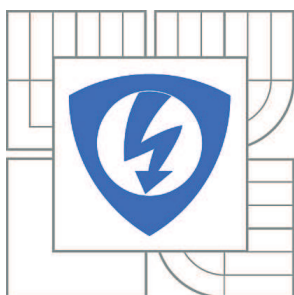


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

AUDIO MIXÁŽNÍ PULT

AUDIO MIXING DESK

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

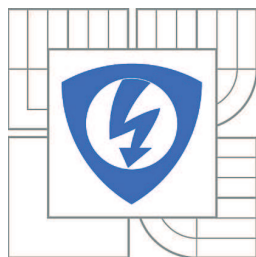
Bc. JIŘÍ ČAPKA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ROMAN ŠOTNER, Ph.D.

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jiří Čapka

ID: 106393

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Audio mixážní pult

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte (dop. literatura a internetové zdroje) možnosti konstrukcí mixážních pultů. Navrhněte koncepci mixážního zařízení s adekvátním počtem stereo a mono kanálů, kanály pro mikrofony, korekcemi, několikapásmovým equalizerem, sluchátkovým příposlechem, atd. Každý vstup stereo i mono kanálu bude vybaven LED indikátorem úrovně. Na výstupu se předpokládá audiospektrální analyzátor (5-8 sloupců LED).

Návrh parametrů dílčích komponent (kmitočtové, dynamické a regulační vlastnosti) ověřte simulacemi v OrCAD a zdokumentujte.

Zařízení realizujte a měřením ověřte předepsané vlastnosti a simulacemi zjištěné parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] DOSTÁL, J. Operační zesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [2] SIEGFRIED, W. Abeceda nf. techniky. Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [3] NOVOTNÝ, V. Nízkofrekvenční elektronika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem
CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams**
operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



evropský
sociální
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání
pro konkurenceschopnost

INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem
a státním rozpočtem České republiky.

ABSTRAKT

Hlavním obsahem této diplomové práce je návrh audio mixážního pultu a simulace jednotlivých částí v programu OrCAD. Nejdůležitějšími částmi zařízení jsou vstupní předzesilovače pro dynamické, elektretové a kondenzátorové mikrofony, vstupní stereo nesymetrické a symetrické předzesilovače pro linkovou úroveň signálu, ekvalizační obvody a LED indikátory úrovně jednotlivých kanálů, obvod sluchátkového příposlechu, deseti pásmový ekvalizér, spektrální audio analyzátor, obvody se symetrickými výstupy a napájecí obvody.

KLÍČOVÁ SLOVA

audio mixážní pult, mikrofonní předzesilovač, linkový předzesilovač, ekvalizér

ABSTRACT

The main content of this masters's thesis is designing of an audio mixing desk and simulation of individual components in software OrCAD. The most important parts of the device are input preamplifiers for dynamic, electret and condenser microphones, stereo unbalanced inputs and balanced line level preamplifiers, equalization circuits and LED level indicators of individual channels, headphone listening circuit, 10-band equalizer, audio spectrum analyzer, circuits with balanced signal for main outputs and power supply circuits.

KEYWORDS

audio mixing desk, microphone preamplifier, line input preamplifier, equalizer

ČAPKA, J. *Audio mixážní pult*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. **47s.**, **15s.** příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Roman Šotner, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

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

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Romanu Šotnerovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	vi
Seznam tabulek	viii
Úvod	1
1 Operační zesilovač	2
1.1 Ideální operační zesilovač	2
1.2 Srovnání OZ s bipolárním a unipolárním vstupním stupněm	3
1.3 Operační obvody použité v návrhu	4
1.3.1 Neinvertující zesilovač	4
1.3.2 Napěťový sledovač	5
1.3.3 Invertující zesilovač	6
1.3.4 Sumátor	7
1.3.5 Přístrojový zesilovač	8
1.3.6 Diodový omezovač	9
1.3.7 Integrátor	10
1.3.8 Pásmová propust	11
1.3.9 Syntetické bloky	13
1.4 Reálné operační zesilovače	14
2 Obvodový návrh a simulace	16
2.1 Vstupní části	16
2.1.1 Symetrický mikrofonní předzesilovač	16
2.1.2 Nesymetrický mikrofonní předzesilovač	20
2.1.3 Symetrický linkový předzesilovač	22
2.1.4 Nesymetrický linkový předzesilovač	24
2.2 Korekční obvody, ekvalizéry	26
2.2.1 Dvoupásmový aktivní korektor	26
2.2.2 Trojpásmový korektor se syntetickým induktorem	29
2.2.3 Desetipásmový grafický ekvalizér	31
2.3 Obvody regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení	34
2.3.1 Regulace hlasitosti a vyvážení pro monofonní vstupy	34
2.3.2 Regulace hlasitosti a vyvážení pro stereofonní vstupy	34

2.4	Výstupní obvody	35
2.4.1	Součtové obvody	35
2.4.2	Obvod symetrického výstupu a regulace výstupní hlasitosti	36
2.4.3	Obvod sluchátkového příposlechu	37
2.5	Indikační obvody	38
2.5.1	Indikátor úrovně s 6 LED	39
2.5.2	Indikátor úrovně s 12 LED	39
2.5.3	Spektrální audio analyzátor	40
2.6	Obvody napájení	42
2.6.1	Fantomové napájení	42
2.6.2	Napájení elektretového mikrofону	42
3	Závěr	43
	Literatura	44
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	45
	Seznam příloh	47

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1:	Přiřazení a orientace vstupních a výstupních napětí a proudů OZ (převzato z [1])	2
Obr. 1.2:	Napěťový zesilovač	4
Obr. 1.3:	Napěťový sledovač	5
Obr. 1.4:	Spektrum výstupního napětí při zátěži $R_L = 1 \text{ k}\Omega$	6
Obr. 1.5:	Spektrum výstupního napětí při zátěži $R_L = 250 \text{ }\Omega$	6
Obr. 1.6:	Invertující zesilovač	6
Obr. 1.7:	Sumátor (sčítací zesilovač)	7
Obr. 1.8:	Přístrojový zesilovač	8
Obr. 1.9:	Diodový omezovač	9
Obr. 1.10:	Závislost výstupního napětí u_o na vstupním napětí u_s diodového omezovače ...	10
Obr. 1.11:	Integrátor	10
Obr. 1.12:	Frekvenční závislost napěťového zesílení integrátoru	11
Obr. 1.13:	Pásmová propust ARC 2. řádu - zapojení Huelsman SAB-BP-H-1	11
Obr. 1.14:	Frekvenční charakteristika PP pro parametry obvodu $K_0 = 2$; $Q = 4$; $f_c = 1 \text{ kHz}$..	12
Obr. 1.15:	Uzemněný syntetický induktor a jeho zjednodušený ekvivalentní obvod	13
Obr. 1.16:	DP 1. řádu se syntetickým induktorem a jeho ekvivalentní náhradní obvod	13
Obr. 1.17:	Frekvenční závislost napěťového přenosu obvodu se syntetickým induktorem u_1 a jeho ekvivalentního pasivního obvodu u_2	14
Obr. 2.1:	Symetrický mikrofonní/linkový předzesilovač	17
Obr. 2.2:	Závislost napěťového přenosu symetrického mikrofonního předzesilovače na frekvenci	19
Obr. 2.3:	Frekvenční závislost zesílení souhlasného vstupního napětí G_{CM}	19
Obr. 2.4:	Frekvenční závislost výstupního šumového napětí	20
Obr. 2.5:	Nesymentrický mikrofonní předzesilovač	20
Obr. 2.6:	Závislost zesílení nesymetrického mikrofonního předzesilovače na frekvenci	21
Obr. 2.7:	Frekvenční závislost výstupního šumového napětí	22
Obr. 2.8:	Symetrický linkový předzesilovač	22
Obr. 2.9:	Závislost zesílení symetrického linkového předzesilovače na frekvenci	23
Obr. 2.10:	Frekvenční závislost zesílení souhlasného napětí přístrojového zesilovače	24
Obr. 2.11:	Frekvenční závislost výstupního šumového napětí přístrojového zesilovače	24
Obr. 2.12:	Nesymentrický linkový předzesilovač	24
Obr. 2.13:	Závislost zesílení nesymetrického linkového předzesilovače na frekvenci	25

Obr. 2.14: Závislost výstupního šumového napětí na frekvenci.....	26
Obr. 2.15: Dvoupásmový korekční zesilovač.....	26
Obr. 2.16: Frekvenční závislost napěťového přenosu korektoru (parametr $B = H$)	27
Obr. 2.17: Frekvenční závislost napěťového přenosu korektoru (vzájemné ovlivňování korektorů)	27
Obr. 2.18: Impedanční charakteristiky zátěží OZ.....	28
Obr. 2.19: Závislost výstupního šumového napětí na frekvenci pro dvě hodnoty impedancí	28
Obr. 2.20: Trojpásmový aktivní korektor se syntetickým induktorem.....	29
Obr. 2.21: Simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu korektoru (rozmítání basů a výšek)	30
Obr. 2.22: Simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu korektoru – rozmítání středů (M).....	30
Obr. 2.23: Ukázka rozmítání parametru $M (B = H = 1)$	31
Obr. 2.24: Ukázka rozmítání parametru $M (B = 1; H = 0)$	31
Obr. 2.25: Impedanční charakteristika - zátěž OZ U_{1B}	31
Obr. 2.26: Frekvenční charakteristika grafického ekvalizéru – regulace všech pásem současně.....	33
Obr. 2.27: Frekvenční charakteristika grafického ekvalizéru – regulace pásma $f = 1$ kHz...	33
Obr. 2.28: Obvod regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení pro mono vstup.....	34
Obr. 2.29: Obvod regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení pro stereo vstup	35
Obr. 2.30: Zapojení součtového zesilovače připojeného ke sběrnici MAIN_R.....	35
Obr. 2.31: Součtový zesilovač stereo vstupu pro sběrnici PFL a indikátor úrovně.....	36
Obr. 2.32: Součtový zesilovač sběrnice PFL.....	36
Obr. 2.33: Obvod symetrického výstupu a regulace výstupní hlasitosti	36
Obr. 2.34: Obvod sluchátkového příposlechu	37
Obr. 2.35: Frekvenční charakteristika napěťového přenosu sluchátkového zesilovače	38
Obr. 2.36: Operační usměrňovač pro indikátory úrovně	38
Obr. 2.37: Přenosy jednotlivých pásmových propustí.....	41
Obr. 2.38: Obvod fantomového napájení.....	42
Obr. 2.39: Obvod napájení elektretového mikrofону	42

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1: Srovnání parametrů dvojitých OZ [8], [9], [10], [11]	15
Tab. 2.1: Srovnání parametrů obvodů pro symetrické mikrofonní předzesilovače [11], [13], [8]	18
Tab. 2.2: Navržené hodnoty prvků sériového rezonančního obvodu	32
Tab. 2.3: Rozdělení referenčních napětí a stanovené hodnoty referenčních rezistorů pro indikátor úrovně s 6 LED	39
Tab. 2.4: Rozdělení referenčních napětí a stanovené hodnoty referenčních rezistorů pro indikátor úrovně s 12 LED	40
Tab. 2.5: Zvolené hodnoty prvků pásmových propustí a výpočet parametrů přenosu.....	40

ÚVOD

Tato práce se zabývá návrhem mixážního pultu pro slučování a úpravu audio signálů z různých signálových zdrojů. Zdroje signálu lze podle úrovně výstupního napětí rozdělit na nízkoúrovňové a vysokoúrovňové. Nízkoúrovňové zdroje, se kterými se lze nejčastěji setkat jsou elektrodynamické a elektrostatické (elektretové, kondenzátorové) mikrofony, piezoelektrické a elektromagnetické snímače, atd. Mezi vysokoúrovňové zdroje patří výstupy zvukových karet, klávesových nástrojů, syntezátorů, linkové výstupy efektových jednotek, ozvučovacích aparatur apod.

Součástí návrhu jsou v první řadě obvody zesilující přicházející vstupní signály, těmito obvody jsou vstupní lineární předzesilovače s možností plynulého řízení zisku (GAIN) pro nízkoúrovňové i vysokoúrovňové zdroje. Tyto předzesilovače jsou navrženy s ohledem na co nejvíce vyrovnanou frekvenční charakteristiku ve slyšitelném kmitočtovém pásmu, napětíovou úroveň, minimální úroveň rušivých napětí a doporučenou minimální zatěžovací impedanci pro jednotlivé zdroje signálů. K prvotnímu zpracování zesílených signálů z jednotlivých vstupních předzesilovačů slouží navržené korekční předzesilovače (EQ, ekvalizéry), jejichž hlavním účelem je úprava nedostatků frekvenčního rozsahu zdrojů signálu. Dále vřazené mezilehlé zesilovače mohou sloužit k regulaci hlasitosti (VOL, volume), která bývá u větších mixážních pultů řešena posuvnými neboli tahovými potenciometry (FAD, fader) a dále pak také k nastavení stereofonního vyvážení (PAN, panorama). Výstupy z mezilehlých zesilovačů jsou přivedeny do součtového zesilovače, za tímto zesilovačem v tomto návrhu následuje obvod deseti-pásmového grafického ekvalizéru, který slouží k úpravě frekvenčních nedostatků poslechového prostoru a reproduktorových soustav. Napětíovou úroveň výstupního signálu z grafického ekvalizéru (celkový výstup) lze regulovat pomocí dvojice tahových potenciometrů. Signály za korekčními obvody vstupní části pultu a výsledné výstupní signály před fadery lze sledovat pomocí navržených indikátorů úrovně a spektrálního audio analyzátoru, který je tvořen několika sloupci LED. Pomocí sluchátkového příposlechu (PFL, Pre-Fade Listen) je možné akusticky kontrolovat signály v jednotlivých částech mixážního pultu. Stejně tak je tomu u spektrálního audio analyzátoru, který lze připojit k jednotlivým vstupům, případně k hlavnímu výstupu pultu.

Obvody na bázi současných operačních zesilovačů (OZ) v porovnání s diskretním obvody řešením vykazují menší nároky na prostor, jejich cena je přijatelná a dosahují často značně lepších parametrů, proto jsou OZ základním prvkem ve všech blocích navrženého zařízení. V této práci jsou zobrazeny výsledky simulací použitých obvodů. Z těchto simulací jsou pak vyvozeny předpoklady pro kvalitní přenos a zpracování signálů obvodů s OZ.

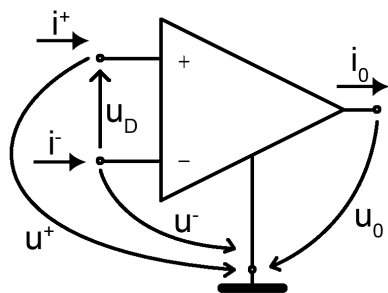
1 OPERAČNÍ ZESILOVAČ

Operační zesilovač je univerzální zesilovací prvek. Během svého vývoje postupně získal jako aktivní prvek v analogové elektronice nejdůležitější místo. Následující text se zabývá operačními zesilovači s bipolárními i unipolárními vstupními stupni (dále pro zjednodušení budou tyto OZ nazývány jako bipolární a unipolární), zejména pak jejich základními vlastnostmi a vlastnostmi obvodů s operačními zesilovači – operačních obvodů. Je zde také zachyceno porovnání kvalitativních parametrů běžně dostupných dvojitého OZ typu DISO (Differential Input – Single Output) v různých cenových hladinách.

1.1 Ideální operační zesilovač

Ideální OZ (dále IOZ) je ve skutečnosti neexistující obvodový prvek, jehož pomocí lze značně zjednodušit analýzu i syntézu operačního obvodu. Skutečné moderní OZ se modelu ideálního OZ značně přibližují a zejména v případě použití velmi kvalitních OZ a dodržení důležitých návrhových a konstrukčních zásad lze s tímto idealizovaným modelem v oblasti audio elektroniky pracovat se zanedbatelnou chybou. Následující popisy a návrhy zapojení v této publikaci se týkají pouze OZ typu DISO. Nespornou výhodou je vynikající dostupnost tohoto typu OZ.

Operační zesilovač má zpravidla čtyři signálové svorky – invertující a neinvertující vstup, výstup a zem, i když se často kreslí jen tři. Souhlasné vstupní napětí u_{CM} je totožné s napětím jeho neinvertujícího vstupu u^+ . Na obr. 1.1 jsou znázorněny přiřazení a orientace vstupních proudů u reálného OZ.



Obr. 1.1: Přiřazení a orientace vstupních a výstupních napětí a proudů OZ (převzato z [1])

Význam jednotlivých zobrazených veličin: i^+ je proud tekoucí do neinvertujícího vstupu, i^- je proud tekoucí do invertujícího vstupu, i_0 je proud tekoucí z výstupu OZ. Z obr. 1.1 je patrný následující vztah:

$$u_D = u^- - u^+ \quad (1.1),$$

kde u_D je diferenční vstupní napětí, u^+ a u^- jsou napětí na neinvertujícím a invertujícím vstupu.

Ideální operační zesilovač má vždy nulové diferenční napětí u_D , nulové vstupní proudy, nulový výstupní odpor ($R_{OI} = 0 \Omega$) a frekvenčně nezávislé zesílení A blízké nekonečnu [1]. Mezi jeho další důležité vlastnosti lze zařadit nekonečně velký diferenční vstupní odpor R_{DI}

a nekonečně velké vstupní souhlasné odpory R_{CM}^+ a R_{CM}^- (odpory mezi invertující resp. neinvertující vstupní svorkou a zemí), parazitní kapacity a indukčnosti svorek IOZ jsou zanedbatelně malé.

Dalšími důležitými parametry ideálního operačního zesilovače jsou dle [1] například nulové vstupní zbytkové (chybové) napětí V_{OS} a nulový vstupní chybový proud I_{OS} , které vyjadřují velikost stejnosměrné složky vstupního rušivého napětí, resp. vstupního rušivého proudu OZ. Potlačení souhlasného napětí X_0 poukazuje na vlastnost OZ zesilovat i souhlasné vstupní napětí (u ideálního OZ je $X_0 = \infty$). Zesílení v otevřené smyčce G_{OL} , rychlost přeběhu SR (slew rate) jsou u IOZ nekonečně velké.

1.2 Srovnání OZ s bipolárním a unipolárním vstupním stupněm

Vstupní stupeň tvoří velmi důležitou, ne-li nejdůležitější část samotného OZ. Druhou nejdůležitější částí OZ je výstupní stupeň, který izoluje zátěž a dodává výstupní výkon. Níže jsou uvedeny nejdůležitější a nejčastěji se vyskytující rozdíly mezi OZ s bipolárními a unipolárními vstupními stupni.

Výhodami bipolárního OZ dle [1] jsou:

- Malý výrobní rozptyl vstupního zbytkového napětí $V_{OS} = (0,1 \text{ až } 1) \text{ mV}$.
- Hlavní složka teplotního driftu je úměrná samotnému vstupnímu zbytkovému napětí a zaniká s jeho vynulováním.

$$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T} = 3,3 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \text{ pro } V_{OS} = 1 \text{ mV}.$$

- Sekundární složky teplotního driftu jsou malé.
- Spektrální hustota vstupního šumového napětí e_n je malá.
- Velké potlačení souhlasného napětí, typicky $X_0 = 106 \text{ dB}$.

Nevýhodami bipolárního OZ dle [1] jsou:

- Velký vstupní klidový proud I_B
- Poměrně malé vstupní odpory (R_D typicky stovky $\text{k}\Omega$, R_{CM} typicky stovky $\text{M}\Omega$)
- Poměrně velká spektrální hustota vstupního šumového proudu i_n
- Rychlost přeběhu SR a výkonová frekvence nabývají malých hodnot, poměr výkonové (PBW) a tranzitní frekvence (GBW) je velmi malý
- Diferenční vstupní napětí větší než $u_D = 7 \text{ V}$ způsobí poškození nebo zničení vstupních tranzistorů

Výhodami unipolárního OZ dle [1] jsou:

- Malý vstupní klidový proud I_B , nezávislý na drainovém proudu tranzistorů diferenčního zesilovače I_D .
- Vstupní odpory R_D a R_{CM} nabývají hodnot typicky $1 \text{ T}\Omega$.
- Velmi malá spektrální hustota vstupního šumového proudu i_n .
- Větší poměr jmenovité výkonové a tranzitní frekvence GBW/PBW díky malé proudově normované strmosti unipolárního tranzistoru $\gamma_M = 3 \text{ V}^{-1}$.

- Velké přípustné diferenční vstupní napětí (u_D typicky větší než 30V).

Nevýhodami unipolárního OZ dle [1] jsou:

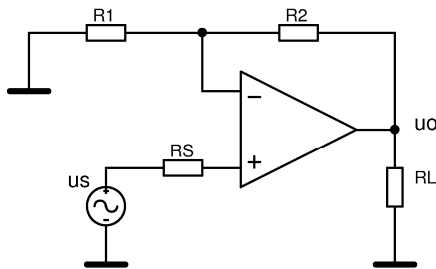
- Velký výrobní rozptyl vstupního zbytkového napětí $V_{OS} = \Delta U_P = (1 \text{ až } 10) \text{ mV}$.
- Teplotní drift je velký, typicky 3 až 30 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.
- Bílá složka spektrální hustoty vstupního šumového napětí E_n je malá, ale je překryta výraznou složkou šumu $1/f$.
- Proudově normovaná strmost unipolárního tranzistoru je malá, typicky $\gamma_M = 3 \text{ V}^{-1}$, to se projevuje nepříznivě menším zesílením vstupního stupně, větším vlivem dalších zesilovacích stupňů a menším potlačením souhlasného napětí, typicky $X_0 = 80 \text{ dB}$.

1.3 Operační obvody použité v návrhu

V této části práce jsou znázorněny a teoreticky rozebrány operační obvody použité v návrhu audio mixážního pultu. Teoretický rozbor všech operačních obvodů je zde zjednodušen – místo reálných OZ je v nich uvažován IOZ. V dalších částech práce je pomocí simulací názorně ukázáno, že toto zjednodušení lze s poměrně velkou přesností v oblasti nízkých kmitočtů použít.

1.3.1 Neinvertující zesilovač

Neinvertující zesilovač neboli napěťový zesilovač je znázorněn na obr. 1.2. Jeho základ tvoří zpětnovazební napěťový dělič R_1 a R_2 . Zdroj signálu u_S s vnitřním odporem R_S je připojen k neinvertujícímu vstupu.



Obr. 1.2: Napěťový zesilovač

S přihlédnutím k vlastnostem ideálního OZ – nulové diferenční napětí, vstupní odpor $R_{II} = \infty$ a výstupní odpor $R_{OI} = 0$ lze odvodit vztah pro výstupní napětí:

$$u_O = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \cdot u_S, \quad (1.2)$$

kde u_O je výstupní napětí. Vstupní proud je ideálně nulový, vnitřní odpor zdroje signálu R_S proto nemá vliv na zesílení obvodu, díky nulovému výstupnímu odporu nemá vliv ani velikost rezistoru R_L , který tvoří zátěž obvodu.

Zesílení ideálního obvodu je dáno poměrem výstupního a vstupního napětí:

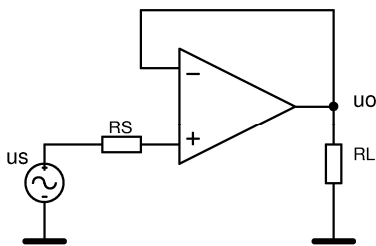
$$G_I = \frac{R_2}{R_1} + 1. \quad (1.3)$$

Správně navržený neinvertující zesilovač s reálným OZ má ze všech operačních obvodů nejmenší vliv na zpracováváný signál.

1.3.2 Napěťový sledovač

Zvláštním případem neinvertujícího napěťového zesilovače je napěťový sledovač. Výstupní napětí u_o je ideálně totožné jako napětí vstupní u_s . Zapojení je znázorněno na obr. 1.3.

Základními vlastnostmi napěťového sledovače jsou jednotkové zesílení $G_I = 1$, nekonečný vstupní odpor a nulový výstupní odpor ($R_{in} = \infty$ a $R_{out} = 0$), zesílení tedy opět není závislé na velikosti zátěže R_L ani na velikosti vnitřního odporu signálového zdroje R_S .

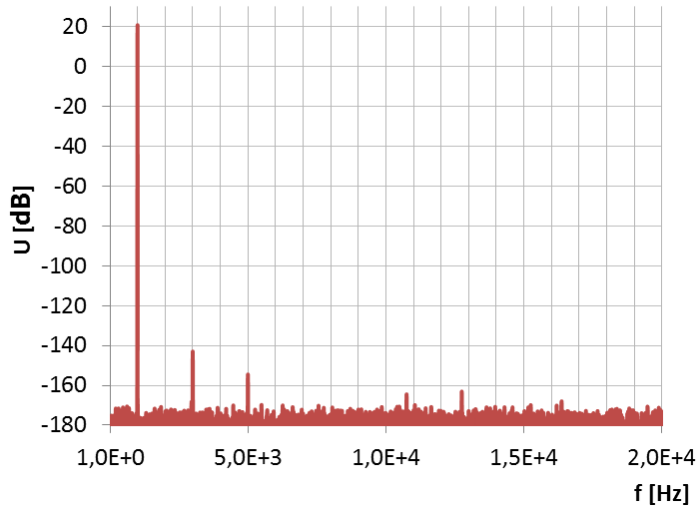


Obr. 1.3: Napěťový sledovač

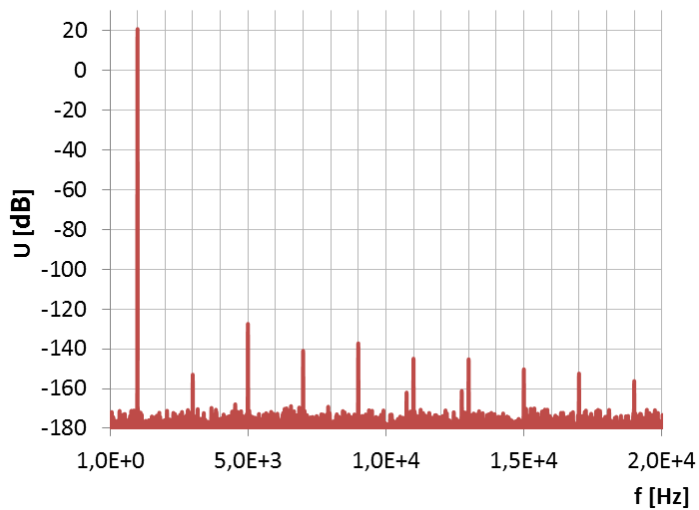
Napěťový sledovač se používá k izolaci zátěže, dodává výstupní výkon, výstupní signál je věrnou kopií signálu vstupního.

