

Návrh předzesilovače pro gramofon s nízkým šumem a s nízkým zkreslením

Pavel Krist¹

Abstrakt

Článek se zabývá návrhem několika typů předzesilovačů s korekcí dle RIAA. Zároveň bude předvedena jedna z možností, jak sestavit kvalitní výstupní driver pro napájení koncového zesilovače, a také sluchátkový zesilovač. Důraz bude kladen na jednoduchost zapojení a zároveň na kvalitu, tedy na dosažení co nejmenšího šumu a zkreslení.

¹pavel@krist-in.tech

Obsah

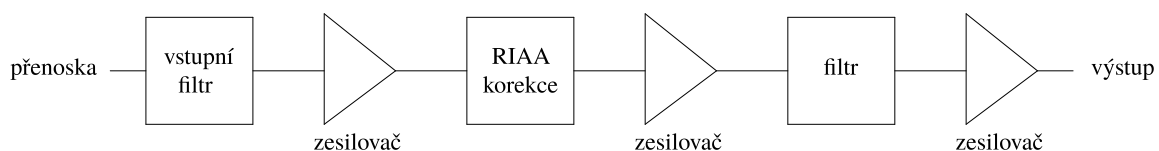
1 Úvod	2
2 Filtry a korekce	4
2.1 RIAA korekce	4
2.2 Vstupní filtr	5
2.3 DC, subsonický a ultrasonický filtr	7
3 Návrh vstupní sekce předzesilovače	8
3.1 Vstupní zesilovač s operačními zesilovači	8
3.2 Vstupní zesilovač s tranzistory	11
4 Realizace předzesilovače	16
4.1 Předzesilovač pro MM přenosku	16
4.2 Předzesilovače pro MC přenosku	18
4.2.1 BJT předzesilovač	19
4.2.2 JFET předzesilovač	20
5 Budič koncového stupně	21
6 Sluchátkový zesilovač	23
7 Zdroj napětí	24
7.1 Zdroj napětí pro výkonovou část	24
7.2 Zdroj napětí pro signálovou část	25
8 Závěr	26
Reference	28
Příloha	29

1 Úvod

Různých druhů předzesilovačů je možné na internetu či v odborných elektro časopisech najít nepřehledné množství, ale bohužel i kvality. Pro české kutily jsou asi nejdostupnější a nejlepší výtvoři pánů Dudka a Sýkory, které lze dohledat pod názvem ActiDamp a to v provedení I až IV. V dnešní době jsou pro tyto předzesilovače nedostupné součástky nebo jsou dostupné jiné s lepšími parametry. To se týká nejen předzesilovače, ale i stabilizátorů napětí ve zdrojové části. V tomto článku se pokusím navrhnout předzesilovač z aktuálně komerčně dostupných součástek při použití SMT. Zároveň ukážu, jak postavit vhodný zdroj napětí s nízkým šumem a vysokým PSRR (Power Supply Rejection Ratio). A to tak, aby bylo v závěru dosaženo co nejlepších parametrů celého předzesilovače.

Blokové schéma předzesilovače, se kterým budu pracovat, je zobrazeno na obrázku 1.1. Jednotlivé bloky budou níže rozebrány. Pro snazší představu budu provádět výpočty a vykreslovat grafy v GNU Octave, což je matematicky orientovaný skriptovací jazyk. Skripty by měly být, ve většině případů, kompatibilní s jazykem MatLab. Všechny frekvence počítané v Octave budou v jednotkách rad/s^{-1} ne v Hz. Kruhovou frekvenci v rad/s^{-1} budu označovat proměnou ω , frekvence v Hz bude označována proměnou f , kde $\omega = 2\pi f$.

Na první pohled je blokové schéma předzesilovače složité, ale je to dáno tím, abychom mohli konstruovat filtry jako pasivní precizně impedančně od sebe oddělené do samostatných bloků. Filtry pak jde jednoduše navrhovat a nemusí se uvažovat vliv filtrů mezi sebou. Tím také zmenšíme zkreslení signálů oproti realizaci filtrů ve zpětné vazbě operačních zesilovačů.



