se zařazeným vstupním děličem i bez něj.

Výstup	Výstupní impedance [ $\Omega$ ]
Symetrický	52
Nesymetrický	22m

**Tab. 5.4:** Vnitřní odpory jednotlivých výstupů zesilovače

Naposledy byly odměřeny výstupní odpory zesilovače. Ani jeden z koncových stupňů nebude zničen případným zkratovým proudem [16] [17], proto nebylo nutné dodatečně upravovat výstupní impedanci.

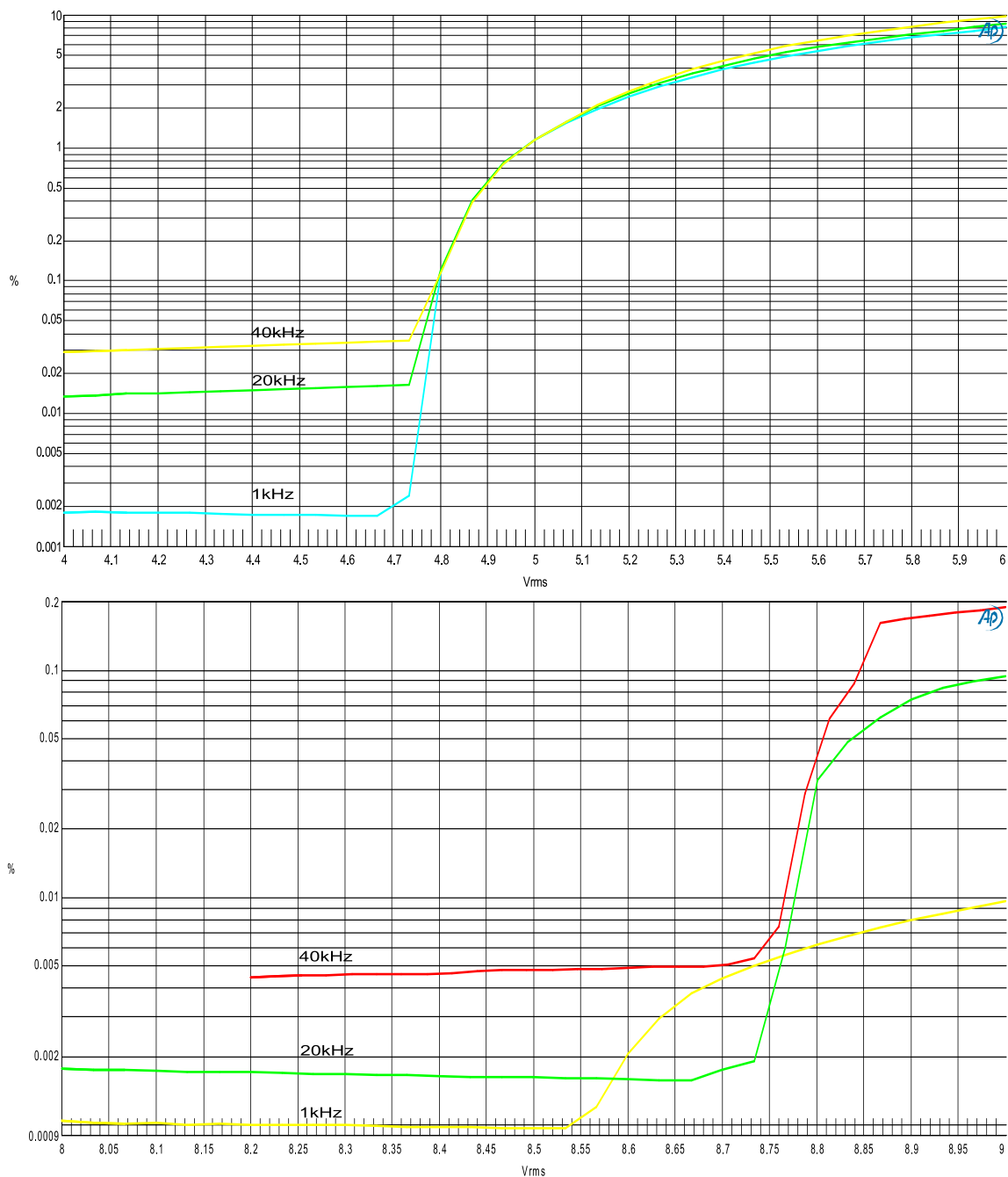
Frekvence [Hz]	20		100		1k		10k		100k		200k	
	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]	Modul [ $\Omega$ ]	Fáz. Pos. [°]
600	620	0	621	-0,01	621	-0,02	621	-0,15	617	-1,1	615	-2,05
600, s děličem	620	0	621	-0,01	621	-0,02	621	-0,13	619	-0,74	619	-1,65
10k	10,7k	-0,02	10,7k	-0,2	10,7k	-0,29	10,6k	-2,7	9,3k	-17	8,1k	-28
10k, s děličem	10,7k	-0,02	10,7k	-0,2	10,7k	-0,25	10,6k	-2,3	10k	-12	9,3k	-25
50k	50,8k	-0,1	50,7k	-0,7	50k	-1,3	48k	-12,4	23,4k	-48	15,1k	-61
50k, s děličem	51,2k	-0,1	51,1k	-1,1	50k	-1,3	48k	-10,4	26,5k	-40	20k	-66

Obr. 5.2: Tabulka impedancí vstupu zesilovače v závislosti na frekvenci



### 5.2.3 Zisk zesilovače

Další měření probíhala na audioanalyzátoru Audio Precision SYS-2722. Před měřením zisků bylo potřeba určit, jaké maximální napětí je možné přivést na vstup zesilovače, aby nebyl ani jeden stupeň v saturaci. Toto napětí bylo určeno tak, že byl sledován prudký nárůst zkreslení průchozího signálu v závislosti na vstupním napětí. Maximální vstupní napětí bylo zvoleno před kolenem prudkého nárůstu zkreslení a činí 4,6 V efektivního napětí. Tato hodnota byla označena jako 0 dBr. Samotné měření zisků probíhalo pro velikost vstupního napětí  $-20$  dBr.



**Obr. 5.3:** Graf zkreslení vstupního signálu v procentech v závislosti na vstupním napětí. Nahoře graf zkreslení na nesymetrickém výstupu, dole zkreslení na symetrickém výstupu

V tabulce 5.5 jsou zaneseny naměřené zisky a spočteny odchylky od jmenovitých hodnot. Také je určena průměrná chyba zisku. Průměrné chyby zisku mezi stavy, kdy je dělič aktivní a kdy není, nejsou nijak výrazně rozdílné, z čehož lze usoudit, že útlum samotného děliče se neliší od 20 ,dB. Největší odchylka od průměrné chyby zisku je vidět u jmenovitého zisku 60 dB a činí přibližně 150 mdB. Odchylky od průměrné chyby zisku lze vysvětlit tolerancí zpětnovazebních rezistorů. Průměrnou odchylku od jmenovitých hodnot zisků lze odůvodnit chybami zisku jednotlivých stupňů, konkrétně INA163 a DRV135.