Reálné operační zesilovače zanáší do signálové cesty zkreslení a šum. Na obr. 1.4 je zobrazeno spektrum výstupního napětí napěťového sledovače. Spektrum bylo obdrženo pomocí Fourierovy transformace z okamžitého průběhu výstupního napětí pomocí software OrCAD. Zatížení obvodu je čistě rezistivní a v doporučených mezích udaných výrobcem [2]. Analýza v časové oblasti měla následující parametry: délka běhu: 110ms; počátek ukládání dat: 10ms; krok: 1 μ s. Přesnost nastavené analýzy je plně dostačující, detailnější analýza je velmi časově náročná. Po přechodu do spektrální oblasti byla vybrána pouze data z frekvenčního rozsahu 1 Hz až 20 kHz. Simulovaný obvod měl následující parametry $R_S = 0 \Omega$; $R_L = 1 \text{ k}\Omega$. Vstupní napětí harmonický průběh o amplitudě $u_s = 11 \text{ V} \approx 20 \text{ dBu}$ a frekvenci $f = 1 \text{ kHz}$. Napájecí napětí $U_{sup} = \pm 17 \text{ V}$. Model OZ: LME49720.

Obr. 1.5 zachycuje spektrum výstupního napětí podobného operačního obvodu lišícího se pouze velikostí zátěže $R_L = 250 \Omega$, tato hodnota je již mimo výrobcem doporučený rozsah, což je patrné na průběhu spektra. Velikost zátěže je zde volena tak, aby nebyla v činnosti proudová ochrana výstupního stupně OZ. Po aktivaci proudové ochrany OZ dochází k prudkému nárůstu zkreslení, počátek činnosti proudové ochrany je jasně zřetelný na časovém průběhu.



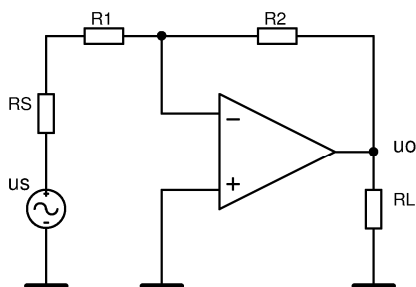
Obr. 1.4: Spektrum výstupního napětí při zátěži $R_L = 1 \text{ k}\Omega$



Obr. 1.5: Spektrum výstupního napětí při zátěži $R_L = 250 \Omega$

1.3.3 Invertující zesilovač

Invertující zesilovač je jedním z nejčastěji používaných operačních obvodů, jeho schéma je zobrazeno na obr. 1.6.



Obr. 1.6: Invertující zesilovač

Vstupní napětí u_s je přivedeno na rezistor R_1 (jeho druhý vývod je virtuálně uzemněn) a s ohledem na vliv vnitřního odporu zdroje R_s vyvolává ekvivalentní vstupní proud $u_s/(R_1 + R_s)$. Tento přitékající proud je kompenzován proudem $-u_o/R_2$ odsávaným přes zpětnovazební rezistor R_2 do výstupu operačního zesilovače, platí vztah [1]:

$$\frac{u_s}{R_1 + R_s} = -\frac{u_o}{R_2}. \quad (1.4)$$

Ideální operační rovnice a zesílení G_1 napěťového invertoru lze po jednoduché úpravě vyjádřit jako [1]:

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1 + R_s} \cdot u_s, \quad (1.5)$$

$$G_1 = \frac{u_o}{u_s} = -\frac{R_2}{R_1 + R_s}. \quad (1.6)$$

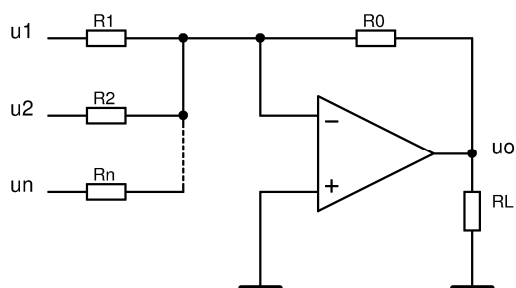
Vstupní odpor invertujícího zesilovače nabývá indiferentní velikosti rovné velikosti virtuálně uzemněného rezistoru R_1 [1]:

$$R_{II} = R_1. \quad (1.7)$$

Za povšimnutí stojí fakt, že výstupní napětí u_o je závislé na velikosti vnitřního odporu zdroje R_s , tento zdroj je napěťovým invertorem zatěžován impedancí rovnou velikosti R_1 , což je největší nevýhodou invertujícího zesilovače. Za podmínky $R_2 = R_1 + R_s$ se z invertujícího zesilovače stane napěťový invertor s napěťovým zesílením $A = -1$.

1.3.4 Sumátor

Bývá označován též jako sčítací zesilovač, je znázorněn na obr. 1.7. Sumátor vznikne doplněním napěťového invertoru o další tzv. sčítací rezistory R_1, R_2 až R_n připojené k invertujícímu vstupu. Na vstup sumátoru jsou přiváděna napětí u_1, u_2 až u_n ze zdrojů s vnitřními odpory R_{1s}, R_{2s} až R_{ns} .



Obr. 1.7: Sumátor (sčítací zesilovač)

Uzel společný sčítacím rezistorům se nazývá sčítací uzel. Kapacita sčítacího uzlu oproti zemi má velký vliv na stabilitu obvodu, často se paralelně ke zpětnovazebnímu rezistoru R_0 připojuje kapacitor, jehož kapacita bývá volena experimentálně v řádu desítek pF (přímý vliv parazitních kapacit na DPS).

Proudy $u_k/(R_k + R_{kS})$ jsou ve sčítacím uzlu sečteny, souhrnně odsáty zpětnovazebním rezistorem R_0 a převedeny na výstupní napětí u_O [1]:

$$u_O = -\sum_{k=1}^n \frac{R_0}{R_k + R_{kS}} \cdot u_k \quad (1.8)$$

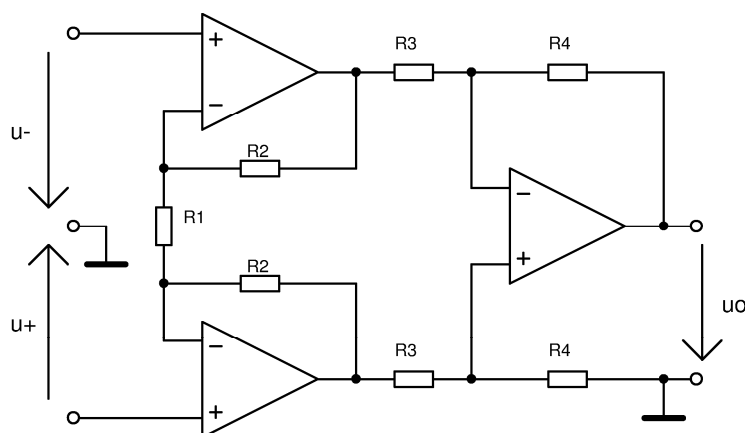
Zesílení

$$G_{kl} = -\frac{R_0}{R_k + R_{kS}} \quad (1.9)$$

každého z n vstupního napětí je obdobné jako u invertujícího zesilovače a je nezávislé na zesílení ostatních vstupů, dokonce je nezávislé na tom, zda je některý z ostatních signálových zdrojů rozpojen nebo uzemněn. Tato vlastnost je důsledkem vzájemné izolace všech vstupů virtuální zemí sčítacího uzlu.

1.3.5 Přístrojový zesilovač

Zapojení přístrojového zesilovače je na obr. 1.8. Jedná se o rozdílový zesilovač s uzavřenou smyčkou zpětné vazby se třemi OZ s nesymetrickým výstupem. Mezi nejdůležitější vlastnosti přístrojového zesilovače patří velké zesílení rozdílového (diferenčního) vstupního napětí, velké potlačení souhlasného napětí $CMRR$ (Common Mode Rejection Ratio) a ideálně nekonečně velký vstupní odpor. Vysoká hodnota $CMRR$ je dosažena díky shodným vstupním impedancím vstupů, které jsou rovny souhlasným vstupním odporům R_{CM} neinvertujícího vstupu použitého OZ.



Obr. 1.8: Přístrojový zesilovač

Jak je z obr. 1.8 patrné, jsou hodnoty některých rezistorů shodné. Změny celkové zesílení obvodu se nejčastěji dosahuje pomocí změny hodnoty rezistoru R_1 .

Diferenční zesílení přístrojového zesilovače je pak rovno [3]:

$$G_1 = \frac{u_o}{u_+ - u_-} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3} \quad (1.10)$$

Činitel potlačení souhlasného rušení $CMRR$ je uváděn v katalogovém listu každého OZ, tento parametr je definován dle [2]:

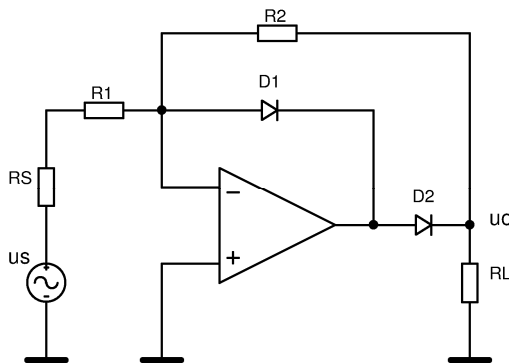
$$CMRR = 20 \log \left| \frac{A_D}{A_{CM}} \right|, \quad (1.11)$$

kde A_D je zesílení diferenčního vstupního napětí a A_{CM} zesílení souhlasného vstupního napětí. Pro docílení vysoké hodnoty $CMRR$ je nutné použití přesných rezistorů a precizních OZ, toto platí i pro ostatní operační obvody.

1.3.6 Diodový omezovač

Na obr. 1.9 je znázorněn diodový omezovač, jedná se o nelineární operační obvod, často bývá nazýván jako jednocestný operační usměrňovač. Pro zjednodušení analýzy obvodu je výhodné zanedbat proudy diod D_1 a D_2 v závěrném směru.

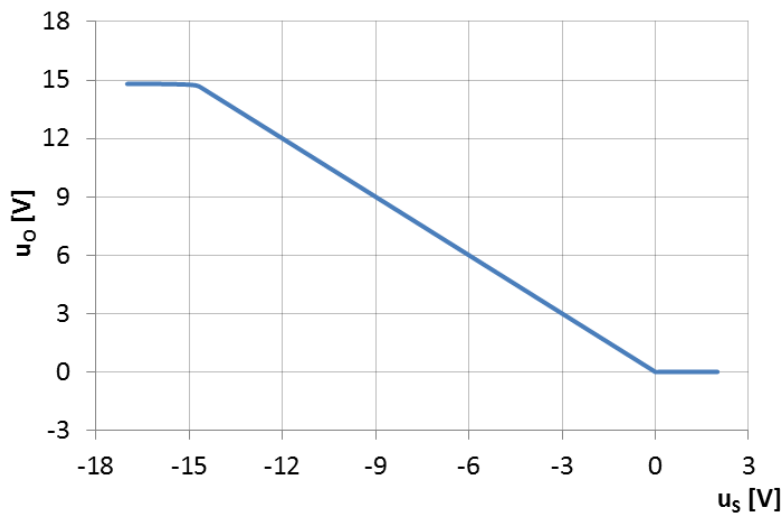
Pro hodnoty napětí $u_s > 0$ je dioda D_1 pólována v propustném a D_2 v závěrném směru, výstupní napětí $u_o = 0$. Pokud je napětí $u_s < 0$, tak platí opačné tvrzení a obvod se chová jako napěťový invertor a platí vztah pro zesílení (1.6).



Obr. 1.9: Diodový omezovač

Na obr. 1.10 je znázorněna závislost výstupního napětí u_o na vstupním napětí u_s diodového omezovače (převodní charakteristika). Obr. 1.8 zachycuje výsledek stejnosměrné parametrické analýzy (DC Sweep - Primary), rozmítaným parametrem je zde vstupní napětí zdroje u_s (s nulovým vnitřním odporem R_s). Jako OZ je v simulaci zvolen model obvodu TL062 z knihovny TI (Texas Instruments), diody D_1 a D_2 jsou použity 1N4148 a velikosti rezistorů jsou zvoleny shodně $R_1, R_2 = 22 \text{ k}\Omega$, napájecí napětí $V_{\text{sup}} = \pm 17 \text{ V}$.

Z obr. 1.10 je patrné, že se charakteristika v oblasti $14 \text{ V} > u_s > 0 \text{ V}$ odchyľuje neznatelně od ideální.

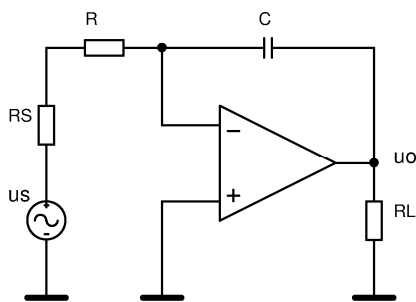


Obr. 1.10: Závislost výstupního napětí u_o na vstupním napětí u_s diodového omezovače

Zapojení diodového omezovače je použito v návrzích indikátorů úrovně (VU metr) a spektrálního audio analyzátoru.

1.3.7 Integrátor

Zpěťovazební (Millerův) integrátor na obr. 1.11. Obvod představuje dolní propust (DP) 1. řádu. Sklon modulové charakteristiky je tedy -20dB/dek .



Obr. 1.11: Integrátor

Pro zesílení (napěťový přenos) ideálního integrátoru při zanedbání R_s (vnitřní odpor R_s signálového zdroje je u pomalého integrátoru o několik řádů nižší než R) lze odvodit následující vztah [4]:

$$G_1 = -\frac{1}{s \cdot R \cdot C}, \quad (1.12)$$

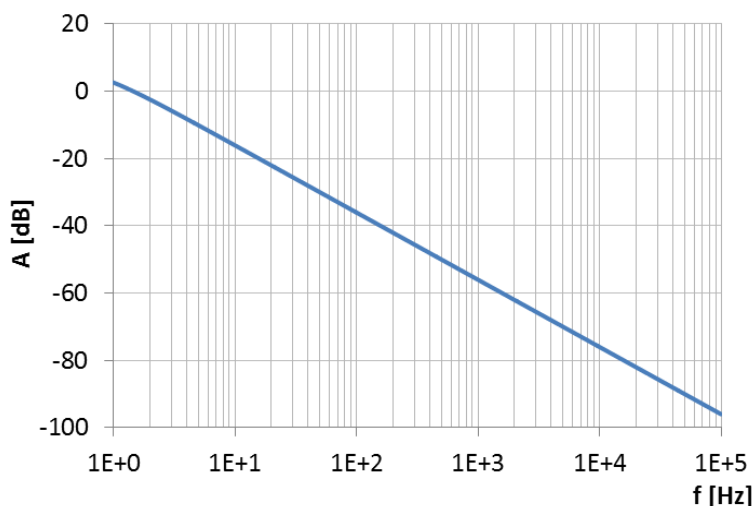
výsledný tvar je Laplaceovým obrazem integrace.

Horní mezní kmitočet obvodu f_m je roven:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \quad (1.13)$$

Tento operační obvod s velkou časovou konstantou RC (pomalý integrátor) se často využívá k potlačování stejnosměrné složky na výstupu nízkofrekvenčních audio předzesilovačů a zesilovačů, v těchto aplikacích zastává funkci silné stejnosměrné zpětné vazby a bývá zde označován jako DC servo.

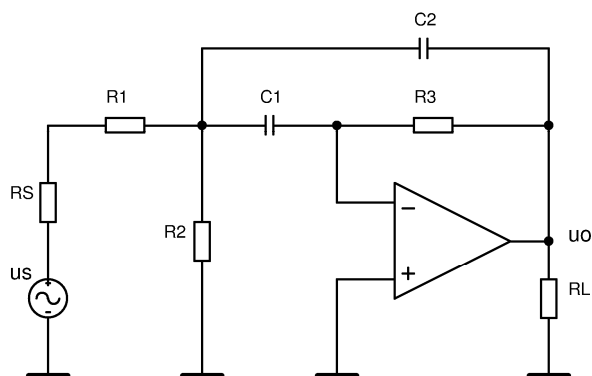
Na obr. 1.12 je ukázka simulace frekvenční závislosti napěťového zesílení integrátoru v zapojení dle obr. 1.9. V simulaci je použit model OZ LME49720 s hodnotami prvků $R = 1 \text{ M}\Omega$ a $C = 100 \text{ nF}$; $R_S = 0 \Omega$. Ze závislosti je patrné, že hodnota mezního kmitočtu odpovídá teoretické hodnotě $f_m = 1,59 \text{ Hz}$.



Obr. 1.12: Frekvenční závislost napěťového zesílení integrátoru

1.3.8 Pásmová propust

Na obr. 1.13 je znázorněna pásmová propust (PP) ARC 2. řádu s jedním zesilovačem, přesněji zapojení Huelsman SAB-BP-H-1.



Obr. 1.13: Pásmová propust ARC 2. řádu - zapojení Huelsman SAB-BP-H-1

Parametry přenosu jsou dány vztahy [5]:

$$K_0 = -\frac{R_3/R_1}{1+C_2/C_1}, \quad \omega_p = \sqrt{\frac{1+R_2/R_1}{R_2R_3C_1C_2}} \quad (1.14a,b)$$

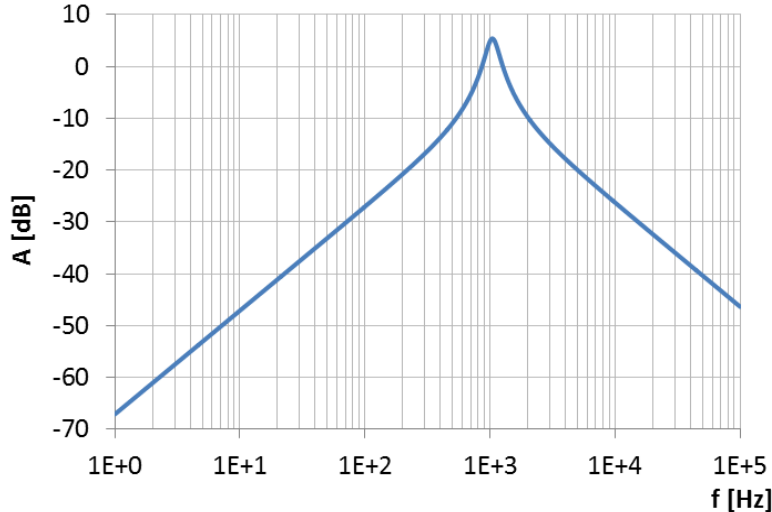
$$d = Q^{-1} = \frac{1}{\sqrt{1+R_2/R_1}} \left[\sqrt{\frac{R_2C_2}{R_3C_1}} + \sqrt{\frac{R_2C_1}{R_3C_2}} \right]. \quad (1.15)$$

Při návrhu je vhodné volit shodné kapacitory, za tohoto předpokladu je možno určit hodnoty rezistorů následovně [5]:

$$R_1 = \frac{Q}{\omega_p C |K_0|}, \quad R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - |K_0|)\omega_p C}, \quad R_3 = \frac{2Q}{\omega_p C}. \quad (1.16a,b,c)$$

Při požadovaných nižších hodnotách činitele jakosti Q lze vynechat rezistor R_2 , zapojení je pak označováno SAB-BP-H-2, návrhové vztahy se pak výrazně zjednoduší a získáme je limitou pro $R_2 \rightarrow \infty$ [5], nicméně výsledky simulací s vynechaným rezistorem R_2 byly neuspokojivé.

Na obr. 1.14 je zachycen výsledek simulace popsané PP pro parametry obvodu $K_0 = 2$; $Q = 4$; $f_c = 1$ kHz. Hodnoty obvodových prvků jsou $R_1 = 150$ k Ω , $R_2 = 9,1$ k Ω , $R_3 = 560$ k Ω a $C_1 = C_2 = 2,2$ nF.



Obr. 1.14: Frekvenční charakteristika PP pro parametry obvodu $K_0 = 2$; $Q = 4$; $f_c = 1$ kHz

Zapojení je použito v návrhu pásmových propustí spektrálního audio analyzátoru.

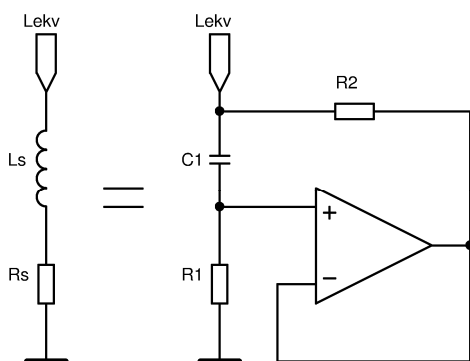
1.3.9 Syntetické bloky

Na obr. 1.15 je znázorněn uzemněný syntetický induktor a jeho ekvivalentní obvod s pasivními prvky zjednodušený o vynechání paralelního rezistoru k cívce L_s .

Vlastnosti syntetického induktoru dle obr. 1.15 popisují vztahy [6]:

$$R_p = R_1 + R_2, \quad R_s = R_2, \quad L = C_2 R_1 R_2, \quad (1.17a,b,c)$$

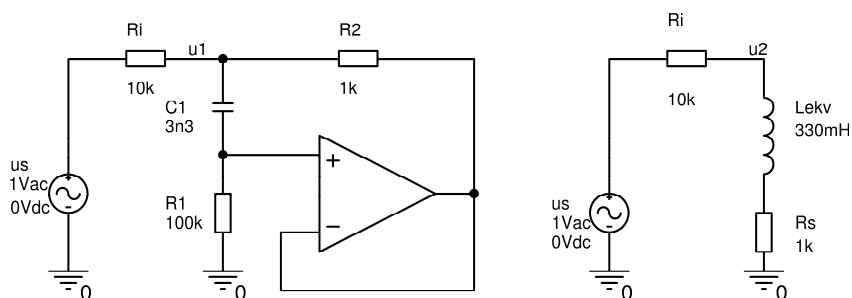
kde L_s je ekvivalentní sériová indukčnost, R_s sériový odpor a R_p paralelní odpor, přičemž paralelní odpor lze za podmínky $R_1 \gg R_2$ zanedbat, proto není zobrazen na obr. 1.13.



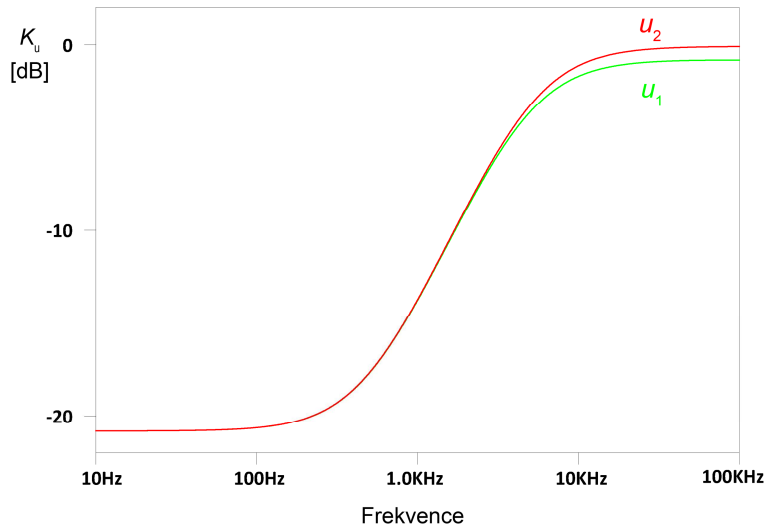
Obr. 1.15: Uzemněný syntetický induktor a jeho zjednodušený ekvivalentní obvod

Zapojení je použito v návrhu grafického equalizéru.

Na obr. 1.16 je ukázka dolní propusti (DP) 1. řádu se syntetickým induktorem a jeho ekvivalentní pasivní náhradní obvod. Na obr. 1.17 je zobrazena frekvenční závislost napětového přenosu obvodu se syntetickým induktorem a jeho ekvivalentního obvodu s pasivními prvky získaná pomocí frekvenční analýzy v programu OrCAD (volba OZ pro simulaci není kritická, v této části byl použit model pro simulaci LM833 z knihovny ONSEMI).



Obr. 1.16: DP 1. řádu se syntetickým induktorem a jeho ekvivalentní náhradní obvod



Obr. 1.17: Frekvenční závislost napět'ového přenosu obvodu se syntetickým induktorem u_1 a jeho ekvivalentního pasivního obvodu u_2

Rozdíly v přenosech na vyšších kmitočtech jsou způsobeny vynecháním paralelního rezistoru R_p u ekvivalentního pasivního obvodu. Při nižších hodnotách R_i je vliv paralelního odporu R_p zanedbatelný, viz vztah pro napět'ový přenos DP s RL článkem na $f \rightarrow \infty$:

$$K_u = \frac{R_p + R_s}{R_p + R_s + R_i}. \quad (1.18)$$

1.4 Reálné operační zesilovače

Údaje katalogových listů mohou nepřímo vykázat o daném obvodu spoustu vlastností, přičemž při výběru vhodného typu OZ je možné se dostat do potíží, kdy parametricky velmi podobné OZ při statisticky vyhodnoceném srovnávacím poslechu vykazují rozdíly. Tyto odlišnosti v reprodukci lze velkou měrou přikládat rozdílným spektrům zkreslení použitých obvodů. V praxi je důležité vybírat obvody zavádějící do signálové cesty co nejméně zkreslení a rušivých napětí. Srovnávací měření dvojitých operačních zesilovačů vhodných pro použití v audiotechnice je uvedeno např. v [7]. Z tohoto informačního zdroje plyne závěr, že velmi dobrým kompromisem pro použití v audio elektronice je obvod NJM4580 výrobce New Japan Radio, u něhož je dosaženo výborných vlastností za velmi přijatelnou cenu, dostupnost tohoto obvodu je také dobrá.

