

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMINUKACÍ

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

**Návrh a realizace elektronkového RIAA korekčního
předzesilovače**

- Definujte technické požadavky kladené na RIAA korekční předzesilovač pro přenosku s pohyblivým magnetem.
- Proveďte rešerši způsobů technických řešení elektronkových RIAA korekčních předzesilovačů.
- Navrhňte vhodnou topologii elektronkového předzesilovače s ohledem na dostupnost elektronek na trhu, jejich maximální životnost a dosažení požadovaných technických parametrů předzesilovače. Proveďte také návrh napájecího zdroje. Signálovou cestu navrhňte s použitím elektronek.
- Předzesilovač zrealizujte, změřte jeho technické parametry a případně zapojení upravte tak, aby splňovalo požadované technické parametry.

Abstrakt

Cílem práce bylo provést kompletní návrh a realizaci elektronkového předzesilovače pro gramofon, zařízení změřit, zjistit, jaké jsou jeho parametry a navrhnout a potažmo i zrealizovat jeho úpravu tak, aby zařízení vyhovovalo technickým požadavkům kladeným na takové zařízení. Předzesilovač pro gramofon, ať už s elektronkami nebo s polovodiči využívá pasivní nebo aktivní korekci nebo kombinaci obou těchto řešení. Korekční filtr, jestliže využívá standard RIAA provádí korekci signálu na třech daných časových konstantách, a ve výsledku poskytuje reverzní charakteristiku oproti záznamu signálu na vinylové desce, aby bylo možné reprodukovat původní signál. Ve většině předzesilovačů pro gramofon se dnes používají polovodičové prvky, a ačkoli se tato zařízení vyrábí i s elektronkami, nejedná se o standard. Elektronky vykazují oproti polovodičům jiné vlastnosti, především pak dynamický rozsah audio zařízení s elektronkami se jeví oproti polovodičovým zařízením jako lepší. Zařízení je navrženo s ohledem na dané napájecí napětí, co nejširší šířku pásma přenášeného signálu a možnost připojení co nejširšího spektra přenosů od různých výrobců. Pro předzesilovač je zvolen pasivní RIAA filtr vypočítaný vzhledem k výstupní a vstupní impedanci zesilovacích stupňů. Pro impedanční přizpůsobení výstupu je do obvodu zařazen katodový sledovač. Cílem tedy je, aby předzesilovač měl dostatečné zesílení (Více než 40 dB při 1 kHz), dostatečně velkou šířku pásma, aby pokrývala pokud možno akustické pásmo, reálná RIAA charakteristika by měla odpovídat spočítané charakteristice a důraz by měl být také kladen na dostatečně velký odstup signálu od šumu. Celá práce tedy slouží jako vzor při návrhu obdobného zařízení a poskytuje cenný zdroj informací pro porovnání parametrů předzesilovače, jenž využívá elektronky namísto široce rozšířených polovodičů.

Klíčová slova

Elektronkový předzesilovač, Gramofon, Gramofonová přenoska, RIAA filtr, RIAA charakteristika

Abstract

The aim of the work was to perform a complete design and implementation of a tube preamplifier for a phonograph, measure the device, find out what its parameters are and design and therefore implement its modification so that the device meets the technical requirements for such a device. The preamplifier for the phonograph, whether with tubes or semiconductors, uses passive or active correction or a combination of both. The correction filter, if using the RIAA standard, corrects the signal at three given time constants, and as a result provides a reverse characteristic to the signal recording on the vinyl record so that the original signal can be reproduced. Semiconductor components are used in most phono preamplifiers today, and although these devices are also made with tubes, this is not the standard. Tubes have different properties than semiconductors, especially the dynamic range of audio devices with tubes appears to be better than semiconductors. The device is designed with regard to the given supply voltage, the widest possible bandwidth of the transmitted signal and the possibility of connecting the widest possible range of cartridges from various manufacturers. A passive RIAA filter calculated with respect to the output and input impedance of the amplifier stages is selected for the preamplifier. A cathode follower is included in the circuit for impedance matching of the output. The aim is for the preamplifier to have sufficient gain (More than 40 dB at 1 kHz), a large enough bandwidth to cover the acoustic bandwidth if possible, the real RIAA characteristic should correspond to the calculated characteristic and emphasis should also be placed on a sufficiently large distance signal to noise. The whole work therefore serves as a model for the design of a similar device and provides a valuable source of information for comparing the parameters of a preamplifier that uses tubes instead of widely used semiconductors.

Key words

Tube preamp, Phonograph, Phono cartridge, RIAA filter, RIAA characteristics

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou/bakalářskou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této bakalářské/diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 22.6.2020

Jan Hartman

Obsah

OBSAH	6
ÚVOD	7
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	8
1 OBECNĚ O PROBLEMATICE PŘEDZESILOVAČE PRO GRAMOFON	11
1.1 GRAMOFONOVÁ PŘENOSKA.....	11
1.1.1 Přenoska s pohyblivým magnetem.....	11
1.1.2 Rozdíly mezi přenoskami typu MM podle užití a výrobců.....	13
1.2 TECHNICKÁ ŘEŠENÍ ELEKTRONKOVÉHO PŘEDZESILOVAČE PRO GRAMOFON.....	16
1.2.1 Předzesilovač s RIAA korekcí v signálové cestě.....	17
1.2.2 Předzesilovač s RIAA korekcí ve zpětné vazbě.....	18
2 NÁVRH A KONSTRUKCE PŘEDZESILOVAČE A NAPÁJECÍHO ZDROJE	19
2.1 OBVOD PŘEDZESILOVAČE, VÝBĚR VHODNÉ TOPOLOGIE A ELEKTRONEK.....	19
2.1.1 Návrh a výpočet zesilovacích stupňů.....	20
2.1.2 Návrh a výpočet RIAA filtru.....	27
2.1.3 Návrh a výpočet katodového sledovače.....	29
2.2 NAPÁJECÍ ZDROJ.....	34
2.2.1 Obvod pro žhavení elektronek a prodloužení jejich životnosti.....	35
2.2.2 Zdroj anodového napětí.....	37
3 REALIZACE PŘEDZESILOVAČE A MĚŘENÍ JEHO PARAMETRŮ	40
3.1 NÁVRH PLOŠNÉHO SPOJE.....	40
3.2 MĚŘENÍ PŘEDZESILOVAČE.....	42
3.2.1 Měření pracovního bodu a RIAA charakteristiky.....	43
3.2.2 Měření zisku předzesilovače.....	46
3.2.3 Měření šumu a hluku, frekvenční charakteristiky a zkreslení.....	47
ZÁVĚR	60
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	61
PŘÍLOHY	1

Úvod

Předkládaná práce, rozdělená na celkem tři hlavní kapitoly je zaměřena na popis, návrh, realizaci a měření parametrů předzesilovače pro gramofon využívající elektronky.

První část první kapitoly uvádí čtenáře do obecné problematiky technických parametrů přenosků pro gramofon, především je pak zaměřena na popis přenosky s pohyblivým magnetem neboli přenosky magnetodynamické. V druhé části první kapitoly jsou podrobně popsány dvě základní obvodové topologie, dělící se na topologii pasivní a aktivní. Tento popis se zaměřuje na základní rozdíly mezi oběma topologiemi a na jejich výhody a nevýhody.

V následující druhé kapitole je proveden na základě vytyčených požadavků kladených na předzesilovač pro gramofon kompletní návrh a výpočet samotného předzesilovače a napájecího zdroje. Návrh je rozdělen podle jednotlivých bloků obvodu a každému tomuto bloku je věnována samostatná podkapitola s podrobným popisem a návrhem. V této kapitole jsou také popsány úpravy napájecího zdroje, aby vyhovoval požadavkům předzesilovače na napájení a žhavení.

Poslední, tedy třetí kapitola je věnována ověření skutečných vlastností předzesilovače a měření základních parametrů udávaných pro audio zařízení. Konkrétně se jedná o měření správnosti nastavení pracovního bodu a věrnosti reálné RIAA charakteristiky k charakteristice teoretické, měření zesílení, šumu, hlukového pozadí a frekvenční charakteristiky potažmo šířky pásma.

Seznam symbolů a zkratek

RIAA	Recording Association of America (Asociace amerického nahrávacího průmyslu – technický standard)
v [cm/s].....	stranová rychlost hrotu přenosky
MM.....	Moving magnet (typ přenosky s pohyblivým magnetem)
MC.....	Moving coil (typ přenosky s pohyblivou cívkou)
$C_{g/a}$	Kapacita mezi mřížkou a anodou elektronky
$C_{g/k}$	Kapacita mezi mřížkou a katodou elektronky
$\tau_{1,2,3}$ [μ s].....	časové konstanty RIAA filtru
f [Hz].....	Frekvence signálu
A [dB].....	Amplituda signálu
A_u	Napět'ové zesílení
C_{in} [pF].....	Vstupní kapacita elektronky
C_p [pF].....	Přepínatelná kapacita na vstupu
$U_{OUT\ max}$ [mV].....	Maximální hodnota napětí poskytovaného přenoskou
$U_{OUT\ ref}$ [mV]	Napětí poskytované přenoskou při $v = 5$ cm/s a $f = 1$ kHz
v_{max} [cm/s].....	Maximální stranová rychlost hrotu přenosky
v_{ref} [cm/s].....	Stranová rychlost hrotu přenosky = 5 cm/s
A1	První zesilovací stupeň jednotlivě pro každý kanál
A2	Druhý zesilovací stupeň jednotlivě pro každý kanál
R_a [Ω]	Rezistor v anodě elektronky
U_a [V]	Anodové napětí
I_a [mA]	Anodový proud
R_k [Ω]	Rezistor v katodě elektronky
U_g [V].....	Mřížkové předpětí
P_{Ra} [W].....	Ztrátový výkon na rezistoru v anodě
P_{Rk} [W].....	Ztrátový výkon na rezistoru v katodě
R_i [k Ω].....	Vnitřní odpor elektronky
Rin1 [k Ω].....	Vstupní mřížkový rezistor prvního zesilovacího stupně
Rin2 [M Ω]	Vstupní mřížkový rezistor druhého zesilovacího stupně

μ	Zesilovací činitel elektronky
C_v [nF, μ F]	Vazební kapacita
f_0 [Hz]	Zlomová frekvence horní propusti tvořené kondenzátory a rezistory v katodě nebo vazebnímy kondenzátory a vstupním odporem elektronek
R_s [Ω , k Ω]	Rezistor zabraňující rozkmitání zesilovacího stupně “grid stopper“
$H(s)$	Přenosová funkce RIAA filtru
Z_{OUT} [k Ω]	Výstupní impedance elektronky
R_g [k Ω]	Vstupní mřížkový rezistor katodového sledovače
R_{k1} [k Ω]	1. Rezistor v katodě sledovače
R_{k2} [k Ω]	2. Rezistor v katodě sledovače
R_s [Ω]	Převodní odpor katodového sledovače
S [mA/V]	Strmost elektronky
E_a [V]	Napájecí napětí
E_{gB} [V]	Závěrné předpětí elektronky
I_{am} [mA]	Maximální výstupní stejnosměrný proud sledovače
U_{am} [V]	Maximální výstupní stejnosměrné napětí sledovače
$U_{1\dot{s}s}$ [V]	Maximální rozkmit vstupního napětí sledovače
U_{1ef} [V]	Maximální efektivní střídavé vstupní napětí sledovače
U_{2ef} [V]	Maximální efektivní střídavé výstupní napětí sledovače
I_{k0} [mA]	Klidový odběr proudu sledovače
U_{k0} [mA]	Úbytek napětí na katodových rezistorech sledovače
A_p	Pomocná hodnota pro výpočet vstupní impedance sledovače
Z_{in} [M Ω]	Vstupní impedance sledovače
Z_{out} [Ω]	Výstupní impedance sledovače
C_{v_out} [μ F]	Výstupní vazební kapacita za sledovačem
C_n [μ F]	Kapacita ve zdroji žhavicího napětí určující časovou konstantu náběhu napětí
R_{n1} [k Ω]	1. rezistor nastavující výstupní napětí žhavicího zdroje
R_{n2} [k Ω]	2. rezistor nastavující výstupní napětí žhavicího zdroje
I_{celk} [mA]	Celkový odběr proudu předzesilovače
R_v [Ω , k Ω]	Vyhlazovací rezistory v napájecím zdroji
R_z [Ω , k Ω]	Vyhlazovací rezistory v napájecím zdroji
I_{a1} [mA]	Naměřený anodový proud pro první triodový systém elektronek

I_{a2} [mA]	Naměřený anodový proud pro druhý triodový systém elektronek
S_1 [mA/V]	Naměřená strmost pro první triodový systém elektronek
S_2 [mA/V]	Naměřená strmost pro druhý triodový systém elektronek
U_{a1} [V].....	Naměřené anodové napětí prvního zesilovacího stupně pro levý nebo pravý kanál a sledovač
U_{a2} [V].....	Naměřené anodové napětí druhého zesilovacího stupně pro levý nebo pravý kanál a sledovač
U_{k1} [V].....	Naměřené napětí na katodě prvního zesilovacího stupně pro levý nebo pravý kanál a sledovač
U_{k2} [V].....	Naměřené napětí na katodě druhého zesilovacího stupně pro levý nebo pravý kanál a sledovač
L [dB]	Úroveň signálu převedená na jednotky dB
$U_{OUT(A1)}$ [mV].....	Naměřená efektivní hodnota napětí signálu na anodě prvního zesilovacího stupně jednotlivě pro každý kanál
$U_{OUT(A2)}$ [mV].....	Naměřená efektivní hodnota napětí signálu na anodě druhého zesilovacího stupně jednotlivě pro každý kanál
$U_{OUT(RIAA)}$ [mV].....	Naměřená efektivní hodnota napětí na výstupu filtru RIAA jednotlivě pro každý kanál
$A_{u(A1)}$	Napět'ově zesílení prvního zesilovacího stupně jednotlivě pro každý kanál
$A_{u(A2)}$	Napět'ově zesílení druhého zesilovacího stupně jednotlivě pro každý kanál
SNR_{dB} [dB].....	Odstup signálu od šumu
$SNR_{dB(RMS)}$ [dB].....	Odstup signál šum naměřený RMS detektorem
THD [%].....	Zkreslení signálu předzesilovačem

1 Obecně o problematice předzesilovače pro gramofon

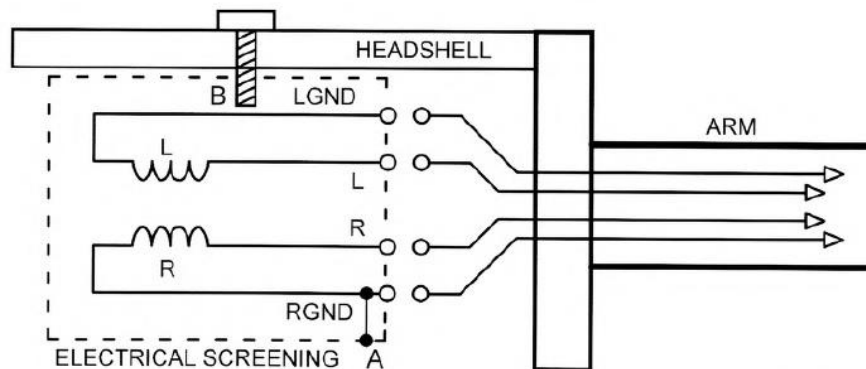
1.1 Gramofonová přenoska

Problematika návrhu a konstrukce předzesilovače pro gramofon v zásadě závisí na typu použité přenosky. Její vlastnosti a parametry rozhodují o konstrukci a účelu použití. Různé typy přenosek mají různé výstupní napětí, impedanci a šířku frekvenčního pásma výstupního signálu podle typu použité konstrukce, které jsou dnes prakticky výhradně založené na mechanicko-elektrickém principu. Jedná se tedy vždy o měnič, jenž převádí mechanickou energii generovanou pohybem snímacího hrotu v drážce točící se gramofonové desky, na energii elektrickou. Tento snímací hrot je mechanicky navázán na dané ústrojí, jež generuje požadovaný signál. U mechanicko-elektrických přenosek se amplituda signálu pohybuje pouze v řádu několika mV. Tato hodnota se zpravidla uvádí při referenčním kmitočtu 1 kHz a stranové rychlosti $v = 5$ cm/s. Práce s takto nízkými hodnotami amplitudy signálu jsou náročné z hlediska náchylnosti na rušení a problémy s odstupem signálu od šumu. Jedna z nejvíce rozšířených přenosek je kvůli svým výhodným vlastnostem magnetodynamická přenoska neboli přenoska s pohyblivým magnetem. Bližšímu popisu jsou věnovány následující odstavce [1] [2].

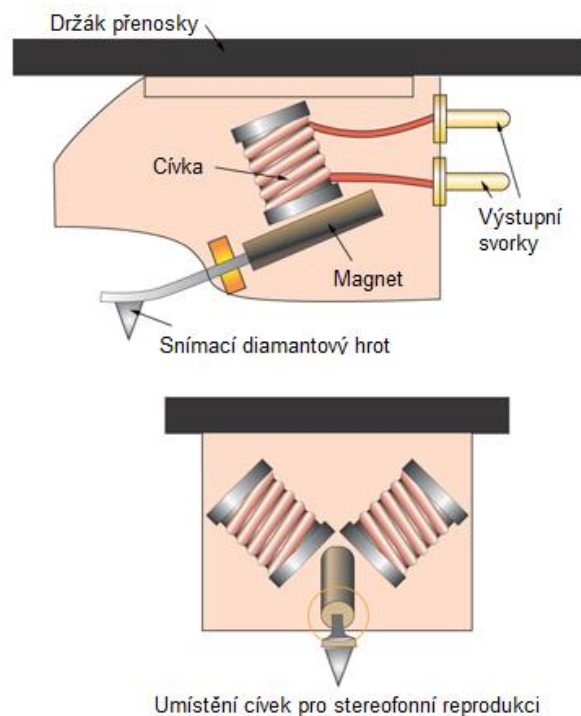
1.1.1 Přenoska s pohyblivým magnetem

Přenoska s pohyblivým magnetem neboli přenoska typu MM (moving magnet) je dnes prakticky nejrozšířenější používanou přenoskou. Je tomu tak proto, že vzhledem ke konstrukci systému, jeho ceně a parametrům poskytuje v poměru cena/výkon nejlepší výsledky. Řadí se do společné kategorie přenosek pracujících na principu elektromagnetické indukce, stejně jako systém s pohyblivou cívkou, tedy systém typu MC (moving coil) nebo systém s pohyblivým železím, tedy systém typu MI (moving iron). Jedná se tedy o tzv. rychlostní systém, u něhož je výstupní napětí úměrné stranové rychlosti pohybu snímacího hrotu. Díky statickému uložení cívek v magnetickém obvodu je možno tyto cívky ve srovnání se systémem pohyblivých cívek značně převinout a získat tak relativně silný výstupní signál, který není tolik náchylný ke znehodnocení rušením a či problémy s odstupem signálu od šumu. Další výhodou systému s pohyblivým magnetem je relativně snadná výměna hrotu. Z tohoto hlediska lze tedy zohlednit i praktičnost tohoto systému. Konstrukce se skládá z pravidla ze dvou cívek staticky uložených v magnetickém obvodu, neboť uvažujeme systém se schopností snímat signál ve stereofonním režimu.

To znamená, že snímací hrot se pohybuje v drážce nejen horizontálně ale také vertikálně. Konstrukce dále zahrnuje snímací hrot, jehož výchylky jsou převáděny na permanentní magnet. Magnet je schopen se díky pružnému uložení pohybovat v magnetickém obvodu a vytvářet tak změnu magnetického indukčního toku. Zapojení přenosky typu MM je znázorněno na Obr. 1. Mechanické uspořádání je pak znázorněno na Obr. 2 [1] [2] [3].



Obr. 1 Zapojení přenosky typu MM pro stereofonní reprodukci [2]



Obr. 2 Mechanické uspořádání přenosky typu MM [4]

Přenosky typu MM se podle konstrukce a užití dělí na dvě základní kategorie, jež budou popsány v následujících odstavcích.

1.1.2 Rozdíly mezi přenoskami typu MM podle užití a výrobců

Přenosky s pohyblivým magnetem se liší napříč výrobci podle použité technologie a konstrukce, které určují parametry a použití přenosky. Z pravidla se tak dělí na dvě hlavní kategorie, jejichž příklady jsou zobrazeny na Obr. 3.

- *Přenosky typu MM pro hi-fi použití*
- *Přenosky typu MM pro použití v DJ produkci*



Obr. 3 Přenoska Sumiko Olympia (hi-Fi) vlevo [5] a přenoska Ortofon MkII CLUB (DJ) vpravo [6]

Hlavním rozdílem je zpravidla vyšší výstupní napětí, které poskytují přenosky pro DJ produkci, zpravidla větší připojovací kapacita a také jejich větší mechanická odolnost a robustnost. Naopak hi-fi přenosky jsou konstruovány pro co možná nejvěrnější přednes zvuku v širokém kmitočtovém pásmu.

V rámci univerzálnosti předzesilovače pro použití více typů přenosek s různými parametry a od různých výrobců, je nutno řešit obvod tak aby vyhovoval pokud možno co největšímu spektru přenosek. Z tohoto srovnání plyne, že při návrhu předzesilovače je nutné se řídit podle tří hlavních parametrů vycházejících z vlastností přenosek.

