

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 ELECTROINCS

ELEKTRONKOVÝ SLUCHÁTKOVÝ ZESILOVAČ

VACUUM-TUBE HEADPHONE AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

JIŘÍ ČAPKA

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR prof. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor Elektronika a sdělovací technika

Student:Jiří ČapkaRočník:3

ID: 106393 *Akademický rok:* 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Elektronkový sluchátkový zesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Návrhněte zapojení sluchátkového zesilovače na bázi součástkové základny moderních elektronek, včetně návrhu pasivního korektoru. Zesilovač by měl být schopen pracovat do sluchátek s impedancemi 32 až 320 ohmů. K zesilovači navrhněte vhodnou napájecí jednotku. Vlastnosti navržených zapojení oveřte simulacemi v programu PSpice.

Na základě předchozích prací proveďte návrhy desek plošných spojů v programu Eagle. Proveďte kompletní konstrukci sluchátkového zesilovače s elektronkami, včetně pasivního korektoru a napájecí jednotky. Zapojení oživte, proměřte jeho základní parametry a srovnejte s parametry obdrženými počítačovou simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KOTISA, Z. NF zesilovače 1. - předzesilovače. Praha: BEN - technická literatura, 2002.

[2] VLACH, J., VLACHOVÁ, V. Lampárna - aneb Co to zkusit s elektronkami? Praha: BEN - technická literatura, 2004.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

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.

LICENČNÍ SMLOUVA POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení:	Jiří Čapka
Bytem:	Sadová 980, Nivnice, 687 51
Narozen/a (datum a místo):	10. ledna 1988 v Uherském Hradišti

(dále jen "autor")

а

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00 jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika (dále jen "nabyvatel")

Čl. 1

Specifikace školního díla

- 1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):
 - □ disertační práce
 - □ diplomová práce
 - 🗷 bakalářská práce
 - ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako (dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP:	Elektronkový sluchátkový zesilovač
Vedoucí/ školitel VŠKP:	prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.
Ústav:	Ústav radioelektroniky
~	

Datum obhajoby VŠKP:

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

🗷 v tištěné formě – počet exemplářů: 2

- 🗷 v elektronické formě počet exemplářů: 2
- Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
- 3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
- 4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

- 1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užít, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizovaní výpisů, opisů a rozmnoženin.
- 2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
- 3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ihned po uzavření této smlouvy
 - □ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - □ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - □ 5 let po uzavření této smlouvy
 - 10 let po uzavření této smlouvy (z důvodu utajení v něm obsažených informací)
- 4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

- 1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
- 2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
- 3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísni a za nápadně nevýhodných podmínek.
- 4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 27. května 2010

.....

.....

Nabyvatel

Autor

ABSTRAKT

Cílem této bakalářské práce byl kompletní návrh a realizace elektronkového sluchátkového zesilovače postaveného na bázi moderních elektronek. Zesilovač má být schopen provozu v rozsahu zatěžovacích impedancí 32 - 320 Ω . Dalším cílem byl návrh a konstrukce napájecí jednotky a obvodu pasivního korektoru pro tento zesilovač. Návrh je omezen na zesilovač bez výstupního transformátoru (tzv. zapojení output transformer-less - OTL). Navržené zapojení bylo podrobeno simulacím v programu PSpice. Nedílnou součástí práce byl návrh DPS v programu Eagle. Výsledky simulace byly porovnány s ručním návrhem a s výsledky měření.

KLÍČOVÁ SLOVA

Elektronkový sluchátkový zesilovač, OTL, Dynamická sluchátka, Pasivní korektor

ABSTRACT

The aim of this bachelor's thesis was a complete design and realization of a vacuum-tube headphone amplifier built on the basis of a modern vacuum-tubes. Amplifier should be able to operate in the range of load impedance from 32 to 320 Ω . Another aim of the project was to design and construct a power supply unit and a passive equalizer circuit for the amplifier. The project is limited to the amplifier without output transformer (so-called output transformer-less - OTL). The proposed appliance was simulated in PSpice program. An integral part of the project was to design PCB using software Eagle. The simulation results were compared with manual design and measurement results.

KEYWORDS

Vacuum-tube headphone amplifier, OTL, Dynamic headphones, Passive equalizer

ČAPKA, J. *Elektronkový sluchátkový zesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 36 s., 10 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Elektronkový sluchátkový zesilovač 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 zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce prof. ing. Lubomíru Brančíkovi, CSc. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

Obsah

0	bsah	1		.1
Se	zna	m obrá	ízků	.2
Se	zna	m tabu	ılek	.2
1	Úvo	o d		.3
	1.1	Zákla	dní požadavky na zesilovač	.4
2	Pop	ois obv	odů s elektronkami	.5
	2.1	Princi	ip činnosti elektronek	. 5
	2.2	Zákla	dní parametry elektronek	.6
	2.3	Zákla	dní stupně s elektronkami	.7
		2.3.1	Zapojení se společnou katodou	.7
		2.3.2	Zapojení se společnou anodou	.9
		2.3.3	Zapojení SRPP	.9
		2.3.4	Zapojení WCF	10
3	Náv	vrh zes	ilovače	12
	3.1	Návrł	n prvního zesilovacího stupně	12
	3.2	Návrł	n pasivního korektoru	14
	3.3	Návrł	n koncového stupně	17
	3.4	Návrł	n napájecí jednotky	21
		3.4.1	Zdroj žhavícího napětí	21
		3.4.2	Zdroj anodového napětí	22
		3.4.3	Návrh obvodu zpožděného připojení výstupu	24
	3.5	Konst	trukce zesilovače	25
4	Sim	nulace	a měření zapojení	28
	4.1	Zdroj	žhavení	28
	4.2	Zdroj	anodového napětí	28
	4.3	Simu	lace a měření zesilovače	29
5	Záv	věr		32
Po	oužit	tá liter:	atura	33
Se	zna	m velič	in, symbolů a zkratek	34
Se	zna	m přílo	oh	36

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 2.1:	PŘEVODNÍ A ANODOVÁ CHARAKTERISTIKA TRIODY ECC99 [8]	7
Obr. 2.2:	SCHÉMA ZAPOJENÍ SE SPOLEČNOU KATODOU	8
Obr. 2.3:	ZAPOJENÍ SE SPOLEČNOU ANODOU	9
Obr. 2.4:	ZAPOJENÍ SRPP	10
Obr. 2.5:	SCHÉMA ZAPOJENÍ WCF	11
Obr. 3.1:	NÁHRADNÍ OBVODOVÉ SCHÉMA PASIVNÍHO KOREKTORU	14
Obr. 3.2:	KROKOVANÉ PRŮBĚHY SAMOSTATNÉHO KOREKTORU	17
Obr. 3.3:	CELKOVÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ ZESILOVAČE	20
Obr. 3.4:	SCHÉMA ZAPOJENÍ ZDROJE ŽHAVÍCÍHO NAPĚTÍ	21
Obr. 3.5:	SCHÉMA ZDROJE ANODOVÉHO NAPĚTÍ	22
Obr. 3.6:	Obvod zpožděného připojení výstupu	25
Obr. 3.7:	OSAZENÁ DPS SLUCHÁTKOVÉHO ZESILOVAČE	26
Obr. 3.8:	OSAZENÁ DPS NAPÁJECÍ JEDNOTKY	26
Obr. 3.9:	Kompletní konstrukce zesilovače	27
Obr. 4.1:	Kmitočtová charakteristika zesilovače - simulace při $Z = 320\Omega$	30
Obr. 4.2:	Kmitočtová charakteristika zesilovače - měřeno při $Z = 320\Omega$	31

SEZNAM TABULEK

Tab. 1.1:	PARAMETRY SLUCHÁTEK SENNHEISER A AKG [4],[5]	4
Тав. 4.1:	VÝSLEDKY NÁVRHU A SIMULACE ZDROJE ŽHAVENÍ	
Тав. 4.2:	VÝSLEDKY NÁVRHU A SIMULACE ZDROJE ANODOVÉHO NAPĚTÍ	
Тав. 4.3:	VÝSLEDKY NÁVRHU, SIMULACE A MĚŘENÍ ZESILOVAČE	
Тав. 4.4:	NAMĚŘENÉ HODNOTY <i>THD</i> + <i>N</i>	30

1 ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá návrhem a realizací kvalitního elektronkového sluchátkového zesilovače konstruovaného na bázi moderních elektronek, včetně návrhu pasivního korektoru a napájecí jednotky. Jedná se o zesilovač dvoukanálový – stereofonní. Při návrhu je nutno zohlednit základní požadavky kladené na nízkofrekvenční zařízení jako jsou například kmitočtový rozsah, výstupní impedance a napěťová úroveň zdroje signálu, impedance sluchátek, citlivost sluchátek a s ním související jmenovitý výstupní výkon zesilovače, odstup užitečného signálu od šumu (S/N) apod.

Vývoj nových typů elektronek začal s rozšířením polovodičových prvků stagnovat, ale elektronky si dosud udržely svoje nezastupitelné místo například u rozhlasových vysílačů a zejména u různých hudebních aparatur pro svůj příjemný charakter zvuku, který vykazuje sice větší, ale pro lidské ucho mnohem příjemnější zkreslení oproti polovodičovým zesilovačům [4]. Velkou nevýhodou oproti polovodičovým zesilovačům je nutnost použití vyššího napájecího napětí, žhavícího napětí a výstupního transformátoru pro přizpůsobení vysokého výstupního odporu elektronkového zesilovacího stupně k nízké impedanci zátěže v podobě reproduktorů. Je třeba si uvědomit, že elektronkové zesilovače vykazují velmi malou účinnost oproti zesilovačům tranzistorovým.

Většina současně dostupných sluchátek funguje na elektrodynamickém principu. Elektrodynamický princip je také často označován jako elektromagnetický a je obdobný elektromagnetickému principu činnosti reproduktorů uvedenému v [1]. Další v současnosti často používaná jsou sluchátka elektrostatická. Jsou velmi kvalitní, dosahují velmi nízkého zkreslení a mají široký kmitočtový rozsah, k jejich funkci je však zapotřebí speciálního zesilovače. Příklad takových sluchátek je uveden v [2]. Tento návrh se bude týkat zesilovače pro dynamická sluchátka.

Vzhledem ke špatné dostupnosti kvalitního výstupního transformátoru pro elektronkový sluchátkový zesilovač a značně složitému návrhu a realizaci takového transformátoru je toto řešení omezeno na konstrukci bez výstupního transformátoru (OTL). Tento fakt sebou přináší mnohé výhody, ale samozřejmě i nevýhody. Správně navržené zapojení OTL má mnohem vyšší mezní kmitočet než zapojení s výstupním transformátorem, což je dáno vyloučením vlivu parazitních vlastností reálného transformátoru. Jednou z nevýhod je požadavek na co nejnižší výstupní odpor koncového stupně, aby byl zesilovač schopen efektivně pracovat do nízkoimpedanční zátěže s nízkým zkreslením. Výstupní odpor zesilovacího stupně lze ovlivnit vhodným způsobem zapojení a volbou elektronek.

Napájecí jednotka je nedílnou součástí každého zesilovače. Je důležité, aby zdroj pro elektronkový sluchátkový zesilovač vykazoval co nejmenší zvlnění, zamezí se tak pronikání rušivých napětí do částí zesilovače. Obvod zesilovače obsahuje pasivní korektor, pomocí něhož můžeme ovlivnit přenos vysokých a nízkých kmitočtů a přizpůsobit tak zvuk vkusu posluchače.