Test [7] bohužel zahrnuje pouze měření na jednom typu operačního obvodu a není příliš obsáhlý po stránce množství použitých OZ. Při použití jiných operačních obvodů je pravděpodobné, že výsledné vlastnosti budou ku prospěchu jiného typu OZ. Toto tvrzení lze vysvětlit na jednoduchém případu, kdy v obvodech korekcí kmitočtové charakteristiky je výhodnější použití kvalitních unipolárních OZ, zejména díky nižším vstupním proudům a vyšším vstupním impedancím. Rozdíly se mohou vyskytnout dokonce u OZ stejného typu a odlišného výrobce, či dokonce stejného výrobce a jiné výrobní šarže [1]. V současnosti je třeba věnovat též pozornost nákupu součástek od ověřených dodavatelů. Na trhu jsou bohužel k dispozici falzifikáty kvalitních polovodičů, jejichž použití může mít neblahé následky na výslednou kvalitu zařízení.

Výsledné parametry jednotlivých realizovaných bloků jsou úzce spjaty s kvalitou návrhu a s mírou znalostí vlastností OZ a dalších použitých součástek. Nedodržením konstrukčních zásad mohou být kvalitativní parametry obvodů silně degradovány. Při použití specifických OZ je nutné dodržet doporučení výrobce uváděné v katalogových listech. Tímto postupem lze předejít zhoršeným přenosovým vlastnostem a případným nestabilitám. Důležitým faktorem pro výsledné vlastnosti je kvalita použitých součástek, která se odráží v konečné ceně konstrukce. V návrhu je také důležité zvolit vhodný kompromis mezi zhoršenými šumovými parametry obvodů způsobenými vysokými hodnotami impedancí v obvodu nebo vyšším zkreslením, které může být důsledkem přetěžování výstupů OZ nízkými impedancemi.

V tab. 1.1 jsou srovnány typické parametry několika běžně dostupných a v audio technice používaných OZ. Pro přehlednost jsou v tabulce uvedeny parametry, které byly obdrženy za shodných či podobných podmínek měření (frekvence, zesílení, amplituda výstupního napětí, velikost zátěže). Případné rozdíly jsou uvedeny v legendě pod tabulkou.

Tab. 1.1: Srovnání parametrů dvojitých OZ [8], [9], [10], [11]

Název obvodu		TL082	LM833	NE5532	NJM4580	OP275	OPA2134	LME49720	AD823
Typ		uni	bip	bip	bip	bip+uni	uni	bip	uni
Výrobce		TI	TI	TI	JRC	AD	TI	TI	AD
e_n	[nV/√Hz]	25	4,5	5	-	6	8	2,7	16 ¹⁾
i_n	[pA/√Hz]	0,01	0,7	0,7	-	1,5	0,003	1,6	0,001
V_{OS}	[mV]	5	0,3 ²⁾	0,5	0,5	1	0,5	0,1	0,7
$\Delta V_{OS}/\Delta T$	[μV/°C]	10	2	-	-	2	2	0,2	2
I_{OS}	[A]	25p	10n	10n	5n	2n	2p	11n	2p
I_B	[A]	50p	500n	200n	100n	100n	5p	10n	5p
R_{in}	[Ω]	1E+12	-	3E+5	-	-	1E+13	1E+13	1E+13
G_{OL}	[dB]	100	110	100	110	106	120	140	96
CMRR	[dB]	100	100	100	110	106	100	120	82
PSRR	[dB]	100	100	100	110	111	106	120	80
ISO_{ch-ch}	[dB]	120	120	120	-	-	135	118	105
SR	[V/μs]	13	7	9	5	22	20	20	25
GBW	[MHz]	4	15	10	15	9	8	55	16
THD+N	[%]	0,02	0,002	-	0,0005	0,0006	0,00008	0,00003	0,03 ³⁾

- Typ** - uni / bip: unipolární / bipolární vstupní stupeň
- Výrobce** - TI: Texas Instruments, JRC: New Japan Radio Corp., AD: Analog Devices
- e_n - spektrální hustota vstupního šumového napětí [nV/√Hz], při $f = 1$ kHz; 1) $f = 10$ kHz
- i_n - spektrální hustota vstupního šumového proudu [pA/√Hz], při $f = 1$ kHz
- V_{OS} - vstupní napěťový ofset (vstupní zbytkové napětí) [mV]; $R_s = 10$ kΩ; 2) 10 Ω;
- $\Delta V_{OS}/\Delta T$ - teplotní drift V_{OS} [μV/°C]; $R_s = 10$ kΩ;
- I_{OS} - vstupní proudový ofset (vstupní zbytkový proud) [A]; $V_{CM} = 0$ V
- I_B - vstupní klidový proud [A]; $V_{CM} = 0$ V
- R_{in} - vstupní souhlasný odpor [Ω]
- G_{OL} - stejnosměrné zesílení v otevřené smyčce, open loop gain [dB]
- CMRR** - činitel potlačení souhlasného rušení, common mode rejection ratio [dB]
- PSRR** - činitel potlačení napájecího napětí, power supply rejection ratio [dB]
- ISO_{ch-ch}** - izolace kanálů, útlum přeslechů mezi kanály OZ [dB]
- SR** - rychlost přeběhu, slew rate [V/μs]
- GBW** - šířka pásma při jednotkovém zesílení, gain-bandwidth product [MHz]
- THD+N** - činitel harmonického zkreslení + šum [%]; $f = 1$ kHz; 3) 20 kHz

2 OBVODOVÝ NÁVRH A SIMULACE

2.1 Vstupní části

2.1.1 Symetrický mikrofonní předzesilovač

Slouží k dostatečnému zesílení a impedančnímu přizpůsobení vstupního signálu. V tomto případě je zdrojem signálu elektrodynamický nebo elektrostatický mikrofon. Akustický signál je pomocí mikrofonu převáděn na elektrický. Výstupní signál akusticko-elektrického měniče bývá často převeden pomocí symetrizačních obvodů (transformátor, aktivní symetrizační obvod) na symetrický, který vykazuje vyšší odolnost vůči souhlasnému vnějšímu rušení. Typická jmenovitá impedance mikrofonů je dle [12] a [13] rovna $R_O = 200 \Omega$ a typická citlivost je nejčastěji v řádu jednotek mV/Pa.

Lidským uchem vnímáme bezbolestně zvuky o hladině akustického tlaku od $L_p = 0\text{dB}$ až po $L_p = 130\text{dB}$. Hladina akustického tlaku L_p se také značí jako *SPL* (Sound Pressure Level) a lze ji určit pomocí vztahu [14]:

$$L_p = SPL = 20 \cdot \log\left(\frac{p}{p_0}\right), \quad (2.1)$$

kde p je akustický tlak a p_0 je referenční hodnota akustického tlaku $p_0 = 20 \mu\text{Pa}$. Z tohoto vztahu lze určit maximální bezbolestně vnímaný akustický tlak $p = 63 \text{ Pa}$. Pro věrné zpracování zvuku je požadován obrovský dynamický rozsah, kterého je prakticky těžké dosáhnout (omezení šumem). Rozsah řízení zisku předzesilovače G bývá přibližně 60 dB.

Schéma zapojení navrženého předzesilovače je na obr. 2.1. Zapojení umožňuje připojení elektrodynamického, elektrostatického mikrofonu nebo zdroje linkové úrovně. Základem zapojení je obvod SSM2017, který je pro tento účel speciálně navržen. Zapojení je navrženo s přihlédnutím k aplikačním poznámkám výrobce podobného obvodu [13].

Vstupní diferenční napětí nízké úrovně je přiváděno na svorky MIC+ a MIC-. Aby vstup nepřetěžoval zdroj signálu je jeho diferenční vstupní odpor R_D přibližně desetinásobný oproti impedanci zdroje, tedy $R_D \approx 2 \text{ k}\Omega$. Za vstupními svorkami je útlumový článek PAD, který je navržen tak, aby snižoval přenos o 20 dB (využitelné v případě zdrojů zvuku s vysokým *SPL* snímaných citlivým mikrofonem) a zároveň splňoval podmínku velikosti R_D . Ze zapojení je tento útlumový článek možné vyřadit přepínačem, který není zobrazen (propojením R_3 a R_4 , rozpojením R_5). Bez útlumového článku pak definují diferenční vstupní odpor R_D rezistory R_{10} a R_{11} . U linkového vstupu, který slouží k připojení vysokoúrovňového zdroje na svorky LINE+ a LINE+ je R_D dáno rezistory R_{13} , R_{14} , R_{10} a R_{11} . Základní útlum linkového vstupu při shodnosti rezistorů v obou větvích je:

$$A = \frac{R_{10}}{R_{10} + R_{13}} \approx 14 \text{ dB} . \quad (2.2)$$

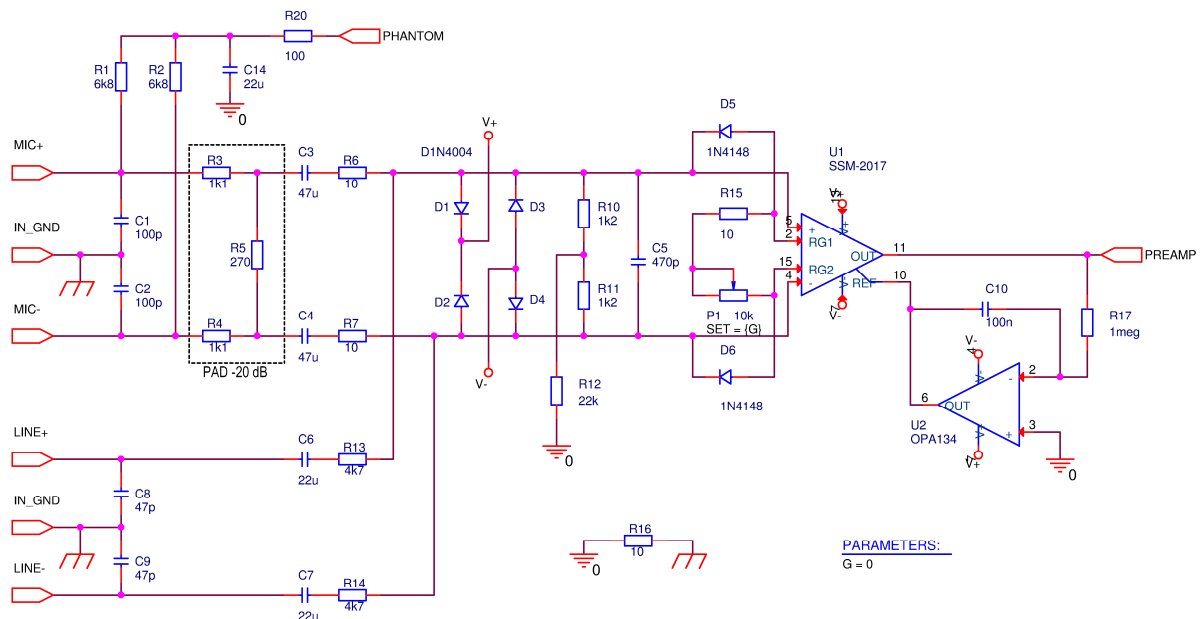
Zesílení diferenčního vstupního napětí G_D obvodu je možné měnit pomocí potenciometru P_1 . Obecně a s dosazením navržených hodnot je G_D dáno [11]:

$$G_D = 1 + \frac{10000}{P_1 + R_{15}}, \quad (2.3)$$

$$G_{Dmin} = 1 + \frac{10000}{10000 + 10} \approx 6 \text{ dB}, \quad G_{Dmax} = 1 + \frac{10000}{10} \approx 60 \text{ dB}. \quad (2.4a,b)$$

Prvky R_1 , R_2 , R_{20} a C_{14} tvoří součást obvodu fantomového napájení (Phantom), které se používá k napájení elektrostatických mikrofónů stejnosměrným napětím $+48V$ a proudem několik mA. Tento obvod má konstantní impedanci při připojení i odpojení fantomového napájení. Kondenzátory C_3 , C_4 , C_6 a C_7 stejnosměrně oddělují vstupy od U_1 , vzhledem k jejich relativně velké kapacitě je nutné použít kondenzátorů elektrolytických, které nejsou svými vlastnostmi úplně vhodné pro použití v audio technice v signálové cestě.

Při připojování vstupních konektorů, spínání a vypínání fantomového napájení vznikají napěťové špičky, které mohou poškodit obvod U_1 . Ochranu proti těmto přechodným dějům tvoří R_6 , R_7 , D_1 až D_6 . Kondenzátory C_1 , C_2 a C_5 slouží k zabránění pronikání vysokofrekvenčního rušení do předzesilovače, na jejich místě lze použít keramické kondenzátory. Rezistor R_{12} zvyšuje souhlasný vstupní odpor R_{CM} , který je dán $R_{CM} = R_{10} || R_{11} + R_{12}$.



Obr. 2.1: Symetrický mikrofonní/linkový předzesilovač

OZ U_2 , R_{17} a C_{10} tvoří pomalý integrátor popsany v kap. 1.3.7 (DC servo) – nuluje stejnosměrnou složku na výstupu předzesilovače, časová konstanta RC je zvolena, tak aby funkce obvodu nezasahovala do slyšitelného pásma ($f_m = 1,6 \text{ Hz}$). Tento jednoduchý obvod je nutné použít díky posunu stejnosměrné složky při změně zisku pomocí P_1 . Pro správnou funkci tohoto integrátoru je důležitý výběr OZ. Zde je důležité přihlídnout zejména k parametru vstupního klidového proudu I_B zesilovače U_2 , který musí být co nejnižší. Obdobně to platí pro parametry vstupního zbytkového proudu a napětí I_{OS} a V_{OS} . Dále vstupní odpor R_{in} použitého OZ musí být co největší $R_{in} \gg R_{17}$. Tyto předpoklady obecně splňují OZ s unipolárním vstupním stupněm, na pozici U_2 byl proto vybrán obvod OPA134 (varianta OPA2134 s jedním zesilovačem).

Již dříve byl zmíněn požadavek na minimalizaci rušení, které může do jisté míry, či úplně znehodnotit vstupní signál. Aplikace symetrického vstupního předzesilovače je sice dobrým řešením, ale vlastnosti tohoto zapojení mohou být silně degradovány použitím pasivních součástek s velkou tolerancí v obou větvích symetrického vstupu. Nezáleží tak na přesné hodnotě součástky, ale spíše na vzájemném párování (R_{10} a R_{11} ; R_{13} a R_{14} ...), použití součástek s tolerancí lepší než 1% je pro dosažení vysoké hodnoty $CMRR$ nezbytné.

V návrhu je použito kondenzátorů pro stejnosměrné oddělení jednotlivých částí obvodů a bloků - pasivní horní propust (HP) CR . Spodní mezní kmitočet f_m jednotlivých vazebních členů se volí, tak, aby celkový útlum (součet útlumů všech členů) v dolní části slyšitelného spektra byl menší než 3 dB (v praxi často méně, $\approx 0,5$ dB). Spodní mezní kmitočet HP f_m je dán vztahem [15]:

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}, \quad (2.5)$$

kde f_m značí mezní kmitočet, C kapacitu kondenzátoru a R odpor (vstupní odpor připojeného stupně, nebo také sériovou kombinaci výstupního odporu předcházejícího a vstupního odporu následujícího stupně).

Obvod SSM2017 je s malými úpravami v zapojení zaměnitelný s obvodem uvedenými v tab. 2.1. V této tabulce jsou také přehledně uvedeny nejdůležitější parametry obvodů.

Tab. 2.1: Srovnání parametrů obvodů pro symetrické mikrofonní předzesilovače [11], [13], [8]

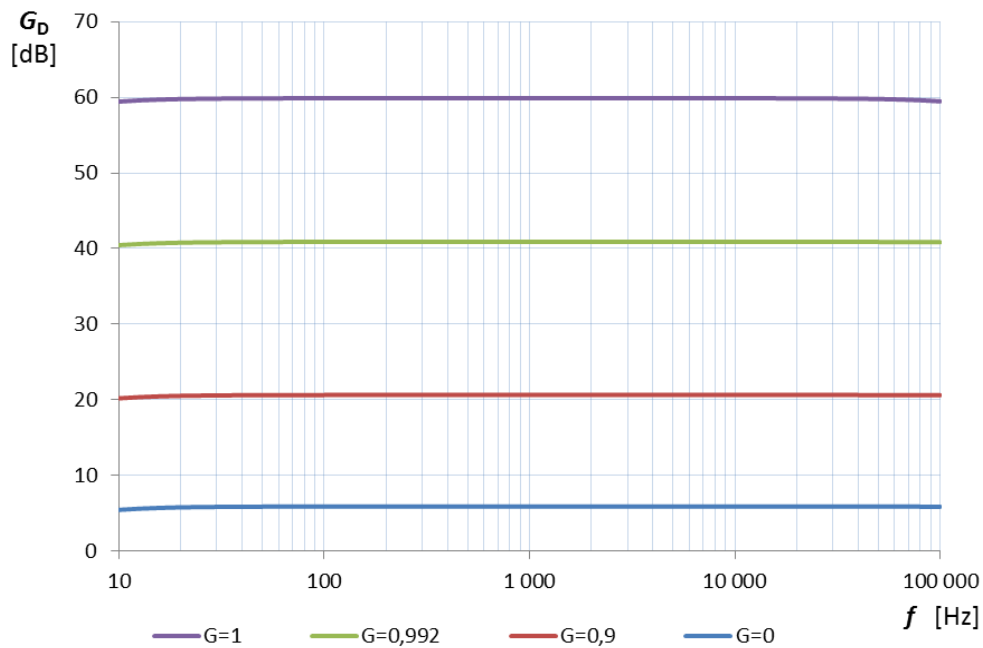
Název obvodu		SSM2017	SSM2019	THAT1510	THAT1512	INA163	INA217
G [-]		$1+10/R_G$	$1+10/R_G$	$1+10/R_G$	$0,5+5/R_G$	$1+6/R_G$	$1+10/R_G$
e_n [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	$G = 1$	107,4	50	57	34		
	$G = 10$	11,83	8	7	4,6		
	$G = 100$	1,95	1,7	1,7	1,4		
	$G = 1k$	0,95	0,95	1	1	1	1,3
i_n [pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]		2	2	2	2	0,8	0,8
CMRR [dB]	$G = 1$	54	54	60	60	80	80
	$G = 10$	74	74	80	80		
	$G = 100$	92	92	100	100	116	116
	$G = 1k$	112	112	120	120		
SR [V/ μs]		17	20	19	19	15	15
BW [Hz]	$G = 1$	4M	4M	15M	11M	3,4M	3,4M
	$G = 10$	2M	2M	8M	9M		
	$G = 100$	1M	1M	7M	7M	0,8M	0,8M
	$G = 1k$	200k	200k	3M	1,6M		
THD+N [%]	$G = 1$	0,008	0,008	0,0005	0,001		
	$G = 10$	0,004	0,004	0,0012	0,004		
	$G = 100$	0,005	0,005	0,0016	0,005	0,002	0,004
	$G = 1k$	0,012	0,012	0,005	0,008		

G zesílení, zisk obvodu

R_G odpor vložený mezi vývody R_{G1} a R_{G2} v k Ω (vývody 1 a 8)

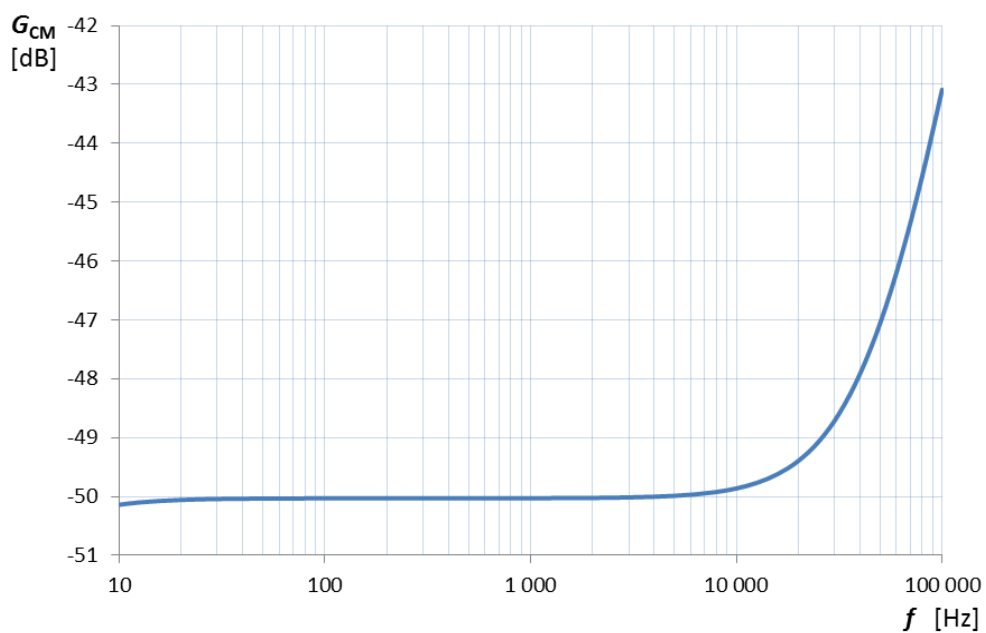
BW šířka pásma (bandwidth)

Na obr. 2.2 je zachycen výsledek simulace – frekvenční závislost zesílení diferenčního vstupního napětí G_{CM} mikrofonního předzesilovače bez útlumového členu (AC Sweep/Noise s rozmítáním parametru G – odpor potenciometru P_1).



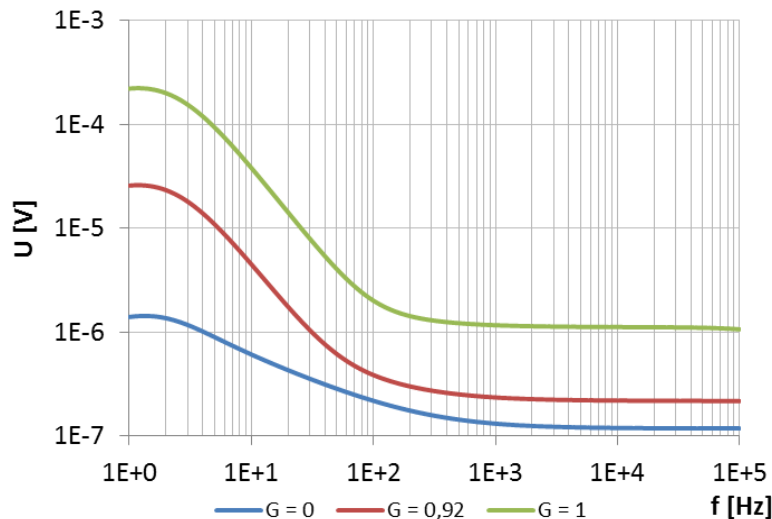
Obr. 2.2: Závislost napěťového přenosu symetrického mikrofonního předzesilovače na frekvenci

Na obr. 2.3 je znázorněna frekvenční závislost zesílení souhlasného napětí G_{CM} , parametr $G = 0$. Z obou uvedených průběhů zesílení, je patrné, že simulace se řádově shoduje s uvedeným katalogovým údajem $CMRR$.



Obr. 2.3: Frekvenční závislost zesílení souhlasného vstupního napětí G_{CM}

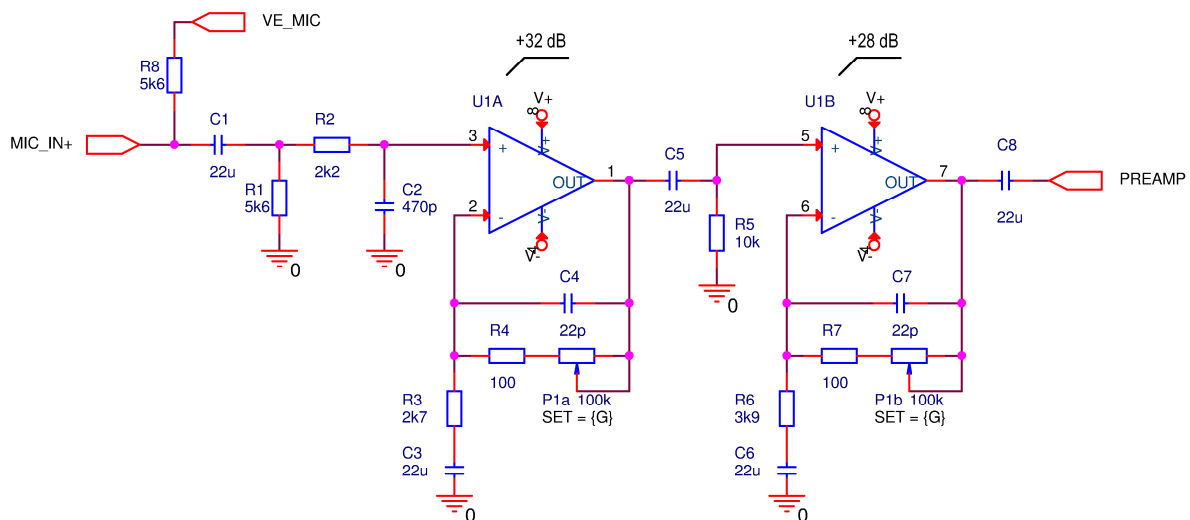
Na obr. 2.4 je zachycen simulací obdržený průběh výstupního šumového napětí v závislosti na frekvenci. Parametr zesílení G je krokován (0; 0,92, 1). Pro tuto simulaci bylo nutné zkontrolovat přítomnost vstupních šumových parametrů ve zdrojových kódech PSpice modelů zesilovačů U_1 a U_2 . Modely obvodů SSM2017 i OPA134 obsahují údaje pro šumovou analýzu.



Obr. 2.4: Frekvenční závislost výstupního šumového napětí

2.1.2 Nesymetrický mikrofonní předzesilovač

Na obr. 2.5 je schéma navrženého a simulovaného nesymetrického mikrofonního předzesilovače. Skládá se ze dvou neinvertujících napěťových zesilovacích stupňů řízených jedním tandemovým (stereo) potenciometrem, zapojení viz kap. 1.3.1.



Obr. 2.5: Nesymetrický mikrofonní předzesilovač

Vstup, výstup a jednotlivé stupně jsou vzájemně stejnosměrně odděleny kondenzátory C_1 , C_5 a C_8 . Vstupní odpor definuje paralelní kombinace rezistorů R_1 a R_8 . RC člen R_2 a C_2 tvoří dolní propust (DP) a zabraňuje pronikání vf. rušení na vstup OZ, mezní frekvence tohoto

filtru je zvolena $f_m \approx 150$ kHz.

