

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

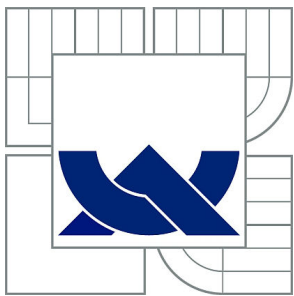
MIXÁŽNÍ PULT S KONCOVÝM ZESILOVAČEM TŘÍDY AB

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

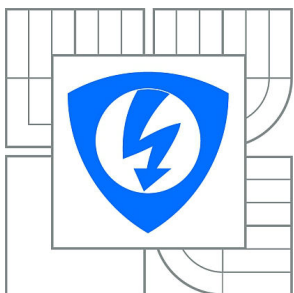
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DAVID KROLÁK

BRNO 2014



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**

MIXÁŽNÍ PULT S KONCOVÝM ZESILOVAČEM TŘÍDY AB

MIXING BOARD WITH CLASS-AB OUTPUT AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

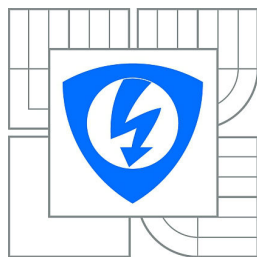
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

DAVID KROLÁK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: David Krolák

ID: 146873

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Mixážní pult s koncovým zesilovačem třídy AB

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte koncepci stereo audio koncového zesilovače třídy AB s výstupním výkonem cca 2 x 100 W, doplněného předzesilovačem typu mixážního pultu s korekcemi a indikátorem vybuzení vstupů. Předzesilovač bude obsahovat minimálně 2 linkové vstupy a 1 mikrofonní vstup. Ověřte funkci zesilovačů simulacemi v PSpice, navrhněte desky plošných spojů v programu Eagle a realizujte je.

Pro koncový stupeň a mixážní předzesilovač navrhněte vhodnou napájecí jednotku, včetně výpočtu parametrů transformátoru. Navržené zařízení fyzicky realizujte, oživte a proměřte jeho základní parametry. Výsledky měření srovnajte s počítačovou simulací i s parametry teoreticky očekávanými.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] WIRSUM, S. Abeceda nf techniky. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] CORDELL, B. Designing Audio Power Amplifiers. New York: McGraw Hill, 2011.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 30.5.2014

Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá návrhem předzesilovače typu mixážního pultu s aktivními korekcemi pro každý ze čtyř vstupů. Takový předzesilovač se používá na tanečních zábavách, koncertech a nahrávání skladeb, jeli vybaven linkovým výstupem pro záznamové zařízení. Součástí práce je také návrh výkonového zesilovače ve třídě AB s výstupním výkonem $2 \times 100 \text{ W}$ při jmenovité impedanci zátěže 8Ω včetně simulací a shrnutí dosažených parametrů.

KLÍČOVÁ SLOVA

Aktivní korekce, DC servo, mixážní pult, nf zesilovač, operační zesilovač, ochrana reproduktorů, předzesilovač, třída AB, výkonový zesilovač

ABSTRACT

Bachelor thesis deals with the type of mixer preamplifier with active tone control for each of four inputs. This preamplifier is used at dance parties, concerts and recording songs if it equipped with a line output for recording device. The thesis also includes design of power amplifier in class AB with output power $2 \times 100 \text{ W}$ at 8Ω nominal load, simulations and a summary of the results.

KEYWORDS

Active tone control, audio amplifier, class AB, DC servo, mixing board, operating amplifier, power amplifier, preamplifier, speaker protection

KROLÁK, David *Mixážní pult s koncovým zesilovačem třídy AB*: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2014. 110 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma „Mixážní pult s koncovým zesilovačem třídy AB“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem 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 autorského 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.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Rád bych poděkoval panu prof. Ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce. Mé poděkování patří také Aleši Vanžurovi za vstřícnost a doporučení při realizaci přístroje.

Brno

.....

(podpis autora)



Faculty of Electrical Engineering
and Communication
Brno University of Technology
Purkynova 118, CZ-61200 Brno
Czech Republic
<http://www.six.feec.vutbr.cz>

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsany v této bakalářské práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

Brno

.....

(podpis autora)



EVROPSKÁ UNIE
EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ
INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Úvod	12
1 TEORETICKÉ ZÁKLADY NF ZESILOVAČŮ	13
1.1 Zdroje nf signálů	13
1.2 Zesilovač	13
1.2.1 Vstupní a výstupní impedance	14
1.2.2 Třída A	14
1.2.3 Třída B	14
1.2.4 Třída AB	14
1.3 Lineární předzesilovač	15
1.3.1 Operační zesilovač OZ	15
1.3.2 Neinvertující zesilovač s OZ	15
1.3.3 Invertující zesilovač s OZ	16
1.3.4 Integrovní zesilovač s OZ	17
1.4 Korekční zesilovač	17
1.4.1 Prescottův gyrátor	18
1.4.2 Syntetická indukčnost s paralelním ztrátovým rezistorem	19
1.5 Sběrníkový zesilovač	20
1.5.1 Směšování s oddělovacími rezistory	20
1.5.2 Směšování s oddělovacími zesilovači	20
1.5.3 Směšování součtovým zesilovačem	20
1.6 Koncový zesilovač	21
2 NÁVRH BLOKOVÉHO ZAPOJENÍ	24
2.1 Blokové zapojení	24
2.2 Úrovňový diagram	25
3 ZAPOJENÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ	28
3.1 Linkový předzesilovač	28
3.2 Mikrofonní předzesilovač	30
3.3 Korekční zesilovač	34
3.4 Vyrovnávací zesilovač	38
3.5 Hlavní sběrníkový zesilovač	40
3.6 Odposlechový zesilovač	41
3.7 Indikátor úrovně signálu	44
3.8 Výkonový koncový zesilovač	47
3.8.1 Proudový zesilovač	47

3.8.2	Rozkmitový zesilovač s obvodem teplotní stabilizace	51
3.8.3	Vstupní diferenciální zesilovač	53
3.8.4	Zpětná vazba a výstupní napěťová nesymetrie	54
3.8.5	Stabilita a kmitočtová kompenzace	56
3.9	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	58
4	VÝSLEDKY MĚŘENÍ	63
4.1	Vstupní jednotky č. 1 a 2	63
4.2	Vstupní jednotky č. 3 a 4	65
4.3	Hlavní sumační jednotka a sluchátkový odposlechový zesilovač	67
4.4	Koncový zesilovač	68
5	ZÁVĚR	70
	Literatura	73
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	75
	Seznam příloh	78
A	Podrobná schémata	80
A.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	80
A.2	Vstupní mikrofonní jednotka	82
A.3	Sumační jednotka s odposlechem	84
A.4	Stereo indikátor vybuzení	85
A.5	Koncový zesilovač	86
A.6	Zdroj Phantomova napětí	87
A.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	88
B	Desky plošných spojů	89
B.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	89
B.2	Vstupní mikrofonní jednotka	90
B.3	Sumační jednotka s odposlechem	91
B.4	Stereo indikátor vybuzení	91
B.5	Koncový zesilovač	92
B.6	Zdroj Phantomova napětí	92
B.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	93
C	Osazovací nákresy	94
C.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	94
C.2	Vstupní mikrofonní jednotka	95

C.3	Sumační jednotka s odposlechem	96
C.4	Stereo indikátor vybuzení	96
C.5	Výkonový koncový zesilovač	97
C.6	Zdroj Phantomova napětí	97
C.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	98
D	Soupiska součástek	99
D.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	99
D.2	Zdroj Phantomova napětí	99
D.3	Vstupní mikrofonní jednotka	100
D.4	Sumační jednotka s odposlechem	101
D.5	Stereo indikátor vybuzení	101
D.6	Výkonový koncový zesilovač	102
D.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	103
E	Výkres konstrukčních prvků	104
F	Výkresy přístrojové skříňky	106

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Neinvertující zesilovač [8]	16
1.2	Invertující zesilovač [8]	16
1.3	Invertující integrátor [8]	17
1.4	Zapojení korekčního zesilovače [12]	18
1.5	Zapojení impedančního článku	18
1.6	Prescottův gyrátor s OZ [8]	19
1.7	Syntetická indukčnost s paralelním rezistorem [12]	19
1.8	Součtový zesilovač [8]	21
1.9	Blokové zapojení výkonového zesilovače [2]	22
1.10	Zjednodušené schéma výkonového zesilovače [2]	22
2.1	Blokové schéma pravého kanálu mixážního pultu	24
2.2	Úrovnňový diagram celého řetězce	26
3.1	Invertující zesilovač s transformovaným zpětnovazebním odporem [8] .	28
3.2	Frekvenční závislost zesílení linkového předzesilovače	30
3.3	Zapojení mikrofonního předzesilovače	30
3.4	Zapojení vstupní rezistorové sítě	32
3.5	Frekvenční závislost zesílení mikrofonního předzesilovače	33
3.6	Přepětová ochrana vstupu	34
3.7	Zapojení <i>RLC</i> obvodů a gyrátorů pro porovnání	37
3.8	Závislost impedance na kmitočtu dvou gyrátorů a sériového <i>RLC</i> obvodu	37
3.9	Obvodové řešení korekčního zesilovače	38
3.10	Frekvenční charakteristika korekčního zesilovače v závislosti na na- stavení regulátorů	38
3.11	Zapojení vyrovnávacího zesilovače s regulačními prvky	39
3.12	Frekvenční charakteristika vyrovnávacího zesilovače	40
3.13	Zapojení hlavního součtového zesilovače	41
3.14	Frekvenční charakteristika hlavního součtového zesilovače	41
3.15	Schéma sluchátkového zesilovače	42
3.16	Frekvenční charakteristika odposlechového zesilovače	43
3.17	Zapojení indikátoru vybuzení [15]	44
3.18	Závislost odběru proudu LED diod na vstupním napětí	45
3.19	Zapojení půlvlnného špičkového detektoru [15]	46
3.20	Časový průběh vstupního a výstupního signálu	47
3.21	Základní zapojení koncového stupně [2]	48
3.22	Vliv předpětí koncových tranzistorů T_1 a T_2	49
3.23	Závislost zesílení na vstupním napětí diferenčního stupně	53

3.24	Zapojení DC serva [2]	55
3.25	Frekvenční charakteristika nekompensovaného zesilovače	56
3.26	Frekvenční charakteristika kompenzovaného zesilovače	58
3.27	Zdroj Phantomova napětí	60
3.28	Schéma ochrany reproduktorů	60
3.29	Analýza reakce ochranného obvodu	62
4.1	Simulace f. char. vstupních jednotek č. 1 a 2	63
4.2	Změřená f. char. vstupní jednotky č. 1	64
4.3	Změřená f. char. vstupní jednotky č. 2	64
4.4	Simulace f. char. vstupních jednotek č. 3 a 4	65
4.5	Změřená f. char. vstupní jednotky č. 3	66
4.6	Změřená f. char. vstupní jednotky č. 4	66
4.7	Změřená f. char. hlavní sumační jednotky	67
4.8	Změřená f. char. odposlechového zesilovače	68
4.9	Změřená f. char. koncového zesilovače	69

ÚVOD

Tato práce si dává za úkol předložit postup návrhu nízkofrekvenčního (dále nf) stereo předzesilovače typu mixážní pult, který umožňuje směšovat signál o různých úrovních z více vstupů do jednoho výstupu doplněného výkonovým nf zesilovačem pracujícím ve třídě AB. Výsledkem bakalářské práce bude teoretický rozbor, schémata zapojení, výstupy z počítačové simulace a výsledky měření realizovaných obvodů.

Následující text je členěn do pěti základních částí. Prvá kapitola se zabývá teoretickými základy nf zesilovačů. Návrh blokového zapojení elektronického systému je uveden v kapitole 2. Jednotlivé bloky a výpočet obvodových prvků jsou popsány v kapitole 3 včetně simulací. Změřené závislosti a vlastnosti sestavených zapojení jsou prezentovány 4. kapitolou. A kapitola 5 představuje stručné shrnutí výsledků práce včetně podrobných schémat, výkresů desek plošných spojů a nákresu přístrojové skříňky, které lze nalézt v příloze.

1 TEORETICKÉ ZÁKLADY NF ZESILOVAČŮ

V následujícím textu je uvedena definice pojmu zdroj audio signálu, zesilovač, a to z jakých částí se skládá, a jsou představeny druhy zesilovačů použité v této práci.

1.1 Zdroje nf signálů

Zdroj signálu je jednoznačně jako první člen tzv. elektroakustického řetězce, který se skládá z elektronických obvodů pro zesílení a úpravu signálu na požadovanou úroveň a podobu. Nejde pouze o převodník akustického signálu na elektrický, ale také o výstup z jiného elektronického systému. Tyto zdroje signálu se dělí podle velikosti výstupního napětí na nízkoúrovňové a vysokoúrovňové.

Do nízkoúrovňových se řadí zejména mikrofony bez předzesilovače, elektromagnetické a magnetodynamické přenosky. Přenosky jsou zařízení pro snímání signálu z gramofonových desek. Mikrofony jsou v podstatě převodníky akustické energie na elektrickou. Výstupní napětí se pohybuje od stovek μV až po jednotky mV a pro další zpracování musí být neprodleně zesíleno. Příkladem může být elektretový mikrofon, který patří do elektrostatických mikrofonů bez polarizačního napětí kvůli jedné elektrodě vyrobené s vrstvou elektretu, který je dielektrickým materiálem udržující permanentní elektrický náboj. Citlivost při kmitočtu 1 kHz činí 1 až 10 $\text{mV}\cdot\text{Pa}^{-1}$ s minimální výstupní impedancí 600 Ω až 3 $\text{k}\Omega$.

Mezi vysokoúrovňové patří především CD přehrávač, rozhlasový přijímač, audio výstup počítače nebo elektronického klavíru (keyboard) apod. Jejich výstupní napětí je v rozmezí stovek mV až 1,55 V a tudíž zpravidla není pro další zpracování nutné zesílení. Minimální výstupní impedance bývá cca 1 $\text{k}\Omega$ [9], [12].

1.2 Zesilovač

Je to zpravidla dvojbran, jež má vstupní a výstupní bránu. Má za úkol zesílit vstupní signál beze změny jeho tvaru v časové oblasti, což znamená, že ve frekvenčním spektru kromě první harmonické nebudou žádné další složky. Zesílením se uvažuje zvětšení amplitudy výstupního signálu oproti vstupnímu signálu. Protože není možné dosáhnout teoretické účinnosti větší než 1, musí být tomuto dvojbranu dodávána energie z pomocného napájecího stejnosměrného zdroje [1].

Účinnost η udává kolik dodaného výkonu, z napájecího zdroje se přemění na výstupní výkon signálu. Provedení napájecího zdroje určuje odstup signálu od rušivého signálu jako je šum a brum na výstupu zesilovače [12].

1.2.1 Vstupní a výstupní impedance

Vstupní impedance se volí co do velikosti 5 až 10 krát větší než výstupní impedance zdroje, který tak může pracovat naprázdno. Z důvodů velké převahy reálné složky impedance se více používá pojem vstupní odpor. Vysokoohmové vstupy (magnetofon, rozhlasový přijímač atd.) mají normovanou impedanci $47\text{ k}\Omega$ paralelně s 250 pF . Výstupní impedance zesilovače by měla být pokud možno co nejmenší [12].

1.2.2 Třída A

Pracovní bod např. tranzistoru se nachází uprostřed zatěžovací přímky. Tranzistorem v zapojení se společným emitorem tedy protéká polovina špičkového kolektorového proudu a pro dostatečně velký rozkmit výstupního napětí je mezi kolektorem a zemí polovina napájecího napětí. V této třídě se dosahuje velmi malého zkreslení za cenu malé účinnosti. Proto se používá jen u předzesilovačů [5].

1.2.3 Třída B

Nejnámějším zapojením pracující ve třídě B je komplementární dvoutaktní zapojení dvou tranzistorů se společným kolektorem. Tyto tranzistory pracují bez předpětí a v klidovém stavu jimi protéká pouze zbytkový kolektorový proud. Po přivedení harmonického signálu se začnou tranzistory střídavě otvírat. Jeden tranzistor je vždy otevřen v době jedné půlperiody. Kvůli žádnému předpětí vzniká po přivedení signálu o malé amplitudě na vstup ve výstupním signálu značné nelineární zkreslení tzv. přechodové zkreslení. Účinnost zapojení dosahuje až 78 % [5].

1.2.4 Třída AB

Používá se ve stejném zapojení jako pro třídu B, ale rozdílem je zavedení předpětí pro snížení přechodového zkreslení. V klidovém stavu protéká tranzistory klidový kolektorový proud. Po přivedení signálu o malé amplitudě pracují tranzistory ve třídě A a při velkých amplitudách ve třídě B. Účinnost není tak velká jako ve třídě B a pohybuje se nejlépe kolem 70 % [5].

1.3 Lineární předzesilovač

Jedná se o napěťový zesilovač s lineární kmitočtovou charakteristikou v celém přenosovém pásmu s odchylkou maximálně ± 1 dB. Požadavkem je zvětšit vstupní signál např. z mikrofonu na regulační úroveň a to v celém dynamickém rozsahu se zkreslením pod 1 % v přenášeném kmitočtovém pásmu. Dále frekvenční korekce zdroje signálu v případě, kdy není lineární, impedanční přizpůsobení s minimálním vlastním šumem a stabilitou zesílení. Z těchto požadavků vyplývá mít pro kmitočtovou korekci kmitočtově závislou zpětnou vazbu, výhodné použití vstupního impedančního transformátoru pro mikrofonní vstup a plynulé nastavení zesílení nejlépe ve zpětné vazbě [9].

1.3.1 Operační zesilovač OZ

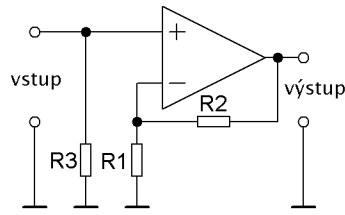
Jde o integrovaný analogový obvod pracující s napětím nebo proudem, který se spojitě mění v čase. Byl původně navržen pro matematické operace. U operačního zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou je výstupní napětí dáno rozdílem vstupních napětí se zesílením A_{OL} , tedy rozdílem napětí na neinvertujícím vstupu (označovaný plus) a invertujícím vstupu (označovaného minus). Pokud se na invertující vstup přivede malé harmonické napětí, bude na výstupu zesílené s fázovým posunem 180° . V ideálním případě má zesilovač bez zpětné vazby (otevřená zpětnovazební smyčka) nekonečně velké zesílení A_{OL} , vstupní impedanci Z_{IN} , frekvenční šířku propustného pásma BW , rychlost přeběhu výstupního napětí SR a nulovou výstupní impedanci Z_{OUT} [11].

1.3.2 Neinvertující zesilovač s OZ

Do invertujícího vstupu se pomocí zpětnovazebního odporového děliče tvořeného rezistory R_2 a R_1 zavede část výstupního napětí. Jde o tzv. zápornou zpětnou vazbu, která snižuje původní zesílení operačního zesilovače na hodnotu danou vztahem (1.1). Čím větší bude zesílení operačního zesilovače A_{OL} , tím víc bude vlastnosti obvodu určovat zpětnovazební obvod. Bude-li vstupní odpor dostatečně velký, lze pro požadovaný nižší vstupní odpor použít odpor R_3 [8].

$$A_U = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (1.1)$$

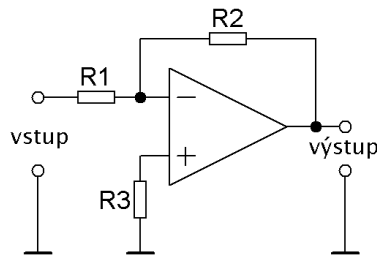
$$R_{IN} \approx R_3 \quad (1.2)$$



Obr. 1.1: Neinvertující zesilovač [8]

1.3.3 Invertující zesilovač s OZ

Toto zapojení obr. 1.2 dosahuje zesílení dle vztahu (1.3). Rezistor R_3 slouží pro kompenzaci vstupních proudů za předpokladu proudové nesymetrie I_{IO} dosahující hodnoty 0,1 až 0,2 násobku vstupního klidového proudu použitého operačního zesilovače. Na odporu R_3 a R_1 paralelně s R_2 vyvolají stejně velké vstupní proudy shodné napětí, které tak nezpůsobí chybu vstupního rozdílového napětí. Zapojení má souhlasné napětí nulové a tudíž hodnota potlačení součtové složky na vstupu CMRR nemá vliv [8].



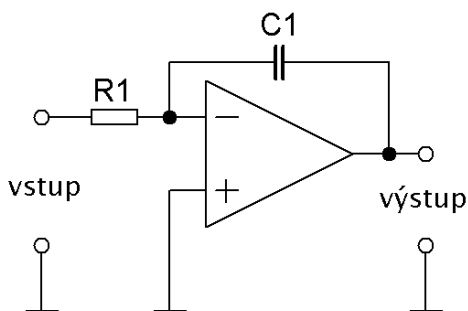
Obr. 1.2: Invertující zesilovač [8]

$$|A_U| = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.3)$$

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.4)$$

$$R_{IN} \approx R_1 \quad (1.5)$$

1.3.4 Integrační zesilovač s OZ



Obr. 1.3: Invertující integrátor [8]

Integrační zesilovač na obr. 1.3 je vlastně taková dolní propust. Výstupní napětí se přivádí na invertující vstup přes kondenzátor C_1 , který tvoří kmitočtově závislou zpětnou vazbu (často se toto zapojení nazývá Millerův integrátor). Pro stejnosměrný a kmitočtově nízký harmonický signál je reaktance kondenzátoru C_1 vysoká a zesílení je maximální. Při zvyšování frekvence se již reaktance kondenzátoru začne snižovat tak, až klesne zesílení na jedničku. Všechny proudy vtékají do kondenzátoru, a proto platí pro výstupní napětí $u_{\text{výst}} = -u_{C_1}$ dále (1.6). Časová konstanta integrátoru $R_1 \cdot C_1$ také určuje horní mezní kmitočet zesilovače (1.7) [8].

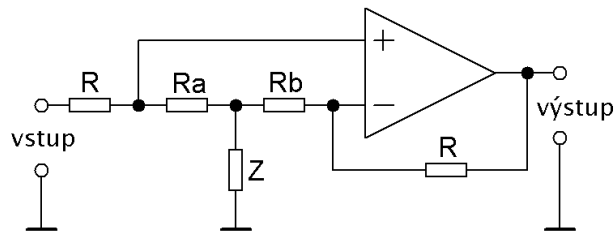
$$u_{\text{výst}} = -\frac{1}{R_1 \cdot C_1} \cdot \int u_{\text{vst}}(t) dt - u_{\text{výst}}(t=0) \quad (1.6)$$

$$f_{\text{h mezní}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (1.7)$$

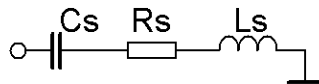
1.4 Korekční zesilovač

Tento zesilovač je jedním ze základních bloků akustického řetězce. Úkolem je úprava přenosové kmitočtové charakteristiky a proto jej lze zařadit mezi filtry. Principiálně jde o aktivní filtr, který má kmitočtově závislou zpětnou vazbu. Kromě aktivních filtrů se používají pasivní filtry, kde zesilovač kompenzuje útlum v středních polohách regulátorů a také impedančně přizpůsobuje zátěž. V této části bude pojednáno pouze o aktivním korektoru pracujícím jako rozdílový zesilovač [8].

Na obr. 1.4 je základní zapojení aktivního korektoru, kde odpory R_a a R_b představují rozdělenou odporovou dráhu běžcem potenciometru. Impedance Z představuje



Obr. 1.4: Zapojení korekčního zesilovače [12]



Obr. 1.5: Zapojení impedančního článku

kmitočtově závislý článek např. sériový rezonanční obvod RLC . Maximální přenos je dán vztahem (1.8) a minimální pak (1.9).

Je-li použit sériový rezonanční obvod viz obr. 1.5 jako kmitočtově závislá impedance Z , potom lze v závislosti na poloze běžce potenciometru dostat pásmovou zádrž nebo propust s rezonančním kmitočtem (1.10). Poněvadž je reálná cívka citlivá na okolní rušení a také drahá na výrobu, užívá se syntetických indukčností realizovaných operačním zesilovačem [12].

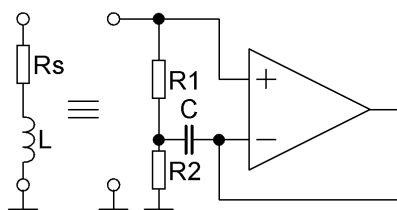
$$|A_{U\max}| = \left| \frac{Z + R}{Z} \right| \quad (1.8)$$

$$|A_{U\min}| = \left| \frac{Z}{Z + R} \right| \quad (1.9)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (1.10)$$

1.4.1 Prescottův gyrátor

Impedanční převodník neboli gyrátor, jehož nejjednodušší zapojení je na obr. 1.6 převádí kapacitní reaktanci na induktivní. Kondenzátor C má pro nízké frekvence velkou hodnotu impedance, proto vstupní proud teče jenom skrz rezistory R_1 a R_2 . se vzrůstající frekvencí začne kondenzátor C představovat zkrat a kvůli ideálně nulovému vstupnímu diferenčnímu napětí OZ bude vstupní proud klesat k nulové hodnotě. Zapojení má stejné vlastnosti jako sériové spojení indukčnosti s rezistorem, jejíž velikosti udává (1.11) a (1.12) [8].



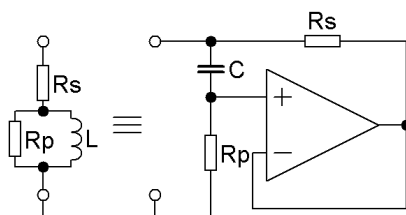
Obr. 1.6: Prescottův gyrátor s OZ [8]

$$L = R_1 \cdot R_2 \cdot C \quad (1.11)$$

$$R_S = R_1 + R_2 \quad (1.12)$$

1.4.2 Syntetická indukčnost s paralelním ztrátovým rezistorem

Zapojení na obr. 1.7 realizuje syntetickou indukčnost se sériovým rezistorem R_S , který popisuje odpor vinutí reálné cívky a paralelním rezistorem R_P , jehož hodnota udává kapacitu vinutí. Bude-li hodnota rezistoru R_P podstatně vyšší než velikost rezistoru R_S budou pro určení hodnot součástí platit údaje uvedené na obr. 1.7 a pro výslednou indukčnost (1.13) [12].



Obr. 1.7: Syntetická indukčnost s paralelním rezistorem [12]

$$L = R_S \cdot R_P \cdot C \quad (1.13)$$

1.5 Sběrníkový zesilovač

V případě směšování více zdrojů signálu nesmí dojít k ovlivňování daného zdroje signálu. Dále tento zesilovač musí obsahovat nízkošumové pasivní a aktivní součástky pro zaručení velmi malého šumu. Cílem je také dosáhnout velkého odstupů signálu od rušivých napětí zamezením zemních smyček a filtrací napájecího napětí. Směšování signálu může být realizováno na pasivních nebo aktivních prvcích [12].

1.5.1 Směšování s oddělovacími rezistory

Vzájemné působení vstupů nelze zcela odstranit, lze však potlačit přijatelnou hodnotou oddělovacích sériových rezistorů. Ve většině případů se volí hodnota odporu regulátoru a oddělovacího rezistoru identické, lépe hodnota rezistoru větší. Nevýhodou je vnesený útlum, kdy jeden z regulátorů je nastaven na maximum a zbylé ostatní na minimum (zem). Pak v součtovém uzlu je napětí rovno vstupnímu napětí podělenému počtem vstupů, které se koriguje výstupním zesilovačem. Při zvyšování počtu vstupů se zhoršuje odstup signálu od šumu. Proto se v praxi používá maximálně čtyři vstupy [12].

1.5.2 Směšování s oddělovacími zesilovači

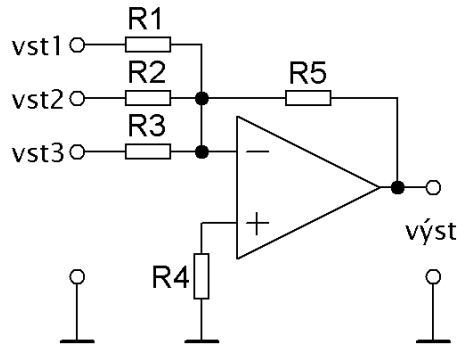
Lze dosáhnout směšování bez vzájemného ovlivňování. Příkladem zapojení jsou oddělovací tranzistorové stupně pracující do společného kolektorového odporu, kdy na výstupu je oddělovací stupeň [12].

1.5.3 Směšování součtovým zesilovačem

V tomto zapojení se dosahuje vysoké úrovně oddělení vstupů a nulového vloženého útlumu. Počet vstupů je omezen vlastním šumem zesilovače, neboť ten se zesiluje

$N \cdot \frac{R_5}{R_{1,2,3}}$, kde N je počet vstupů [12].

Na obr. 1.8 se nachází invertující součtový zesilovač realizovaný s OZ. Vstupní odpor R_{vst} pro daný kanál odpovídá hodnotě rezistoru R_1 , R_2 nebo R_3 . Na invertujícím vstupu OZ se nachází virtuální zem. Pro vstupní proudy lze napsat $i_{vst} = \frac{u_{vst}}{R_{vst}}$. Pokud do vstupů OZ netečou žádné proudy, protéká rezistorem R_5 součet všech vstupních proudů. Výstupní napětí je poté rovno napětí na rezistoru R_5 . Při stejných hodnotách rezistorů R_1 , R_2 a R_3 je zesílení součtového zesilovače dáno vztahem (1.14). Rezistor R_4 slouží ke kompenzaci vstupních proudů a jeho hodnota se určí dle vztahu (1.15). Zesilovač má stejné vlastnosti jako invertující zesilovač [8].



Obr. 1.8: Součtový zesilovač [8]

$$A_U = - \frac{R_5}{R_{1,2,3}} \quad (1.14)$$

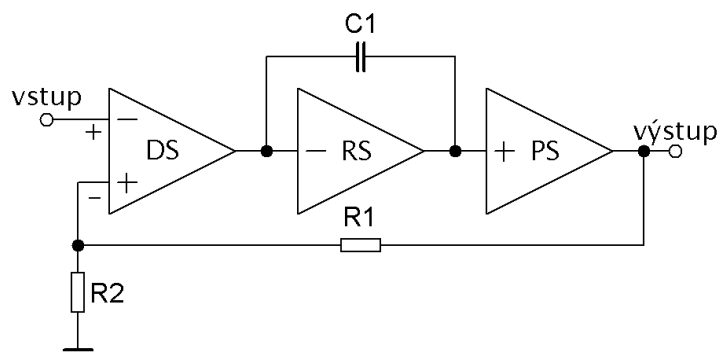
$$\frac{1}{R_4} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_5} \quad (1.15)$$

1.6 Koncový zesilovač

Od koncového zesilovače se požaduje lineární kmitočtová charakteristika v rozsahu 30 Hz až 20 kHz s tolerancí ± 2 dB. V celém kmitočtovém rozsahu u Hi-Fi (High-Fidelity, vysoká věrnost) zesilovačů nemá harmonické zkreslení přesáhnout hodnotu 1 % při maximálním výstupním výkonu a odstup cizích napětí má být nejméně 66 dB. Pro řešení zapojení je nutné znát trvalý výstupní sinusový výkon $P_{\text{výst}}$, jmenovitý zatěžovací odpor R_Z , vstupní úroveň napětí U_{vst} pro plné vybuzení (citlivost) a vstupní odpor R_{vst} [9].

Zesilovač se skládá z rozkmitového (napětového) stupně, který má za úkol vybudit proudový zesilovač na takovou úroveň, aby do připojené zátěže dodal potřebný výstupní výkon. U moderních výkonových zesilovačů je vstupní stupeň realizovaný diferenčním zesilovačem, jež je napájený zdrojem proudu. Rozkmitový stupeň bývá realizován tranzistorem v zapojení se společným emitorem pracující ve třídě A. Proudový zesilovač je řešen jako dvoutaktní pracující ve třídě B nebo AB, jehož součástí bývá omezovač výstupního proudu a obvod nastavení a teplotní stabilizace klidového proudu.

Blokové zapojení výkonového zesilovače je znázorněno na obr. 1.9, kde je DS diferenční stupeň, RS rozkmitový stupeň a PS proudový stupeň. Rezistory R_1 a R_2 zavádí zápornou zpětnou vazbu, která pozitivně působí na snížení celkového zkreslení, zvětšení šířky pásma atd. Kondenzátor C_1 zabraňuje rozkmitání zesilovače kvůli

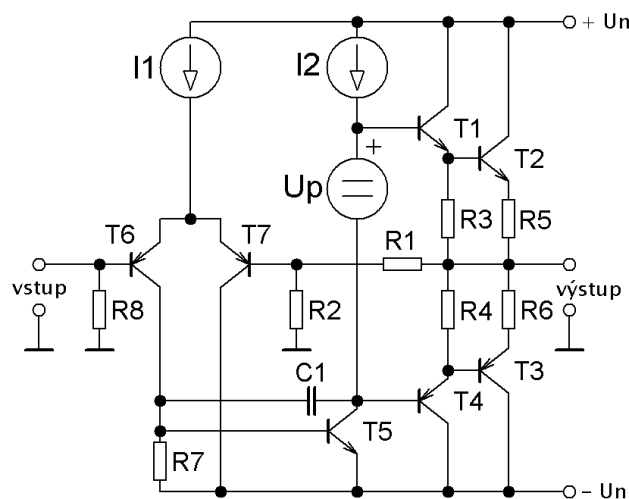


Obr. 1.9: Blokové zapojení výkonového zesilovače [2]

velkému fázovému posunu mezi vstupem a výstupem.

Kvalita výkonového zesilovače se posuzuje také podle činitele tlumení D , pro který platí vztah (1.16). Připojí-li se na výstup zesilovače reproduktor, jeho cívka bude způsobovat po přivedení jednotkového impulsu dokmitávání membrány. Čím více bude výstupní odpor zesilovače menší, tím více bude snížen činitel jakosti indukčnosti a popsany jev utlumen [5].

$$D = \frac{R_Z}{R_{\text{výst}}} \quad (1.16)$$



Obr. 1.10: Zjednodušené schéma výkonového zesilovače [2]

Na obr. 1.10 je zjednodušené zapojení výkonového zesilovače pracujícího ve třídě AB. Tranzistory T_6 a T_7 tvoří diferenciální zesilovač, který je napájen zdrojem proudu I_1 . Napěťový zesilovač s velkým zesílením se skládá z T_5 taktéž napájený

ze zdroje proudu I_2 . Kondenzátor C_1 je určen pro snížení horního mezního kmitočtu (prvého pólu) a tím kompenzuje zesilovač před kmitáním, neboť druhý pól je kmitočtově dál než prvý. Této kompenzaci se říká rozdělení pólů.

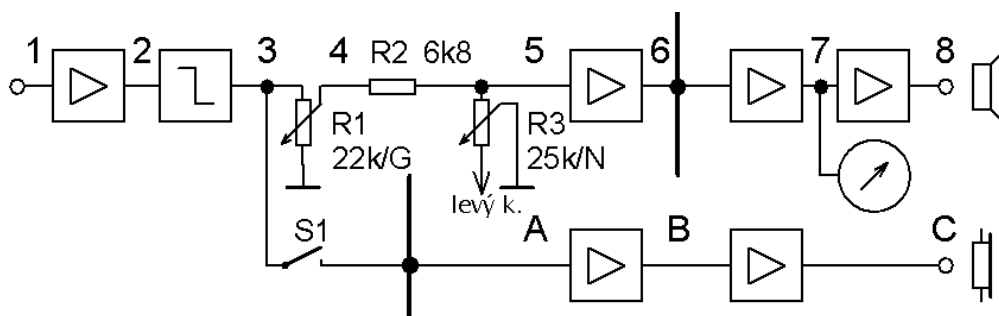
Proudový zesilovač je řešen jako Darlingtonové komplementární zapojení obsahující T_1 , T_2 , T_3 a T_4 . Párování tranzistorů zde podle [5] není zcela nutné. Zdroj napětí U_p slouží pro nastavení klidového kolektorového proudu tranzistorů T_2 a T_3 předpětím pro T_1 a T_4 [2].