Cílem této práce je také získání a vyhodnocení výsledků pomocí simulace v programu PSpice. Pro větší efektivnost jsou simulace záměrně rozděleny na jednotlivé bloky – simulace zdroje pro žhavení elektronek, zdroje napájení elektronek a samotného zesilovače s pasivním korektorem a následně jsou bloky spojeny.

1.1 Základní požadavky na zesilovač

Požadavky kladené na audio zařízení vyplývají z dosud objasněných poznatků o zvuku a jeho vnímání lidským sluchem. Lidské ucho je schopno vnímat kmitočty zhruba od 20Hz do 20kHz, někdy je tento interval uváděn s mírnou odlišností a závisí na stáří [1]. Úkolem sluchátkového zesilovače je celé toto frekvenční pásmo zesílit a přenést k elektroakustickému měniči (v tomto případě k dynamickým sluchátkům). Slyšitelné pásmo je důležité přenést s malým frekvenčním zkreslením – tomu odpovídá lineární frekvenční charakteristika sluchátkového zesilovače. Sluchátka nižší kvality mají často nelineární kmitočtovou charakteristiku, je tedy vhodné vřadit do signálové cesty frekvenční korektor. Je také nežádoucí, aby v zesilovači vznikaly další druhy zkreslení. Z hlediska zkreslení je u zesilovačů nejvýhodnější třída A, aktivními prvky u této třídy neustále protéká vysoký klidový proud [3].

Dalším důležitým faktorem, který ovlivňuje jakost poslechu je jmenovitý výstupní výkon. Zde se opět vychází z poznatků o sluchu a o zdrojích zvuku, lidským uchem vnímáme bezbolestně zvuky o hladině akustického tlaku od $L_p = 0$ dB až po $L_p = 130$ dB. Hladina akustického tlaku L_p se také značí jako *SPL* a lze ji určit pomocí vztahu [1]:

$$L_p = SPL = 20 \cdot \log\left(\frac{p}{p_0}\right),\tag{1.1}$$

kde *p* je akustický tlak a p_0 je referenční hodnota akustického tlaku $p_0 = 20 \mu$ Pa. Hladina akustického tlaku nám později pomůže stanovit potřebný výkon zesilovače. Dosáhnout hodnoty $L_p = 130$ dB je potřeba zejména při profesionálním ozvučování rozlehlých prostorů a objemných sálů, kde jsou obecně větší vzdálenosti posluchačů od zdroje zvuku, pro běžný poslech postačí hodnoty do $L_p = 110$ dB [1].

Тур	Ζ	Fr. rozsah	SPL_{ref}	P_{max}	SPL _{ref}	SPL _{max}
sluchátek	[Ω]	[Hz]	[dB/1V]	[mW]	[dB/mW]	[dB]
HD595	50	12 - 38500	112	neuveden	99	-
HD650	300	10 - 39500	103	500	97,8	124,8
HD800	300	6 - 51000	102	500	96,8	123,8
K99	32	18 - 22000	112	200	97	120

Tab. 1.1: Parametry sluchátek Sennheiser a AKG [4],[5]

V Tab. 1.1 jsou uvedeny základní parametry několika běžně dostupných sluchátek. Z značí nominální impedanci při frekvenci 1kHz udávanou výrobcem, frekvenční rozsah je měřen do poklesu o -10dB, SPL_{ref} [dB/1V] značí hladinu akustického tlaku při frekvenci 1kHz a efektivním napětí na měniči $U_{ref} = 1V$, P_{max} značí nominální dlouhodobý maximální vstupní výkon, hodnoty veličin SPL_{ref} a SPL_{max} jsou v tabulce dopočítány pomocí vztahu [1]:

$$SPL_{\max} = SPL_{ref} + 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\max}}{P_{ref}}\right) = SPL_{ref} + 10 \cdot \log\left(\frac{P_{\max} \cdot Z}{U_{ref}^{2}}\right),$$
(1.2)

kde SPL_{max} je maximální hodnota SPL sluchátek a SPL_{ref} je hladina akustického tlaku sluchátek při výkonu 1 mW. Hodnota SPL_{ref} se dá též nazvat jako citlivost sluchátek.

2 POPIS OBVODŮ S ELEKTRONKAMI

2.1 Princip činnosti elektronek

Elektronky obsahují dvě základní aktivní elektrody – katodu (k) a anodu (a) a případně další elektrody umístěné v kovové nebo častěji ve skleněné vzduchoprázdné baňce. Elektronky využívají jevu zvaného tepelná emise katody – katoda obsahující volné elektrony je nažhavena na teplotu při níž mají elektrony dostatečnou kinetickou energii k opuštění materiálu katody. Při opuštění kovu ztratí elektron část své energie, která je rovna výstupní práci elektronu z daného kovu. Kolem katody vznikne prostorový náboj. Katoda je ohřívána na vysokou teplotu pomocí žhavícího vinutí (značeno f - filament) a to buď přímo (žhavení je vodivě spojeno s katodou a nebo plní zároveň funkci katody) nebo nepřímo (žhavení je odizolováno od katody). Na žhavení elektronek se spotřebuje velká část elektrické energie. Pokud anodu připojíme na kladný potenciál, pak začnou elektrony proudit od katody k anodě. Tento jev odhalil zcela náhodně Thomas Alva Edison při pokusech se žárovkami, objevil tak nejprimitivnější elektronku se dvěma aktivními elektrodami – diodu. Elektronkové diody se dnes stále používají, zejména v usměrňovačích.

Přidáním další elektrody mezi anodu a katodu vznikne trioda. Touto elektrodou je možné řídit velikost proudu elektronkou a proto se také nazývá řídící mřížka (často označována jako g či g₁ z anglického slova grid). Na řídící mřížku přivádíme záporné napětí vůči katodě, toto napětí se získává ze zvláštního zdroje (časté řešení pokud v absolutní hodnotě dosahuje větších hodnot) a nebo vložením odporu R_k mezi katodu a zem (nebo jinou referenci). Rezistor R_k se nazývá katodový a průchodem proudu na něm vzniká potřebný úbytek napětí. Pokud velikost napětí na řídící mřížce měníme, mění se i proud elektronkou. Toto napětí označujeme U_g . Pokud je $U_g < 0$ V pak se proud anodou I_a rovná proudu katodou I_k , protože proud mřížkou je zanedbatelně malý v porovnání s I_a . Negativem triod je existence parazitních kapacit mřížka-anoda C_{ga} (Millerova kapacita), mřížka-katoda C_{gk} a vlastní kapacity anody C_a , tyto parazitní kapacity zmenšují zesílení na vysokých kmitočtech a při správné konstrukci mají praktický dopad až v oblasti kmitočtů v řádu stovek kHz. Malé triodové elektronky jsou často osazeny dvěma triodovými systémy – vzniká tak dvojitá (nebo někdy dokonce i vícenásobná) trioda.

Elektronka obsahující 4 aktivní elektrody se nazývá tetroda. Má podobné uspořádání jako trioda avšak mezi řídící mřížku g₁ a anodu je vložena druhá mřížka g₂, často nazývána jako stínící mřížka. Tato mřížka je mnohem blíže ke katodě než anoda a připojuje se na kladný potenciál, což má za následek urychlení toku elektronů. Tímto geometrickým uspořádáním se snížila velikost kapacity C_{ga} a zvětšil zesilovací činitel μ , ale také šum. Nevýhodou tetrod je vzniklý jev zvaný sekundární emise anody. Sekundární emise vzniká při dopadu rychle letících elektronů na anodu. Dopadající elektrony způsobily vyražení elektronů z anody. Problémy, které způsobuje sekundární emise jsou dnes téměř kompletně odstraněny u svazkových tetrod.

Elektronka obsahující 3 mřížky se nazývá pentoda, princip spočívá v přidání další mřížky g₃ mezi anodu a g₂. Jejím úkolem je vytvořit potenciálovou bariéru pro elektrony

vzniklé sekundární emisí, tato mřížka se proto spojuje s nižším potenciálem v porovnání s anodou nebo g_2 , často se spojuje s katodou. [6]

2.2 Základní parametry elektronek

Pro popis obvodů s elektronkami je důležité definovat si několik základních pojmů, které nám usnadní pozdější návrh a případně pomohou vybrat vhodný typ elektronek.

Napětí mezi anodou a katodou se značí U_a , proud anodou se značí I_a a napětí mezi řídící mřížkou a katodou se značí U_g . Tyto hodnoty jednoznačně určují polohu stejnosměrného pracovního bodu triod. U elektronek s více než jednou řídící mřížkou ovlivňují polohu pracovního bodu ještě hodnoty napětí a proudy těmito mřížkami. Nejčastěji se u elektronek lze setkat s tzv. diferenčními parametry elektronek, které lze pro daný pracovní bod určit pomocí graficky znázorněných charakteristik.

Poměr změny anodového napětí ΔU_a ku změně anodového proudu ΔI_a při konstantním mřížkovém napětí U_g se označuje jako vnitřní odpor elektronky a značí se R_i a jeho jednotkou je [Ω] [3].

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \tag{2.1}$$

Poměr změny anodového proudu ΔI_a ku změně mřížkového napětí ΔU_g při konstantním anodovém napětí U_a se nazývá strmost elektronky a značíme se S. Jednotkou strmosti je [mA/V] [3].

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \tag{2.2}$$

Dynamická strmost elektronky je definována v daném pracovním bodě jako [7]

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a} \tag{2.3}$$

Poměr změny anodového napětí ΔU_a ku změně napětí na mřížce ΔU_g při konstantním anodovém proudu I_a se nazývá zesilovací činitele a značíme se řeckým písmenem μ [3].

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g} \tag{2.4}$$

Poměr změny napětí na mřížce ΔU_g ku změně anodového napětí ΔU_a se nazývá průnik a označujeme ho *D*. Průnik je reciprokou hodnotou k zesilovacímu činiteli [3].

$$D = \frac{1}{\mu} = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \tag{2.5}$$

Po vzájemném vynásobení průniku *D*, strmosti *S* a vnitřního odporu R_i v daném pracovním bodě elektronky, lze obdržet hodnotu blízkou 1. Tento vztah je nazýván jako Barkhausenův vztah [3].

$$D \cdot S \cdot R_i = 1 \tag{2.6}$$

Ukázka grafických charakteristik je na obr. 2.1 [8] a je zde naznačen způsob odečítání parametrů. Hodnoty vyznačené v převodní charakteristice určují strmost elektronky S a z hodnot vyznačených v anodové charakteristice lze určit vnitřní odpor elektronky R_i .



Obr. 2.1: Převodní a anodová charakteristika triody ECC99 [8]

2.3 Základní stupně s elektronkami

2.3.1 Zapojení se společnou katodou

Zapojení se společnou katodou (CC – common cathode) je jeden z nejčastějších způsobů zapojení zesilovacího stupně s triodou, schéma zapojení je na Obr. 2.2. Toto zapojení je invertující a poskytuje poměrně vysoké napěťové zesílení, ale také největší výstupní odpor ze zde uvedených zapojení.

Výstupní odpor stupně se společnou katodou je dán paralelní kombinací anodového odporu R_a a výstupní impedance elektronky s katodovým rezistorem R_k , která je dána [9]:

$$R_{out} = \frac{R_a \cdot [R_i + (\mu + 1) \cdot R_k]}{R_a + R_i + (\mu + 1) \cdot R_k}.$$
(2.7)

Zesílení nezatíženého stupně se společnou katodou [9]:

$$A = \frac{V_{out}}{V_g} = -\frac{\mu \cdot R_a}{R_a + R_i + (\mu + 1) \cdot R_k}$$
(2.8)

 R_a je anodový, R_k je katodový a R_g mřížkový odpor viz Obr. 2.2. Vstupní odpor je v nf. kmitočtovém pásmu roven R_g .