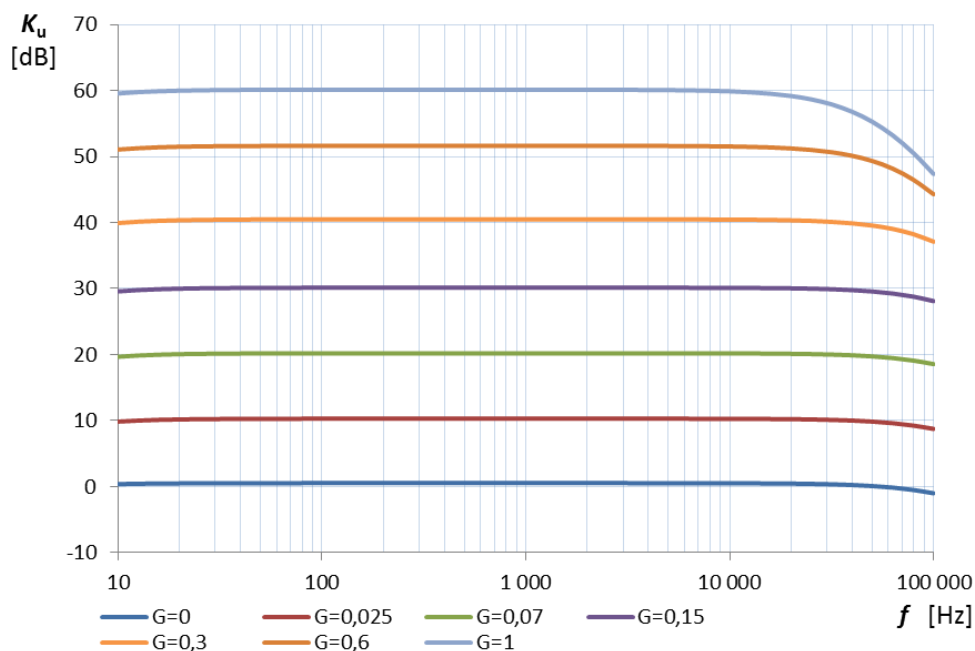
Celkový zisk je řízen dvojitým (tandemovým či stereo) potenciometrem P_1 , který je zapojen ve zpětné vazbě OZ. Toto zapojení má kladný vliv na šumové vlastnosti obvodu. Napěťové zesílení předzesilovače je pro mezní nastavení P_1 dle vztahu (1.3) rovno:

$$G_{\min} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) = \left(1 + \frac{100}{2700}\right) \cdot \left(1 + \frac{100}{3900}\right) \approx 0,5 \text{ dB} \quad (2.6)$$

$$G_{\max} = \left(1 + \frac{R_4 + P_1}{R_3}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_7 + P_1}{R_6}\right) = \left(1 + \frac{100100}{2700}\right) \cdot \left(1 + \frac{100100}{3900}\right) \approx 60 \text{ dB} \quad (2.7)$$

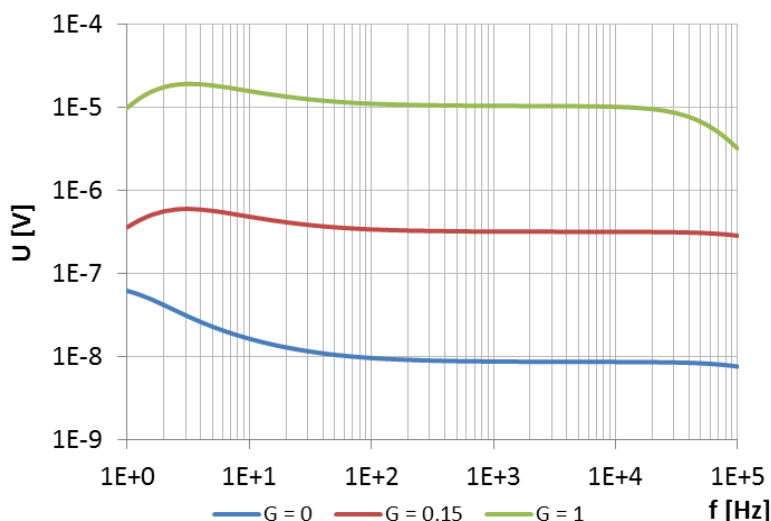
Kondenzátory C_3 a C_6 zvyšují přenos zpětnovazebních smyček pro nízké kmitočty (silná záporná zpětná vazba pro stejnosměrnou složku). Kondenzátory C_3 a C_6 jsou frekvenčními kompenzacemi - zlepšují stabilitu zapojení, z hlediska linearity, teplotní a časové stability kapacity je výhodné použít kondenzátorů keramických typu NP0 / COG. Rezistor R_8 slouží k připojení napájecího napětí přibližně 9V pro elektretový mikrofon – svorka VE_MIC, tato svorka může být případně uzemněna přepínačem při vypnutí napájení pro dosažení konstantní vstupní impedance.

Na obr. 2.6 je zachycena závislost zesílení K_u nesymetrického mikrofonního předzesilovače na frekvenci f , parametrem simulace je G , tento parametr krokuje odpor potenciometru P_1 , který řídí celkové zesílení obvodu. OZ použitý pro simulaci je LM833 z knihovny ONSEMI. Z průběhu je jasně patrný vliv zpětnovazebních kompenzačních kapacitorů C_3 a C_6 , které způsobují pokles frekvenčních charakteristik na vyšších kmitočtech.



Obr. 2.6: Závislost zesílení nesymetrického mikrofonního předzesilovače na frekvenci

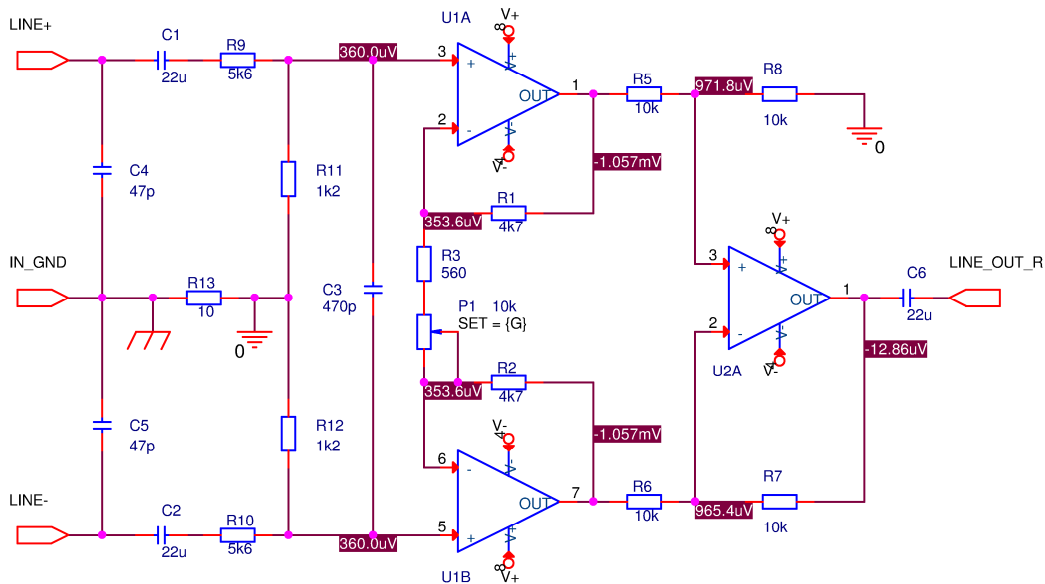
Frekvenční průběh výstupního šumového napětí pro různá zesílení je zachycen na obr. 2.7. Pro tuto simulaci bylo nutné použít OZ, jehož model obsahuje údaje o šumových poměrech obvodu. V tomto případě se jedná o obvod LME49720.



Obr. 2.7: Frekvenční závislost výstupního šumového napětí

2.1.3 Symetrický linkový předzesilovač

Na obr. 2.8 je znázorněn návrh symetrického linkového předzesilovače a jsou v něm zachyceny i důležité hodnoty napětí v obvodu. Vychází ze zapojení přístrojového zesilovače (kap. 1.3.5). Jmenovitá vstupní úroveň předzesilovače je 0 dBu, což odpovídá efektivní hodnotě harmonického napětí $U_{in} = 775$ mV. U linkových předzesilovačů na rozdíl od mikrofonních není nutný velký rozsah regulace zisku.



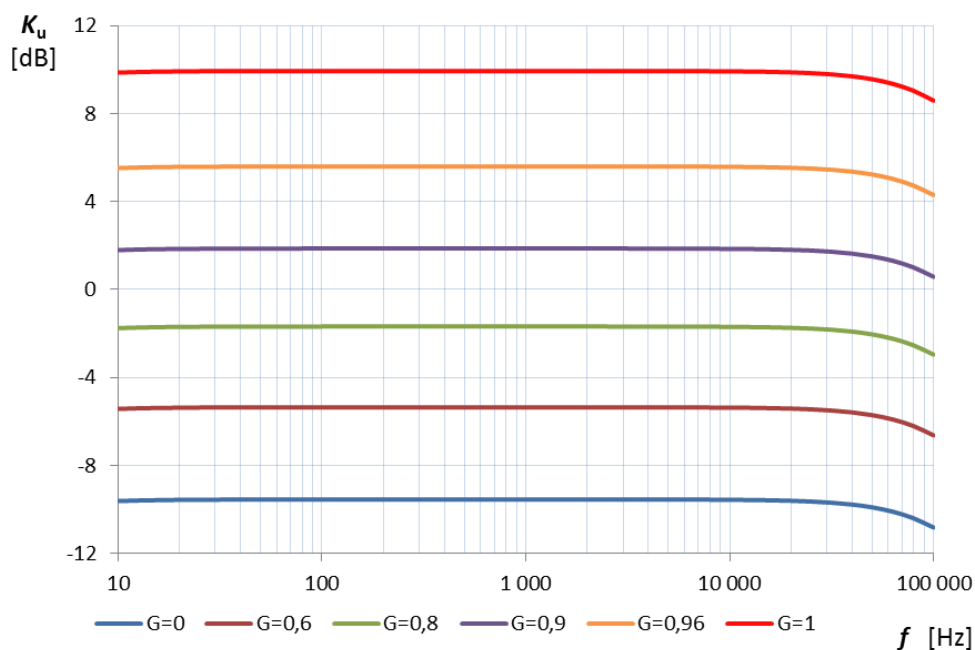
Obr. 2.8: Symetrický linkový předzesilovač

Vstupní diferenční odpor je dán sériovou kombinací rezistorů R_9 , R_{10} , R_{11} a R_{12} a je roven $R_D = 13,6$ k Ω . Útlum vstupního děliče R_9 , R_{10} , R_{11} a R_{12} je $A = 15$ dB. Celkový zisk předzesilovače je dle vztahu (1.10) roven:

$$K_u = \left(1 + \frac{2 \cdot R_1}{R_3 + P_1} \right). \quad (2.8)$$

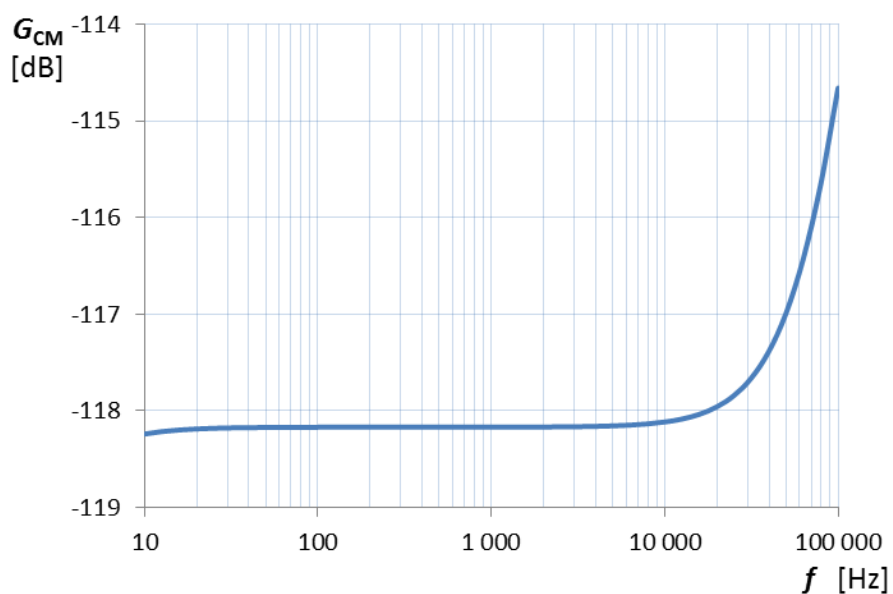
Po dosažení mezních hodnot P_1 je obdrženo minimální zesílení předzesilovače $K_{u\min} \approx 5,5$ dB a maximální zesílení $K_{u\max} \approx 25$ dB.

Na obr. 2.7 a obr. 2.8 je výsledek simulace symetrického linkového předzesilovače pro různé parametry G (krokování potenciometru).



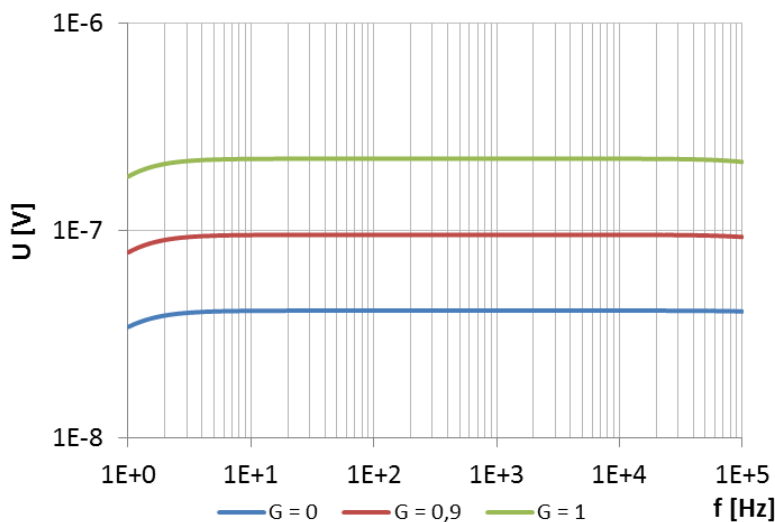
Obr. 2.9: Závislost zesílení symetrického linkového předzesilovače na frekvenci

Na obr. 2.8 je zachycena simulace frekvenčního průběhu zesílení souhlasného napětí G_{CM} při nastavení parametru $G = 0$.



Obr. 2.10: Frekvenční závislost zesílení souhlasného napětí přístrojového zesilovače

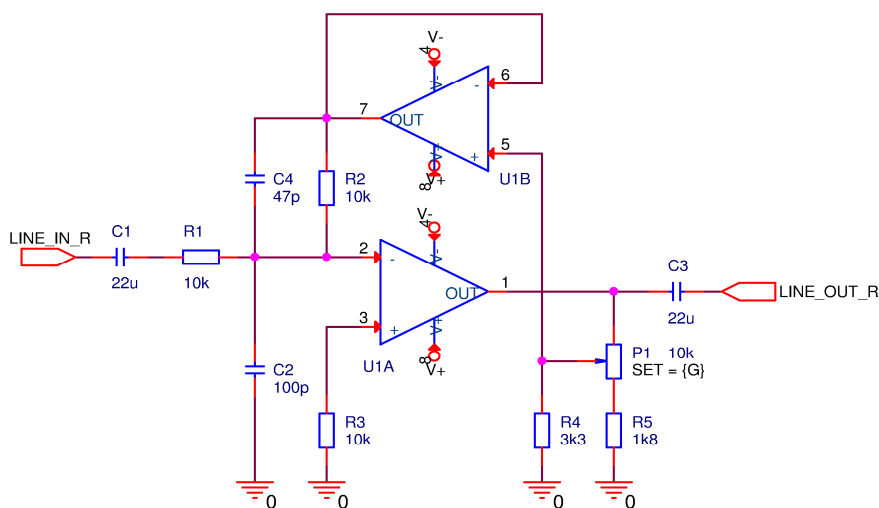
Závislost výstupního napětí šumu na frekvenci pro různé zisky předzesilovače je znázorněna na obr. 2.11.



Obr. 2.11: Frekvenční závislost výstupního šumového napětí přístrojového zesilovače

2.1.4 Nesymetrický linkový předzesilovač

Nesymetrický linkový předzesilovač je zobrazen na obr. 2.12. Jeho základem je napět'ový invertor s napět'ovým sledovačem ve zpětné vazbě.



Obr. 2.12: Nesymetrický linkový předzesilovač

Vstupní signál je přiveden přes vazební kondenzátor C_1 a rezistorem R_1 přiveden do součtového uzlu. Do tohoto uzlu vstupuje také zpětná vazba tvořená C_4 , R_2 , R_4 , R_5 , P_1 a U_{1B} . V horní poloze potenciometru P_1 je zpětnovazební napětí rovno výstupnímu napětí U_{1A} , zapojení pak lze zjednodušit a přenos předzesilovače odpovídá klasickému napět'ovému invertoru:

$$K_u = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10000}{10000} \approx 0 \text{ dB}. \quad (2.9)$$

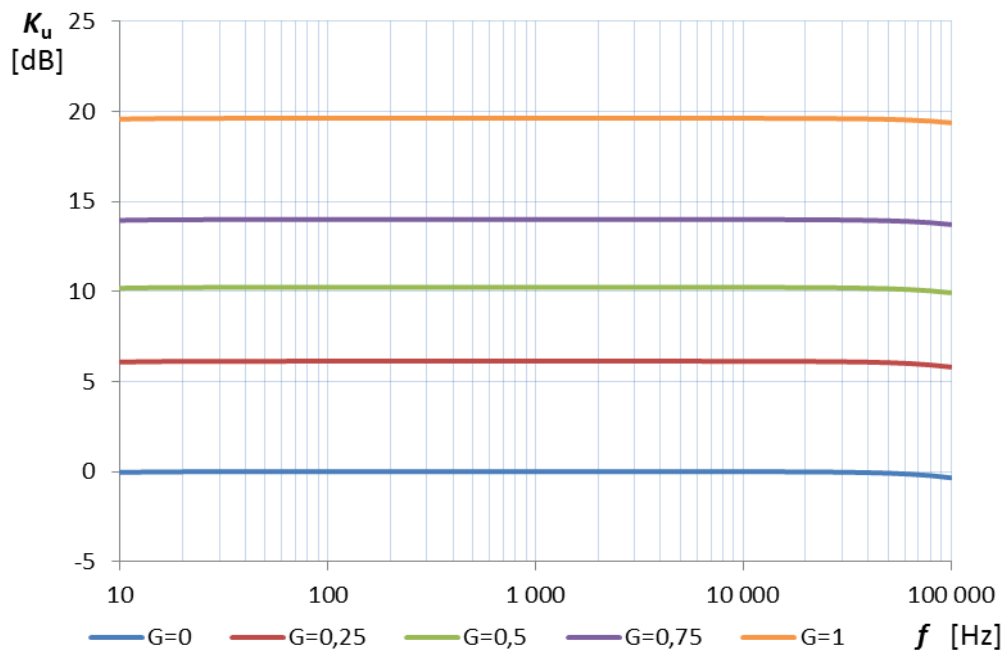
V dolní poloze potenciometru je velikost zpětnovazebního signálu zmenšena děličem R_4 , R_5 a P_1 . Útlum tohoto děliče je dán vztahem:

$$A = \frac{R_4 \parallel R_5 + P_1}{R_4 \parallel R_5} = 9,586 \approx 20 \text{ dB}. \quad (2.10)$$

Vstupní napětí u_s vyvolává ekvivalentní vstupní proud. Tento přitékající proud je kompenzován proudem A -krát menším přes zpětnovazební rezistor R_2 do výstupu U_{1B} (viz analogie k rovnici 1.4) a následnou úpravou obdržíme:

$$\frac{u_s}{R_1 + R_s} = -\frac{u_o}{R_2 \cdot A}, \quad G = \frac{u_o}{u_s} = -\frac{R_2 \cdot A}{R_1 + R_s}. \quad (2.11a,b)$$

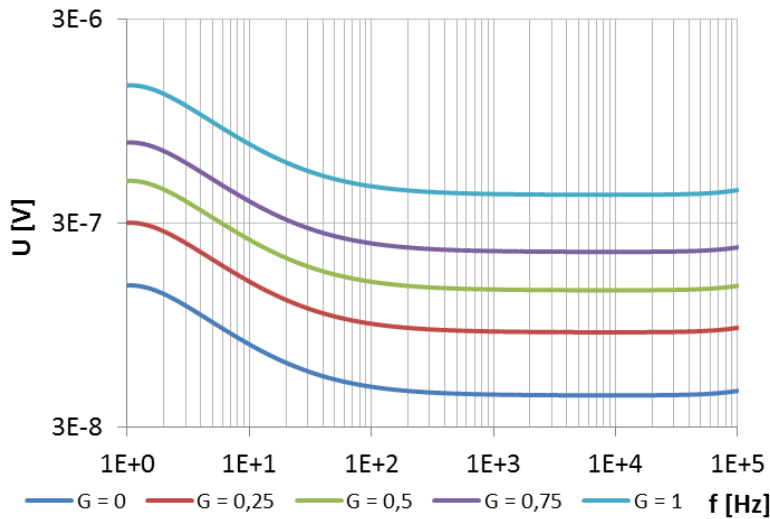
Přenos tohoto zapojení je tedy A -krát větší než přenos jednoduchého napět'ového invertoru. Minimální zesílení předzesilovače je $K_{u\min} \approx 0 \text{ dB}$ a maximální zesílení $K_{u\max} \approx 20 \text{ dB}$, což odpovídá výsledku simulace z obr. 2.13. Na tomto obrázku je znázorněna frekvenční závislost zesílení nesymetrického linkového předzesilovače pro různé parametry G (krokování rezistivity potenciometru P_1). Jako P_1 lze použít potenciometr s lineárním průběhem odporu.



Obr. 2.13: Závislost zesílení nesymetrického linkového předzesilovače na frekvenci

Obvod U_{1B} v tomto zapojení zajišťuje konstantní impedanci zpětnovazební větve. Bez tohoto obvodu by byla impedance závislá na poloze potenciometru P_1 . Což by mělo vliv na průběh celkového zesílení obvodu.

Závislost výstupního šumového napětí výše popsaného obvodu s krokovaným zesílením je na obr. 2.14.

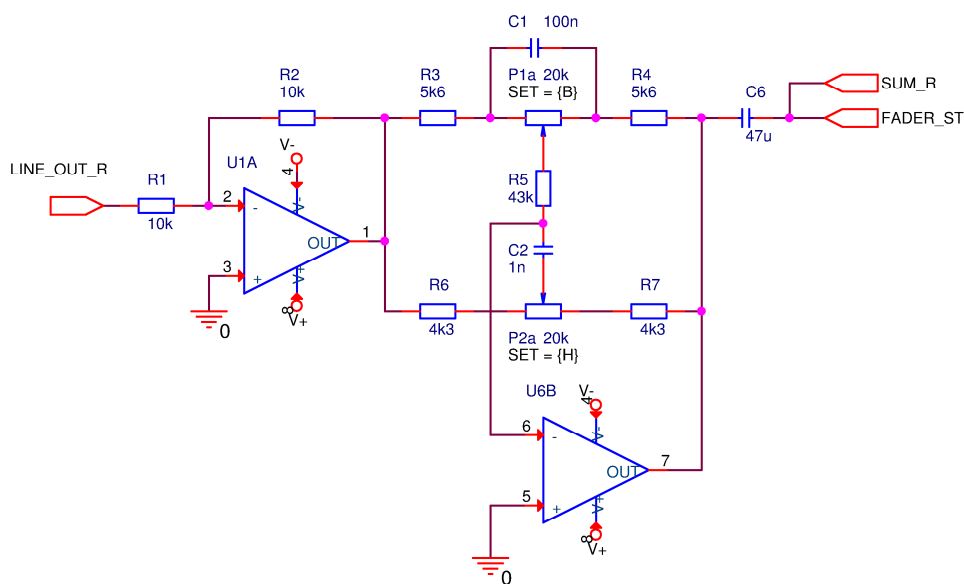


Obr. 2.14: Závislost výstupního šumového napětí na frekvenci

2.2 Korekční obvody, ekvalizéry

2.2.1 Dvoupásmový aktivní korektor

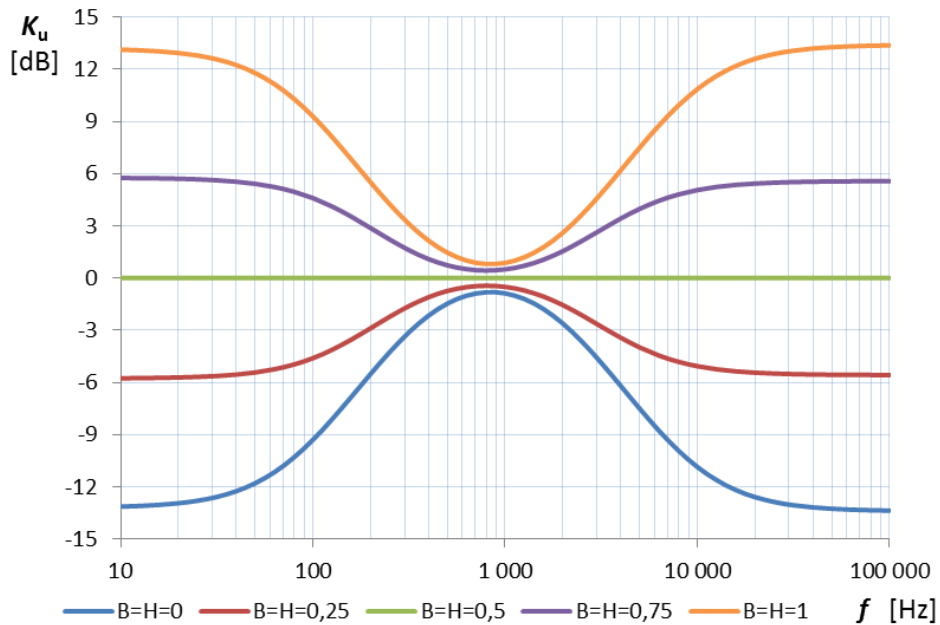
Schéma zapojení je na obr. 2.15, jedná se o zapojení s jedním dvojitým OZ s plynule říditelnými kmitočtovými korekcemi hloubek a výšek ve zpětné vazbě. Tento korektor je vhodný pro kmitočtovou regulaci stereo vstupů. Teoretický rozsah regulace je až ± 13 dB, ale tento plný rozsah vykazuje až za hranicemi slyšitelnosti. Korektor vykazuje zisk $G = \pm 12$ dB na kmitočtech $f_D = 45$ Hz a $f_H = 14,5$ kHz.