- **Výstupní napětí**

Na histogramu níže je zobrazeno srovnání úrovní výstupního napětí celkem 57 přenosů pro hi-fi využití od různých výrobců. Histogram nezahrnuje přenosy pro DJ produkci a při návrhu předzesilovače se s přenosy tohoto typu nebude počítat neboť v kontextu použití DJ přenosů s elektronickým hi-fi předzesilovačem by to bylo bezpředmětné. Z histogramu je vidět, že nejčastěji se výstupní napětí pohybuje na hodnotách 5 mV a 6,5 mV. Všechny tyto hodnoty se uvádějí při referenčním kmitočtu 1 kHz a stranové rychlosti 5 cm/s [1].

N	Výstupní napětí přenosů typu MM (nezahrnuje DJ přenosy)											
13												
12												
11												
10												
9												
8												
7												
6												
5												
4												
3												
2												
1												
	3	3,2	3,3	3,4	3,5	3,6	4	5	5,5	6	6,5	8
U _{out} (mV)												

Obr. 4 Histogram znázorňující srovnání napěťových úrovní (při referenčním kmitočtu 1 kHz a stranové rychlosti 5 cm/s) 57 přenosů pro hi-fi využití (rok 2012) [1]

Pro srovnání bylo vybráno 6 předních výrobců (Ortofon, Sumiko, Shure, Audio-technica, Grado, Goldring), kteří mají na trhu s přenosy majoritní podíl a tudíž lze pokládat za nejčastěji používané a nejvíce rozšířené. V rámci rešerše přenosů zmíněných výrobců se hodnoty výstupního napětí pohybovaly v rozmezí 2,5 mV až 6,5 mV přičemž nejvíce zastoupená hodnota výstupního napětí byla 5 mV. Pro srovnání, mezní horní hodnota, konkrétně u DJ přenosy Ortofon Q.Bert Concorde může dosáhnout hodnoty až 11 mV, což je hodnota nejvyšší při srovnání s produkty jak Ortofonu tak i ostatních vybraných výrobců.

Může však nastat situace, kdy napětí skokově stoupne až na hodnotu v řádu několika stovek mV a to sice v případě poškození gramofonové desky, kdy dojde k prodření materiálu desky mezi drážkami a snímací jehla pak přeskočí z jedné drážky do druhé.

Na toto je třeba brát zřetel a vstupní citlivost předzesilovače by měla být nastavena tak, aby nedošlo nejen k přebuzení ale i případnému poškození výkonového zesilovače či reprosoustavy.

- ***Připojovací impedance a kapacita***

Dodržení hodnot připojovací impedance a kapacity je klíčové pro správnou funkci předzesilovače. Připojovací impedance je dnes u většiny předních výrobců přenosů normalizována na 47 k Ω ale nejedná se vždy o pravidlo. Co se týče připojovací kapacity, tam se již hodnoty liší podle výrobců i typu přenosky a to v rozsahu 100 až 500 pF. Některé přenosky mají doporučený rozsah hodnot připojovací kapacity, některé mají podle výrobců hodnotu této kapacity pevně danou. V praxi lze řešit výběr odpovídající kapacity přepínačem na vstupu. Zde se ovšem musí počítat i s kapacitou kabelu vedoucího od přenosky, dále se vstupní kapacitou elektronek a případně i s kapacitou přívodních vodičů. Kapacita kabelu se pohybuje v řádu desítek až stovek pF v závislosti na délce kabelu. Vstupní kapacita elektrony se v případě triody popisuje jako $C_{g/a}$, tedy kapacita mezi mřížkou a anodou a $C_{g/k}$, tedy kapacita mezi mřížkou a katodou.

Vývody z přepínače by měly být vedeny co nejkratší cestou a i provedení přepínače by mělo být miniaturní, pro omezení vlivu parazitních kapacit a indukčností. Vyhovující je například miniaturní DIP přepínač.

- ***Šířka frekvenčního pásma***

Frekvenční rozsah všech hi-fi přenosů zmíněných výrobců byl alespoň 20 Hz až 20 kHz. Pouze u některých byl rozsah větší z hlediska dolního i horního mezního kmitočtu. Například Sumiko Moonstone má frekvenční rozsah daný výrobcem 12 Hz až 33 kHz. To má za následek detailnější přednes nižších a vyšších kmitočtů avšak hodnoty nižší než 20 Hz a vyšší než 20 kHz jsou pro člověka prakticky neslyšitelné. Deska i snímací hrot však podléhají opotřebení a tím pádem klesá schopnost desky a potažmo i přenosky reprodukovat vyšší kmitočty. Plně tedy postačí, když bude předzesilovač schopen přenášet kmitočty ve slyšitelném akustickém pásmu s uspokojivým zesílením a kmitočty nižší či vyšší nejsou pro reprodukci až tak podstatné.

Je nutné brát zřetel na dostatečně velkou kapacitu vazebních kondenzátorů a též kondenzátorů v katodách elektronek, které se výraznou měrou podílí na možném útlumu nižších kmitočtů. Podstatné je, že reálně budou kmitočty nižší než 20Hz potlačeny neboť zmíněné kondenzátory tvoří spolu s vstupní impedancí elektronek filtr a jejich kapacita by vycházela zbytečně neúměrně velká při zachování uspokojivého zesílení i pod slyšitelným pásmem.

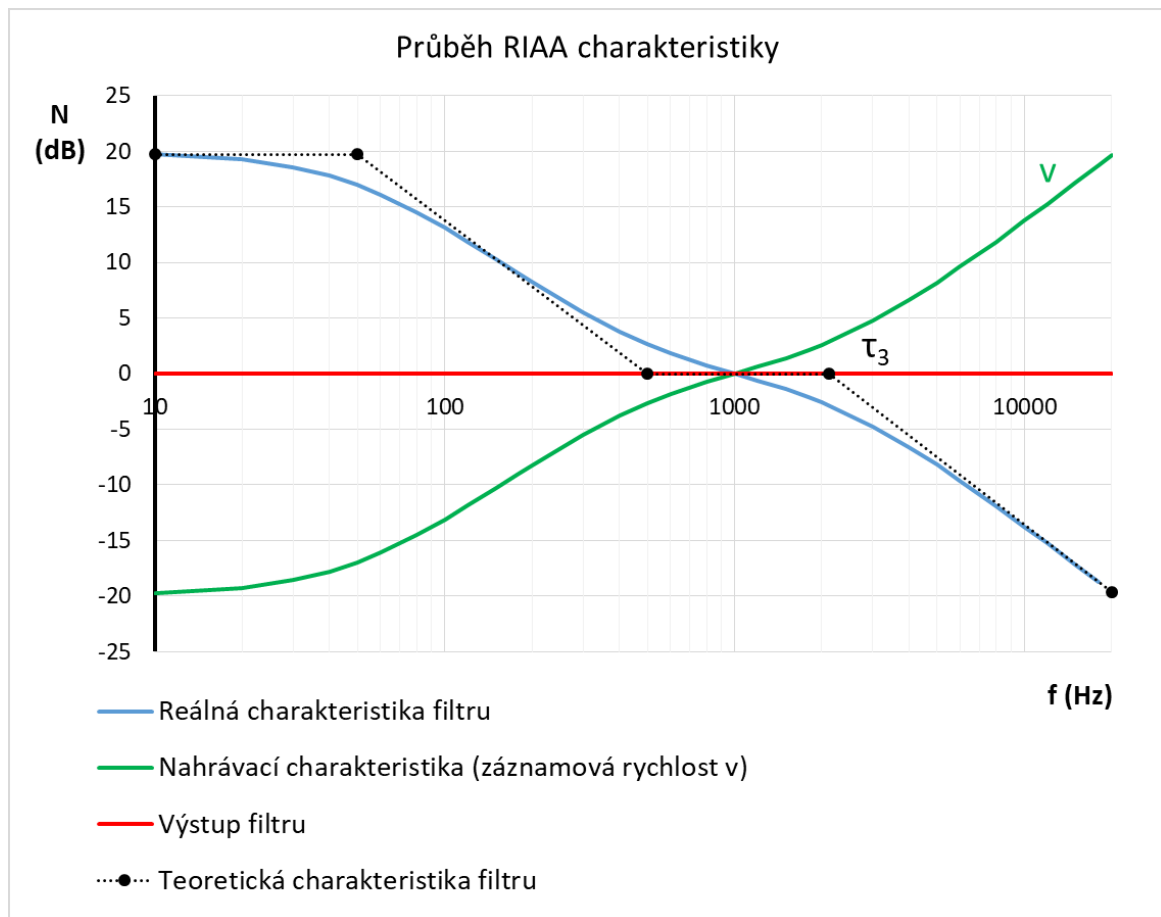
1.2 Technická řešení elektronkového předzesilovače pro gramofon

Hlavním výsadou předzesilovače pro gramofon, kterou se liší od předzesilovačů sloužících pro zesílení audio signálů z moderních nosičů a medií je korekční obvod RIAA nazván podle Recording Industry Association of America (Asociace amerického nahrávacího průmyslu). Tato asociace je administrátorem mezinárodně přijatého technického standardu průběhu nahrávací kmitočtové charakteristiky vinylových desek.

K optimálnímu využití místa na vinylové desce je nutné optimalizovat amplitudu výchylek v drážce na ideálně konstantní úroveň. Záznamová hlava však pracuje převážně na elektromagnetickém principu a po přivedení napětí stejné úrovně při všech kmitočtech by se podle indukčního zákona proud zvětšoval směrem k oblasti nízkých kmitočtů a naopak zmenšoval směrem k vyšším kmitočtům. Výchylka záznamového hrotu je úměrná protékajícímu proudu a proto by amplituda výchylky vycházela neúměrně velká v oblasti nízkých kmitočtů a naopak velmi malá v oblasti kmitočtů vyšších. Tím pádem je nutné provést korekci pro vyrovnání velikosti amplitudy výchylek pro maximální využití místa na desce.

Kvůli těmto požadavkům došlo ke korekci průběhu na kmitočtech vyjádřených časovými konstantami $\tau_1 = 3180 \mu\text{s}$ (50,05 Hz), $\tau_2 = 318 \mu\text{s}$ (500,5 Hz) a $\tau_3 = 75 \mu\text{s}$ (2122 Hz). Účelem RIAA filtru je tedy reverzní korekce signálu na základě těchto tří časových konstant.

Závislost záznamové rychlosti na kmitočtu (nahrávací charakteristika), teoretická i reálná charakteristika filtru a úroveň jeho výstupního napětí jsou znázorněny na Obr. 5 [2] [7].

Obr. 5 Závislost záznamové rychlosti v na kmitočtu

Výpočet stranové rychlosti je dán vztahem:

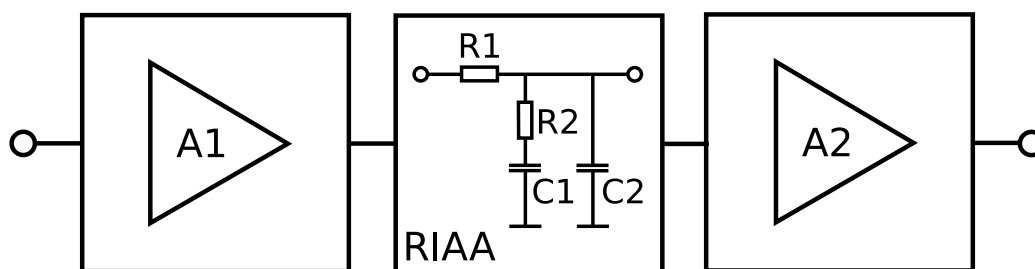
$$v = f * A * 4,44 \quad [\text{cm/s}] \quad (1. 1)$$

Korekční obvod je možno realizovat prakticky dvěma možnými způsoby. První možností je zařazení korekčního filtru do signálové cesty, tedy pasivní korekce a druhou je zařazení filtru do obvodu zpětné vazby, tedy aktivní korekce. Podrobnějšímu popisu se budou věnovat následující odstavce.

1.2.1 Předzesilovač s RIAA korekcí v signálové cestě

Tato topologie spočívá v zařazení RIAA filtru, který má charakter dvojbranu přímo do signálové cesty. Z pravidla mezi první a druhý zesilovací stupeň. Oba stupně musí být pečlivě navrženy tak, aby nedošlo k jejich přebuzení, což se týká především prvního stupně a dále je nutné brát zřetel také na šumové parametry.

Tyto faktory určují, že potřebný zisk na prvním a druhém zesilovacím stupni by měl být z hlediska přebuzení nízký pro první stupeň a vysoký pro druhý stupeň ale z hlediska odstupu signálu od šumu je tomu naopak. Útlum filtru je na horním okraji akustického pásma, tedy při 20 kHz roven téměř 40 dB. Z toho plyne, že zesílení prvního stupně by mělo být větší, než tento útlum aby se výrazně neuplatnil šum. Z hlediska přebuzení prvního stupně je však takto vysoký zisk nevhodný. Zde se elektronky jeví jako lépe vyhovující, neboť pracují s vyšším napájecím napětím než polovodiče, což umožňuje větší rozkmit napětí na výstupu prvního stupně. Bez větších problémů je však možné s přihlédnutím k požadovaným parametrům realizovat první i druhý stupeň jako totožný. Šumové parametry lze zlepšit volbou pasivních součástek s nízkou impedancí v RIAA filtru. Na Obr. 6 je znázorněno blokové schéma předzesilovače s pasivní korekcí.



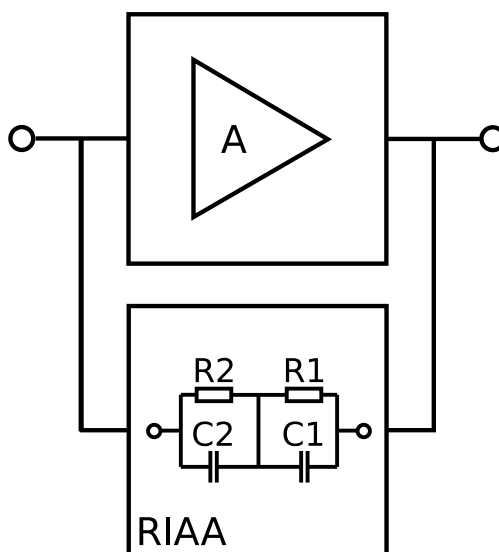
Obr. 6 Blokové schéma předzesilovače s pasivní korekcí [8]

Předností této topologie je samotná absence zpětné vazby a s tím spojenými problémy jako je případná nestabilita při větším uplatnění zpětné vazby na vyšších kmitočtech.

Pasivní korekce může být realizována i v režimu “split“, tedy s použitím tří zesilovacích stupňů, kde část korekčního členu je zařazena před druhý zesilovací stupeň a další až za ním [2] [8] [9] [10].

1.2.2 Předzesilovač s RIAA korekcí ve zpětné vazbě

Z názvu je patrné, že tato topologie využívá zařazení korekčního filtru do obvodu zpětné vazby. Konkrétně se jedná o frekvenčně závislou zápornou zpětnou vazbu a filtr má charakter dvojpólu. Použití záporné zpětné vazby řeší problém s přebuzením zesilovacích stupňů a zvětšuje odstup signálu od šumu. Nevýhody zapojení se projevují při větším uplatnění zpětné vazby na vyšších frekvencích, kde mohou potenciálně nastat potíže se stabilitou. Blokové schéma předzesilovače s aktivní korekcí je na Obr. 7.



Obr. 7 Blokové schéma předzesilovače s aktivní korekcí [8]

V historických konstrukcích s elektronkami byl zesilovací stupeň A nejčastěji zastoupen jednou dvojitou triodou, jejíž oba systémy tvoří kapacitně vázaný zesilovač. Zde ve srovnání s pasivní korekcí je výhodné, že mezi jednotlivými zesilovacími stupni není zařazen prvek s velkým útlumem. Toto zapojení se v komerčních zařízeních vyskytuje podstatně častěji jak v historických konstrukcích, tak i v zapojeních s operačními zesilovači [2] [8] [9] [10].

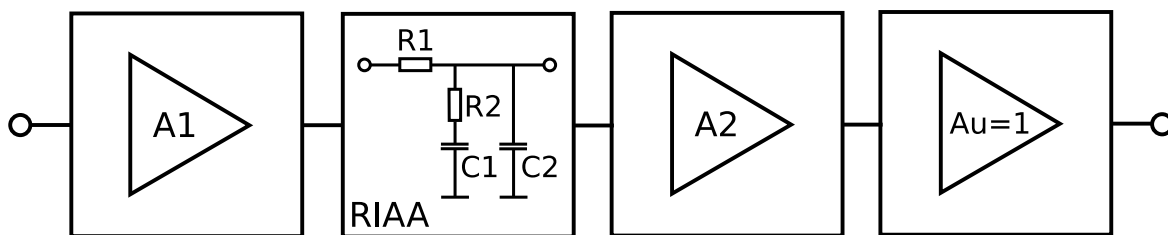
2 Návrh a konstrukce předzesilovače a napájecího zdroje

Z pravidla se při návrhu konstrukce začíná nejprve se samotným zařízením a až potom s návrhem zdroje, jehož parametry vyhovují požadavkům navrženého zařízení. Pro tento účel byl však využit již hotový zdroj napájecího napětí pro elektronková zařízení, který se svými parametry jevil jako vyhovující pro požadavky předzesilovače. Částečně se tedy bude vycházet při návrhu nejprve z parametrů zdroje. V následujících odstavcích bude popsán podrobný návrh a výpočet obvodu předzesilovače, samotný zdroj a jeho úpravy a návrh DPS pro obvod předzesilovače.

2.1 Obvod předzesilovače, výběr vhodné topologie a elektronek

Prvním bodem při návrhu obvodu je volba jedné z dříve popsaných topologií obvodu. Pro tento účel této práce byl zvolen obvod předzesilovače s pasivní korekcí.

Typické zapojení předzesilovače s pasivní korekcí je doplněno o obvod katodového sledovače připojeného na výstup druhé zesilovací sekce. Pracovní bod prvního i druhého stupně by měl být nastaven v lineární části charakteristiky, aby nedocházelo ke zkreslení signálu. Z hlediska dobrých dynamických parametrů je vhodné mít k dispozici vysoké napájecí napětí. Blokové schéma předzesilovače je znázorněno na Obr. 8.

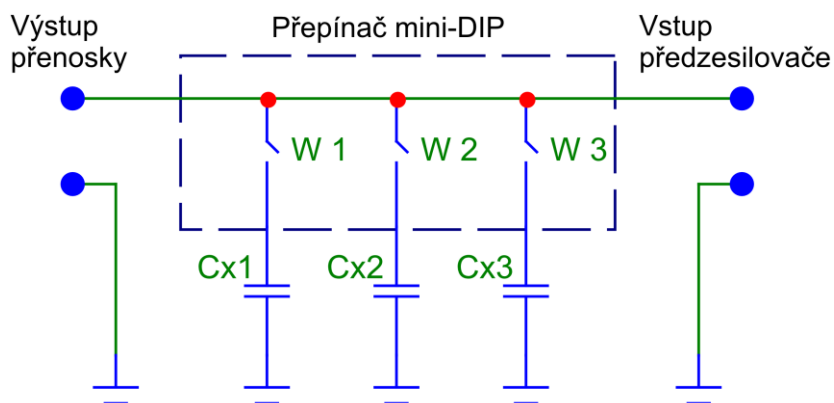


Obr. 8 Blokové schéma předzesilovače

Elektronek je na trhu celá řada a i dnes existuje mnoho výrobců, kteří replikují výrobu populárních modelů elektronek zejména pro audio účely. Nejčastěji vyskytující se elektronky v audio aplikacích jsou velmi populární dvojité triody jako například ECC82 a ECC83, z pentod pak například EF86. Pro můj účel se jeví jako ideální použití elektronky ECC83.

2.1.1 Návrh a výpočet zesilovacích stupňů

Pro správnou funkci předzesilovače je nutné impedančně přizpůsobit vstup předzesilovače vzhledem k použité přenosce. Impedanční přizpůsobení vstupu zajišťuje vstupní rezistor s hodnotou 47 k Ω a příslušná vstupní kapacita vybíraná miniaturním přepínačem. Schéma přepínání vstupní kapacity je znázorněno na Obr. 9.