Obr. 1.1: Blokové schéma předzesilovače

Při vážném uvažování o kvalitním předzesilovači je nutné dodržovat některá pravidla. V prvním stupni zesilovače je nutné dbát především na co nejmenší šum nejen aktivních, ale i pasivních součástek. V podstatě jde o to vybrat tranzistory či operační zesilovače s důrazem na co nejnižší šum a rezistory je nutné používat s co nejnižší hodnotou.

Šum tranzistorů a operačních zesilovačů je určen v popisu součástky (dále jen datasheet) ve dvou parametrech. Jedná se o parametr nazývaný spektrální napěťový/proudový šum, který se obvykle v datasheetech udává jako Input Voltage Noise či Input Current Noise, a je většinou uveden v jednotkách $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ případně $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Tento šum se označuje také jako šum výstřelový (jehož součástí je i šum tepelný). K tomuto šumu se ještě přičítá tzv. $1/f$ šum jehož hlavní složkou je blikavý šum, který se uplatňuje především na nízkých frekvencích. Je nutné přihlížet k oběma těmto složkám. Můžeme najít

parametrově výborný operační zesilovač, rychlý s nízkým výstřelovým šumem, ale pokud bude $1/f$ šum končit na frekvencích v řádu desítek kHz, je jasné, že je pro zesilování signálu nevhodný. Naopak na konci zesilovacího řetězce musíme dbát, aby měl zesilovač dostatečně vysokou rychlost přeběhu a šířku pásma. Pokud budeme chtít napájet koaxiální kabely zakončené rezistorem s odporem $50\ \Omega$ nebo sluchátka, musíme také přihlédnout k proudu, který dokáže lineárně zesilovač přenášet.

U pasivních součástek jsou z hlediska šumu problematické vysoké hodnoty odporů. Čím větší odpor bude mít rezistor, tím bude mít také větší tepelný šum. Také záleží na materiálu, ze kterého je rezistor vyroben. Zde jen poznamenám, že rezistory uhlíkové jsou méně vhodné než rezistory tvořené oxidy kovů.

Velký problém je také výběr kondenzátorů. Ostatně kolem jejich použití kolují největší mýty. Co se týče šumu, tak ideální kondenzátor nešumí a reálný k celkovému šumu výrazně nepřispívá. Problémem jsou spíše nelineární vlastnosti některých dielektrik v závislosti na napětí, jeho teplotě a frekvenci přenášeného signálu. Výsledek je ten, že při změně teploty a velikosti přenášeného signálu (popřípadě jeho stejnosměrné složky) se mění kapacita kondenzátoru. Tím dochází ke změnám chování filtrů a zkreslování zpracovávaného signálu. Pro kondenzátory v signálové cestě tedy musíme zvolit dielektrikum, které co nejméně mění své parametry (permitivitu). Nejlepší vlastnosti mají kondenzátory slídivé. Ty se ale vyrábí ve velmi omezených hodnotách kapacity a navíc jsou velmi drahé. Asi nejhorší jsou kondenzátory s tzv. feroelektrickým keramickým dielektrikem, které má v označení na prvním místě písmeno Y. Běžné feroelektrické keramiky s označením např. X5R či X7R jsou již vhodnější, ale pro zesilovač s nízkým zkreslením je v signálové cestě také nepoužijeme. Nicméně jsou vhodné pro napájecí zdroj a jako blokovací kondenzátory a to hlavně z důvodu solidních parametrů, malých rozměrů a příznivé ceně.