2 NÁVRH BLOKOVÉHO ZAPOJENÍ

Tato kapitola se zabývá návrhem elektroakustického řetězce, jakožto propojení bloků reprezentujících zesilovače, korektory a jiné elektronické obvody. Součástí je také objasnění signálových úrovní.

2.1 Blokové zapojení

Jedná se zejména o náčrt elektroakustického řetězu, který poskytuje informace o počtu použitých elektronických obvodů a funkci daného zařízení. Při kreslení se používají normalizované symboly pro aktivní a pasívní prvky přičemž napájení aktivních prvků se nekreslí (jen výjimečně). Pro spoje přenášející signál se kreslí pouze jeden tzv. živý vodič jak pro asymetrické tak i symetrické vedení [9].



Obr. 2.1: Blokové schéma pravého kanálu mixážního pultu

Na obr. 2.1 je takové blokové zapojení nakresleno pro pravý kanál, kde pro větší názornost je schematicky rozkreslena regulace úrovně s nastavením vyvážení (balance). Regulátorem vyvážení lze nastavit stejnou střední hlasitost pravého a levého kanálu protože při různé vzdálenosti posluchače od pravého a levého reproduktoru je vnímána rozdílná hlasitost těchto kanálů [12].

Mezi body 1 a 2 se nachází předzesilovač, který má zpětnovazební regulaci zesílení -10 dB až +10 dB pro vstupní linkovou stereo jednotku a cca 40 dB pro mono mikrofonní jednotku. Za ním následuje korekční zesilovač umožňující regulaci zesílení hloubek, středních kmitočtů a výšek v rozmezí ± 15 dB. Zesilovač nacházející se mezi body 5 a 6 kompenzuje útlum z regulátorů a také impedančně odděluje od součtového zesilovače. Součtový zesilovač mezi body 6 a 7 zesiluje úroveň signálu na efektivní hodnotu 775 mV potřebnou pro plné vybuzení výkonového zesilovače v bodech 7 a 8. V bodě 7 je nutné sledovat úroveň signálu, aby nedošlo k přebuzení výkonového zesilovače a tak ke značnému zkreslení výstupního signálu.

K bodu A je připojen součtový zesilovač pro odposlechový kanál a poté následuje sluchátkový zesilovač s výstupním výkonem 200 mW jež je na výstupu opatřen sériovým ochranným odporem proti zkratu o stejné hodnotě jako jmenovitý zatěžovací odpor cca 32 Ω . V bodě B se nachází jednoduchý regulátor hlasitosti.

2.2 Úrovňový diagram

Hlavní podmínkou pro optimální koncept elektroakustického řetězu je vyřešení úrovňového diagramu, který graficky udává minimální, jmenovité a maximální úrovně nezkrasleného signálu v bodech řetězu. V konceptu jsou výchozím požadavkem zdroje signálů s danými vlastnostmi. Dynamika vstupního signálu, jakožto rozdíl mezi maximální a minimální úrovní, dosahuje hodnot až 80 dB, což vede na úvahu jisté přebuditelnosti vstupních zesilovačů. Také se požaduje odstup signálu jmenovité úrovně od šumu pro mikrofonní cesty nejméně 60 dB.

Úrovňový diagram popisující signál z linkového zdroje a mikrofonu, kdy korekce jsou nastaveny na 0 dB a ostatní regulátory taktéž na jmenovitou úroveň, ukazuje obr. 2.2. Níže uvedený výpočet udává hodnoty potřebných zesílení aktivních prvků elektroakustického řetězu. Uvažovaná regulační úroveň je 250 mV vzhledem k vlastnostem předzesilovače. Při velkých zesíleních dochází k zmenšování šířky přenášeného pásma u standardních OZ. Také je uvažována regulační rezerva 10 dB [9].

$$A_{U21 \text{ mik dB}} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_2}{U_{1 \text{ mik}}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{250 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}} \right) = 38,416 \text{ dB}$$

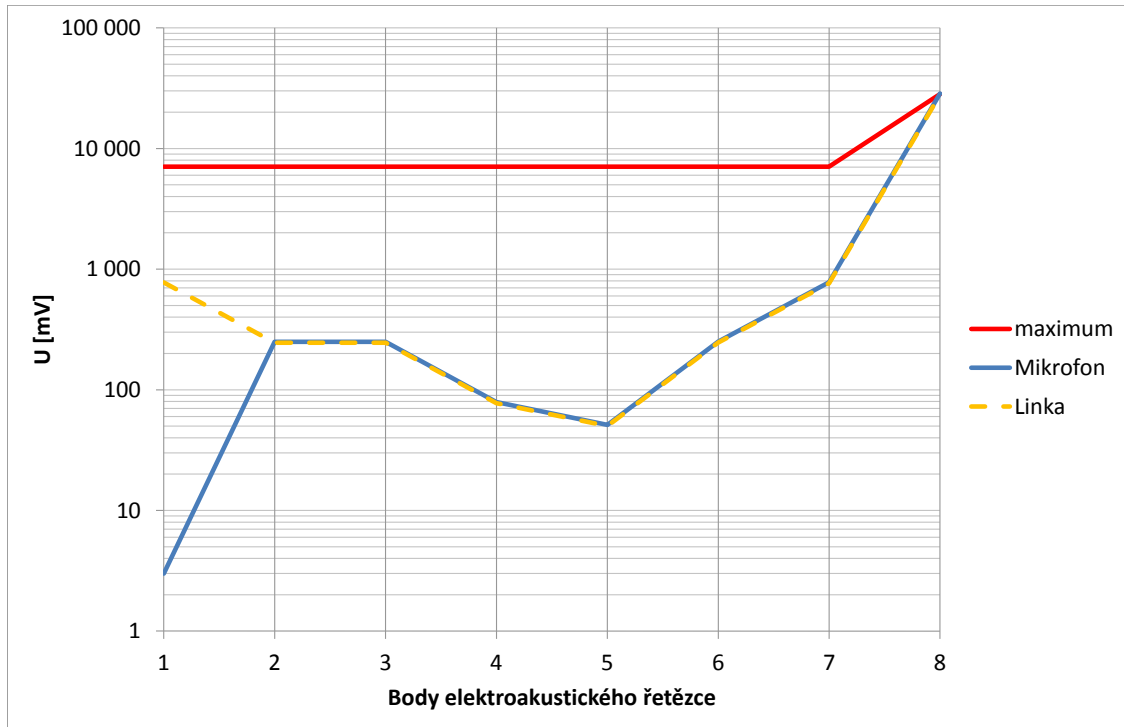
$$A_{U21 \text{ linka dB}} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_2}{U_{1 \text{ linka}}} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{250 \cdot 10^{-3}}{775 \cdot 10^{-3}} \right) = -9,827 \text{ dB}$$

$$A_{U32 \text{ dB}} = 0 \text{ dB}$$

Regulační rezerva regulátoru hlasitosti činí 10 dB a proto efektivní hodnota napětí v bodě 4 bude

$$U_4 = U_3 \cdot 10^{\frac{A_{U43} \text{ dB}}{20}} = 250 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{\frac{-10}{20}} = 79,057 \cdot 10^{-3} \text{ V.}$$

V uzlu číslo 5 se dovolí pokles úrovně signálu na 50 mV, potenciometr R_3 realizující vyvážení je volen tak, aby v polovině odporové dráhy byl odpor přibližně shodný s potenciometrem R_1 . Byl zvolen dostupný potenciometr s odporem dráhy 25 k Ω , který má uprostřed odporové dráhy odpor hodnoty 12,5 k Ω .



Obr. 2.2: Úrovňový diagram celého řetězce

$$A_{U54} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_5}{U_4} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{50 \cdot 10^{-3}}{79,057 \cdot 10^{-3}} \right) = -3,979 \text{ dB}$$

$$R_2 = \frac{0,5 \cdot R_3 \cdot \left(1 - 10^{\frac{A_{U54} \text{ dB}}{20}} \right)}{10^{\frac{A_{U54} \text{ dB}}{20}}} = \frac{12,5 \cdot 10^3 \cdot \left(1 - 10^{\frac{-3,979}{20}} \right)}{10^{\frac{-3,979}{20}}} = 7,263 \text{ k}\Omega$$

Hodnota odporu R_2 byla zvolena z řady E12 6,8 k Ω . Kontrolou byla zjištěna hodnota útlumu -3,773 dB což vyhovuje.

$$A_{U65} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_6}{U_5} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{250 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}} \right) = 13,979 \text{ dB}$$

$$A_{U76} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_7}{U_6} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{775 \cdot 10^{-3}}{250 \cdot 10^{-3}} \right) = 9,827 \text{ dB}$$

$$A_{U87} \text{ dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{R_Z \cdot P_{\text{výst}}}}{U_7} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{\sqrt{8 \cdot 100}}{775 \cdot 10^{-3}} \right) = 31,245 \text{ dB}$$

$$U_C = \sqrt{R_{\text{sluch}} \cdot P_{\text{sluch}}} \cdot \frac{R_{\text{sluch}} + R_{\text{ochr}}}{R_{\text{sluch}}} = \sqrt{32 \cdot 0,2} \cdot \frac{32 + 33}{32} = 5,139 \text{ V}$$

$$A_{UCB} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_C}{U_B} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{5,139}{0,5} \right) = 20,238 \text{ dB}$$

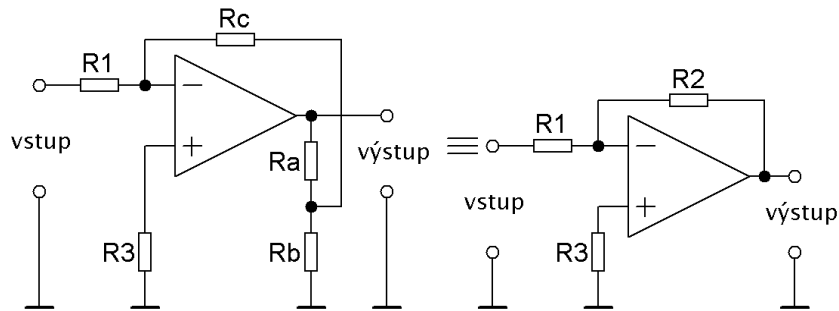
$$A_{UBA} = 20 \cdot \log \left(\frac{U_B}{U_A} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{0,500}{0,250} \right) = 6,021 \text{ dB}$$

3 ZAPOJENÍ JEDNOTLIVÝCH BLOKŮ

V této kapitole je ukázáno elektrické zapojení jednotlivých bloků včetně výpočtů parametrů použitých součástek, přičemž zvolené hodnoty jsou uvedeny v závorkách pokud nejsou zmíněny v textu. Vyobrazené grafy jsou výsledky ze simulací předložených obvodů.

3.1 Linkový předzesilovač

Pro potřebu velkého vstupního odporu a zesílení by byl zpětnovazební odpor R_2 v klasickém zapojení invertujícího zesilovače s OZ poměrně velký, což by způsobilo vyšší šum. Proto bylo vyvinuto obvodové řešení uvedené na obr. 3.1.



Obr. 3.1: Invertující zesilovač s transformovaným zpětnovazebním odporem [8]

Pomocí děliče složeného z rezistorů R_a a R_b se transformuje odpor rezistoru R_c na hodnotu odporu R_2 . Tuto transformaci popisuje vztah (3.1) [8].

$$R_2 = R_c \cdot \frac{R_a + R_b}{R_b} \quad (3.1)$$

Hodnota rezistoru R_1 se zvolí na základě požadavku vstupního odporu předzesilovače.

$$R_1 \approx R_{vst} = 56 \text{ k}\Omega$$

Do série s rezistorem R_1 je zapojen oddělovací kondenzátor C_{vst} jehož kapacita je dána velikostí R_1 a dolním mezním kmitočtem. Ten se volí na základě požadovaného útlumu nízkého slyšitelného kmitočtu [1].

$$f_d = f_{d \text{ sluch}} \cdot \sqrt{10^{-0,1 \cdot a_{dB}} - 1} = 20 \cdot \sqrt{10^{-0,1 \cdot -0,3} - 1} = 5,349 \text{ Hz}$$

$$C_{vst} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 56 \cdot 10^3} = 568,411 \cdot 10^{-9} \text{ F (680 nF)}$$

Když se bude běžec potenciometru, který je modelován rezistorem R_a , nacházet ve výstupním uzlu, nebude mít potenciometr s rezistorem R_b na zesílení vliv (bude působit jako zátěž) a minimální zesílení bude dáno poměrem rezistorů R_c ku R_1 .

$$R_c = R_1 \cdot 10^{\frac{A_{U1 \text{ min dB}}}{20}} = 56 \cdot 10^3 \cdot 10^{\frac{-10}{20}} = 17,709 \cdot 10^3 \Omega$$

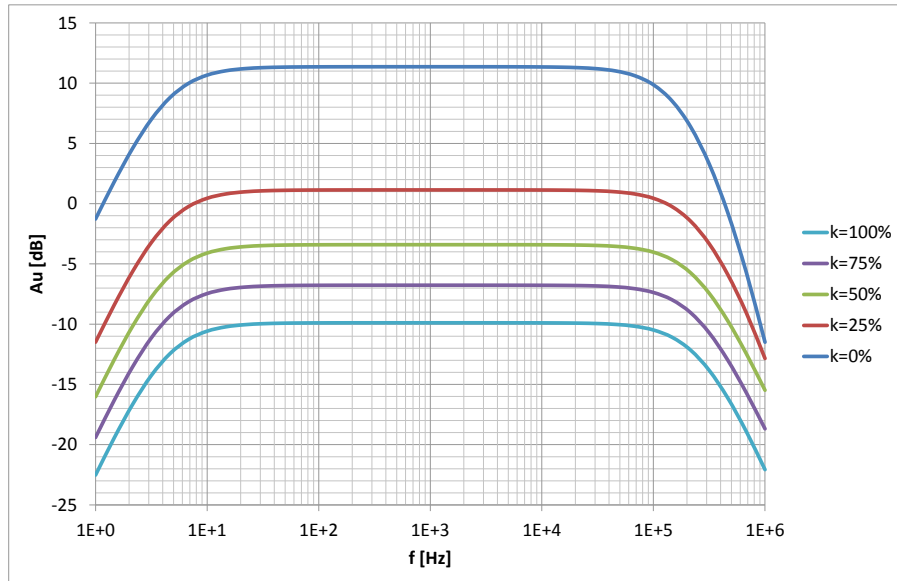
Hodnota rezistoru R_c byla vybrána $18 \text{ k}\Omega$ z řady E12. Velikost odporu rezistoru R_b se vypočte podle požadovaného maximálního zesílení a voleného potenciometru R_a , jehož velikost odporové dráhy by měla být poměrně menší než hodnota rezistoru R_c [8].

$$R_b = \frac{R_a \cdot R_c}{R_1 \cdot 10^{\frac{A_{U1 \text{ max dB}}}{20}}} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3}{56 \cdot 10^3 \cdot 10^{\frac{10}{20}}} = 1016,446 \Omega$$

Řadě E12 odpovídá rezistoru R_b hodnota $1 \text{ k}\Omega$. Velikost kompenzačního rezistoru R_3 se volí tak, aby proud jím procházející byl stejný jako součet proudů procházející rezistory R_1 a R_c [8].

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_c}{R_1 + R_c} = \frac{56 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^3}{56 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3} = 13,622 \cdot 10^3 \Omega$$

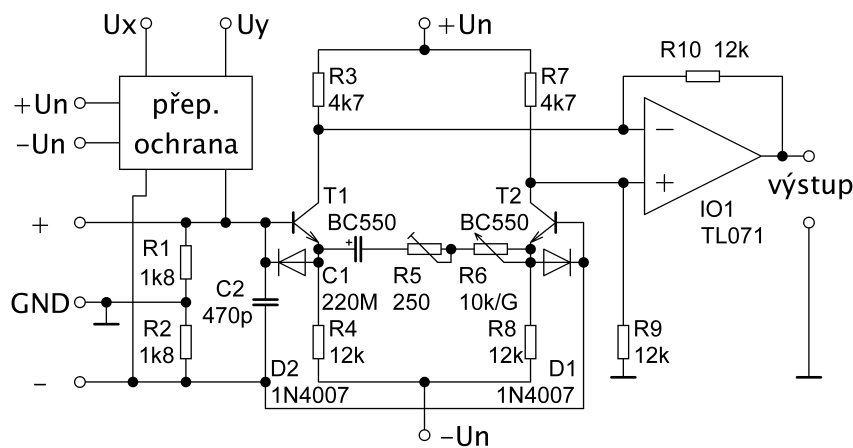
Rezistor R_3 zvolen $12 \text{ k}\Omega$. Na obr. 3.2 se nachází zesílení předzesilovače v závislosti na frekvenci a na nastavení potenciometru realizujícího odpory R_a a část R_b . Konstanta k ukazuje polohu běžce potenciometru v procentech ve smyslu zleva do prava. K rezistoru R_c byl paralelně přidán kompenzační kondenzátor o kapacitě 33 pF pro lepší stabilitu při vyšším zesílení. Jako operační zesilovač byl vybrán integrovaný obvod TL072, který má ve vstupním diferenčním stupni tranzistoru JFET a tím dosahuje velkého vstupního odporu až $10^{12} \Omega$. Šířka pásma jednotkového zesílení u TL072 dosahuje 3 MHz ($R_Z = 2 \text{ k}\Omega$, $C_Z = 25 \text{ pF}$) [22].



Obr. 3.2: Frekvenční závislost zesílení linkového předzesilovače

3.2 Mikrofonní předzesilovač

Mikrofonní předzesilovač, jehož schéma se nechází na obr. 3.3, je navržen výhradně s diferenciálním vstupem pro odolnost vůči vnějším rušivým polím kolem vstupního kabelu mikrofonu. Toto zapojení také dosahuje dosti velkého zesílení při poměrně velké šířce přenášeného pásma. Výpočet je zahájen určením hodnot odporů



Obr. 3.3: Zapojení mikrofonního předzesilovače

pro nastavení pracovního bodu vstupního tranzistorového diferenciálního zesilovače. Pro přiměřený výstřelový šum vstupních tranzistorů $T_{1,2}$ byl zvolen kolektorový proud 1 mA. Tranzistory byly vybrány nízkošumové typu BC550. Na rezistorech

$R_{1,2}$ je zanedbatelný úbytek stejnosměrného napětí.

$$R_{4,8} = \frac{|-U_N| - U_{BE \text{ T1,2}}}{I_{C \text{ T1,2}}} = \frac{12 - 0,6}{1 \cdot 10^{-3}} = 11,4 \cdot 10^3 \Omega (12 \text{ k}\Omega)$$

Rezistory $R_{10,9}$ jsou shodné s $R_{4,8}$ z důvodu minimálního stejnosměrného zesílení, které je jednotkové. Spolu s $R_{3,7}$ tvoří napěťové děliče, které jsou zatíženy proudovým odběrem tranzistorů.

$$R_{3,7} = \frac{0,5 \cdot U_N}{I_{C \text{ T1,2}} + \frac{0,5 \cdot U_N}{R_{9,10}}} = \frac{0,5 \cdot 12}{1 \cdot 10^{-3} + \frac{0,5 \cdot 12}{12 \cdot 10^3}} = 4 \cdot 10^3 \Omega (4,7 \text{ k}\Omega)$$

Pro výpočet nastavovaného odporu R_5 a odporové dráhy potenciometru R_6 , určující maximální a minimální zesílení, je potřeba znát převrácenou hodnotu strmosti bipolárního tranzistoru známou také jako diferenciální emitorový odpor r_e . Teplotní napětí U_T nabývá 26 mV při pokojové teplotě 27 °C. Maximální zesílení bylo určeno 40 dB a minimální 10 dB. Kondenzátor C_2 s kapacitou 470 pF umístěný blízko bází tranzistorů redukuje diferenční vysokofrekvenční interference.

$$r_e = \frac{U_T}{I_{C \text{ T1,2}}} = \frac{0,026}{1 \cdot 10^{-3}} = 26 \Omega$$

$$R_5 = \frac{R_{4,8} \cdot \frac{R_{9,10} - A_{U\max} \cdot r_e}{A_{U\max}}}{R_{4,8} - \frac{R_{9,10} - A_{U\max} \cdot r_e}{A_{U\max}}} \cdot 2 = \frac{12 \cdot 10^3 \cdot \frac{12 \cdot 10^3 - 100 \cdot 26}{100}}{12 \cdot 10^3 - \frac{12 \cdot 10^3 - 100 \cdot 26}{100}} \cdot 2$$

$$R_5 = 189,484 \Omega$$

$$R_6 \approx \frac{R_{4,8} \cdot \frac{R_{9,10} - A_{U\min} \cdot r_e}{A_{U\min}}}{R_{4,8} - \frac{R_{9,10} - A_{U\min} \cdot r_e}{A_{U\min}}} \cdot 2 = \frac{12 \cdot 10^3 \cdot \frac{12 \cdot 10^3 - 3,162 \cdot 26}{3,162}}{12 \cdot 10^3 - \frac{12 \cdot 10^3 - 3,162 \cdot 26}{3,162}} \cdot 2$$

$$R_6 \approx 10,990 \cdot 10^3 \Omega (10 \text{ k}\Omega)$$

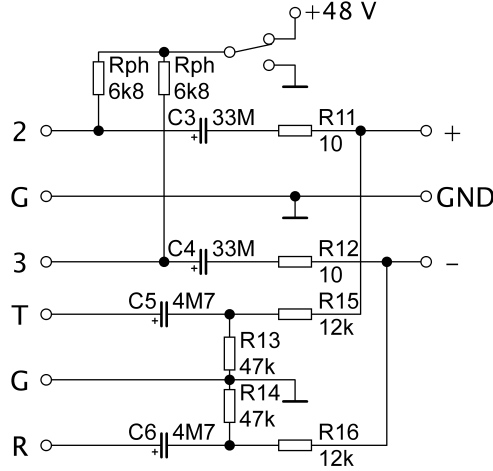
Pro nastavení hodnoty R_5 zvolen trimr s odporovou dráhou 250 Ω . Kondenzátor C_1 slouží k oddělení stejnosměrné složky a pro dodržení podmínky jednotkového stejnosměrného zesílení. Jeho kapacita závisí na dolním mezním kmitočtu a velikosti R_5 .

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_5 \cdot f_d} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 189,484 \cdot 5} = 167,988 \cdot 10^{-6} \text{ F} (220 \mu\text{F})$$

Hodnoty rezistorů $R_{1,2}$ jsou dány normovanými velikostmi rezistorů R_{ph} poskytující phantomové napájení kondenzátorových mikrofonů (cca 48 V) a požadovaným

vstupním odporem mikrofonního vstupu $Z_{\text{in mik dif}}$, který činí $3 \text{ k}\Omega$.

$$R_{1,2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{\text{in mik dif}} \cdot 2 \cdot R_{\text{ph}}}{2 \cdot R_{\text{ph}} - Z_{\text{in mik dif}}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 6,8 \cdot 10^3}{2 \cdot 6,8 \cdot 10^3 - 3 \cdot 10^3} = 1,925 \cdot 10^3 \Omega (1,8 \text{ k}\Omega)$$



Obr. 3.4: Zapojení vstupní rezistorové sítě

Na obr. 3.4 se nachází zapojení vstupní rezistorové sítě umožňující připojení jak mikrofonu tak i linkového zdroje signálu. Paralelní kombinace rezistorů $R_{1,2}$ a R_{ph} s $R_{15,16}$ tvoří útlumový L článek s přenosem K_U , jež pro -20 dB je $0,1$.

$$R_{15,16} = \frac{R_{1,2} \cdot R_{\text{ph}}}{R_{1,2} + R_{\text{ph}}} \cdot \frac{1 - K_U}{K_U} = \frac{1,8 \cdot 10^3 \cdot 6,8 \cdot 10^3}{1,8 \cdot 10^3 + 6,8 \cdot 10^3} \cdot \frac{1 - 0,1}{0,1}$$

$$R_{15,16} = 12,809 \cdot 10^3 \Omega (12 \text{ k}\Omega)$$

Vstupní impedanci pro linkový vstup popisuje vztah (3.2), jehož hodnotu ovlivňuje velikost rezistorů $R_{13,14}$.

$$Z_{\text{in line dif}} = \frac{(2 \cdot R_{15,16} + 2 \cdot R_x) \cdot 2 \cdot R_{13,14}}{2 \cdot R_{15,16} + 2 \cdot R_x + 2 \cdot R_{13,14}} \quad (3.2)$$

Velikost vstupní linkové diferenciální impedance byla určena $20 \text{ k}\Omega$.

$$R_x = \frac{R_{\text{ph}} \cdot R_{1,2}}{R_{\text{ph}} + R_{1,2}} = \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 1,8 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 1,8 \cdot 10^3} = 1,423 \cdot 10^3 \Omega$$

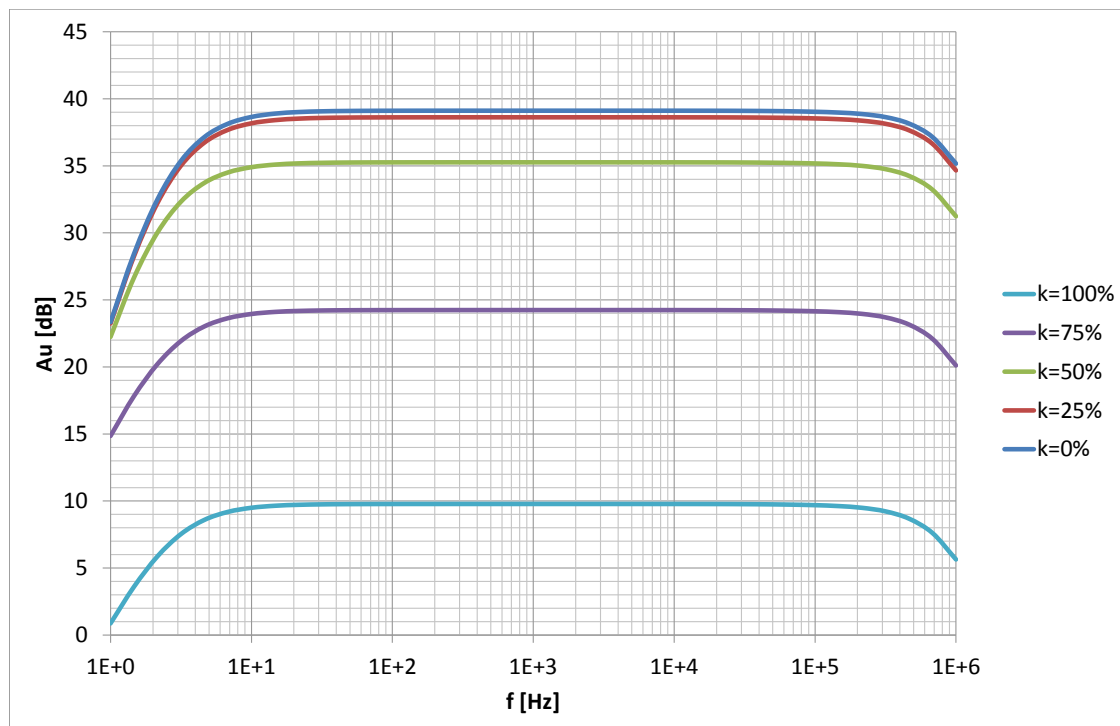
$$R_{13,14} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Z_{\text{in line dif}} \cdot (2 \cdot R_{15,16} + 2 \cdot R_x)}{2 \cdot R_{15,16} + 2 \cdot R_x - Z_{\text{in line dif}}}$$

$$R_{13,14} = \frac{1}{2} \cdot \frac{20 \cdot 10^3 \cdot (2 \cdot 12 \cdot 10^3 + 2 \cdot 1,423 \cdot 10^3)}{2 \cdot 12 \cdot 10^3 + 2 \cdot 1,423 \cdot 10^3 - 20 \cdot 10^3} = 39,214 \cdot 10^3 \Omega (47 \text{ k}\Omega)$$

Kapacita vstupních stejnosměrně oddělovacích kondenzátorů $C_{3,4}$ a $C_{5,6}$ je dána vstupním odporem následující obvodové struktury a dolním mezním kmitočtem.

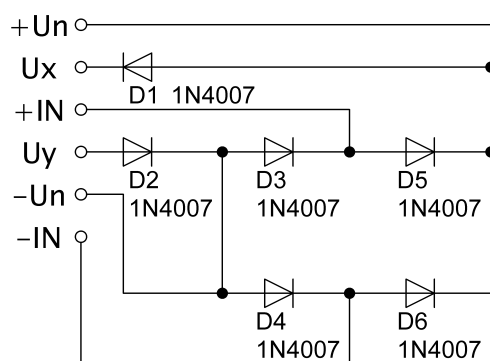
$$C_{3,4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_{1,2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 1,8 \cdot 10^3} = 17,684 \cdot 10^{-6} \text{ (33 } \mu\text{F)}$$

$$C_{5,6} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot 0,5 \cdot Z_{\text{in line dif}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 0,5 \cdot 20 \cdot 10^3} = 3,183 \cdot 10^{-6} \text{ (4,7 } \mu\text{F)}$$



Obr. 3.5: Frekvenční závislost zesílení mikrofonního předzesilovače

Zapojení přepětové ochrany, která chrání zesilovač před přechodovými jevy způsobené zkratováním některé ze vstupních svorek při zapnutém phantomovém napájení, se nachází na obr. 3.6. Taktéž diody D_1 a D_2 z obr. 3.3 zabraňují proražení vstupních tranzistorů v závěrném směru. Napětím U_x a U_y odpovídají z výstupu tzv. ochranného děliče v napájecím zdroji hodnoty 13,9 V a -13,9 V.



Obr. 3.6: Přepětová ochrana vstupu

3.3 Korekční zesilovač

Celkové zapojení korektoru vychází z obr. 1.4 a je založen na kmitočtové závislosti RC a RLC článků. Impedance sériového RLC obvodu je daná vztahem (3.3) a sériového spojení kondenzátoru s rezistorem pak (3.4).

$$|\mathbf{Z}| = \sqrt{R_S^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2} \quad (3.3)$$

$$|\mathbf{Z}| = \sqrt{R_S^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2} \quad (3.4)$$

$$|A_{U\min}| = \left| \frac{\mathbf{Z}}{\mathbf{Z} + R} \right| \quad (3.5)$$

Když bude místo \mathbf{Z} sériové spojení kondenzátoru s rezistorem, pak vztah (3.5) přejde na tvar (3.6).

$$|A_{U\min}| = \sqrt{\frac{R_S^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}{(R + R_S)^2 + \left(\frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} \quad (3.6)$$

Je požadováno navrhnout velikosti hodnot součástí tak, aby maximální zdůraznění nebo potlačení na rezonančních kmitočtech činilo ± 15 dB, jsou-li k dispozici potenciometry s lineárním průběhem odporu na natočení hřídele s jmenovitou hodnotou odporu 10 k Ω . Podle tohoto požadavku se volí hodnota odporu R , která tak bude 10 k Ω .

Dále se dle této hodnoty dopočítá dovolená velikost sériového odporu indukčnosti v sériové rezonanci $R_S = \frac{R \cdot |A_{Umin}|}{1 - |A_{Umin}|} = \frac{10 \cdot 10^3 \cdot 0,178}{1 - 0,178} = 2165,450 \Omega$. Podle řady E12 odpovídá hodnota 2,2 k Ω . Stejná velikost odporu je také použita ve výškovém filtru realizovaného sériovým spojením rezistoru a kondenzátoru.

Rezonanční a dělicí frekvence jsou voleny vzhledem k základní frekvenci tzv. tónu komorního a. Tetno tón má frekvenci 440 Hz. Tón o oktávu výše nebo níže je dvojnásobkem nebo polovinou této frekvence. Z této úvahy tedy vychází rezonanční kmitočty pro hloubkovou část 55 Hz a pro středotónovou oblast 880 Hz. Pro výškovou část byla zvolena frekvence maximálního zdůraznění nebo potlačení 14080 Hz.

Na geometrickém středu dvou rezonančních kmitočtů byl zvolen přenos $\sqrt{\frac{R_s}{R_s + R}}$, který je v decibelové míře poloviční vůči maximálnímu potlačení.

Výšková část je řešena použitím sériového spojení kondenzátoru a rezistoru jako impedančně závislého členu. Z rovnosti (3.6) a přenosu na geometrickém středu dvou kmitočtů po úpravě vyjde vztah (3.7) pro výpočet kapacity kondenzátoru ve výškové části.

$$C = \sqrt{\frac{1 - |A_{Umin}|}{\left[|A_{Umin}| \cdot (R_S + R)^2 - R_S^2\right] \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{f_{výšky} \cdot f_{střed}}\right)^2}} \quad (3.7)$$

$$C = \sqrt{\frac{1 - 0,178}{\left[0,178 \cdot (2200 + 10 \cdot 10^3)^2 - 2200^2\right] \cdot \left(2 \cdot \pi \cdot \sqrt{880 \cdot 14080}\right)^2}}$$

$$C = 8,809 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Z dostupných kondenzátorů byl vybrán fóliový s kapacitou 10 nF. Na základě sériového rezonančního obvodu RLC je navržena středotónová a hloubková část korektoru. Opět se vychází z rovnice (3.8).

$$\sqrt{\frac{R_S^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}{(R_S + R)^2 + \left(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}\right)^2}} = \sqrt{|A_{Umin}|} \quad (3.8)$$

Podle [4] se zavede podmínka rezonance $L = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C}$ s níž je spojena kmitočtová norma $\omega_0 = 1 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, čímž se dostane výraz $L = \frac{1}{C}$, který se dosadí do vztahu (3.8). Hodnota úhlového kmitočtu ve vztahu (3.8) bude

$$\omega = \sqrt{\frac{f_{střed}}{f_{basy}}} \cdot \omega_0 = \sqrt{\frac{880}{55}} \cdot 1 = 4 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}.$$

Po úpravě (3.8) se získá vzorec (3.9) popisující velikost tzv. normované kapacity C_{norm} .

$$C_{\text{norm}} = \sqrt{\frac{(1 - |A_{\text{Umin}}|) \cdot 225}{[|A_{\text{Umin}}| \cdot (R_{\text{S}} + R)^2 - R_{\text{S}}^2] \cdot 16}} \quad (3.9)$$

Dosažením požadovaného minimálního přenosu (potlačení) a velikostí zpětnovazebních rezistorů uplatňující se v rezonanci se dostane kmitočtově normovaná hodnota kondenzátoru.

$$C_{\text{norm}} = \sqrt{\frac{(1 - 0,178) \cdot 225}{[0,178 \cdot (2200 + 10 \cdot 10^3)^2 - 2200^2] \cdot 16}} = 730,639 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot \text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$$

Z normované kapacity se vypočítají kapacity rezonančních obvodů ve zvolených rezonančních kmitočtech. Dále se také dopočítají indukčnosti cívek dle Thomsnova vztahu. V závorkách jsou uvedeny zvolené hodnoty kapacit svitkových kondenzátorů.

$$C_{\text{střed}} = \frac{C_{\text{norm}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{střed}}} = \frac{730,639 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \pi \cdot 880} = 132,142 \cdot 10^{-9} \text{ F (150 nF)}$$

$$L_{\text{střed}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{střed}})^2 \cdot C_{\text{střed}}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 880)^2 \cdot 150 \cdot 10^{-9}} = 218,064 \cdot 10^{-3} \text{ H}$$

$$C_{\text{bass}} = 2,116 \cdot 10^{-6} \text{ F (2,2 } \mu\text{F)}$$

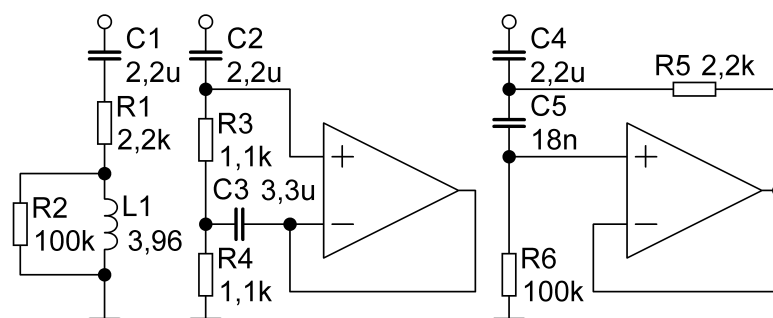
$$L_{\text{bass}} = 3,806 \text{ H}$$

Výpočet pokračuje určením hodnot součástek gyrátorů nahrazujících cívky. Pro realizaci bylo vybráno zapojení syntetické indukčnosti s paralelním rezistorem (viz [12] a porovnání gyrátorů). Hodnota paralelního rezistoru R_{P} musí být několikanásobně větší než hodnota sériového odporu cívky R_{S} . Podle této podmínky byla vybrána velikost paralelního rezistoru 100 k Ω .