Obr. 9 Praktické provedení přepínání vstupní kapacity

Přívodní kabel vedoucí od přenosky bude mít při délce 1 m kapacitu přibližně okolo 100 pF. Co se týče vstupní kapacity elektronky, zde je situace složitější. Již bylo zmíněno, že vstupní kapacita elektronky se dělí na kapacitu mezi mřížkou a anodou $C_{g/a}$ a kapacitu mezi mřížkou a katodou $C_{g/k}$. Podstatnější vliv má kapacita $C_{g/a}$ neboť závisí na zesílení stupně A_u . Zvětšení vstupní kapacity v závislosti na zesílení se nazývá Millerův jev. Celková vstupní kapacita je pak dána vztahem:

$$C_{in} = C_{g/k} + C_{g/a} * (1 + |A_u|) \quad [\text{pF}] \quad (2. 2)$$

Pro elektronku ECC83 jsou popsány kapacity podle katalogu $C_{g/a} = 1,7$ pF a $C_{g/k} = 1,6$ pF. Vstupní kapacita při zesílení stupně $A_u = -66,7$, jehož podrobný výpočet bude představen později, vychází počteně:

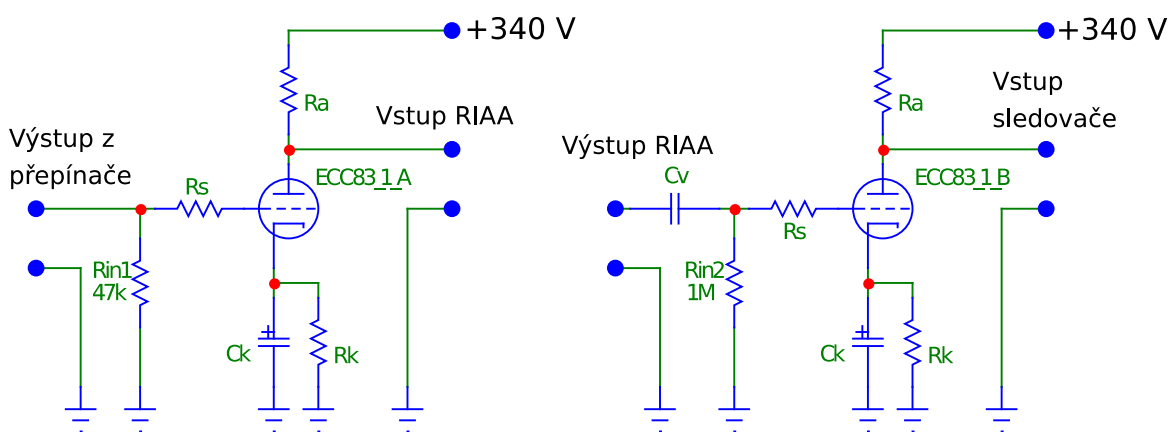
$$C_{in} = 1,6 + 1,7 * (1 + 66,7) = 117 \text{ pF}$$

Spolu s kapacitou přívodního kabelu a určitou kapacitou spojů se lze dostat na celkovou vstupní kapacitu asi 230 pF bez využití kondenzátorů v přepínači. Což je hodnota nepatrně vyšší, než je maximální připojovací kapacita některých přenosů, ale nejedná se o kritické překročení. Pro přenosky s vyšší připojovací kapacitou budou vyhovovat následující hodnoty přepínaných kondenzátorů. $C_{x1} = 22$ pF, $C_{x2} = 100$ pF a $C_{x3} = 250$ pF [11].

Pro úspěšný návrh zesilovacích stupňů je klíčové znát hodnotu anodového napětí, potažmo tedy hodnotu napájecího napětí. Zdroj, který je k dispozici poskytuje po usměrnění a stabilizaci napětí 370 V naprázdno. Toto však nebude skutečné napájecí napětí. Při odběru proudu se projeví úbytek napětí na vnitřním odporu vinutí transformátoru a podle celkového klidového odběru se určí hodnota vyhlazovacích rezistorů zařazených mezi jednotlivé filtrační kapacity. Prozatím se tedy bude uvažovat úbytek napětí v rozmezí 10, až 30 V. Jedná se sice o poměrně velký úbytek napětí ale spolu s dostatečně velkými filtračními kapacitami a při uvážení malého odběru předzesilovače je možné dosáhnout velmi malého uplatnění síťového brumu v reprodukci.

Při dalším návrhu a výpočtech se proto bude pracovat s maximálním úbytkem napětí, tedy s výslednou hodnotou napájecího napětí 340 V. Bližšímu popisu a návrhu napájecího zdroje se bude v práci podrobněji zabývat podkapitola 2.2.

V rámci jednoduchosti zapojení bude navržen totožný první i druhý zesilovací stupeň z hlediska nastavení pracovního bodu. Na Obr. 10 jsou znázorněna schémata prvního a druhého zesilovacího stupně, oba v zapojení se společnou katodou.



Obr. 10 Zesilovací stupeň A1 (vlevo) a zesilovací stupeň A2 (vpravo)

V blokovém schématu jsou tyto stupně označeny bloky A1 a A2. Podstatné je, jaká je hodnota maximální amplitudy signálu, která se dostane na vstup prvního stupně. Již bylo zmíněno, že možný problém přebuzení se týká především prvního stupně. Ten musí být schopen zpracovat bez zkreslení signál, i při nejvyšších hodnotách stranové rychlosti, které je přímo úměrné napětí, jež je přenoska schopna dodat.

Výpočet maximálního výstupního napětí přenosky je popsáno vztahem:

$$U_{OUT_{max}} = U_{OUT_{ref}} * \frac{V_{max}}{V_{ref}} * \sqrt{2} \quad [\text{mV}] \quad (2. 3)$$

Přenosky řady 2X00 od firmy Goldring fungující na principu MI mají výstupní referenční napětí 6,5 mV při referenčním kmitočtu 1 kHz a stranové rychlosti 5cm/s.

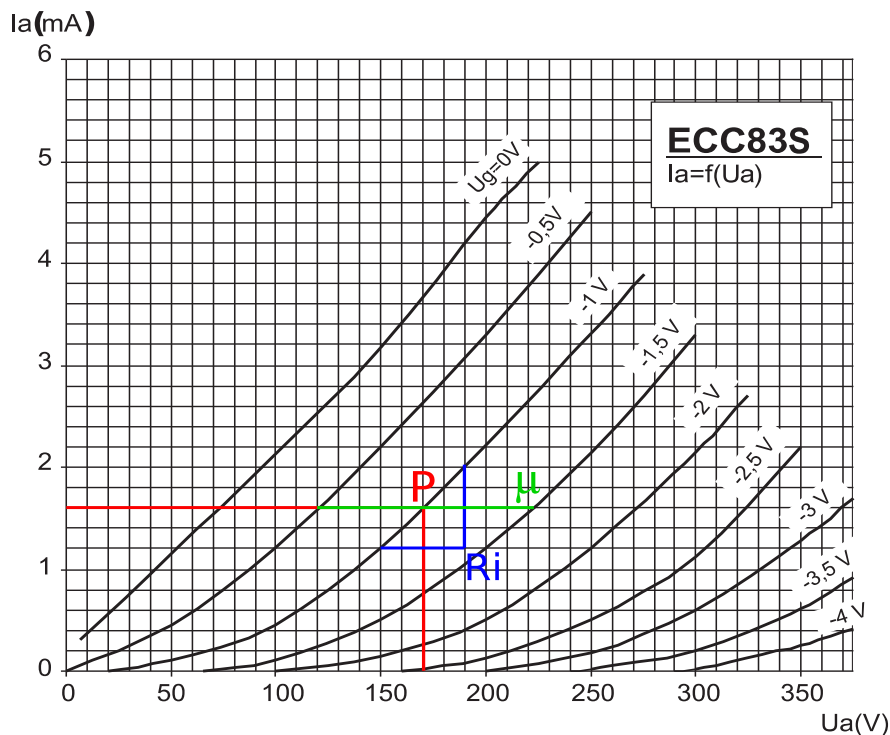
Z toho plyne, že se v současné době jedná o přenosky z kategorie hi-fi s jednou z nejvyšších hodnot výstupního napětí.

Při uvažování jisté rezervy se bude počítat se vstupní hodnotou 10 mV při stejném referenčním kmitočtu a stranové rychlosti. Maximální stranová rychlost se volí opět s rezervou tak, aby mohl být přibližně simulován přeskok snímací jehly v drážce a tím i napěťový skok, který tím vznikne. Vyhovuje hodnota 80cm/s. Následuje dosazení do rovnice (2. 2).

$$U_{OUT\max} = 10 * \frac{80}{5} * \sqrt{2}$$

$$U_{OUT\max} = 226 \text{ mV}$$

Hodnotu ± 226 mV tedy lze s rezervou pokládat za maximální hodnotu napětí, respektive maximální rozkmit napětí, který se může objevit na vstupu předzesilovače. Oba zesilovací stupně pracují ve třídě A. Požadujeme, aby měl zesilovač malé zkreslení, tedy jeho pracovní bod se pohyboval v lineární části charakteristiky. Anodová charakteristika, která vyjadřuje závislost anodového proudu na anodovém napětí při daném předpětí mřížky je spolu s vyznačenou polohou pracovního bodu a doplňujícími parametry vnitřního odporu R_i a zesilovacího činitele μ na Obr. 11 [12] [13].



Obr. 11 Anodová charakteristika elektronky ECC83 [13] [14]

Zesilovač ve třídě A se vyznačuje nastavením klidového pracovního bohu doprostřed pracovní přímky. Z toho plyne, že anodové napětí je rovno polovině napětí napájecího ($E_a = 340 \text{ V}$), jak je vyznačeno na Obr. 11. Při tomto napájecím napětí a nastavení pracovního bodu P vychází předpětí mřížky $U_g = -1 \text{ V}$, anodový proud $= 1,6 \text{ mA}$ a napětí na anodě $U_a = 170 \text{ V}$. Jak je patrné z obrázku, za těchto podmínek se pracovní bod nachází v lineární části charakteristiky. Nyní již lze snadno podle Ohmova zákona spočítat hodnotu rezistoru R_a v anodě a R_k v katodě:

$$R_a = \frac{U_a}{I_a} = \frac{170}{1,6 * 10^{-3}} = 106250 \text{ } \Omega$$

$$R_k = \frac{|U_g|}{I_a} = \frac{1}{1,6 * 10^{-3}} = 625 \text{ } \Omega$$

Volíme součástky s nejbližší hodnotou. $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_k = 620 \text{ } \Omega$. Simulace obvodu v programu Micro-Cap při daných hodnotách součástek potvrdila odvozené hodnoty anodového proudu a napětí. Výkonové zatížení R_a a R_k pak vychází:

$$P_{Ra} = 170 * 1,6 * 10^{-3} = 0,272 \text{ W}$$

$$P_{Rk} = 1 * 1,6 * 10^{-3} = 1,6 * 10^{-3} \text{ W}$$

S rezervou budou vyhovující metalické rezistory na zatížení $0,6 \text{ W}$. Pouze ro rezistor R_a bylo zvoleno zatížení 1 W , vzhledem k velkému úbytku napětí, které na něm vzniká. Při vyšším odběru proudu se tento úbytek zvyšuje a tím pádem i výkonová ztráta na R_a .

R_i je definován jako poměr změny napětí na anodě a změny anodového proudu při konstantním předpětí mřížky podle vztahu:

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}; U_g = konst. \quad [\text{k}\Omega] \quad (2. 4)$$

μ Je definováno jako poměr změny napětí na anodě a změny napětí na mřížce při konstantním anodovém proudu podle vztahu:

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}; I_a = konst. \quad (2. 5)$$

Po dosazení do obou rovnic jsou výsledky následující:

$$R_i = \frac{190 - 150}{(2 - 1,2) * 10^{-3}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$\mu = \frac{220 - 120}{-0,5 - (-1,5)} = 100$$

S vypočtenými hodnotami vnitřního odporu R_i a zesilovacího činitele μ lze spočítat napěťové zesílení stupně se podle vztahu:

$$Au = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-\mu * R_a}{(R_a + R_i)} \quad (2. 6)$$

Tento vztah platí za předpokladu, že rezistor v katodě je přemostěn kondenzátorem C_k , který neovlivňuje pracovní bod, ale mohou přes něj procházet střídavé kmitočty, jejichž úbytek na katodovém rezistoru je podstatně menší. To má za následek zvětšení zesílení.

Dosazením do rovnice (2. 6) získáme hodnotu:

$$Au = \frac{-100 * 100}{(100 + 50)} = -66,7$$

Z napěťového zesílení vychází zisk stupně:

$$A_{dB} = 20 * \log_{10}(|Au|) = 20 * \log_{10}(66,7) = 36,5 \text{ dB}$$

K přebuzení zesilovače a zkreslení signálu dochází ve chvíli, kdy zesílení stupně nebo vstupní amplituda signálu jsou natolik vysoké, že rozkmit výstupního napětí překročí hodnotu napájecího napětí a tím pádem dochází k saturaci signálu. Budeme-li uvažovat maximální hodnotu napětí z přenosky $U_{OUT\max} = \pm 226 \text{ mV}$, tak při vypočteném zesílení - 66,7 bude rozkmit výstupního napětí prvního stupně $\pm 15 \text{ V}$. Tato hodnota zdaleka nedosahuje hodnoty napájecího napětí a při uvažování útlumu RIAA filtru by nemělo dojít s velkou rezervou k přebuzení na prvním ani druhém zesilovacím stupni.

Kondenzátor C_k spolu s rezistorem R_k tvoří horní propust s útlumem 20 dB na dekádu a tím pádem je na hodnotě C_k závislá míra přenosu nízkých kmitočtů. Časová konstanta takového filtru je popsána vztahem:

$$\tau = R_k * C_k = \frac{1}{2\pi * f_0} \quad [\text{pF}] \quad (2. 7)$$

Mezní frekvenci f_0 volíme tak, aby se útlum filtru na spodním konci akustického pásma projevil jen minimálně nebo vůbec. Volíme tedy hodnotu 2 Hz, což je desetina hodnoty frekvence určující dolní hranici akustického pásma. Při této mezní frekvenci vychází hodnota C_k následovně:

$$C_k = \frac{1}{R_k * 2\pi * f_0} = \frac{1}{620 * 2\pi * 2} = 128 \text{ } \mu\text{F}$$

S rezervou tedy bude vyhovovat hodnota 180 μF nebo větší na napětí 16 V.

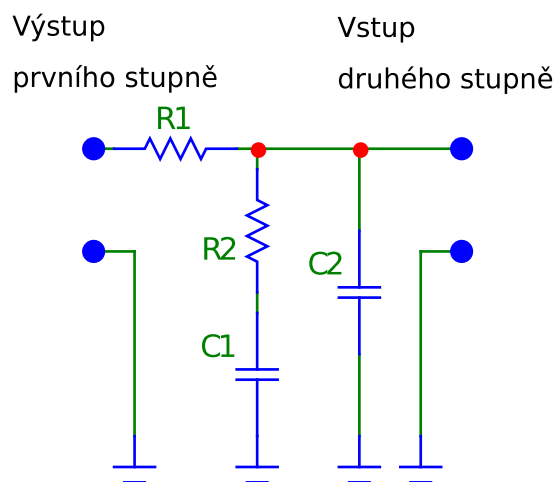
Vazební kondenzátor C_v zařazený na výstup RIAA filtru se tvoří se vstupním odporem elektronky horní propust. Vstupní odpor elektronky je dán rezistorem R_g jehož hodnota je podle katalogu 1 M Ω . Výpočet tedy provedeme stejným způsobem jako v případě C_k opět s využitím vztahu (2. 6):

$$C_v = \frac{1}{R_g * 2\pi * f_0} = \frac{1}{1 * 10^6 * 2\pi * 2} = 79,6 \text{ nF}$$

Vyhovující bude foliový kondenzátor o hodnotě 100 nF na napětí 630 V vzhledem k vysokému anodovému napětí. Rezistory R_s v mřížkách elektronek slouží jako tzv. grid stopper. Jejich funkcí je zamezit případným zákmitům a podobným nežádoucím jevům. Hodnota není kritická, v zásadě se pohybuje v řádu stovek Ohmů. Maximální ztrátový výkon rezistoru je zvolen stejný jako v případě R_k .

2.1.2 Návrh a výpočet RIAA filtru

Schéma použitého filtru je znázorněno na Obr. 12.



Obr. 12 Schéma korekčního filtru RIAA [8]

Přenosová funkce RIAA filtru je popsána vztahem:

$$H(s) = \frac{(1 + s\tau_2)}{(1 + s\tau_1)(1 + s\tau_3)} \quad (2. 8)$$

Filtr je nutné počítat alespoň přibližně vzhledem k výstupní impedanci zesilovacího stupně A1 a vstupní impedanci zesilovacího stupně A2.

Obecně u této topologie platí, že hodnota R_1 by měla být zhruba trojnásobkem až pětinasobkem výstupní impedance stupně A1, aby tento stupeň nebyl filtrem neúměrně zatížen. Podobně je tomu u vstupní impedance druhého stupně, která by měla být zhruba padesátinásobná oproti hodnotě R_1 aby filtr nebyl impedancí vstupu A2 neúměrně zatížen. Impedance se však mění s frekvencí, takže je nutné volit kompromis při určování hodnot součástek.

Výstupní impedance stupně se společnou katodou se vypočte jako paralelní kombinace hodnoty rezistoru v anodě a vnitřního odporu elektronky.

$$Z_{OUT} = \frac{R_a * R_i}{R_a + R_i} = \frac{100 * 50}{100 + 50} = 33,3 \text{ k}\Omega$$

Při pětinasobku této hodnoty se dostáváme přibližně na hodnotu $R_1 = 150 \text{ k}\Omega$. Od této hodnoty se odvíjí hodnoty zbylých prvků filtru podle následujících vztahů:

$$C_1 * R_2 = \tau_2 \quad (2.9)$$

$$C_2 * R_1 = \frac{\tau_1 * \tau_3}{\tau_2} \quad (2.10)$$

$$C_2 * R_2 = \frac{\tau_1 * \tau_2 * \tau_3}{(\tau_1 - \tau_2)(\tau_2 - \tau_3)} \quad (2.11)$$

Po vyjádření jednotlivých prvků z rovnic a dosazení dostáváme následující výsledky:

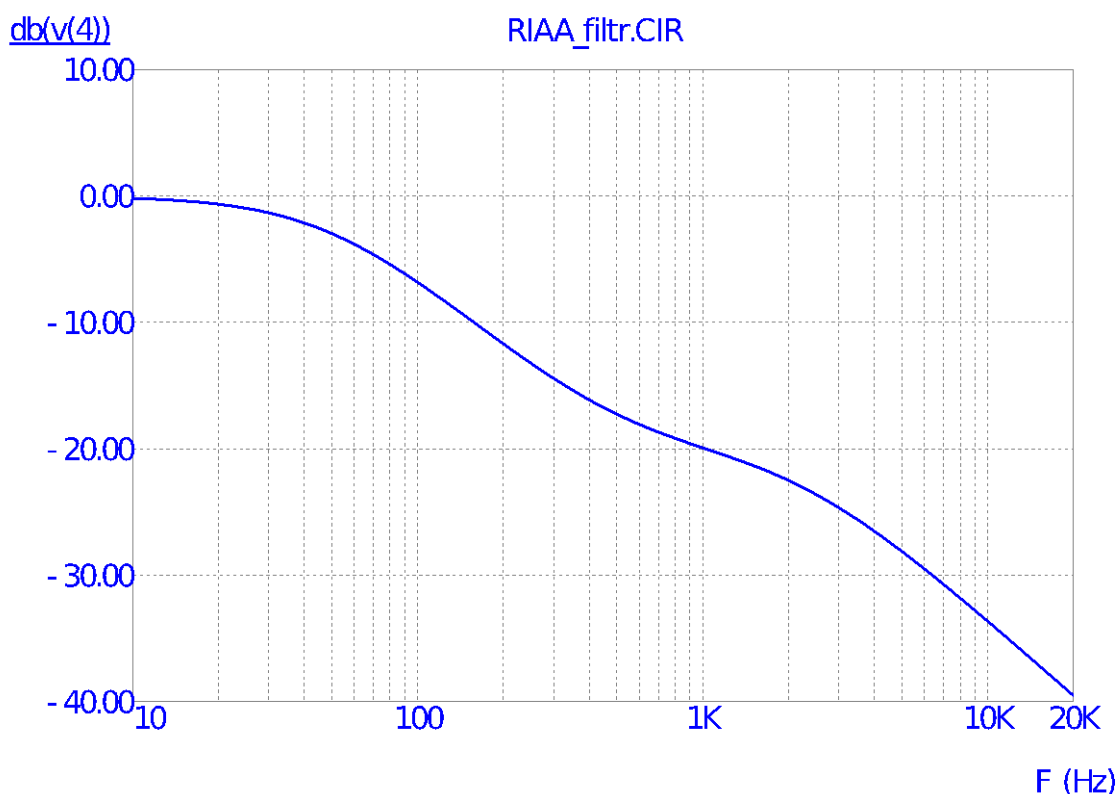
$$C_2 = \frac{\tau_1 * \tau_3}{\tau_2 * R_1} = \frac{2,385 * 10^{-7}}{47,7} = 5 \text{ nF}$$

$$R_2 = \frac{\tau_1 * \tau_2 * \tau_3}{C_2 * (\tau_1 - \tau_2) * (\tau_2 - \tau_3)} = \frac{7,584 * 10^{-11}}{3,477 * 10^{-15}} = 21811 \Omega$$

$$C_1 = \frac{\tau_2}{R_2} = \frac{318 * 10^{-6}}{21811} = 14,58 \text{ nF}$$

Veškeré součástky filtru by měly mít pokud možno co nejmenší toleranci oproti vypočtené hodnotě. Rezistory volíme s tolerancí 1 % a kondenzátory 5 %. Kondenzátory používané ve filtru by měly být zásadně foliového typu, na napětí 630 V. Doporučené rezistory jsou metalické s nízkým šumem, a postačí na zatížení 0,6 W. Hodnoty rezistorů a kapacit, které vyšly ve výpočtech, je možné získat sériovou a paralelní kombinací běžně vyráběných součástek s normalizovanými hodnotami [8] [9] [10].