Obr. 2.2: Schéma zapojení se společnou katodou

Vazební kondenzátor C_1 zajišťuje střídavou vazbu s předchozím stupněm - odděluje stejnosměrnou složku předchozího stupně, která by ovlivnila polohu pracovního bodu.

Mezní frekvence vazebního obvodu se určí dle [7]

$$f_{d} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_{1} \cdot (R'_{out} + R_{g})},$$
(2.9)

kde R'_{out} je výstupní odpor předešlého stupně. Často se tento odpor nezapočítává, protože je oproti R_g zanedbatelný. Kondenzátor C_k není v zapojení nezbytný. Paralelní spojení C_k a R_k nemění polohu stejnosměrného pracovního budu, ale zvyšuje zesílení na středních a vysokých kmitočtech. Napěťové zesílení naprázdno na vyšších a středních kmitočtech s připojeným kondenzátorem C_k je pak rovno podle vztahu [7]

$$A = -\mu \cdot \frac{R_a}{R_a + R_i} \tag{2.10}$$

a výstupní odpor stupně R_{out} s připojeným kondenzátorem C_k je podle [7] dán paralelní kombinací R_a a R_i .

$$R_{out} = \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i} \tag{2.11}$$

Mezní frekvence f_d je rovna dle vztahu [7]

$$f_d = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_k \cdot R_{out}},\tag{2.12}$$

kde Rout je výstupní odpor katodového sledovače [7]

$$R_{out} = \left(\frac{1}{R_k} + \frac{\mu + 1}{R_a + R_i}\right)^{-1}$$
(2.13)

 f_d volíme tak aby příliš neovlivňovala frekvenční charakteristiku ve slyšitelné oblasti.

2.3.2 Zapojení se společnou anodou

Zapojení se společnou anodou zvané jako katodový sledovač (CA – common anode) je znázorněno na Obr. 2.3. Neinvertuje signál a jeho napěťové zesílení je vždy nižší jak jedna. Výhodou tohoto zapojení je poměrně nízký výstupní odpor. Výstupní odpor stupně se společnou anodou je (2.13).

Napěťové zesílení naprázdno stupně se společnou anodou [9]:

$$A = \frac{-\mu \cdot R_k}{R_i + R_a + (\mu + 1) \cdot R_k}$$
(2.14)

Vstupní odpor je opět dán velikostí R_g .



Obr. 2.3: Zapojení se společnou anodou

2.3.3 Zapojení SRPP

Zapojení SRPP (series regulated push pull) je znázorněno na Obr. 2.3, je často používáno ve velmi kvalitních elektronkových předzesilovačích. Dosahuje nízkého výstupního odporu a velmi nízkého zkreslení signálu oproti zapojení se společnou anodou či katodou. Výstupní odpor stupně v zapojení SRPP lze určit pomocí vztahu [9]:

$$R_{out} = R_i \cdot \frac{R_i + (\mu + 1) \cdot R_{k2} + R_{k1}}{2 \cdot R_i + (\mu + 1) \cdot (R_{k1} + R_{k2})}$$
(2.15)

Napěťové zesílení nezatíženého stupně SRPP [9]

$$A = -\mu \cdot \frac{R_i + \mu \cdot R_{k_1}}{2 \cdot R_i + (\mu + 1) \cdot (R_{k_1} + R_{k_2})}$$
(2.16)

Při přemostění rezistoru R_{k2} kondenzátorem C_k lze ve vztazích (2.15) a (2.16) zanedbat hodnotu rezistoru R_{k2} , zvýší se tím zesílení a sníží výstupní odpor pro vysoké kmitočty (C_k zde plní stejnou funkci jako u zapojení se společnou katodou. Jelikož se pro zapojení SRPP nejčastěji používá dvojitá trioda, kde jsou oba systémy shodné, pak i rezistory R_{k1} a R_{k2} jsou shodné a výsledné vztahy se zjednoduší.



Obr. 2.4: Zapojení SRPP

2.3.4 Zapojení WCF

Zesilovací stupeň znázorněný na Obr. 2.5 je nazýván jako white cathode follower (WCF). Ze všech uvedených zapojení dosahuje nejnižšího výstupního odporu při přijatelném zkreslení. Jeho zesílení je vždy menší jak 1. Napěťové zesílení WCF při použití shodných elektronek je dáno vztahem [10]:

$$A = \frac{\mu^{2} + \frac{\mu \cdot R_{i}}{R_{a}}}{\mu^{2} + \mu + 1 + \frac{(\mu + 2) \cdot R_{i}}{R_{a}}}$$
(2.17)

Výstupní odpor zesilovacího stupně WCF lze určit pomocí vztahu [10]

$$R_{out} = \left[\frac{1+\mu}{R_i + R_a} + \frac{1+\frac{\mu^2 + \mu}{1+R_i \cdot R_a^{-1}}}{(\mu+1) \cdot R_k + R_i}\right]^{-1}$$
(2.18)

Při paralelním spojení rezistoru R_k a kondenzátoru C_k lze opět dosadit za $R_k = 0$, výstupní odpor pak klesne. Rezistory R_{g1} a R_{g2} tvoří dělič, který slouží jako zdroj předpětí pro řídící mřížku elektronky U1.



Obr. 2.5: Schéma zapojení WCF

3 NÁVRH ZESILOVAČE

Zesilovač je konstruován jako stereofonní- skládá se ze dvou zcela totožných bloků (kanálů), zde je uveden popis návrhu jednoho kanálu zesilovače.

Nejprve je nutno zvolit vstupní citlivost a impedanci zesilovače, vycházíme z typických hodnot dnešní komerční audiotechniky – vstupní citlivost volíme $U_{vst} = 1$ V (0 dBV) a vstupní impedanci $R_{vst} = 47$ k Ω , což jsou běžné hodnoty a vyhoví i pro zdroje signálu s vyšším výstupním odporem. Potřebný výkon zesilovače určíme pomocí vztahu (1.2) a známých parametrů sluchátek, přičemž jako kompromisní a pro věrný přenos zcela dostačující se jeví hodnota SPL_{max} přibližně 115dB. Ze vztahu (1.2) odvodíme hodnotu napětí U_{max} pro $SPL_{max} = 115$ dB.

$$U_{\max} = U_{ref} \cdot 10^{\left[\frac{115 - SPL_{ref}}{20}\right]}$$
(3.1)

Pro sluchátka K99 z Tab. 1.1 ($Z = 32 \Omega$) vychází $U_{max} = 1,41$ V, pro sluchátka HD800 ($Z = 300 \Omega$) vychází $U_{max} = 4,47$ V. Celkový napěťový přenos pro maximální zesílení můžeme určit pomocí vztahu [6]

$$K_{U} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}} = \frac{U_{max}}{U_{vst}}$$
(3.2)

Maximální přenos do zátěže $Z = 32 \Omega$ je tedy $K_{u32\Omega} = 1,41$ a do zátěže $Z = 300 \Omega$ je $K_{u300\Omega} = 4,47$. Je patrné, že požadované napěťové zesílení není velké a vyhoví i elektronky s nižším zesilovacím činitelem μ , který zásadně ovlivňuje zesílení elektronkových stupňů. Přičemž jako nejvýhodnější do této konstrukce se jeví moderní elektronka ECC99 s maximální anodovou ztrátou 5W. Stupně s touto elektronkou vykazují velmi malý výstupní odpor a dostatečné zesílení.

Jako nejefektivnější se jeví konstruovat zesilovač jako dvoustupňový. Jako první stupeň je vhodné použít elektronku ECC99 v zapojení SRPP, tento stupeň vykazuje velmi nízký výstupní odpor a dostatečné zesílení. Na první stupeň navazuje pasivní korektor. Pokud má budící obvod pasivního korektoru nízký výstupní odpor, pak lze korektor navrhnout s menšími hodnotami rezistorů a výrazně se tak zlepší odstup signálu od šumu. Za pasivním korektorem následuje potenciometr ovládající hlasitost a za tímto potenciometrem je již koncový stupeň s dvěmi paralelně spojenými elektronkami ECC99 v zapojení WCF. Kompletní schéma zesilovače s pasivním korektorem a schéma zdroje jsou obsaženy v příloze. Následující formulace korespondují se schématem.

3.1 Návrh prvního zesilovacího stupně

Rezistor R_1 určuje vstupní impedanci zesilovače, volíme jej $R_1 = 47$ k Ω . Hodnota R_2 není kritická, platí zde $R_1 + R_2 = Rg_{1b}$. R_g se volí tak, aby se neprojevila zpětnovazební kapacita C_{ag} . Maximální hodnotu R_g často uvádí výrobci elektronek v katalogovém listu a pohybuje se v řádu stovek k Ω . Obdobně tyto předpoklady platí i pro rezistor $R_4 = Rg_{1a}$. Hodnotu

kondenzátoru C_1 je určena tak, aby co nejméně ovlivňovala nejnižší kmitočty slyšitelného pásma podle vztahu [11]

$$\frac{f}{f_d} = 0.1 \approx -0.04 \,\mathrm{dB}$$
 (3.3)

$$C_{1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{1} \cdot f_{d} \cdot \frac{f}{f_{d}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 47000 \cdot 20 \cdot 0,1} = 1,69 \,\mu\text{F}, \qquad (3.4)$$

kde f/f_d je poměrný mezní kmitočet, jeho hodnota $f/f_d = 0,1$ platí pro pokles $A_I = 0,04$ dB na mezním kmitočtu $f_d = 20$ Hz. U všech vazebních kondenzátorů v tomto návrhu je volen shodně mezní kmitočet $f/f_d = 20$ Hz. Poměrný mezní kmitočet je určen s ohledem na ekonomické hledisko (největší pokles navrhneme na místech kde jsou relativně vyšší hodnoty kapacit na vyšší přípustné ss. napětí). Je volena nejbližší zpravidla vyšší hodnota kapacity, pokles na mezním kmitočtu pak bude nižší. Pro tento případ je $C_I = 2,2\mu$ F.

Vyhovující pracovní bod elektronky v prvním stupni je v souladu s pracovním bodem uvedeným výrobcem v katalogovém listu (pracovní bod je zakreslen v obr. 2.1). Uvedený pracovní bod je dán trojicí parametrů: $U_a = 150 \text{ V}$; $I_a = 18 \text{ mA}$; $U_g = -4 \text{ V}$. V tomto pracovním bodě elektronka vykazuje tyto diferenční parametry: S = 9,5 mA/V; $R_i = 2300 \Omega$ a $\mu = 22$.

Napájecí napětí prvního stupně pak bude

$$U = 2 \cdot U_a + 2 \cdot U_k = 2 \cdot 150 + 2 \cdot 4 = 308 \,\mathrm{V} \tag{3.5}$$

Přičemž malá změna napájecího napětí nevyvolá podstatnou změnu parametrů obvodu, tudíž lze vycházet z hodnoty U = 300 V.

Jelikož je záporné předpětí získáváno pomocí úbytku na katodovém rezistoru, platí:

$$U_k = -U_g \tag{3.6}$$

Hodnotu katodového rezistoru lze určit pomocí vztahu [3]

$$R_3 = \frac{-U_g}{I_a} = \frac{4}{18} = 0,222 \,\mathrm{k}\Omega \tag{3.7}$$

Je zvolena hodnota $R_3 = 220 \ \Omega$. Protože jsou triody U_{1a} a U_{1b} shodné, zvolíme shodný pracovní bod, pak bude platit $R_3 = R_5$.