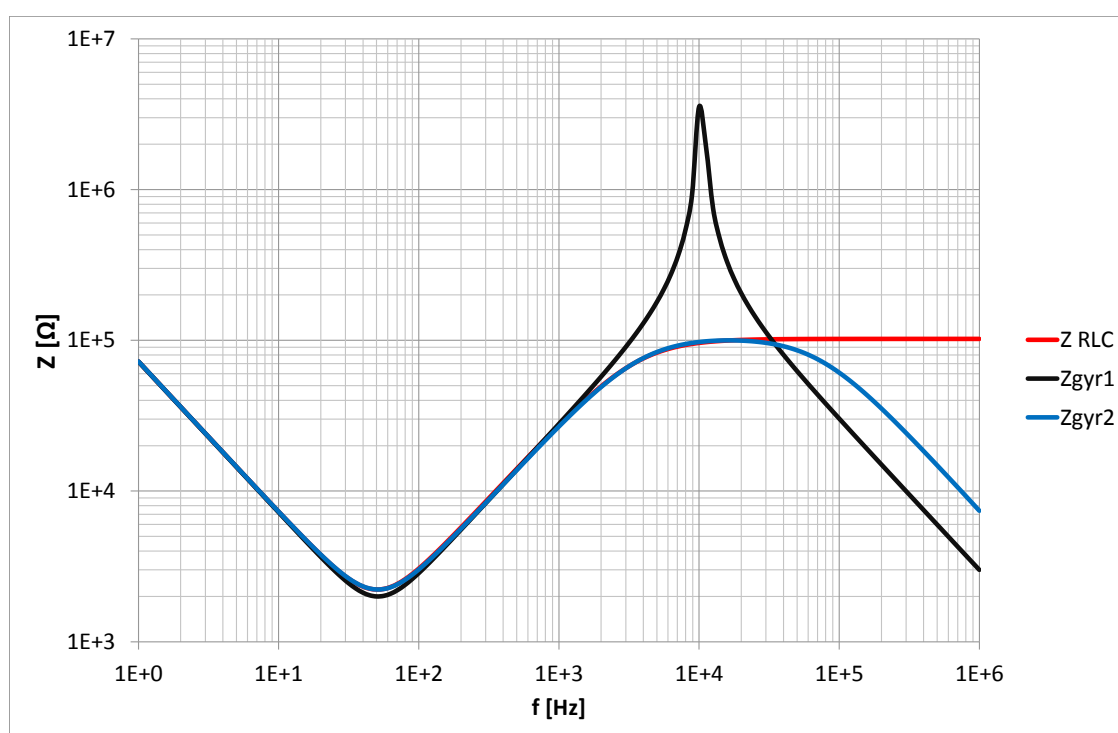
$$C_{\text{gyro1}} = \frac{L_{\text{střed}}}{R_{\text{S}} \cdot R_{\text{P}}} = \frac{218,064 \cdot 10^{-3}}{2,2 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3} = 0,991 \cdot 10^{-9} \text{ F}$$

Z dostupných kondenzátorů byl zvolen keramický s kapacitou 1 nF a podobně pro hloubkovou část dva svitkové řazené paralelně o kapacitě 10 nF.

Porovnání frekvenční závislosti impedance RLC obvodů se syntetickými indukčnostmi vytvořenými Prescottovým gyrátorem (černý průběh) a gyrátorem zahrnující paralelní odpor (modrý průběh) vůči RLC obvodu (červený průběh), kdy cívka je modelována sériovým a paralelním odporem na obr. 3.7, ukazuje obr. 3.8.

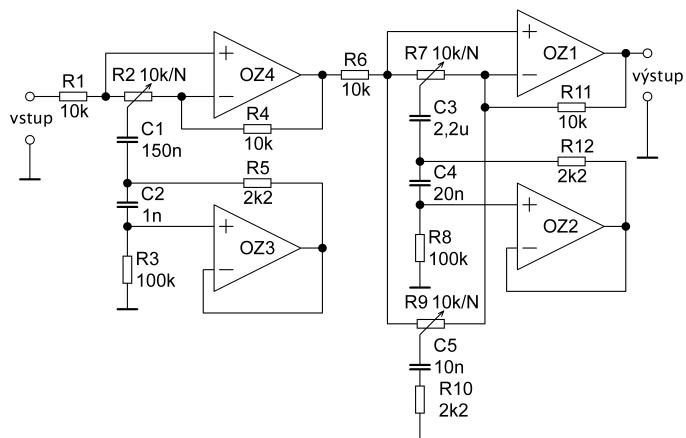


Obr. 3.7: Zapojení RLC obvodů a gyrátorů pro porovnání

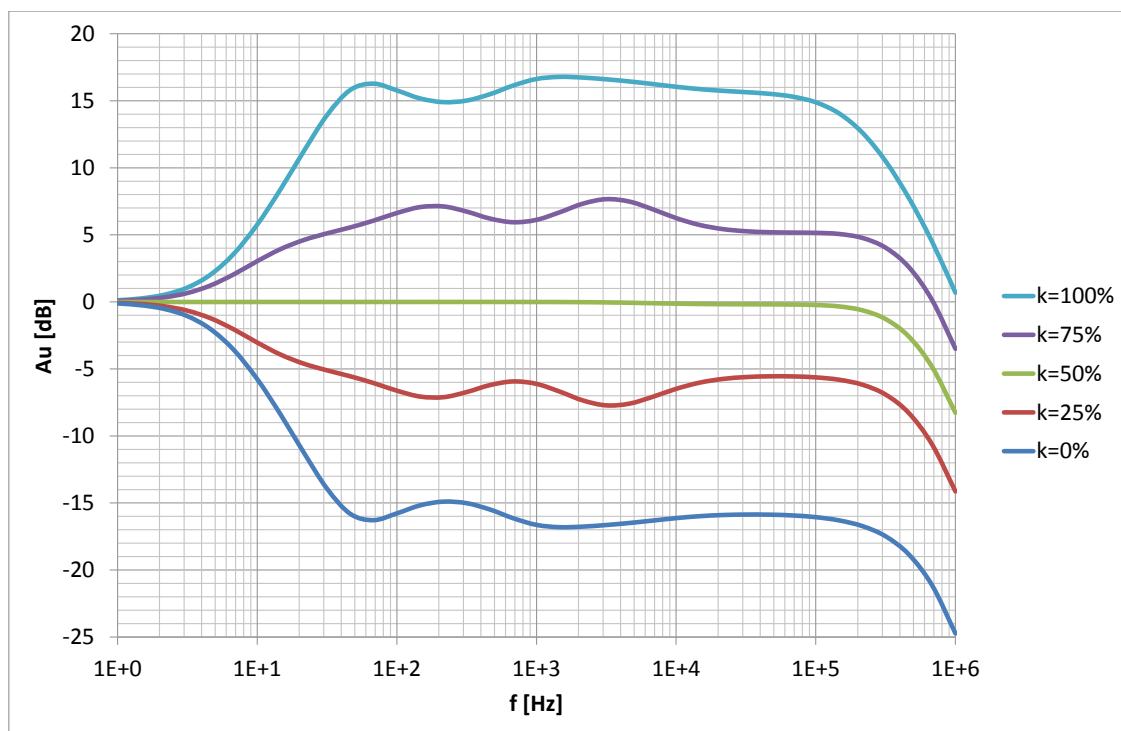


Obr. 3.8: Závislost impedance na kmitočtu dvou gyrátorů a sériového RLC obvodu

Na obr. 3.10 se nachází závislost zesílení navrženého korekčního zesilovače z obr. 3.9 na frekvenci a na současném nastavení regulátorů hlasitosti hloubek, středních kmitočtů a výšek. Zapojení bylo rozděleno na středový a basový s výškovým korektorem, aby se zamezilo vzájemnému ovlivňování sousedních pásem. Konstanta k udává polohy běžců potenciometrů v procentech ve smyslu zleva do prava.



Obr. 3.9: Obvodové řešení korekčního zesilovače



Obr. 3.10: Frekvenční charakteristika korekčního zesilovače v závislosti na nastavení regulátorů

3.4 Vyrovnávací zesilovač

Zesilovač na obr. 3.11 je konstruován jako neinvertující a má za úkol zesílit vstupní signál na efektivní napěťovou úroveň 250 mV viz kapitola úrovnový diagram. Vstupní kapacita C_1 je učena dolním mezním kmitočtem a zatěžovacím odporem, který tvoří

odpor regulátoru hlasitosti R_1 a regulátor vyvážení R_3 s rezistorem R_2 .

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot \frac{R_1 \cdot (R_2 + 0,5 \cdot R_3)}{R_1 + R_2 + 0,5 \cdot R_3}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot \frac{22 \cdot 10^3 \cdot (6,8 \cdot 10^3 + 0,5 \cdot 25 \cdot 10^3)}{22 \cdot 10^3 + 6,8 \cdot 10^3 + 0,5 \cdot 25 \cdot 10^3}} = 3,096 \cdot 10^{-6} \text{ F (4,7 } \mu\text{F)}$$

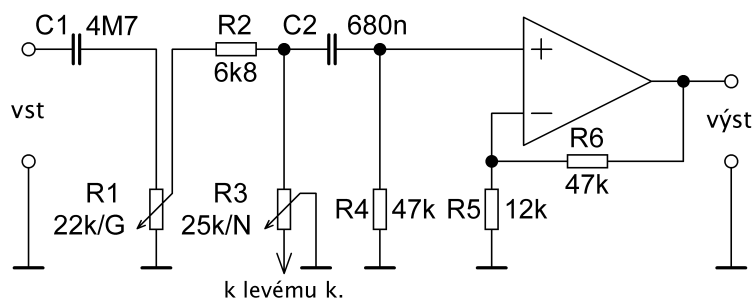
Určení vstupního odporu zesilovače daného rezistorem R_4 se zakládá na Theveninově větě o nahradním zdroji napětí, a tedy i signálu [11]. Vstupní odpor zvolen desetinásobně větší než výstupní předchozího obvodu.

$$R_4 = 10 \cdot \frac{R_2 \cdot 0,5 \cdot R_3}{R_2 + 0,5 \cdot R_3} = 10 \cdot \frac{6,8 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 25 \cdot 10^3}{6,8 \cdot 10^3 + 0,5 \cdot 25 \cdot 10^3} = 44,042 \cdot 10^3 \Omega (47 \text{ k}\Omega)$$

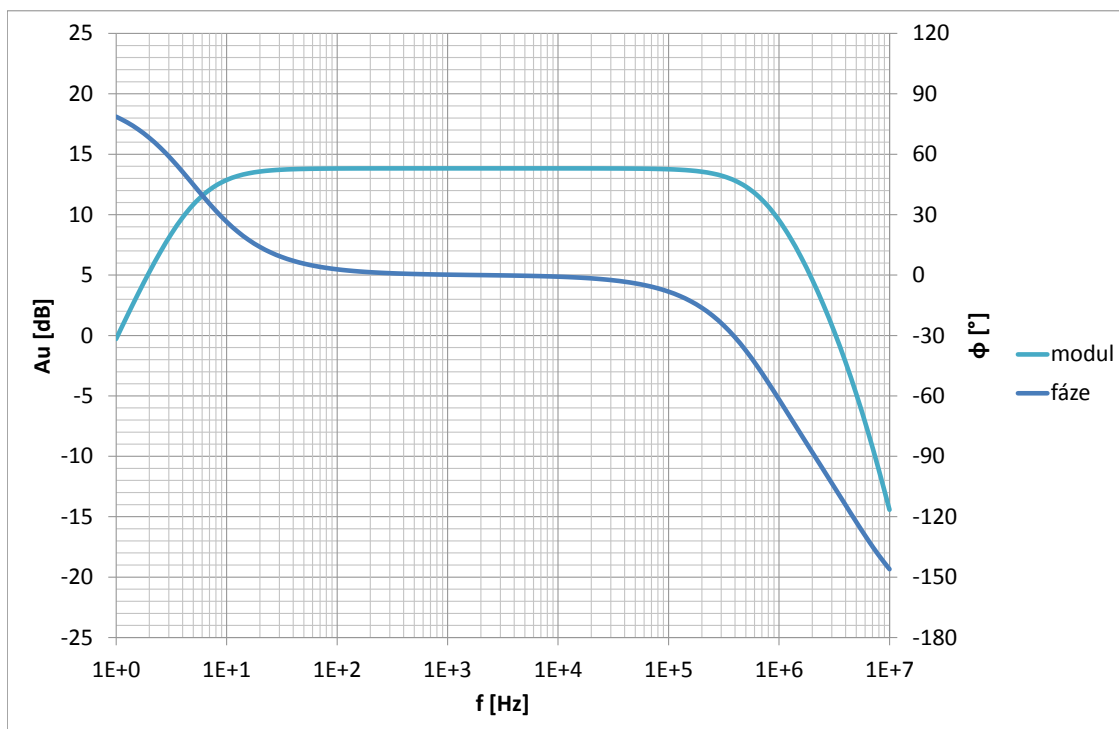
$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_4} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 47 \cdot 10^3} = 677,255 \cdot 10^{-9} \text{ F (680 nF)}$$

Odpor rezistoru R_6 byl zvolen shodný s rezistorem R_4 . Poté se odpor rezistoru R_5 vypočítá z požadovaného zesílení.

$$R_5 = \frac{R_6}{10^{\frac{A_{U5}}{20} \text{ dB}} - 1} = \frac{47 \cdot 10^3}{10^{\frac{14}{20}} - 1} = 11,715 \cdot 10^3 \Omega (12 \text{ k}\Omega)$$



Obr. 3.11: Zapojení vyrovnávacího zesilovače s regulačními prvky



Obr. 3.12: Frekvenční charakteristika vyrovnávacího zesilovače

3.5 Hlavní sběrnicevý zesilovač

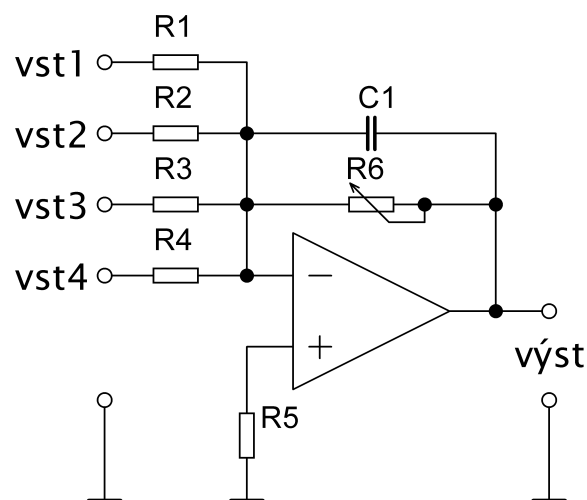
Sběrnicevý zesilovač je realizován jako invertující součtový zesilovač se vstupními odpory $15 \text{ k}\Omega$. Schéma zapojení je schodné s obr. 3.13. Velikost odporové dráhy zpětnovazebního logaritmického potenciometru R_6 se určí z hodnoty zesílení.

$$R_6 = R_{1,2,3,4} \cdot 10^{\frac{A_{U6, \text{dB}}}{20}} = 15 \cdot 10^3 \cdot 10^{\frac{10}{20}} = 47,434 \cdot 10^3 \Omega (50 \text{ k}\Omega)$$

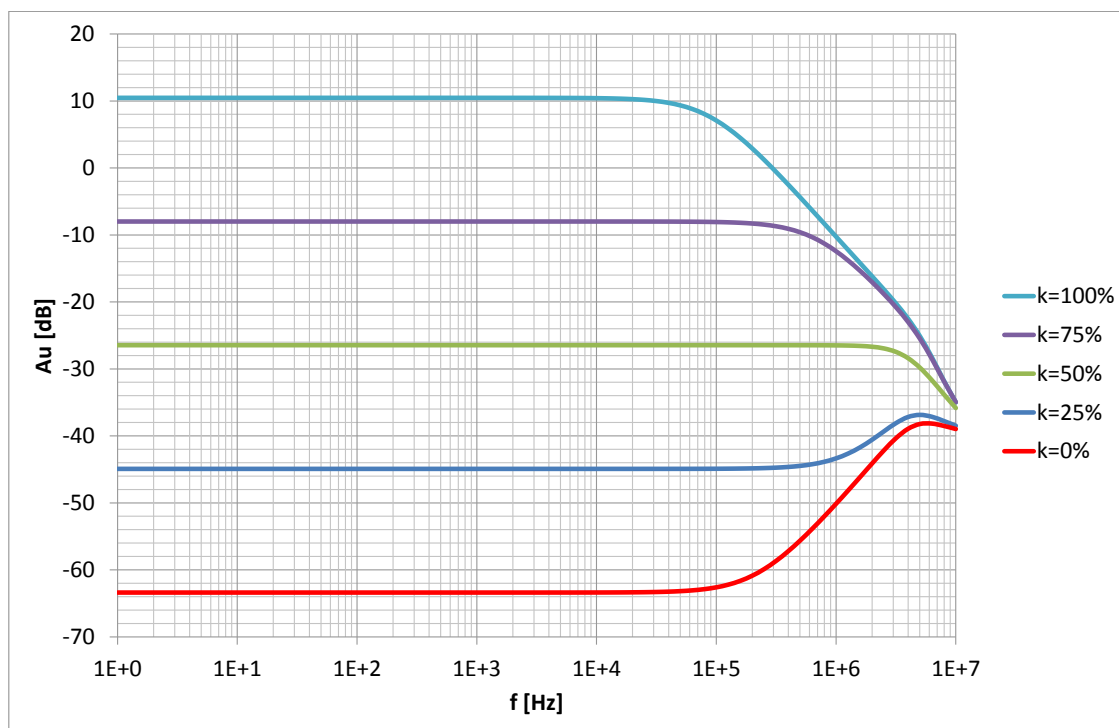
Hodnota rezistoru R_5 kompenzující vstupní proudy se vypočítá z paralelní kombinace rezistorů R_1, R_2, R_3, R_4 a R_6 [12].

$$R_5 = \frac{R_{1,2,3,4} \cdot R_6}{R_{1,2,3,4} + 4 \cdot R_5} = \frac{15 \cdot 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3}{15 \cdot 10^3 + 4 \cdot 50 \cdot 10^3} = 3,488 \cdot 10^3 \Omega (3,3 \text{ k}\Omega)$$

K proměnnému zpětnovazebnímu odporu R_6 je paralelně přidán keramický kondenzátor C_1 o kapacitě 22 pF pro snížení horního mezního kmitočtu a lepší stabilitu. Frekvenční charakteristika zesilovače je zobrazena na obr. 3.14.



Obr. 3.13: Zapojení hlavního součtového zesilovače



Obr. 3.14: Frekvenční charakteristika hlavního součtového zesilovače

3.6 Odposlechový zesilovač

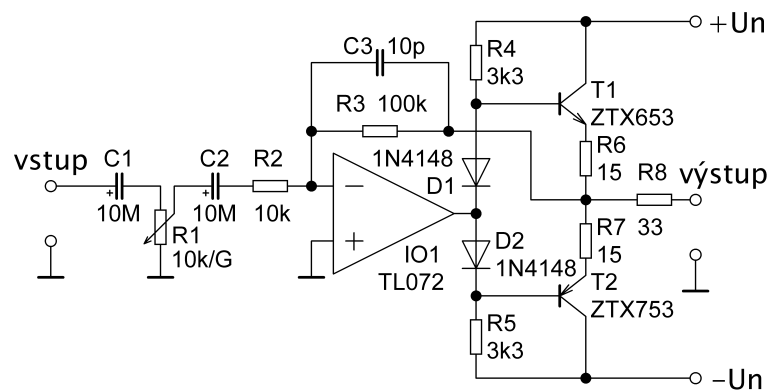
Odposlechový zesilovač je určen k poslechu vstupu, který je regulátorem hlasitosti vstupní jednotky ztlumen. Součtový zesilovač je stejného zapojení jako předchozí obr. 3.13. Vstupní odpor je 56 k Ω , aby příliš nezatěžoval předchozí stupně.

Poté rezistor R_6 se určí z požadovaného zesílení, které je dvojnásobné (6 dB).

$$R_6 = R_{1,2,3,4} \cdot A_U = 56 \cdot 10^3 \cdot 2 = 112 \cdot 10^3 \Omega \text{ (120 k}\Omega\text{)}$$

Paralelně k R_6 je přidán kondenzátor o kapacitě 22 pF pro snížení horního mezního kmitočtu. Kompenzační rezistor R_5 vstupních proudů je dán paralelní kombinací rezistorů R_1 , R_2 , R_3 , R_4 a R_6 .

$$R_5 = \frac{R_{1,2,3,4} \cdot R_6}{R_{1,2,3,4} + 4 \cdot R_5} = \frac{56 \cdot 10^3 \cdot 120 \cdot 10^3}{56 \cdot 10^3 + 4 \cdot 120 \cdot 10^3} = 12,537 \cdot 10^3 \Omega \text{ (12 k}\Omega\text{)}$$



Obr. 3.15: Schéma sluchátkového zesilovače

Následuje zapojení sluchátkového zesilovače obr. 3.15, který pracuje ve třídě AB. Vstupní a rozkmitový stupeň je tvořen jedním operačním zesilovačem. Tranzistory $T_{1,2}$, jejichž předpětí je dáno diodami D_1 a D_2 , tvoří proudový zesilovač. Rezistor R_8 slouží jako ochrana proti zkratu na výstupu a je volen shodný s jmenovitou zátěží cca 32 Ω jako kompromis mezi výstupním odporem a jeho ztrátovým výkonem. Nejprve se určí velikost R_3 určující velikost zesílení pomocí R_2 , který udává vstupní odpor zesilovače.

$$R_3 = R_2 \cdot A_{U \text{ CB}} = 10 \cdot 10^3 \cdot 10 = 100 \cdot 10^3 \Omega$$

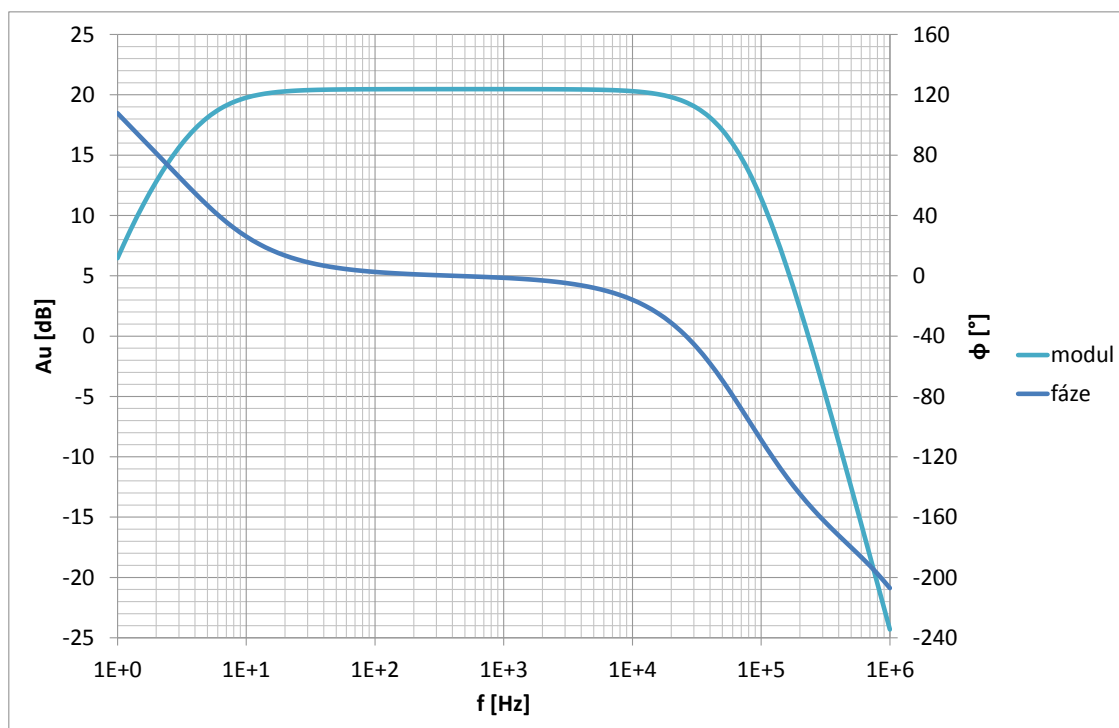
Hodnota $R_{4,5}$ je dána úbytkem na diodě a maximálním bázovým proudem vycházejícím z maximálního proudu zátěže I_{OUTM} .

$$I_{OUTM} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{OUT}}{R_Z}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,2}{32}} = 111,803 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$R_{4,5} = \frac{U_N - U_{D \ 1,2}}{5 \cdot \frac{I_{OUTM}}{h_{21E \ T1,2}}} = \frac{12 - 0,6}{5 \cdot \frac{111,803 \cdot 10^{-3}}{180}} = 3,671 \cdot 10^3 \Omega \text{ (3,3 k}\Omega\text{)}$$

Velikost $R_{6,7}$ závisí na maximálním výstupním napětí operačního zesilovače v lineární oblasti přenosové charakteristiky, maximálním výstupním napětí a proudu sluchátkového zesilovače. Maximální výstupní napětí je uvažováno před ochranným rezistorem R_8 .

$$R_{6,7} = \frac{U_{\text{OUT OZ}} - \sqrt{2} \cdot U_{\text{OUT}}}{I_{\text{OUTM}}} = \frac{9 - \sqrt{2} \cdot 5,139}{111,803 \cdot 10^{-3}} = 15,495 \Omega \text{ (15 } \Omega \text{)}$$



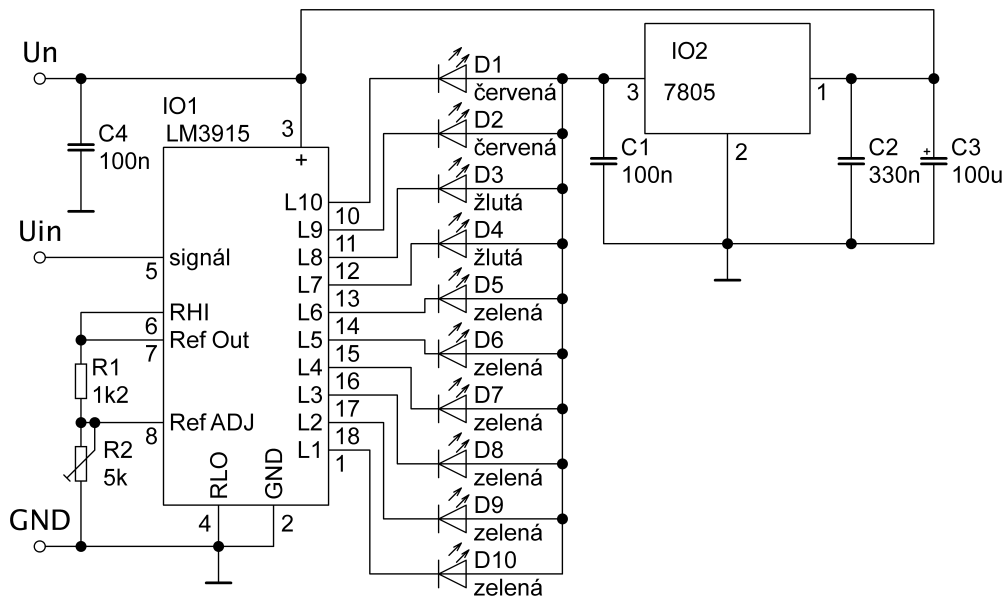
Obr. 3.16: Frekvenční charakteristika odposlechového zesilovače

3.7 Indikátor úrovně signálu

Indikátor vybuzení výstupního zesilovače z obr. 3.17 je navržen na základě katalogového zapojení integrovaného obvodu LM3915, který obsahuje komparátory a přesnou odporovou síť (napěťové děliče) s krokem po 3 dB. Rezistorem R_1 se nastavuje proud každou LED diodou a tudíž jas indikace. Výstupní napětí vnitřního referenčního zdroje je 1,25 V. Rezistorem R_2 a vnitřním referenčním zdrojem je zavedeno referenční napětí pro vnitřní odporovou síť a tím také maximální indikované vstupní napětí [15].

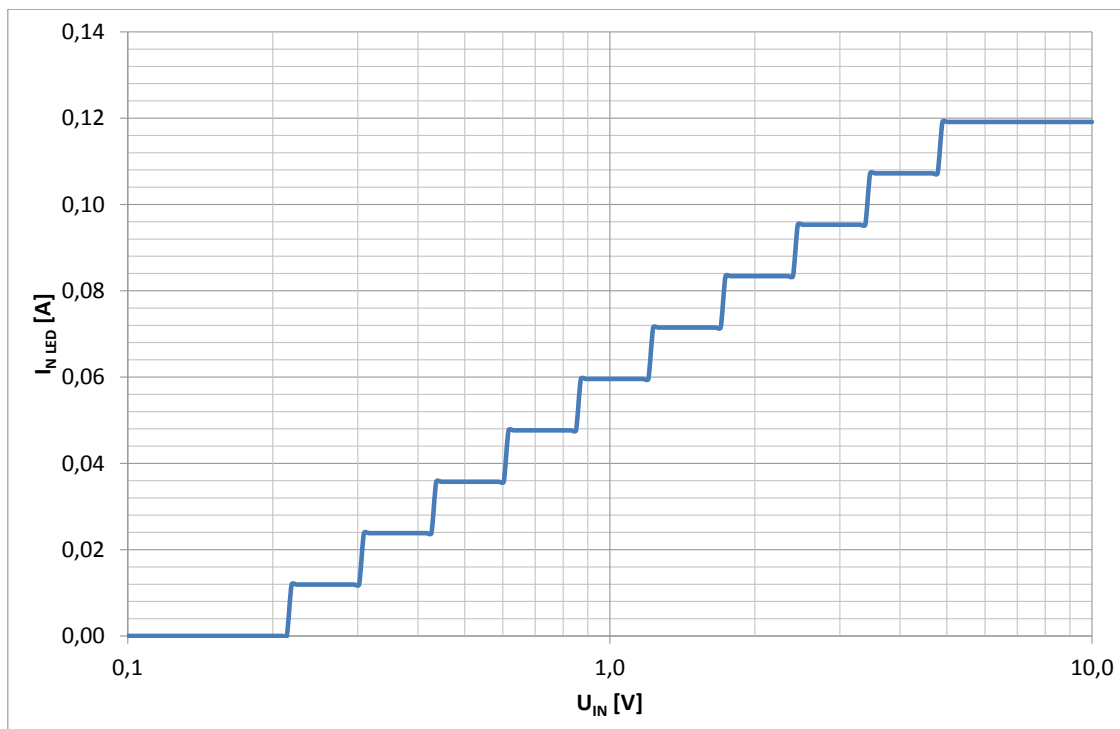
$$R_1 = \frac{12,5 \text{ [V]}}{I_{\text{LED}} - \frac{U_{\text{REF}}}{2200 \text{ [} \Omega \text{]}}} = \frac{12,5}{13 \cdot 10^{-3} - \frac{4,5}{2200}} = 1,141 \cdot 10^3 \text{ } \Omega \text{ (1,2 k}\Omega\text{)}$$

$$R_2 = \frac{U_{\text{REF}} - 1,25 \text{ [V]}}{I_{\text{ADJ}} + \frac{1,25 \text{ [V]}}{R_1}} = \frac{4,5 - 1,25}{80 \cdot 10^{-6} + \frac{1,25}{1200}} = 2,897 \cdot 10^3 \text{ } \Omega$$



Obr. 3.17: Zapojení indikátoru vybuzení [15]

Proud jednotlivými LED diodami byl zvolen maximální 13 mA dle katalogového listu integrovaného obvodu. Diody jsou napájeny pětivoltovým napěťovým stabilizátorem typu 7805. Maximální vstupní napětí lze dostavit trimrem R_2 , jež má odporovou dráhu 5 k Ω . Na obr. 3.18 je zobrazen výstupní proud ze stabilizátoru 7805 v závislosti na vstupním napětí indikátoru. Každý schod značí rozvícení další LED diody jednoho kanálu.



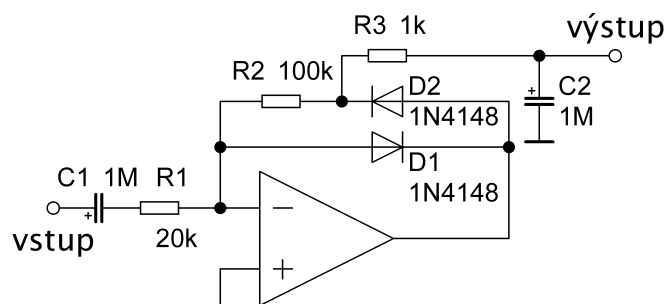
Obr. 3.18: Závislost odběru proudu LED diod na vstupním napětí

Vzhledem k proudovému odběru 260 mA při rozvícených LED diodách obou kanálů a zvolené maximální teplotě polovodičového přechodu 100 °C obvodu 7805 je nutné jej vybavit chladičem o tepelném odporu R_{Tsa} . Tepelný odpor pouzdra TO220 R_{Tjc} činí 5 °C · W⁻¹ přičemž teplota okolí T_a byla zvolena 45 °C [16].

$$R_{Tsa} = \frac{T_j - T_a}{(U_N - U_{OUT}) \cdot I_{OUTM}} - R_{Tjc} = \frac{100 - 45}{(12 - 5) \cdot 0,26} - 5 = 25,220 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$$

Chladič vybrán hliníkový ve tvaru U s tepelným odporem 21 °C · W⁻¹, kdy stykové plochy byly potřeny teplovodivou pastou.

Před indikátorem budicího signálu výkonového zesilovače se nachází jednocestný špičkový usměrňovač vyobrazený na obr. 3.19 podle katalogového listu integrovaného obvodu LM3915 [15]. Vstupní odpor zapojení byl stanoven 20 k Ω a zesílení tak, aby pro vstupní harmonický signál o amplitudě 1 V bylo na výstupu usměrňovače cca 4,5 V.