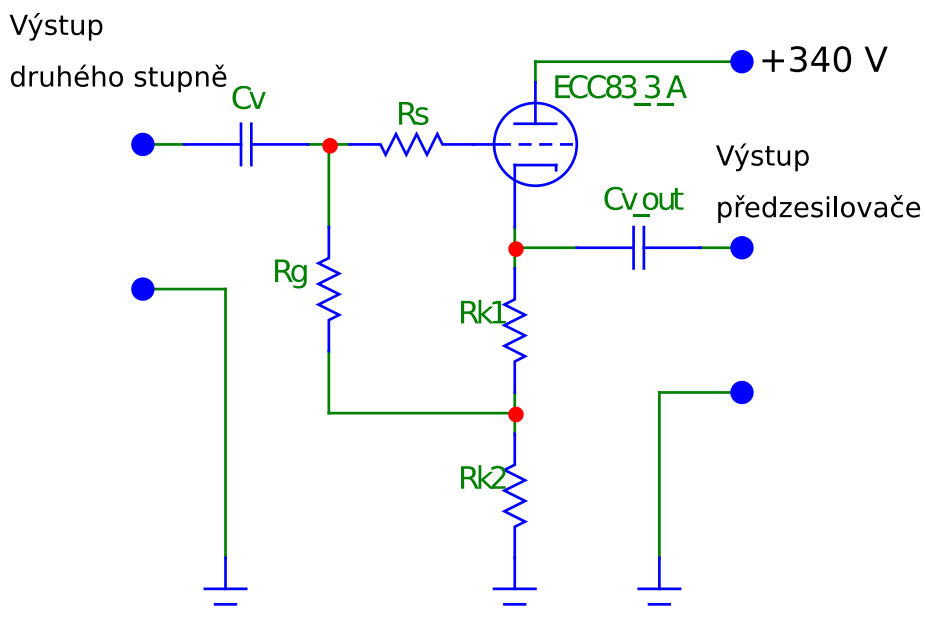
Nejvíce blíží se hodnotu C_1 lze získat paralelní kombinací kondenzátorů s hodnotami 10 nF a 4,7 nF. Hodnotu C_2 lze přesně získat sériovou kombinací dvou kondenzátorů o hodnotě 10 nF. Hodnotu rezistoru R_2 lze nejpřesněji získat paralelní kombinací rezistorů o hodnotách 24 k Ω a 240 k Ω . Na Obr. 13 je zobrazena simulace průběhu amplitudové frekvenční charakteristiky vypočteného filtru v simulačním programu Micro-Cap.



Obr. 13 Průběh amplitudové frekvenční charakteristiky vypočteného RIAA filtru

2.1.3 Návrh a výpočet katodového sledovače

Zapojení elektronky jakožto katodového sledovače má velkou vstupní impedanci v řádu M Ω a malou výstupní impedanci pohybující se v řádu stovek Ω až jednotek k Ω . Zapojení má velké proudové zesílení, napěťové zesílení vždy menší než 1 a neobrací fázi. Katodový sledovač se v zesilovačích používá k dosažení nízké výstupní impedance například při napájení korekčních filtrů, výstupů s kapacitním zatížením a dalších aplikacích. Díky němu lze spolehlivě připojit na výstup předzesilovače vstup výkonového zesilovače, jehož vstupní impedance se bude pohybovat v řádu stovek Ω a předzesilovač tím nebude neúměrně zatížen. Schéma katodového sledovače je na Obr. 13 [13] [15].



Obr. 14 Schéma katodového sledovače [15]

Pro tento účel bylo zvoleno zapojení s automatickým předpětím, jehož výhodou je schopnost zpracovávat signály s podstatně větším rozkmitem amplitudy než je tomu u klasického zapojení katodového sledovače.

Napětí na katodě je v tomto případě limitováno pouze maximálním napětím mezi katodou a žhavicím vláknem, jež je u elektronky ECC83 podle katalogu 180 V. Od sledovače požadujeme, aby bylo možné bez problému na jeho výstup připojit zařízení s impedancí 600 Ω a vyšší. Právě impedance 600 Ω je standardem v audio zařízeních jakožto impedance sluchátek, vstupní impedance výkonových zesilovačů a dalších zařízení.

Návrh se odvíjí od daného napájecího napětí ($E_a = 340$ V) a volbě odporu R_{k2} . Následující výpočty jsou platné, pokud se vztahují k hodnotě R_{k2} , která bude řádově větší, než je hodnota převodního odporu R_s . Nejedná se samozřejmě o rezistor R_s , jenž slouží i v tomto zapojení jako tzv. grid stopper, jehož význam byl vysvětlen dříve. Zjednodušený návrh a výpočet katodového sledovače je převzat z článku “Návrh katodového sledovače“, kde se autor Ing. Jaroslav Tamele věnuje podrobnějšímu popisu výpočtu [15].

Nejprve si tedy vypočteme pomocné hodnoty R_s a E_{gB} s využitím katalogových hodnot:

Převodní odpor R_s :

$$R_s = \frac{1}{S} = \frac{1}{1,6 * 10^{-3}} = 625 \Omega$$

Při této hodnotě převodního odporu volíme hodnotu $R_{k2} = 100 \text{ k}\Omega$.

Závěrné předpětí elektronky při napájecím napětí $E_a = 340 \text{ V}$:

$$E_{gB} = \frac{E_a}{\mu} = \frac{340}{100} = 3,4 \text{ V}$$

Nyní s pomocnými hodnotami R_s a E_{gB} lze provést kompletní výpočet sledovače:

Maximální výstupní stejnosměrný proud a napětí:

$$I_{am} = \frac{E_a}{R_i + R_{k2}} = \frac{340}{62,5 + 100} = 2,01 \text{ mA}$$

$$U_{am} = R_{k2} * I_{am} = \frac{R_{k2}}{R_i + R_{k2}} * E_a = \frac{100}{62,5 + 100} * 340 = 209 \text{ V}$$

Maximální rozkmit vstupního napětí:

$$U_{1s\check{s}} = U_{am} + E_{gB} = 209 + 3,4 = 212,4 \text{ V}$$

Maximální efektivní střídavé vstupní napětí:

$$U_{1ef} = \frac{U_{1s\check{s}}}{3} = \frac{212,4}{3} = 70,8 \text{ V}$$

Maximální efektivní st. výstupní napětí:

$$U_{2ef} = \frac{U_{am}}{3} = \frac{209}{3} = 69,7 \text{ V}$$

Napět'ové zesílení:

$$Au = \frac{Rk_2}{R_s + Rk_2} = \frac{100}{0,625 + 100} = 0,994 \approx 1$$

Výpočet hodnoty Rk_1 pro pracovní bod sledovače uprostřed charakteristiky:

$$Rk_1 = \frac{R_i + Rk_2}{\mu} = \frac{62,5 + 100}{100} = 1,625 \text{ k}\Omega$$

Při nastavení pracovního bodu uprostřed charakteristiky bude klidový odběr proudu a úbytek napětí na katodových rezistorech následující:

$$Ik_0 = \frac{I_{am}}{2} = \frac{2,01 * 10^{-3}}{2} \approx 1 \text{ mA}$$

$$Uk_0 = \frac{U_{am}}{2} = \frac{209}{2} = 104,5 \text{ V}$$

Simulace obvodu sledovače v programu Micro-Cap potvrdila vypočtené hodnoty pracovního bodu.

Pro výpočet vstupní impedance je nutné spočítat pomocnou hodnotu A_p :

$$A_p = \frac{Au * Rk_2}{(Rk_1 + Rk_2)} = \frac{0,994 * 100}{(1,6 + 100)} = 0,978$$

Vstupní impedance:

$$Z_{in} = \frac{R_g}{1 - A_p} = \frac{1 \cdot 10^6}{1 - 0,978} \approx 46 \text{ M}\Omega$$

Výstupní impedance:

$$Z_{out} = \frac{R_i}{(\mu + 1)} = \frac{62500}{(100 + 1)} \approx 619 \text{ }\Omega$$

Hodnotu výstupní impedance lze pokládat za dostatečně nízkou, aby bylo možné připojit na výstup předzesilovače výkonový zesilovač nebo jiné zařízení se vstupní impedancí blízkou této hodnotě.

Hodnoty vazebních kondenzátorů C_v a C_{v_out} lze opět spočítat pomocí vztahu (2. 6). Vzhledem k velmi vysoké vstupní impedanci sledovače byl zvolen vazební kondenzátor C_v s totožnou hodnotou, jaká vyšla pro oddělní filtru od stupně A2, tedy 100 nF na 630 V. Jestliže bychom pro vazební kondenzátor C_{v_out} počítali se zlomovou frekvencí $f_0 = 2$ Hz a minimální impedancí zátěže na výstupu $R_z = 600 \text{ }\Omega$, vycházela by hodnota tohoto kondenzátoru neúměrně velká. Vzhledem k tomu, že tento kondenzátoru musí být dimenzován na velké napětí (alespoň 400 V), pak i samotná fyzická velikost kondenzátoru i při použití kondenzátoru elektrolytického by byla neadekvátně velká. Tudíž je nutné posunout zlomovou frekvenci výš. Zlomová frekvence by se však měla pohybovat dostatečně nízko pod hranicí akustického pásma, aby nedošlo k poklesu amplitudy signálu pod 3 dB na dolní hranici akustického pásma. Vyhovuje hodnota $f_0 = 12$ Hz, při které vychází útlum na dolní hranici akustického pásma, tedy při 20 Hz přibližně 1,4 dB.

Hodnota C_{v_out} pak vychází:

$$C_{v_out} = \frac{1}{R_z * 2\pi * f_0} = \frac{1}{600 * 2\pi * 12} = 22,1 \text{ }\mu\text{F}$$

Bude tedy vyhovovat elektrolytický kondenzátor o hodnotě 22 μF na 450 V. Elektrolytický kondenzátor, jakožto vazební člen v audio aplikacích se vyznačuje

zkreslením signálu. Lépe vyhovující by tedy byl vazební kondenzátor foliového typu. Ten by ovšem svými fyzickými rozměry při daných parametrech vycházel ještě podstatně větší nebo by bylo nutné zvětšit minimální hodnotu impedance zátěže na výstupu. Proto byl pro tento účel zvolen kondenzátor elektrolytický. Všechny rezistory s výjimkou R_{k2} jsou doporučeny metalické na zatížení 0,6 W a tolerancí 1 %. R_{k2} je opět kvůli možné větší výkonové ztrátě zvolen na zatížení 1 W. Na výstup sledovače za vazební kondenzátor je přidán ochranný rezistor 100 k Ω , jenž uzemňuje vazební kondenzátor, aby jeho náboj nepoškodil zařízení, které se připojí na výstup předzesilovače [13] [15].

2.2 Napájecí zdroj

Hlavní částí napájecího zdroje je transformátor. Tento transformátor, je-li jeho účelem napájet zařízení s elektronikami, má obvykle minimálně dvě sekundární vinutí. První vinutí se nazývá žhavicí, obvykle poskytuje napětí 6,3 V a slouží k napájení žhavicích vláken elektronek. Druhé vinutí se nazývá jednoduše napájecí, poskytuje napětí v řádu stovek voltů a po usměrnění a stabilizaci slouží k napájení anod elektronek. Fotografie použitého zdroje skládajícího se z šasi osazeného napájecím transformátorem a usměrňovací elektronikou je na Obr. 15.



Obr. 15 Fotografie napájecího zdroje pro předzesilovač před úpravou

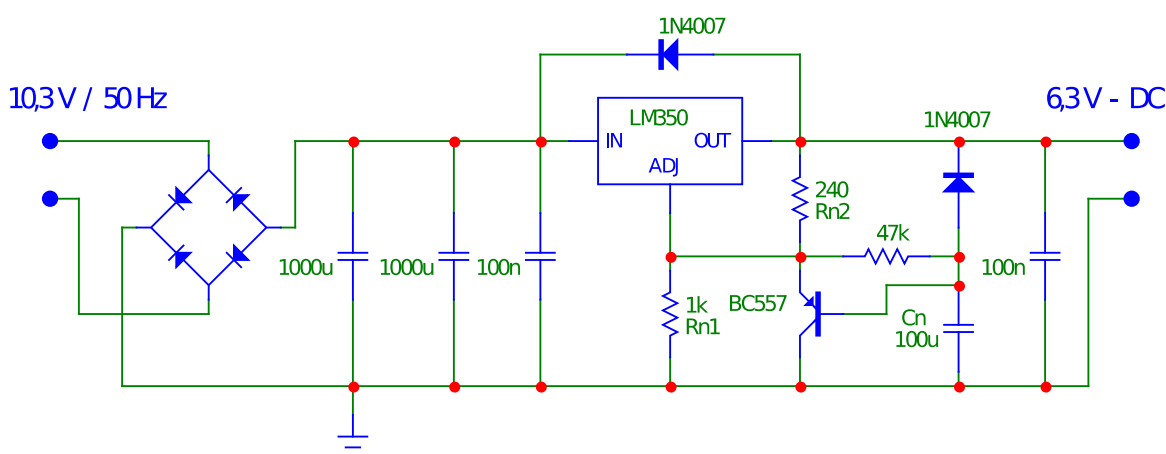
V případě zdroje pro napájení předzesilovače pro gramofon, by zdroj měl splňovat následující požadavky. Žhavicí napětí by mělo být zásadně stejnosměrné, aby do reprodukce nepronikal nežádoucí síťový brum s frekvencí 50 Hz. Stejně tak by měly být kladeny velké nároky na filtraci a stabilizaci anodového napětí.

Další výhodnou součástí napájecího zdroje je obvod pro pomalý náběh žhavicího napětí, který slouží k prodloužení životnosti elektronek. Jeho popisu je věnována následující podkapitola.

2.2.1 Obvod pro žhavení elektronek a prodloužení jejich životnosti

Již bylo zmíněno, že žhavicí napětí by mělo být zásadně stejnosměrné čehož lze snadno docílit například pomocí můstkového usměrňovače a příslušné filtrační kapacity. Žhavicí vlákno elektrony se pro správnou funkci musí adekvátně nažhavit a skokově připojené napětí po zapnutí napájecího zdroje, ať už střídavé či stejnosměrné způsobuje, stejně jako u žárovky nárazový proud. Odpor studeného vlákna je nižší než vlákna zahřátého a proto je nárazový proud podstatně větší než proud jmenovitý a to zkracuje životnost elektrony. Nejlepším řešením je zařazení obvodu, který zajistí postupný náběh napětí z nuly nebo malé hodnoty napětí až na požadovanou hodnotu 6,3 V.

K použitému zdroji byl vybrán obvod v katalogovém zapojení se stabilizátorem LM350. Schéma obvodu je na Obr. 16 [16] [17].

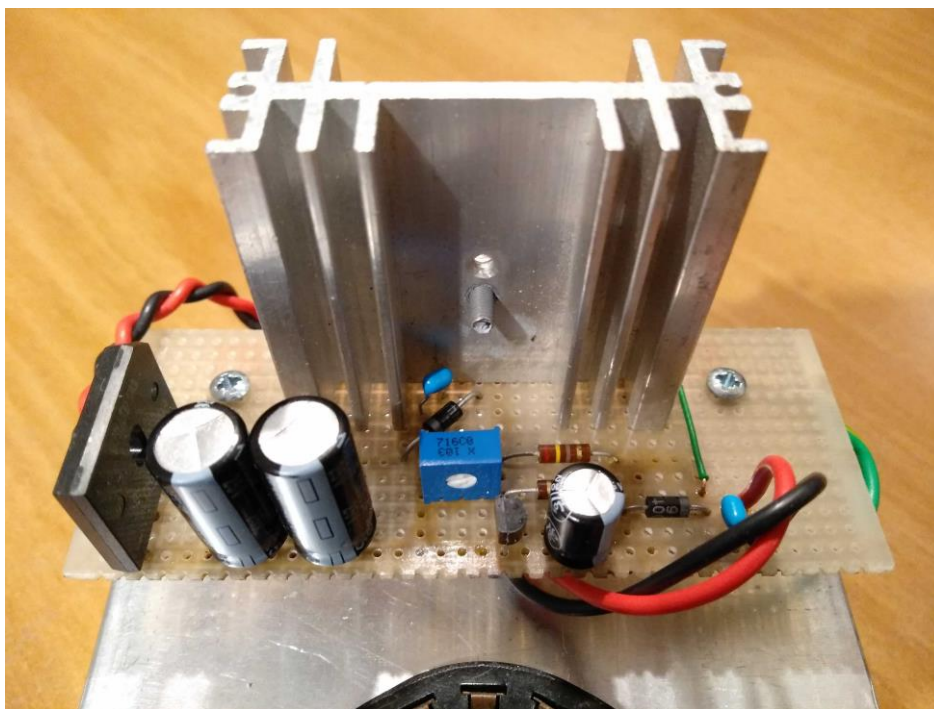


Obr. 16 Obvod pro prodloužení životnosti elektronek [16] [17]

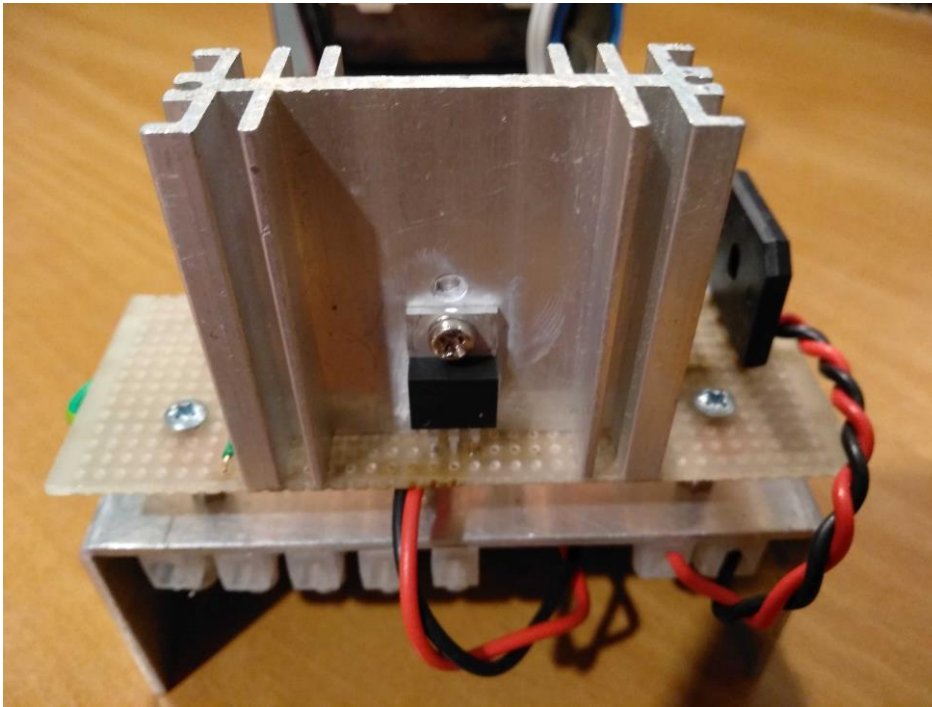
Výstupní napětí usměrňovače 6,3 V stejnosměrných, by bylo samo o sobě nedostačující pro správnou funkci stabilizátoru. Podmínka správné funkce stabilizátoru je podle katalogu $V_{in} - V_{out} \geq 3 \text{ V}$, přičemž při tomto vstupním napětí by tato podmínka nebyla splněna. Použitý transformátor má však třetí sekundární vinutí poskytující napětí 4 V, které bylo původně určeno pro žhavení usměrňovacích elektronek typu AZ1 a AZ11. Toto vinutí původně ve zdroji sloužilo tomuto účelu, avšak pro napájení předzesilovače byla usměrňovací elektronka AZ11 nahrazena dvěma polovodičovými diodami. Vinutí je tím pádem nevyužité a lze ho s výhodou použít pro zapojení v sérii s druhým žhavicím vinutím pro potřebné navýšení vstupního napětí žhavicího obvodu a to konkrétně na hodnotu 10,3 V střídavých.

Obvod funguje na principu postupného náběhu napětí podle nabíjecí konstanty kondenzátoru C_n na hodnotu danou poměrem odporů R_{n2} a R_{n1} . Kondenzátor C_n je po zapnutí vybitý, tím pádem je tranzistor sepnutý a na R_{n1} je nulové napětí. Po tom co se kondenzátor začne nabíjet, se tranzistor začne uzavírat a napětí stoupá, až dosáhne hodnoty 6,3 V. Odebíraný proud činí celkově 0,9 A při použití tří elektronek ecc83. [16] [17].

Detailní fotografie žhavicího obvodu, jenž je sestaven na univerzálním plošném spoji je na Obr. 17, Obr. 18



Obr. 17 Fotografie s detailním pohledem na sestavený žhavicí obvod



Obr. 18 Fotografie stabilizátoru LM350 s chladičem

2.2.2 Zdroj anodového napětí

Anodové vinutí použitého transformátoru poskytuje $2 * 270$ V střídavých na prázdno. Jedná se tedy o vinutí určené pro dvoucestný usměrňovač realizovatelný jak s usměrňovací elektronikou, tak s polovodičovými diodami. Zdroj byl původně konstruován pro použití přímo žhavených elektronek řady AZ1/AZ11 (dvojitě diody) jako usměrňovače. Mezní hodnota filtrační kapacity zapojené přímo za elektronikou je podle katalogu maximálně $60 \mu\text{F}$. Větší hodnota kapacity by měla větší nabíjecí proud a ten by mohl elektronku poškodit. Již bylo zmíněno, že předzesilovač pracuje s nízkými hodnotami signálu z přenosky a zároveň s velkým zesílením. Proto je použití větší filtrační kapacity žádoucí pro dosažení menšího zvlnění a tím pádem menšího uplatnění síťového rušení v reprodukci. S výhodou lze tedy nahradit usměrňovací elektronikou polovodičovými diodami, které jsou dimenzovány na větší proud, a tím pádem lze filtrační kapacitu zvětšit.