Další kapitolou jsou „fóliové“ kondenzátory, které mají tvořeno dielektrikum některým z plastických hmot. Mezi ta lepší dielektrika patří PP (polypropylen) a PPS (polyfenylensulfid). Obecně se dá říct, že jsou lepší než feroelektrické keramiky, ale mají jiné nečnosti. Pouzdření není dokonalé, nehodí se do vlhkého či agresivního prostředí (na cestu do deštného pralesa jistě „fóliák“ vhodný není). Také mu např. vadí vysoké teploty při pájení. Zvláště pak v provedení SMD může při pájení přetavením horkým vzduchem se spodním přehřevem dojít k jeho poškození. Mytí osazené desky plošných spojů taky tyto kondenzátory nemají rády. Tedy ano, většina dostupných kondenzátorů je kompromisních, ale existuje ještě jedna možnost, která už je v dnešní době cenově dostupná ve velkém intervalu hodnot kapacit. Jedná se o keramiku (porcelán) označovanou COG nebo NP0. Oproti feroelektrickým keramickým dielektrikům označovaných např. Y5V nebo X7R nevykazuje napěťovou a teplotní závislost a nestárne. Díky velmi nízkému ESR nemá problém ani s vysokými frekvencemi a vysokým proudovým zatížením. Pro naše účely v signálové cestě nejlépe vyhoví kondenzátory COG a v napájecí části X5R či X7R. Keramikám s písmenem Y se obloukem vyhneme.

2 Filtry a korekce

Při záznamu zvukového signálu do vinylové desky je vhodné signál nezaznamenávat tak, jak je, ale je vhodné ho upravit. A to z několika důvodů. Například, aby se minimalizovala šířka záznamu či minimalizovalo poškození drážky při přehrávání. Jde tedy o jistou optimalizaci záznamu do PVC. Při záznamu se uměle potlačují nízké frekvence a zesilují vysoké. Při návrhu gramofonového předzesilovače musíme udělat inverzní přenosovou funkci. Jednotliví výrobci si tvořili vlastní záznamové funkce (specifikace). Od roku 1954 se ustanovil průmyslový standard zřízený Asociací nahrávacího průmyslu Ameriky (RIAA), který je do dnešních dnů nejrozšířenější.

Nevýhodou této korekce je, že musíme při přehrávání velmi zesílit nízké frekvence, hlavně ty od cca 50 Hz níže. Tedy zesilujeme i stejnosměrnou složku, která parazitně vzniká na jednotlivých stupních zesilovačů, a také nízkofrekvenční hluk pocházející z ložiska gramofonu, motoru, či z okolí gramofonu přenášející se přes podstavec až do přenosky gramofonu. Tyto frekvence mimo standardní frekvenční slyšitelné pásmo je vhodné potlačit. To se týká i vysokých frekvencí (nad slyšitelné pásmo), které jsou nositelem šumu jednotlivých zesilovacích stupňů.

Vstupní filtr je vhodný pro odstranění vysokofrekvenčního šumu přenášeného do předzesilovače či přenosky gramofonu vzduchem. Jedná se o potlačení signálů z vysokofrekvenčních generátorů jako jsou například mobilní telefony, které by už svým působením mohly ovlivnit citlivé vstupní obvody předzesilovače natolik, že by již pozdější filtrování audio signálu neumožnilo ho zrekonstruovat do originální podoby.