Obr. 3.19: Zapojení půlvlnného špičkového detektoru [15]

Následuje výpočet obvodových prvků, kde je dána časová konstanta nabíjení 1 ms a vybíjení 100 ms kondenzátoru C_2 . Čas vybíjení je důležitý pro postřehnutí zobrazované hodnoty. Kondenzátor C_1 slouží k oddělení případné stejnosměrné složky signálu.

$$R_1 \approx R_{vst} = 20 \cdot 10^3 \Omega$$

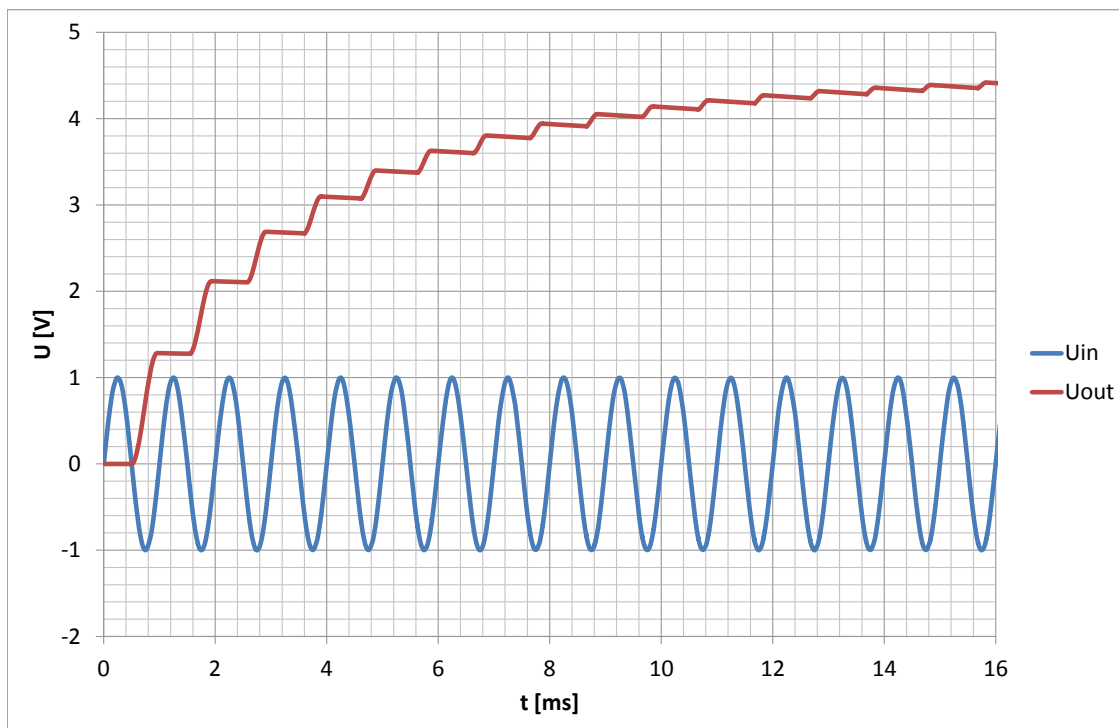
$$R_2 = R_1 \cdot A_U = 20 \cdot 10^3 \cdot 5 = 100 \cdot 10^3 \Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 20 \cdot 10^3} = 0,796 \cdot 10^{-6} \text{ F (1 } \mu\text{F)}$$

$$C_2 \approx \frac{\tau_{vyb}}{R_2} = \frac{100 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^3} = 1 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

$$R_3 \approx \frac{\tau_{nab}}{C_2} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 1 \cdot 10^3 \Omega$$

Průběh výstupního napětí v čase zobrazuje obr. 3.20 při buzení harmonickým signálem o amplitudě 1 V a kmitočtu 1 kHz



Obr. 3.20: Časový průběh vstupního a výstupního signálu

3.8 Výkonový koncový zesilovač

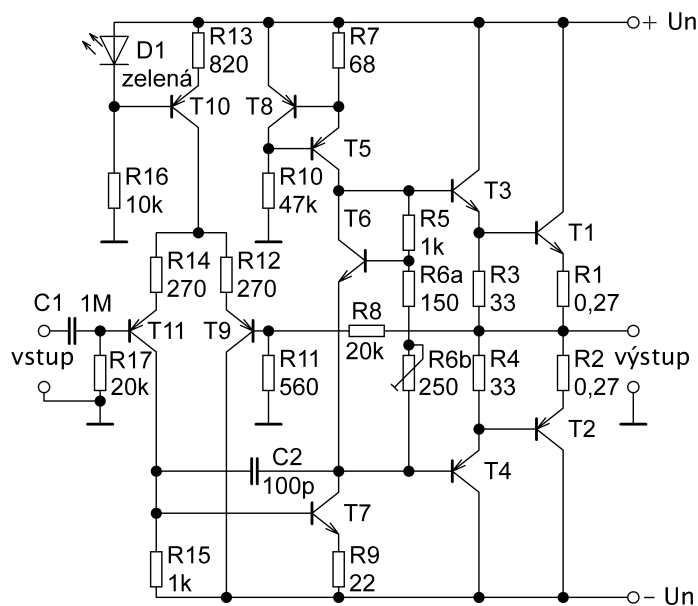
Základní koncepce výkonového zesilovače třídy AB je uvedena na obr. 3.21. Při výpočtu hodnot elektronických součástek se postupuje od zátěže ke vstupu zesilovače, neboť jmenovitá hodnota odporu zátěže a trvalého sinusového výkonu je předem známá. Volené tranzistory jsou uvedeny v následujícím textu.

3.8.1 Proudový zesilovač

Skládá se z tranzistorů T_1 , T_2 , T_3 a T_4 . Jmenovitá hodnota zátěže byla zvolena dle doporučení pro Hi-Fi zesilovače 8Ω . Výstupní komplementární tranzistory T_1 a T_2 musí být dimenzovány na špičkový proud zátěží, jakožto maximální kolektorový proud, a celkové napájecí napětí mezi kladnou a zápornou větví symetrického zdroje, jakožto maximální napětí mezi kolektorem a emitorem při zbytkovém proudu kolektorem [9], [12].

$$I_{C_{\max}} = \sqrt{2 \cdot \frac{P_Z}{R_Z}} = \sqrt{2 \cdot \frac{100}{8}} = 5 \text{ A}$$

Hodnota emitorových rezistorů $R_{1,2}$, které způsobují lokální zápornou proudovou zpětnou vazbu pro lepší teplotní stabilizaci, se může určit z výstupního odporu



Obr. 3.21: Základní zapojení koncového stupně [2]

daného hodnotou činitele tlumení D . Pro Hi-Fi zesilovače je doporučena minimální hodnota 3, zde byla zvolena hodnota 30. Podmínkou je, aby emitorový rezistor měl shodný odpor jako intrinsický emitorový odpor tranzistoru při malých výstupních proudech. Intrinsický emitorový odpor tranzistoru je převrácená hodnota strmosti gm jejíž hodnota závisí na velikosti kolektorového proudu. Z toho vychází i volba maximálního klidového proudu výstupními tranzistory. Ztrátový střední výkon rezistoru je určen efektivní hodnotou proudu z daného tranzistoru, který protéká rezistorem v každé půlperiodě výstupního signálu (půlvlny) [2], [12].

$$R_{1,2} \approx R_{\text{výst}} = \frac{R_Z}{D} = \frac{8}{30} = 0,2667 \Omega \quad (0,27 \Omega)$$

$$P_{R_{1,2}} = \left(\frac{I_{C_{\text{max}}}}{2} \right)^2 \cdot R_{1,2} = \left(\frac{5}{2} \right)^2 \cdot 0,270 = 1,688 \text{ W} \quad (5 \text{ W})$$

$$I_{E \text{ klid } T_{1,2}} = \frac{U_T}{R_{1,2}} = \frac{0,027}{0,27} = 100 \text{ mA}$$

Napájecí napětí z jedné větve symetrického zdroje je dáno součtem napětí na sepnutém tranzistoru, emitorovém rezistoru a zátěži.

$$U_N = \sqrt{2 \cdot P_{VYST} \cdot R_Z} + \sqrt{2 \cdot \frac{P_{VYST}}{R_Z} \cdot R_{1,2}} + U_{CEsat T_{1,2}}$$

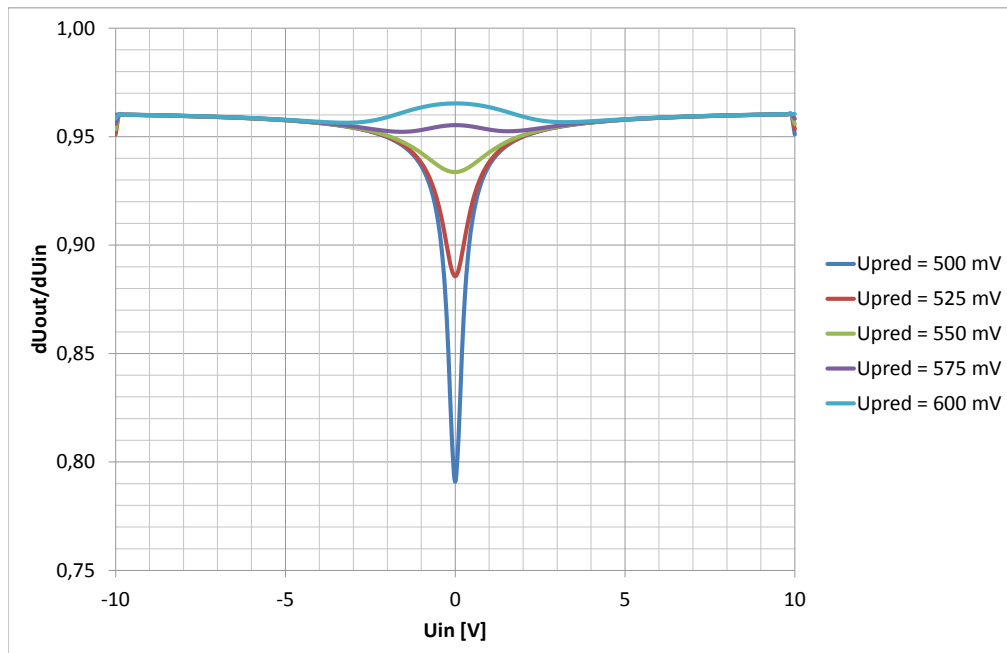
$$U_N = \sqrt{2 \cdot 100 \cdot 8} + \sqrt{2 \cdot \frac{100}{8} \cdot 0,27} + 1 = 42,35 \text{ V}$$

Při napájení z nestabilizovaného symetrického zdroje napětí se tato hodnota zvětší o 20 %. Dále se uvažuje symetrické napájecí napětí U_N o velikosti 50 V.

Jako výstupní tranzistory T_1 a T_2 byly vybrány MJ15003 a MJ15004 s maximálním napětím mezi kolektorem a emitorem 140 V, kolektorovým proudem 20 A, a tranzitním kmitočtem 2 MHz. Tyto tranzistory mají minimální stejnosměrný proudový zesilovací činitel 25 při $I_C = 5 \text{ A}$. Vliv předpětí tranzistorů (a tím i klidový proud) na zesílení znázorňuje obr. 3.22, kde uvedené hodnoty U_{pred} uvádějí předpětí pro jeden tranzistor např. T_1 a na ose x se nachází vstupní napětí [2], [26].

Maximální kolektorová výkonová ztráta $P_{Tc \max}$ tranzistorů T_1 a T_2 je dána součtem výkonové ztráty, která se určí z velikosti celkového napájecího napětí $U_{N \text{ celk}}$ a zátěže R_Z při jmenovitém výstupním výkonu, a příkonu v klidovém stavu zavedením klidového proudu [9].

$$P_{T_{1,2c} \max} = \frac{U_{N \text{ celk}}^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot R_Z} + \frac{U_{N \text{ celk}} \cdot I_{C \text{ klid}}}{2} = \frac{100^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot 8} + \frac{100 \cdot 0,1}{2} = 36,663 \text{ W}$$



Obr. 3.22: Vliv předpětí koncových tranzistorů T_1 a T_2

Následuje výpočet tepelného odporu chladiče. Výsledný tepelný odpor z polovodičového přechodu do okolí $R_{T_{ja}}$ zahrnuje odpor přechodu tepla z polovodičového přechodu na pouzdro tranzistoru $R_{T_{jc}}$ (dáno výrobcem), z pouzdra na chladič (podložka) $R_{T_{cs}}$ a z chladiče do okolí $R_{T_{sa}}$. Teplota přechodu T_j je udávána výrobcem polovodičové součástky (většinou 150 °C) a teplota okolí T_a (uvnitř přístroje) se volí v rozmezí 45 až 70 °C. Hodnota tepelného odporu slídové podložky tloušťky 0,1 mm potřené z obou stran silikonovou vazelínou činí 0,6 °C · W⁻¹. Když budou na stejném chladiči dva tranzistory se shodnou kolektorovou ztrátou, bude výsledný potřebný tepelný odpor chladiče poloviční [5].

$$R_{T_{sa}} = 0,5 \cdot \left(\frac{T_j - T_a}{P_{T_{1,2c \max}}} - R_{T_{cs}} - R_{T_{jc}} \right)$$

$$R_{T_{sa}} = 0,5 \cdot \left(\frac{190 - 45}{36,663} - 0,6 - 0,7 \right) = 1,327 \text{ °C} \cdot \text{W}^{-1}$$

Chladič vybrán hliníkový, eloxovaný, o rozměrech 160 x 50 x 40 mm (š x v x h) s žebrováním a tepelným odporem 1,2 °C · W⁻¹. Tranzistory T₁ až T₄, T₆ spojeny s chladičem pomocí hliníkového L profilu o tloušťce 5 mm, který je přišroubován 6-ti šrouby M4 k chladiči. Tranzistory jsou vybaveny izolačními podložkami, průchodkami a potřeny teplovodivou pastou.

Tranzistory T₃ a T₄ byly vybrány MJE15032 a MJE15033 s cca konstantní závislosti proudového zesilovacího činitele na kolektorovém proudu zhruba do 1 A, u kterého je výrobcem deklarovaná minimální hodnota 70 při kolektorovém proudu 0,5 A s tranzitním kmitočtem 30 MHz [21].

$$I_{B \text{ klid } T_{1,2}} \approx \frac{I_{E \text{ klid } T_{1,2}}}{h_{21E \text{ } T_{1,2}}} = \frac{100}{55} = 1,818 \text{ mA}$$

$$R_{3,4} = \frac{U_{BE \text{ } T_{1,2}} + U_T}{10 \cdot I_{B \text{ klid } T_{1,2}}} = \frac{0,6 + 0,027}{10 \cdot 1,818 \cdot 10^{-3}} = 34,488 \text{ } \Omega \text{ (33 } \Omega \text{)}$$

3.8.2 Rozkmitový zesilovač s obvodem teplotní stabilizace

Rozkmitový zesilovač realizovaný tranzistorem T_7 s rezistorem R_9 pracuje ve třídě A. Jeho klidový kolektorový proud je volen minimálně třikrát větší než maximální bázevý proud tranzistoru T_3 příp. T_4 . Stejnou velikost dodává zdroj proudu skládající se z tranzistorů T_5 a T_8 s rezistory R_7 a R_{10} . Tranzistory byly zvoleny ZTX753 s výkonovou ztrátou 1 W dosahující maximálního napětí mezi kolektorem a emitorem 100 V při zbytkovém proudu [23].

$$I_{C\ T5} = 3 \cdot \frac{I_{Z\max}}{h_{21E\min\ T1,2} \cdot h_{21E\min\ T3,4}} = 3 \cdot \frac{5}{25 \cdot 70} = 8,571\ \text{mA}$$

$$R_7 = \frac{U_{BE\ T8}}{I_{C\ T5}} = \frac{0,6}{9 \cdot 10^{-3}} = 66,667\ \Omega\ (68\ \Omega)$$

$$R_{10} = \frac{U_N - 2 \cdot U_{BE\ T5,8}}{10 \cdot \frac{I_{C\ T5}}{h_{21E\min\ T5,8}}} = \frac{50 - 2 \cdot 0,6}{10 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-3}}{100}} = 54,222 \cdot 10^3\ \Omega\ (47\ \text{k}\Omega)$$

Hodnota rezistoru R_9 , který zavádí lokální zápornou zpětnou vazbu, se vypočte pomocí tzv. degeneračního faktoru DF . Degenerační faktor popisuje vztah mezi emitorovým rezistorem a intrinsickým odporem v emitoru tranzistoru. Nejpoužívanější hodnota DF je podle [2] přibližně 10. Rezistorem R_{15} byla zvolena velikost proudu rovnající se desetinásobku proudu do báze T_7 .

$$R_9 = (DF - 1) \cdot \frac{U_T}{I_{C\ \text{klid}\ T7}} = (10 - 1) \cdot \frac{0,026}{9 \cdot 10^{-3}} = 26\ \Omega\ (22\ \Omega)$$

$$R_{15} = \frac{U_{BE\ T7} + I_{C\ \text{klid}\ T7} \cdot R_9}{10 \cdot \frac{I_{C\ \text{klid}\ T7}}{h_{21E\min\ T7}}} = \frac{0,6 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 22}{10 \cdot \frac{9 \cdot 10^{-3}}{100}} = 886,667\ \Omega\ (1\ \text{k}\Omega)$$

Tranzistor T_7 byl zvolen ZTX653 dosahující dovoleného napětí mezi kolektorem a emitorem 100 V. Výkonová ztráta je maximálně 1 W při teplotě okolí 25 °C a dovolená teplota polovodičového přechodu $T_{j\max}$ činí 200 °C. Výkonová kolektorová ztráta v klidovém stavu a teplota polovodičového přechodu T_5 , T_7 s uvažováním napětí $U_{CE\ T5,7} = 49\ \text{V}$, tepelného odporu $R_{Tja} = 175\ \text{°C} \cdot \text{W}^{-1}$ a teplotou okolí 45 °C je určena následujícím výpočtem. Tranzistory ve vstupním diferenciálním stupni budou mít podstatně menší výkonovou ztrátu z důvodu zavedení menšího klidového proudu [28].

$$P_{C\ T5,7} = U_{CE\ T5,7} \cdot I_{C\ T5,7} = 49 \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 0,441\ \text{W}$$

$$T_{j\ T5,7} = P_{C\ T5,7} \cdot R_{Tja} + T_a = 122,175\ \text{°C}$$

Vypočtená teplota polovodičového přechodu vyhovuje mezním údajům výrobce.

Obvod pro nastavení klidového proudu výstupními tranzistory a teplotní stabilizace je řešen tranzistorem T_6 , rezistorem R_5 a trimrem R_6 . Tranzistor T_6 se nachází na stejném chladiči jako výstupní tranzistory pro sledování jejich teploty jako prevence proti kladné tepelné vazbě viz [5]. Proud odporovým děličem skládající se z R_5 a R_6 je minimálně pětikrát větší než proud tekoucí do báze tranzistoru T_6 . Součet proudů tekoucím děličem a kolektorem tranzistoru T_6 musí být shodný s proudem vytékajícím z kolektoru T_5 . Tranzistor T_6 byl zvolen BD139 s tepelným odporem z polovodičového přechodu na pouzdro $10\text{ }^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$ a s minimálním proudovým zesilovacím činitelem 25 při proudu $I_C = 5\text{ mA}$ [17].

$$I_{C \text{ klid } T_6} = \frac{I_{C T_5} \cdot h_{21E \text{ min } T_6}}{h_{21E \text{ min } T_6} + 5} = \frac{9 \cdot 10^{-3} \cdot 25}{25 + 5} = 7,5\text{mA}$$

$$R_{6a} + R_{6b} = \frac{U_{BE T_6}}{5 \cdot \frac{I_{C \text{ klid } T_6}}{h_{21E \text{ min } T_6}}} = \frac{0,65}{5 \cdot \frac{7,5 \cdot 10^{-3}}{25}} = 433\ \Omega (150\ \Omega + 250\ \Omega)$$

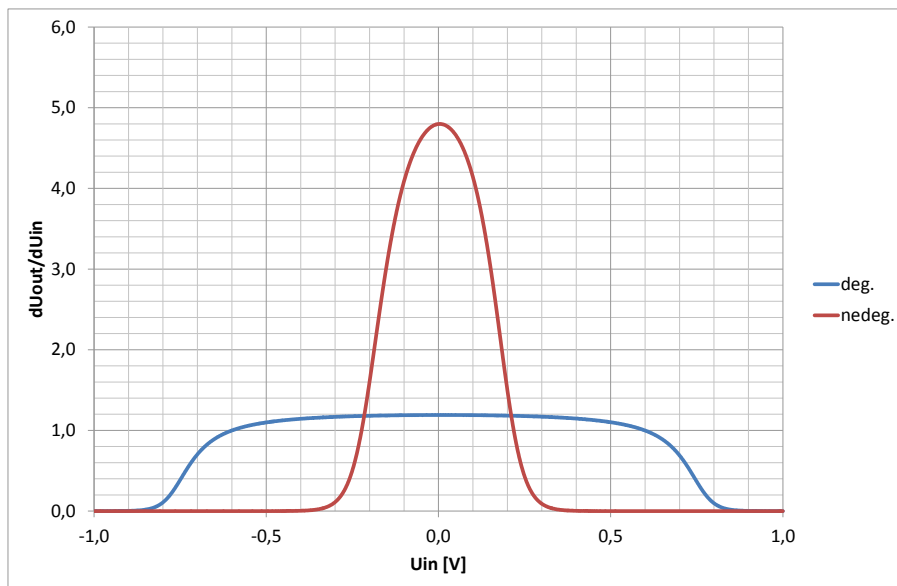
$$R_5 = \left(\frac{U_{CE T_6}}{U_{BE T_6}} - 1 \right) \cdot R_6 = \left(\frac{2,4}{0,65} - 1 \right) \cdot 400 = 1,077 \cdot 10^3\ \Omega (1\text{ k}\Omega)$$

3.8.3 Vstupní diferenciální zesilovač

Diferenciální zesilovač se skládá z tranzistorů T_9 a T_{11} , z rezistorů R_{12} , R_{14} a R_{15} . Hodnota odporů $R_{12,14}$ zavádějící místní zápornou zpětnou vazbu je určena pomocí degeneračního faktoru a kolektorového proudu procházejícího tranzistorem T_{11} resp. T_9 , který je roven desetinásobku bázového proudu T_7 .

$$R_{12,14} = (DF - 1) \cdot \frac{U_T}{\frac{U_{BE\ T7} + I_{C\ klid\ T7} \cdot R_9}{R_{15}}} = (10 - 1) \cdot \frac{0,026}{\frac{0,6 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 22}{1 \cdot 10^3}}$$

$$R_{12,14} = 293,233 \ \Omega \ (270 \ \Omega)$$



Obr. 3.23: Závislost zesílení na vstupním napětí diferenciálního stupně

Graf na obr. 3.23 popisuje zesílení a maximální vstupní napětí u diferenciálního zesilovače s emitorovými rezistory $R_{12,14}$, které jsou vyneseny modrou barvou a bez rezistorů červenou barvou. Při větším degeneračním faktoru DF se dosáhne sice většího vstupního napětí ale za cenu menšího zesílení. Diferenční zesilovač je napájen ze zdroje proudu obsahující tranzistor T_{10} , zelenou LED diodu jako zdroj referenčního napětí cca 2 V, rezistorů R_{13} a R_{16} . Zdroj proudu dodává stejnosměrný proud o velikosti dvojnásobku klidového kolektorového proudu T_9 a T_{11} [2].

$$R_{13} = \frac{U_{D1} - U_{BE T10}}{2 \cdot \frac{U_{BE T7} + I_{C \text{ klid } T7} \cdot R_9}{R_{15}}} = \frac{2 - 0,6}{2 \cdot \frac{0,6 + 9 \cdot 10^{-3} \cdot 22}{1 \cdot 10^3}} = 877,193 \Omega (820 \Omega)$$

$$R_{16} = \frac{U_N - U_{D1}}{I_{D1}} = \frac{50 - 2}{5 \cdot 10^{-3}} = 9600 \Omega (10 \text{ k}\Omega)$$

Tranzistory T_9 , T_{10} a T_{11} byly zvoleny 2N5401 s maximálním ztrátovým výkonem 625 mW díky vyhovující velikosti napětí U_{CE0} [27].

3.8.4 Zpětná vazba a výstupní napěťová nesymetrie

Vstupní odpor určuje hodnota rezistoru R_{17} , který byl zvolen z řady E24 20 k Ω . Hodnota rezistoru R_8 bude taktéž 20 k Ω kvůli nižší výstupní napěťové nesymetrii a hodnota odporu R_{11} se určí dle následujícího vztahu [2].

$$R_{11} = \frac{R_8}{\frac{\sqrt{R_Z \cdot P_Z}}{U_{VST}} - 1} = \frac{20 \cdot 10^3}{\frac{\sqrt{8 \cdot 100}}{0,775} - 1} = 563,4464 \Omega (560 \Omega)$$

Výstupní napěťová nesymetrie popisuje stejnosměrné napětí na výstupu, které by mělo být ideálně nulové. Tato stejnosměrná složka svou velikostí může způsobit poškození vinutí reproduktoru resp. kmitací cívky (stejnosemřný proud - teplo). Vzniká kvůli různým vstupním stejnosměrným proudům nastavující pracovní bod vstupního diferenciálního zesilovače. Způsobů jak zmenšit výstupní stejnosměrnou složku je několik. Často se používá zařazení kondenzátoru velké kapacity (většinou elektrolytický bipolární) sériově k zpětnovazebnímu rezistoru R_{11} což má za následek jednotkové zesílení pro stejnosměrnou složku vstupního signálu. Nectností elektrolytického kondenzátoru je svodový stejnosměrný proud a nelineárnost způsobující zkreslení.

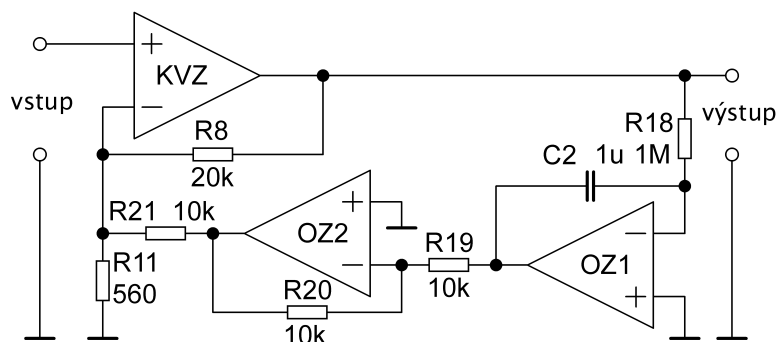
U kvalitnějších zesilovačů se používá zapojení nazvané DC servo uvedené na obr. 3.24. Skládá se z invertujícího integrátoru s OZ1 propouštějící pouze stejnosměrný signál a signál s velmi nízkou frekvencí. Následuje invertující zesilovač s OZ2 pro získání kladné hodnoty z výstupu integrátoru, která se přivede na invertující vstup koncového výkonového zesilovače KVZ a dojde k vykompenzování výstupního stejnosměrného napětí. Napěťový dělič složený z rezistorů R_{21} a R_{11} určuje podle maximálního výstupního napětí operačního zesilovače OZ2 rozsah regulace DC serva. Rezistor R_{20} bude stejný jako R_{19} , čímž bude zesílení invertujícího zesilovače s OZ2 rovno jedné. Maximální výstupní napětí integrovaného obvodu TL052, v němž se nacházejí dva operační zesilovače, je při zátěži 10 k Ω (R_{19}) a napájení 15 V cca +13,9

a -13,2 V. Tyto operační zesilovače mají vstupní napětovou nesymetrii maximálně 1,5 mV při teplotě 25 °C podle datového listu. Ve výpočtu je uvažována maximální kladná regulovaná hodnota napětí 0,7 V [2], [18].

$$R_{21} = \frac{R_{11} \cdot (U_{Omax\ OZ} - U_{regul\ max})}{U_{regul\ max}} = \frac{560 \cdot (13,9 - 0,7)}{0,7} = 10560\ \Omega\ (10\ k\Omega)$$

Z dostupných kondenzátorů C_2 byl vybrán slídový o kapacitě 1 μ F. Potom hodnota rezistoru R_{18} se určí z požadovaného mezního kmitočtu 0,16 Hz.

$$R_{18} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{mez} \cdot C_2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,16 \cdot 1 \cdot 10^{-6}} = 994,7184 \cdot 10^3\ \Omega\ (1\ M\Omega)$$



Obr. 3.24: Zapojení DC serva [2]

Operační zesilovače DC serva jsou napájeny pomocí napětového stabilizátoru 15 V se Zenerovou diodou v kladné i záporné napájecí větvi. Zenerová dioda BZX8-5C15 má maximální výkonovou ztrátu 1 W a minimální proud diodou doporučuje výrobce větší jak 0,5 mA pro přijatelnou velikost dynamického odporu. Velikost rezistoru se určí z minimálního proudu diodou a max. proudu do zátěže, který je dán klidovým a zátěžovým proudem páru operačních zesilovačů. Klidový proud páru operačních zesilovačů obvodu TL052 je maximálně 5,6 mA při pokojové teplotě 25 °C. Oba zesilovače jsou zatíženy odporem 10 k Ω takže celkový výstupní proud páru je maximálně 3 mA [14], [18].

$$R = \frac{U_N - U_{ZD}}{I_{ZDmin} + I_{cc} + I_{outc}} = \frac{50 - 15}{5 \cdot 10^{-3} + 5,6 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3}} = 2,574 \cdot 10^3\ \Omega\ (2,7\ k\Omega)$$

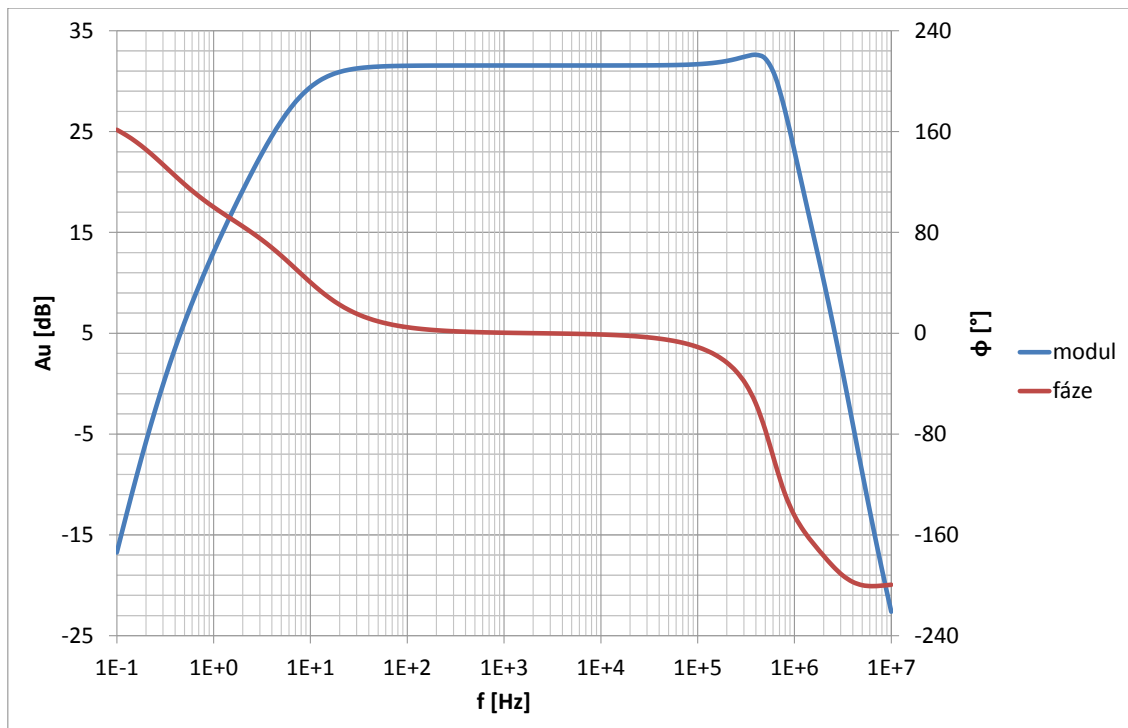
$$P_R = \frac{(U_N - U_{ZD})^2}{R} = \frac{(50 - 15)^2}{2700} = 0,454\ W\ (5\ W)$$

Rezistor je výkonově předimenzovaný, aby příliš nezahřival desku plošných spojů a okolí. Taktéž proud diodou je volen co nejmenší z důvodu ztrátového výkonu.

3.8.5 Stabilita a kmitočtová kompenzace

Zesilovač bez kmitočtové kompenzace ukazuje obr. 3.25. Z průběhu modulu lze vypozorovat rezonanční převýšení na kmitočtu 400 kHz. Na výstupu je zapojen Boucheretův neutralizační člen (sériová kombinace $10\ \Omega$ a $100\ \text{nF}$) a odporová zátěž $8\ \Omega$ paralelně s kapacitou $100\ \text{pF}$. Sériový odpor Boucheretova členu se určí jako 1,5 násobek stejnosměrného odporu hloubkového reproduktoru a kapacita sériového kondenzátoru tak, aby byla mezní frekvence tohoto článku větší než horní mezní kmitočet zesilovače. Potom při zesílení 0 dB je fázový posun výstupního signálu vůči vstupnímu -194° . Ve vyšetřování stability zesilovače je zaveden pojem fázová bezpečnost (jistota) φ_{PM} udávající zbývající hodnotu do kritického fázového posunu. Kritický fázový posun je u neinvertujícího zesilovače 180° . Podle této definice má nekompensovaný zesilovač fázovou bezpečnost -14° což znamená, že je nestabilní. Naopak, při fázové bezpečnosti větší než 45° bude zesilovač absolutně stabilní. Při fázové bezpečnosti větší jak 0° ale menší než 45° může zesilovač během impulsního buzení zakmitávat [10], [11].

$$\varphi_{\text{PM}} = 180^\circ - |\varphi_{0\ \text{dB}}|$$



Obr. 3.25: Frekvenční charakteristika nekompensovaného zesilovače

Pro kmitočtovou kompenzaci se použije Millerového jevu k nastavení dominantního pólu kmitočtově závislého přenosu napětového zesilovače tvořeného tranzistorem T_7 . Kapacita kondenzátoru C_2 závisí na zvoleném horním mezním kmitočtu (prvý pól), celkovém zesílení zesilovače s uzavřenou smyčkou zpětné vazby a emitorových rezistorech $R_{12,14}$ s intrinsickými odpory emitorů tranzistorů T_9 a T_{11} . Kmitočet horního mezního kmitočtu byl zvolen pětkrát menší než kmitočet, na kterém se projeví rezonanční převýšení modulu přenosu [2].

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot 2 \cdot \left(\frac{U_T}{I_{C \text{ klid } T9,11}} + R_{12,14} \right) \cdot \left(\frac{R_s}{R_{11}} + 1 \right)}$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{400 \cdot 10^3}{5} \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,026}{0,820 \cdot 10^{-3}} + 270 \right) \cdot \left(\frac{20 \cdot 10^3}{560} + 1 \right)} = 89,801 \cdot 10^{-12} \text{ F (100 pF)}$$

Kondenzátor C_2 také ovlivňuje rychlost přeběhu SR , která udává nejvyšší možnou změnu výstupního napětí za jednotku času. Potřebná rychlost přeběhu pro maximální výstupní napětí 40 V a přenášený kmitočet 20 kHz se vypočítá z derivace výstupního signálu podle času [11].

$$SR_{\min} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_{\max} \cdot 10^{-6} = 2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^{-6} = 5,027 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$$

Podle [2] se rychlost přeběhu zesilovače s kompenzačním kondenzátorem vypočítá následovně, je-li diferenční zesilovač schopen dodat proud na nabití a vybití $C_1 \pm 0,820 \text{ mA}$.