Při návrhu zdroje je nutné znát celkový klidový odběr zesilovače. Ten lze určit jako součet klidových odběrů proudu jednotlivých zesilovacích stupňů a katodového sledovače.

Zapojení je určeno pro stereo reprodukci čili veškerá uvedená zapojení a tím pádem i klidové odběry musíme násobit dvěma.

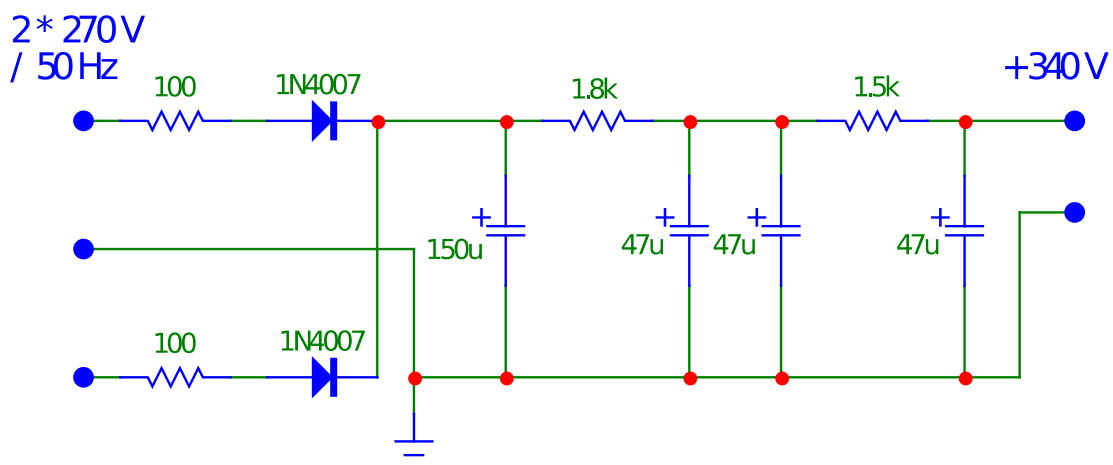
Z toho plyne, že celkový klidový odběr bude:

$$I_{celk} = 4 * 1,6mA + 2 * 1mA = 8,4 \text{ mA}$$

Při výpočtu hodnoty vyhlazovacích rezistorů je nutné uvažovat i odpor vinutí transformátoru. Změřená hodnota jedné sekce vinutí je 220Ω . Dále pro omezení nabíjecího proudu filtračních kondenzátorů byl před každou z diod zařazen ochranný rezistor o hodnotě 100Ω . Při uvažování již zmíněné hodnoty úbytku napětí 30 V na vyhlazovacích rezistorech lze snadno spočítat celkovou hodnotu těchto rezistorů podle Ohmova zákona:

$$R_v = \frac{30}{8,4 * 10^{-3}} = 3571,43 \Omega$$

Po odečtení odporu vinutí a ochranného odporu získáme hodnotu $R_v = 3251,43 \Omega$. Nutno podotknout, že nabíjecí proud vyhlazovacích kondenzátorů způsobí, že na vyhlazovacích rezistorech vznikne větší úbytek napětí. To má za následek snížení napájecího napětí a posun pracovního bodu předzesilovače. Čili vypočítaná hodnota R_v se prozatím bude uvažovat jako výchozí a při samotném zapojení s předzesilovačem a měření jeho parametrů se hodnota dodatečně upraví. Zapojení a uspořádání zdroje je znázorněno na Obr. 19.

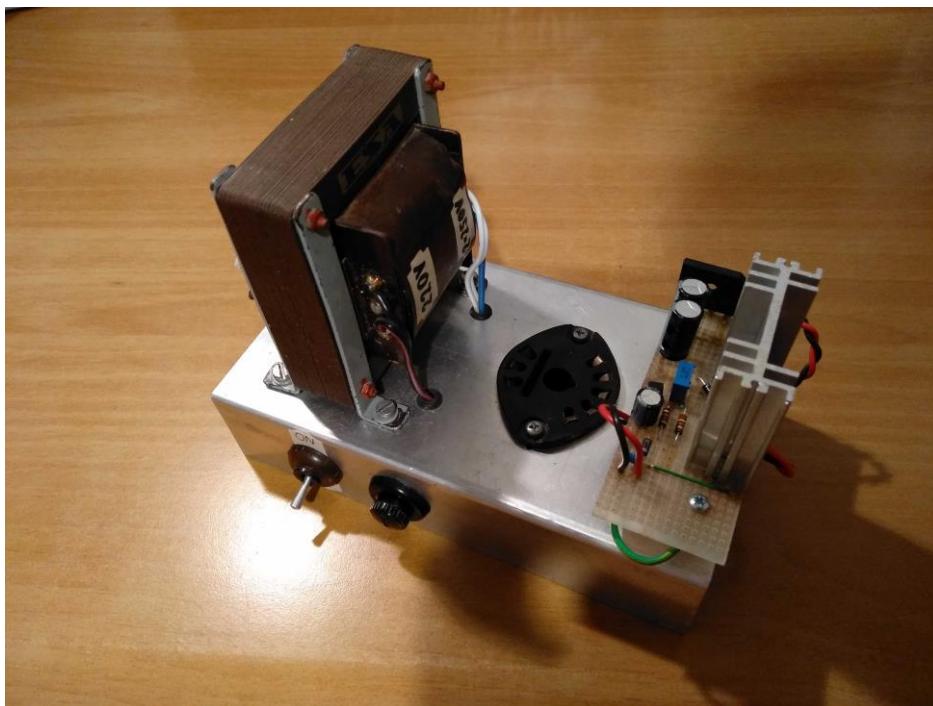


Obr. 19 Schéma zdroje napájecího napětí

Jak je z Obr. 19 patrné, rezistory o hodnotách 1,8 k Ω a 1,5 k Ω tvoří dohromady vyhlazovací odpor R_v . V usměrňovači byly použity oblíbené univerzální diody 1N4007, které tomuto účelu svými parametry vyhovují.

Filtrační kondenzátory byly voleny vzhledem k maximální kapacitě, která původně byla ve zdroji s elektronkou AZ11, tedy 60 μF . Zkusmo byly voleny kondenzátory, jejichž kapacita je větší než tato původně maximální kapacita a jež jsou dimenzované na potřebné napětí. Použit byl tedy jeden elektrolytický kondenzátor o hodnotě 150 μF na 450 V, který je připojen hned za usměrňovačem a další tři elektrolytické kondenzátory o hodnotě 47 μF na 450 V rozdělné kapacitou sestupně mezi vyhlazovací rezistory.

S jistotou lze tedy říci, že výsledná filtrační kapacita je při daném odběru předzesilovače dostatečná a zvlnění se projeví minimálně. Kompletní schéma napájecího zdroje je uvedené v příloze B. Fotografie upraveného zdroje s osazeným obvodem pro žhavení, je na Obr. 20.



Obr. 20 Fotografie upraveného zdroje s osazeným obvodem pro žhavení

3 Realizace předzesilovače a měření jeho parametrů

Při realizaci zařízení s elektronkami lze v zásadě postupovat dvěma způsoby. Jedním způsobem je pájení součástek na piny elektronek a pájecí lišty. Tento způsob je poněkud zastaralý, ačkoli se i dnes používá například v butikových reedících kytarových zesilovačů, které v rámci věrnosti svým předlohám používají tento způsob konstrukce. Teoreticky by tento způsob spojování součástek mohl mít lepší vlastnosti ve srovnání s plošným spojem z hlediska menších parazitních kapacit mezi vodiči, neboť se nachází dále od sebe. Z hlediska osazení součástek a celkové praktičnosti návrhu i realizace je však bez pochyby výhodnější plošný spoj a proto byl zvolen právě tento způsob konstrukce.

Měření předzesilovače spočívá v měření a následném porovnání reálných parametrů a vlastností předzesilovače s vypočítanými hodnotami. Konkrétně se jedná o měření stejnosměrných hodnot napětí a proudů, souvisejících s nastavením pracovního bodu, dále měření zisku předzesilovače, jeho frekvenční charakteristiky, přesnosti korekce RIAA, šumových parametrů, frekvenční charakteristiky a zkreslení.

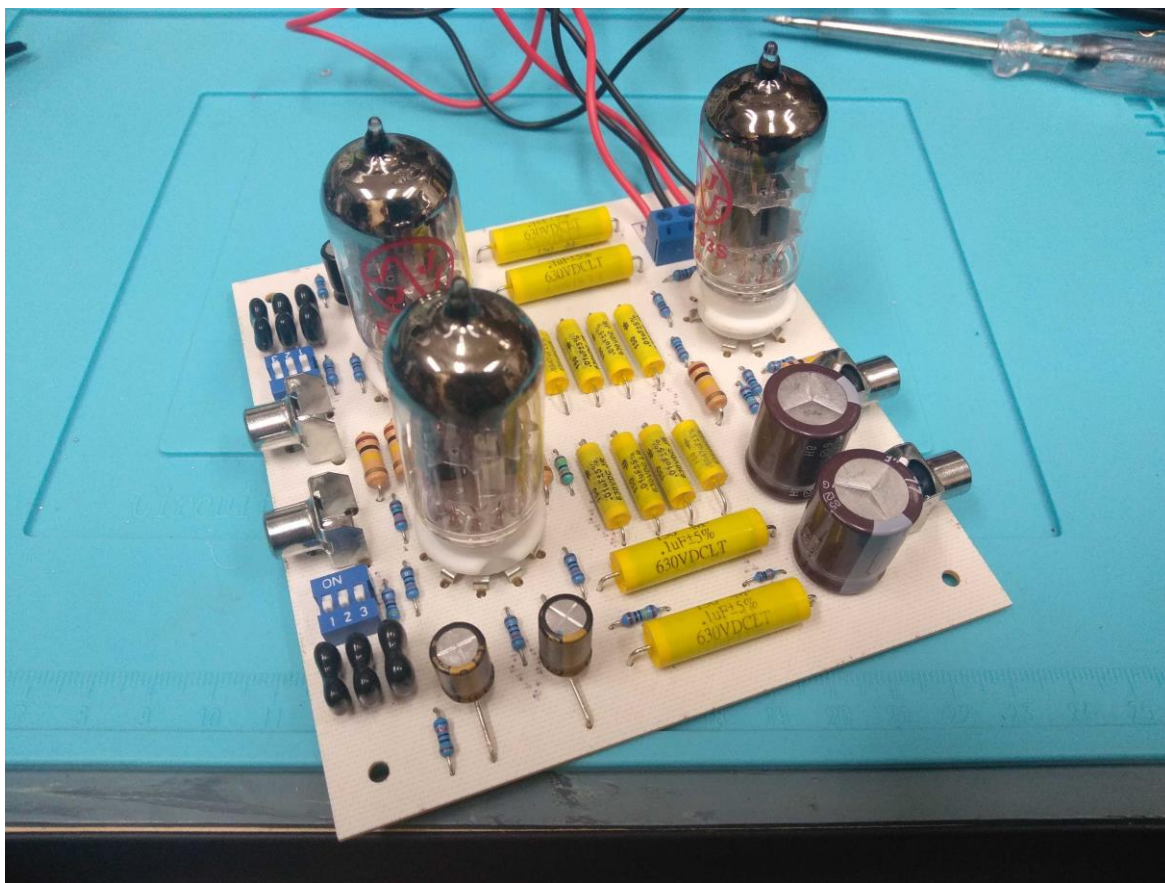
Výše popsané problematice se budou podrobně věnovat následující podkapitoly.

3.1 Návrh plošného spoje

Pro konstrukci samotného předzesilovače byl využit software Eagle pro návrh plošného spoje. Při návrhu spoje by měly být dodrženy zásady, které zlepší vlastnosti konstrukce z hlediska stability a odstínění vůči rušivým signálům. Konkrétně se jedná o dodržení pokud možno stejného umístění součástek pro každý kanál, tak aby zařízení bylo fyzicky přibližně symetrické. Dále je vhodné “rozlítí mědi“ na nevyužitých plochách spoje, jež bude spojeno se zemí a naopak zamezit vzniku nepřipojených ostrůvků mědi na plošném spoji. Doporučené je také nevést signálové cesty zbytečně dlouhými spoji. Je také nutné brát v potaz problematické provozní podmínky, za jakých pracují elektronky. Především pak značné teplo, které produkují. Na to jsou náchylné součástky, zvláště pak elektrolytické kondenzátory. Pokud možno by měly být tyto součástky, které jsou na teplo zvláště náchylné na plošném spoji v rozumném odstupu od elektronek.

Dodržení těchto zásad má pozitivní vliv na parametry celého zařízení. Konkrétní podoba návrhu je zobrazena na Obr. 21.

Kompletní schéma předzesilovače, ze kterého vychází návrh plošného spoje je uvedeno v příloze A. Fotografie osazené desky předzesilovače je zobrazena na Obr. 23.



Obr. 23 Osazená deska předzesilovače

3.2 Měření předzesilovače

V úvodu měření bylo nutné nejprve změřit samotné elektronky. K tomuto účelu byl použit zkoušeč elektronek Tesla BM 215 A. Byly použity tři kusy elektronek ECC83 od slovenské firmy JJ. Byly změřeny anodové proudy každého jednotlivého triodového systému každé elektrony a stejně tak strmost. Výsledky měření byly následující:

Elektronka pro levý kanál:

$$I_{a1} = 2,1 \text{ mA} ; I_{a2} = 2 \text{ mA} ; S1 = 1,7 \text{ mA/V} ; S2 = 1,6 \text{ mA/V}$$

Elektronka pro pravý kanál:

$$I_{a1} = 2,1 \text{ mA} ; I_{a2} = 2,1 \text{ mA} ; S1 = 1,72 \text{ mA/V} ; S2 = 1,78 \text{ mA/V}$$

Elektronka pro katodový sledovač:

$$I_{a1} = 2,15 \text{ mA} ; I_{a2} = 1,6 \text{ mA} ; S1 = 1,6 \text{ mA/V} ; S2 = 1,38 \text{ mA/V}$$

Jak je vidět z těchto výsledků, zvláště pak u elektronky pro sledovač, dnešní technologie výroby elektronek pravděpodobně není zdaleka tak dobře zvládnutá, jako tomu bylo v minulosti. Následuje měření samotných parametrů předzesilovače, jimž jsou věnovány následující odstavce.

3.2.1 Měření pracovního bodu a RIAA charakteristiky

Jak již bylo zmíněno, nabíjecí proudy kondenzátorů vytvoří větší úbytek napětí na vyhlazovacích rezistorech, což se potvrdilo i v praxi a po připojení předzesilovače ke zdroji bylo výsledné napájecí napětí 320 V namísto 340 V. To mělo z následků posun pracovního bodu. Napětí zdroje po zařazení diod jakožto usměrňovačů s použitím velkých filtračních kapacit stouplo na 380 V bez zatížení. To znamená, že celkový úbytek, byl 60 V, namísto 30 V.

Rezistory 1,8 k Ω a 1,5 k Ω byly proto nahrazeny rezistory s hodnotami 1 k Ω a 820 Ω . To odpovídá zhruba polovině původní hodnoty vyhlazovacích rezistorů a lze tedy očekávat při stejném nebo nepatrně vyšším odběru proudu poloviční úbytek napětí.

Po této úpravě stouplo napájecí napětí při zatížení zdroje předzesilovače s klidovým oděrem proudu na 345 V. To lze pokládat v rámci tolerance rozsahu napájecího napětí již za vyhovující hodnotu.

Při napájecím napětí 345 V vychází stejnosměrné hodnoty napětí na anodách a katodách následovně:

Levý kanál:

$$U_{a1} = 171 \text{ V} ; U_{a2} = 172 \text{ V} ; U_{k1} = 0,978 \text{ V} ; U_{k2} = 1,007 \text{ V}$$

Pravý kanál:

$$U_{a1} = 173 \text{ V} ; U_{a2} = 173 \text{ V} ; U_{k1} = 1,014 \text{ V} ; U_{k2} = 1,026 \text{ V}$$

Sledovač:

$$U_{a1} = U_{a2} = 345 \text{ V} ; U_{k1} = 102 \text{ V} ; U_{k2} = 107 \text{ V}$$

Z výsledků plyne, že pracovní bod je nastaven správně a hodnoty se v rámci tolerance shodují s vypočítanými hodnotami pracovního bodu.

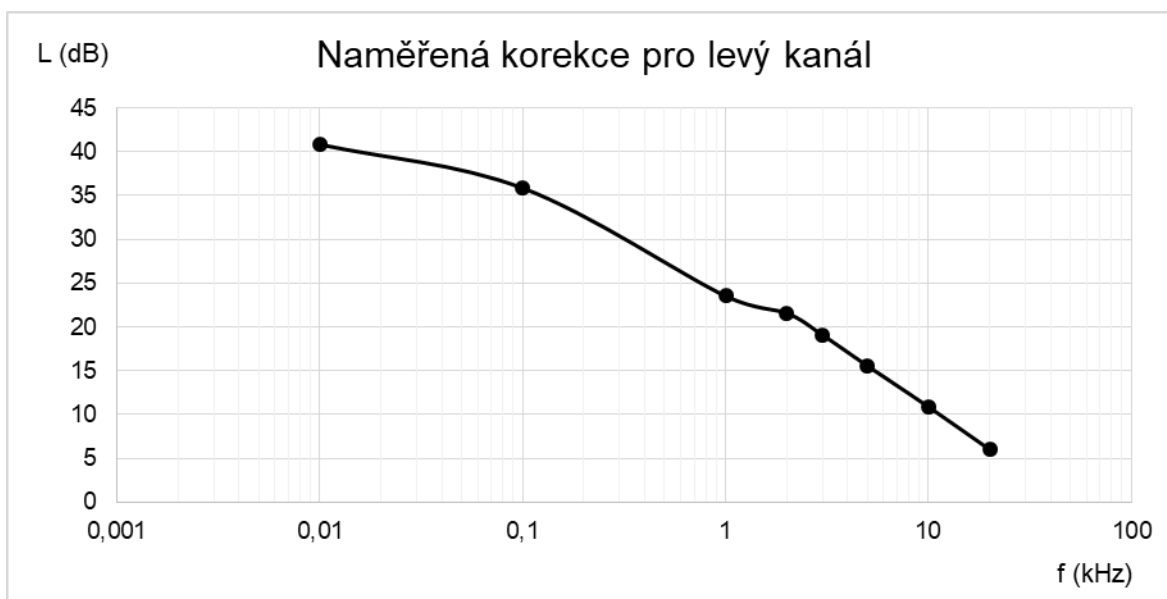
Měření RIAA charakteristiky bylo prováděno na osciloskopu při vstupním napětí generátoru 20 mV. Hodnoty napětí na výstupu předzesilovače (hodnoty jsou uváděny ve tvaru špička-špička) v závislosti na frekvenci, respektive korekci RIAA filtru jsou uvedeny v *Tab. 1. 1*.

Tab. 1. 1 Výstupní napětí předzesilovače v závislosti na frekvenci (korekci RIAA)

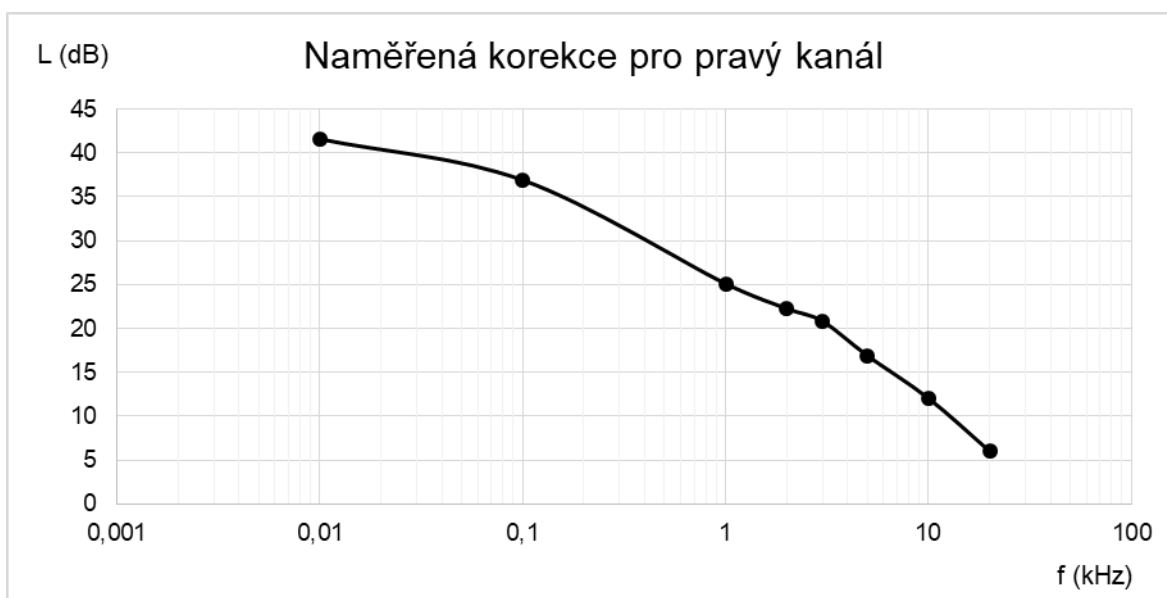
f (kHz)	0,01	0,1	1	2	3	5	10	20
levý kanál: U (V)	110	62	15	12	9	6	3,5	2
pravý kanál: U (V)	120	70	18	13	11	7	4	2

Z výsledků je patrné rozdílné zesílení levého a pravého kanálu. Na tom má svůj podíl rozdílné zesílení elektronek levého a pravého kanálu a taktéž nedokonalost jednoho z triodových systémů sledovače (ačkoli ten se při $A_u \approx 1$ podílí na tomto jevu jen minimálně).