Pro dosažení nižšího výstupního odporu a vyššího zesílení je rezistor R_3 paralelně spojen s kondenzátorem C_2 , jeho velikost je stanovena pomocí vztahů (2.12) a (2.13) a pomocí poměrného mezního kmitočtu $f/f_d = 0,1$ (pokles na mezním kmitočtu $A_2 = 0,04$ dB). Za R_a ve vztahu je nutno dosadit impedanci elektronky U1a, obdržený vztah usnadní výpočet kondenzátoru C_2 :

$$R_{kout} = \frac{2 \cdot R_i + (\mu + 1) \cdot R_5}{\mu + 1} = \frac{2 \cdot 2300 + (22 + 1) \cdot 220}{22 + 1} = 420\,\Omega \tag{3.8}$$

$$C_{2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{d} \cdot \frac{f}{f_{d}} \cdot R_{3} \parallel R_{kout}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 0.2 \cdot 144} = 553 \,\mu\text{F}$$
(3.9)

Je zvolen kondenzátor $C_2 = 1$ mF.

Zesílení prvního stupně naprázdno je po vypuštění členu Rk_2 podle vztahu (2.16) rovno

$$K_{1} = -\mu \cdot \frac{R_{i} + \mu \cdot R_{5}}{2 \cdot R_{i} + (\mu + 1) \cdot R_{5}} = -22 \cdot \frac{2300 + 22 \cdot 220}{2 \cdot 2300 + (22 + 1) \cdot 220} = -16,26$$
(3.10)

Výstupní odpor je dle (2.15) roven

$$R_{out} = R_i \cdot \frac{R_i + R_5}{2 \cdot R_i + (\mu + 1) \cdot R_5} = 2300 \cdot \frac{2300 + 220}{2 \cdot 2300 + (22 + 1) \cdot 220} = 600\,\Omega \tag{3.11}$$

3.2 Návrh pasivního korektoru

Za prvním zesilovacím stupněm následuje pasivní korektor pro regulaci vysokých a nízkých kmitočtů. Teoretický rozsah pasivního korektoru je +/- 20 dB, tento rozsah je v současnosti zbytečný. Nevýhodou pasivního korektoru je jeho velký útlum potřebný k zdůraznění kmitočtů, z toho vyplývají také horší šumové poměry, protože zeslabený signál je potřeba zesílit. Korektory navrhované na nižší rozsah mohou mít menší základní útlum. Pro tento návrh je počítáno s korekcí +/- 6 dB na okrajích slyšitelného frekvenčního pásma. Teoretický základní útlum korektoru pak bude 6 dB, ve skutečnosti však o 1 až 4 dB méně. Schéma zapojení sdruženého korektoru je na Obr. 3.1.



Obr. 3.1: Náhradní obvodové schéma pasivního korektoru

 P_{1a} a P_{1b} je ve skutečnosti jedna součástka – potenciometr, stejně tak i P_{2a} a P_{2B} . R_i představuje vnitřní odpor zdroje, v tomto případě výstupní odpor prvního zesilovacího stupně $R_i = 600\Omega$.

Korektor hloubek tvoří součástky R_6 , R_7 , C_4 , C_5 a P_1 . Pro vysoké kmitočty tvoří kondenzátory C_4 , C_5 zkrat. Dle předchozích poznatků lze pro přenos hloubkového korektoru pro vysoké kmitočty stanovit potlačení v neutrální poloze např. 9 dB ($K_2 = 0,355$), pak platí [11]:

$$K_{2} = \frac{U_{2out}}{U_{2in}} = \frac{R_{7}}{R_{i} + R_{6} + R_{7}}$$
(3.12)

Dosazením a následnou úpravou lze obdržet

$$1,82 \cdot R_7 - 600 = R_7 \tag{3.13}$$

Dále je důležité, aby výstupní odpor R_i byl několikrát menší než $R_6 + R_7$ [6], volíme např.:

$$15 \cdot R_i = 15 \cdot 600 = 9000 = R_6 + R_7 \tag{3.14}$$

Společným řešením rovnic (3.13) a (3.14) lze obdržet výsledek a zvolit nejbližší hodnoty např. $R_6 = 5,6 \text{ k}\Omega$ a $R_7 = 3,4 \text{ k}\Omega$. Při úplném potlačení o 6dB je přenos nízkých kmitočtů $K_{Um} = 0,178$ (-15dB) a lze napsat:

$$K_{Um} = \frac{U_{2outm}}{U_{2inm}} = \frac{R_7}{R_i + R_6 + R_7 + P_1} = 0,178$$
(3.15)

Vyjádřená hodnota potenciometru $P_{1:}$

$$P_1 = 4,62 \cdot R_7 - R_i - R_6 = 4,62 \cdot 3,4 - 0,6 - 5,6 = 9,5 \,\mathrm{k\Omega}$$
(3.16)

S malou chybou lze zvolit hodnotu $P_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Je nutno zvolit střední frekvenci od které se zdůrazňují nízké kmitočty, pro tento případ je tato frekvence rovna $f_s = 200$ Hz. Hodnotu kondenzátoru C_2 lze určit podle [11]:

$$C_5 = \frac{P_1 + R_7}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_1 \cdot R_7} = \frac{10000 + 3400}{2 \cdot \pi \cdot 200 \cdot 10000 \cdot 3400} = 314 \,\mathrm{nF}$$
(3.17)

Optimální se jeví nejbližší vyráběná hodnota z řady E6, což je 330nF. Hodnotu C_4 lze odvodit ze vztahu uvedeného v [11]:

$$C_4 = \frac{K_2 \cdot C_5}{1 - K_2} = \frac{0.355 \cdot 330}{1 - 0.355} = 182 \,\mathrm{nF}$$
(3.18)

Nejbližší hodnotou v řadě E6 je $C_4 = 150$ n.

Rezistory R_8 a R_9 omezují vzájemné ovlivňování korektoru hloubek a výšek. R8 se určí tak, aby součet R_8 a R_9 byl větší nebo roven R_6 . R_9 zužuje regulační rozsah korektoru výšek a jeho velikost je blízká R_8 , jeho hodnotu je nejjednodušší optimalizovat pomocí simulace. Volíme $R_8 = R_9 = 5.6$ k Ω . U korektoru výšek je nutno zvolit hodnotu potenciometru P_2 , přičemž platí, že $P_2 = (3 \text{ až } 10)R_6$. Použité potenciometry P_1 a P_2 by měly mít ideálně logaritmický průběh. Pro výpočet kapacit kondenzátorů C₆ a C₇ je třeba transformovat hvězdu odporu R_6 , R_7 a R_s na trojúhelník R_{T1} , R_{T2} a R_{T3} [11] Přičemž platí $R_s = R_8 + R_9 = 11,2 \text{ k}\Omega$.

$$R_{T1} = R_6 + R_s + \frac{R_6 \cdot R_s}{R_7} = 5,6 + 11,2 + \frac{5,6 \cdot 11,2}{3,4} = 35,2 \,\mathrm{k\Omega}$$
(3.19)

$$R_{T2} = R_7 + R_s + \frac{R_7 \cdot R_s}{R_6} = 3,4 + 11,2 + \frac{3,4 \cdot 11,2}{5,6} = 21,4 \,\mathrm{k\Omega}$$
(3.20)

Střední frekvenci od které se zdůrazňují vysoké kmitočty je opět nutno zvolit, pro tento případ je $f_s = 2$ kHz, kapacity kondenzátorů C₆ a C₇ jsou pak rovny [11]

$$C_6 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot R_{T1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot 35200} = 2,3 \,\mathrm{nF}$$
(3.21)

$$C_{7} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{s} \cdot R_{T1} \parallel R_{T2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot \frac{35200 \cdot 21400}{35200 + 21400}} = 6 \,\mathrm{nF}$$
(3.22)

Volíme hodnoty $C_6 = 2,2$ nF a $C_7 = 6,8$ nF.

Vstupní impedance korektoru je na nízkých kmitočtech přibližně rovna $R_{in} = R_6 + R_7 + P_1 = 5,6+3,4+10 = 20k\Omega$. Kapacitu vazebního kondenzátoru C_3 lze určit podle předchozího postupu při $f/f_d = 0,2$ (pokles na mezním kmitočtu $A_3 = 0,17$ dB), pak je $C_3 = 2,2\mu$ F.

Na výstupu korektoru je logaritmický potenciometr P_3 ovládající celkovou hlasitost, jeho hodnota je 100 k Ω , což je v souladu s předpokladem [11] $P_3 \ge P_2 + R_s$.

Na Obr. 3.2 jsou zobrazeny krokované průběhy korektoru v zapojení dle Obr. 3.1. V obrázku jsou zaznamenány mezní přímky korektoru pro regulační rozsah +/-6dB. Hodnota parametru p1 činila 0,001; 0,18; 0,35; 0,52; 0,67; 0,77; 0,85; 0,93 a 0,999.



Obr. 3.2: Krokované průběhy samostatného korektoru

3.3 Návrh koncového stupně

Signál je odebírán z běžce potenciometru P_3 a veden přes vazební kondenzátor C_8 ke koncovému stupni, který tvoří zapojení WCF s paralelně spojenými systémy dvou elektronek ECC99. Koncový stupeň slouží k buzení dynamických sluchátek a je zapotřebí zajistit, aby měl co nejnižší výstupní odpor. Tomu přispěje malé zvýšení proudu elektronkami, pracovní bod se tak mírně posune, diferenční parametry se však změní pouze nepatrně. S ohledem na maximální výkonovou ztrátu a linearitu elektronek je zvolen pracovní bod $U_a = 150$ V; $I_a = 23$ mA; $U_g = -3,5$ V. Diferenční parametry v tomto pracovním bodě jsou: S = 10 mA/V; $R_i = 2200 \ \Omega$ a $\mu = 22$. Při paralelním řazení dvou elektronek je pro zjednodušení možno sjednotit oba modely triody do jedné, strmost takto vytvořeného modelu bude dvojnásobná a vnitřní odpor poloviční.

V ideálním případě je mezi katodami U₂ a anodami U₃ přibližně poloviční napájecí napětí. Výstupní napětí odporového děliče R_{10} a R_{11} musí být o 3,5V nižší, výstupní napětí děliče pak bude rovno:

$$U_{g2} = \left(\frac{U}{2} - 3,5\right) = U \cdot \frac{R_{11}}{R_{10} + R_{11}}$$
(3.23)

Zde opět platí poznatky o rezistorech v obvodu řídící mřížky, volíme např. [3]:

$$R_{10} + R_{11} \approx 800 \,\mathrm{k\Omega} \tag{3.24}$$

Pak budou hodnoty rezistorů R_{11} a R_{10} rovny:

$$R_{11} = \left(\frac{U-7}{2 \cdot U}\right) \cdot (R_{10} + R_{11}) = \left(\frac{300-7}{2 \cdot 300}\right) \cdot 800 = 390,7 \,\mathrm{k\Omega}$$
(3.25)

$$R_{10} = 800 - R_{11} = 409.3 \,\mathrm{k\Omega} \tag{3.26}$$

Nejbližší dostupné hodnoty jsou $R_{10} = 410$ k Ω a $R_{11} = 390$ k Ω . Vstupní odpor koncového stupně R_{inU2} je dán paralelní kombinací rezistorů R_{10} a R_{11} .

$$R_{inU2} = \frac{R_{10} \cdot R_{11}}{R_{10} + R_{11}} = \frac{410 \cdot 390}{410 + 390} = 200 \,\mathrm{k\Omega}$$
(3.27)

Pomocí vstupního odporu R_{inU2} a dříve uvedených vztahů lze stanovit potřebnou kapacitu kondenzátoru C_8 pro $f/f_d = 0,1$ (pokles na mezním kmitočtu $A_8 = 0,04$ dB)., přičemž výstupní odpor pasivního korektoru a regulátoru hlasitosti lze opět zanedbat vůči R_{inU2} , kapacita pak bude přibližně rovna $C_8 = 390$ nF.