Obr. 2.15: Dvoupásmový korekční zesilovač

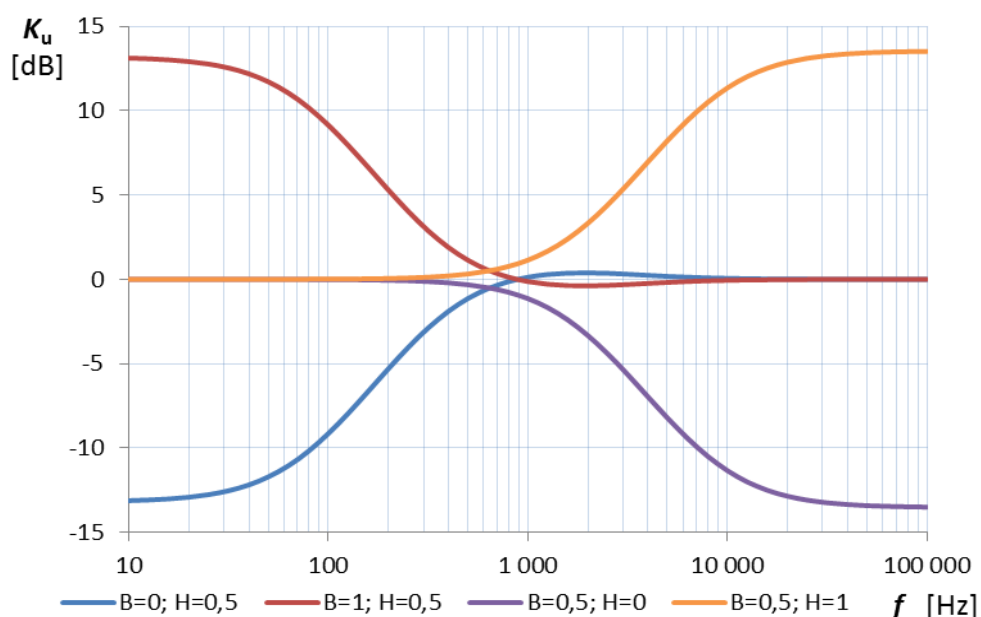
Hodnoty součástek jsou zvoleny s ohledem na minimální zatěžovací impedanci použitých OZ z důvodu minimalizace šumu způsobeného proudovou složkou vstupního šumového napětí. Běžná zapojení aktivních korektorů obsahují např. potenciometry s hodnotami 100 k Ω , což je zbytečně vysoká hodnota.

Na obr. 2.16 je simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu navrženého korektoru při krokování parametrů $B = H$ od 0 po 1 s krokem 0,25.



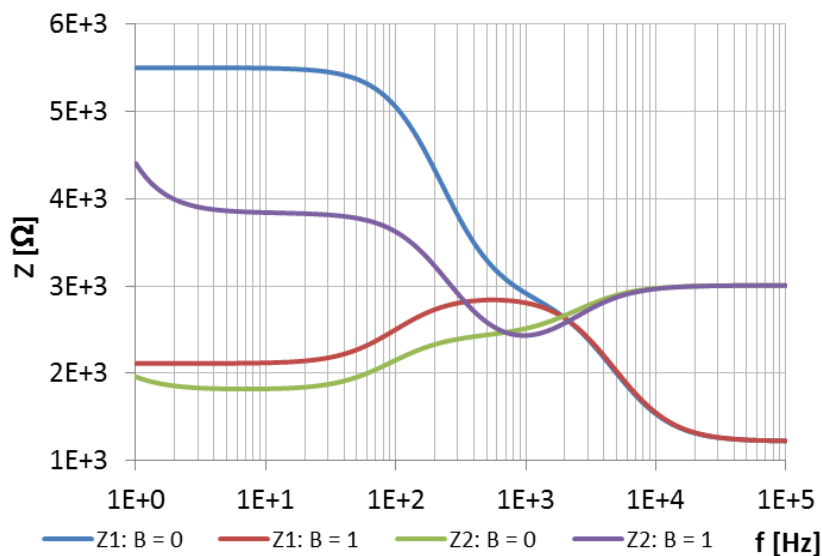
Obr. 2.16: Frekvenční závislost napěťového přenosu korektoru (parametr $B = H$)

Na obr. 2.17 je simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu navrženého korektoru při krokování parametrů B a H (nastavení parametrů je uvedeno v legendě), cílem této analýzy bylo zachycení vzájemného ovlivňování korektorů hloubek a výšek.



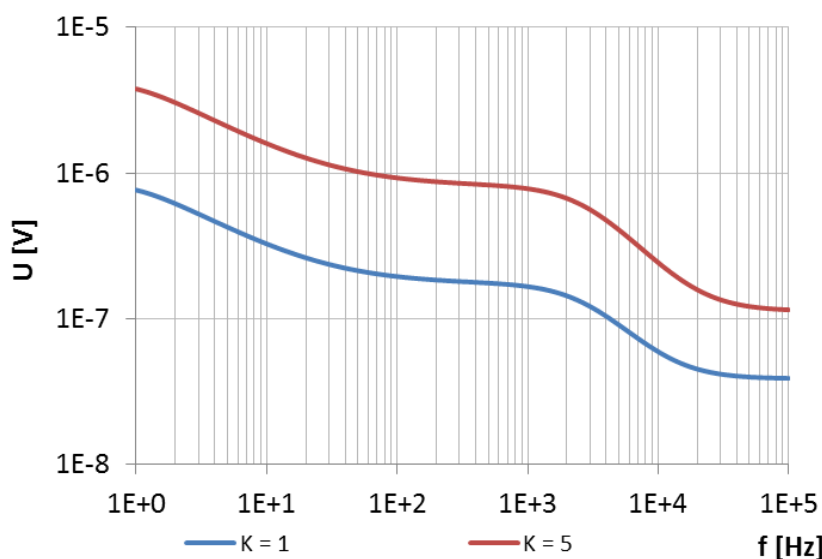
Obr. 2.17: Frekvenční závislost napěťového přenosu korektoru (vzájemné ovlivňování korektorů)

Velikost reálné složky zátěže jednotlivých OZ na frekvenci v navrženém korektoru pro nejméně příznivé nastavení průběhů ($B = 0$ a 1 ; $H = 1$) je na obr. 2.18. Z průběhů vyplývá nutnost použití OZ schopného pracovat s nízkým zkreslením do zátěže $R_Z \approx 1 \text{ k}\Omega$.



Obr. 2.18: Impedanční charakteristiky zátěží OZ

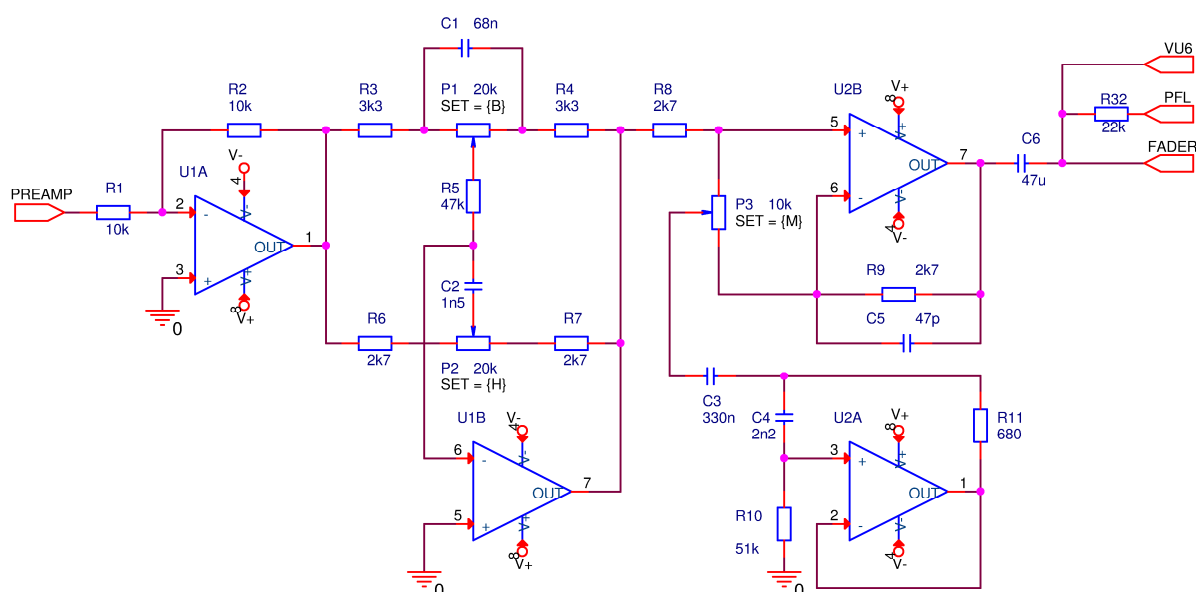
Na obr. 2.19 je znázorněna frekvenční závislost výstupního šumového napětí dvoupásmového korektoru pro hodnoty prvků dle návrhu na obr. 2.15 ($K = 1$), cílem simulace je zachytit šumové poměry v obvodu. Druhá křivka ($K = 5$) znázorňuje průběh pro korektor s pětinasobnými hodnotami rezistorů R_3 až R_7 a potenciometrů P_1 , P_2 a pětinovými hodnotami kapacit C_1 , C_2 . Výsledný frekvenční průběh napěťového přenosu korektoru je pro oba parametry K shodný. Použití pasivních prvků s nižší impedancí je výhodné nejen z hlediska šumu, ale také z důvodu snížení napěťového offsetu obvodu, který vzniká jako důsledek průchodu klidových vstupních proudů OZ rezistory a potenciometry.



Obr. 2.19: Závislost výstupního šumového napětí na frekvenci pro dvě hodnoty impedancí

2.2.2 Trojpásmový korektor se syntetickým induktorem

Obr. 2.20 zachycuje trojpásmový korektor se syntetickým induktorem. Tento korektor je vhodný pro kmitočtovou korekci signálů z mikrofonních předzesilovačů. Základ tvoří zapojení dvoupásmového korektoru s pozměněným rozsahem regulace a odlišnými mezními kmitočty, které jsou přizpůsobeny pro mikrofony. Teoretický rozsah regulace hloubek a výšek je až ± 17 dB, ale tento plný rozsah charakteristika vykazuje až za hranicemi slyšitelnosti. Regulačního rozsahu $G = \pm 15$ dB je dosaženo na kmitočtech $f_D = 75$ Hz a $f_H = 10$ kHz.



Obr. 2.20: Trojpásmový aktivní korektor se syntetickým induktorem

Obvod pro kmitočtovou korekci středního pásma se nachází za dvoupásmovým korektorem. Ve zpětné vazbě obvodu U_{2B} se nachází sériový rezonanční obvod tvořený kondenzátorem C_3 a uzemněným syntetickým induktorem (C_4 , R_{10} , R_{11} a U_{2A}). Rezananční frekvence f_0 a činitel jakosti Q rezonančního obvodu jsou voleny, tak aby výrazně nezasahovali do regulačních rozsahů korektoru hloubek a výšek. Pro tento případ $f_0 = 1$ kHz a Q je možné zvolit libovolně v intervalu (0,5 - 2), např. $Q = 0,7$, zde není stanovena důležité stanovení přesné hodnoty. Existují i složitější korektory s proměnným činitelem jakosti.. Syntetický induktor dosahuje v souladu se vztahy (1.16a,b,c) těchto parametrů:

$$R_p = R_{10} + R_{11} \approx 52 \text{ k}\Omega, \quad R_s = R_{11} = 680 \Omega, \quad (2.12a,b)$$

$$L_{ekv} = C_4 R_{10} R_{11} = 76,3 \text{ mH} \quad (2.13)$$

Rezananční frekvence f_0 a činitel jakosti Q obvodu je při zanedbání paralelního parazitního odporu R_p rovna dle [16]:

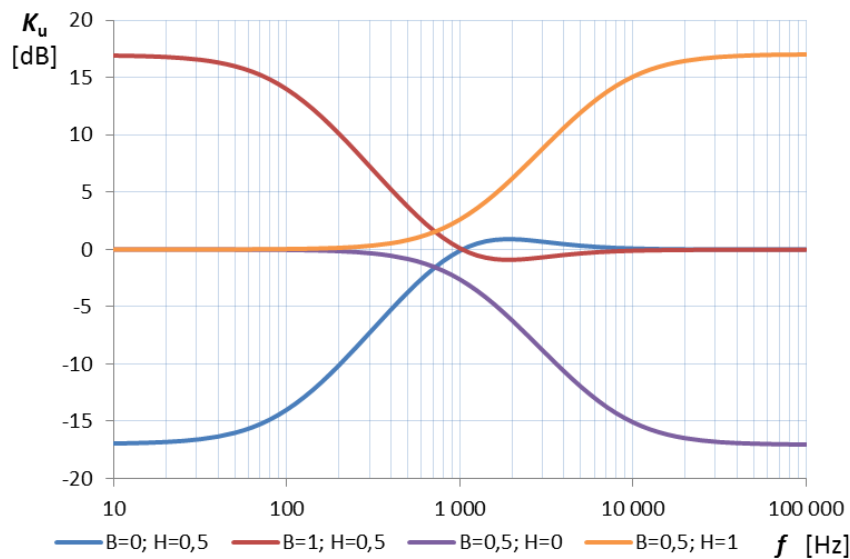
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{ekv} C_3}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_{10} R_{11} C_3 C_4}}, \quad Q = \frac{1}{2\pi f_0 C_3 R_{11}}, \quad (2.14a,b)$$

z obou vztahů je možné vyjádřit hodnoty pasivních součástek a po úpravách je obdrženo:

$$R_{10}R_{11}C_3C_4 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2}, \quad R_{11}C_3 = \frac{1}{2\pi f_0 Q}, \quad R_{10}C_4 = \frac{Q}{2\pi f_0} \quad (2.15a,b)$$

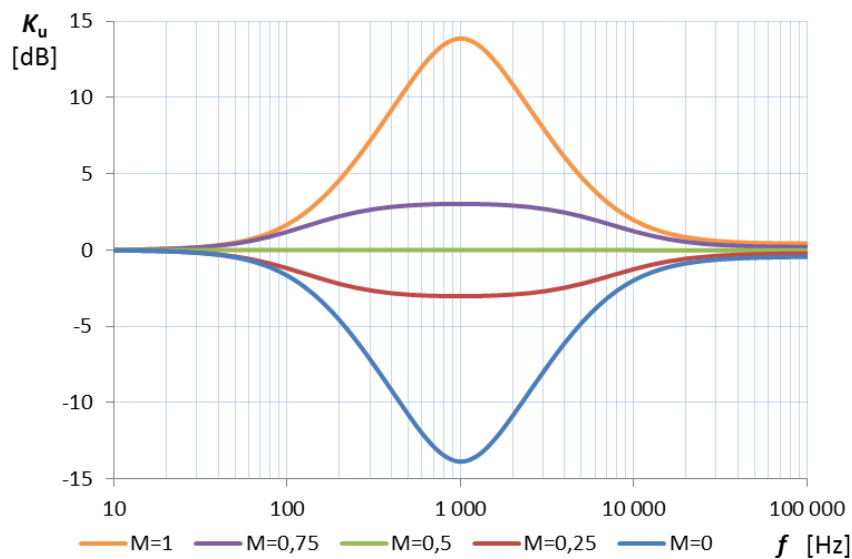
v dalším kroku je výhodné zvolit kapacity obou kondenzátorů a poté vybrat hodnoty rezistorů z řady E12 (E24), tak aby byla splněna podmínka $R_{10} \gg R_{11}$, případně zvolit kondenzátory s odlišnou kapacitou.

Na obr. 2.21 je simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu navrženého korektoru při krokování parametrů B a H cílem této analýzy bylo zachycení vzájemného ovlivňování korektorů hloubek a výšek.

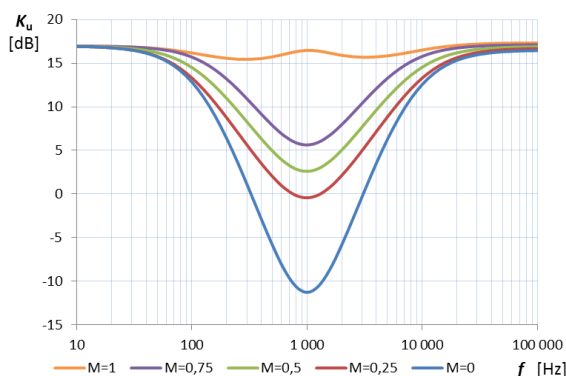


Obr. 2.21: Simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu korektoru (rozmítání basů a výšek)

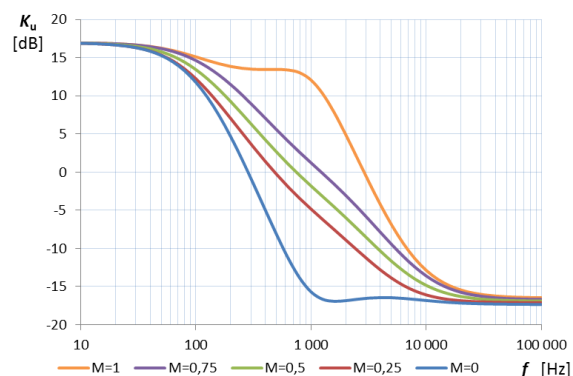
Obr. 2.22, 2.23 a 2.24 zachycují frekvenční charakteristiky korektoru pro různá nastavení potenciometrů.



Obr. 2.22: Simulace frekvenční závislosti napěťového přenosu korektoru – rozmítání středů (M)

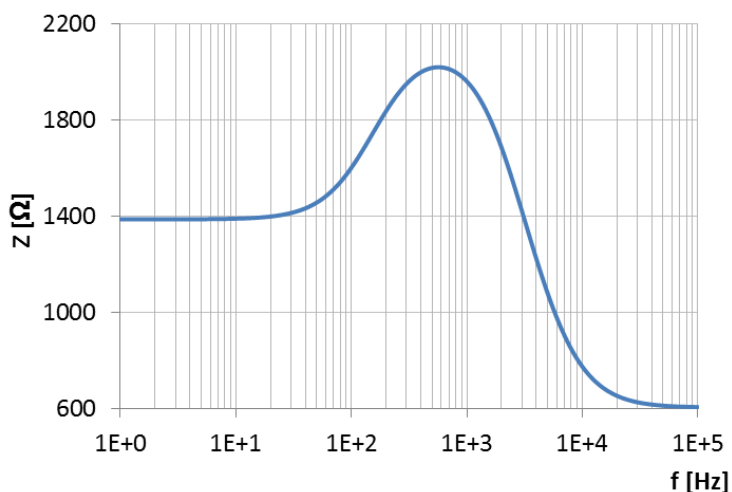


Obr. 2.23: Ukázka rozmítání parametru M ($B = H = 1$)



Obr. 2.24: Ukázka rozmítání parametru M ($B = 1; H = 0$)

Frekvenční závislost velikosti reálné složky zátěže OZ U_{1B} je zachycena na obr. 2.25. Zátěž je v navrženém korektoru nejméně příznivá právě pro tento OZ, z tohoto důvodu je zobrazena charakteristika pouze pro U_{1B} . Na vysokých kmitočtech se charakteristika blíží minimu 600Ω , což vyžaduje použití kvalitnějšího typu OZ, který dovede pracovat do této zátěže s nízkým zkreslením, např. LME49720.



Obr. 2.25: Impedanční charakteristika - zátěž OZ U_{1B}

2.2.3 Desetipásmový grafický ekvalizér

Schéma desetipásmového ekvalizéru je znázorněno v příloze B.3. Jeho základ tvoří obdobné zapojení jako v kapitole 2.2.2 – sériový rezonanční obvod ve zpětné vazbě OZ, ve kterém reálnou cívku nahrazuje syntetický induktor. V tab. 2.2 je uvedeno rozdělení kmitočtů ekvalizéru, toto rozdělení je typické, je zvoleno tak, aby rovnoměrně pokrylo slyšitelné kmitočtové pásmo. V audiotechnice se lze setkat i s grafickými ekvalizéry s jemnějším kmitočtovým rozlišením, navržené rozlišení je oktávové ($Q = 2$). Rozsah regulace každého z pásem je ± 12 dB. Finální hodnoty pasivních prvků grafického ekvalizéru, přesné rezonanční kmitočty f_0 a činitele jakosti Q a jejich relativní odchylky od požadovaných hodnot jsou uvedeny v tab. 2.2. Odchylky od středních kmitočtů a činitelů jakosti jsou ve všech případech menší než 5%, což má pozitivní vliv na celkové zvlnění ekvalizéru při krajních nastaveních regulačních potenciometrů.

Postup návrhu a volba hodnot součástek může být následující: 1. volba kmitočtů a činitele jakosti; 2. volba vhodné velikosti kondenzátorů z řady E6 pro jedno pásmo; 3. výpočet hodnot rezistorů, zaokrouhlení, výběr z řady E12; 4. kontrolní výpočet frekvence a činitele jakosti; 5. při nesplnění tolerančních mezí frekvence a činitele jakosti je výpočet opakován od bodu 2. se změněnými hodnotami kondenzátorů. Při splnění postup pokračuje zpět k bodu 2. pro další filtr s přibližně polovičními hodnotami kapacit (dvojnásobná frekvence) atd. Pro návrh je velmi efektivní použít software podporující automatické výpočty ze zadaných dat např. MS Excel, kde se dají lehce a přehledně měnit hodnoty všech prvků.

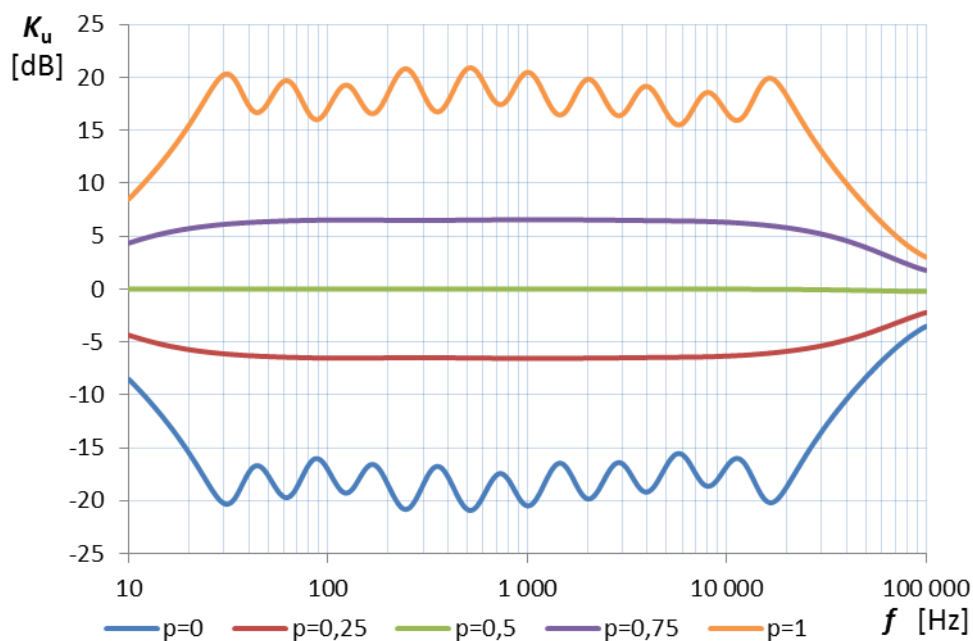
Vhodným typem kondenzátorů v obvodech kmitočtových korekcí jsou svitkové kondenzátory, zejména pak typy s vysokým vlastním rezonančním kmitočtem, např. s polypropylenovým dielektrikem.

Tab. 2.2: Navržené hodnoty prvků sériového rezonančního obvodu

i	f_p	Q_p	$C_{(2i-1)}$	C_{2i}	R_{2i}	$R_{(2i-1)}$	f_v	Q_v	Δf	ΔQ
[-]	[Hz]	[-]	[nF]	[nF]	[k Ω]	[Ω]	[Hz]	[-]	[%]	[%]
1	32	2	4700	100	100	510	32,51	2,043	1,6	2,1
2	64	2	2200	47	110	560	63,06	2,049	1,5	2,4
3	125	2	1000	22	120	620	124,4	2,064	0,5	3,2
4	250	2	680	10	130	470	2469	2,017	1,2	0,8
5	500	2	330	4,7	130	470	5170	1,985	3,4	0,8
6	1k	2	150	3,3	100	510	1002	2,077	0,2	3,8
7	2k	2	68	1,5	110	560	2008	2,082	0,4	4,1
8	4k	2	33	0,68	120	620	3895	1,997	2,6	0,1
9	8k	2	15	0,33	120	680	7919	1,970	1,0	1,5
10	16k	2	10	0,15	130	510	15960	1,955	0,3	2,2

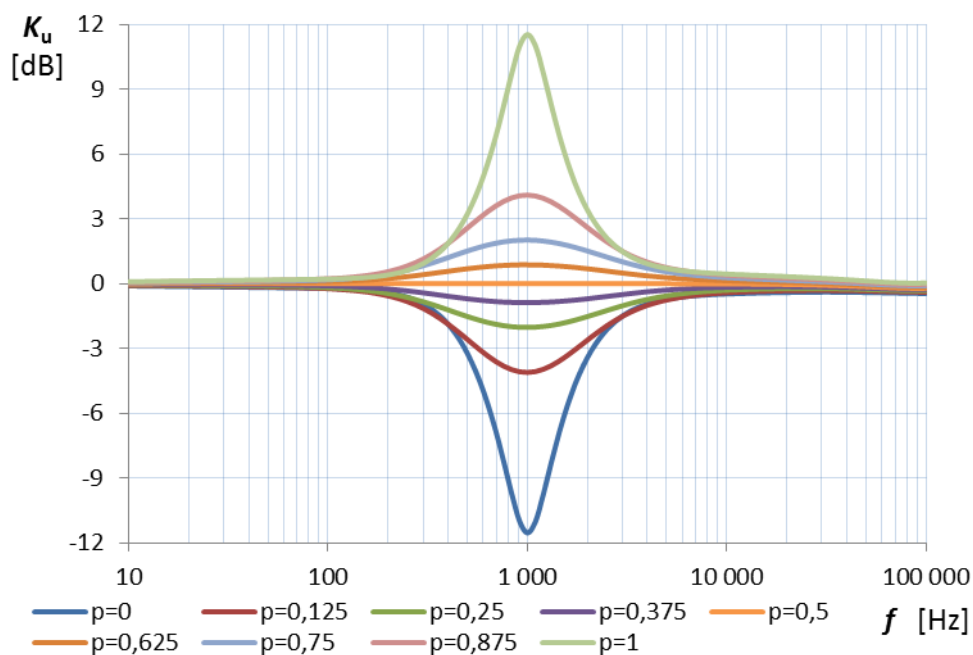
- i ...označení rezonančního obvodu (koresponduje s přílohou)
- f_p ...požadovaná frekvence rezonance
- Q_p ...požadovaný činitel jakosti
- f_v ...výsledná frekvence rezonance
- Q_v ...výsledný činitel jakosti
- Δf ...relativní odchylka výsledné frekvence od požadované hodnoty
- ΔQ ... relativní odchylka výsledného činitele jakosti od požadované hodnoty

Na obr. 2.26 je zachycen výsledek simulace grafického ekvalizéru – frekvenční charakteristika při parametrickém současném krokování všech pásem ekvalizéru.