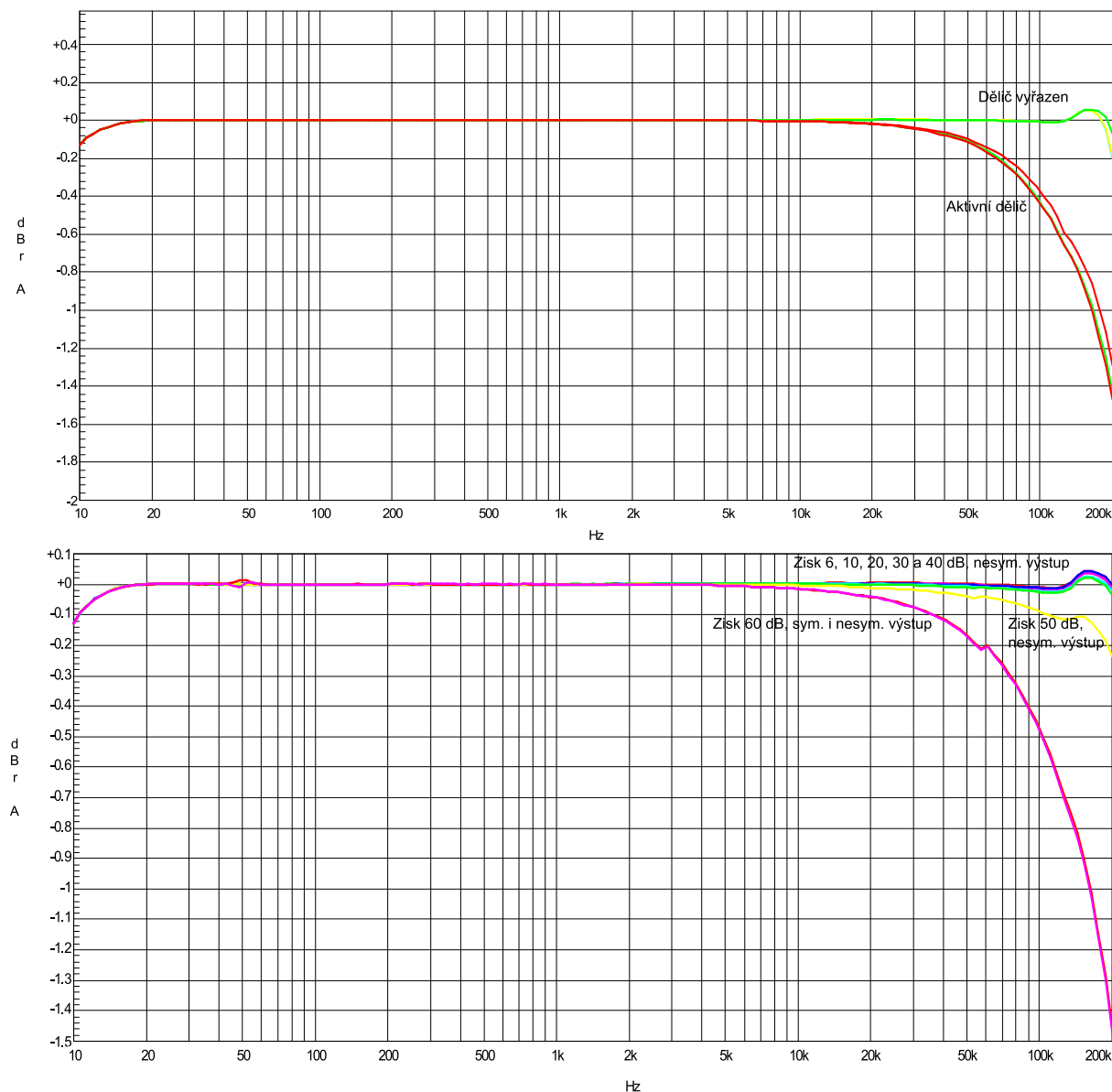
	Bez děliče			
Nast. zisk [dB]	Sym. výstup [dB]	Odchylka [dB]	Nesym. výstup [dB]	Odchylka [dB]
6	6,731	0,731	6,012	0,012
10	10,804	0,804	10,060	0,060
20	20,686	0,686	19,954	0,046
30	30,690	0,690	29,988	0,012
40	40,717	0,717	40,015	0,015
50	50,725	0,725	50,006	0,006
60	60,546	0,546	59,825	0,175
Prům. chyba		0,699		0,046
	S děličem			
Nast. zisk [dB]	Sym. výstup [dB]	Odchylka [dB]	Nesym. výstup [dB]	Odchylka [dB]
-14	-13,332	0,668	-14,042	0,042
-10	-9,248	0,752	-9,994	0,006
0	0,632	0,632	0,097	0,097
10	10,639	0,639	9,935	0,065
20	20,664	0,664	19,965	0,035
30	30,700	0,700	30,046	0,046
40	40,519	0,519	39,861	0,139
Prům. chyba		0,653		0,061

**Tab. 5.5:** Tabulka naměřených zisků pro oba výstupy a všechny jmenovité zisky

## 5.2.4 Amplitudové frekvenční charakteristiky zesilovače

Frekvenční charakteristiky byly proměřeny od 10 Hz do 200 kHz, více použitý měřící systém neumožňoval. Přesto byly získány grafy vystihující chování zesilovače, pomíneme-li úsek od desetin Hz do 10 Hz. Křivky následujících grafů jsou normovány na frekvenci 1 kHz, aby byly vidět jejich vzájemné deformace. Symetrický výstup byl zatížen impedancí 600  $\Omega$ , nesymetrický výstup impedancí 100  $k\Omega$ . Impedance zdroje signálu byla 40  $k\Omega$ . Na obrázku 5.4 nahoře je v grafu vidět rozdíl frekvenčních charakteristik v závislosti na tom, zda je vstupní dělič aktivní nebo ne. Velký pokles charakteristik při aktivním děliči je způ-

soben velkým sériovým odporem symetrického děliče, který se vstupní kapacitou INA163 tvoří dolní propust. Menších deformací charakteristik by bylo dosaženo při použití kompenzovaného děliče. Tím by byl zvětšen frekvenční rozsah a k poklesům by docházelo až nad hranicí 200 kHz. Tyto křivky odpovídají nastavenému zisku zesilovače 6 dB.