Hodnoty napětí z *Tab. 1. 1* jsou převedeny na napět'ovou úroveň signálu a výsledné grafy jsou zobrazeny na Obr. 24 a Obr. 25.



Obr. 24 Graf závislosti výstupní úrovně signálu na frekvenci (korekce RIAA) pro levý kanál



Obr. 25 Graf závislosti výstupní úrovně signálu na frekvenci (korekce RIAA) pro pravý kanál

Z grafů je patrné, že spočítaný filtr na levém i pravém kanálu s malými odchylkami kopíruje teoretickou křivku RIAA filtru. Odchylky jsou způsobené tolerancí součástek a zatížením filtru vstupem zesilovacího stupně A2.

3.2.2 Měření zisku předzesilovače

Celkový zisk předzesilovače je určen ziskem zesilovacích stupňů A1 a A2 a útlumem korekčního článku RIAA. Celkový zisk se standardně počítá vzhledem k referenčnímu kmitočtu 1 kHz. Na tomto kmitočtu má RIAA filtr útlum 19,74 dB.

Celkové zesílení obou zesilovacích stupňů vychází 4448,9 při vypočteném zesílení na jeden stupeň $A_u = 66,7$. Převod na napět'ovou úroveň signálu vychází následovně:

$$L = 20 * \log(4448,9) = 72,97 \text{ dB}$$

Po započtení útlumu filtru při referenčním kmitočtu vychází celkový zisk zesilovače 53,23 dB, tedy $A_u = 458,7$. Kdybychom uvažovali vstupní napětí 10 mV, tak při daném zesílení, bude na výstupu sledovače přibližně 4,587 V. Reálně, pak změřené zesílení vychází pro každý zesilovací stupeň a pro každý kanál (měřeno na anodě každé elektronky při napětí na vstupu $U_{in} = 10 \text{ mV}$):

Levý kanál:

$$U_{OUT(A1)} = 588 \text{ mV} ; U_{OUT(RIAA)} = 58 \text{ mV} ; U_{OUT(A2)} = 3,7 \text{ V}$$

Zesílení pro jednotlivé zesilovací stupně na levém kanále vychází:

$$A_{u(A1)} = \frac{U_{OUT(A1)}}{U_{in}} = \frac{588}{10} = 58,8 ; A_{u(A2)} = \frac{U_{OUT(A2)}}{U_{OUT(RIAA)}} = \frac{3700}{58} = 63,8$$

Pravý kanál:

$$U_{OUT(A1)} = 620 \text{ mV} ; U_{OUT(RIAA)} = 72 \text{ mV} ; U_{OUT(A2)} = 4,2 \text{ V}$$

Zesílení pro jednotlivé zesilovací stupně na pravém kanále vychází:

$$A_{u(A1)} = \frac{U_{OUT(A1)}}{U_{in}} = \frac{620}{10} = 62 ; A_{u(A2)} = \frac{U_{OUT(A2)}}{U_{OUT(RIAA)}} = \frac{4200}{72} = 58,3$$

Rozdíl oproti vypočtenému zesílení je pro levý kanál:

Zesílení je oproti vypočtené hodnotě o 0,486 dB menší

Rozdíl oproti vypočtenému zesílení je pro pravý kanál:

Zesílení je oproti vypočtené hodnotě o 0,801 dB menší

Tyto odchylky jsou opět způsobeny reálnými nedokonalostmi a rozdílnými parametry obou elektronek.

3.2.3 Měření šumu a hluku, frekvenční charakteristiky a zkreslení

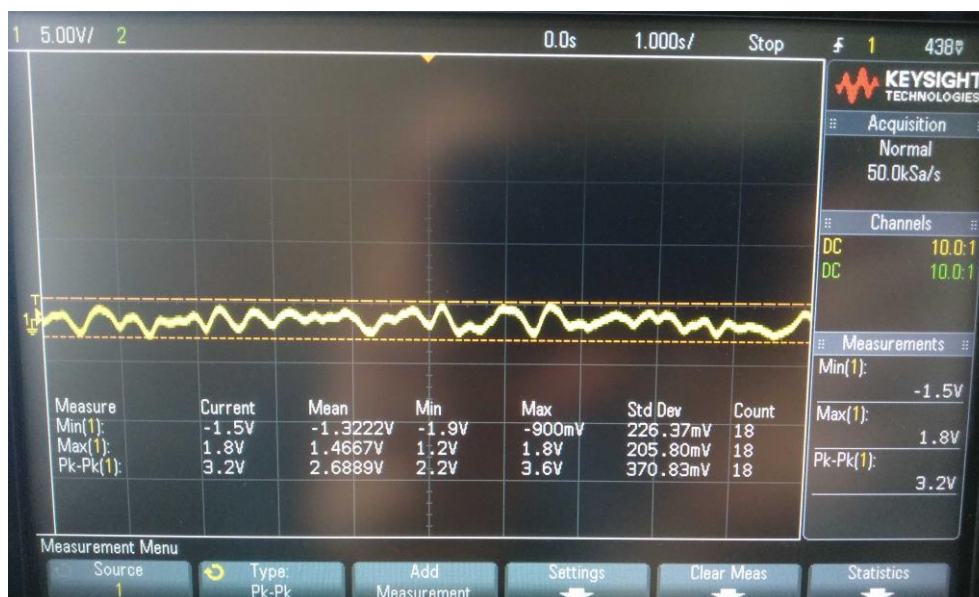
- *Měření šumu a hluku*

Každé elektronické zařízení produkuje šum. V audio aplikacích je zásadní, jak velký je odstup úrovně užitečného signálu od úrovně šumu. Úroveň šumu produkovaného zařízením lze změřit pomocí osciloskopu nebo spektrálního analyzátoru.

Na Obr. 26 a Obr. 27 je znázorněn průběh šumového napětí naměřeného osciloskopem na výstupu předzesilovače pro levý a pravý kanál bez buzení zesilovače signálem. Při měření obou kanálů byly vstupy spojeny se zemí přes rezistor o hodnotě 50 Ω .



Obr. 26 Průběh šumového napětí naměřeného osciloskopem na výstupu předzesilovače pro levý kanál

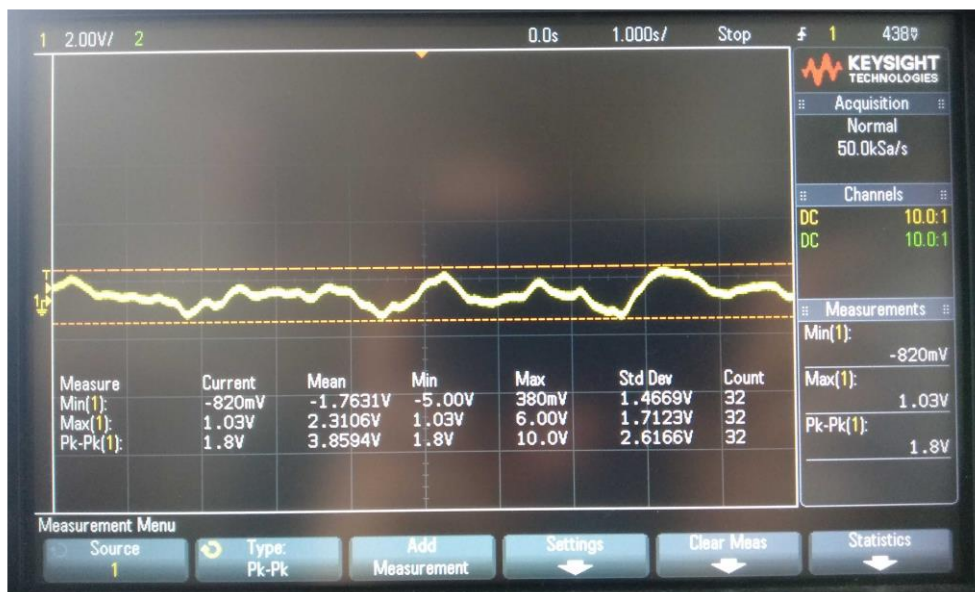


Obr. 27 Průběh šumového napětí naměřeného osciloskopem na výstupu předzesilovače pro pravý kanál

Z průběhu je patrné, že úroveň šumového napětí na pravém kanálu má větší amplitudu než na levém. To znamená, že i toto šumové napětí procházející celým obvodem podléhá zesílení a vzniká již na prvním zesilovacím stupni. Cílem je, aby úroveň šumového napětí byla oproti signálu co nejmenší. Klíčové tedy je zjistit, kde šum vzniká, jaká je jeho příčina a jak omezit jeho účinky. Na Obr. 28 a Obr. 29 je zobrazen průběh šumového napětí měřeného na anodě prvního zesilovacího stupně pro levý a pravý kanál.



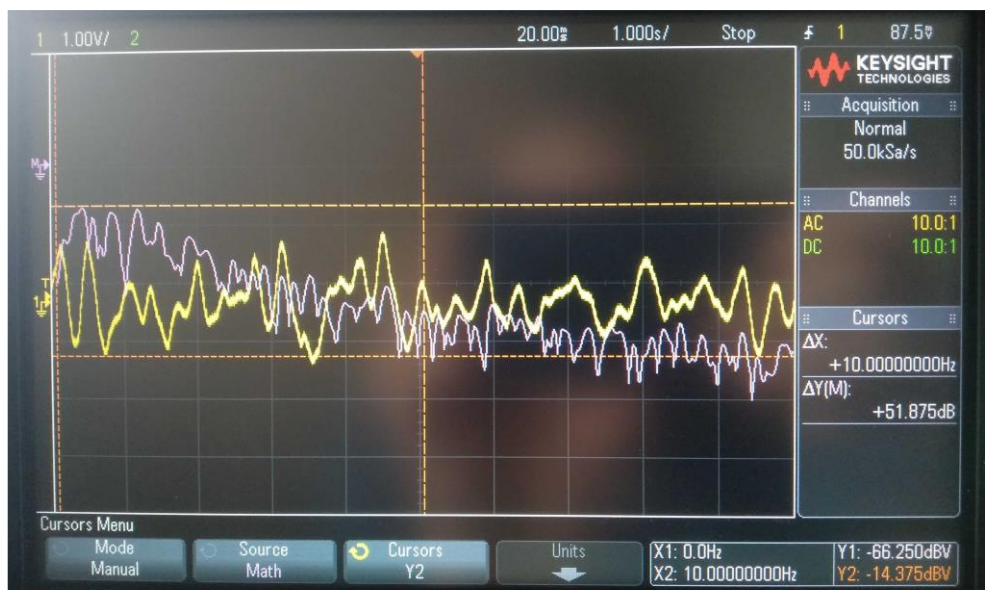
Obr. 28 Průběh šumového napětí naměřeného osciloskopem na anodě stupně A1 pro levý kanál



Obr. 29 Průběh šumového napětí naměřeného osciloskopem na anodě stupně A1 pro pravý kanál

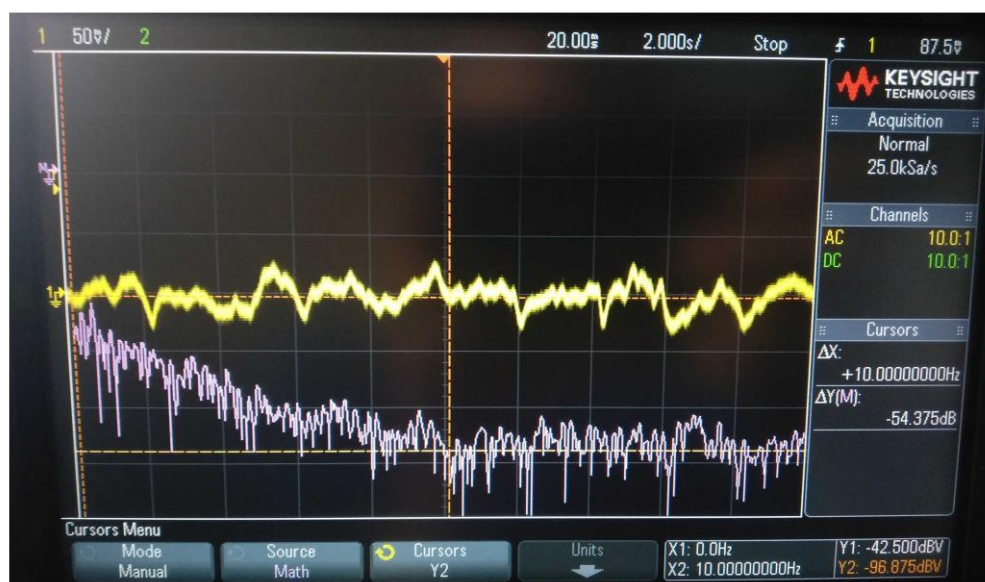
Průběhy na Obr. 28 a Obr. 29 potvrzují, že nežádoucí šumové napětí se poměrně výrazně projevuje již na prvním zesilovacím stupni, tedy, že vzniká již tam. Při zjišťování příčin šumu a možností jak snížit jeho úroveň je první možností určení vlivu vybraných částí obvodu, potažmo součástek na úroveň šumu. Vzhledem k jednoduchosti obvodu, se jako příčina poměrně velké úrovně šumového napětí zprvu jeví nedokonalosti pasivních součástek vázaných k prvnímu a druhému zesilovacímu stupni. V katodách elektronek byly použity elektrolytické kondenzátory značky Hitano, jež se vyznačují nevalnou kvalitou. Rezistory v anodách a v katodě sledovače jsou uhlíkového typu, které se vyznačují větším šumem než rezistory metalické. Odstranění katodového kondenzátoru však ve výsledku nemělo na úroveň šumu žádný vliv. Pouze se snížilo zesílení stupně. Stejně tak výměna rezistoru v anodě za metalický typ neměla žádný vliv na úroveň šumového napětí.

Z toho lze vyvodit, že naměřené šumové napětí, je produktem samotných elektronek. Šumové napětí se výrazněji projevuje také proto, že zapojení neobsahuje žádnou zápornou zpětnou vazbu, která by šumové parametry zlepšila jako je tomu u topologie s aktivní korekcí. Pomocí osciloskopu lze také zobrazit a analyzovat spektrum onoho šumového napětí, jež nazýváme hlukové pozadí. Spektrum signálu poskytne užitečné informace o hlukovém pozadí, především pak jeho polohu na frekvenční ose, tedy na jaké frekvenci potažmo v jakém frekvenčním intervalu se hluk nejvíce uplatní. Spektrum hlukového pozadí na výstupu předzesilovače vykresleného osciloskopem pro levý kanál je zobrazeno na Obr. 30.

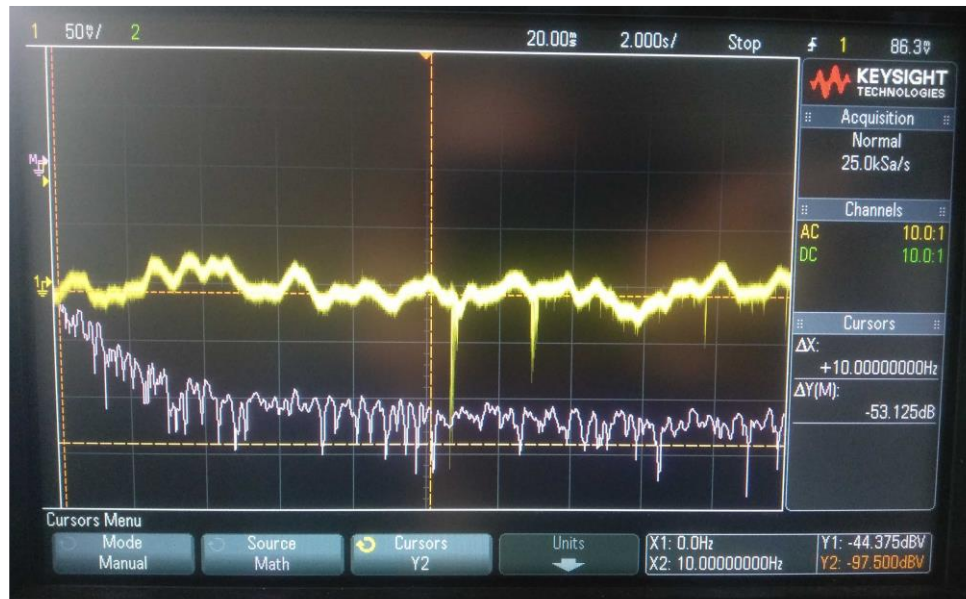


Obr. 30 Spektrum hlukového pozadí na výstupu předzesilovače zobrazeného osciloskopem pro levý kanál (níže zobrazený průběh)

Z průběhu je patrné, že na frekvenci okolo 10 Hz se začíná úroveň hlukového pozadí zvyšovat směrem k nižším kmitočtům a to orientačně na hodnotu větší než 50 dB (vztaženo k hodnotě na frekvenci 10 Hz). Stejný výsledek ukazuje spektrum hlukového pozadí, jež je vykreslené ve vztahu k signálu na výstupu stupně A1 pro oba kanály. Tyto spektra hlukového pozadí jsou zobrazeny na Obr. 31 a Obr. 32 pro levý a pravý kanál.

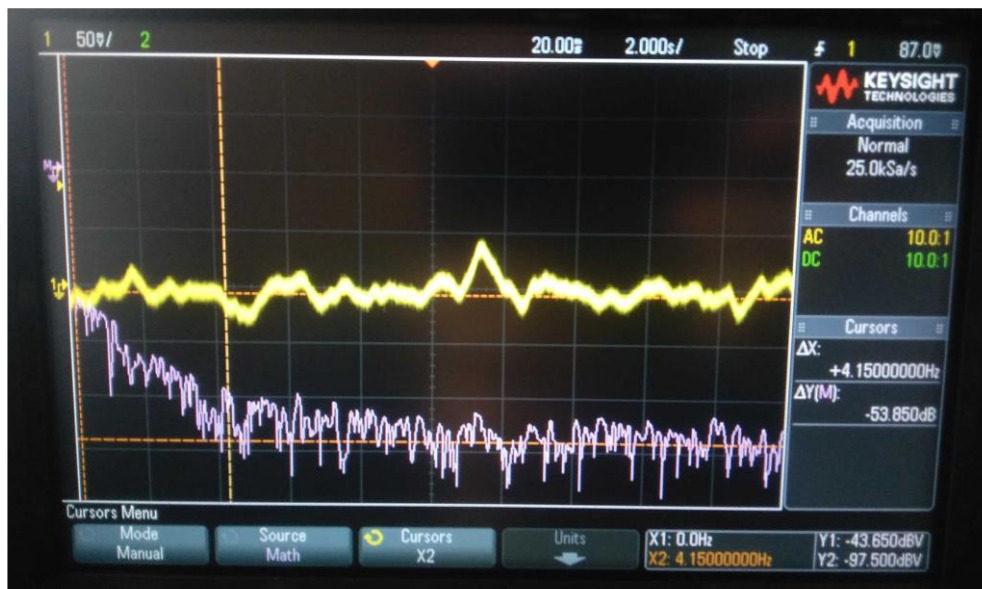


Obr. 31 Spektrum hlukového pozadí na anodě stupně A1 zobrazeného osciloskopem pro levý kanál (níže zobrazený průběh)



Obr. 32 Spektrum hlukového pozadí na anodě stupně A1 zobrazeného osciloskopem pro pravý kanál (níže zobrazený průběh)

Pro srovnání bylo spektrum měřeno na levém kanálu s elektronkou od jiného výrobce, konkrétně se jednalo o starou ECC83 od výrobce Tungstram. Spektrum hlukového pozadí s touto elektronkou je na Obr. 33.



Obr. 33 Spektrum hlukového pozadí na anodě stupně A1 zobrazeného osciloskopem pro levý kanál s elektronkou Tungstram ECC83 (níže zobrazený průběh)

Z grafu je patrné, že hlukové pozadí se s touto elektronkou začíná projevovat na nižším kmitočtu, konkrétně na frekvenci okolo 4 Hz. Při měření elektronky vycházel její anodový proud a strmost vyšší (pro oba systémy $I_a = 3 \text{ mA}$ a $S = 2 \text{ mA/V}$).

Ačkoli se jedná o starou elektronku, získanou ze starého magnetofonu, ve srovnání je vidět, že parametry se jedná o kvalitnější a technologicky lépe vyrobenou elektronku. To se pravděpodobně podílí i na nižší frekvenci, kde se začíná projevovat hlukové pozadí. Při měření efektivní hodnoty šumového napětí pomocí osciloskopu jsou průběhy a hodnoty zobrazeny na Obr. 34 a Obr. 35.