Hodnota katodového rezistoru $R_{13} = 75 \Omega$ je určena pomocí předešlého postupu, dále platí, že $R_{12} = R_{13}$.

Pro určení kapacity kondenzátoru C_9 je opět zapotřebí určit vnitřní odpor katody, dle vztahu (2.13) je $R_{\text{kout}} = 98,6 \ \Omega$. Pomocí paralelní kombinace rezistoru R_{13} a R_{kout} určíme kapacitu kondenzátoru C_9 . Pro $f/f_d = 0,1$ (pokles $A_9 = 0,04 \text{ dB}$) je po zaokrouhlení $C_9 = 2,2\text{mF}$. Obvod řídící mřížky triod U3a a U3b je tvořen součástkami C_{10} a R_{14} . Nejprve lze zvolit dle předchozích předpokladů a katalogového listu výrobce [8] např. $R_{14} = 220 \text{k}\Omega$. Je patrné, že velikost R_{14} je řádově několikrát vyšší než vnitřní odpor anodového obvodu (pro zjednodušení je tento odpor dán R_{12}). Dle vztahu (2.9) lze obdobným způsobem určit kapacitu kondenzátoru, která je pro $f/f_d = 0,1$ (pokles A10 = 0,04dB) rovna $C_{10} = 390\text{nF}$.

Výstupní odpor koncového stupně bude podle vztahu (2.18) roven $R_{3out} = 21,1 \Omega$:

$$R_{3out} = \left[\frac{1+\mu}{R_i + R_a} + \frac{1+\frac{\mu^2 + \mu}{1+R_i \cdot R_a^{-1}}}{R_i}\right]^{-1} = \left[\frac{1+22}{1100+68} + \frac{1+\frac{22^2 + 22}{1+1100 \cdot 68^{-1}}}{1100}\right]^{-1}$$
(3.28)

A zesílení koncového stupně naprázdno bude dle vztahu (2.17) rovno:

$$K_{3} = \frac{\mu^{2} + \frac{\mu \cdot R_{i}}{R_{a}}}{\mu^{2} + \mu + 1 + \frac{(\mu + 2) \cdot R_{i}}{R_{a}}} = \frac{22^{2} + \frac{22 \cdot 1100}{68}}{22^{2} + 22 + 1 + \frac{(22 + 2) \cdot 1100}{68}} = 0,938$$
(3.29)

Pro oddělení stejnosměrné složky zesilovače od sluchátek slouží kondenzátory C_{11} a C_{12} . Za nimi následuje rezistorový π -článek pro zlepšení přizpůsobení nízkoimpedanční zátěže (zesilovače jsou zpravidla konstruovány jako zdroje napětí). Rezistor R_{15} je k zesilovači připojen trvale a slouží jako zamezení přechodného děje (nabíjení C_{11} a C_{12}) při připojení sluchátek k již zapnutému zesilovači. Rezistory R_{16} a R_{17} jsou připojeny jen při zátěži o jmenovité impedanci pod 100 Ω , čehož se dá dosáhnout vhodným zapojením dvou odlišně označených výstupních konektorů s rozpínacími kontakty (jack 6,3mm) či přepínačem. Výsledná zatěžovací impedance zesilovače tak dosáhne nižší hodnoty, což se kladně projeví na nižším zkreslení koncového stupně. Úbytek napětí na π -článku zde není nežádoucí, protože pro sluchátka s nízkou jmenovitou impedancí je zapotřebí mnohem nižší napěťové zesílení k docílení stejné hladiny akustického tlaku, viz počátek návrhu. Článek je navržen tak, aby jeho přenos byl přibližně jedna třetina, což zhruba odpovídá poměru přenosů $K_{\rm U}$ pro sluchátka s vysokou a nízkou impedancí. Tento článek je velmi elegantně řešitelný pomocí metody uzlových napětí popsané v [12]. Výsledné hodnoty napěťových přenosů námi navrženého zatíženého π -článku činí $K_{\pi 32\Omega} = 0,339$ pro zátěž $R_Z = 32 \Omega$ a $K_{\pi 50\Omega} = 0,422$ pro zátěž $R_Z = 50\Omega$. Celková nejnižší zatěžovací impedance (připojena zátěž $R_Z = 32\Omega$) koncového stupně činí:

$$R_{ZC} = (R_Z || R_{17} + R_{16}) || R_{15} = (32 || 150 + 30) || 2200 = 55 \Omega$$
(3.30)

Výstupní odpor zesilovače s připojeným π -článkem činí:

$$R_{out\pi} = (R_{3out} || R_{15} + R_{16}) || R_{17} = (21,1 || 2200 + 30) || 150 = 38 \Omega$$
(3.31)

Kapacitu vazebního kondenzátoru C_{11} je možno pomocí vztahu (2.9) a dosazením $f/f_d = 0,3$ (pokles $A_{11} = 0,37$ dB na mezním kmitočtu) [11]:

$$C_{11} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_d \cdot \frac{f}{f_d} \cdot (R_{3out} + R_{ZC})} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 0, 3 \cdot (21, 1+55)} = 349 \ \mu \text{F}$$
(3.32)

Vhodný kondenzátor je elektrolytický typ s kapacitou $C_{11} = 390\mu$ F. Vlivem frekvenčně závislých ztrát u elektrolytických kondenzátorů je vhodné paralelně k C_{11} připojit kvalitní svitkový kondenzátor s kapacitou jednotek μ F, např. $C_{12} = 2,2\mu$ F.

Pro přesné určení celkového napěťového přenosu zesilovače by bylo zapotřebí určit úbytky vzniklé zatížením prvního stupně pasivním korektorem a zatížením výstupu korektoru, což není snadné, protože korektor má kmitočtově závislou vstupní i výstupní impedanci. Za předpokladu, že jsme zatěžovali výstup 1. stupně více jak desetinásobnou impedancí než byla výstupní impedance daného stupně a totéž platí i pro korektor, pak tento celkový úbytek můžeme odhadnout zhruba na 0,85 násobek daného zesílení, výpočet je značně složitý díky komplexnímu charakteru zátěže, kterou tvoří korektor. Přesnější hodnotu lze určit efektivně simulací. Napěťový přenos pro zesilovač s připojeným rezistorovým článkem a zátěží $R_Z = 32$ Ω na výstupu je přibližně:

$$K_{U} = 0.85 \cdot K_{1} \cdot K_{2} \cdot K_{3} \cdot K_{\pi^{32\Omega}} = 0.85 \cdot 16.26 \cdot 0.355 \cdot 0.938 \cdot 0.339 \approx 1.56$$
(3.34)

Napěťový přenos zesilovače v logaritmické míře je pro zesilovač s připojeným rezistorovým článkem a zátěží $R_z = 32 \Omega$ na výstupu:

$$K_U[dB] = 20 \cdot \log(K_U) = 20 \cdot \log(1,56) \approx 3.9 \text{ dB}$$
 (3.35)

Pro zesilovač se zátěží $R_Z = 320 \Omega$ na výstupu platí:

$$K_{Z320\Omega} = \frac{R_Z}{R_Z + R_{3out}} = \frac{320}{320 + 21,1} = 0,938$$
(3.36)

$$K_{U} = 0.85 \cdot K_{1} \cdot K_{2} \cdot K_{3} \cdot K_{Z320\Omega} = 0.85 \cdot 16.26 \cdot 0.355 \cdot 0.938 \cdot 0.938 \approx 4.3$$
(3.37)

$$K_U[dB] = 20 \cdot \log(K_U) = 20 \cdot \log(4,3) \approx 12,7 \,\mathrm{dB}$$
 (3.38)

Zesílení naprázdno bez π -článku je:

$$K_{U} = 0.85 \cdot K_{1} \cdot K_{2} \cdot K_{3} = 0.85 \cdot 16.26 \cdot 0.355 \cdot 0.938 \approx 4.6$$
(3.39)

$$K_{II}[dB] = 20 \cdot \log(K_{II}) = 20 \cdot \log(4,6) \approx 13,3 \,\mathrm{dB}$$
 (3.40)

Pokles na mezním kmitočtu v logaritmické míře pro $R_Z = 32\Omega$ připojenou na π -článek činí:

$$A_{20Hz} = A_1 + A_2 + A_3 + A_8 + A_9 + A_{10} + A_{11-32\Omega} = 5 \cdot 0.04 + 0.17 + 0.37 = 0.74 \, \mathrm{dB} \quad (3.41)$$

Pokles na mezním kmitočtu pro zátěž $R_Z = 320\Omega$ lze určit obdobným způsobem, pro tento případ činí $A_{20Hz} = 0.37$ dB. Ve skutečnosti budou tyto poklesy nepatrně nižší, protože byly vždy voleny shodné nebo vyšší kapacity kondenzátorů.

Klidový odběr jednoho kanálu zesilovače je roven součtu anodových proudů, viz schéma zapojení, zde je roven $I_{\rm R} = 64$ mA. Celkové schéma zesilovače pro simulaci je na Obr. 3.2.



Obr. 3.3: Celkové schéma zapojení zesilovače

3.4 Návrh napájecí jednotky

3.4.1 Zdroj žhavícího napětí

Elektronky ECC99 je možné žhavit napětím $U_f = 6,3V$ nebo 12,6V, tolerance žhavícího napětí elektronek je +/-0,6V pro žhavení $U_f = 6,3V$. Můžeme tedy použít i nižší napětí, prodlouží se tak mírně životnost elektronek [3], v našem případě použijeme napětí $U_f = U_{ZH} = 12V$. Odběr proudu je při těchto napětích $I_f = 800$ mA nebo 400mA. Je velmi vhodné zdroj žhavícího napětí stabilizovat, minimalizuje se tak průnik střídavé složky do citlivých částí zesilovače. Využití žhavícího vinutí pro $U_f = 12,6V$ má své nesporné výhody. Hlavní výhodou je, že pro dosažení stejného zvlnění na výstupu usměrňovače je potřebná přibližně 4x menší kapacita filtračního kondenzátoru. Schéma zapojení je na Obr. 3.3, jedná se o zapojení doporučené výrobcem obvodů řady 78XX.



Obr. 3.4: Schéma zapojení zdroje žhavícího napětí

Ze sekundárního vinutí síťového transformátoru 14V / 4,5A je napětí přiváděno na vstup můstkového usměrňovače, který je tvořen schottkyho diodami MBR1060. Jmenovitý proud transformátoru je zhruba dvojnásobný oproti požadovanému, zdroj tak bude dostatečně "tvrdý". Vnitřní odpor zdroje je hrubě odhadnut pro obdobný transformátor, napětí je voleno s dostatečnou rezervou pro zvlnění a kolísání distribuční sítě a s ohledem na maximální výkonovou ztrátu použitých polovodičových prvků a minimální napětí potřebné pro spolehlivou funkci stabilizátoru.

Schottkyho diody použité v usměrňovači se vyznačují malým úbytkem napětí v propustném směru, pro tyto diody je U_{fwd} cca 0,5V [13], diody jsou voleny s ohledem na proudový náraz při zapnutí (nabíjení C_{205}) a s ohledem na koeficient napěťové bezpečnosti 1,5 pro napětí v závěrném směru [14]. Filtrační kondenzátor C_{205} je ve skutečnosti složen ze čtveřice kondenzátorů o kapacitě 4,7 mF a je dostačující na napětí 25V, jeho ekvivalentní sériový odpor – ESR je určen dle [15].