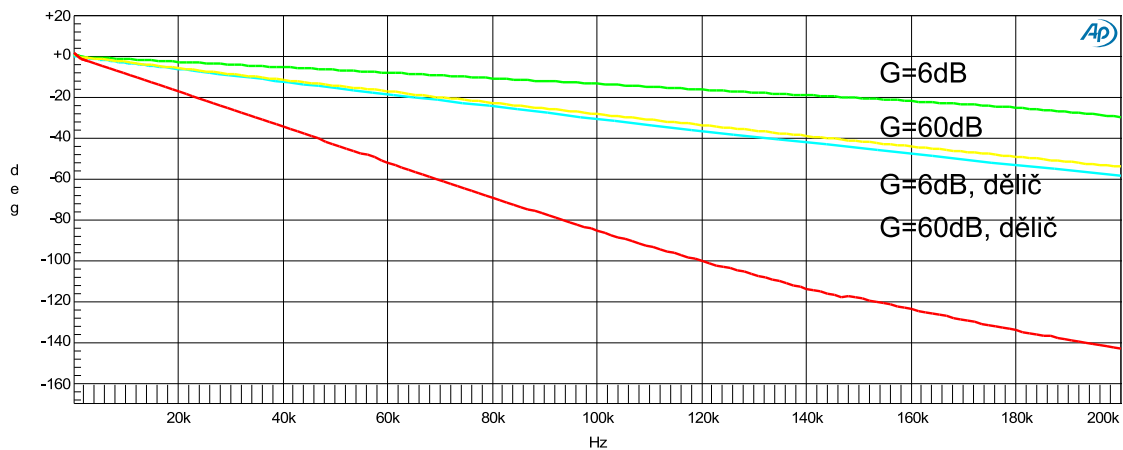


**Obr. 5.4:** Deformace frekvenčních charakteristik

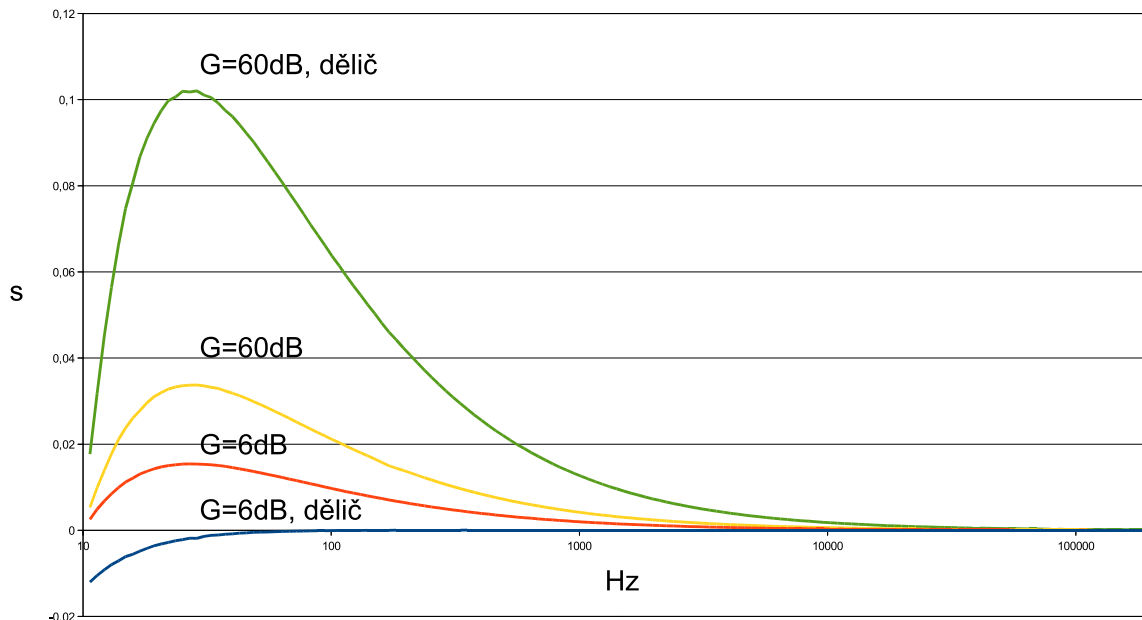
Spodní graf v témže obrázku znázorňuje odlišnosti frekvenčních charakteristik v závislosti na nastaveném zisku pro nesymetrický výstup. Také bylo provedeno měření na symetrickém výstupu pro zisk 60 dB. Výsledná křivka je prakticky identická pro nesymetrický výstup se stejným ziskem. Důvodem je přiblížení se hraničním možnostem přístrojového zesilovače INA163.

### 5.2.5 Fázová frekvenční charakteristika zesilovače

Audioanalyzátořem byla také změřena fázová frekvenční charakteristika pro dva zisky a kombinace se vstupním děličem. Při měření fázové charakteristiky zesilovače se ziskem 60 dB a aktivním děličem zřejmě došlo k chybě, neboť v rozsahu zhruba do 100 Hz vychází kladná fáze, což by odpovídalo impedančnímu charakteru. Audioanalyzátoř neumí měřit přímo fázové zpoždění, proto muselo být dopočteno. Fázové zpoždění je uváděno v sekundách v závislosti na frekvenci. Chyba měření fáze je v obrázku 5.6 o to patrnější, že fázové zpoždění vychází záporné, což je nesmysl. Skupinové zpoždění pro zisk 6 dB, bez děliče činí na frekvenci 1 kHz přibližně  $49 \mu s$



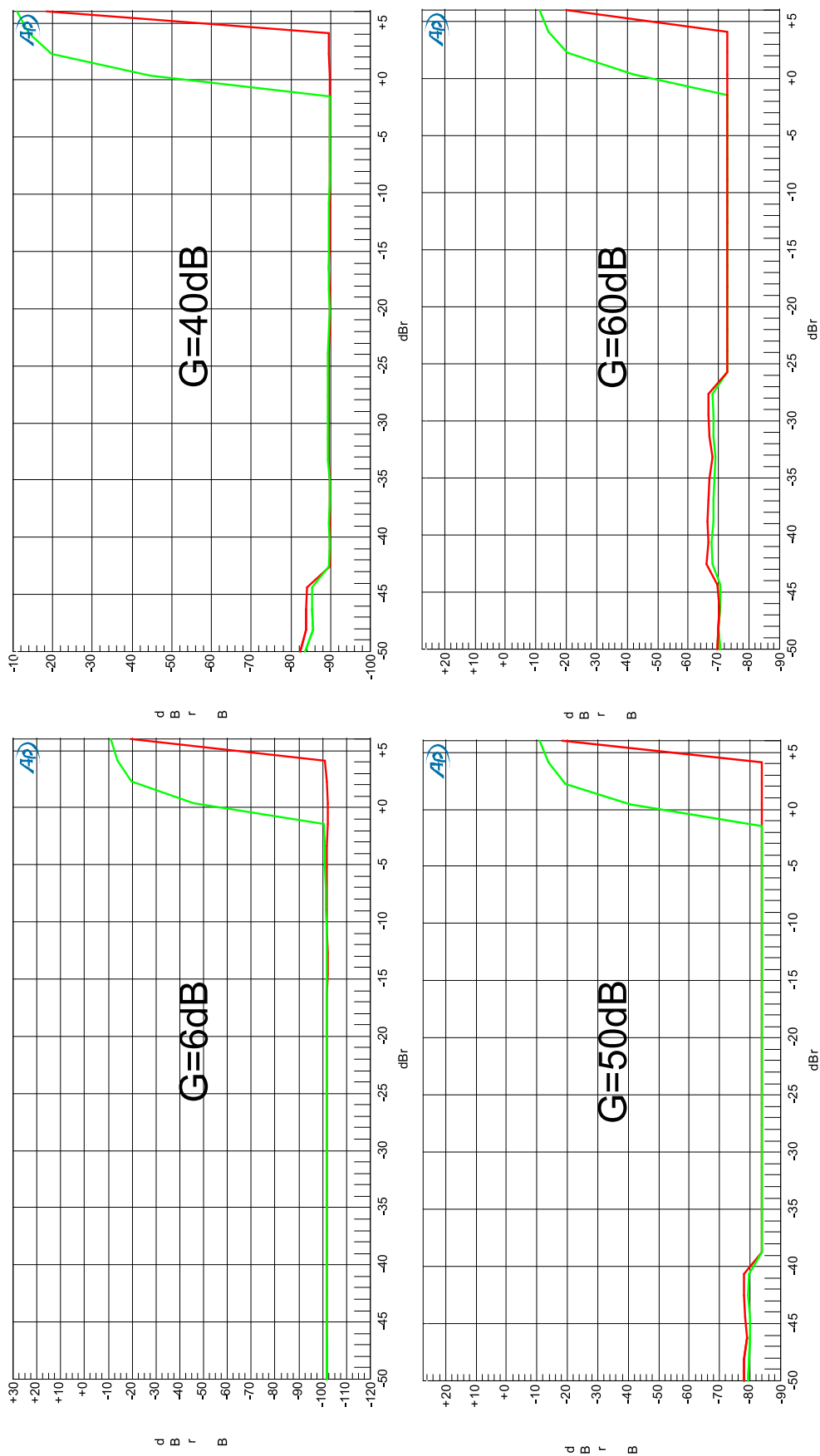
Obr. 5.5: Fázová frekvenční charakteristika



Obr. 5.6: Fázové zpoždění

### 5.2.6 Harmonické zkreslení a šum zesilovače

Harmonické zkreslení a šum zesilovače bylo měřeno na šířce pásma  $B=20$  kHz. Budící signál měl frekvenci 1 kHz, impedance zdroje signálu  $40\ \Omega$ , vstupní impedance zesilovače  $600\ \Omega$ , zatěžovací impedance symetrického vstupu  $600\ \Omega$  a zatěžovací impedance nesymetrického vstupu  $100\ k\Omega$ . Zkreslení není vyjádřeno v procentech, jak je zvykem, ale v decibelech. Úroveň produktů zkreslení a šumu na výstupu je vztažena k plnému výstupnímu napětí, tedy k napětí 9,178 V. Jedná se o takzvané absolutní vyjádření úrovně rušivých produktů. Dynamika měřeného zesilovače dosahuje až 100 dB, v případě nastaveného zisku 6 dB.