Obr. 34 Efektivní hodnota šumového napětí pro levý kanál



Obr. 35 Efektivní hodnota šumového napětí pro pravý kanál

Pro levý kanál vychází efektivní hodnota šumového napětí 20,08 mV a pro pravý kanál 23,97 mV, měření na osciloskopu je však jen orientační.

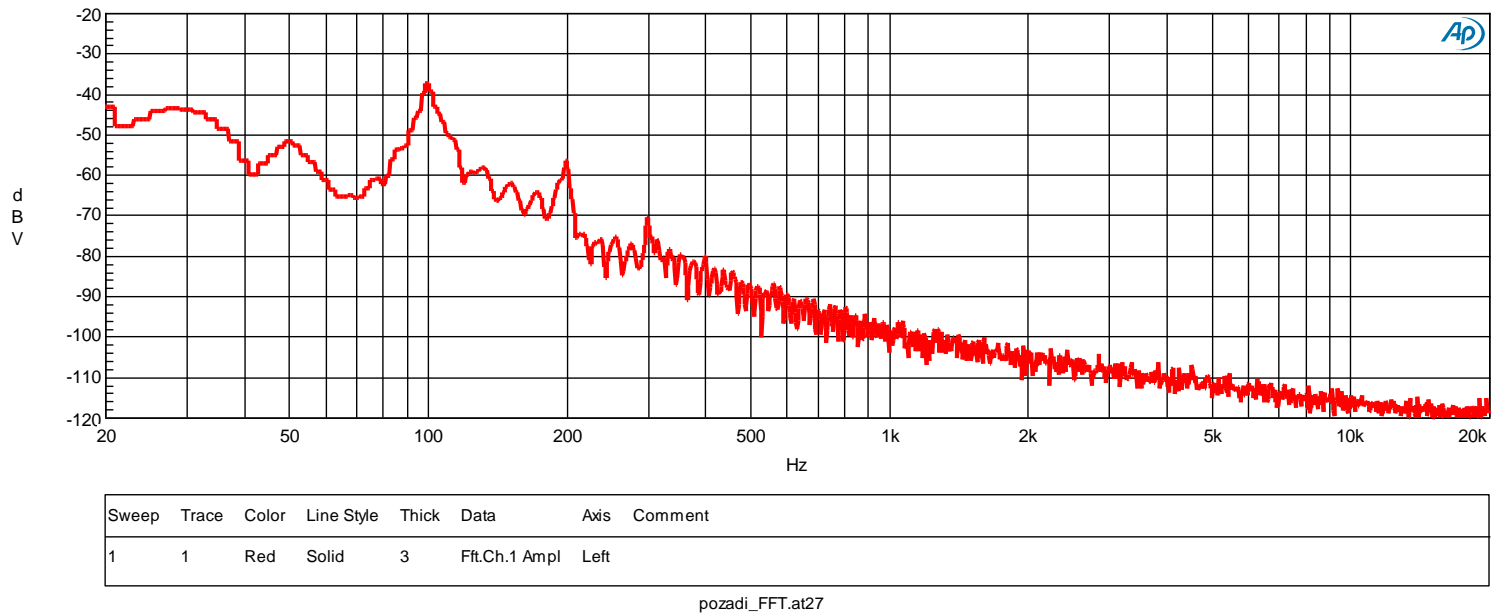
Podle spektrálního analyzátoru vychází efektivní hodnoty šumového napětí pro levý kanál 25 mV a pro pravý kanál 26 mV.

Podstatný údaj je tzv. SNR (Signal-to-noise ratio) neboli odstup signálu od šumu. Tento údaj se vztahuje k referenční hodnotě napětí na vstupu, kdy pomocí spektrálního analyzátoru byla zvolena jako referenční hodnota napětí z přenosky Ortofon OM 78 při rychlosti 3,83 cm/s a frekvenci 315 Hz (efektivní hodnota napětí na hrotu 1,912 mV). Ve frekvenčním pásmu 22 Hz až 22 kHz vychází SNR, měřené spektrálním analyzátozem pomocí RMS detektoru -34 dB pro levý i pravý kanál. Při měření váhovým filtrem CCIR s kvazišpičkovým detektorem vychází SNR pro levý kanál -52 dB a pro pravý kanál -52,5 dB. Výpočet SNR, vztaženého k citlivosti přenosky Ortofon OM 78 ($U_{ref} = \text{mV}$ při 1 kHz a 5 cm/s) se vypočte podle následujícího vztahu:

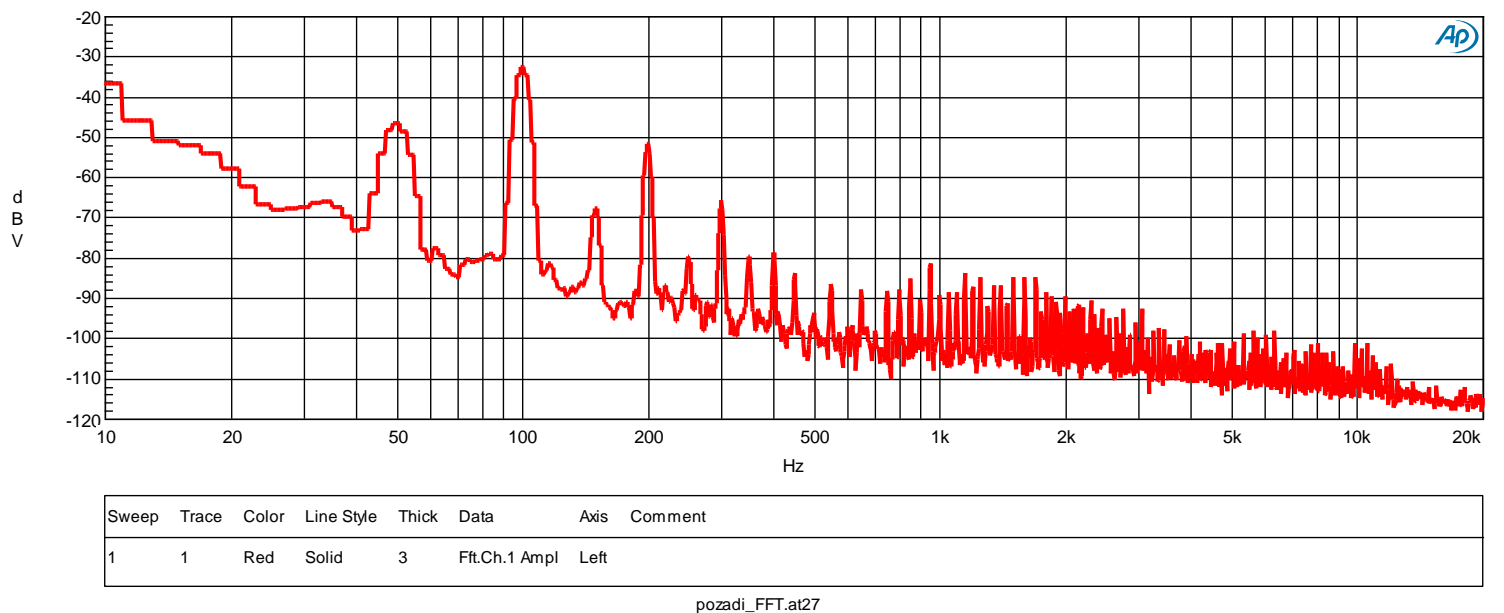
$$SNR_{dB} = -SNR_{dB(RMS)} - 20 * \log_{10} \left(\frac{\frac{3,83}{\sqrt{2}} * U_{OUTref}}{1,912} \right) \quad [dB] \quad (2.12)$$

$$SNR_{dB} = -34 - 15,065 = -49,065 \text{ dB}$$

Hlukové pozadí měřené analyzátozem pro levý a pravý kanál je zobrazeno na Obr. 36 a Obr. 37.



Obr. 36 Hlukové pozadí měřené spektrálním analyzátozem pro levý kanál



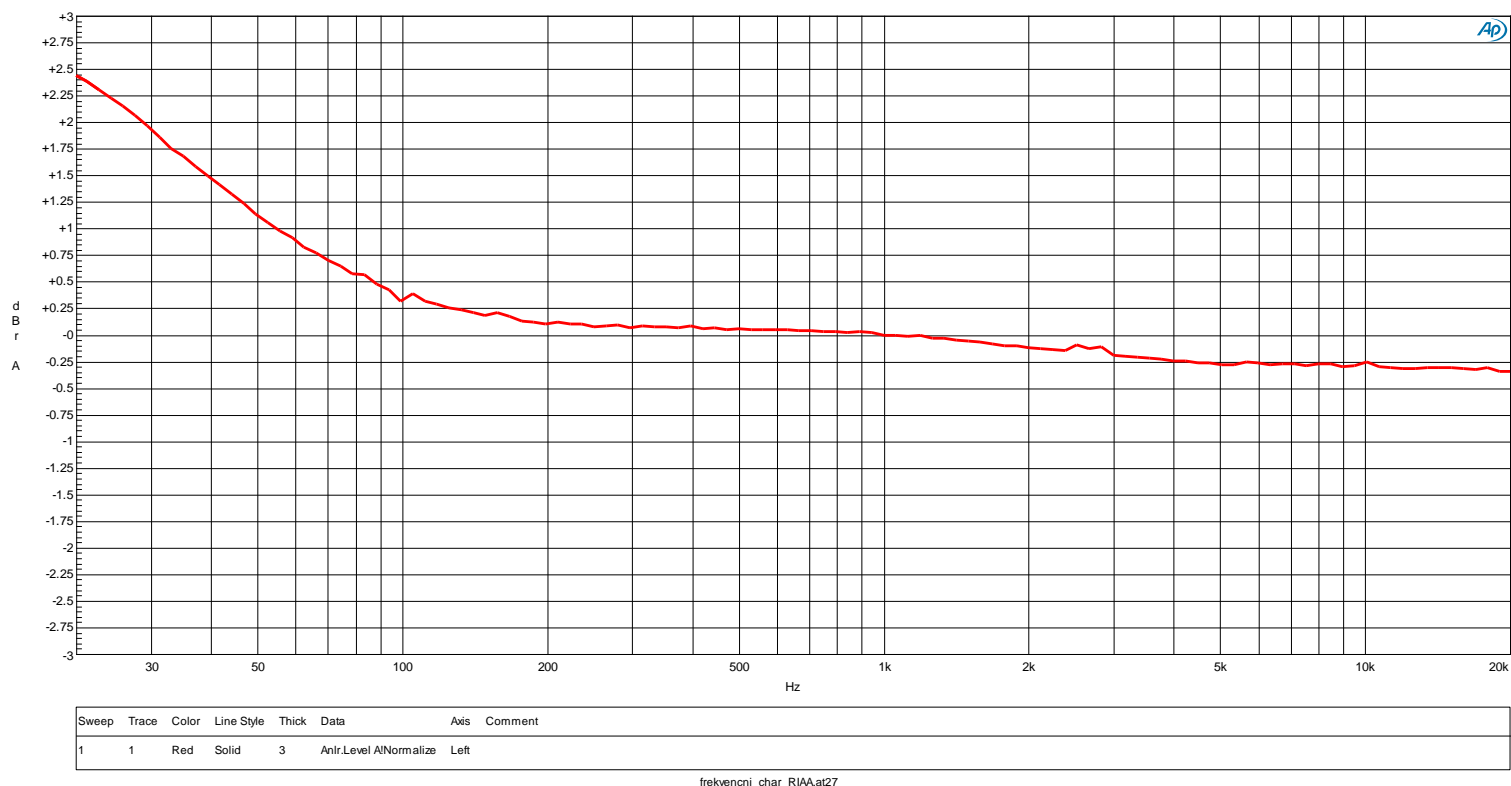
Obr. 37 Hlukové pozadí měřené spektrálním analyzátozem pro pravý kanál

Z grafů je patrné, že hluk je dominantní na frekvenci 50 Hz a jejích harmonických, což je typický jev u zařízení napájených ze sítě. Hlukové pozadí se podstatně výrazněji projevuje na pravém kanále.

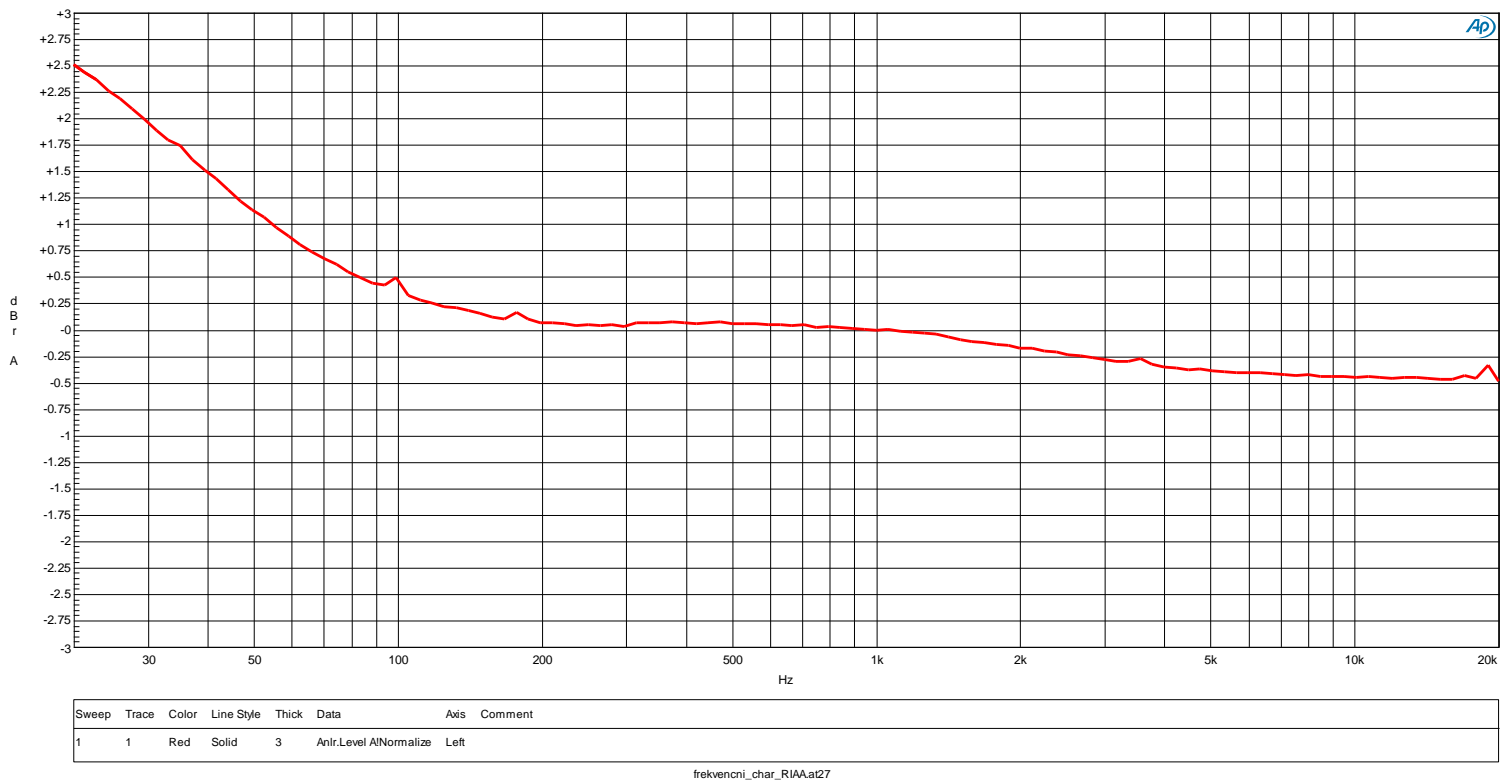
To je způsobeno pravděpodobně ne zcela vhodným návrhem a fyzickým uspořádáním pravého kanálu, který je tím pádem náchylnější na šum a rušení ze sítě. V historických konstrukcích a potažmo i v dnešních konstrukcích audio zařízení pro gramofony a nejen pro ně, jsou do těchto zařízení aplikovány filtry, jež potlačují dolní kmitočty pod hranicí akustického pásma. Jedná se o tzv. rumble filtry, jež mají za úkol především omezit uplatnění síťového rušení a omezit uplatnění nerovností gramofonové desky, jež se projevuje rezonancí a tím pádem i hlukem na frekvenci okolo 8 Hz.

- **Měření frekvenční charakteristiky**

Frekvenční charakteristika popisuje závislost poměru amplitudy výstupního ku vstupnímu napětí a jejich fázový posun. V případě předzesilovače pro audio aplikaci popisuje jaké frekvenční pásmo je předzesilovač schopen zpracovat. Frekvenční charakteristika byla měřena na spektrálním analyzátoru. Výsledné průběhy ze spektrálního analyzátoru pro levý a pravý kanál jsou zobrazeny na Obr. 38 A Obr. 39.