Obr. 2.26: Frekvenční charakteristika grafického ekvalizéru – regulace všech pásem současně

Na obr. 2.27 je výsledek simulace krokování 6. kmitočtového pásma o frekvenci $f = 1$ kHz. Krok rozmítání je 0,125.

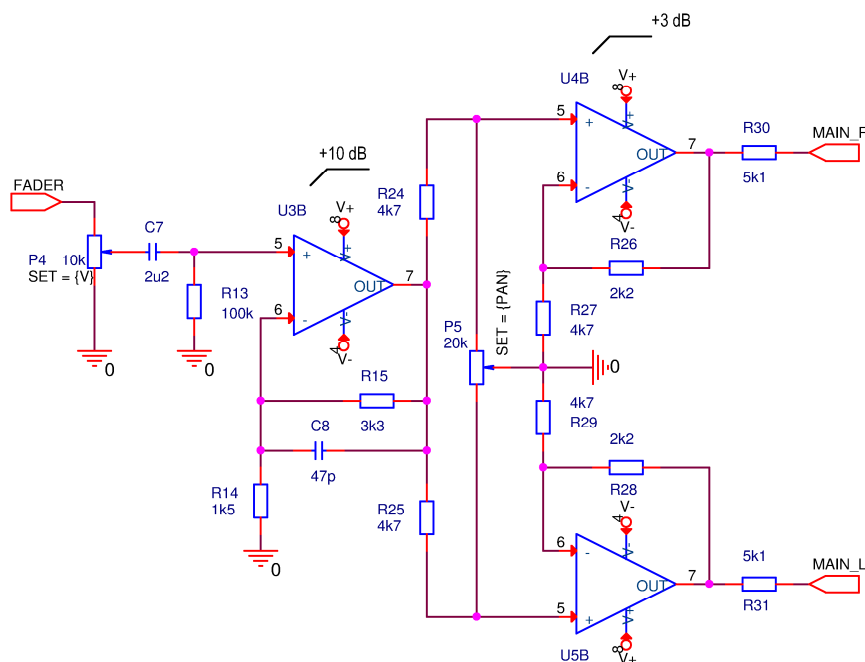


Obr. 2.27: Frekvenční charakteristika grafického ekvalizéru – regulace pásma $f = 1$ kHz

2.3 Obvody regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení

2.3.1 Regulace hlasitosti a vyvážení pro monofonní vstupy

Na obr. 2.28 je znázorněno schéma zapojení obvodu pro regulaci hlasitosti a stereofonního vyvážení pro mono vstupní kanál. Hlasitost je ovládána potenciometrem P_4 (logaritmický průběh, nejlépe tahový typ), za P_4 je zařazen napěťový zesilovač s U_{3B} se ziskem $G = 10$ dB, tento zisk kompenzuje ztrátu na P_4 , jehož běžec je při nominální hodnotě napětí 10 dB pod svou maximální úrovní pro rezervu zisku při regulaci hlasitosti (potenciometr není ve své krajní poloze při nominální úrovni). Signál je za U_{3B} rozdělen do dvou kanálů (STEREO). Bezprostředně navazuje regulátor stereofonního vyvážení – panorama (PAN) tvořený potencimoterem P_5 s lineárním průběhem a napěťové zesilovače U_{4B} a U_{5B} pro kompenzaci ztráty na P_5 (lineární) při střední poloze. U_{4B} a U_{5B} zajišťují stálou výstupní impedanci pro součtové sběrnice MAIN_R a MAIN_L.

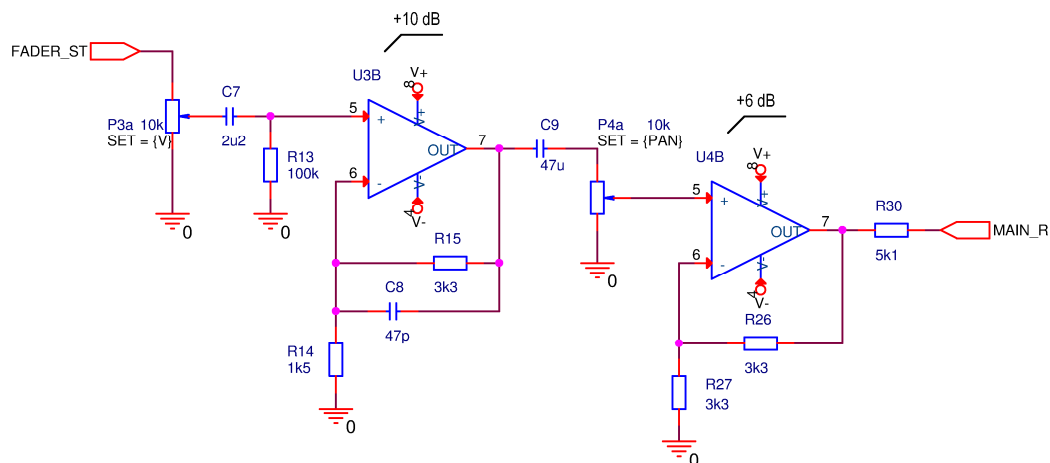


Obr. 2.28: Obvod regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení pro mono vstup

Rezistory R_{30} a R_{31} vstupují do sčítacího uzlu sumačního zesilovače, který následuje za tímto blokem, je výhodné je umístit na DPS do blízkosti sčítacího uzlu z důvodu zmenšení parazitních kapacit sčítacího uzlu.

2.3.2 Regulace hlasitosti a vyvážení pro stereofonní vstupy

Obr. 2.29 zachycuje navržené zapojení pro regulaci hlasitosti a stereofonní rovnováhy pro stereo vstupy, pro názornost je zobrazen pouze jeden kanál, druhý je identický. Zapojení je velmi podobné regulátoru hlasitosti pro monofonní vstupy s tím rozdílem, že jsou použity stereofonní potenciometry.

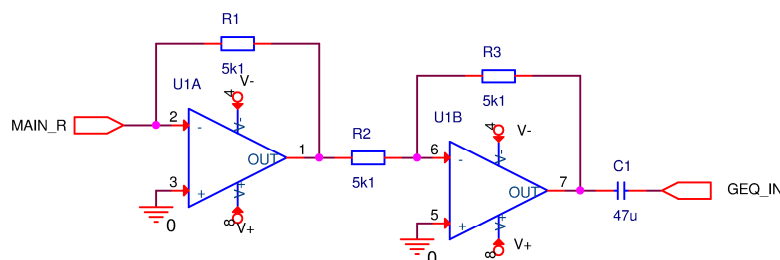


Obr. 2.29: Obvod regulace hlasitosti a stereofonního vyvážení pro stereo vstup

2.4 Výstupní obvody

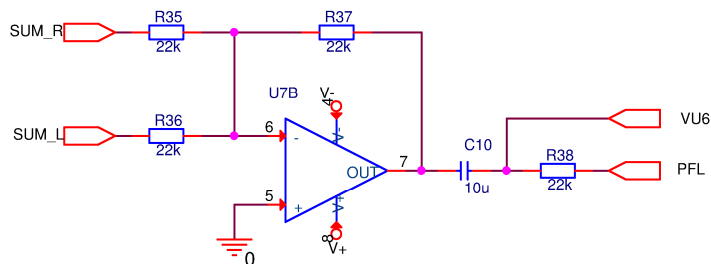
2.4.1 Součtové obvody

Součtové obvody jsou základem mixážních pultů. Důležitým prvkem v mixážním pultu je součtový zesilovač. Na obr. 2.30 je zachycen součtový zesilovač, vstupní port MAIN_R je společným součtovým uzlem pro všechny vstupní obvody, výsledné zesílení zapojení je rovno 1 (viz R_{30} na obr. 2.29). Za součtový zesilovač je zařazen napěťový invertor s jednotkovým ziskem, který je zde pouze pro otočení fáze signálu. Zajišťuje, aby fáze výstupního signálu pultu byla shodná se vstupní fází.



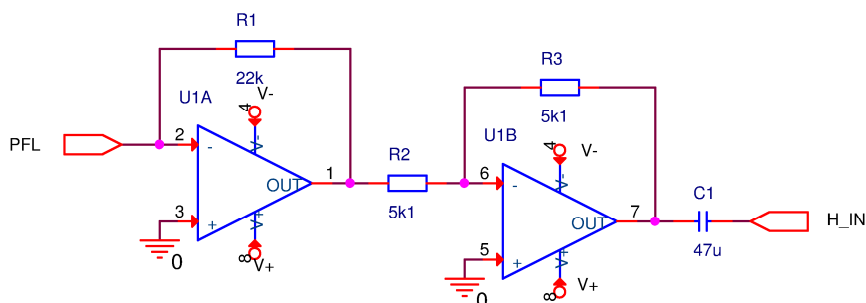
Obr. 2.30: Zapojení součtového zesilovače připojeného ke sběrnici MAIN_R

Obr. 2.31 zobrazuje součtový zesilovač stereo vstupu pro sběrnici PFL a indikátor úrovně, účelem obvodu je sečtení signálů ze stereo zdroje, výsledkem je úspora jednoho indikátoru úrovně na vstupní kanál a úspora jedné sběrnice PFL, která bývá obvykle řešena jako monofonní. Vyšší hodnoty rezistorů a tím pádem i nižší možná kapacity vazebních kondenzátorů jsou zde použity z důvodu nižších nároků na šumové vlastnosti monitorovací sběrnice PFL.



Obr. 2.31: Součtový zesilovač stereo vstupu pro sběrnici PFL a indikátor úrovně

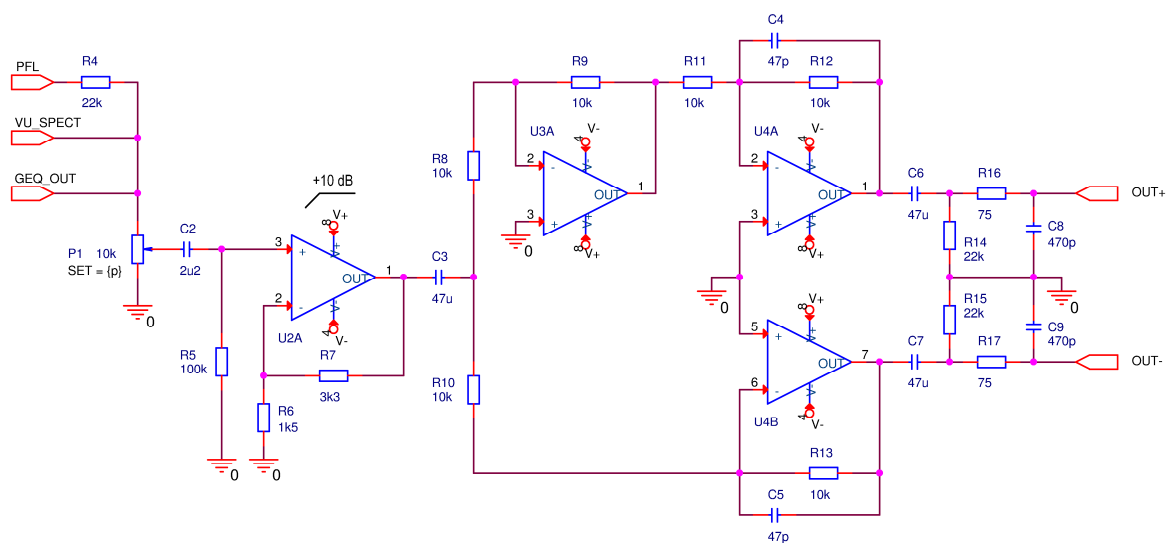
Součtový zesilovač sběrnice PFL je znázorněn na obr. 2.32. Sběrnice PFL slouží k připojení jednotlivých vstupních kanálů a výstupního kanálu. Výstup sběrnice PFL je připojen k sluchátkovému příposlechu, indikátoru úrovně, případně ke spektrálnímu audio analyzátoru.



Obr. 2.32: Součtový zesilovač sběrnice PFL

2.4.2 Obvod symetrického výstupu a regulace výstupní hlasitosti

Tento obvod slouží ke konečné regulaci hlasitosti a k převedení nesymetrického signálu na symetrický výstupní signál, zapojení je uvedeno na obr. 2.33.

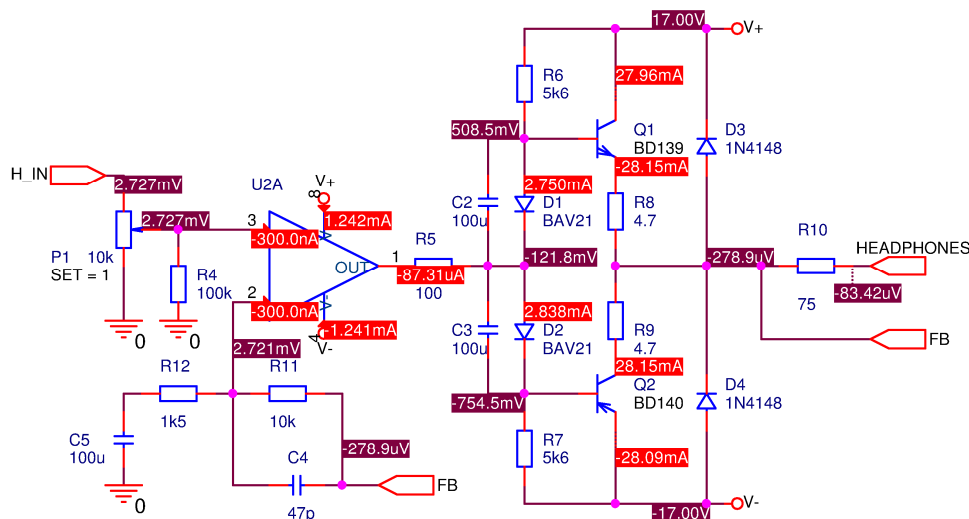


Obr. 2.33: Obvod symetrického výstupu a regulace výstupní hlasitosti

Obvod regulace hlasitosti je shodný s již uvedenými regulátory. Symetrizační zesilovač tvoří OZ U_{3A} , U_{4A} a U_{4B} . Zapojení poskytuje na výstupu shodnou impedanci v obou větvích, což má pozitivní vliv na $CMRR$. Úroveň výstupního diferenčního napětí je o 6 dB vyšší než napětí vstupující do symetrizačního zesilovače (zesílení po rozvětvení je 1 a -1). Rezistory R_{16} a R_{17} slouží jako ochrana proti zkratování výstupních svorek a také pro oddělení kapacitní složky zátěže, která se může objevit na výstupu (dlouhý stíněný kabel).

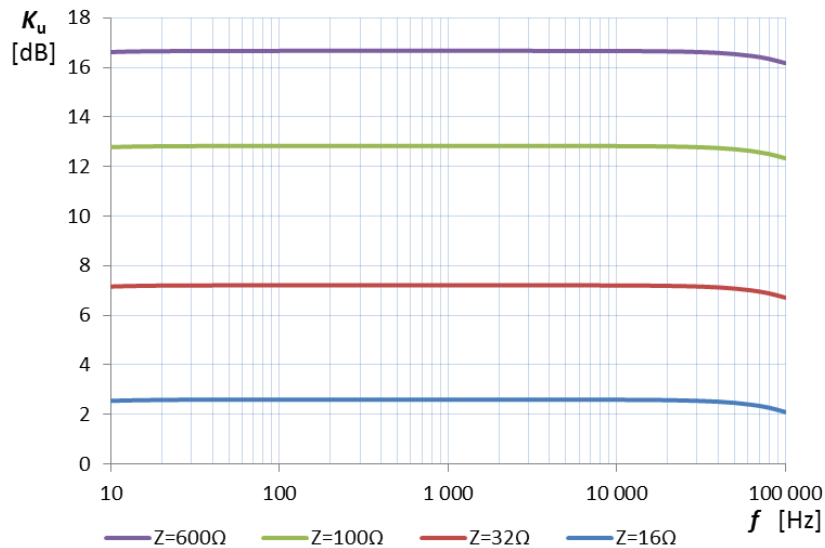
2.4.3 Obvod sluchátkového příposlechu

Výstup ze součtového zesilovače sběrnice PFL je přiveden do sluchátkového zesilovače, jenž je zobrazen na obr. 2.34 společně s významnými proudy a napětími v obvodu. Jedná se o sluchátkový zesilovač na bázi napěťového zesilovače s výstupním proudovým boosterem [1]. Klidový proud koncovými tranzistory je dán velikostí emitorových odporů R_8 , R_9 a proudem diodami D_1 a D_2 , který je možno nastavit pomocí rezistorů R_6 , R_7 . Zde je klidový proud tranzistory volen tak, aby zesilovač pracoval v otevřené třídě AB a aby maximální výkonová ztráta koncových tranzistorů nebyla překročena. Zesílení obvodu je přibližně 18 dB. Funkce rezistoru R_{10} je obdobná jako u rezistorů R_{16} a R_{17} z obr. 2.33, jeho další funkcí je omezení maximálního výstupního proudu (ochrana před připojením zátěže o nízké impedanci).



Obr. 2.34: Obvod sluchátkového příposlechu

Frekvenční charakteristika napěťového přenosu sluchátkového zesilovače pro reálné zátěže je znázorněna na obr. 2.35.

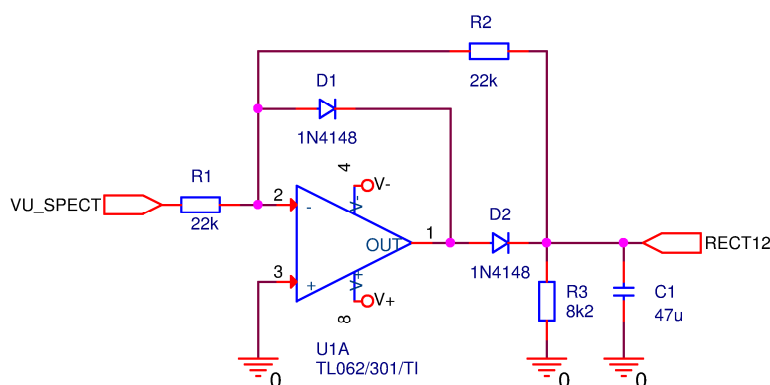


Obr. 2.35: Frekvenční charakteristika napět'ového přenosu sluchátkového zesilovače

2.5 Indikační obvody

Indikační obvody slouží ke kontrole úrovně a spektra signálu. V případě velké úrovně signálu hrozí přebuzení obvodů, což se projeví nežádoucím zvýšením zkreslení.

Základem navržených indikačních obvodů je operační usměrňovač zobrazený na obr. 2.36 [17]. Výstupem tohoto operačního usměrňovače je stejnosměrné napětí, které přímo odpovídá hodnotě špičkového střídavého napětí přivedeného na vstup VU_SPECT. Při přivedení vstupního napětí se nabíjí kondenzátor C_1 , při odpojení vstupního napětí se kondenzátor vybíjí s časovou konstantou $R_3C_1 = 385$ ms. Tato časová konstanta udává dobu doběhu svitu LED diod. Jako operační zesilovač je zde použit OZ TL062 z důvodu nižší náročnosti na kvalitativní přenosové parametry v této aplikaci. Výhodou tohoto OZ oproti jiným typům je nízký proudový odběr.



Obr. 2.36: Operační usměrňovač pro indikátory úrovně

2.5.1 Indikátor úrovně s 6 LED

Schéma zapojení indikátoru úrovně s 6 LED se zobrazenými hodnotami referenčních napětí je uvedeno v příloze B.1.

Vstupní svorka je připojena ke vstupu operačního usměrňovače. Usměrněný signál je přiveden na neinvertující vstupy komparátorů. Invertující vstupy jsou připojeny na síť sériově řazených rezistorů, které jsou připojeny k referenčnímu napětí $U_{SUP} = \pm 17$ V. Pokud je vstupní napětí komparátoru U_{3B} menší než referenční, výstup komparátoru je upnut k nízkém potenciálu (≈ -17 V) a protéká jím proud ze zdroje konstantního proudu s tranzistorem Q_1 . Pokud je vstupní napětí vyšší než referenční, výstup komparátoru je v otevřeném stavu – komparátorem protéká zanedbatelný proud, dioda D_8 je v propustném směru - rozsvítí se. Obdobné tvrzení platí pro ostatní komparátory při vyšších referenčních úrovních – LED jsou řazeny do série, obvodem neustále protéká konstantní proud. Výhodou tohoto zapojení je, že odběr ze zdroje je mnohem menší než u specializovaných obvodů (např. LM3915). U specializovaných obvodů jsou LED řazeny paralelně vzhledem k napájení. U navrženého indikátoru jsou řazeny sériově.

Rozdělení referenčních napětí, při kterých se překlápí stavy komparátorů, bylo zvoleno s ohledem na indikaci podstatných napět'ových úrovní (hrubé dělení při nízkých úrovních, jemné rozdělení v oblasti 0 dBu, indikace maximální hodnoty +20 dBu). Navržené hodnoty referenčních úrovní a rezistorů jsou uvedeny v tab. 2.3.

Tab. 2.3: Rozdělení referenčních napětí a stanovené hodnoty referenčních rezistorů pro indikátor úrovně s 6 LED

n	U_{ref}	U_{ref}	U_{refM}	R_n
[-]	[dBu]	[V]	[V]	[Ω]
10	-30	24,5m	34,7m	62
9	-15	138m	195m	300
8	-6	388m	549m	620
7	0	775m	1,1	1k
6	6	1,54	2,19	2k
5	20	7,75	11	16k
4				11k

I_{ref} ... proud referenčními rezistory

n ... index rezistorů

U_{ref} ... efektivní hodnota vstupního napětí

U_{refM} ... hodnota referenčního napětí $U_{refM} = \sqrt{2}U_{ref}$

R_n ... hodnota referenčního rezistoru n

2.5.2 Indikátor úrovně s 12 LED

Schéma zapojení indikátoru úrovně s 12 LED se zobrazenými hodnotami referenčních napětí je uvedeno v příloze B.2. Zapojení je pouze doplněním předešlého indikátoru o větší počet rezistorů a komparátorů. Indikátor má zejména jemnější rozsah v oblasti jmenovité napět'ové úrovně 0 dBu.

Tab. 2.4: Rozdělení referenčních napětí a stanovené hodnoty referenčních rezistorů pro indikátor úrovně s 12 LED

n	U_{ref}	U_{ref}	U_{refM}	R_n
[-]	[dBu]	[V]	[V]	[Ω]
16	-30	24,5m	34,7m	68
15	-20	77,5m	110m	150
14	-10	245m	347m	470
13	-7	346m	490m	300
12	-4	489m	692m	390
11	-2	616m	871m	360
10	0	775m	1,1	470
9	2	976m	1,38	560
8	4	1,23	1,74	680
7	7	1,74	2,45	1k5
6	10	2,45	3,47	2k
5	20	7,75	11	15k
4				12k

2.5.3 Spektrální audio analyzátor

Elegantním a velmi efektivním řešením může být spektrální audio analyzátor sestavený na bázi mikrokontroléru, který pomocí algoritmu FFT provádí výpočet spektra vstupního signálu. Podobná konstrukce je však mimo rozsah této práce, proto je následující návrh omezen na analogový spektrální analyzátor, se kterým se lze také běžně setkat.