**Obr. 5.7:** THD+N v závislosti na úrovni vstupního napětí. Nahoře vlevo graf pro zisk 6 dB, vpravo zisk 40 dB, dole vlevo zisk 50 dB, vpravo zisk 60 dB. Červené průběhy odpovídají symetrickému výstupu, zelené pak nesymetrickému

### 5.2.7 Rušivá napětí

Rušivá napětí byla změřena pro několik konfigurací zesilovače a zdroje signálu. Na výstupní signál byl aplikován jak filtr typu A, respektující sluchový vjem, tak i přísnější filtr, podle normy CCIR. Z naměřených hodnot (tabulka 5.6) vyplývá, že rušivá napětí nejsou prakticky závislá na impedanci zdroje signálu, ale na vstupní impedanci zesilovače. Největším zdrojem šumu je však rezistorový dělič napětí, díky kterému vzrostl šum až trojnásobně. Při aktivním děliči nemohla být odměřena rušivá napětí pro zisk zesilovače 6 dB, neboť měřicí systém nemohl dostatečně vybudit svůj výstup. Proto byla rušivá napětí změřena pouze pro zisk 60 dB, při aktivním děliči.

$Z_G = 40 \Omega, Z_{IN} = 600 \Omega$				
A-filtr		CCIR		
Zisk [dB]	[mV]	[dB]	[mV]	[dB]
6	19,2	-113,7	28,5	-110,3
60	274	-90,7	392	-87,5
$Z_G = 600 \Omega, Z_{IN} = 50 k\Omega$				
6	21,5	-113	30,8	-110
60	2300	-71	3200	-70
Aktivní dělič				
$Z_G = 40 \Omega, Z_{IN} = 50 k\Omega$				
60	8300	-61	11,5	-50,5
$Z_G = 600 \Omega, Z_{IN} = 50 k\Omega$				
60	8300	-61	11,5	-50,5

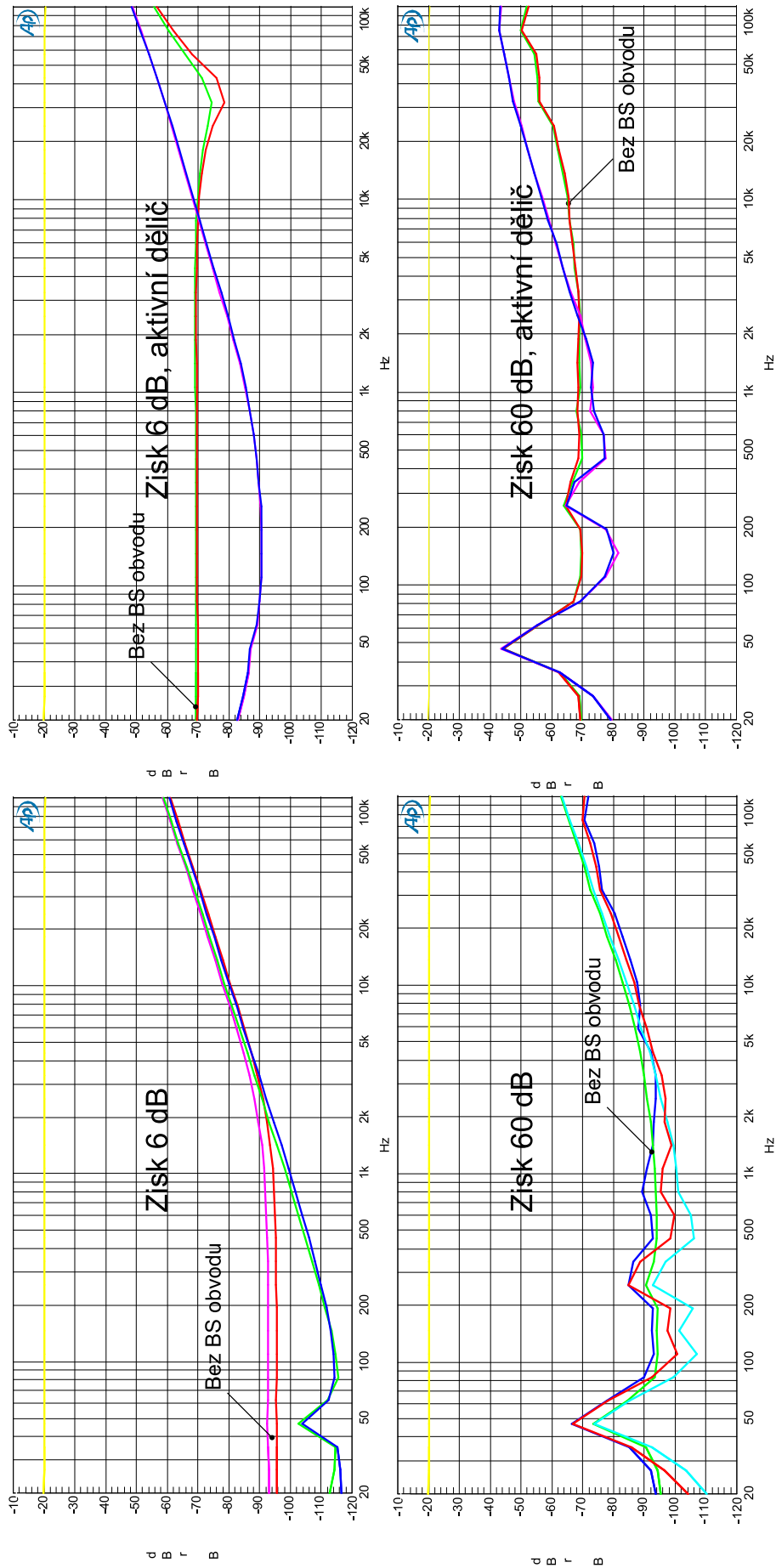
**Tab. 5.6:** Tabulka naměřených rušivých napětí v pásmu 20 kHz

### 5.2.8 Činitel potlačení souhlasného rušení

Činitel potlačení souhlasného rušení byl určen metodou popsanou v ČSN EN 60268-3. Nejprve byl změřen zisk zesilovače, poté byl jeden ze signálových vodičů symetrického vstupu přerušen a do cesty byl vložen  $10 \Omega$  rezistor. Na oba signálové vodiče bylo pak přivedeno shodné napětí, a to o takové velikosti, aby výstupní napětí dosahovalo přibližně stejného napětí, jako při měření zisku zesilovače. V tomto stavu byl stanoven nový zisk zesilovače, jehož převrácená hodnota se od původního zisku odečítá. Měření se opakovalo pro rozažovací rezistor i v druhé větvi a jako výsledný činitel potlačení souhlasného rušení se považuje horší (menší) odstup. Stanovení CMRR bylo provedeno pro zisky zesilovače 6 dB a 60 dB, při zařazeném i vyřazeném děliči a při aktivním i neaktivním obvodu pro zlepšení činitele potlačení souhlasného rušení. Při měření CMRR bez obvodu bootstrap, byl operační zesilovač zajišťující buffer vyňat z patice a rezistor R16 a kondenzátor C7 byly zkratovány.

Referenční úroveň je v grafu vyznačena žlutou křivkou. Vzdálenost ostatních křivek od této je právě činitel potlačení souhlasného rušení. Jak je vidět z grafů, bootstrapový obvod se uplatňuje zejména na nízkých frekvencích do frekvence 2 kHz. Při zisku 6, dB zlepšil činitel potlačení souhlasného rušení až o 20 dB. Ještě lépe se uplatnil při zisku 6 dB a aktivním děliči, kdy je pásmo zlepšení o 15 ,dB od 30 Hz do 1 kHz. Při ziscích 60 dB je vidět výraznější rušení okolo frekvence 50 Hz, způsobené nízkou budící úrovní. Při vysokém zisku téměř není rozdíl mezi průběhy s bootstrapem a bez něj. Naopak na vyšších frekvencích je vykazováno horší CMRR při použití bootstrapového obvodu. To může být způsobeno velkou časovou konstantou, viz předchozí kapitola.