Hodnota rezistoru R_{201} byla určena pro proud IO MC7812C $I_{IO} = 400$ mA. Celkový výstupní proud I_Z je roven součtu proudu stabilizátorem a proudu kolektorem tranzistoru Q_{201} , jeho velikost je zhruba 2,3A, proud kolektorem tranzistoru je tedy přibližně $I_C = 1,9A$. Dle katalogového listu [13] platí přibližně pro tuto hodnotu: $h_{FE} = 55$; $U_{BE} = 0,85$ V.

Podle [14] můžeme vypočítat proud tekoucí z báze tranzistoru:

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1.9}{55} = 34,5 \,\mathrm{mA}$$
(3.42)

Dále můžeme tvrdit, že proud vstupující do IO_{201} je přibližně roven výstupnímu proudu IO_{201} , protože odběr uvedeného IO je oproti hodnotě $I_{IO} = 400$ mA téměř zanedbatelný. Poté platí, že:

$$I_{10} = I_B + I_{R201} \tag{3.43}$$

Pak již lze určit hodnotu rezistoru R_{201} pomocí vztahu:

$$R_{201} = \frac{U_{BE}}{I_{10} - I_B} = \frac{0.85}{0.4 - 0.0345} = 2.3\Omega$$
(3.44)

Volíme nejbližší hodnotu např. $R_{201} = 2,2 \ \Omega$. Ostatní prvky stabilizátoru jsou totožné s katalogovým zapojením výrobce [13].

3.4.2 Zdroj anodového napětí

Jako zdroj anodového napětí složí klasický můstkový usměrňovač s dostatečnou filtrací a se stabilizátorem. Pro zlepšení odstupu levého a pravého kanálu zesilovače jsou obě části zdroje od uzlu můstkového usměrňovače a hlavní filtrace odděleny RC-články a dále spojitými stabilizátory. Výrazně se tak zlepší i odstup od rušivých napětí. Schéma zdroje pro napájení zesilovače je zobrazeno na Obr. 3.5.



Obr. 3.5: Schéma zdroje anodového napětí

Usměrňovač je napájen ze sekundárního vinutí transformátoru, tvoří jej čtveřice diod 1N5408 v můstkovém zapojení. Usměrněné napětí je filtrováno dvojicí kondenzátorů

o celkové kapacitě 940 μ F (ve schématu pro názornost zobrazen jen jeden kondenzátor $C_{302} = 940\mu$ F). Rezistor R_{301} zajistí rychlejší vybití kondenzátoru po vypnutí přístroje. Tok proudu se dále dělí na dvě shodné větve. Výhodné je začít návrh od výstupní svorky napájecího zdroje, protože známe velikost napájecího napětí.

Napěťovou referenci tvoří 2 zenerovy diody a přechod BE tranzistoru Q_2 . Součet těchto napětí je při zanedbání napětí U_{BE} tranzistoru Q_2 roven výstupnímu napětí $U_R = 300V$. Velikost proudu diodami se volí pomocí rezistoru R_{304} . Z katalogového listu zenerovy diody 1N5383B lze vyčíst optimální hodnotu proudu touto diodou [13] $I_{ZD} = 8$ mA, je vhodné volit o něco nižší proud, diody se pak nebudou nadměrně zahřívat a zapojení bude teplotně stabilnější. Volíme např. $I_{ZD} = 6$ mA. Do báze tranzistoru poteče zanedbatelný proud oproti I_{ZD} , můžeme pak psát $I_{ZD} = I_{R304}$. Napětí mezi bází a emitorem Q_2 je dle katalogového listu výrobce [16] zhruba $U_{BE} = 0,45V$, pak je velikost rezistoru R_{304} dána vztahem:

$$R_{304} \approx \frac{U_{BE}}{I_{ZD}} = \frac{0.45}{0.006} \cong 75\Omega$$
(3.45)

Proud I_D elektrodou D tranzistoru Q_1 je roven součtu klidového proudu zesilovače I_R a proudu zenerovými diodami I_{ZD} , po zaokrouhlení:

$$I_D = I_{ZD} + I_R = 6 + 64 \approx 70 \,\mathrm{mA},$$
 (3.46)

protože proud hradlem G je zanedbatelný. V obvodu však lze nalézt další napěťovou referenci – tvoří ji napětí mezi elektrodami G a S tranzistoru Q_1 . Typické prahové napětí pro námi požadovaný proud I_D tranzistoru Q_1 je rovno $U_{GS} = 3,5V$ (tranzistor pracuje v "koleně charakteristiky").

Pro napětí na kolektoru Q_2 platí:

$$U_{CE} = U_R + U_{GS} + U_{BE} = 300 + 3,5 + 0,45 \approx 304 \,\text{V}$$
(3.47)

Dále je nutno zvolit kolektorový proud tranzistorem Q_2 tak, aby byla zajištěna účinná regulace a aby nebyla překročena maximální teplota tranzistoru při maximálním výkonovém zatížení obvodu. Kolektorový proud tranzistoru Q_2 je mimo jiné určen velikostí rezistoru R_{303} a velikostí napájecího napětí (přesněji napětí U_2 – napětí na kondenzátoru C_{302}). Volíme např. proud $I_C = 13$ mA. Při tomto proudu je výkonová ztráta tranzistoru přibližně rovna:

$$P_{O302} \approx U_{CE} \cdot I_C = 304 \cdot 0.013 \approx 4 \,\mathrm{W}$$
 (3.48)

Tato výkonová ztráta se dá bezproblémově uchladit. Dále zvolíme napětí U_2 (opět s ohledem na výkonové ztráty použitých součástek a na potřebný rozsah pro účinnou regulaci).např $U_2 \approx 342V$. Pro rezistor R_{303} platí následující formulace:

$$R_{303} = \frac{U_2 - U_{CE}}{I_C} = \frac{342 - 304}{0.013} = 2923\Omega \approx 2800\Omega$$
(3.49)

Výkonová ztráta tranzistoru Q_1 se dá určit obdobným způsobem jako u Q_2 .

$$P_{Q301} \approx U_{DS} \cdot I_D = (U_2 - U_R - U_{BE}) \cdot I_D = (342 - 300 - 0.45) \cdot 0.07 \approx 2.9 \,\mathrm{W}$$
(3.50)

Celkový proud odebíraný jedním kanálem zesilovače a polovinou anodového zdroje:

$$I_{RC} \approx I_D + I_C \approx 70 + 13 \approx 83 \,\mathrm{mA} \tag{3.51}$$

Hodnota rezistoru $R_{302} = 180\Omega$ je zvolena na základě kompromisu mezi výkonovou ztrátou a zvlněním na výstupu RC článku tvořeného členy R_{302} a C_{302} . Velikost R_{302} je možné změnit v přibližném rozsahu 120 až 180 Ω v závislosti na "tvrdosti" použitého transformátoru. Kondenzátory C_{303} a C_{306} zamezují pronikání vf. rušení do zesilovače.

Potřebné napětí na výstupu usměrňovacího můstku bude za předpokladu $R_{302} = 180\Omega$ zhruba rovno:

$$U_1 \approx U_2 + R_{302} \cdot I_{RC} = 342 + 180 \cdot 0,090 \approx 358,2 \,\mathrm{V}$$
(3.52)

Což odpovídá přibližně transformátoru se sekundárním vinutím 270V/0,4A.

3.4.3 Návrh obvodu zpožděného připojení výstupu

Navržený obvod je znázorněn na Obr. 3.5. Jeho základem je setrvačný obvod RC (tvořen R_{15} , R_{16} , R_{17} , C_{16}), který ovládá řídící elektrodu tranzistoru T_5 . Časová konstanta τ tohoto obvodu je rovna:

$$\tau = \frac{(R_{15} + R_{16}) \cdot R_{17}}{R_{15} + R_{16} + R_{17}} \cdot C_{16} = \frac{(82000 + 100) \cdot 10^6}{82000 + 100 + 10^6} \cdot 470 \cdot 10^{-6} = 35,66 \,\mathrm{s}$$
(3.53)

Prahové napětí tranzistoru T₅ je dle výrobce [16] typicky rovno $U_G = U_{C16} = 3V$. Pro dobu nabíjení C₁₆ na napětí $U_{C16} = 3V$ lze odvodit dle [12] vztah:

$$t = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{U_{C16}}{U}\right),\tag{3.54}$$

kde

$$U = U_{nap} \cdot \frac{R_{17}}{R_{15} + R_{16} + R_{17}} = 12 \cdot \frac{10^6}{82 \cdot 10^3 + 100 + 10^6} = 11,09 \text{ V}$$
(3.55)

 U_{nap} je výstupní napětí stabilizátoru. Navržený obvod spíná relé, které je připojeno pomocí konektoru J2 podle vztahu (3.55) za dobu t = 11,2s. Tato doba je dostatečná k odeznění přechodných dějů v zesilovači, které vznikají zejména při připojení napájení (nabíjením vazebních kondenzátorů).



Obr. 3.6: Obvod zpožděného připojení výstupu

Ke konektoru J1 je připojen dvoupolohový přepínač, který zároveň ovládá z pinu 1 konektoru J2 signalizaci zapnutí anodového napětí. RE1 a RE2 jsou relé, která spínají napětí ve zdroji pro anody ihned po sepnutí spínače. Kontakty těchto relé jsou zapojeny sériově pro dosažení větší napěťové pevnosti. Napájení obvodu zajišťuje integrovaný stabilizátor 7812 v katalogovém zapojení.

3.5 Konstrukce zesilovače

Pro dosažení optimálních rozměrů DPS a většího odstupu rušivých napětí jsou bloky napájení a samostatný zesilovač od sebe vzájemně odděleny. Usnadní se tak i případná demontáž při oživování. Při návrhu byly zohledněny velikosti napětích mezi jednotlivými místy obvodu a byly použity dvě šíře izolačních mezer (1mm a 3mm). DPS zesilovače i zdroje jsou řešeny jako jednostranné.

DPS zdroje je navržena tak, aby umožňovala snadné připojení sekundárních vinutí napájecího transformátoru pomocí konektorů faston a aby bylo možné přichytit výkonové tranzistory napájecí větve k chladiči. Ve zdrojové části je zohledněna vyšší proudová zatížitelnost spojů u zdroje žhavení a u spojů zemí.

DPS zesilovače s korektorem umožňuje připojení elektronek pomocí print konektorů s roztečí kontaktů 3,96mm. Vstup, výstup a ovládání relé zpožděného připojení výstupu je řešeno pomocí print konektorů s roztečí kontaktů 2,54mm. Napájecí napětí je přivedeno přímo na patice elektronek, stejně tak jako žhavící napětí.

Po osazení DPS proběhla montáž modulů do plechové skříně KK09-455. Modul napájecí jednotky bylo nutné před touto montáží opatřit chladícím profilem V 7494E. DPS jsou ke skříni přichyceny pomocí distančních sloupků šrouby M3. Moduly jsou vzájemně propojeny dostatečně dimenzovanými vodiči se silikonovou izolací. Přívody žhavení jsou zkrouceny.

Na Obr. 3.7 je kompletně osazená DPS sluchátkového zesilovače, na Obr. 3.8 je osazená DPS napájecí jednotky bez výkonových tranzistorů, tyto byly zapájeny až po upevnění ve skříni z důvodu menšího namáhání vývodů a DPS.