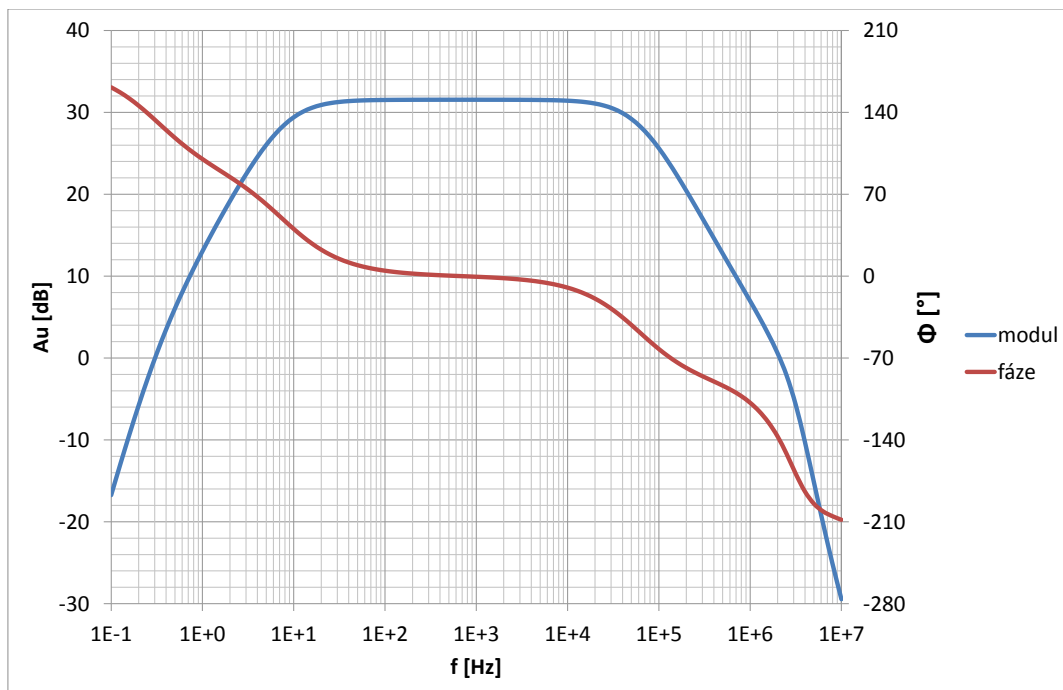
$$SR = \frac{I_{C \text{ klid } T9, T11}}{C_2} \cdot 10^{-6} = \frac{0,820 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^{-12}} \cdot 10^{-6} = 8,2 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$$

Zesilovač má na vstupu kondenzátor C_1 pro oddělení stejnosměrné složky vstupního signálu. Dolní mezní kmitočet byl určen 10 Hz. Frekvenční charakteristika kmitočtově kompenzovaného zesilovače se nachází na obr. 3.26.

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot R_{17}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 20 \cdot 10^3} = 795,7747 \cdot 10^{-9} \text{ F (1 } \mu\text{F)}$$

Všechny vstupní operační zesilovače kromě operačních zesilovačů ve výkonovém zesilovači jsou napájeny pomocí sériových rezistorů R , kdy úbytek na těchto rezistorech byl zvolen 1 V při proudovém odběru 20 mA. K napájecím přívodům je paralelně připojen vůči zemi tantalový kondenzátor 47 μF s keramickým kondenzátorem 100 nF pro doplňkovou filtraci vysokofrekvenčních složek z napájení [8].

$$R = \frac{U_R}{I_R} = \frac{1}{20 \cdot 10^{-3}} = 50 \text{ } \Omega \text{ (47 } \Omega \text{)}$$



Obr. 3.26: Frekvenční charakteristika kompenzovaného zesilovače

3.9 Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů

Napájecí zdroj se skládá ze dvou diodových usměrňovacích můstků. První je určen pro napájení výkonového zesilovače a druhý pro napájení předzesilovačů a obvodu ochrany. Tyto můstky jsou napájeny ze dvou toroidních transformátorů. Mezi požadované parametry transformátoru pro výkonovou část patří sekundární napětí a výkon. Sekundární napětí se určí z potřebného napájecího napětí a úbytku na usměrňovacích diodách.

$$U_{\text{sek}} = \frac{U_N + 2 \cdot U_F}{\sqrt{2}} = \frac{50 + 2 \cdot 0,7}{\sqrt{2}} = 36,345 \text{ V}$$

Výstupní výkon transformátoru lze vypočítat pomocí výstupního výkonu zesilovače, přičemž je uvažována maximální účinnost zesilovače 70%.

$$P_N = \frac{100 \cdot P_{\text{OUT}}}{\eta} = \frac{100 \cdot 100}{70} = 142,857 \text{ W}$$

Na základě výpočtu byl vybrán toroidní transformátor s dvěma sekundárními vinutími o výstupním napětí 36 V a celkovém výkonu 300 VA. Podobně se stanovením maximálního proudového odběru napájení málosignálové části 1 A, byl zvolen toroid 2 × 12 V s celkovým výkonem 25 VA. Usměrňovací diodové můstky byly vybrány pro výkonovou část KBU808 s maximálním kontinuálním proudem v propustném směru

8 A a málovýkonovou KBP210 s proudem 2 A. Na primárních stranách transformátorů se nachází NTC termistor pro omezení proudového nárazu po zapnutí přístroje, který se volí podle maximálního proudového odběru [25].

Vyhlazovací elektrolytické kondenzátory se určí pomocí maximálního proudového odběru a činitele zvlnění p , který určuje zvlnění výstupního napětí. Do empirického vzorce udávající orientační hodnotu kapacity se dosazuje proud v mA, napětí ve V a činitel zvlnění v procentech, kdy poté výsledek má rozměr μF [6].

$$p = \frac{U_{\text{s-s}}}{U_{\text{N}}} \cdot 100 = \frac{1}{50} \cdot 100 = 2 \%$$

$$C_{\text{N}} = \frac{300 \cdot I_{\text{N}}}{p \cdot U_{\text{N}}} = \frac{300 \cdot 3000}{2 \cdot 50} = 9000 \mu\text{F}$$

Kondenzátory vybrány dva 10 mF dimenzované na napětí 63 V řazeny paralelně v každé napájecí větvi. A podobně v napájení předzesilovačů byla určena kapacita 2,2 mF (viz následující výpočet) na napětí 25 V, a to do každé napájecí větve jeden. Zde je počítáno s tím, že následující lineární stabilizátory kladného a záporného napětí, typu 7812 a 7912, sníží uvažované zvlnění na zanedbatelnou hodnotu.

$$p = \frac{U_{\text{s-s}}}{U_{\text{N}}} \cdot 100 = \frac{1,5}{15} \cdot 100 = 10 \%$$

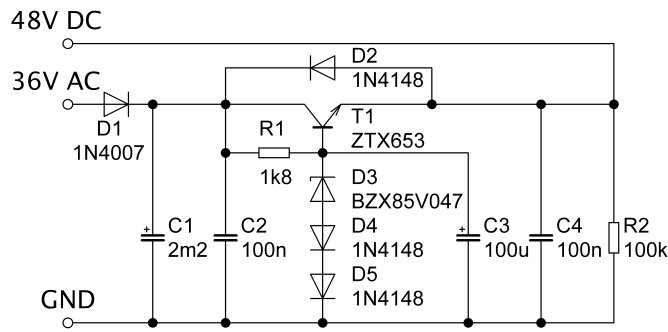
$$C_{\text{N}} = \frac{300 \cdot I_{\text{N}}}{p \cdot U_{\text{N}}} = \frac{300 \cdot 1000}{10 \cdot 15} = 2000 \mu\text{F}$$

Lineární stabilizátory typu 7812 a 7912 se musí chladit při proudovém oběru blízcím se 1 A. Pro TO220 je dán tepelný odpor z polovodičových přechodů na pouzdro $5 \text{ }^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$. Uvažovaná teplota uvnitř přístroje byla odhanduta na $45 \text{ }^\circ\text{C}$. Podle níže uvedeného výpočtu byl vybrán eloxovaný chladič s tepelným odporem $21 \text{ }^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$ typu DO1A ve tvaru U [16], [29].

$$R_{\text{Tsa}} = \frac{T_{\text{jmax}} - T_{\text{a}}}{\left(\sqrt{2} \cdot U_{\text{sek}} - 2 \cdot U_{\text{F}} - U_{\text{N}}\right) \cdot I_{\text{N}}} - R_{\text{Tjc}} = \frac{150 - 45}{\left(\sqrt{2} \cdot 12 - 2 \cdot 0,7 - 12\right) \cdot 1} - 5$$

$$R_{\text{Tsa}} = 24,407 \text{ }^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$$

Phantomové napájení slouží k napájení kondenzátorových mikrofonů. Norma IEC EN 61938 uvádí potřebné výstupní napětí 48 V s odchylkou $\pm 4 \text{ V}$ a maximální proudové zatížení 10 mA na mikrofon. Také doporučuje mikrofony napájet skrz rezistory o hodnotě 6,8 k Ω . Vzhledem k těmto požadavkům byl navržen obvod z obr. 3.27 u kterého se předpokládá, že výstupní proud nepřekročí velikost 30 mA. U použitého tranzistoru ZTX653 nepřesáhne saturační napětí mezi kolektorem a emitorem 0,3 V při kolektorovém proudu 1 A. Tranzistor má napětí U_{CE0}



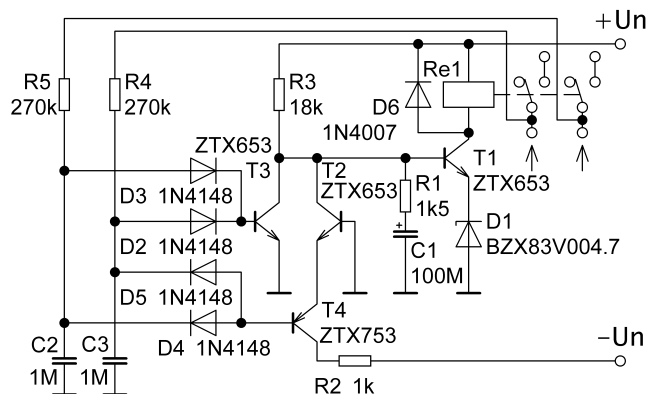
Obr. 3.27: Zdroj Phantomova napětí

rovno 100 V a povolenou výkonovou ztrátu 1 W při okolní teplotě 25 °C. Výrobce doporučuje proud Zenerovou diodou BZX85V047 volit větší než 0,25 mA s ohledem na nízký dynamický odpor. Velikost rezistoru R_1 se určí ze vstupního usměrněného napětí, napětí na diodách D_3 až D_5 a proudů, které tečou do báze a diod.

$$R_1 = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{sek}} - U_{D1} - U_{D3} - U_{D4} - U_{D5}}{\frac{I_{\text{OUT}}}{h_{21E\text{min T1}}} + I_D} = \frac{\sqrt{2} \cdot 36 - 0,7 - 47 - 0,7 - 0,7}{\frac{0,03}{100} + 0,75 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_1 = 1,725 \cdot 10^3 \Omega (1,8 \text{ k}\Omega)$$

Rezistor R_2 slouží k tomu, aby tranzistorem tekla minimálně proud 0,5 mA po odlehčení výstupu stabilizátoru. Dioda D_2 chrání přechod báze-emitor tranzistoru, v případě že výstupní napětí bude vyšší než vstupní. Tato ochrana je použita i u třísvorkových stabilizátorů typu 78xx a 79xx přičemž xx značí výstupní napětí [6].



Obr. 3.28: Schéma ochrany reproduktorů

Na obr. 3.28 se nachází zapojení obvodu chránící reproduktory před výstupním stejnosměrným napětím, které bylo převzato z [30] a upraveno. Jeho úlohou je také

reproduktory ze zpožděním, pohybujícím se okolo 1 s, připnout k výstupu zesilovače a tím zabránit reprodukci přechodového jevu při zapnutí. Při vypínání poté musí dojít nejdříve k odpojení reproduktoru.

Při zapnutí se nejprve nabíjí kondenzátor C_1 přes rezistory R_3 a R_1 dokud není na bázi tranzistoru T_1 napětí $U_{BE T_1} + U_{D_1}$. Tím se tranzistor otevře a sepne relé, na které jsou připojeny reproduktory. Šipky vyznačují přívod signálu ze zesilovače. Zenerová dioda D_1 slouží k omezení napětí na relé jeli tranzistor T_1 v saturaci. Napájecí napětí je přivedeno z nestabilizovaných větví napájecího zdroje pro předzesilovače a tudíž jeho hodnota se pohybuje kolem 15 V. Relé má jmenovité napětí cívky 12 V s proudem 55 mA a spíná spolehlivě při napětí 10 V. Proto byla vybrána Zenerová dioda se závěrným napětím 4,7 V. Dioda D_6 zabraňuje napěťovým špičkám cívky při vypínání relé.

$$R_3 = \frac{U_N - U_{BE T_1} - U_{D_1}}{I_{REL}} \cdot h_{21Emin} = \frac{15 - 0,6 - 4,7}{55 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 17,636 \cdot 10^3 \Omega (18 \text{ k}\Omega)$$

$$R_1 = \frac{U_{poč} \cdot R_3}{U_N - U_{poč}} = \frac{1 \cdot 18 \cdot 10^3}{15 - 1} = 1,286 \cdot 10^3 \Omega (1,5 \text{ k}\Omega)$$

Při nabíjení je na bázi T_1 počáteční napětí dané děličem skládající se z R_3 a R_1 . Kapacita C_1 je potom daná přibližně pro lineární oblast nabíjení níže uvedeným vztahem.

$$U_{poč} = U_N \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_3} = 15 \cdot \frac{1,5 \cdot 10^3}{1,5 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3} = 1,154 \text{ V}$$

$$C_1 \approx \frac{\Delta t \cdot \frac{U_N}{R_1 + R_3}}{U_{D_1} + U_{BE T_1} - U_{poč}} = \frac{0,8 \cdot \frac{15}{1,5 \cdot 10^3 + 18 \cdot 10^3}}{4,7 + 0,6 - 1,154} = 148,429 \cdot 10^{-6} \text{ F (100 } \mu\text{F)}$$

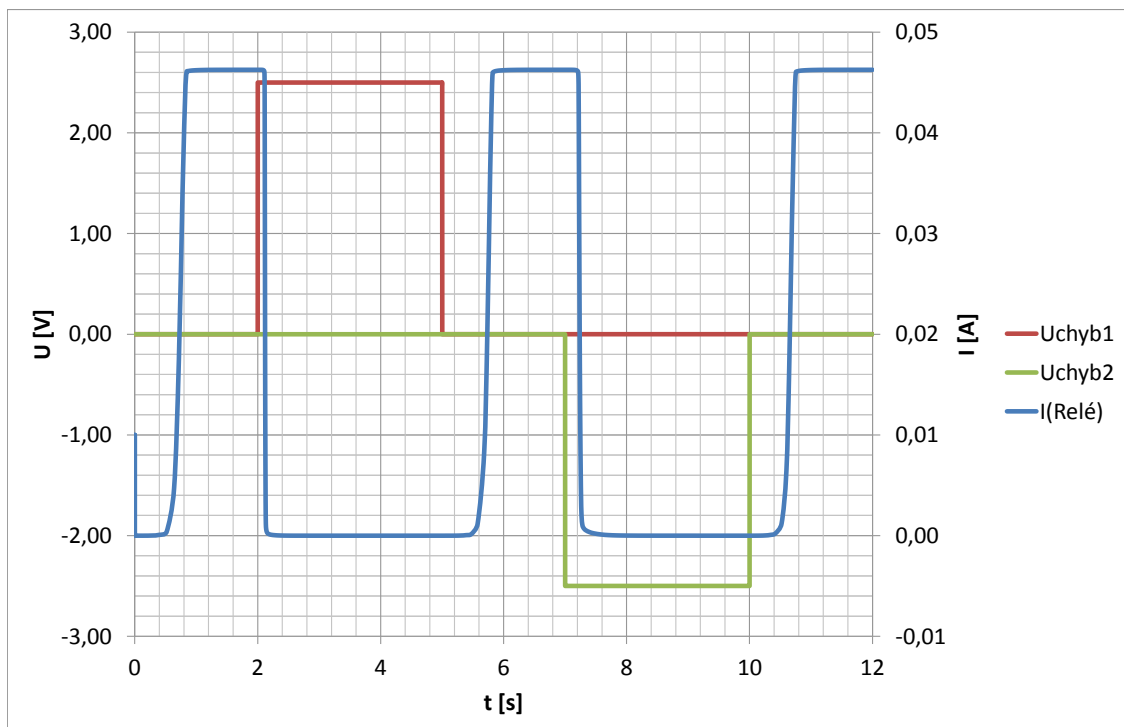
Rezistory $R_{4,5}$ slouží k přivedení signálu z reproduktorů na vyhodnocovací tranzistory pro kladné hodnoty napětí T_3 a záporné T_4 . Spolu s $C_{2,3}$ tvoří dolní propust o nízkém mezním kmitočtu. Jeli vyhodnoceno kladné stejnosměrné napětí na některém z reproduktorů, otevře se tranzistor T_3 , což způsobí poměrně rychlé vybití kondenzátoru C_1 přes R_1 . Při záporném stejnosměrném napětí se otevře tranzistor T_4 , čímž vznikne pokles napětí na emitoru T_2 do záporných hodnot, a ten se pak otevře a vybije C_1 . Tímto se tranzistor T_1 uzavře a kontakty relé rozpojí. Rezistor R_2 je ochranný, aby bázi T_2 netekl příliš velký proud. Předpokladem byl zvolen nebezpečný stejnosměrný výkon na reproduktoru 1 W. Stejnosměrný odpor basového reproduktoru o jmenovité impedanci 8 Ω nabývá hodnoty cca 6,5 Ω [10].

$$R_{4,5} \approx \frac{\sqrt{P_{DC\ REP} \cdot R_{DC\ REP}} - U_{D2,5} - U_{BE\ T3}}{I_{REL}} \cdot h_{21Emin\ T1} \cdot h_{21Emin\ T3}$$

$$R_{4,5} = \frac{\sqrt{1 \cdot 6,5} - 0,6 - 0,6}{55 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 \cdot 100 = 245,365 \cdot 10^3 \Omega (270\ k\Omega)$$

$$C_{2,3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_h \cdot R_{4,5}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1 \cdot 270 \cdot 10^3} = 0,589 \cdot 10^{-6}\ F (1\ \mu F)$$

Průběhy na obr. 3.29 ukazují průběhy proudu cívky relé a snímané napětí z reproduktorů při umělé vytvořené chybě kladného a záporného stejnosměrného napětí.



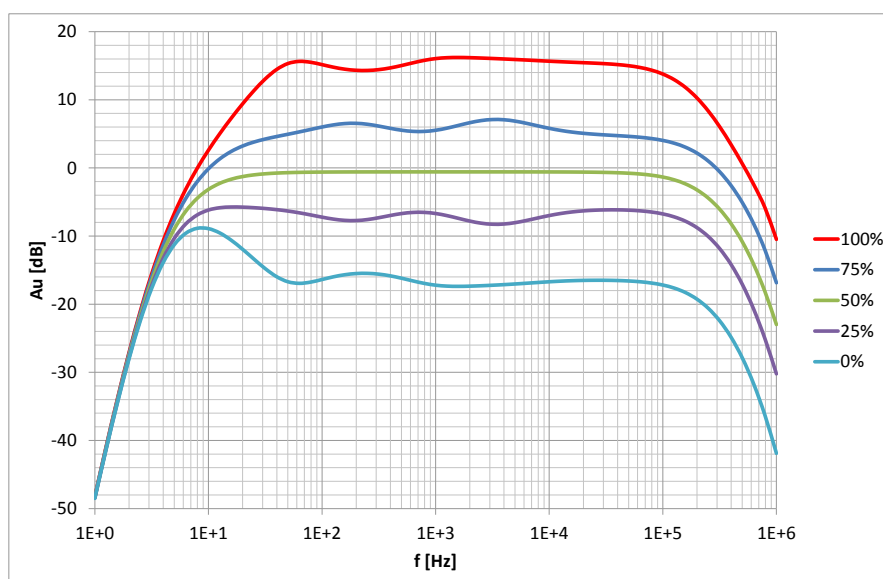
Obr. 3.29: Analýza reakce ochranného obvodu

4 VÝSLEDKY MĚŘENÍ

V této kapitole se nachází změřené frekvenční charakteristiky (f. char.) a výsledné vlastnosti vybraných obvodů jakožto vstupní odpor, výstupní odpor, harmonické zkreslení atd. Pro tyto účely byly použity následující měřicí přístroje: osciloskop - Agilent 54621A s mezní frekvencí 60 MHz, nf milivoltmetr a zkresloměr - Grundig diginess MV100, funkční generátor - Agilent 33220 s THD 0,04 % do 20 kHz, nastavitelný síťový transformátor - Diametral AC250K2D a infračervený bezdotykový teploměr - CEM IR-77L.

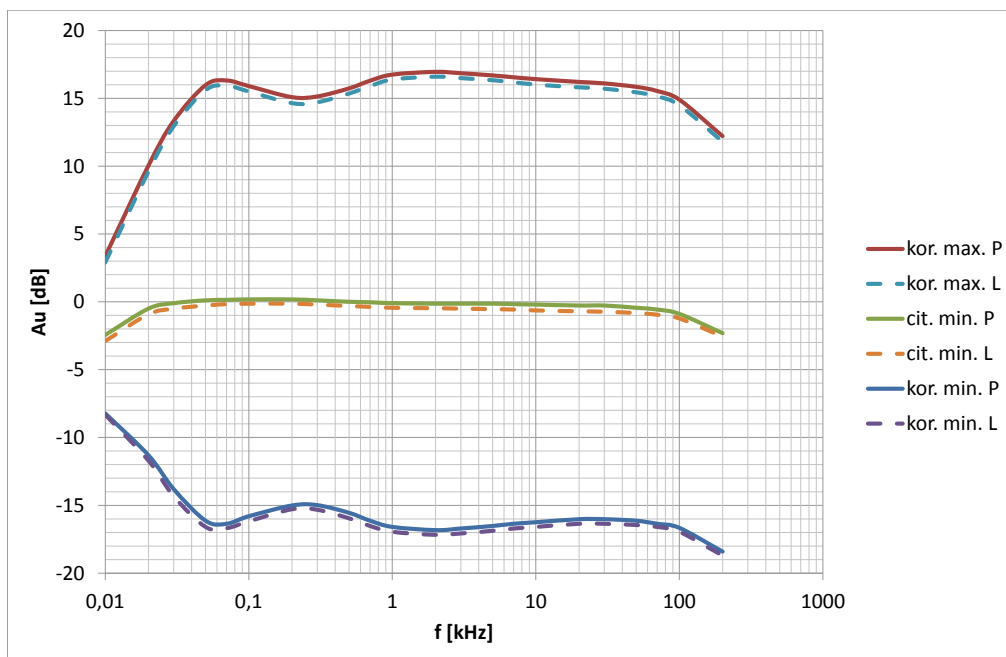
4.1 Vstupní jednotky č. 1 a 2

Tyto vstupní jednotky slouží pro připojení stereofonních nf zařízení s výstupem na sluchátka nebo linkovým výstupem. Skládá se ze vstupního zesilovače s nastavitelným ziskem, aktivního tří pásmového korektoru a vyrovnávacího zesilovače. Simulované kmitočtové charakteristiky jsou pozorovatelné na obr. 4.1 a změřené poté na obr. 4.2 a obr. 4.3. Hodnoty v procentech vyznačují úhel natočení regulátoru ve směru z leva do prava.

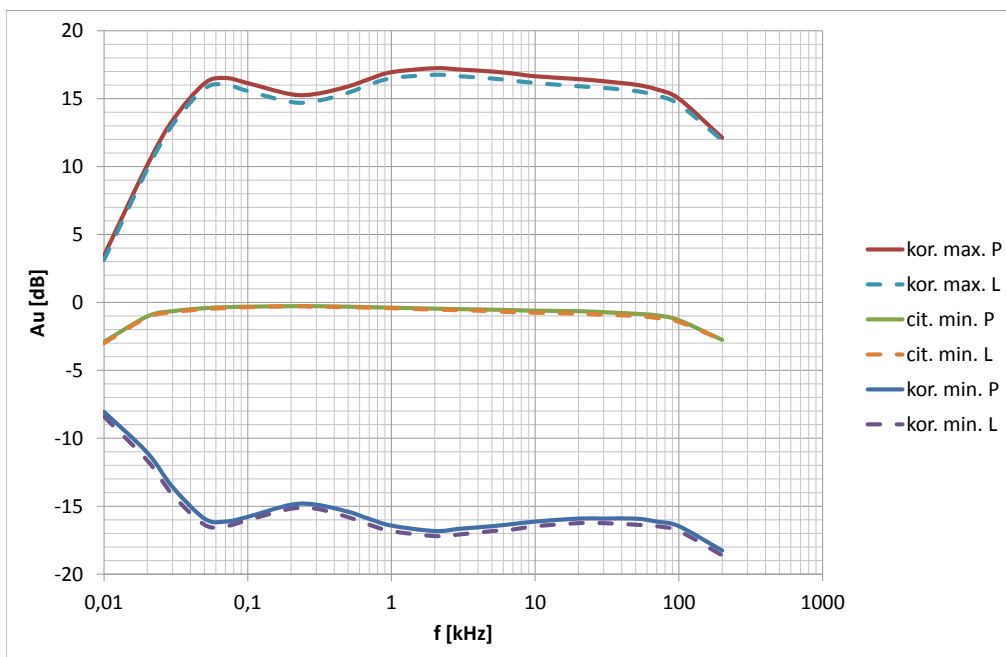


Obr. 4.1: Simulace f. char. vstupních jednotek č. 1 a 2

Obvod dále dosahuje hodnoty vstupního odporu $54 \text{ k}\Omega$ a přebuditelnosti vstupu 29 dB u obou kanálů. Celkové harmonické zkreslení je menší než u funkčního generátoru, a proto je v podstatě s danými přístroji neměřitelné. Všechna měření byla provedena se zátěží $10 \text{ k}\Omega$.



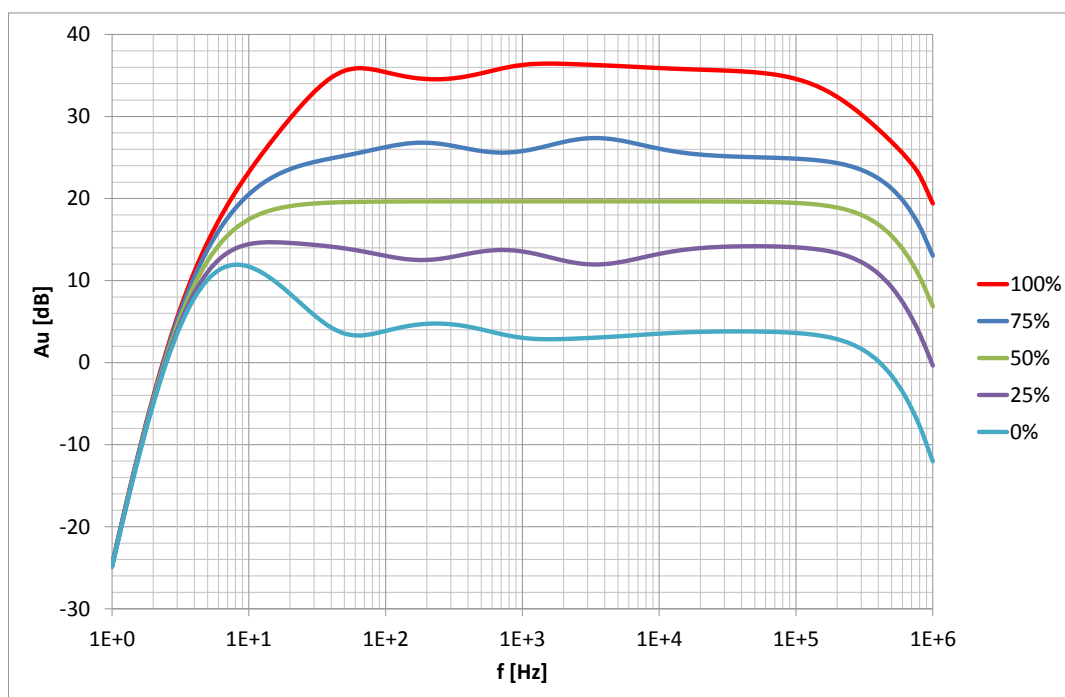
Obr. 4.2: Změřená f. char. vstupní jednotky č. 1



Obr. 4.3: Změřená f. char. vstupní jednotky č. 2

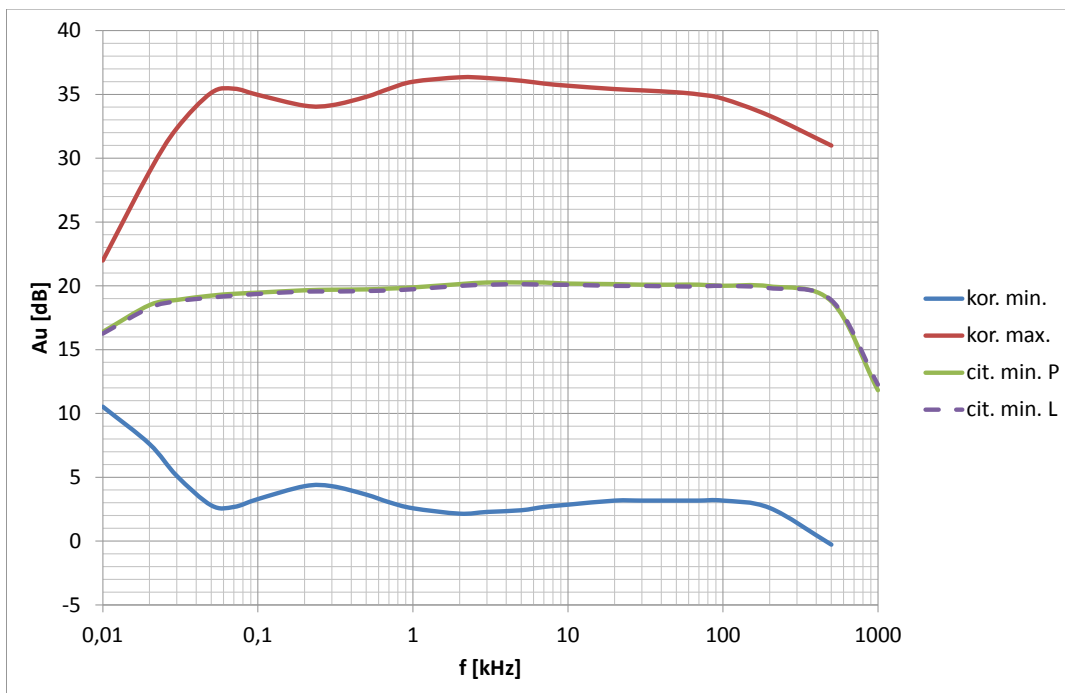
4.2 Vstupní jednotky č. 3 a 4

Jejich úkolem je zesílit nízkou úroveň signálu z mikrofonu na úroveň zpracovatelnou v dalších obvodech. Také jsou uzpůsobeny na napájení kondenzátorových mikrofonů Phantomovým napětím. Jednotka obsahuje mono vstupní zesilovač s vysokým ziskem, aktivní tři pásmový korektor a vyrovnávací zesilovač. Počítačem analyzované kmitočtové charakteristiky si lze prohlédnout na obr. 4.4 a změřené následně na obr. 4.5 a obr. 4.6. Hodnoty v procentech vyznačují úhel natočení regulátorů korekcí ve směru zleva do prava.

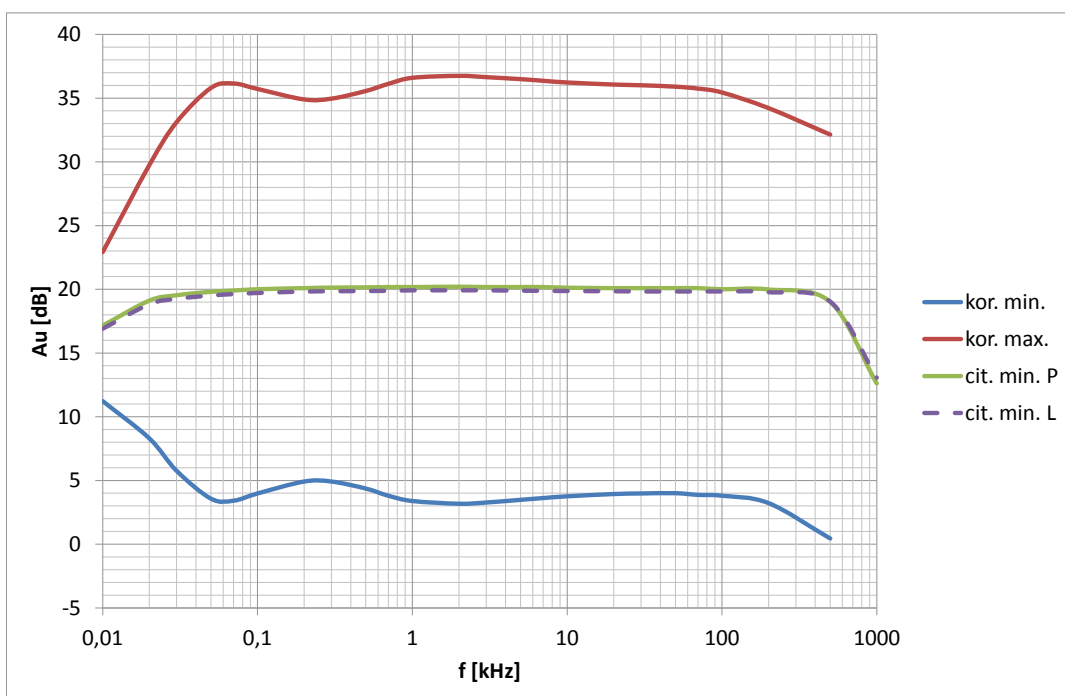


Obr. 4.4: Simulace f. char. vstupních jednotek č. 3 a 4

Zapojení má následující vlastnosti: vstupní odpor pro mikrofonní vstup $1,45 \text{ k}\Omega$ a mono linkový vstup $10,4 \text{ k}\Omega$ vůči zemi. Přebuditelnost vstupu je stejná jako u vstupních jednotek 1 a 2. Celkové harmonické zkreslení je menší než u funkčního generátoru. Obvod byl při měření zatížen rezistorem $10 \text{ k}\Omega$.