Obr. 5.8: Měření CMRR

### **5.2.9 Detektor přebuzení**

Ověření správnosti indikace detektoru přebuzení bylo ověřeno rozmítáním vstupního napětí. LED dioda se rozsvítila při vstupním napětí 4,1 V efektivního napětí, což přibližně odpovídá navržené hodnotě špičkového napětí 5,7 V. V praxi se ukázalo, že svit diody je v některých případech příliš dlouhý, neboť detektor zachytí i krátké napěťové špičky, a dochází k rozsvícení diody i při transientních dějích, jako je přepínání děliče nebo zisku zesilovače.

### 5.2.10 Technické údaje zesilovače

Parametr	Hodnota
Vstupní impedance	600 $\Omega$ , 10 k $\Omega$ , 50 k $\Omega$ $\pm 3\%$ @1 kHz
Zisky bez děliče, sym. výstup	6, 10, 20, 30, 40, 50, 60 dB $\pm 0,7$ dB@1 kHz
Zisky s děličem, sym. výstup	-14, -10, 0, 10, 20, 30, 40 dB $\pm 0,7$ dB@1 kHz
Zisky bez děliče, nesym. výstup	6, 10, 20, 30, 40, 50, 60 dB $\pm 0,17$ dB@1 kHz
Zisky bez děliče, nesym. výstup	-14, -10, 0, 10, 20, 30, 40 dB $\pm 0,17$ dB@1 kHz
Frekvenční rozsah	10 Hz - 200 kHz pro zisky 0 dB - 50 dB $\pm 0,2$ dB 10 Hz - 200 kHz pro zisk 60 dB $\pm 1,5$ dB
Maximální vstupní napětí	8,5 V efektivních
Maximální výstupní napětí	17 V efektivních
THD+N	-70 dB
Rušivá napětí, bez děliče	-87,5 dB
Rušivá napětí, s děličem	-50,5
CMRR @ 1 kHz	$> -55$ dB
Polarizační napětí	28 a 200 V
Nap. napětí mikrofonních zesilovačů	28, 48, 90, 120, 130, 150 V

**Tab. 5.7:** Tabulka technických parametrů zesilovače

# 6

## Závěr

Analýza trhu s profesionálními měřícími zesilovači byla provedena v kapitole 2. Dále byla provedena rešerše parametrů kondenzátorových měřících mikrofونů. Následně byly stanoveny požadavky na zdroje napětí pro provoz těchto mikrofونů a nároky kladené na měřící zesilovač.

Na základě požadavků z kapitoly 2 byl proveden napájecí částí realizovaného zařízení včetně návrhu síťového toroidního transformátoru. Při návrhu byly použity simulace v programu PSpice pro získání představy o reálném chování zapojení.

V kapitole 4 je popsán postup návrhu měřícího zesilovače a jeho částí včetně pomocných obvodů např. pro zvýšení činnosti potlačení souhlasného rušení nebo detekci přebuzení posledního stupně tvořícího linkový budič symetrického výstupu.

Technické parametry zesilovače byly simulovány v programu PSpice, zejména byly použity simulace pro zjištění zvlnění amplitudových a frekvenčních charakteristik, šumových parametrů zesilovače a činitele potlačení souhlasného rušení. Byl simulován také obvod detekce přebuzení zesilovače pro zjištění rychlosti reakce na přebuzení o definované velikosti.

Realizovaná zapojení byla oživena a podrobena měření kritických technických parametrů.

Výsledky řešení diplomové práce lze stručně shrnout do následujících bodů:

- byla provedena analýza trhu s profesionálními měřícími zesilovači
- byla provedena rešerše technických parametrů dostupných měřících kondenzátorových mikrofونů
- byl proveden návrh a realizace obvodů napájecího zdroje a zesilovače a pomocných obvodů
- parametry napájecích zdrojů byly změřeny
- parametry zesilovače změřeny

Při porovnání stanovených cílů diplomové práce, které měly být dosaženy a jsou uvedeny v zadání, s výsledky diplomové práce, je možné konstatovat, že byl proveden návrh zesilovače a napájecích obvodů i detektoru přebuzení. Dále byl proveden návrh desek plošných spojů, jejich osazení a změření parametrů realizovaných částí.

Během oživování zdroje bylo odhaleno několik pochybení při návrhu desek plošných spojů. Konkrétně se jedná o chybějící vodivou cestu mezi kladným napětím  $+15\text{ V}$  a zdrojem  $\pm 11\text{ V}$ . Po opravě tohoto nedostatku zdroje napětí fungují bez problému. Dále nebyla dodržena konzistence mezi otočným přepínačem pro volbu vstupní impedance a deskou zesilovače. Důsledkem toho byla potřeba doplnit na straně desky přepínačů jeden spoj od 3. polohy otočného přepínače k relé MED15 na desce plošných spojů zesilovače.

Relé MEDER, která byla použita na desce zesilovače jsou stíněná magneticky a elektricky, avšak jejich opláštění není výrobcem vyvedeno na pro připojení do desky plošných spojů. Proto byla použita samolepicí měděná fólie, primárně určená pro opravy plošných spojů, pro vodivé pospojování jednotlivých relé a konečně jejich spojení s nulovým potenciálem zesilovače.

Dále byl vytvořen stínící kryt na oddělovací kondenzátory, neboť existuje riziko, že se kvůli jejich velkým fyzickým rozměrům mohou chovat jako přijímače rušení, například od síťového transformátoru. Ten byl samozřejmě také spojen s nulovým potenciálem napájení zesilovače.

Desky plošných spojů byly navrženy pro instalaci do kovové přístrojové skříně typu 19" rack, s výškou 2U. Konkrétně skříň s označením CP-37-2, výrobce COMBIPLAST. Tato skříň však nebyla zakoupena a veškerá měření tedy byla prováděna mimo ni. Při instalaci zařízení do této skříně bude tato skříň rozdělena na dva prostory, kde vpředu, bude deska zesilovače a deska přepínačů a vzadu deska zdrojů napětí a síťový transformátor. Tyto dva prostory budou odděleny vodivou přepážkou, zajišťující odstínění možných rušení. V přepážce bude otvor pro vodiče spojující zdroj napětí se zbytkem zařízení.

Při měření bylo zjištěno několik nedostatků na zapojení zesilovače. Jedná se zejména o vysoká offsetová napětí. Popis jejich původu a možnosti jejich eliminace je nastíněn v kapitole 5.2.1. Dále bylo zjištěno, že obvod pro zlepšení potlačení souhlasného signálu nemá až takový efekt, jak by se dalo očekávat. Dále jistě stojí za zvážení změna topologie vstupního útlumového článku tak, aby sériový odpor byl co nejmenší, případně zvolit kapacitně kompenzovaný dělič napětí, pro zvětšení šířky pásma zesilovače při aktivním vstupním děličem.