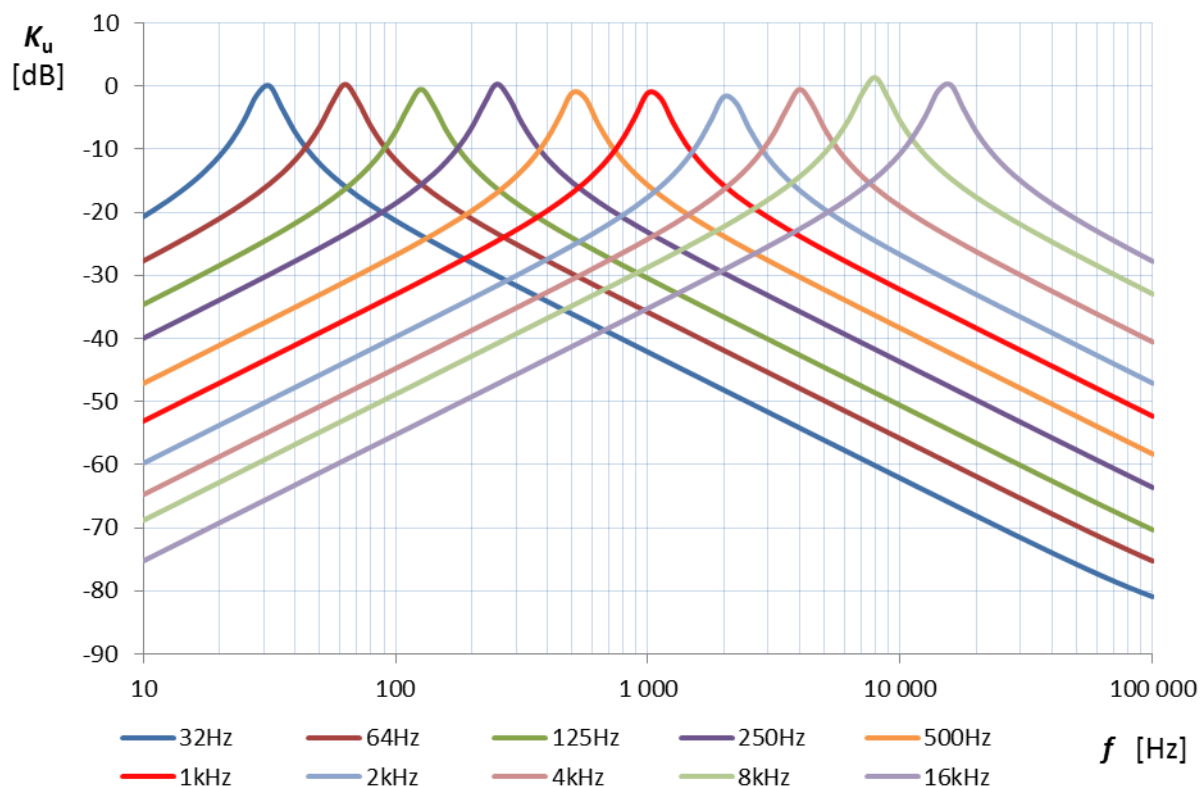
Zapojení sestává z bloků usměrňovačů a filtrů, analogových spínačů, komparátorů se sítí referenčních rezistorů, budičů led a řídicí sběrnice s jednotlivými signály čítače.

V příloze B.4 je uvedeno obvodové zapojení navrženého spektrálního analyzátoru – část filtrů PP, usměrňovačů a analogových spínačů. Výpočet hodnot byl proveden podle vztahů (1.14a,b,c). Nejprve byly stanoveny střední frekvence filtrů f_p (shodně jako u grafického ekvalizéru) a hodnota činitele jakosti, který je pro všechny filtry shodný $Q = 4$. Tato hodnota byla zvolena z důvodu malé strmosti původně navržených filtrů (vyzkoušen návrh s $Q = 2$, při vybuzení kmitočtem f_p bylo pozorováno nadměrné rozsvěcování sousedních sloupců).

Tab. 2.5: Zvolené hodnoty prvků pásmových propustí a výpočet parametrů přenosu

R_1	[Ω]	150k	150k	180k	180k	200k	150k	180k	180k	160k	130k
R_2	[Ω]	10k	10k	11k	12k	12k	9k1	10k	11k	12k	9k1
R_3	[Ω]	62k	62k	68k	75k	75k	56k	62k	68k	75k	56k
C	[F]	68n	33n	15n	6,8n	3,3n	2,2n	1n	470p	220p	150p
f_c	[Hz]	31	63	126	255	523	1043	2077	4033	7906	15375
Q	[-]	4,07	4,07	4,05	4,08	4,07	4,04	4,04	4,05	4,10	4,06

Na obr. 2.37 jsou zobrazeny průběhy simulací jednotlivých pásmových propustí.



Obr. 2.37: Přenosy jednotlivých pásmových propustí

Výstup každého z filtrů je usměrněn, usměrněným napětím se nabíjí vyhlazovací kondenzátory, které zajišťují pomalý doběh indikátoru (viz kap. 2.5). Výstupy každého z usměrňovačů jsou postupně připojovány pomocí analogových spínačů ke sběrnici COMP, která vede vstupní signál ke komparátorům (viz příloha B.5), kde je signál sběrnice porovnáván s referenčními hodnotami napětích rezistorové sítě. Komparátory spolu se zdroji konstantního proudu tvoří řádkové budiče matice LED, sloupce LED jsou napájeny z důvodu snížení výkonové ztráty ze stabilizovaného zdroje stejnosměrného napětí +5V.

Spínání napětí z filtrů zajišťují obvody CD4016B, které jsou schopny zpracovat napětí o maximální předpokládané úrovni +20 dBu a jsou schopny pracovat při napájecím napětí $U_S = \pm 17 \text{ V}$ [8].

Schéma zapojení čítače a časovače je uvedeno v příloze B.6. Řídící napětí pro analogové spínače vytváří obvod CD4017A – jedná se o dekadický Johnsonův čítač. Zdrojem hodinového pulzu pro tento čítač může být např. obvod NE555 zapojen jako astabilní klopný obvod s frekvencí pulzů dle [8]:

$$f_{\text{clk}} \approx \frac{1,44}{(R_{111} + 2R_{110}) \cdot C_{31}} = \frac{1,44}{(1000 + 2 \cdot 22000) \cdot 10^{-7}} \approx 320 \text{ Hz} . \quad (2.16)$$

Frekvence je zvolena, tak, aby byl každý sloupec matice aktivní alespoň 25 x za sekundu, počet sloupců je 10. Počet pásem i střední frekvence korespondují s desetipásmovým grafickým ekvalizérem.

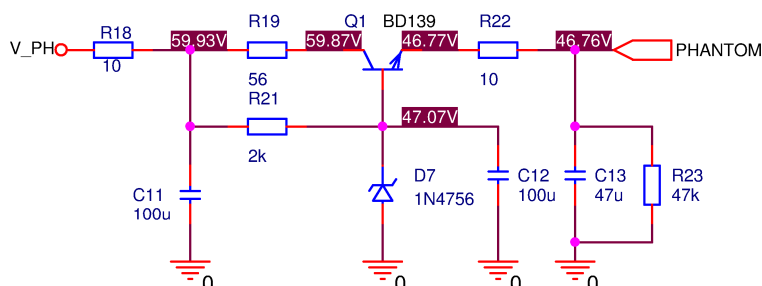
Výstupy Johnsonova čítače jsou vedeny k analogovým spínačům a k sloupcovým budičům LED (viz příloha B.5).

2.6 Obvody napájení

Napájení operačních zesilovačů je řešeno jako symetrické $U_{SUP} = \pm 17\text{ V}$. Při tomto napájecím napětí je možné využít větší dynamický rozsah, většina OZ má při vyšším napájecím napětí jak $U_{SUP} = \pm 15\text{ V}$ vyšší rychlost přeběhu. Napájení je vhodné stabilizovat např. pomocí integrovaných stabilizátorů LM317T / LM337T a dále ještě vyhladit např. pomocí tzv. kapacitních násobičů.

2.6.1 Fantomové napájení

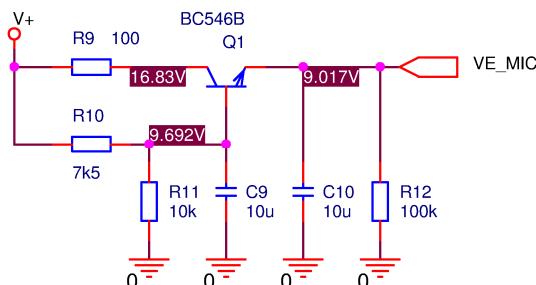
Obr. 2.38 znázorňuje obvod fantomového napájení, jedná se o jednoduchý stabilizátor s tranzistorem a zenerovou diodou. Rezistory R_{19} a R_{22} slouží ke stabilizaci pracovního bodu tranzistoru. Napájecí napětí obvodu by mělo být nejméně $U_S = 55\text{ V}$. Tranzistor je nutné dimenzovat dle počtu napájených mikrofonních předzesilovačů. Typický odběr z fantomového napájení pro jeden vstup je cca 10mA [13]. Uvedené zapojení je schopné bez problémů napájet 10 zařízení, které vyžadují fantomové napětí.



Obr. 2.38: Obvod fantomového napájení.

2.6.2 Napájení elektretového mikrofonu

Obvod napájení elektretového mikrofonu je zobrazen na obr. 2.39. Jeho princip je obdobný jako u zdroje z obr. 2.38, zde však není nutné dodržet přesnou velikost výstupního napětí, proto je vynechána zenerova dioda. Doporučené napájení elektretových mikrofonů je přibližně od 1,5 do 10V, odběr jednoho elektretového mikrofonu činí přibližně 0,5mA.



Obr. 2.39: Obvod napájení elektretového mikrofonu

3 ZÁVĚR

V souladu se zadáním a po stanovení bližších kritérií vedoucím práce byl navrhnout audio mixážní pult. Jeho jednotlivé části byly navrhovány na základě vlastních zkušeností s využitím doporučených zdrojů odborné literatury a také zejména s využitím aplikačních poznámek výrobců operačních zesilovačů a pasivních součástek pro použití v profesionální a high-end nízkofrekvenční technice. Jednotlivé navržené bloky byly podrobeny simulacím v programu OrCAD. Provedené simulace byly provedeny jak v časové, tak frekvenční oblasti z důvodu získání uceleného pohledu na zapojení zejména z hlediska zkreslení, šumových a frekvenčních charakteristik. U důležitých napájecích obvodů byla provedena stejnosměrná analýza. Z výsledku simulací je patrné, že navržené zařízení může bezpochyby plnit svůj účel. Nutnou podmínkou ovšem je dodržení konstrukčních zásad při návrhu desek plošných spojů. Při nedodržení zásad mohou nastat problémy s odstupy rušivých napětí a s nestabilitou obvodů. Poslední bod zadání bohužel nebylo možné zcela splnit vzhledem k rozsáhlosti navrženého zařízení.

LITERATURA

- [1] DOSTÁL, J. *Operační zesilovače*. Praha: BEN - technická literatura, 2005.
- [2] *National Semiconductor | High-performance Analog* [online]. National Semiconductor Corporation, c2011 [cit. 2012-5-1]. Dostupný z WWW: < <http://www.national.com/> >
- [3] *Intersil Home Page* [online]. Intersil Americas Inc, c2011 [cit. 2011-12-22]. Dostupný z WWW: < <http://www.intersil.com/cda/home/> >
- [4] BRANČÍK, L. *Analogové elektronické obvody*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [5] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [6] WIRSUM, S. *Abeceda nf. techniky*. Praha: BEN - technická literatura, 2002.
- [7] KRAUS, A. Velký srovnávací test dvojitého operačního zesilovače pro nízkofrekvenční aplikace. *Amatérské radio*, 2000, vol. 49, no. 6, p. 23 - 32.
- [8] *Analog, Embedden Processing, Semiconductor Company, Texas Instruments* [online]. Texas Instruments, c2011 [cit. 2011-12-22]. Dostupný z WWW: < <http://www.ti.com/> >
- [9] *Semiconductor and Integrated Circuit Devices* [online]. ON Semiconductor, c2012 [cit. 2012-5-10]. Dostupný z WWW: < <http://www.onsemi.com/> >
- [10] *New Japan Radio - Semiconductor Product Information* [online]. New Japan Radio Co.,Ltd., c2012 [cit. 2012-5-10]. Dostupný z WWW: < <http://semicon.njr.co.jp/eng/index.html> >
- [11] *Analog Devices | Semiconductors and Signal Processing ICs* [online]. Analog Devices, c2011 [cit. 2011-12-20]. Dostupný z WWW: < <http://www.analog.com/en/index.html> >
- [12] NOVOTNÝ, V. *Nízkofrekvenční elektronika*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [13] *Integrated Circuits from THAT Corporation* [online]. THAT Corporation, c2011 [cit. 2011-11-27]. Dostupný z WWW: <http://www.thatcorp.com/THAT_IC_Products.shtml>
- [14] TOMAN, K. *Reprodukory a reprosoustavy*. Dexon s.r.o., Karviná 2001. 212 s.
- [15] KOVAŘÍK, B., SMETANA, C. *Korektory*. Praha: SNTL, 1965. 236s.
- [16] HANUS, S. SVÁČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [17] KRAUS, A. Jednoduchý mixážní pult EASYMIX 12/2. *Amatérské radio*, 2006, vol. 55, no. 7, p. 25 - 36.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

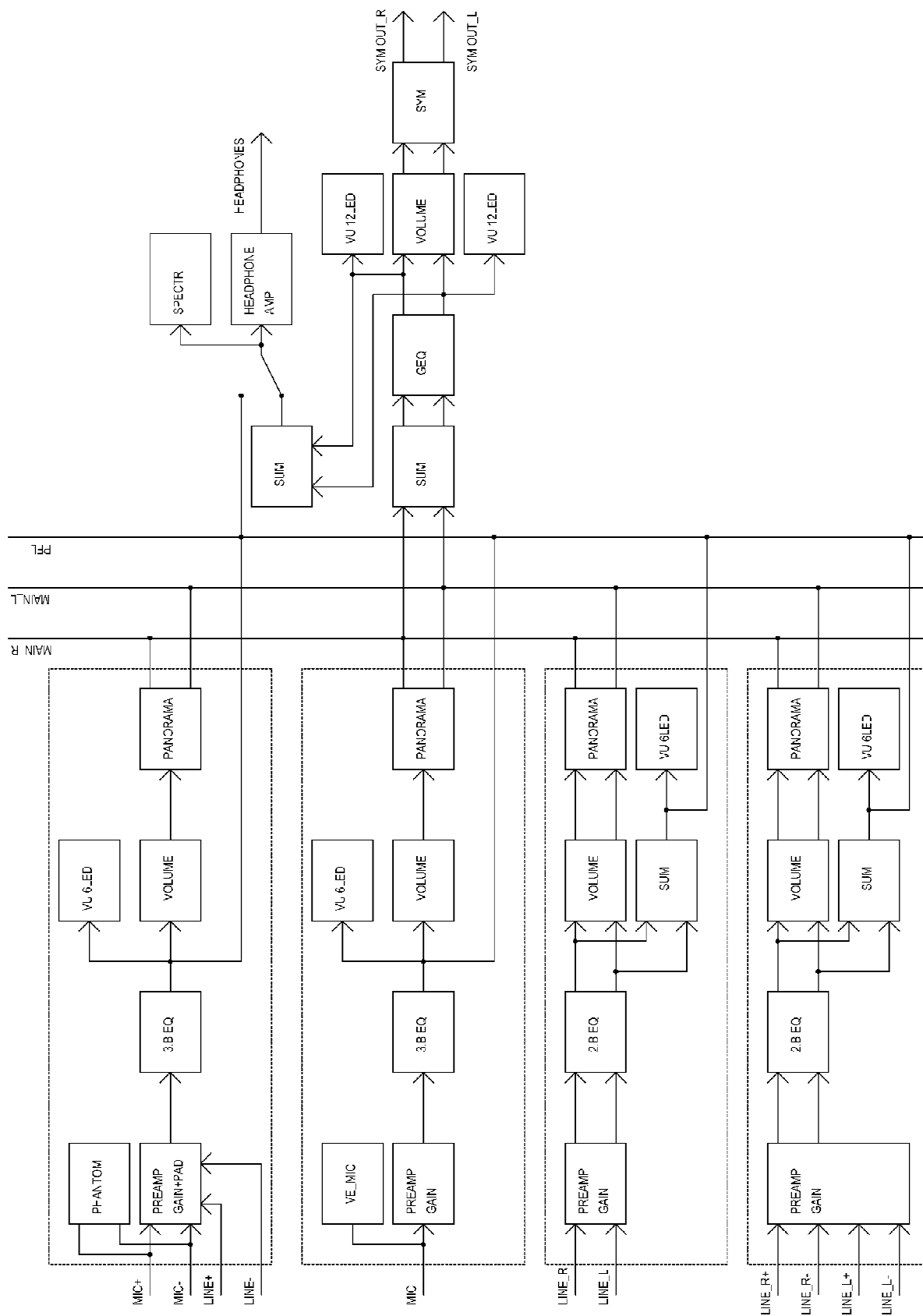
A	zesílení, zisk [-], [dB]
f	frekvence [Hz]
C	kapacita [F]
$CMRR$	činitel potlačení souhlasného rušení, common mode rejection ratio [dB]
e_n	spektrální hustota vstupního šumového napětí [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
G	zesílení, zisk, gain [-], [dB]
GBW	šířka pásma při jednotkovém zesílení, gain-bandwidth product [MHz]
G_{OL}	stejnoseměrné zesílení v otevřené smyčce, open loop gain [dB]
i	okamžitá hodnota proudu [A]
i_n	spektrální hustota vstupního šumového proudu [pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$]
I_B	vstupní klidový proud [V]
I_{OS}	vstupní zbytkový proud [V]
ISO_{ch-ch}	izolace kanálů, útlum přeslechů mezi kanály OZ [dB]
L	indukčnost [H]
L_p	hladina akustického tlaku, SPL [dB]
Q	činitel jakosti [-]
p	akustický tlak [Pa]
PBW	výkonová šířka pásma, power bandwidth [MHz]
$PSRR$	činitel potlačení napájecího napětí, power supply rejection ratio [dB]
R	elektrický odpor [Ω]
SPL	hladina akustického tlaku, L_p , sound pressure level [dB]
SR	rychlost přeběhu, slew rate [V/ μs]
T	termodynamická teplota [K]
$THD+N$	činitel harmonického zkreslení + šum, total harmonic distortion + noise [%]
u	okamžitá hodnota napětí [V]
U	efektivní hodnota napětí [V], [dBu]
V_{OS}	vstupní zbytkové napětí [V]
X_0	potlačení souhlasného napětí [dB]
Z	impedance [Ω]
γ_M	proudově normovaná strmost tranzistoru [V^{-1}]

CFIA	current feedback instrumentation amplifier, přístrojový zesilovač s proudovou zpětnou vazbou
DC	direct current, stejnosměrný proud
DISO	differential input single output
DP	dolní propust
DPS	deska plošných spojů
DSP	digital signal processing, číslicové zpracování signálu
EQ	equalizer, ekvalizér, korektor
FAD	fader, tahový potenciometr
HP	horní propust
IO	integrovaný obvod
IOZ	ideální operační zesilovač
LED	light emitting diode, dioda vyzařující světlo
OZ	operační zesilovač
PAD	útlumový článek
PAN	panorama, vyvážení
PFL	pre-fade listen
PHANTOM	fantomové napájení
PP	pásmová propust
SAB-BP-H	single amplifier biquad - band-pass - huelsman, bikvad s jedním zesilovačem-pásmová propust-Huelsman
VOL	volume, hlasitost
VU meter	indikátor napěťové úrovně, volume unit meter

SEZNAM PŘÍLOH

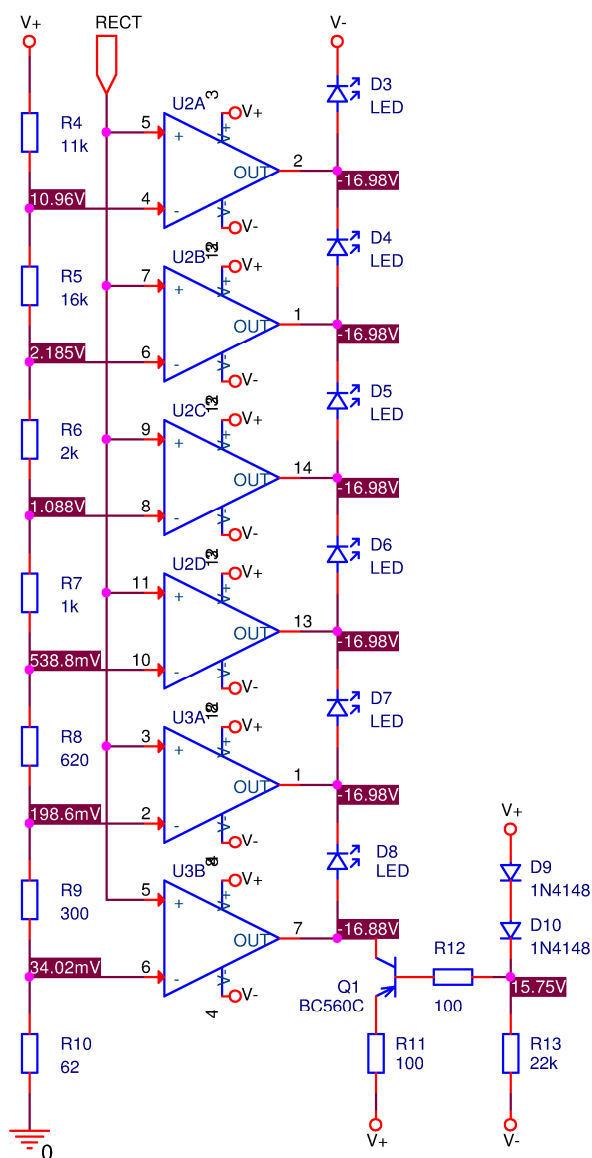
A	Blokové schéma zařízení	48
B	Schéma zapojení obvodů	49
B.1	Indikátor úrovně s 6 LED	49
B.2	Indikátor úrovně s 12 LED	50
B.3	Desetipásmový grafický ekvalizér	51
B.4	Vstupní filtry a usměrňovače spektrálního analyzátoru	52
B.5	Spektrální analyzátor – Budiče LED	53
B.6	Spektrální analyzátor – Zdroj hodinového pulzu, čítač.....	54
C	Návrh zařízení	55
C.1	Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 1.....	55
C.2	Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 2.....	56
C.3	Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 3.....	57
C.4	Rozmístění součástek na DPS mikrofonního předzesilovače	58
C.5	DPS mikrofonního předzesilovače - top (strana součástek).....	59
C.6	DPS mikrofonního předzesilovače - bottom (strana spojů)	60
C.7	Seznam součástek mikrofonního předzesilovače	61