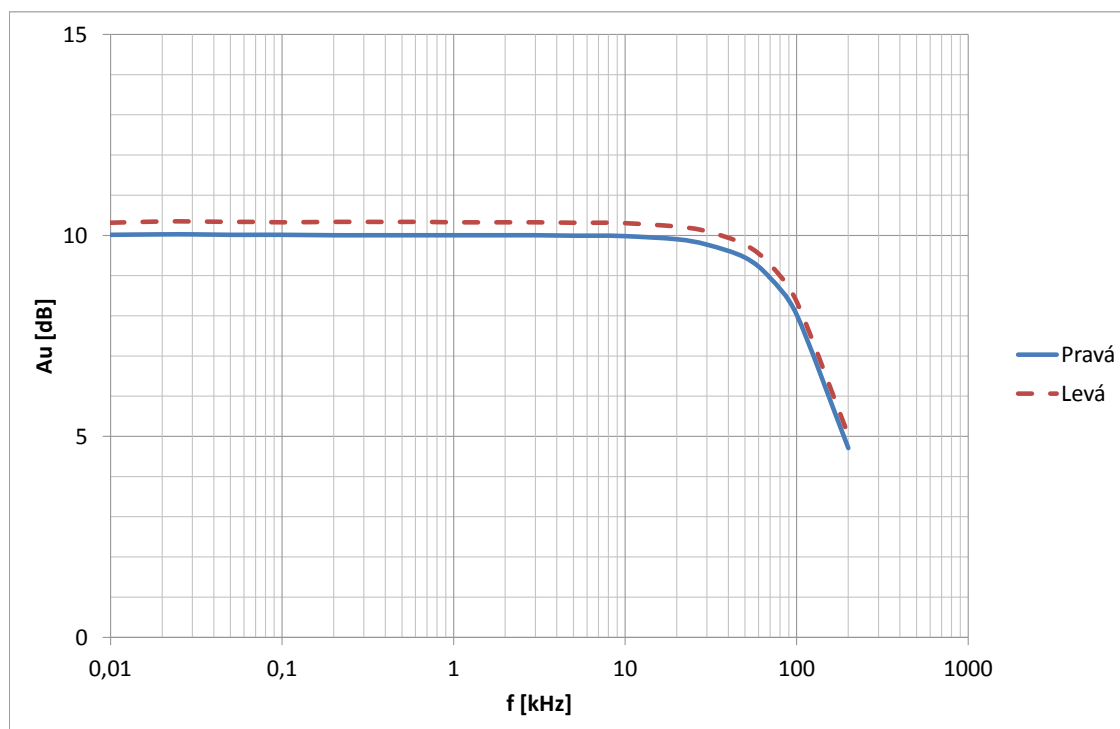
Obr. 4.5: Změřená f. char. vstupní jednotky č. 3



Obr. 4.6: Změřená f. char. vstupní jednotky č. 4

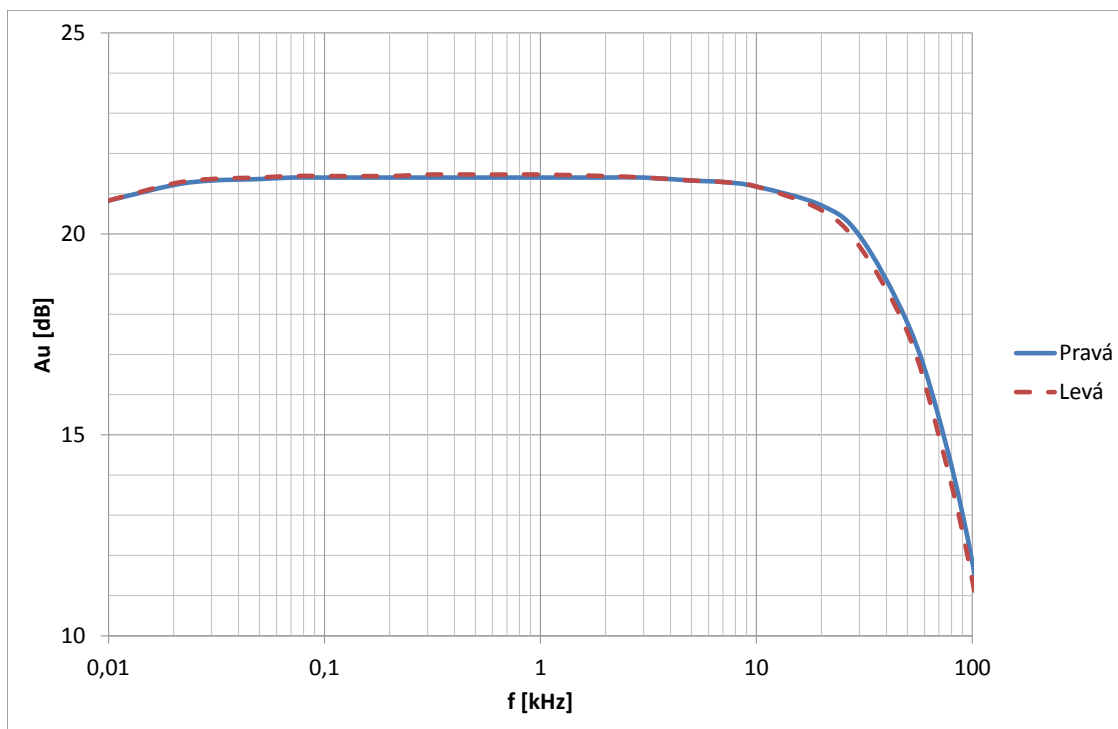
4.3 Hlavní sumační jednotka a sluchátkový odposlechový zesilovač

Hlavní sumační jednotka je určena k součtu vstupních signálů a jejich zesílení pro vybudění koncového zesilovače na jmenovitou úroveň výstupního napětí. Výsledné kmitočtové charakteristiky realizovaného ovbodu jsou na obr. 4.7.



Obr. 4.7: Změřená f. char. hlavní sumační jednotky

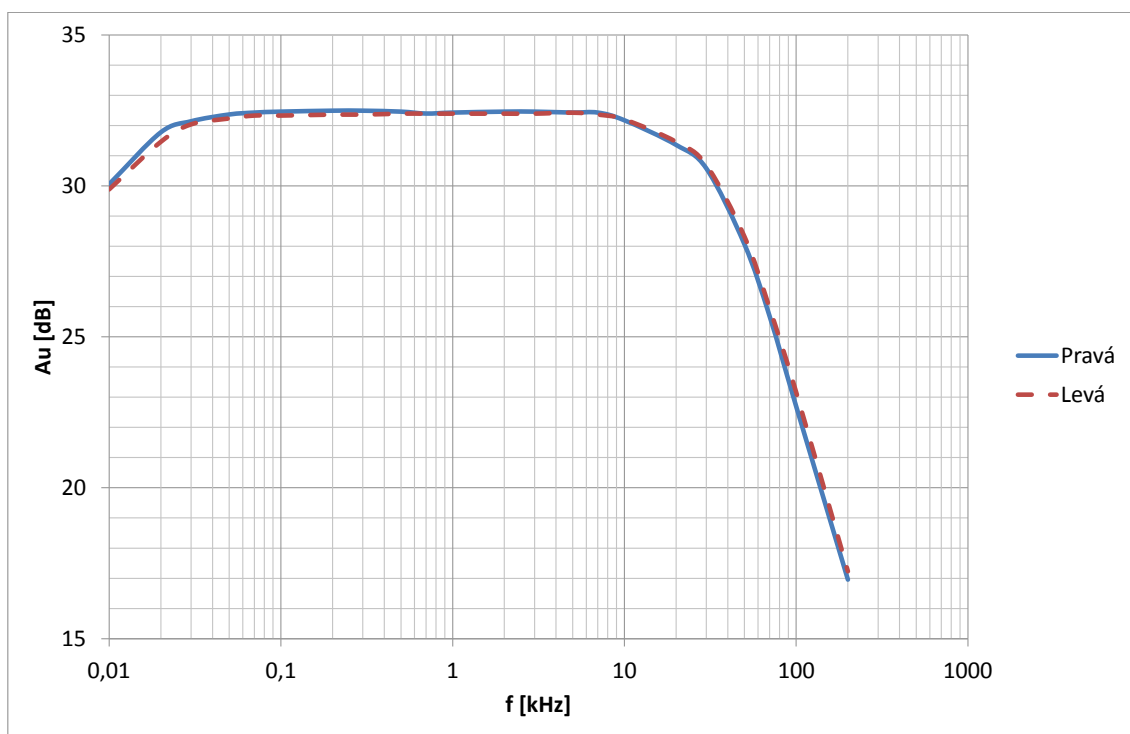
Sluchátkový odposlechový zesilovač slouží ke kontrole vstupních jednotek, a například k přípravě následujícího hudebního programu, zatímco je daný vstup vůči hlavní sumační jednotce ztlumen. Změřená frekvenční charakteristika zkonstruovaného zapojení je na obr. 4.8. Harmonické zkreslení je opět neměřitelné neboť výstupní hodnota je srovnatelná se vstupní hodnotou.



Obr. 4.8: Změřená f. char. odposlechového zesilovače

4.4 Koncový zesilovač

Koncový zesilovač slouží k vybuzení výkonných reprosoustav o jmenovité impedanci 8Ω . Naměřená kmitočtová charakteristika se nachází na obr. 4.9. Modul vstupní impedance se pohybuje kolem $15 \text{ k}\Omega$. Výstupní pak činí cca $0,088 \Omega$ pro pravý kanál a $0,07 \Omega$ pro levý. Se zatěžovacím odporem $8,2 \Omega$ nabývá činitel tlumení velikosti 117 pro levý a 93 pro pravý kanál. Harmonické zkreslení dosahuje $0,21 \%$ v kmitočtovém rozsahu 100 Hz až 10 kHz . Rychlost přeběhu obou kanálů při nástupné hraně činí $5,7 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$ a sestupné $6,8 \text{ V} \cdot \mu\text{s}^{-1}$. Zesilovač dosahuje maximální účinnosti $71,5 \%$ na kanál. Při nižších výstupních výkonech se napájecí zdroj odlehčuje a účinnost klesá.



Obr. 4.9: Změřená f. char. koncového zesilovače

5 ZÁVĚR

Cílem práce bylo navrhnout mixážní pult včetně výkonového zesilovače pracujícího ve třídě AB s výstupním výkonem $2 \times 100 \text{ W}$. Samotné zařízení se dělí na několik elektronických obvodů. Následující obvody byly simulovány ve volně dostupném programu LTSpice od Linear Technology Corporation, realizovány a proměřeny.

Mezi první obvody patří vstupní jednotky pro stereofonní linkový a univerzální mikrofonní vstup. Vstupní jednotky pro linkový vstup (č. 1 a 2) dosahují dolního mezního kmitočtu v lineárním režimu 10 Hz. Horní mezní kmitočet je větší než 200 kHz, což odpovídá hodnotám ze simulace. Pravý a levý kanál se liší maximálně o 0,5 dB. Modulová charakteristika je ve středních polohách regulátorů rovná s minimálním zvlněním. Zvlnění při korekcích nastavených na maximum či minimum se pohybuje okolo 2 dB, zejména na nižších kmitočtech souhlasně s výsledky počítačové analýzy. Modul vstupní impedance s malou odchylkou souhlasí s teoreticky počítanou velikostí.

Mikrofonní vstupní jednotky (č. 3 a 4) s univerzálním vstupem (mikrofon/mono linka) mají poměrně vysoký horní mezní kmitočet cca 600 kHz než udává simulace, což může být na závadu (příjem blízkých dlouhovlnných vysílačů). Zesilovač má v přibližném mechanickém středu regulátoru citlivosti zesílení 20 dB. Zvlnění v krajních polohách regulátorů korekcí dosahuje 2,5 dB, to je způsobeno vybíráním součástí z vyráběných hodnot a jejich tolerancí, a proto vzniká větší překrývání sousedních pásem. Dolní mezní kmitočet je cca 10 Hz. Souběh pravého a levého kanálu daného panoramatickým regulátorem a vyrovnávacím zesilovačem je menší než 0,5 dB. Vstupní impedance, která byla měřená mezi jedním z dvou diferenčních vstupů a zemí je poloviční, než měřená mezi diferenčními vstupy. Naměřené hodnoty impedancí s dostatečnou přesností odpovídají předpokladům.

Harmonické zkreslení vstupních jednotek je tak malé, že na výstupu bylo měřitelné pouze zkreslení funkčního generátoru, které činí 0,04 % dle výrobce. Na deskách plošných spojů (viz příloha) se nacházejí místa pro připájení kompenzačních kapacitorů. Z těchto byly použity pouze u vstupních zesilovačů. Experiment prokázal, že není nutné kmitočtově kompenzovat další stupně vstupní jednotky.

Následující sumační jednotka slučuje a zesiluje vstupní signály do jednoho výstupu v závislosti na nastaveném zpětnovazebním potenciometru. Z frekvenční charakteristiky obr. 4.7 lze vyzorovat, že horní mezní kmitočet je poněkud větší než 100 kHz. Souběh pravého a levého kanálu je menší nežli 0,5 dB. Při nastavení zpětnovazebního potenciometru na minimum se signál na stínítku osciloskopu zcela ztratí.

Sluchátkový odposlechový zesilovač dosahuje horního mezního kmitočtu 40 kHz a zesílení 21,5 dB. Naměřený výstupní odpor 33Ω souhlasí s ochranným rezisto-

rem na výstupu zesilovače. Dosažený výstupní výkon před limitací činí 198 mW na zátěži 36,7 Ω . Harmonické zkreslení s předloženým funkčním generátorem je zde irrelevantní.

Indikátor vybuzení má za úkol informovat obsluhu, zda signál vstupující do výkonového zesilovače nezpůsobí přetížení nebo limitaci koncového stupně. Indikování jmenovitého výstupního napětí koncového zesilovače se projeví rozsvícením všech deseti LED diod. Měřením bylo zjištěno, že každá dioda odebírá ze zdroje proud asi 13,5 mA oproti 12 mA udaným simulací. Dále zvolené časové konstanty dosvitu diody 100 ms a nabíjení 1 ms prakticky vyhovují.

Výkonový zesilovač s výstupním výkonem 100 W na jmenovité zatěžovací impedanci 8 Ω na kanál, pracující ve třídě AB dosahuje horního mezního kmitočtu zhruba 40 kHz s mírně zvlněnou amplitudovou charakteristikou, na které jsou v oblasti vysokých kmitočtů patrné dva zlomy. První zlom je způsoben kompenzačním kapacitorem a druhý zlom Boucheretovým článkem, jehož sériový odpor 10 $\Omega/2$ W na kmitočtu 200 kHz vykazoval teplotu 65 °C. Teplota žebrovaného chladiče se po hodinovém provozu, během níž následovali krátkodobé intervaly (10 s) měření frekvenční charakteristiky při výstupním výkonu 95,5 W, ustálila na 60 °C. Při delším provozu na plný výkon teplota nepřekročila hodnotu 68 °C. Dolní mezní kmitočet je nižší než 10 Hz, podobně jak uvádí výsledek počítačové simulace obr. 3.26. Výsledná citlivost zesilovače je poněkud vyšší než zamýšlená 775 mV, a to 660 mV. Také modul vstupní impedance je menší než 20 k Ω . Harmonické zkreslení udané v předchozí kapitole s menší rezervou splňuje podmínku normy pro Hi-Fi zesilovače. Oba kanály dle obr. 4.9 a dalších měření z předešlé kapitoly jsou identické.

Obvod Phantomového napětí pro kondenzátorové mikrofony vykazuje při proudovém odběru 0,5 mA výstupní napětí 47 V místo 48 V, což je způsobeno malými úbytky napětí na křemíkových diodách v propustném směru, které jsou zapojeny do série se Zenerovou diodou. Při jmenovitém proudovém odběru 30 mA klesne výstupní napětí maximálně o 0,3 V.

U hlavního napájecího zdroje bylo zjištěno výstupní napětí naprázdno o hodnotě 51,5 V, které po zatížení proudovým odběrem 100 mA klesne na 51 V. Při výstupním výkonu 95,5 W koncového zesilovače, tedy proudovému odběru cca 1,44 A, klesne výstupní napětí na 46,9 V. Pro rozkmit výstupního napětí zesilovače 40 V na zátěži 8 Ω velmi dostačuje 6,9 V pro otevřený tranzistor a emitorový odpor 0,27 Ω . Poté budouli oba kanály odevzdávat výkon pohybující se kolem 100 W nemůže dojít k limitaci výstupního napětí.

Ochranný obvod připojených reproduktorů, které v některých případech bývají dražší než samotný zesilovač, funguje bezproblémově. Zhruba sekundu po zapnutí dvoupólového síťového vypínače zapojení připojí reproduktory k výstupu zesilovače, aniž by byl slyšet akustický ráz z reproduktoru. Při výskytu stejnosměrného napětí

většího než 1 V dojde k okamžitému odpojení zátěže. Předlohy vodivých cest jednostranných plošných spojů vytvořených v programu Eagle jsou uvedeny v příloze v měřítku 1:1.

Realizované obvody jsou umístěny v hliníkové černěné přístrojové skříňce o rozměrech 460 x 130 x 330 mm (š x v x h). Všechny otvory byly vypáleny laserem podle přiložených výkresů. Vrchní panel je připevněn šesti šrouby k spodní svařované části skříňky, která tvoří tzv. vanu. Spodní strana je vybavena 5-ti gumovými nožičkami pro lepší stabilitu. Vstupní jednotky jsou připevněny k panelu pomocí hliníkových ohýbaných pásků, jejichž výkres je uveden v příloze.

LITERATURA

- [1] BRANČÍK, Lubomír a Tomáš DOSTÁL. *Analogové elektronické obvody: přednášky*. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2007, 125 s. ISBN 978-80-214-3525-4.
- [2] CORDELL, Bob. *Designing audio power amplifiers*. New York: McGraw-Hill, 2010, 608 s. ISBN 978-0-07-164024-4.
- [3] HEBERT, Gary K. THAT CORPORATION. *Designing Microphone Preamplifiers*. San Francisco CA, 2010. Dostupné z: <http://goo.gl/jbqNqE>
- [4] CHMELA, Miroslav. Desetipásmový nf korektor. *Amatérské radio: časopis pro elektroniky a amatéry*. Praha: AMARO spol. s. r. o, 1981, A/7, 10 - 11.
- [5] KOTISA, Zdeněk. *NF zesilovače 3. díl: tranzistorové výkonové zesilovače*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2003, 95 s. ISBN 80-730-0065-2.
- [6] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *Lineární napájecí zdroje*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2001, 136 s. ISBN 80-730-0002-4.
- [7] KROUPA, Josef. *Zesilovače T74/78*. 1. vyd. Praha :, 1978, 180 s.
- [8] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 3. vyd. Praha: BEN, 1996, 479 s. ISBN 80-901-9843-0.
- [9] SVOBODA, Jiří. *Elektroakustika do kapsy*. 2. vyd. Praha: SNTL, 1981, 367 s.
- [10] TOMAN, Kamil. *Reproduktory a reprosoustavy*. 1. vyd. Orlová: Kamil Toman, 2003, 212 s.
- [11] VOBECKÝ, Jan a Vít ZÁHLAVA. *Elektronika: součástky a obvody, principy a příklady*. 3., rozš. vyd. Praha: Grada Publishing, 2005, 220 s. ISBN 80-247-1241-5.
- [12] WIRSUM, Siegfried. *Abeceda NF techniky*. 1. vyd. Praha: BEN, 1997, 191 s. ISBN 80-860-5626-0.
- [13] Datový list: 2N5551. *ON Semiconductor* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/2N5550-D.PDF
- [14] Datový list: BZX85C15. *Farnell* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/1751942.pdf>
- [15] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *Datový list: LM3915* [online]. 2000 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://goo.gl/hGFem2>

- [16] STMICROELECTRONICS. *Datový list: 78xx* [online]. 2004 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://goo.gl/4EinJW>
- [17] Datový list: BD139. *ONsemi* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BD135-D.PDF
- [18] Datový list: TL052. *GES* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: <http://goo.gl/TIGRqH>
- [19] ON SEMICONDUCTOR. *Datový list: BC550C* [online]. 2001 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/BC549B-D.PDF
- [20] SEMTECH ELECTRONICS LTD. *Datový list: BZX85V047* [online]. 2006 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://goo.gl/ePiMyx>
- [21] Datový list: MJE15032. *ONsemi* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/MJE15032-D.PDF
- [22] Datový list: TL072. *GES* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.ges.cz/sheets/t/tl071_74.pdf
- [23] DIODES. *Datový list: ZTX753* [online]. 1994 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://www.diodes.com/datasheets/ZTX752.pdf>
- [24] SEMTECH ELECTRONICS LTD. *Datový list: BZX83V004.7* [online]. 2005 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://goo.gl/7Z0vVh>
- [25] TDK. *EPCOS Application Note: NTC Thermistors for Inrush Current Limiting*. Německo, 2013.
- [26] Datový list: MJ15003. *ONsemi* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: <http://goo.gl/bGsiqG>
- [27] Datový list: 2N5401. *ONsemi* [online]. [cit. 2013-12-18]. Dostupné z: http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/2N5401-D.PDF
- [28] DIODES. *Datový list: ZTX653* [online]. 1994 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://diodes.com/datasheets/ZTX652.pdf>
- [29] TAIWAN SEMICONDUCTOR. *Datový list: 79xx* [online]. 2012 [cit. 2014-05-24]. Dostupné z: <http://goo.gl/8XW5c0>
- [30] Rádio plus-KTE: konstrukce - technika - elektronika. *Ochrana reproduktorů*. 2002, č. 10, s. 5-6. DOI: 1212-3730.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

A_{CL}	zesílení s uzavřenou smyčkou zpětné vazby
A_{OL}	zesílení s otevřenou smyčkou zpětné vazby
A_U	napětové zesílení
A_{UdB}	napětové zesílení v dB
BW	kmitočtová šířka přenášeného pásma
C	velikost elektrické kapacity
CD	kompaktní disk – Compact Disc
CMRR	činitel potlačení souhlasného signálu – Common Mode Rejection Ratio
D	činitel tlumení
DC	stejnoseměrný proud – Direct Current
DF	degenerační faktor
DS	diferenční stupeň
E12	číselná řada 12 hodnot v jedné dekádě vyráběných elektronických součástek
E24	číselná řada 24 hodnot v jedné dekádě vyráběných elektronických součástek
f	frekvence, kmitočet
f_d	dolní mezní kmitočet
f_h	horní mezní kmitočet
GBW	kmitočtová šířka jednotkového zesílení
gm	strmost tranzistoru
h_{21E}	stejnoseměrný proudový zesilovací činitel
Hi-Fi	zařízení s reprodukcí zvuku velmi blízké orginálu – High Fidelity
i	okamžitá hodnota elektrického proudu
I	elektrický proud

JFET	polem řízený přechod tranzistoru – Junction Field Effect Transistor
KVZ	koncový výkonový zesilovač
L	indukčnost
N	počet vstupů
OZ	operační zesilovač
P	elektrický výkon
p	činitel zvlnění výstupního napětí
PS	proudový stupeň
R	elektrický odpor
r_e	dynamický emitorový odpor tranzistoru
RS	rozkmitový stupeň
R_{Tcs}	tepelný odpor z pouzdra součástky na chladič
R_{Tja}	tepelný odpor z polovodičového přechodu do okolí
R_{Tjc}	tepelný odpor z polovodičového přechodu na pouzdro součástky
R_{Tsa}	tepelný odpor z chladiče do okolí
$R_{vst,IN}$	vstupní odpor
$R_{vyst,OUT}$	výstupní odpor
SR	rychlost přeběhu – Slew Rate
t	časový okamžik
T_a	teplota okolí
T_j	teplota polovodičového přechodu
u	okamžitá hodnota napětí
U	elektrické napětí
U_T	teplotní napětí
Z	impedance (komplexní číslo)

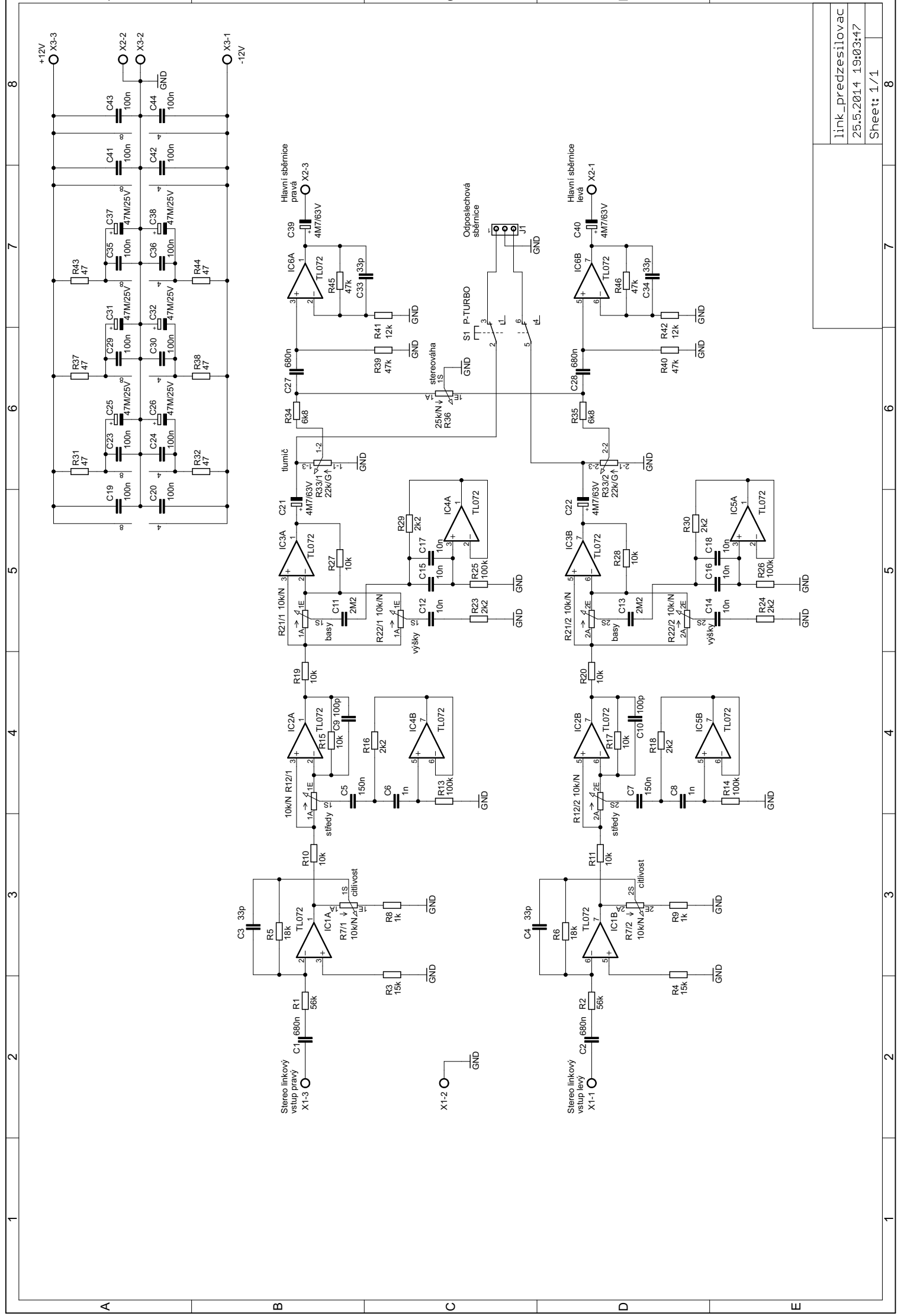
Z_{in}	modul vstupní impedance
Z_{out}	modul výstupní impedance
η	účinnost
φ_{PM}	fázová bezpečnost
ω	úhlový kmitočet

SEZNAM PŘÍLOH

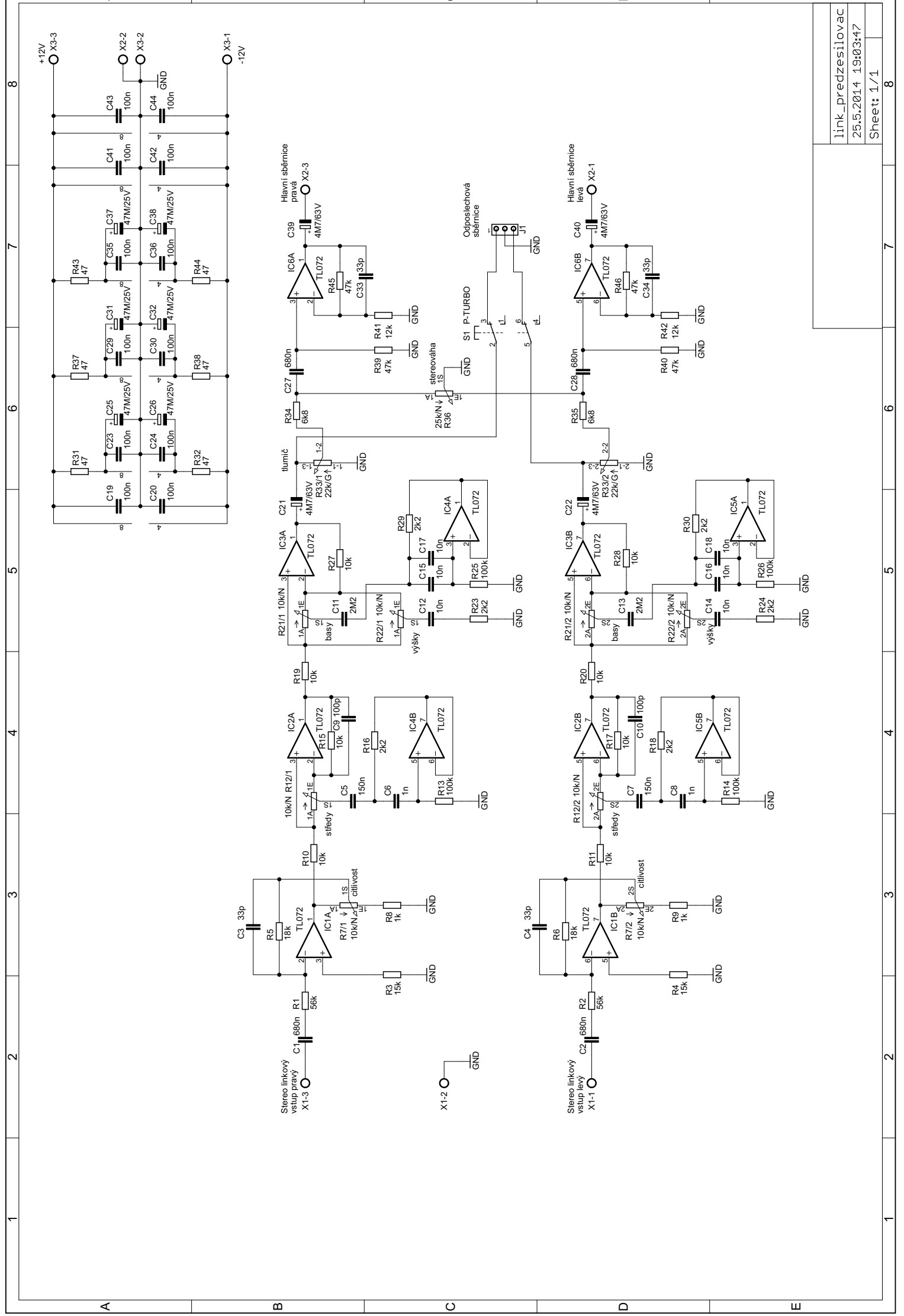
A	Podrobná schémata	80
A.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	80
A.2	Vstupní mikrofonní jednotka	82
A.3	Sumační jednotka s odposlechem	84
A.4	Stereo indikátor vybuzení	85
A.5	Koncový zesilovač	86
A.6	Zdroj Phantomova napětí	87
A.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	88
B	Desky plošných spojů	89
B.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	89
B.2	Vstupní mikrofonní jednotka	90
B.3	Sumační jednotka s odposlechem	91
B.4	Stereo indikátor vybuzení	91
B.5	Koncový zesilovač	92
B.6	Zdroj Phantomova napětí	92
B.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	93
C	Osazovací nákresy	94
C.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	94
C.2	Vstupní mikrofonní jednotka	95
C.3	Sumační jednotka s odposlechem	96
C.4	Stereo indikátor vybuzení	96
C.5	Výkonový koncový zesilovač	97
C.6	Zdroj Phantomova napětí	97
C.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	98
D	Soupiska součástek	99
D.1	Vstupní stereofonní linková jednotka	99
D.2	Zdroj Phantomova napětí	99
D.3	Vstupní mikrofonní jednotka	100
D.4	Sumační jednotka s odposlechem	101
D.5	Stereo indikátor vybuzení	101
D.6	Výkonový koncový zesilovač	102
D.7	Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů	103
E	Výkres konstrukčních prvků	104