# Literatura

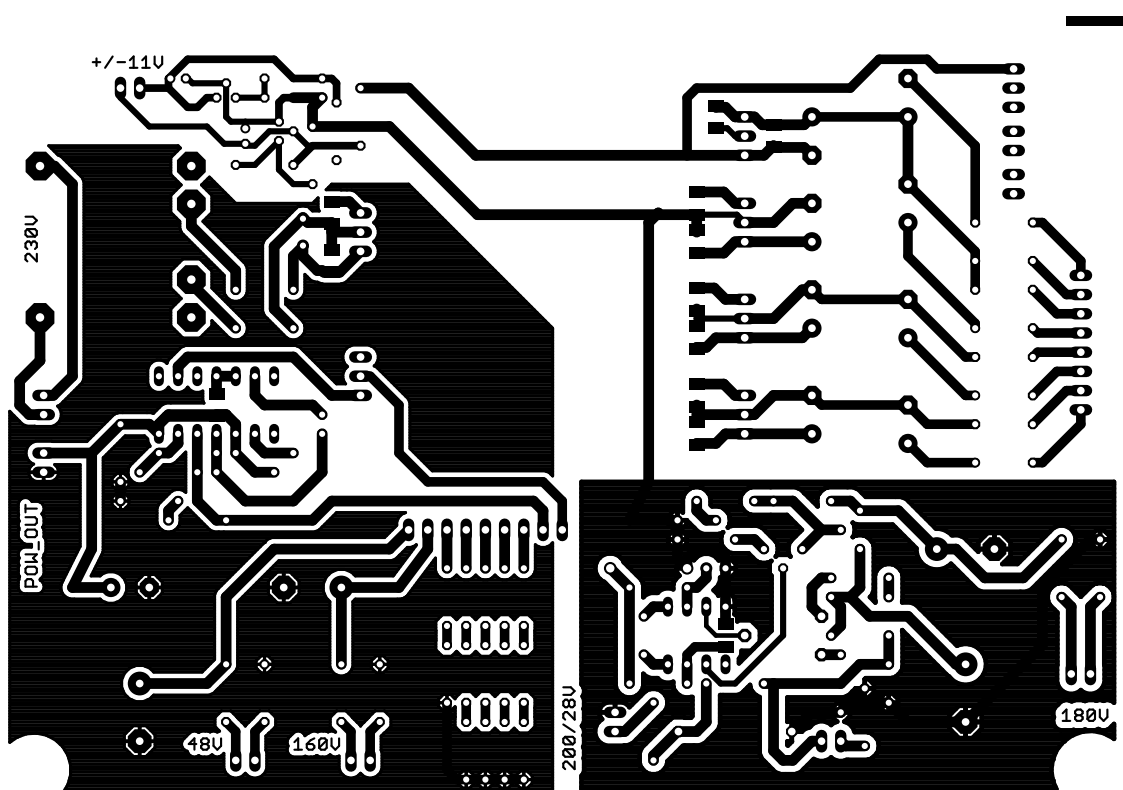
- [1] BRÜEL & KJAER. Microphone handbook [online]. 1996 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.bksv.com/doc/be1447.pdf>
- [2] TEXAS INSTRUMENTS. UA723 Precizní napěťový regulátor [online]. 1999 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ua723.pdf>
- [3] FAIRCHILD SEMICONDUCTORS. Třívývodový regulátor napětí [online]. 2011 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/ds/LM/LM7805.pdf>
- [4] BRÜEL & KJAER Cathode follower type 2615 [online]. 2010 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z:
- [5] BRÜEL & KJAER Type 2619 preamplifier [online]. 2010 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z:
- [6] BRÜEL & KJAER Microphone preamplifier - type 2669 [online]. 2010 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.bksv.com/doc/bp1645.pdf>
- [7] BRÜEL & KJAER Microphone preamplifier - type 2670 [online]. 2010 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.bksv.com/doc/bp1584.pdf>
- [8] BRÜEL & KJAER Microphone preamplifier - type 2673 [online]. 2010 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.bksv.com/doc/bp1422.pdf>
- [9] MICROTECH            GEFELL            Messmikrofonvorverstärker            MV  
302            [online].            2010            [cit.            2012-05-01].            Dostupné            z:  
<http://www.microtechgefell.de/index.php/messtechnik/schall/verstaerker/407-mv302>
- [10] MICROTECH            GEFELL            Messmikrofonvorverstärker            MV            203  
/            MV            204 [online].            2010            [cit.            2012-05-01].            Dostupné            z:  
<http://www.microtechgefell.de/index.php/messtechnik/schall/verstaerker/407-mv203>
- [11] MICROTECH            GEFELL            Messmikrofonvorverstärker            MV  
220            P48            [online].            2010            [cit.            2012-05-01].            Dostupné            z:

- <http://www.microtechgefell.de/index.php/messtechnik/schall/verstaerker/407-mv220>
- [12] EARTHWORKS M50, USERS MANUAL [online]. 2011 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.earthworksaudio.com/wp-content/uploads/2012/07/M50manual.8.pdf>
- [13] TEXAS INSTRUMENTS. TL783 Precizní napěťový regulátor [online]. 1999 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/TL783.pdf>
- [14] MOTOROLA. NPN křemíkový výkonový tranzistor MJE13009 [online]. 1999 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/dokumentace/211/211-103/dsh.211-103.1.pdf>
- [15] TEXAS INSTRUMENTS. Nízkošumový přístrojový zesilovač s nízkým zkreslením [online]. 2005 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina163.pdf>
- [16] AUDIO BALANCED LINE DRIVERS DRV134, DRV135 [online]. 1998 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z [www.ti.com/lit/ds/symlink/drv135.pdf](http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv135.pdf)
- [17] LF411 Low Offset, Low Drift JFET Input Operational Amplifier [online]. 2000 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z <https://www.national.com/ds/LF/LF411.pdf>
- [18] TEXAS INSTRUMENTS. TL431C, TL431AC, TL431I, TL431AI, TL431M, TL431Y ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS [online]. 1998 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/gpn/tl431>
- [19] VOBORNÍK, Aleš. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI. *Mikrofonní zesilovač*. Plzeň, 2006.
- [20] WHITLOCK, Bill. A NEW BALANCED AUDIO INPUT CIRCUIT FOR MAXIMUM COMMON-MODE REJECTION IN REAL-WORLD ENVIRONMENTS. A NEW BALANCED AUDIO INPUT CIRCUIT FOR MAXIMUM COMMON-MODE REJECTION IN REAL-WORLD ENVIRONMENTS. 1996, č. 1. Dostupné z: <http://www.jensen-transformers.com/an/ingenaes.pdf>

# Příloha A

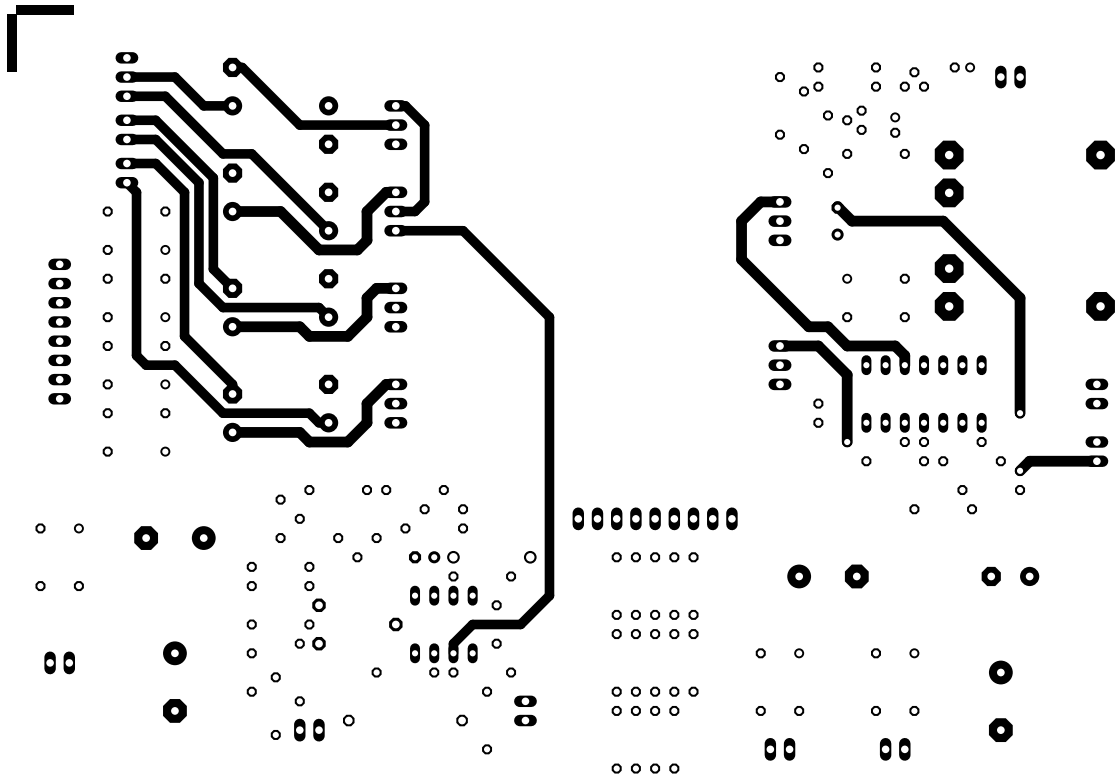
## Motivy desek plošných spojů a osazovací plány