2.1 RIAA korekce

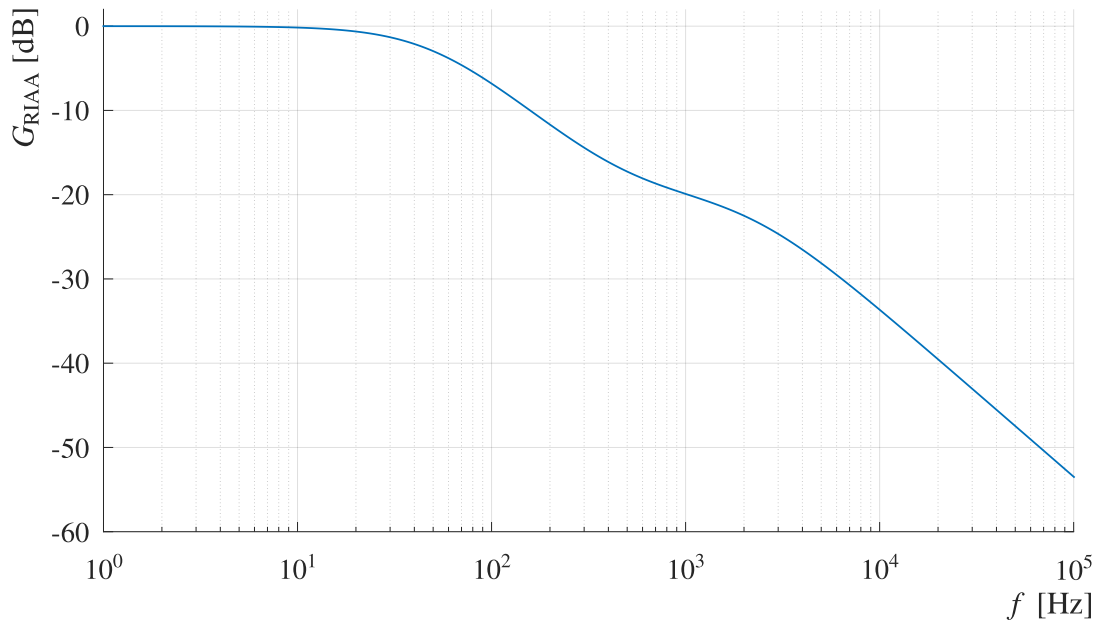
Jak už bylo napsáno, RIAA korekce umožňuje zrekonstruovat signál z drážky gramofonu do tvaru, jak byl nahrán v nahrávacím studiu např. pomocí mikrofonu. Tento standard definuje na frekvenční přenosové charakteristice 3 zlomové body, a to na frekvencích 50, 500 a 2122 Hz. Frekvenční přenosovou charakteristiku můžeme vidět na obrázku 2.1.

V Laplaceově transformaci dostáváme rovnici přenosu

$$\mathcal{L}\{G_{\text{RIAA}}(t)\} = G_{\text{RIAA}}(s) = \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 s + 1} \cdot \frac{1}{\tau_3 s + 1} = \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1 \tau_3 s^2 + (\tau_1 + \tau_3) s + 1}, \quad (2.1)$$

kde časové konstanty τ_1 až τ_3 odpovídají 3 výše uvedeným zlomovým frekvencím. Pak $\tau_1 = 3\,180\ \mu\text{s}$, $\tau_2 = 3\,18\ \mu\text{s}$ a $\tau_3 = 75\ \mu\text{s}$. Kruhové zlomové frekvence jsou tedy $\omega_1 = 1/\tau_1 = 314,47\ \text{rad/s}$, $\omega_2 = 1/\tau_2 = 3144,7\ \text{rad/s}$ a $\omega_3 = 1/\tau_3 = 13\,333,3\ \text{rad/s}$. Proměnná $s = i\omega$ představuje Laplaceovu komplexní proměnnou, i imaginární jednotku komplexního čísla $\omega = 2\pi f$, f je frekvence a t je čas.

Pro výpočet v prostředí Octave můžeme použít algoritmus 1 uvedený v příloze. Pro správnou funkci tohoto skriptu musí být v Octave nainstalovány balíčky signal a control (pkg install -forge control; pkg install -forge signal;).



Obr. 2.1: Frekvenční amplitudová charakteristika RIAA

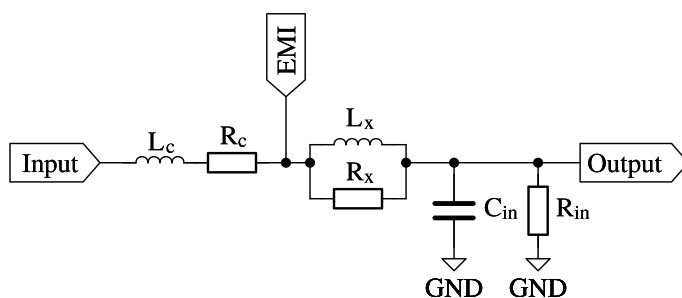
2.2 Vstupní filtr

Vstupní filtr slouží k potlačení rušení – elektromagnetická interference (EMI) tak, aby poslech nahrávky byl co nejméně narušen. Filtr může být tvořen paralelní kombinací rezistoru a tlumivky, nebo můžeme experimentovat s feritovými perličkami, které ve slyšitelném pásmu vykazují velmi malý odpor a pro vysoké frekvence začne narůstat jejich odpor a zároveň indukčnost.