A BLOKOVÉ SCHÉMA ZAŘÍZENÍ

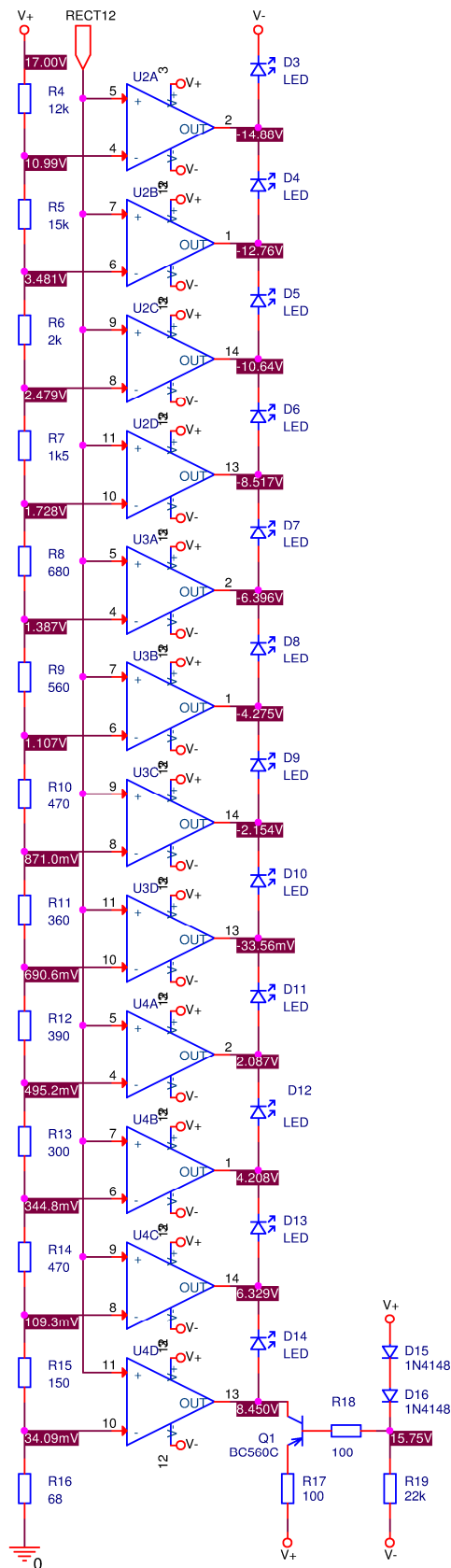


B SCHÉMA ZAPOJENÍ OBVODŮ

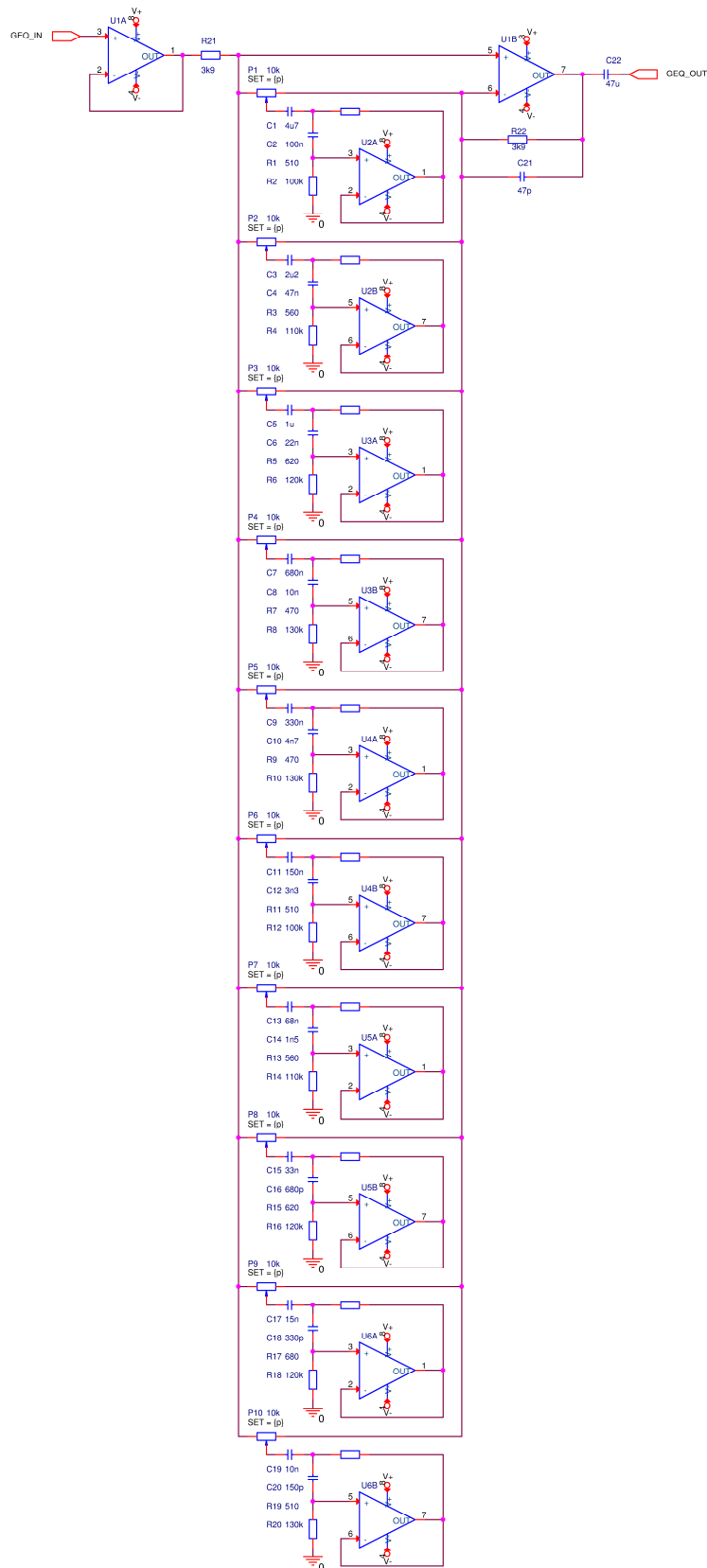
B.1 Indikátor úrovně s 6 LED



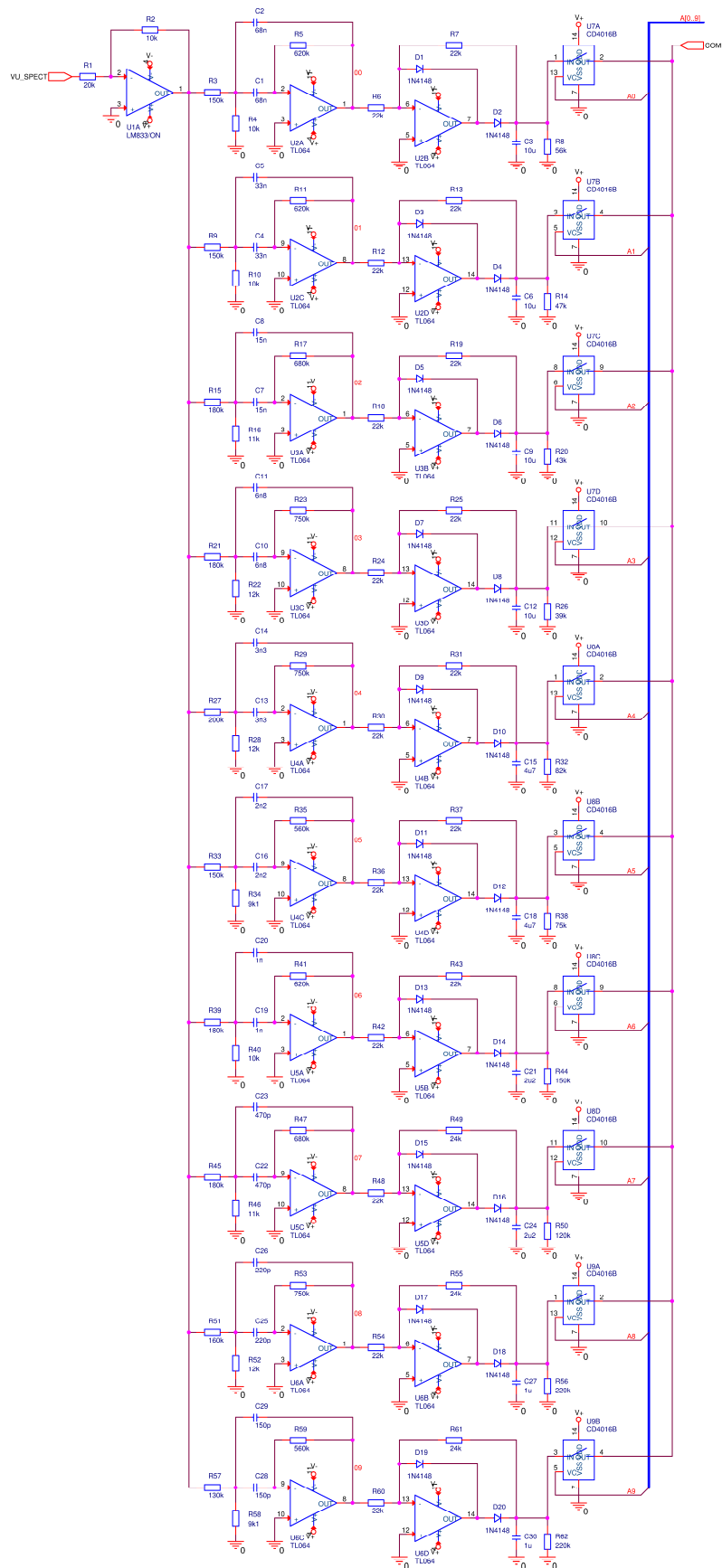
B.2 Indikátor úrovně s 12 LED



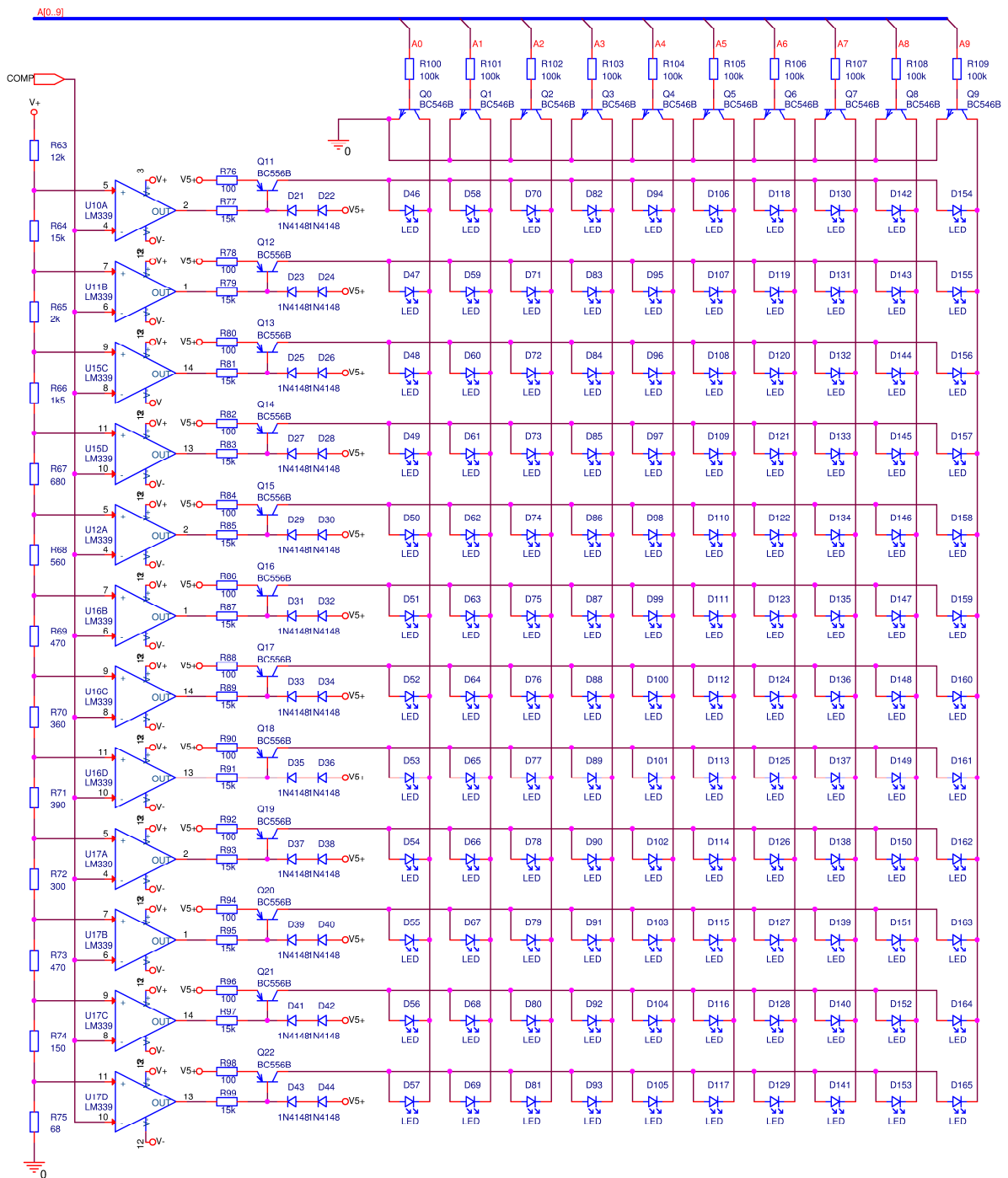
B.3 Desetipásmový grafický ekvalizér



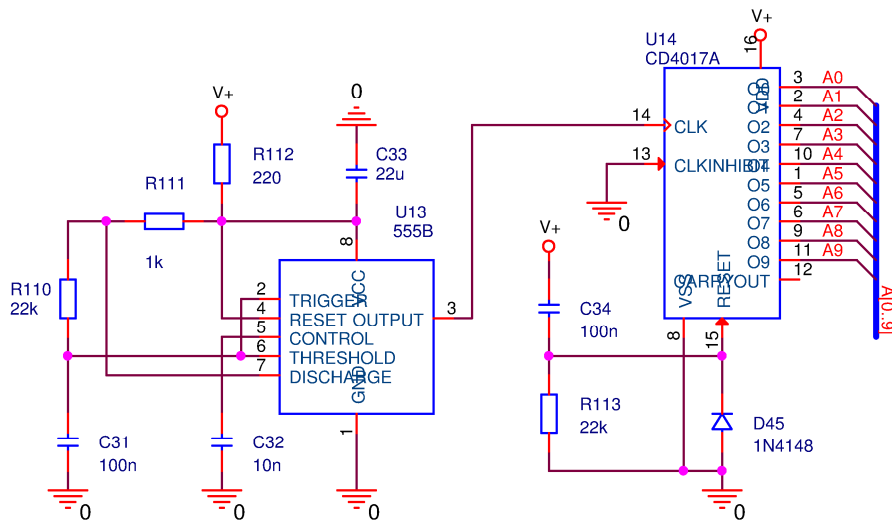
B.4 Vstupní filtry a usměrňovače spektrálního analyzátoru



B.5 Spektrální analyzátor – Budiče LED

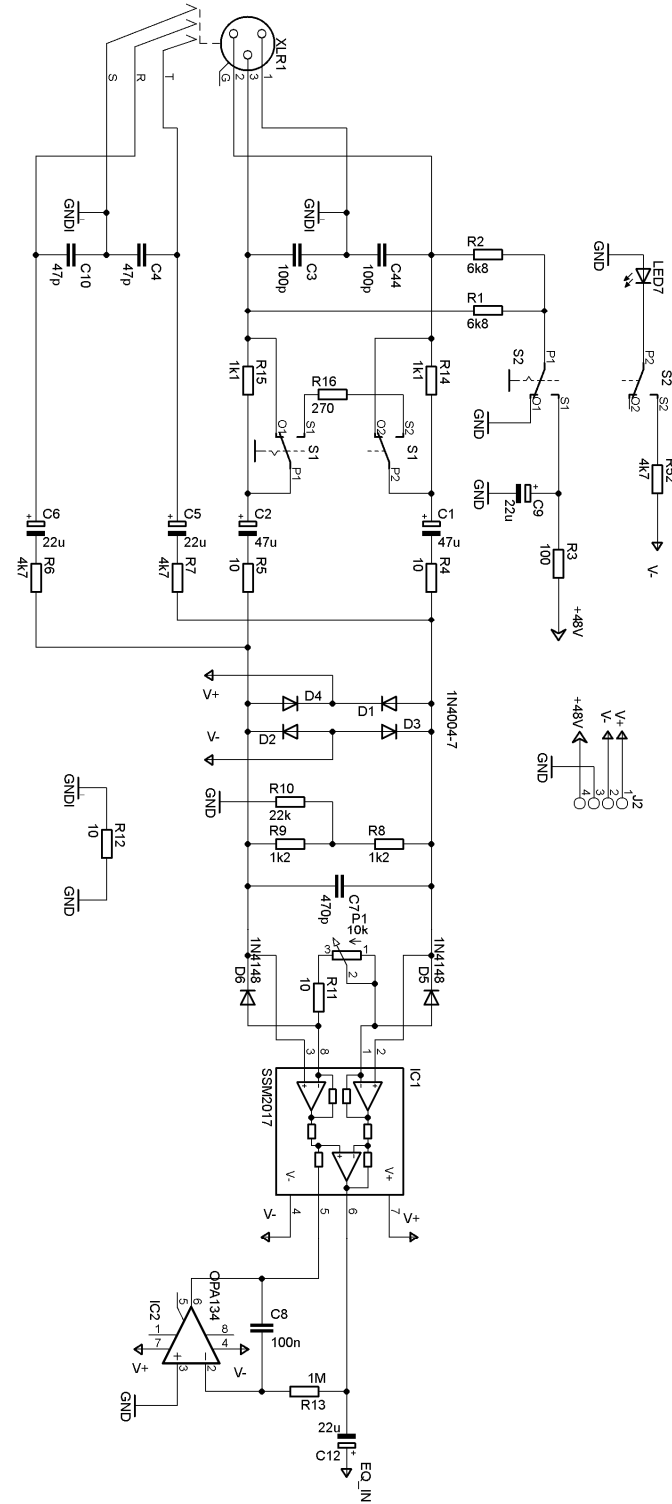


B.6 Spektrální analyzátor – Zdroj hodinového pulzu, čítač

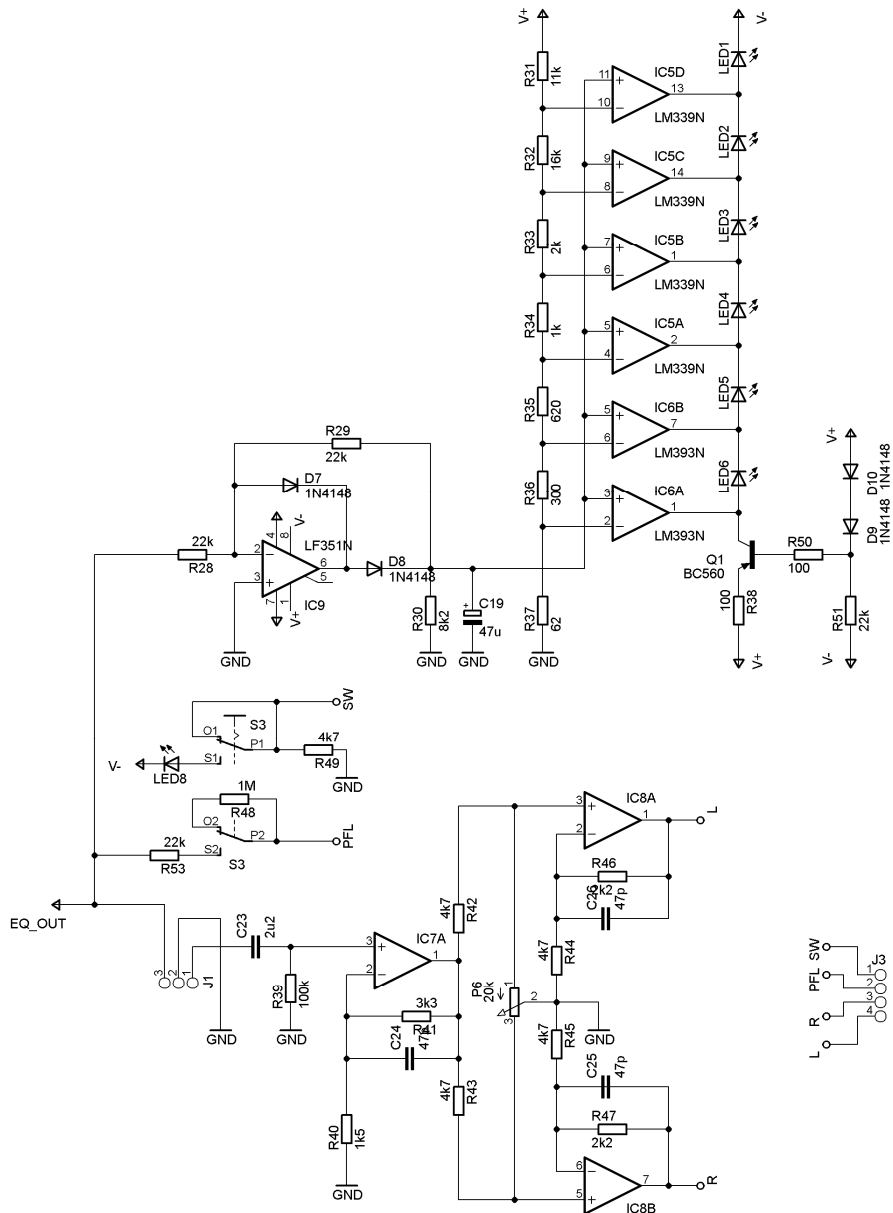
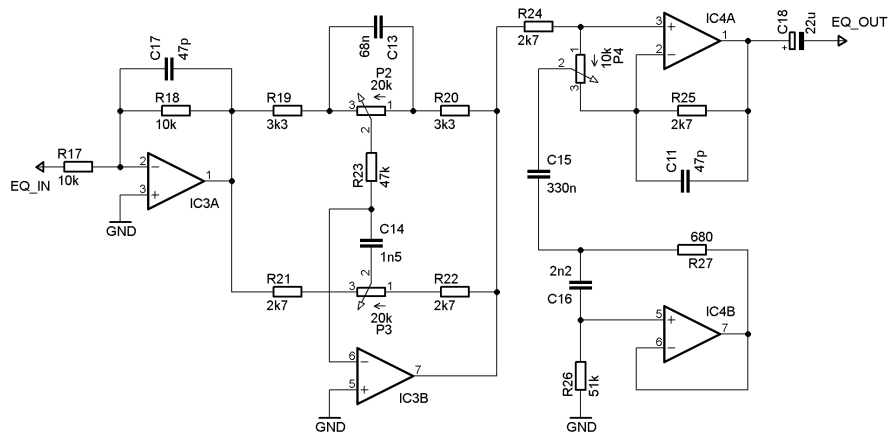


C NÁVRH ZAŘÍZENÍ

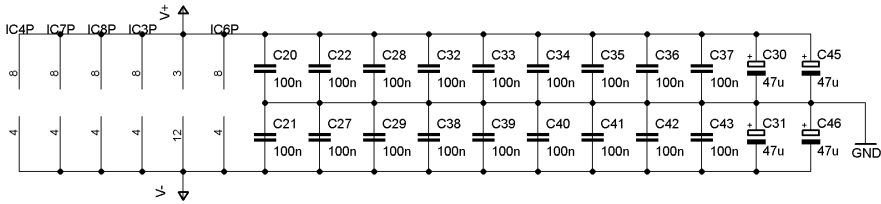
C.1 Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 1.



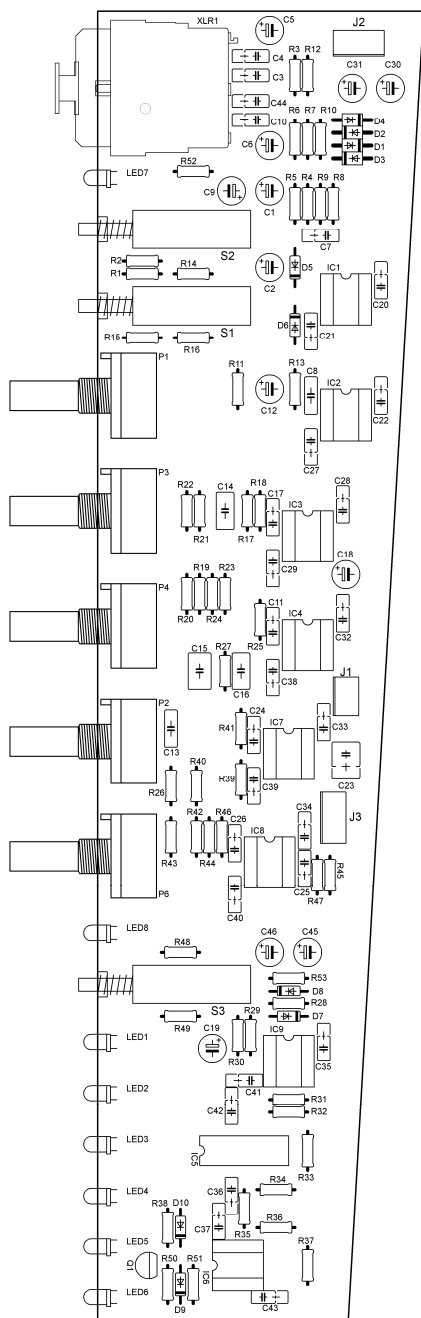
C.2 Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 2.



C.3 Obvodové zapojení mikrofonního předzesilovače 3.

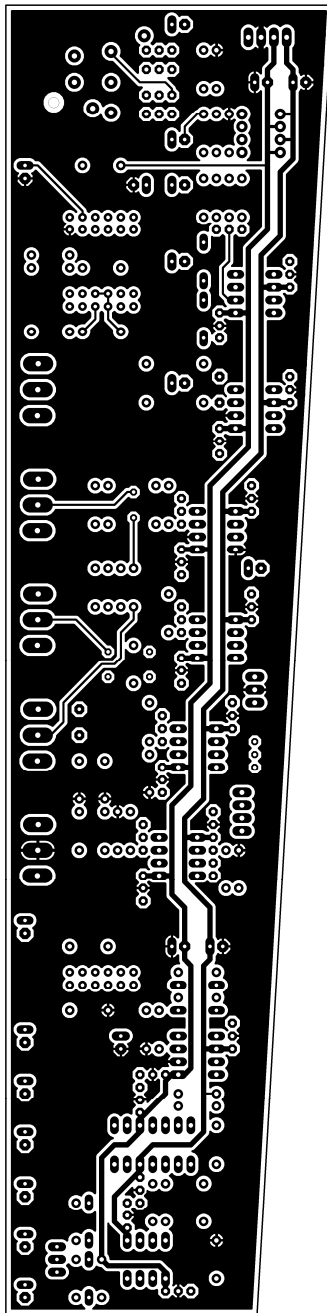


C.4 Rozmístění součástek na DPS mikrofonního předzesilovače



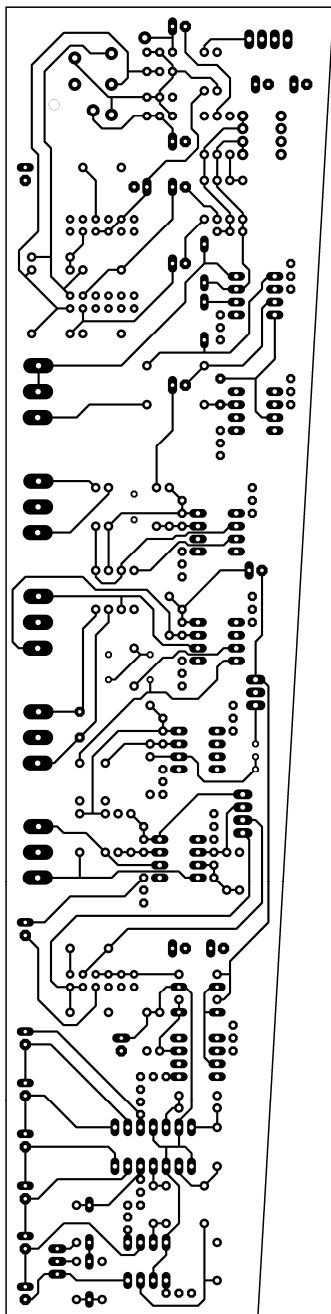
Rozměr desky 260 x 65 (zkosení na 50 mm) [mm], měřítko M1:1,5

C.5 DPS mikrofonního předzesilovače - top (strana součástek)



Rozměr desky 260 x 65 (zkosení na 50 mm) [mm], měřítko M1:1,5

C.6 DPS mikrofonního předzesilovače - bottom (strana spojů)



Rozměr desky 260 x 65 (zkosení na 50 mm) [mm], měřítko M1:1,5

C.7 Seznam součástek mikrofonního předzesilovače

Název	Hodnota	Typ	Pouzdro
R1,2	6k8	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R3,38,50	100	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R4,5,11,12	10	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R6,7,42-45,49,52	4k7	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R8,9	1k2	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R10,28,29,51,53	22k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R13,48	1M	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R14,15	1k1	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R15	1k1	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R16	270	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R17,18	10k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R19,20	3k3	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R21,22,24,25	2k7	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R23	47k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R26	51k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R27	680	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R30	8k2	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R31	11k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R32	16k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R33	2k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R34	1k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R35	620	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R36	300	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R37	62	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R39	100k	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R40	1k5	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R41	3k3	metalizovaný, 0,6W	0207/7
R46,47	2k2	metalizovaný, 0,6W	0207/7
P1	10k	16mm pot. /E	3RP/1610N
P2,3,6	20k	16mm pot. /B	3RP/1610N
P4	10k	16mm pot. /B	3RP/1610N
C1,2,19,30,31,45,46	47u	elektrolytický	E2,5-6
C3	100p	keramický	C025_050-025X075
C4,10,11,17,24,25,26	47p	keramický	C025_050-025X075
C5,6,9,12,18	22u	elektrolytický	E2,5-6
C7	470p	keramický	C025_050-025X075
C8	100n	svitkový	C050-025X075
C13	68n	svitkový	C050-025X075
C14	1n5	svitkový	C050-035X075
C15	330n	svitkový	C050-045X075

C16	2n2	svitkový	C050-035X075
C20,21,22,27,28,29,32-44	100n	keramický	C025_050-025X075
C23	2u2	svitkový	C025_050-055X075
LED1-8		LED 3mm, kulaté p.	LED3MM_L
D1-4	1N4004		DO41-7
D5-10	1N4148		DO35-7
Q1	BC560		TO92-EBC
IC1	SSM2017		DIL08
IC2	OPA134		DIL08
IC3,4,7,8		dvojitý OZ, dle výběru	DIL08
IC5	LM339N		DIL14
IC6	LM393N		DIL08
IC9	LF351N		DIL08
S1-3		spínač	
XLR1		kon. kombo	NCJ6FI-H
J1		kon. PSH, 2,54mm 3piny	PSH02-03PG
J2,3		kon. PSH, 2,54mm 4piny	PSH02-04