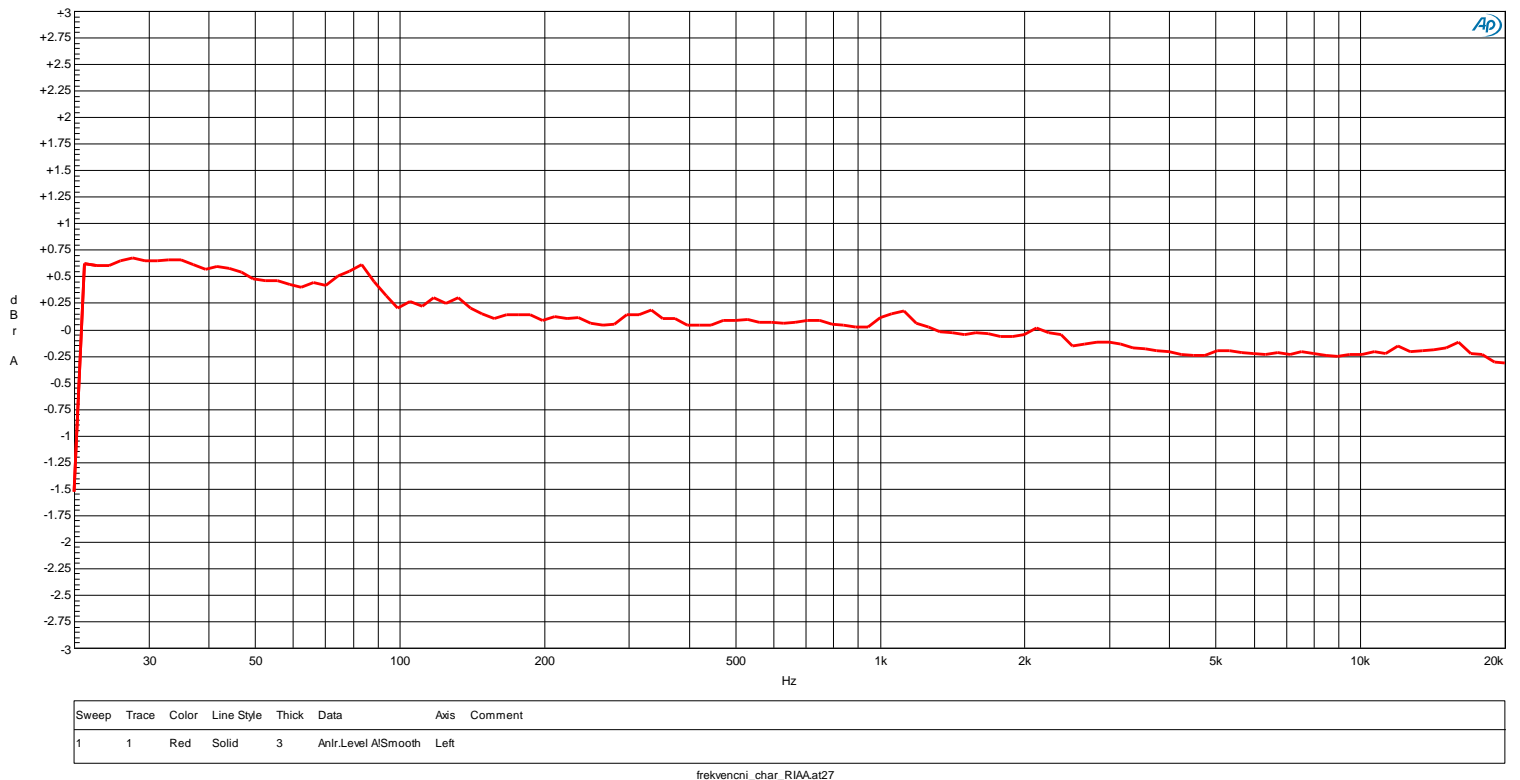


Obr. 38 Frekvenční charakteristika pro levý kanál

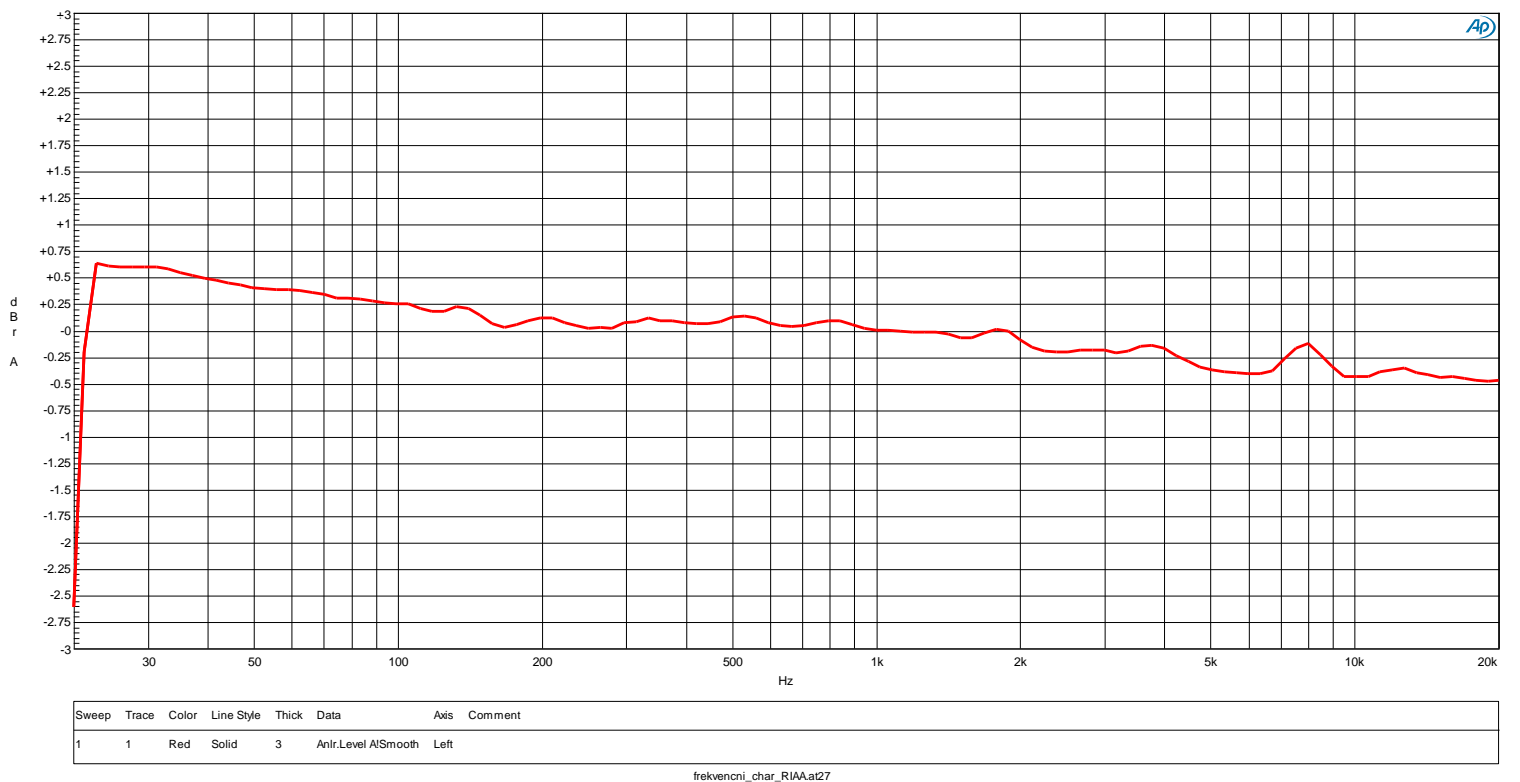


Obr. 39 Frekvenční charakteristika pro pravý kanál

Z průběhů je patrné, že frekvenční charakteristika není v celém frekvenčním pásmu rovná a amplituda signálu od 200 Hz níž roste s tím, že je amplituda takřka o 2,5 dB větší na 20 Hz. To je způsobeno tím, že útlum RIAA filtru se zvětšuje směrem k vyšším kmitočtům, tedy zvětšuje se jeho impedance a druhý zesilovací stupeň směrem k vyšším kmitočtům filtr neúměrně zatěžuje a tím pádem klesá amplituda. To znamená, že vstup druhého zesilovacího stupně není zcela korektně impedančně přizpůsoben filtru. Pro vyrovnání frekvenční charakteristiky byl zvolen způsob snížení kapacity kondenzátorů v katodách tak, aby se zlomová frekvence horní propusti (v původním výpočtu $f_0 = 2$ Hz) tvořené oním kondenzátorem a katodovým rezistorem posunula výš, tím se snížilo zesílení stupňů A1 a A2 na nízkých kmitočtech a frekvenční charakteristika se vyrovnala. Jak již bylo zmíněno, kondenzátory v katodách o původní hodnotě 220 μF jsou nevalné kvality. Jejich výměna za kvalitní THT audio kondenzátory s menší kapacitou vyrovnala frekvenční charakteristiku do přijatelné podoby. Hodnota nové kapacity byla vypočítána se zlomovou frekvencí $f_0 = 12$ Hz, přičemž kapacita vyšla na necelých 22 μF . Reálně změřené hodnoty oněch kondenzátorů vycházely okolo 20 μF . Průběhy frekvenčních charakteristik pro levý a pravý kanál po úpravě obvodu jsou zobrazeny na Obr. 40 a Obr. 41.



Obr. 40 Frekvenční charakteristika pro levý kanál po úpravě obvodu



Obr. 41 Frekvenční charakteristika pro pravý kanál po úpravě obvodu

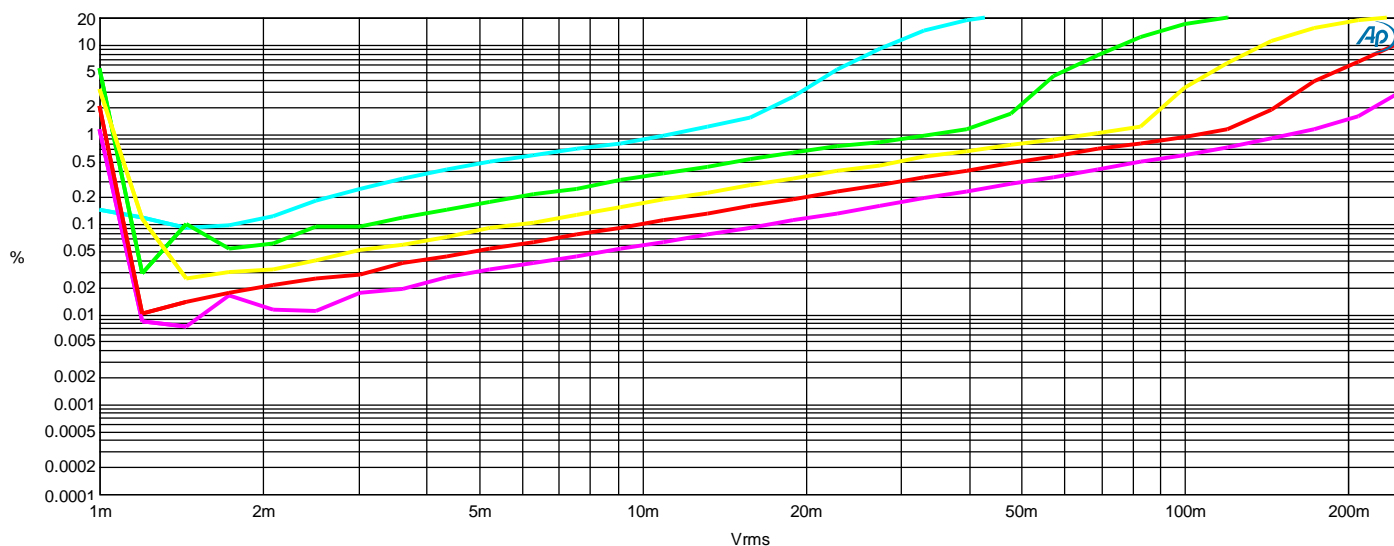
Po úpravě obvodu je z frekvenčních charakteristik patrné, že předzesilovač poskytuje poměrně vyrovnanou úroveň signálu v celém akustickém pásmu.

- **Měření zkreslení**

Zkreslení předzesilovače neboli THD (Total harmonic distortion – celkové harmonické zkreslení) je dalším důležitým parametrem, který je definován jako poměr součtu výkonů všech harmonických složek signálu k výkonu základní harmonické. Čím je THD nižší tím věrněji předzesilovač reprodukuje vstupní signál. Měření opět probíhalo pomocí spektrálního analyzátoru a výsledné průběhy pro levý a pravý kanál jsou zobrazeny na Obr. 42 a Obr. 43.

University of West Bohemia

06/15/20 18:52:31

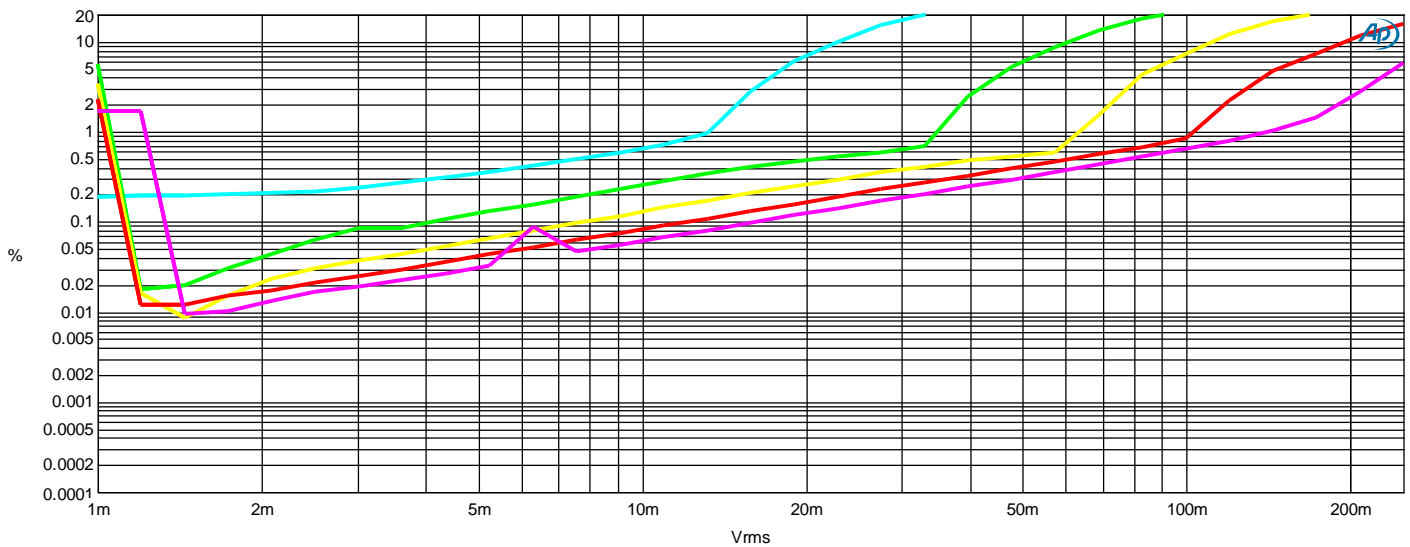


Sweep	Trace	Color	Line Style	Thick	Data	Axis	Comment	Source 2
1	2	Cyan	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 100.000 Hz=Gen.Freq
2	2	Green	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 316.228 Hz=Gen.Freq
3	2	Yellow	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 1.00000 kHz=Gen.Freq
4	2	Red	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 3.16228 kHz=Gen.Freq
5	2	Magenta	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 10.0000 kHz=Gen.Freq

- THD mereno do 6.harmonicke

THD.at27

Obr. 42 Naměřené THD pro 6 různých frekvencí a jejich harmonické pro levý kanál



Sweep	Trace	Color	Line Style	Thick	Data	Axis	Comment	Source 2
1	2	Cyan	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 100.000 Hz=Gen.Freq
2	2	Green	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 316.228 Hz=Gen.Freq
3	2	Yellow	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 1.00000 kHz=Gen.Freq
4	2	Red	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 3.16228 kHz=Gen.Freq
5	2	Magenta	Solid	3	Distortion.Ch.1 Harm Sum1 Ratio	Left		: 10.0000 kHz=Gen.Freq

- THD mereno do 6.harmonicke

THD.at27

Obr. 43 Naměřené THD pro 6 různých frekvencí a jejich harmonické pro pravý kanál

Při analýze zkreslení v obvodu bylo zjištěno, že zkreslení se projevuje především na druhém zesilovacím stupni A2. To je způsobeno tím, že stupeň A2 má příliš velké zesílení a i přes útlum RIAA filtru proniká na jeho vstup příliš velká úroveň signálu. Zesílení druhého stupně lze snížit odstraněním kondenzátoru v katodě. Zapojení s touto úpravou však testováno nebylo. Při referenčním kmitočtu 1 kHz vychází THD přibližně 1 % pro levý kanál a 0,5 % pro pravý kanál, než se stupeň A2 dostane do saturace.

Závěr

V této bakalářské práci byla podrobně popsána a rozebrána problematika návrhu a konstrukce předzesilovače pro klasický gramofon využívající elektronky, které jakožto aktivní prvek v audio aplikacích zažívají v dnešní době svou renesanci. Cílem práce bylo provést rešerši dostupných přenosů, jejich vlastností a uvést čtenáře do problematiky takovým způsobem, aby bylo možné pochopit principy a úskalí návrhu a konstrukce obvodu s elektronkami. Zvláště pak uvést rozdíly mezi jednotlivými obvodovými topologiemi, popsat jejich vlastnosti a podle vybrané topologie provést návrh tak, aby vyhovoval technickým požadavkům kladeným na takové zařízení.

V první části práce byly obecně popsány vlastnosti a technické parametry přenosů a obvodových topologií a od nich se odvíjející technické požadavky, které by měl předzesilovač splňovat. Především pak maximální velikost vstupního napětí, vstupní impedance předzesilovače, minimální šířka pásma a výhody a nevýhody obou topologií.

V kapitole druhé byl na základě obecných informací z první kapitoly proveden podrobný návrh a výpočty celého zařízení včetně návrhu zdroje.

V poslední části práce byly změřeny a ověřeny reálné vlastnosti předzesilovače, konkrétně pak ověření nastavení pracovního bodu a ověření funkce RIAA filtru. Dále měření dílčích zisků, i celkového zisku předzesilovače. A nakonec měření šumu, hlukového pozadí, frekvenční charakteristiky a zkreslení. Předzesilovač splňuje teoreticky dané a spočítané parametry, především pak dostatečné celkové zesílení (okolo 52 dB pro každý kanál, tedy A_u přibližně 380 až 390 při referenčním kmitočtu 1 kHz) v celém akustickém kmitočtovém pásmu 20 Hz až 20 kHz při poskytnutí vyrovnané frekvenční charakteristiky. RIAA filtr poskytuje reverzní charakteristiku vůči záznamu na desce věrně podle teoretického vzoru. Odstup signálu od šumu vychází okolo 49 dB a zkreslení 0,5 % pro levý kanál a 1 % pro pravý kanál.

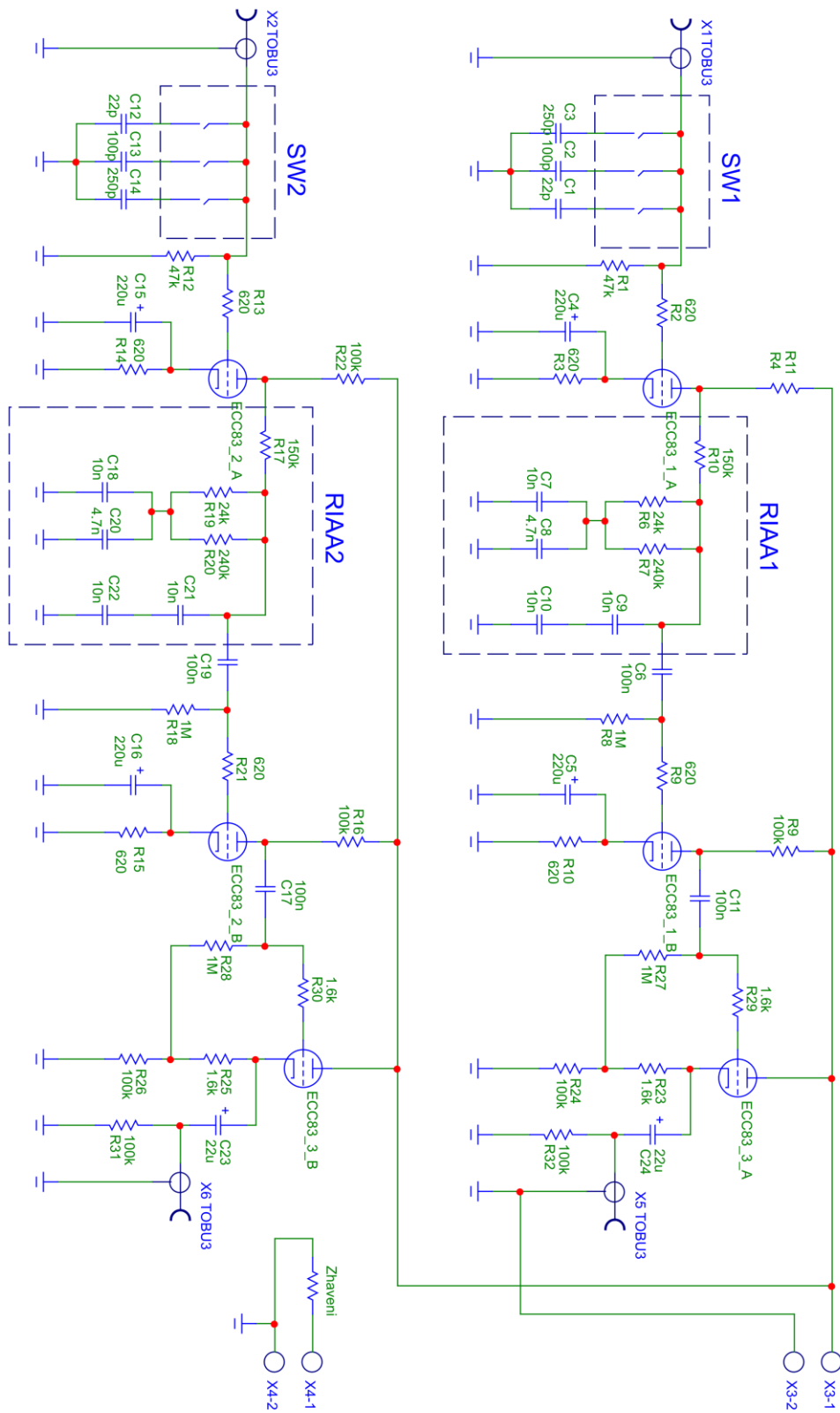
Výsledná práce by měla sloužit jako zdroj informací pro návrh RIAA předzesilovače pro klasický gramofon při využití elektronek ale také polovodičů.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] DUŠEK, Karel. *Záznam signálu*. 1. Praha: Ediční středisko Českého vysokého učení technického, 1987.
- [2] SELF, Douglas. *Electronics for vinyl*. London: Routledge, Taylor & Francis Group, 2018. ISBN 9781138705456.
- [3] MM versus MC. <https://www.hifi-voice.com> [online]. [cit. 2020-04-05]. Dostupné z: <https://www.hifi-voice.com/teorie-a-praxe/854-mm-versus-mc>
- [4] BOUWER, Marco. How to build a first-class step-up transformer. <https://audio-creative.nl/> [online]. 2015 [cit. 2020-06-10]. Dostupné z: <https://audio-creative.nl/projecten/hoe-bouw-je-een-eerste-klas-step-up-trafo/>
- [5] SUMIKO Olympia. <https://www.sumikoaudio.net/en-us/our-brands/sumiko-phono-cartridges/products/oyster-series/olympia> [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <https://www.sumikoaudio.net/en-us/our-brands/sumiko-phono-cartridges/products/oyster-series/olympia>
- [6] ORTOFON Concorde MKII Club. <https://www.ortofon.com> [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <https://www.ortofon.com/club-p-813-n-1444>
- [7] Amatérské radio, Praha: MAGNET – časopis pro elektroniku a amatérské vysílání, 1978.
- [8] JUNG, Walter G. Topology consideration for riaa phono preamplifiers. An audio engineering society preprint. Forrest Hill, 1980, 1-10.
- [9] LIPSHITZ, Stanely P. On RIAA Equalization Networks. Journal of the audio engineering society. 1979, 27(6), 458-481.
- [10] Passive RIAA Calculator For Tube Phono Amplifier. [Http://www.mh-audio.nl](http://www.mh-audio.nl) [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <http://www.mh-audio.nl/Calculators/CalculateRIAA.html>
- [11] Millerův jev. <https://www.misael.cz> [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <https://www.misael.cz/clanky/milleruv-jev/>
- [12] VLACH, J., VLACHOVÁ, V. *Lampárna - aneb Co to zkusit s elektronkami?* Praha: BEN - technická literatura, 2004.
- [13] Triode vacuum tubes. [Http://www.angelfire.com](http://www.angelfire.com) [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: http://www.angelfire.com/planet/funwithtransistors/Book_CHAP-4A.html
- [14] JJ ECC83S/12AX7 katalog. <https://www.elektronky.com> [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <https://www.elektronky.com/ecc83-s-12ax7-7025>
- [15] TAMELE, Jaroslav. Návrh katodového sledovače. *Sdělovací technika*. 1961, IX(5), 164-167.
- [16] LM 350 datasheet. <https://www.alldatasheet.com> [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/953781/TI1/LM350.html>
- [17] Zdroj pro žhavení elektronek. [Http://www.sotovo.cz](http://www.sotovo.cz) [online]. [cit. 2020-06-20]. Dostupné z: <http://www.sotovo.cz/str/pra.php?id=4>

Přílohy

Příloha A – Schéma předzesilovače a napájecího zdroje



Obr. 44 Schéma předzesilovače