### A.1 Deska zdrojů napětí

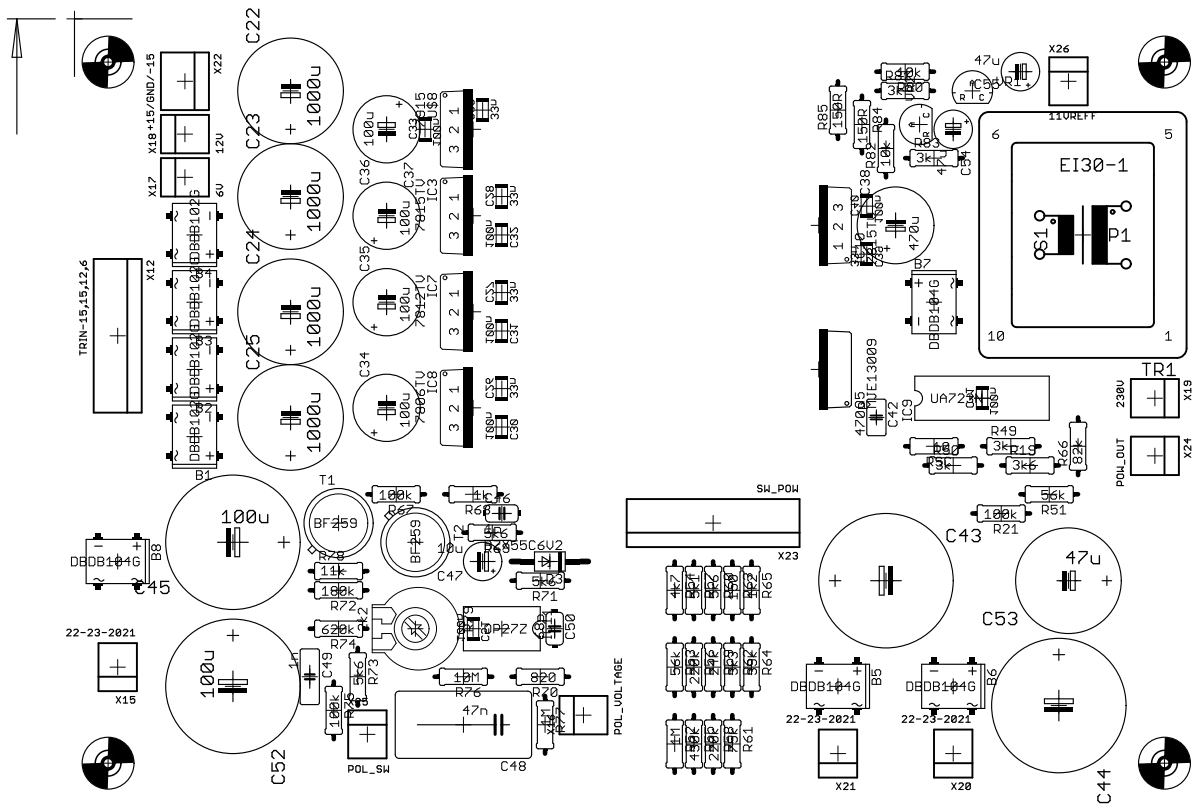


Obr. A.1: Motiv plošného spoje zdrojů napětí, strana spojů



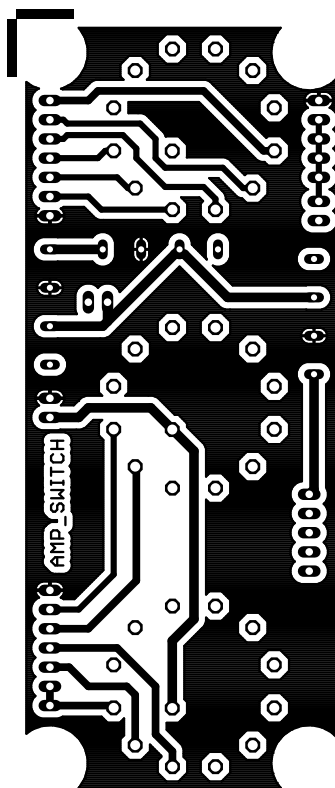


Obr. A.2: Motiv plošného spoje zdrojů napětí, strana součástek

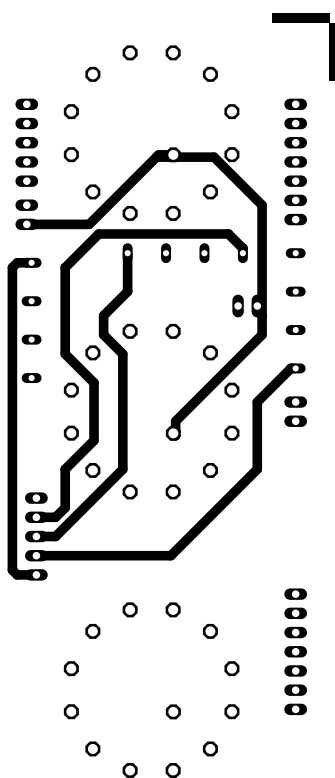


Obr. A.3: Osazovací plán desky zdroje polarizačního napětí

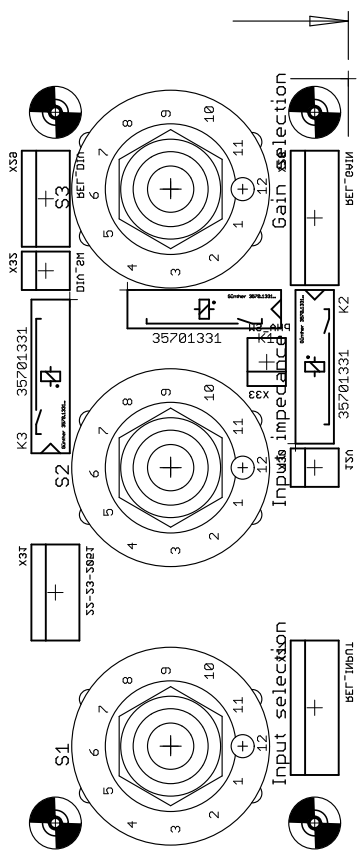
## A.2 Deska přepínačů



Obr. A.4: Motiv plošného spoje desky přepínačů, strana spojů