A PODROBNÁ SCHÉMATA

A.1 Vstupní stereofonní linková jednotka



A.2 Vstupní mikrofonní jednotka

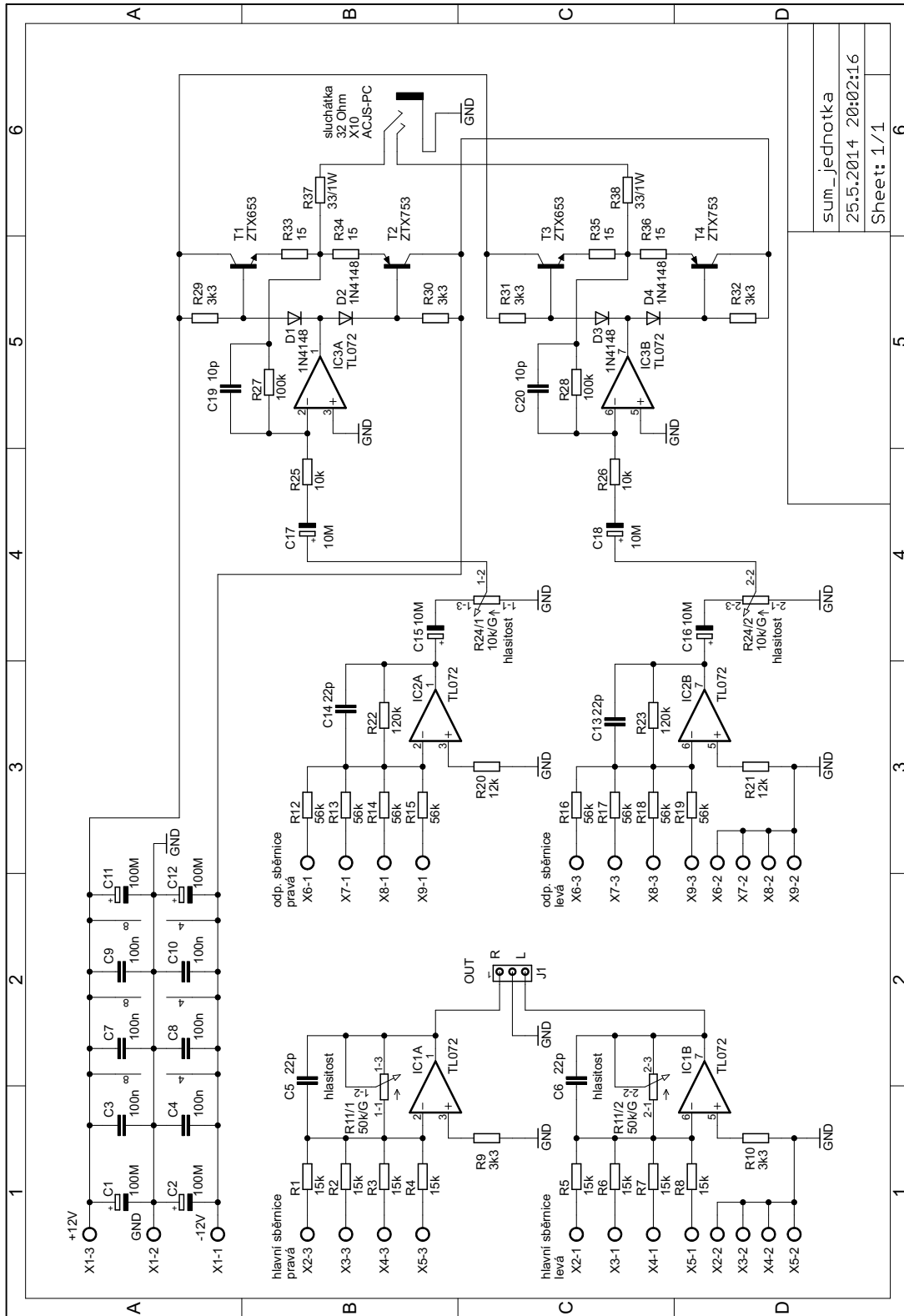


link_predzesilovac
25.5.2014 19:03:47
Sheet: 1/1

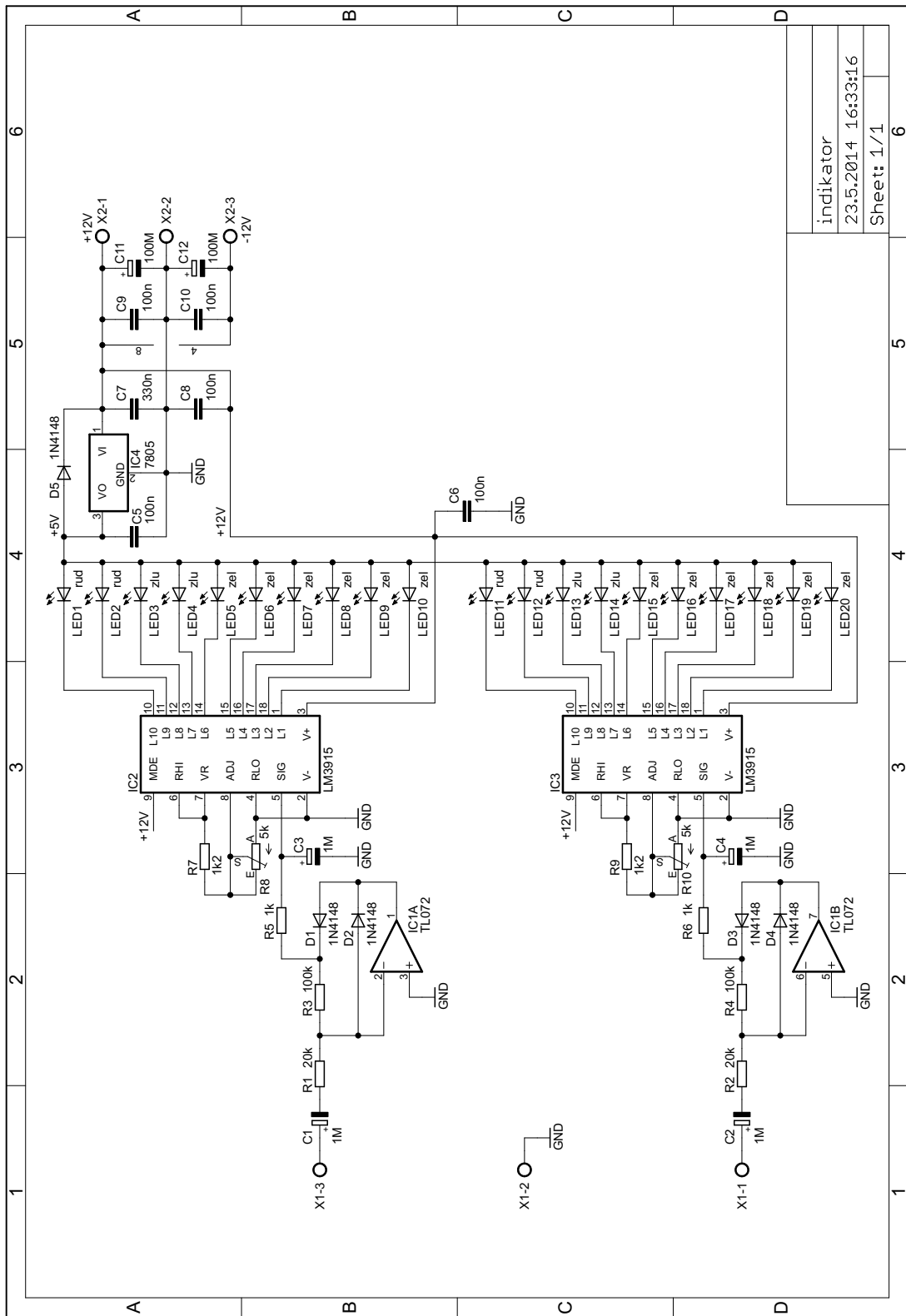
1 2 3 4 5 6 7 8

A B C D E

A.3 Sumační jednotka s odposlechem

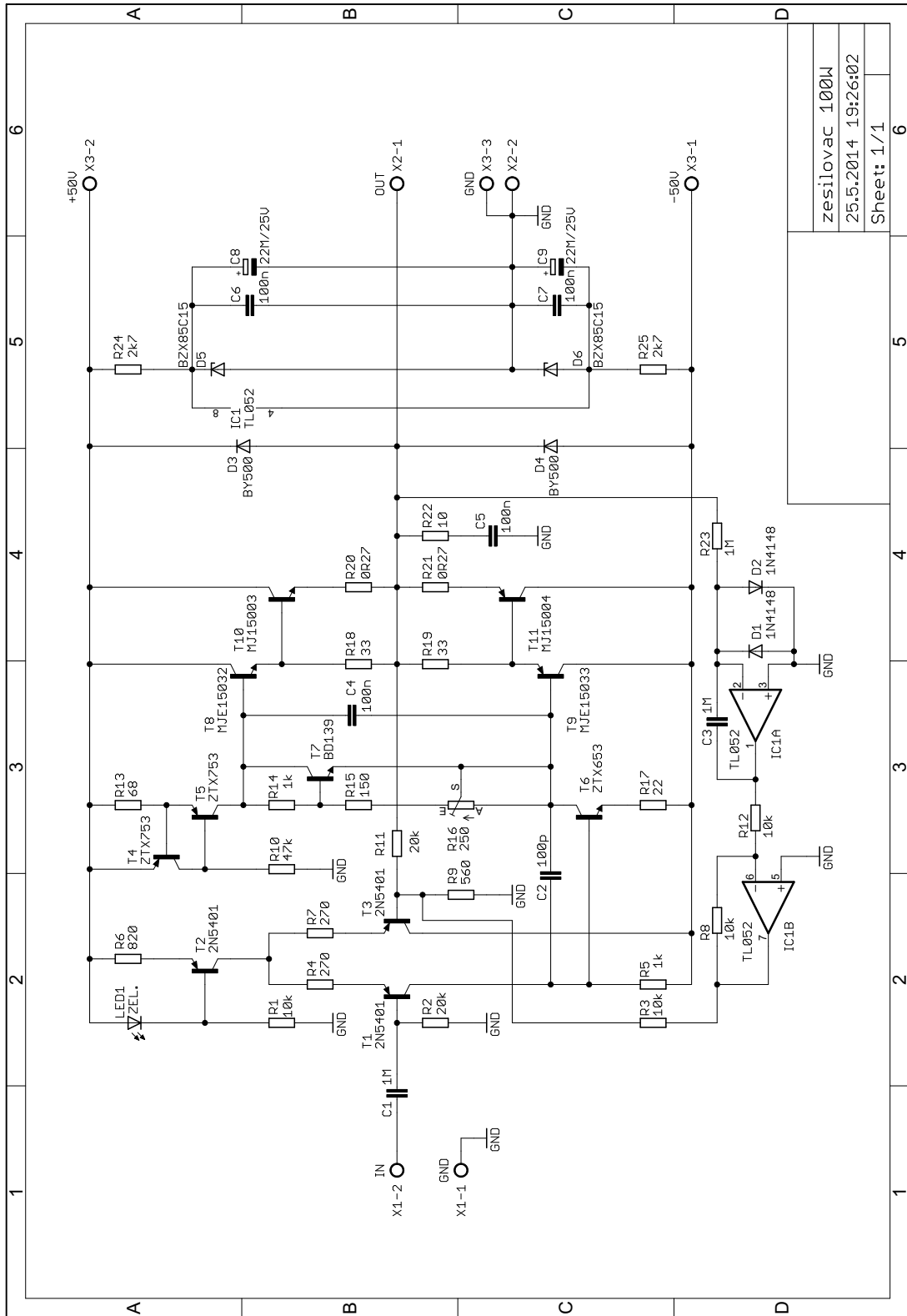


A.4 Stereo indikátor vybuzení



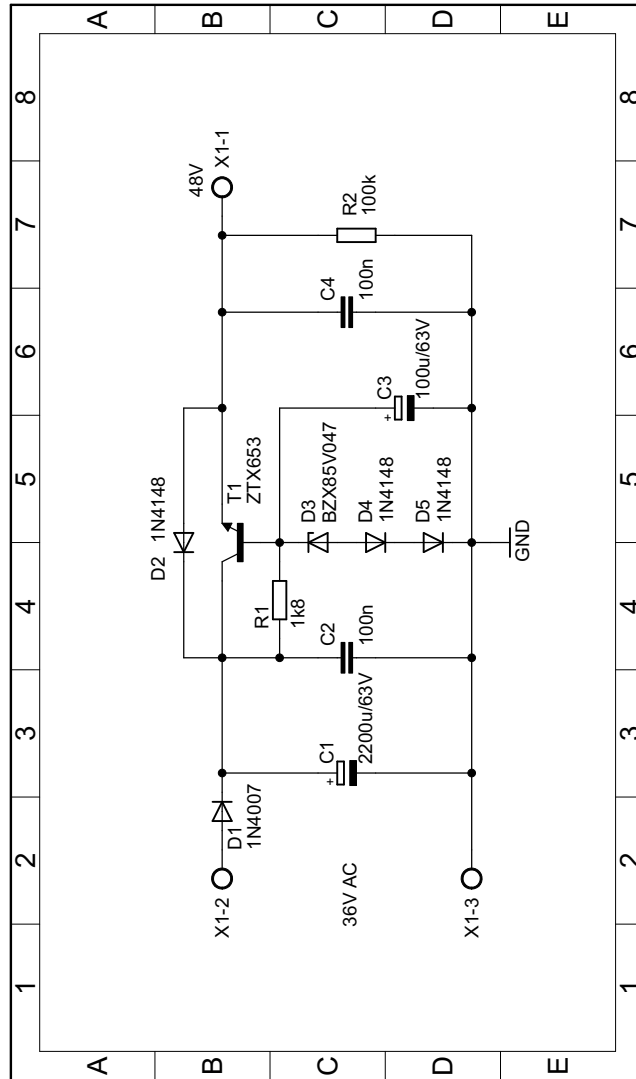
indikator
23.5.2014 16:33:16
Sheet: 1/1

A.5 Koncový zesilovač

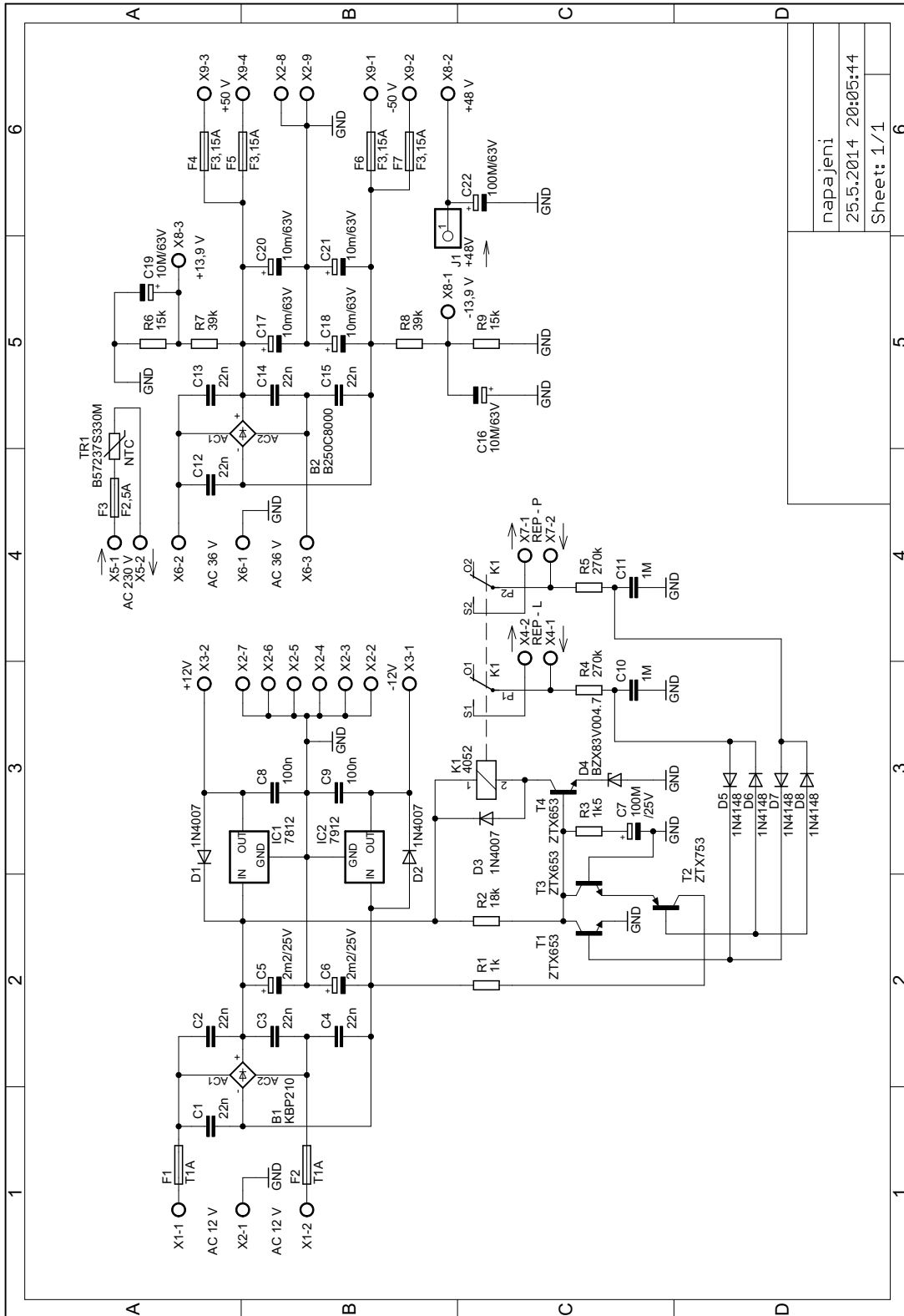


zesilovač 100W	
25.5.2014 19:26:02	
Sheet: 1/1	

A.6 Zdroj Phantomova napětí



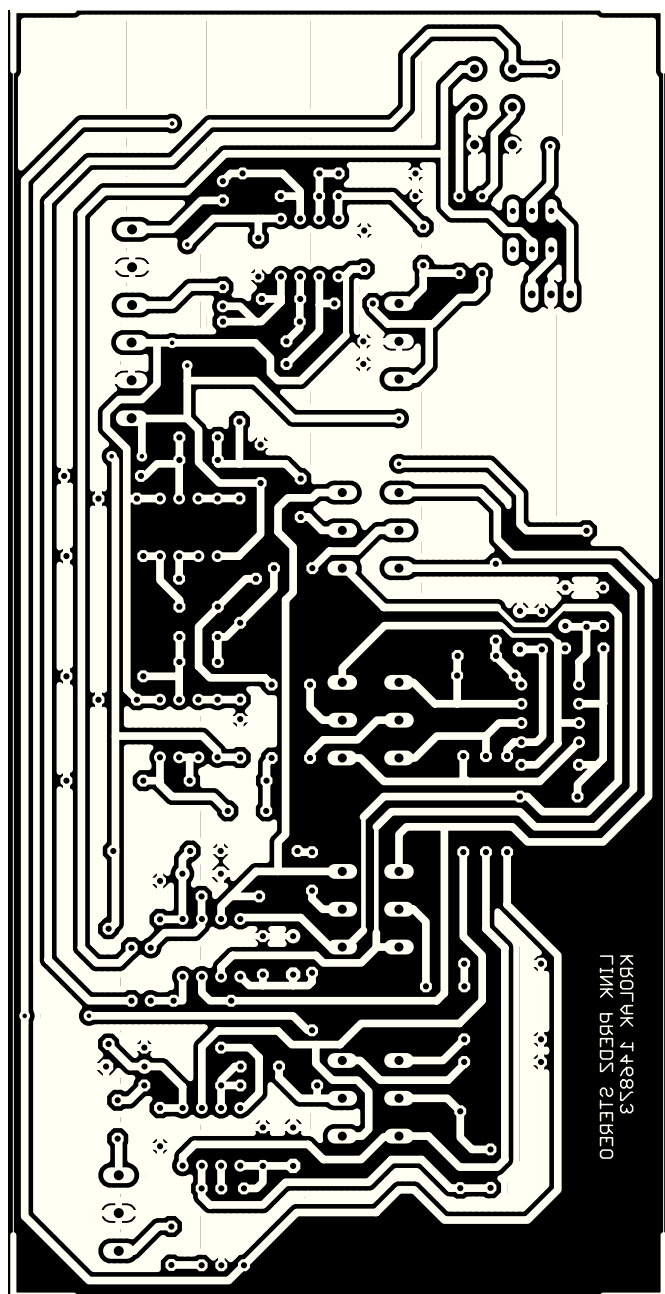
A.7 Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů



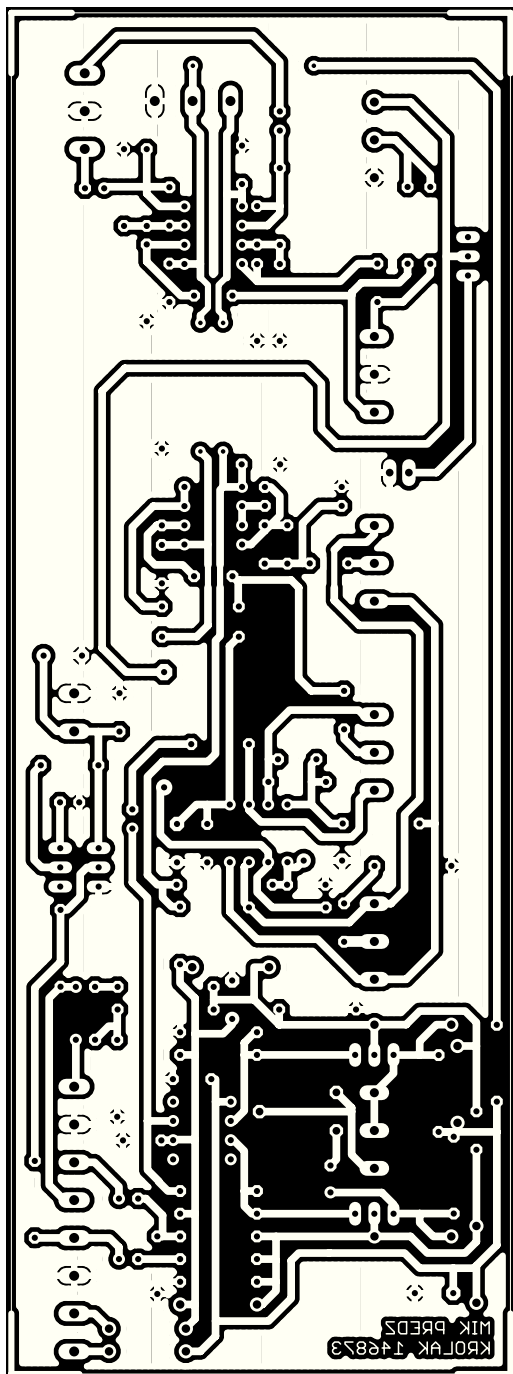
napajeni	
25.5.2014 20:05:44	
Sheet: 1/1	

B DESKY PLOŠNÝCH SPOJŮ

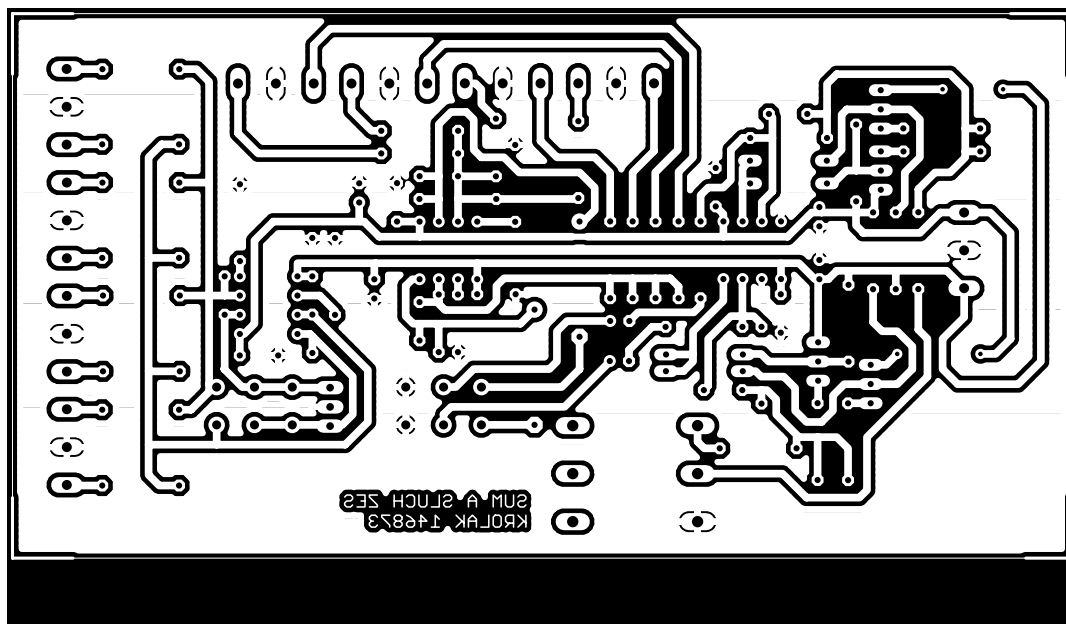
B.1 Vstupní stereofonní linková jednotka



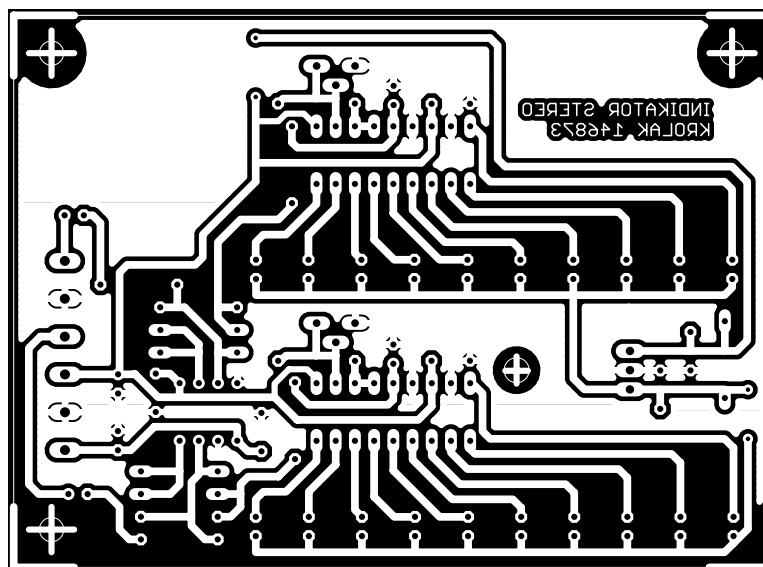
B.2 Vstupní mikrofonní jednotka



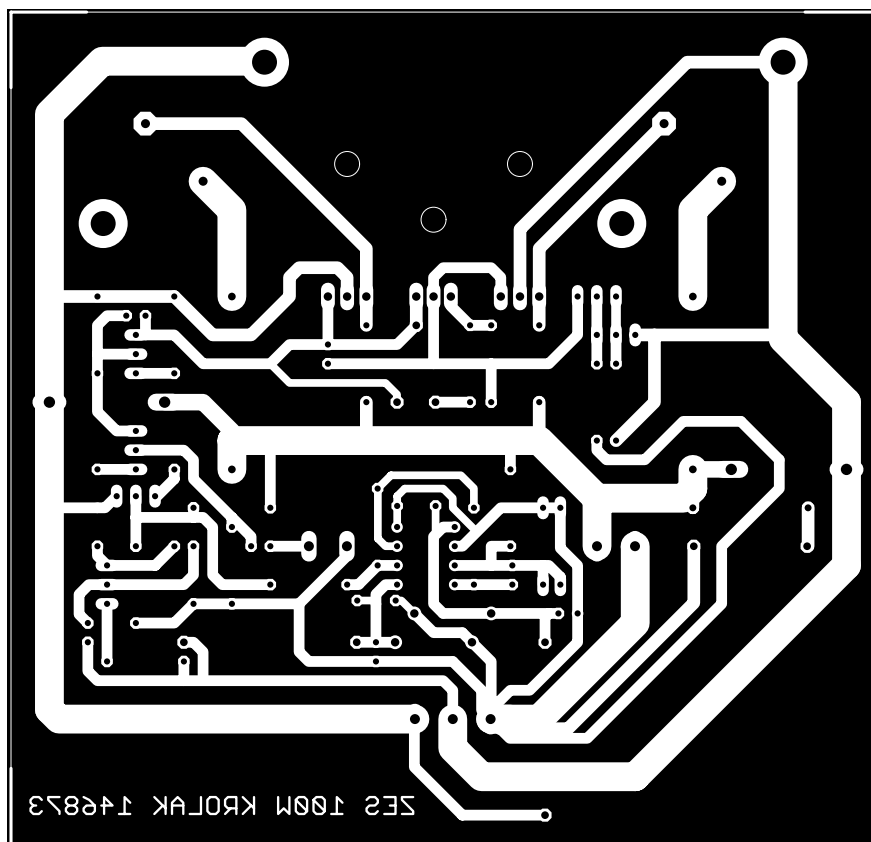
B.3 Sumační jednotka s odposlechem



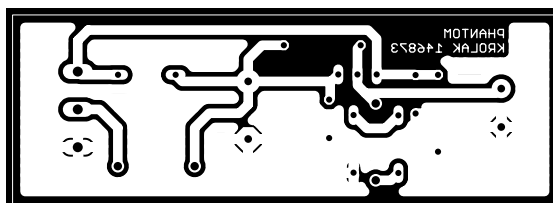
B.4 Stereo indikátor vybuzení



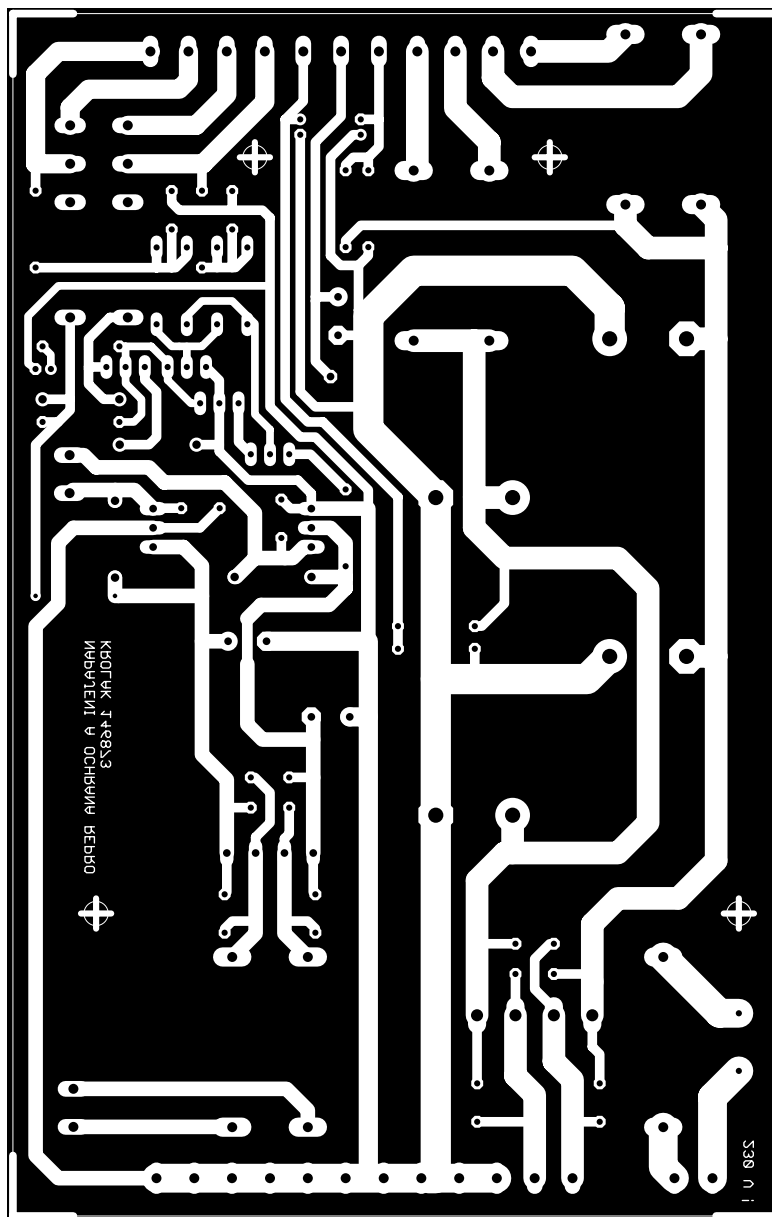
B.5 Koncový zesilovač



B.6 Zdroj Phantomova napětí

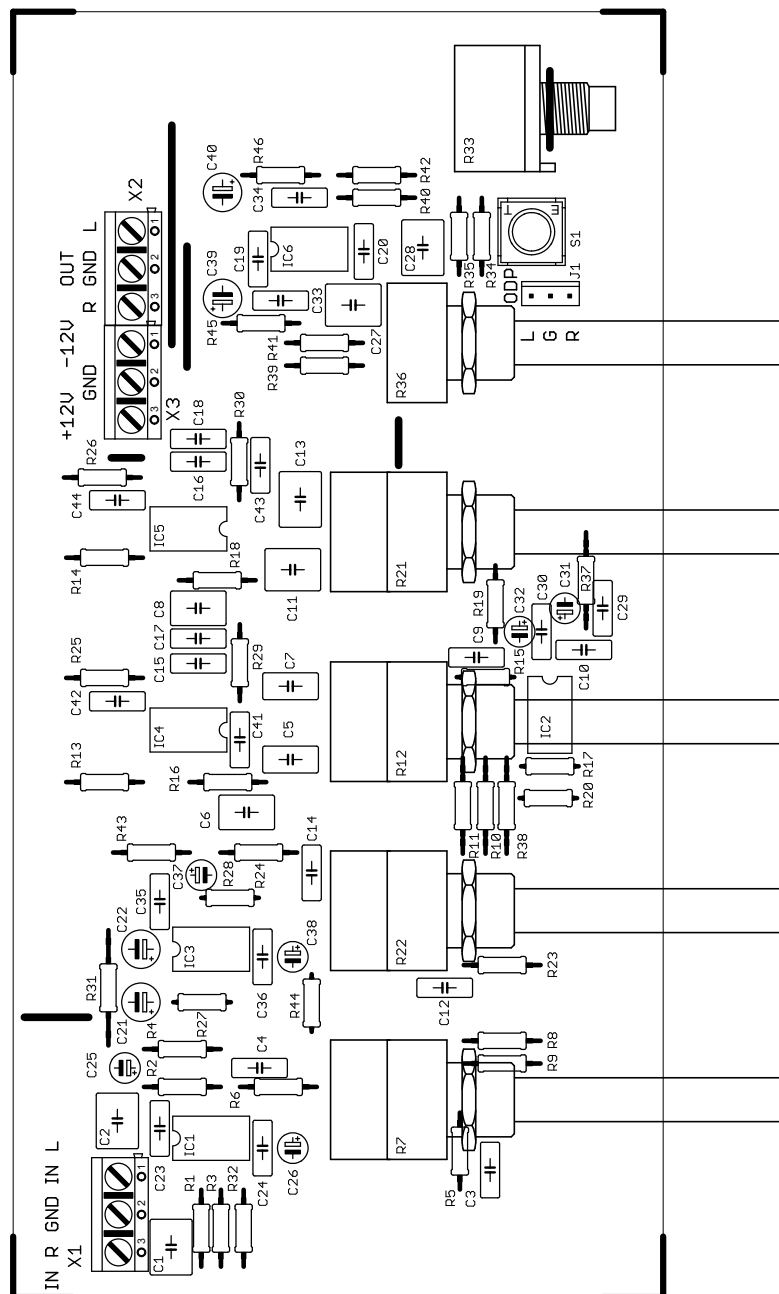


B.7 Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů

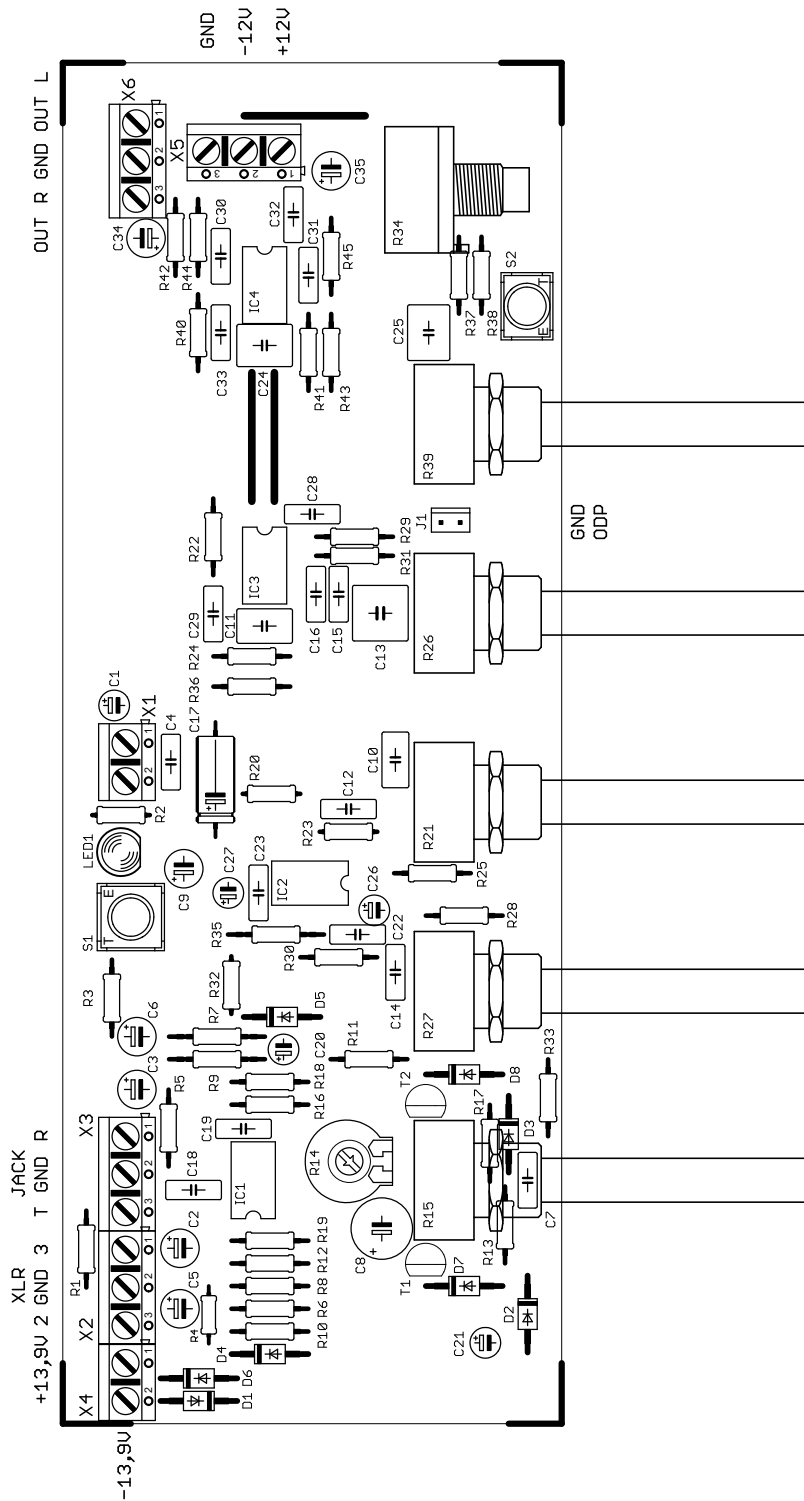


C OSAZOVACÍ NÁKRESY

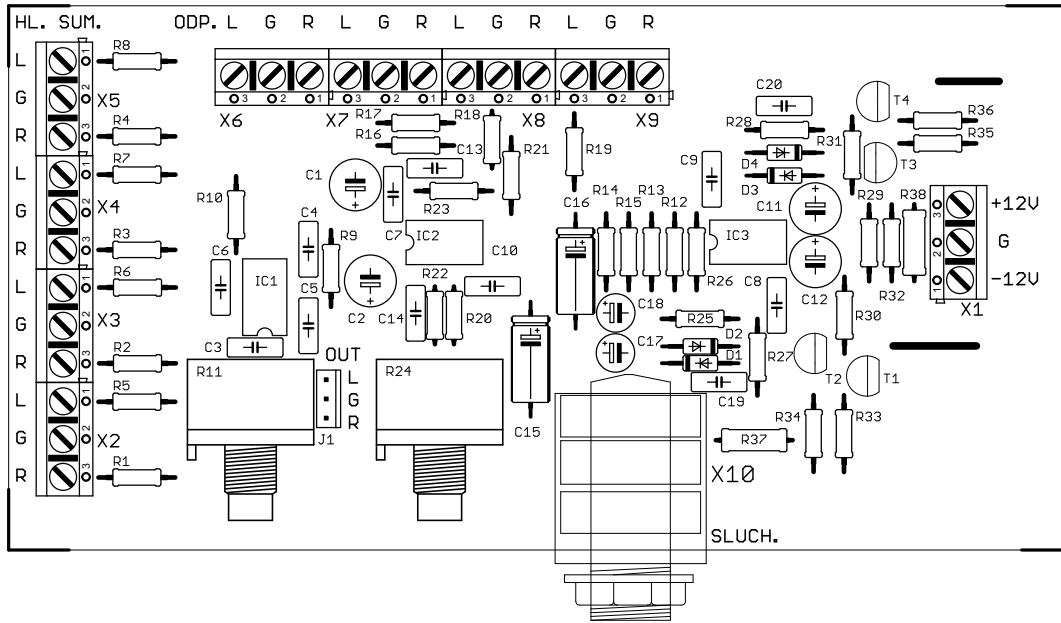
C.1 Vstupní stereofonní linková jednotka