Desky plošných spojů, osazovací plány a obvodová zapojení jsou zobrazeny v příloze.



Obr. 3.7: Osazená DPS sluchátkového zesilovače



Obr. 3.8: Osazená DPS napájecí jednotky

Zařízení spadá do kategorie třídy ochrany I a odpovídá krytí IP20. Síťové napětí je do přístroje přivedeno pomocí "euro" konektoru s integrovaným EMI filtrem a pojistkovým držákem. Vodič fáze a nulový vodič jsou spínány dvoupólovým kolébkovým spínačem se signalizací zapnutí a z tohoto vypínače jsou přivedeny k napájecímu transformátoru. Fáze je v sérii s transformátorem doplněna termistorem NTC 10R/3A z důvodu snížení proudových nárazů při zapnutí přístroje. Moduly jsou uzemněny do jednoho bodu a spojeny s kovovou skříní. Vstupní konektory jsou typu RCA (cinch) a výstupní jsou typu Jack 6,3mm a jsou odizolovány od skříně z důvodu eliminace vzniku zemních smyček. Na výstupním konektoru je spínán pomocnými kontakty rezistorový dělič. Na Obr. 3.9 lze vidět kompletní konstrukci z horní strany s demontovaným krytem.



Obr. 3.9: Kompletní konstrukce zesilovače

4 SIMULACE A MĚŘENÍ ZAPOJENÍ

Simulací v programu PSpice byla ověřena základní funkčnost jak jednotlivých bloků tak i celého zapojení. Byla provedena optimalizace s ohledem na zkreslení zesilovače a na zvlnění napájecího zdroje. Simulace je velmi efektivní nástroj pro tvorbu a odlaďování zesilovačů i napájecích zdrojů. Největší odlišnosti simulace a reálného zapojení mohou vzniknout díky toleranci použitých součástek, malou nepřesností modelů součástek a zejména díky teplotnímu driftu. V našem případě vznikaly mezi simulací a ručním návrhem (i přesto, že byl často zjednodušován) minimální odchylky.

4.1 Zdroj žhavení

Zdroj žhavícího napětí byl zatížen při simulaci rezistorem $R_{ZH} = 5,2\Omega$, který přibližně odpovídá odporu žhavícího vinutí. Simulací byla ověřena funkčnost návrhu a bez větších odchylek se shodovala se zde uvedeným výpočtem. Porovnání dosažených výsledků je uvedeno v Tab. 4.1.

Tab.	4.1:	Výsledky	návrhu a	simulace	zdroje	žhavení
------	------	----------	----------	----------	--------	---------

		Návrh	Simulace
I _C	[A]	1,9	1,9
IB	[mA]	34,5	36,5
I _{IO}	[mA]	400	413
$U_{ m ZH}$	[V]	12,0	12,0
$\Delta U_{ m ZH}$	[V]	-	<0,3µ

 $\Delta U_{\rm ZH}$ je zvlnění výstupního napětí $U_{\rm ZH}$.

Po sestavení zdroje byly naměřeny obdobné parametry s výjimkou zvlnění, zkompletovaný zdroj žhavícího napětí vykazoval téměř o tři řády vyšší zvlnění.

4.2 Zdroj anodového napětí

Zdroj anodového napětí byl zatížen podobně jako v předchozím případě rezistorem $R_{\rm R} = 4400 \,\Omega$, kterým protékal proud shodné velikosti jako je proud jednoho kanálu zesilovače $I_{\rm R}$. Hodnoty obdržené simulací jsou porovnány s vypočtenými hodnotami v Tab. 4.2.

Po oživení zdroj vykazoval vyšší výstupní napětí (cca 310V), což bylo pravděpodobně způsobeno teplotní závislostí a tolerancí napětí použitých zenerových diod.

		Návrh	Simulace
I _{ZD}	[mA]	6,0	6,1
$U_{\rm CE}$	[V]	304,0	303,0
I _C	[mA]	13,0	12,7
U_2	[V]	342,0	338,4
U_1	[V]	354,8	354
I _{RC}	[mA]	83	87
UR	[V]	300,5	299,2
$\Delta U_{ m R}$	[V]	-	<300µ

Tab. 4.2: Výsledky návrhu a simulace zdroje anodového napětí

 $\Delta U_{\rm R}$ je zvlnění výstupního napětí $U_{\rm R}$.

4.3 Simulace a měření zesilovače

Simulací byla nejprve ověřeny polohy pracovních bodů a klidové proudy aktivními prvky, simulace neprojevovala významné odchylky od zde uvedeného návrhu. Avšak měření na kompletním zařízení vykazovalo mírné odchylky anodových proudů. Po kontrolním měření používaných elektronek pomocí zkoušeče elektronek Tesla BM215A bylo zjištěno, že některé systémy používaných elektronek dosahují až dvojnásobných hodnot anodových proudů a trojnásobných hodnot strmostí oproti katalogovým údajům.

Na vstup (in) zesilovače byl přiveden harmonický signál o amplitudě U = 1,414 V a kmitočtu f = 1kHz. Výstup byl zatížen nejprve čistě rezistivní zátěží $R_Z = 32 \Omega$ připojenou přes π -článek a poté zátěž $R_Z = 320 \Omega$. V Tab. 4.3 jsou porovnány hodnoty získané výpočtem, simulací a měřením kompletního zesilovače. Zesilovač byl měřen pomocí generátoru Agilent 33220A a nízkofrekvenční milivoltmetru Grundig MV100.

			$Z = 32\Omega$			$Z = 320\Omega$	
		Výpočet	Simulace	Měření	Výpočet	Simulace	Měření
K _U	[-]	1,56	1,51	1,68	4,3	4,2	4,7
K _U	[dB]	3,9	3,6	4,5	12,6	12,4	13,4
$U_{ m vyst}$	[V]	1,56	1,51	1,68	4,3	4,2	4,7
P _{vyst}	[mW]	76,1	71,2	88,2	57,8	55,1	69,0
Fr. rozsah	[Hz]	-	8 – 800k	-	-	5 – 850k	-
THD	[%]	-	0,38	viz Tab. 4.4	-	0,22	viz Tab. 4.4
A _{20Hz}	[dB]	0,74	0,71	0,48	0,37	0,36	0,23
S/N	[dB]	-	<120	80,3	-	<120	79,5

Tab. 4.3: Výsledky návrhu, simulace a měření zesilovače

Hodnoty napěťového přenosu K_U platí pro buzení harmonickým signálem o referenčním kmitočtu f = 1 kHz. Frekvenční rozsah je simulován pro odchylku +/-1 dB od referenčního kmitočtu. Odchylka vznikla v důsledku malého zvlnění korektoru při střední poloze potenciometrů. Ve skutečnosti bude horní mezní frekvence řádově nižší, protože se projeví různé montážní kapacity. U_{vyst} je efektivní hodnota výstupního napětí při jmenovitém výstupním výkonu P_{vyst} . Celkové harmonické zkreslení *THD* jsme přibližně určili pomocí simulace na referenčním kmitočtu f = 1 kHz při jmenovitém výstupním výkonu pomocí [10]:

$$THD[\%] = 100 \cdot \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots + U_N^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 \dots + U_N^2}}$$
(4.1)

f = 1 kHz	$Z = 32 \Omega$		$\mathbf{Z} = 3$	320 Ω
$U_{ m in}$	$U_{ m out}$	THD+N	$U_{ m out}$	THD+N
[V]	[V]	[%]	[V]	[%]
0,05	0,085	0,067	0,236	0,041
0,1	0,168	0,088	0,47	0,069
0,5	0,84	0,216	2,34	0,172
1	1,68	0,592	4,7	0,325

Tab. 4.4: Naměřené hodnoty THD+N

Na Obr. 4.1 je znázorněna kmitočtová charakteristika při zátěži $Z = 320 \ \Omega$ získaná simulací pro 3 různá nastavení pasivního korektoru – fialová křivka pro zdůraznění basů a výšek, žlutá křivka pro potlačení okrajových kmitočtů a modrá křivka v neutrální poloze korektoru. Červeně jsou vymezeny úseky teoretického rozsahu regulace.



Obr. 4.1: Kmitočtová charakteristika zesilovače - simulace při $Z = 320\Omega$

Na Obr. 4.2 je zachycena změřená kmitočtová charakteristika zesilovače pro střední a mezní nastavení korektoru. Úplné potlačení okrajových kmitočtů znázorňuje zelená křivka, úplné zesílení okrajových kmitočtů znázorňuje červená křivka a modrá křivka vyznačuje neutrální polohu korektoru.



Obr. 4.2: Kmitočtová charakteristika zesilovače - měřeno při $Z = 320\Omega$

Při zkratovaném vstupu byl změřen poměr *S/N* pro zátěž $Z = 320 \Omega$ tento poměr činil *S/N* = 79,5dB, pro zátěž $Z = 32 \Omega$ tento poměr činil *S/N* = 80,3dB, viz Tab. 4.3. Podobným způsobem byl měřen odstup obou kanálů – jeden kanál byl u vstupní svorky uzemněn a druhý byl vybuzen na jmenovitý výstupní výkon. Při zátěži $Z = 320 \Omega$ činil odstup kanálů 65,3dB.

Při zátěži $Z = 320 \Omega$ byla pomocí osciloskopu zpozorována hladká limitace výstupního signálu přibližně při $U_{in} = 2,4$ V, výstupní napětí v limitaci činilo $U_{out} = 10,1$ V.

5 ZÁVĚR

V první části této práce byl proveden rozbor problému návrhu zesilovačů s elektronkami, rozbor parametrů často používaných zapojení a na základě dosažených poznatků byl proveden kompletní návrh elektronkového sluchátkového zesilovače. Návrh byl zaměřen jak na samotný dvoukanálový zesilovač, tak i na kvalitní napájecí jednotku a v neposlední řadě také na obvod pasivního korektoru hloubek a výšek s rozsahem regulací +/- 6 dB v pásmu slyšitelných kmitočtů a s regulací celkové hlasitosti.

Navržený zesilovač byl podroben simulaci a měření. Měření vykazovalo malé odchylky od hodnot obdržených simulací. Změřené výstupní napětí anodového zdroje bylo ve skutečnosti vyšší přibližně o 10V oproti simulaci, po kontrole teploty použitých polovodičů bylo zjištěno, že tento jev způsobuje teplotní drift použitých zenerových diod. Tento drift je pomalý a má zanedbatelný vliv na chování zesilovače, protože malá změna napájecího napětí vyvolá minimální posun pracovního bodu elektronek a tudíž minimální změnu parametrů. Důležitým faktem je, že zdroje zesilovače byly po celou dobu měření teplotně stabilní.

Zesilovač vykazoval ve skutečnosti větší zesílení a zkreslení oproti simulaci, což bylo způsobeno zejména velkou odchylkou parametrů některých triodových systémů použitých elektronek od parametrů, které uvádí výrobce. Pro minimalizaci odchylky zesílení by bylo nutno použít elektronek s co nejvíce podobnými parametry. Odchylka parametrů použitých elektronek pravděpodobně zapříčinila i malé zvětšení zkreslení zesilovače. Nejvyšší zkreslení bylo dosaženo při zátěži $Z = 32 \Omega$, při plném výstupním výkonu pak bylo *THD*+N = 0,592%.

Odstup signálu a rušivého napětí byl oproti simulaci menší přibližně o 40dB, toto zhoršení pravděpodobně zapříčinily nevhodně navržené spoje zemí na obou DPS a nevhodné propojení modulů.