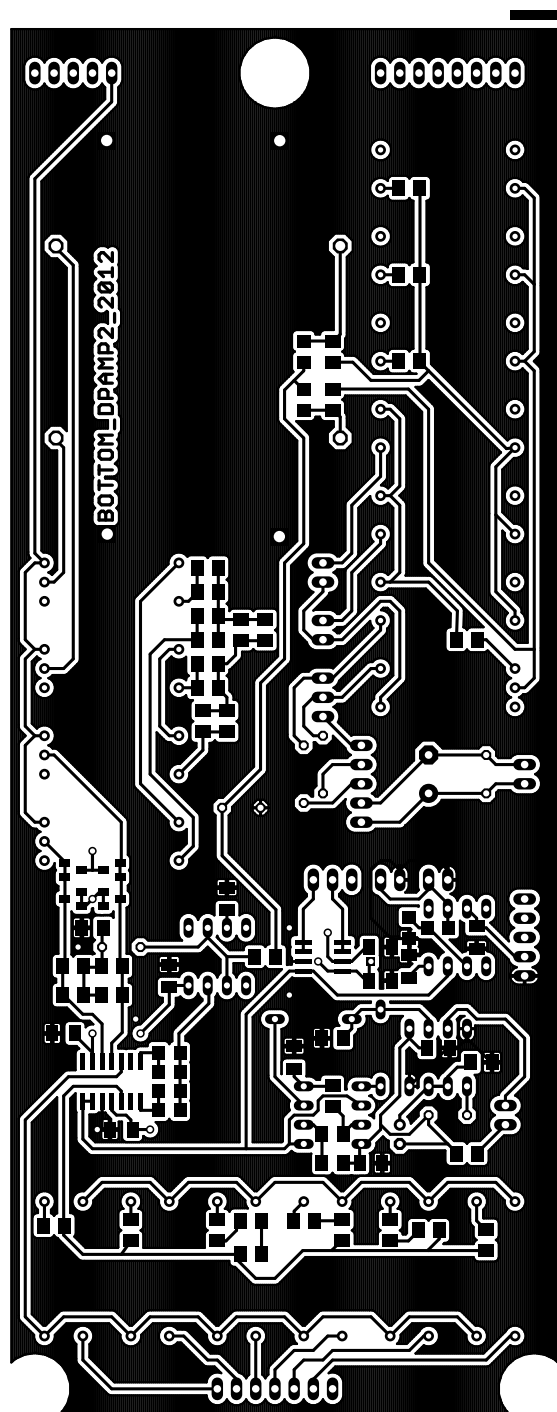


Obr. A.5: Motiv plošného spoje desky přepínačů, strana součástek

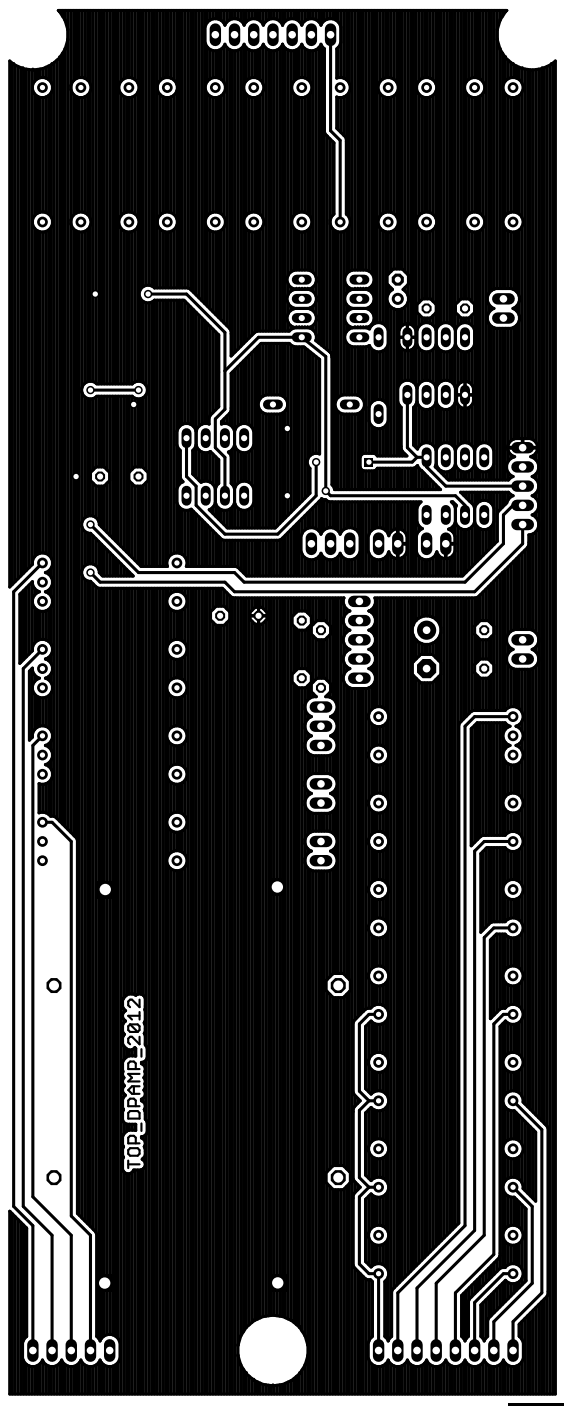


Obr. A.6: Osazovací plán desky přepínačů

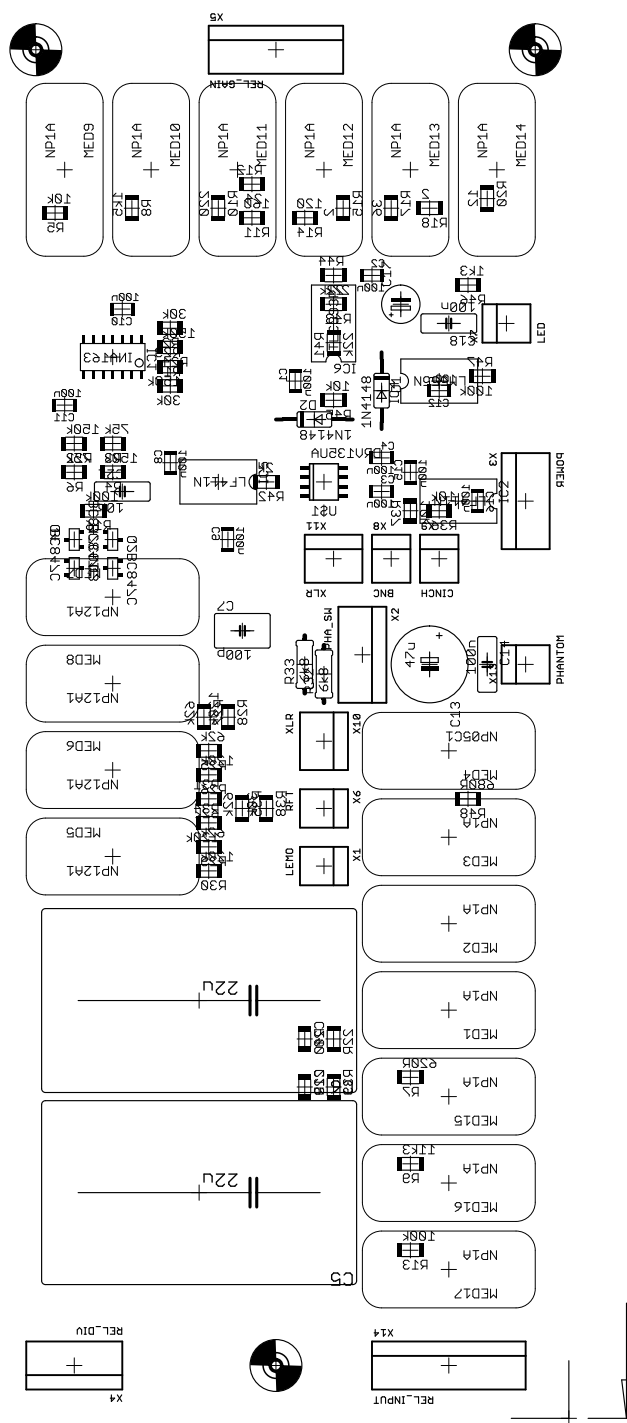
## **A.3 Deska zesilovače**



Obr. A.7: Motiv plošného spoje zesilovače, strana spojů



Obr. A.8: Motiv plošného spoje zesilovače, strana součástek



Obr. A.9: Osazovací plán desky zesilovače