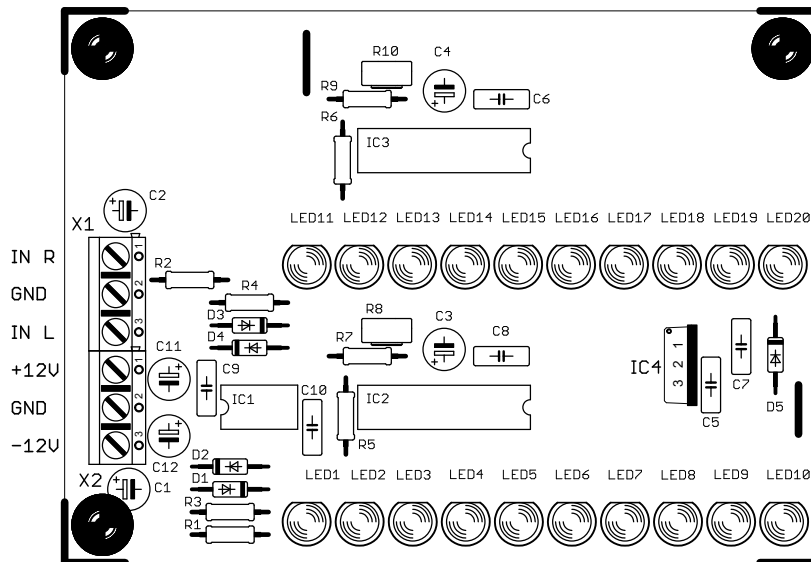
C.2 Vstupní mikrofonní jednotka



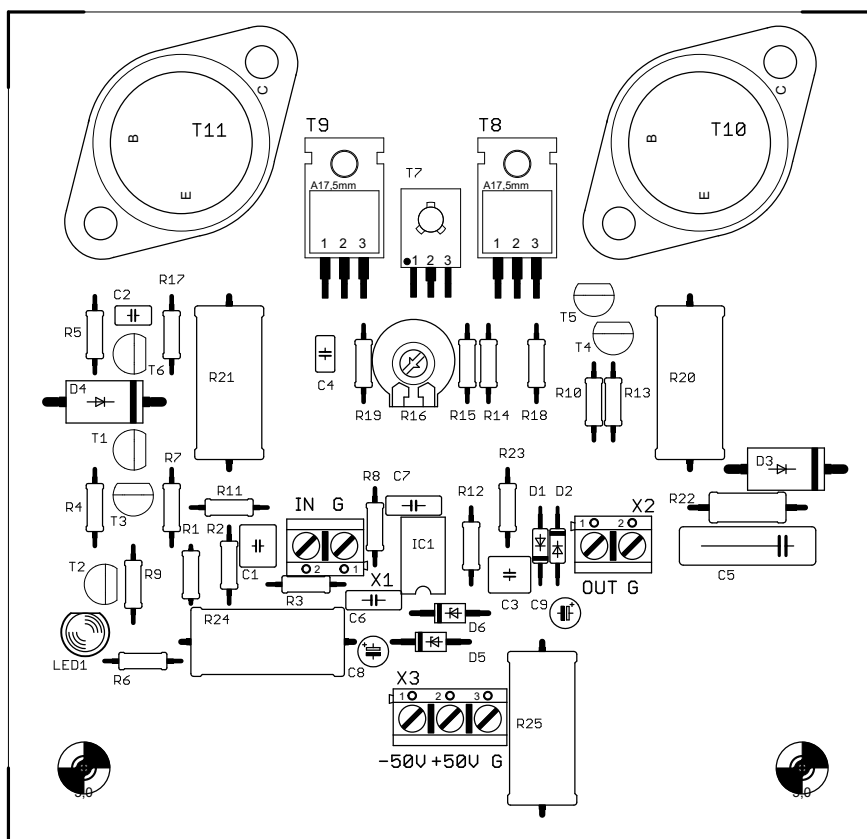
C.3 Sumační jednotka s odposlechem



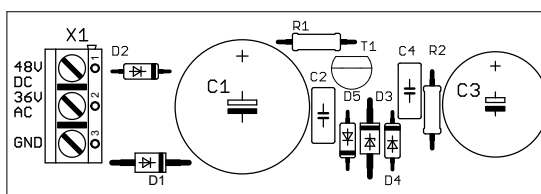
C.4 Stereo indikátor vybuzení



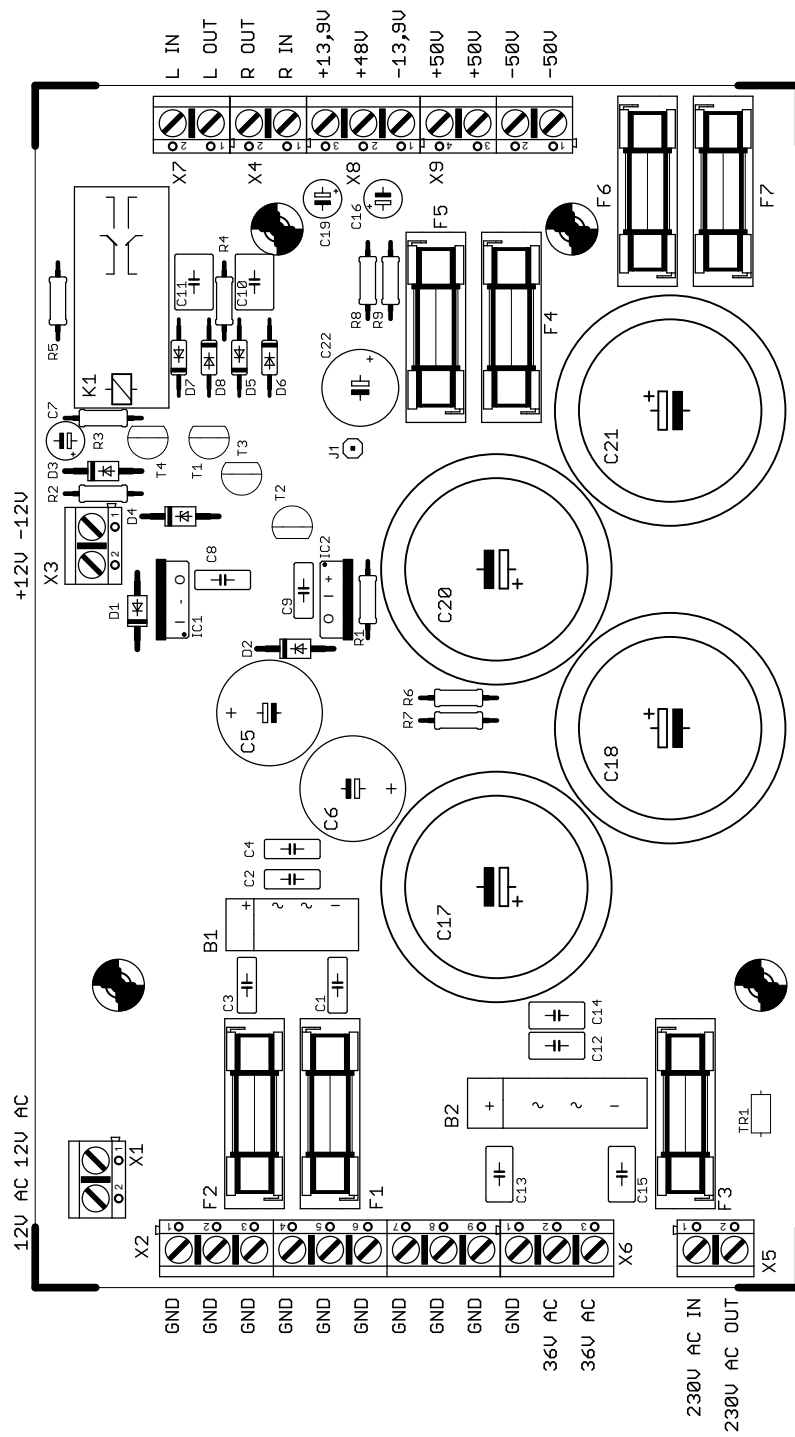
C.5 Výkonový koncový zesilovač



C.6 Zdroj Phantomova napětí



C.7 Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů



D SOUPLSKA SOUČÁSTEK

D.1 Vstupní stereofonní linková jednotka

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2, C27, C28	680n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C3, C4, C33, C34	33p	RM5	keramický kondenzátor, NPO
C5, C7	150n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C6, C8	1n	RM5	keramický kondenzátor, NPO
C9, C10	100p	RM5	keramický kondenzátor, P350
C11, C13	2M2	RM5	svitkový kondenzátor, MP
C12, C14 až C18	10n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C19, C20, C23, C24, C29, C30, C35, C36, C41 až C44	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C21, C22, C39, C40	4M7	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 100 V
C25, C26, C31, C32, C37, C38	47M	RM5	tantalový kondenzátor, 16 V
IC1 až IC6	TL072	DIP8	JFET operační zesilovač
R1, R2	56k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R3, R4	15k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R5, R6	18k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R7, R12, R21, R22	10k/N	PC16	lineární tandemový potenciometr
R8, R9	1k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R10, R11, R17, R19, R20, R27, R28, R15, R17	10k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R13, R14, R25, R26	100k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R16, R18, R23, R24, R29, R30	2k2	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R31, R32, R37, R38, R43, R44	47	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R33	22k/G	TP655	tahový potenciometr, log.
R34, R35	6k8	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R36	25k/N	PC16	lineární potenciometr
R39, R40, R45, R46	47k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R41, R42	12k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
S1		P-TURBO	tlačítkový přepínač
X1 až X3		AK500/3	svorkovnice

D.2 Zdroj Phantomova napětí

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	2200u	RM7,5	elektrolytický kondenzátor, 63V
C2, C4	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C3	100u	RM5	elektrolytický kondenzátor, 63V
D1	1N4007	DO41	polovodičová dioda, 1 A, 1 kV
D2, D4, D5	1N4148	DO35	pol. dioda, 100V, 0,2A, 8ns
D3	BZX85V047	DO41	zenerova dioda 47 V, 1,3 W
R1	1k8	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R2	100k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
T1	ZTX653	TO92	NPN tranzistor, 1 W
X1		AK500/3	svorkovnice do DPS

D.3 Vstupní mikrofonní jednotka

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	47M	RM5	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C2, C3, C9, C17, C34, C35	4M7	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C4	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C5, C6	33M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 50 V
C7	470p	RM5	keramický kondenzátor, Y5P
C8	220M	RM3,5	elektrolytický kondenzátor, 25 V
C10	150n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C11	1n	RM5	keramický kondenzátor, NPO
C12	100p	RM5	keramický kondenzátor, Y5P
C13	2M2	RM5	elektrolytický kondenzátor, 50 V
C14 až C16	10n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C18, C19, C22, C23, C28, C29, C32, C33	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C20, C21, C26, C27	47M	RM5	tantalový kondenzátor, 16 V
C24, C25	680n	RM5	fóliový kondenzátor, PET
C30, C31	33p	RM5	keramický kondenzátor, X7R
D1 až D8	1N4007	DO41	polovodičová dioda, 1 A, 1000 V
IC1	TL071	DIP8	JFET operační zesilovač
IC2 až IC4	TL072	DIP8	JFET operační zesilovač
LED1	rud	LED5mm	LED
R1, R3, R37, R38	6k8	LED5mm	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R4, R5, R40, R41, R44, R45	47k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R6, R7	10	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R8, R9, R13, R17 až R19, R42, R43	12k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R10, R11	1k8	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R12, R16	4k7	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R14	250	PT10	odporový trimr
R15, R21, R26, R27	10k/G	PC16	potenciometr, log.
R2, R20, R23, R25, R30	10k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R22, R29	100k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R24, R28, R31	2k2	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R32, R33, R35, R36	47	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R34	22k/G	TP655	potenciometr, log., tahový
R39	25k/N	PC16	potenciometr, lineární
S1, S2		P-TURBO	tlačítkový přepínač s aretací
T1, T2	BC550C	TO92	tranzistor, bipolární, NPN
X1, X4		AK500/2	svorkovnice do DPS
X2, X3, X5, X6		AK500/3	svorkovnice do DPS

D.4 Sumační jednotka s odposlechem

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2, C11, C12	100M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 16 V
C3, C4, C7 až C10	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C5, C6, C13, C14	22p	RM5	keramický kondenzátor, NPO
C15, C16	10M	RM15, axiální	elektrolytický kondenzátor, 40 V
C17, C18	10M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C19, C20	10p	RM5	keramický kondenzátor, NPO
D1 až D4	1N4148	DO35	pol. dioda, 100V, 0,2A, 8ns
IC1 až IC3	TL072	DIP8	JFET operační zesilovač
R1 až R8	15k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R9, R10, R29 až R32	3k3	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R11	50k/G	PC1622	otočný potenciometr, log., tandem
R12 až R19	56k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R20, R21	12k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R22, R23	120k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R24	10k/G	PC1622	otočný potenciometr, log., tandem
R25, R26	10k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R27, R28	100k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R33 až R36	15	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R37, R38	33/1W	309	rezistor, metalizovaný, 1 W, 1%
T1, T3	ZTX653	TO92	tranzistor, bipolární, NPN
T2, T4	ZTX753	TO92	tranzistor, bipolární, PNP
X1 až X9		AK500/3	svorkovnice do DPS
X10	ACJS-PC	JACK 6,3	konektor JACK 6,3 mm stereo

D.5 Stereo indikátor vybuzení

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1 až C4	1M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C5, C6, C8 až C10	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C7	330n	RM5	keramický kondenzátor, Z5U
C11, C12	100M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 16 V
D1 až D5	1N4148	DO35	pol. dioda, 100V, 0,2A, 8ns
IC1	TL072	TL072P	JFET operační zesilovač
IC2, IC3	LM3915	DIL18	log. indikátor úrovně
IC4	7805	TO220	stabilizátor napětí 5 V, 0,75 A
LED1, LED2, LED11, LED12		LED5mm	LED dioda, červená
LED3, LED4, LED13, LED14		LED5mm	LED dioda, žlutá
LED5 až LED10, LED15 až LED20		LED5mm	LED dioda, zelená
R1, R2	20k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R3, R4	100k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R5, R6	1k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R7, R9	1k2	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R8, R10	5k	CA6H	odporový trimr
X1, X2		AK500/3	svorkovnice do DPS

D.6 Výkonový koncový zesilovač

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C3	1M/50V	RM2,5	kondenzátor, MKS, 10%
C2	100p	RM5	kondenzátor, keramika Y5P
C4 až C7	100n/63V	RM2,5	kondenzátor, keramika X7R
C8, C9	10M/25V	RM2,5	kondenzátor, tantal
D1, D2	1N4148	DO35	pol. dioda, 100V, 0,2A, 8ns
D3, D4	BY500-1000	DO27	pol. Dioda, 1kV, 5A, 200ns
D5, D6	BZX85C15	DO41	Zenerova dioda, 15V, 1,3W
IC1	TL052CP	DIP8	operační zesilovač, J-FET
LED1		LED5mm	LED dioda, zelená
R1, R3, R8, R12	10k	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R2, R11	20k	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R4, R7	270	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R5	1k	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R6	820	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R9	560	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R10	47k	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R13	68	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R14	1k	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R15	100	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R16	250	PT 10-L	trimr, uhlíkový, 0,1W
R17	22	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R18, R19	33	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R20, R21	0R27	922	rezistor, drátový, 5W, 5%
R22	10	411	rezistor, metaloxid, 2W, 5%
R23	1M	207	rezistor, metalizovaný, 0,5W, 1%
R24, R25	2k7	922	rezistor, drátový, 5W, 5%
T1 až T3	2N5401	TO92	tranzistor, bipolární, PNP
T4, T5	ZTX753	TO92	tranzistor, bipolární, PNP
T6	ZTX653	TO92	tranzistor, bipolární, NPN
T7	BD139	TO126	tranzistor, bipolární, NPN
T8	MJE15032	TO220	tranzistor, bipolární, NPN
T9	MJE15033	TO220	tranzistor, bipolární, PNP
T10	MJ15003	TO3	tranzistor, bipolární, NPN
T11	MJ15004	TO3	tranzistor, bipolární, PNP
X1, X2		AK500/2	svorkovnice do DPS
X3		AK500/3	svorkovnice do DPS

D.7 Napájecí zdroj s ochranou reproduktorů

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
B1	KBP210	2KBP	usměrňovací můstek, 2A
B2	B250C8000	KBU	usměrňovací můstek, 8A
C1 až C4	22n	RM5	fóliový kondenzátor PET, 63 V
C5, C6	2m2	RM5	elektrolytický kondenzátor, 25 V
C7	100M	RM2,5	elektrolytický kondenzátor, 25 V
C8, C9	100n	RM5	keramický kondenzátor, X7R
C10, C11	1M	RM5	fóliový kondenzátor PET, 63 V
C12 až C15	22n	RM5	fóliový kondenzátor PET, 250 V
C16, C19	10M	RM2	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C17, C18, C20, C21	10m	RM10	elektrolytický kondenzátor, 63 V
C22	100M	RM5	elektrolytický kondenzátor, 63 V
D1 až D3	1N4007	DO41	polovodičová dioda, 1 A, 1000 V
D4	BZX83V004.7	BZX85	zenerova dioda 4,7 V, 0,5 W
D5 až D8	1N4148	DO35	pol. dioda, 100V, 0,2A, 8ns
D9	BZX85V047	BZX85	zenerova dioda 47 V, 1,3 W
F1, F2	T1A	SH22,5	držák 22,5 mm s trub. pojistkou
F3	T2A	SH22,5	držák 22,5 mm s trub. pojistkou
F4 až F7	F3,15A	SH22,5	držák 22,5 mm s trub. pojistkou
IC1	7812	TO220	stabilizátor napětí 12 V, 1 A
IC2	7912	TO220	stabilizátor napětí -12 V, 1 A
K1	40.52.9.012.0000		relé s DC cívkou 12 V, 55 mA
R1	1k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R2	18k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R3	1k5	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R4, R5	220k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R6, R9	15k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R7, R8	39k	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
R10	120	207	rezistor, metalizovaný, 0,6 W, 1%
T1, T3, T4	ZTX653	TO92	NPN tranzistor, 1 W
T2	ZTX753	TO92	PNP tranzistor, 1 W
TR1	B57237S330M	RM7,5	NTC termistor, 33 Ω, 2,5 A
X1, X3 až X5, X7		AK500/2	svorkovnice do DPS
X2		AK500/9	svorkovnice do DPS
X6, X8		AK500/3	svorkovnice do DPS
X9		AK500/4	svorkovnice do DPS

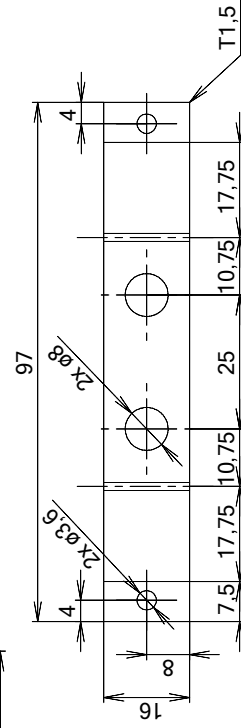
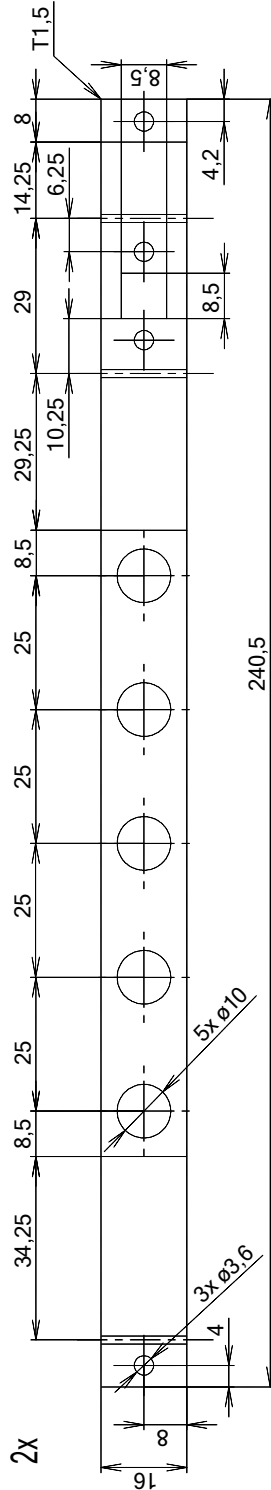
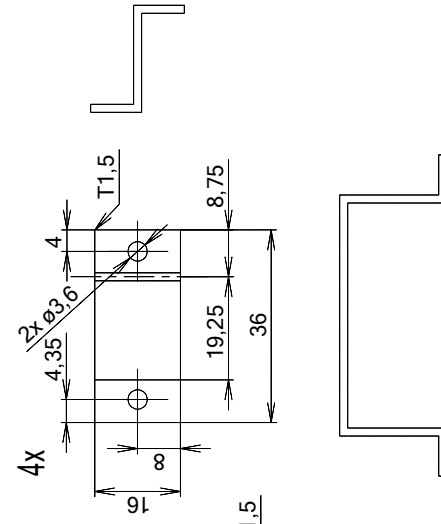
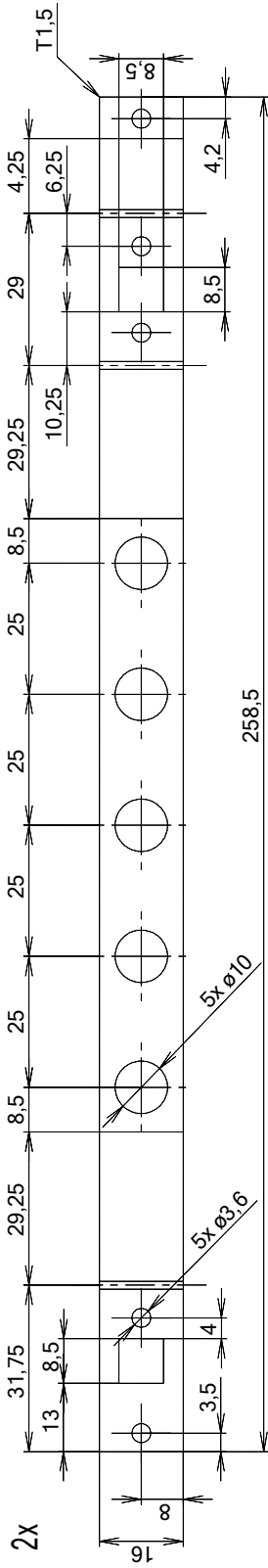
E VÝKRES KONSTRUKČNÍCH PRVKŮ

1

2

3

4



Výkres konstrukčních prvků pro mixážní pult
David Krolák 2014 VUT BRNO

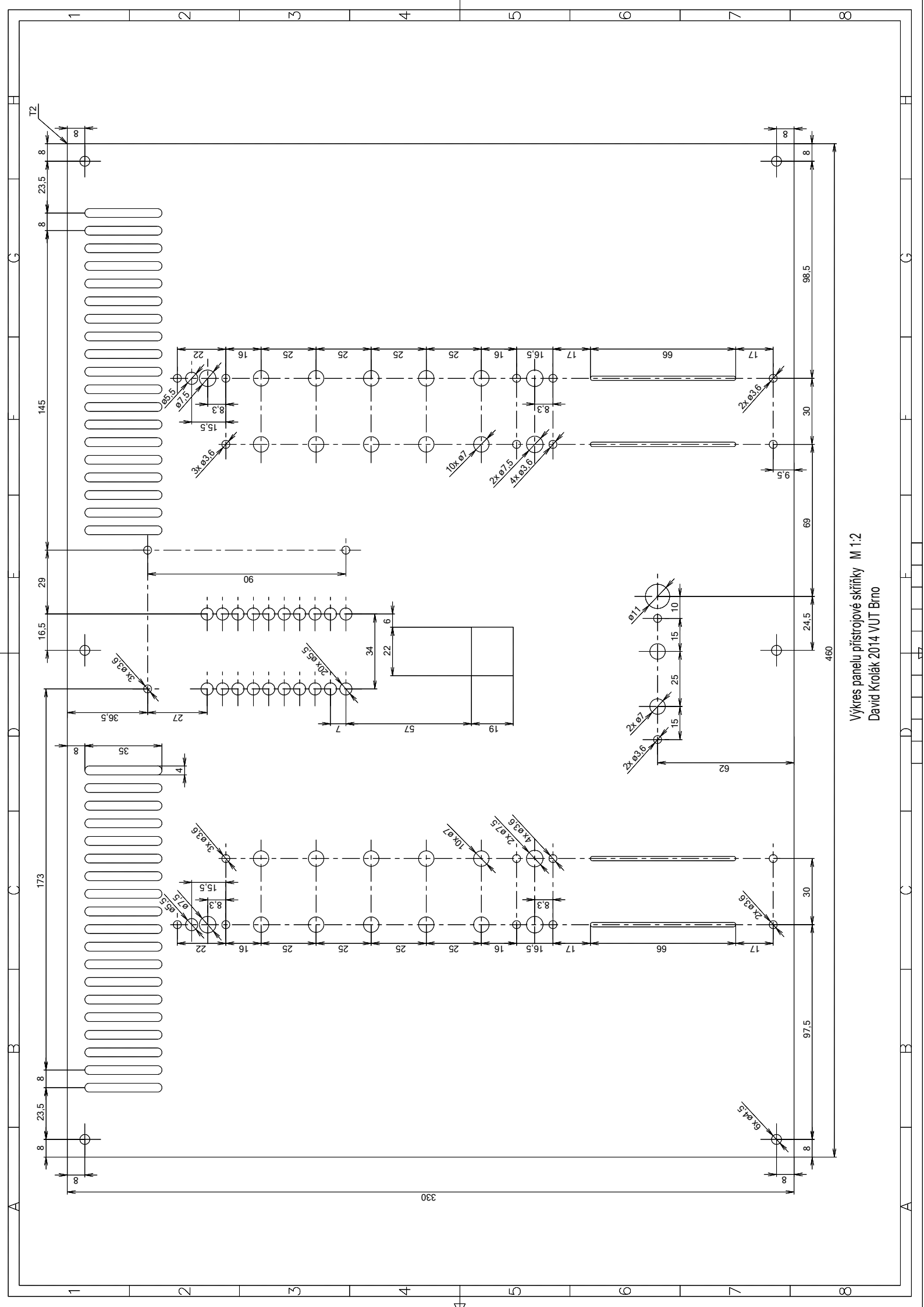
1

2

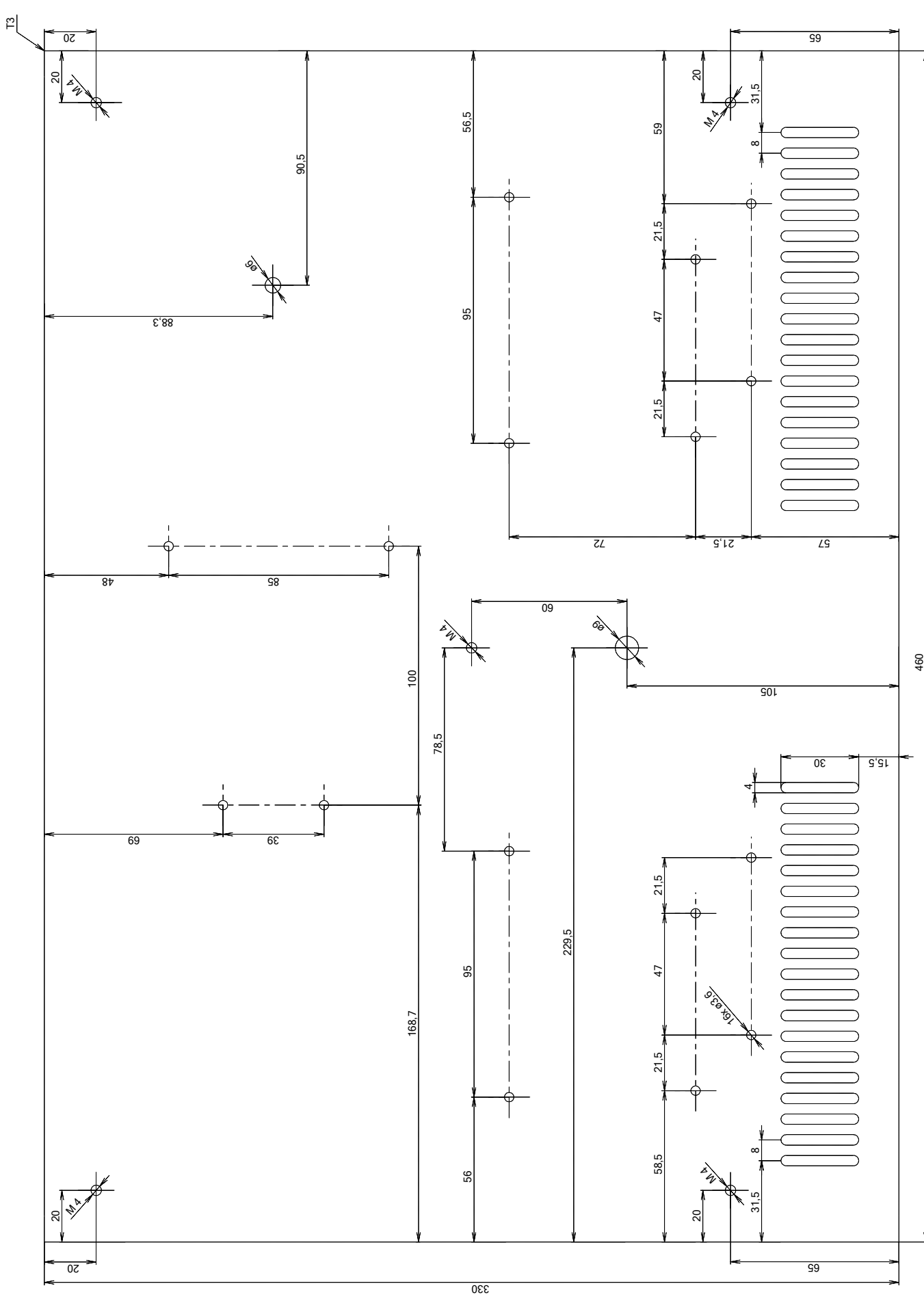
3

4

F VÝKRESY PŘÍSTROJOVÉ SKŘÍŇKY

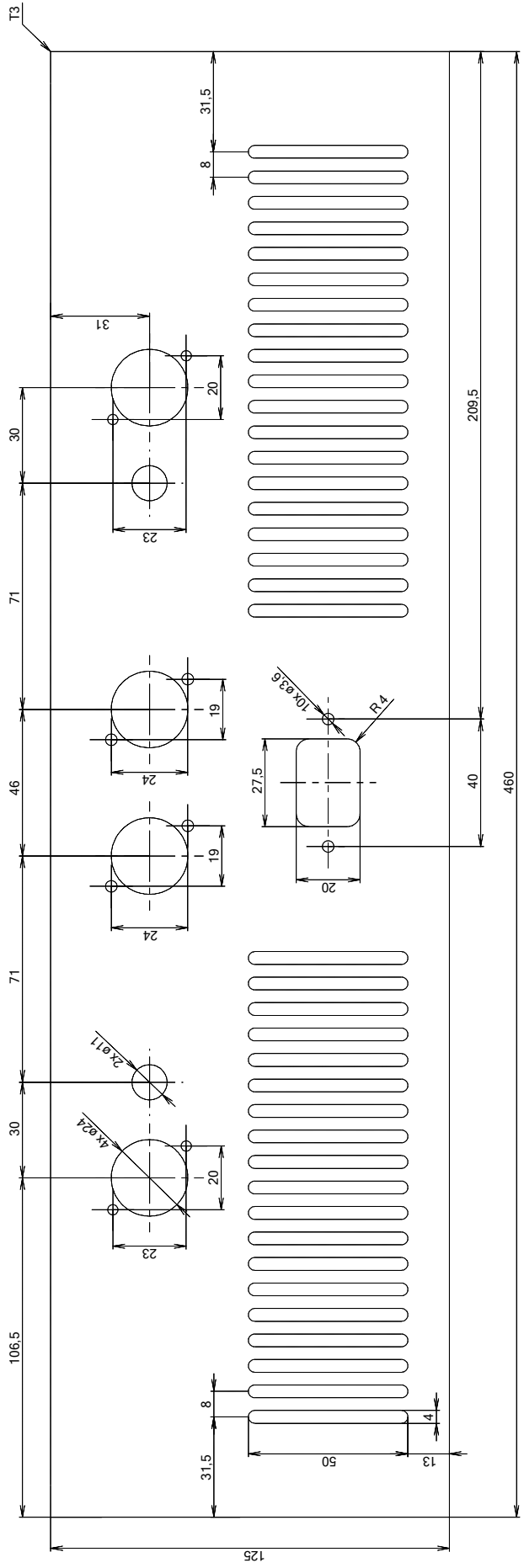


Výkres panelu přístrojové skříňky M 1:2
David Krolák 2014 VUT Brno

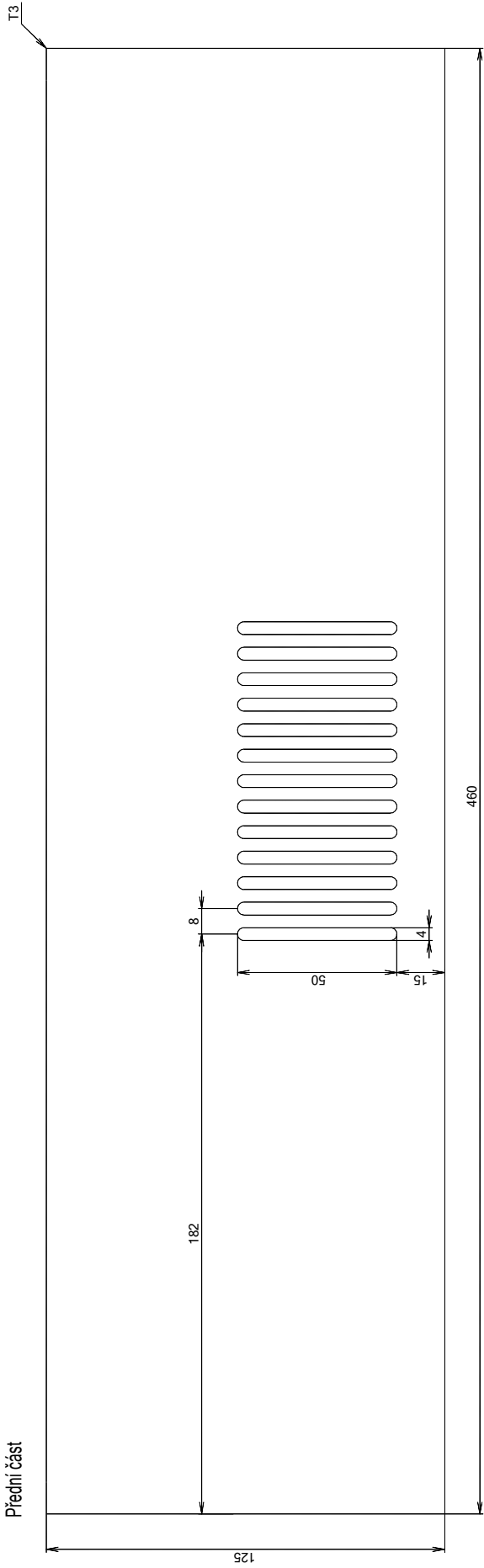


Výkres spodní části přístrojové skříňky M1.2
David Krolák 2014 VUT Brno

Zadní část



Přední část



1 2 3 4 5 6 7 8

panel

zadek

Pohled z boku

předek

spodek

T3

Bočnice 2x

125

324

1 2 3 4 5 6 7 8

Výkres bočnice přístrojové skříňky M 1:2
David Krolák 2014 VUT Brno

A B C D E F G H

A B C D E F G H