Kmitočtové charakteristiky realizovaného pasivního korektoru byly velmi podobné výsledkům, které byly obdrženy simulací. Odchylky na okrajích pásma nejsou větší jak 1 dB.

POUŽITÁ LITERATURA

- [1] TOMAN, K. Reproduktory a reprosoustavy. Dexon s.r.o., Karviná 2001. 212 s.
- [2] Koss [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: http://www.koss.com/>
- [3] VLACH, J., VLACHOVÁ, V. Lampárna aneb co to zkusit s elektronkami?. Praha: Ben, 2005. 152s, ISBN-80-7300-091-1.
- [4] Sennheiser [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: <www.sennheiser.com>.
- [5] AKG [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: http://www.akg.com/>
- [6] Aldax [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: <www.aldax.cz>.
- [7] AikenAmps [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: http://www.aikenamps.com/>.
- [8] JJ-Electronics [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky. Dostupné na WWW: http://www.jj-electronic.com/>.
- [9] Platenspeler [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky. Dostupné na WWW: .
- [10] TubeCAD [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky. Dostupné na WWW: http://www.tubecad.com/>.
- [11] KOVAŘÍK, B., SMETANA, C. Korektory. Praha: SNTL, 1965. 236s.
- [12] BRANČÍK, L. Elektrotechnika 1. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [13] ON Semiconductor [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: http://www.onsemi.com/>.
- [14] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. Napájení elektronických zařízení, přednášky. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [15] ES Ostrava [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: http://www.es-ostrava.cz/.
- [16] STMicroelectronics [online], [cit. květen 2010]. Webové stránky společnosti. Dostupné na WWW: ">http://www.st.com/>.

SEZNAM VELIČIN, SYMBOLŮ A ZKRATEK

a	anoda elektronky
A, K_u	zesílení [-]
C_{a}	parazitní kapacita anody [F]
$C_{ m ga}$	parazitní kapacita mřížka – anoda [F]
$C_{ m gk}$	parazitní kapacita mřížka – katoda [F]
CA	Common Anode
CC	Common Cathode
D	průnik [-]
DPS	deska plošných spojů
EMI	ElectroMagnetic Interference
ESR	Equivalent Series Resistance $[\Omega]$
f	filament
f	kmitočet [Hz]
f/fd	poměrný mezní kmitočet [-]
fd	mezní kmitočet [Hz]
g 1	grid 1, řídící mřížka
g2	grid 2, stínící mřížka
g 3	grid 3
g	gate
$h_{\rm FE}$	proudový zesilovací činitel
Ia	proud anodou [A]
<i>I</i> b	proud bází [A]
Ic	proud kolektorem [A]
Id	proud elektrodou drain [A]
IIO	proud integrovaným obvodem [A]
Ik	proud katodou [A]
Izd	proud zenerovou diodou [A]
IO	integrovaný obvod
k	katoda elektronky
L_p	hladina akustického tlaku = SPL [dB]
NTC	Negative Temperature Coefficient
OTL	Output TransformerLess
p	akustický tlak [Pa]
p_0	referenční hodnota akustického tlaku 20 µPa
P max	nominální dlouhodobý maximální vstupní výkon [W]
PCB	printed circuit board
R_a	anodový odpor [Ω]
R_g	mřížkový odpor [Ω]
R_i	vnitřní odpor [Ω]
Rin, Rvst	vstupní odpor [Ω]
R_k	katodový odpor [Ω]
Rout, Rvýst	výstupní odpor [Ω]
R zн	odpor žhavícího vinutí [Ω]
S/N	Signal-to-Noise Ratio
S	strmost elektronky [mA/V]
S_d	dynamická strmost elektronky [mA/V]

SPL	Sound Pressure Level = L_p [dB]
SPL max	maximální hladina akustického tlaku [dB]
SPL ref	citlivost sluchátek [dB/V]
SRPP	Series Regulated Push Pull
t	čas [s]
THD	Total Harmonic Distortion
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise
U_{a}	napětí anoda – katoda [V]
U_{BE}	napětí báze – emitor [V]
$U_{\rm CE}$	napětí kolektor – emitor [V]
Uf, U ZH	žhavící napětí [V]
$U_{ m g}$	napětí mřížka – katoda [V]
Umax	maximální výstupní napětí [V]
Uref	referenční napětí [V]
U_{vst}	vstupní napětí [V]
Uvýst	výstupní napětí [V]
WCF	White Cathode Follower
Ζ	impedance [Ω]
μ	zesilovací činitel [-]
τ	časová konstanta [s]

SEZNAM PŘÍLOH

A Návrh zařízení	
A.1 Obvodové zapojení zdroje	
A.2 Obvodové zapojení zesilovače	
A.3 DPS zdroje – top (strana součástek)	
A.4 DPS zdroje – bottom (strana spojů)	
A.5 DPS zesilovače – top (strana součástek)	
A.6 DPS zesilovače – bottom (strana spojů)	
B Seznam součástek	
B.1 Seznam součástek zdroje	
B.2 Seznam součástek zesilovače	

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení zdroje



A.2 Obvodové zapojení zesilovače



A.3 DPS zdroje – top (strana součástek)



Rozměr desky 208 x 95 [mm], měřítko M1:1



A.4 DPS zdroje – bottom (strana spojů)

Rozměr desky 208 x 95 [mm], měřítko M1:1

A.5 DPS zesilovače – top (strana součástek)



Rozměr desky 184 x 89 [mm], měřítko M1:1

A.6 DPS zesilovače – bottom (strana spojů)



Rozměr desky 184 x 89 [mm], měřítko M1:1

B SEZNAM SOUČÁSTEK

B.1 Seznam součástek zdroje

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
12AC-1		F061.080	Konektor faston
12AC-2		F061.080	Konektor faston
14VAC-1		F061.080	Konektor faston
14VAC-2		F061.080	Konektor faston
270AC-1		F061.080	Konektor faston
270AC-2		F061.080	Konektor faston
В		F061.080	Konektor faston
С		F061.080	Konektor faston
C1	470u	EB35D	Elektrolytický kondenzátor
C2	470u	EB35D	Elektrolytický kondenzátor
C3	390u	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C4	100n	C15B6	Svitkový kondenzátor
C5	390u	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C6	100n	C15B6	Svitkový kondenzátor
C7	6m8	EB20D	Elektrolytický kondenzátor
C8	6m8	EB20D	Elektrolytický kondenzátor
C9	6m8	EB20D	Elektrolytický kondenzátor
C10	1u	E2,5-5	Tantalový kondenzátor
C11	330n	C050-024X044	Keramický kondenzátor
C12	1u	E2,5-5	Tantalový kondenzátor
C13	1m	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C14	330n	C050-024X044	Keramický kondenzátor
C15	1u	E2,5-5	Tantalový kondenzátor
C16	470u	E5-10,5	Elektrolytický kondenzátor
D1	1N5408	DO-201AD	Usměrňovací dioda
D2	1N5408	DO-201AD	Usměrňovací dioda
D3	1N5408	DO-201AD	Usměrňovací dioda
D4	1N5408	DO-201AD	Usměrňovací dioda
D5	1N5383B	017AA	Zenerova dioda
D6	1N5383B	017AA	Zenerova dioda
D7	1N5383B	017AA	Zenerova dioda
D8	1N5383B	017AA	Zenerova dioda
D9	MBR1060	DO220S	Schottkyho dioda
D10	MBR1060	DO220S	Schottkyho dioda
D11	MBR1060	DO220S	Schottkyho dioda
D12	MBR1060	DO220S	Schottkyho dioda

DB1	RS205	2KBP	Můstkový usměrňovač
Е		F061.080	Konektor faston
F1	T0.5A	SH22,5	Pojistkový držák
F2	T6.3A	SH22,5	Pojistkový držák
GND		F061.080	Konektor faston
GND-ZH		F061.080	Konektor faston
GND2		F061.080	Konektor faston
IC1	7812	78XXS	Stabilizátor napětí
IC2	7812	78XXS	Stabilizátor napětí
J1		6410-03	Konektor print
J2		6410-02	Konektor print
L		F061.080	Konektor faston
R		F061.080	Konektor faston
R1	15k	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R2	15k	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R3	470k	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R4	470k	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R5	470k	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R6	180	TR5W	Rezistor drátový 5W
R7	5k6	0617/19.5	Rezistor metaloxidový 2W
R8	5k6	0617/19.5	Rezistor metaloxidový 2W
R9	75	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R10	180	TR5W	Rezistor drátový 5W
R11	5k6	0617/19.5	Rezistor metaloxidový 2W
R12	5k6	0617/19.5	Rezistor metaloxidový 2W
R13	75	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R14	2R2	0411/12	Rezistor metalizovaný 1W
R15	82k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R16	100	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R17	1M	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R18	0	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R19	0	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
RE1	RT424012	RT2C/O	Relé
RE2	RT424012	RT2C/O	Relé
T1	IRFBC40-V	TO220-HIGH-V	Tranzitor FET
T2	BU508A-V	TO218V	Tranzitor bipolární
T3	BU508A-V	TO218V	Tranzitor bipolární
T4	IRFBC40-V	TO220-HIGH-V	Tranzitor FET
T5	IRF630	TO220V	Tranzitor FET
U\$5	TO220	TO220	Chladič
ZH		F061.080	Konektor faston

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	2u2	C5B5	Svitkový kondenzátor
C2	1m	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C3	2u2	C37.5B19	Svitkový kondenzátor
C4	150n	C5B2.5	Svitkový kondenzátor
C5	330n	C5B3.5	Svitkový kondenzátor
C6	2.2n	C5B4.5	Svitkový kondenzátor
C7	6.8n	C5B5.5	Svitkový kondenzátor
C8	390n	C22.5B11	Svitkový kondenzátor
C9	470n	C22.5B11	Svitkový kondenzátor
C10	2m2	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C11	2u2	C37.5B19	Svitkový kondenzátor
C12	390u	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C13	2u2	C5B5	Svitkový kondenzátor
C14	1m	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C15	2u2	C37.5B19	Svitkový kondenzátor
C16	150n	C5B2.5	Svitkový kondenzátor
C17	330n	C5B3.5	Svitkový kondenzátor
C18	2.2n	C5B4.5	Svitkový kondenzátor
C19	6.8n	C5B5.5	Svitkový kondenzátor
C20	390n	C22.5B11	Svitkový kondenzátor
C21	470n	C22.5B11	Svitkový kondenzátor
C22	2m2	E5-13	Elektrolytický kondenzátor
C23	390u	EB25D	Elektrolytický kondenzátor
C24	2u2	C37.5B19	Svitkový kondenzátor
GND		F061.080	Konektor faston
J1		6410-03	Konektor print
J2		6410-03	Konektor print
J3		6410-02	Konektor print
P1		PC16D	Tandemový potenciometr
P2		PC16D	Tandemový potenciometr
P3		PC16D	Tandemový potenciometr
R1	47k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R2	1k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R3	220	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R4	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R5	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R6	3.3k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R7	0	0207/10	Nulový rezistor
R8	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R9	410k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W

B.2 Seznam součástek zesilovače

R10	220k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R11	75	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R12	3.3k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R13	10k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R14	47k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R15	1k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R16	220	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R17	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R18	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R19	3.3k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R20	5.6k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R21	410k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R22	220k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R23	75	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R24	3.3k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
R25	10k	0207/10	Rezistor metalizovaný 0,6W
RE1	V23079	V23079	Konektor Print
X1		KK-156-3	Konektor Print
X2		KK-156-3	Konektor Print
X3		KK-156-5	Konektor Print
X4		KK-156-5	Konektor Print