Pro jednoduchost si ukážeme filtr pro MM přenosku realizovaný v ActiDampu IV. Jedná se o paralelní kombinaci tlumivky a rezistoru vloženou mezi přenosku a vstupní zesilovač v těsné blízkosti vstupního zesilovače. Takovýto obvod je ukázán na obrázku 2.2. Vstup Input je zde ideální přenoska. Výstup Output je připojen na ideální zesilovač. Přenos signálu z MM přenosky na vstup zesilovače je pak dán vztahem

$$G_{\text{MM}}(s) = \frac{Z_{\text{in}}(s)}{Z_x(s) + Z_{\text{in}}(s) + Z_c(s)}, \quad (2.2)$$

kde Z_{in} je doporučená zatěžovací impedance tvořená paralelní kombinací $C_{\text{in}} = 220 \text{ pF}$ a $R_{\text{in}} = 47 \text{ k}\Omega$. Z_x je impedance paralelní kombinace filtrační tlumivky $L_x = 220 \text{ }\mu\text{H}$ a rezistoru $R_x = 220 \text{ }\Omega$. Z_c je impedance přenosky, tedy sériová kombinace odporu cívky $R_c = 1,3 \text{ k}\Omega$ a její indukčnosti $L_c = 700 \text{ mH}$.



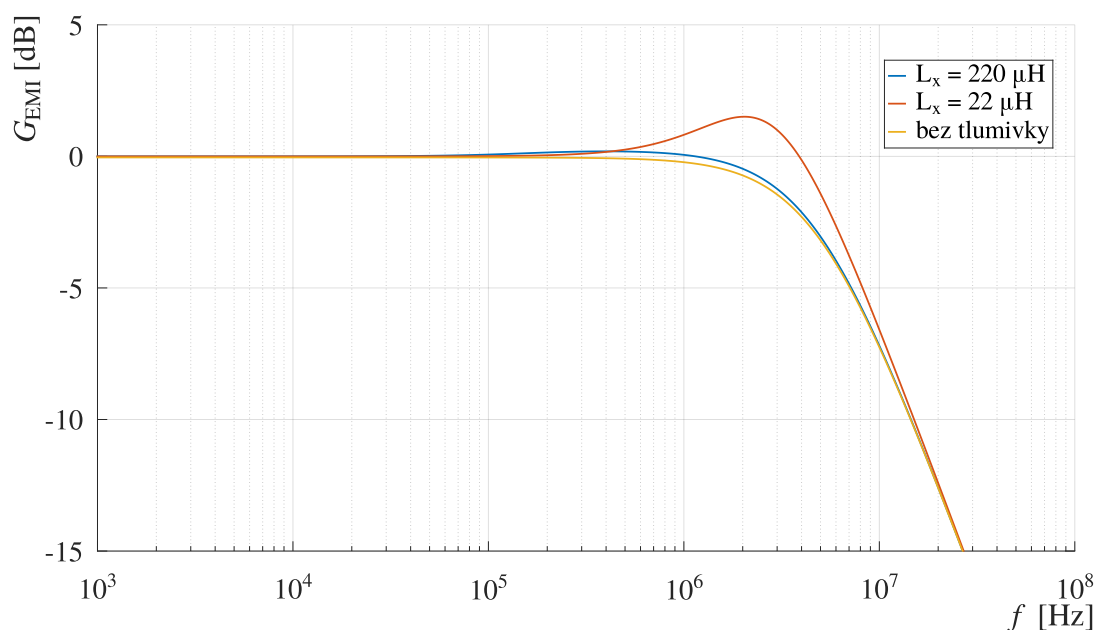
Obr. 2.2: Vstupní obvod s filtrem a modelem přenosky

Hodnoty přenosky jsou dle výrobce a jsou platné pro přenosku Ortofon 2M Red. Amplitudová charakteristika je pak na obrázku 2.4.

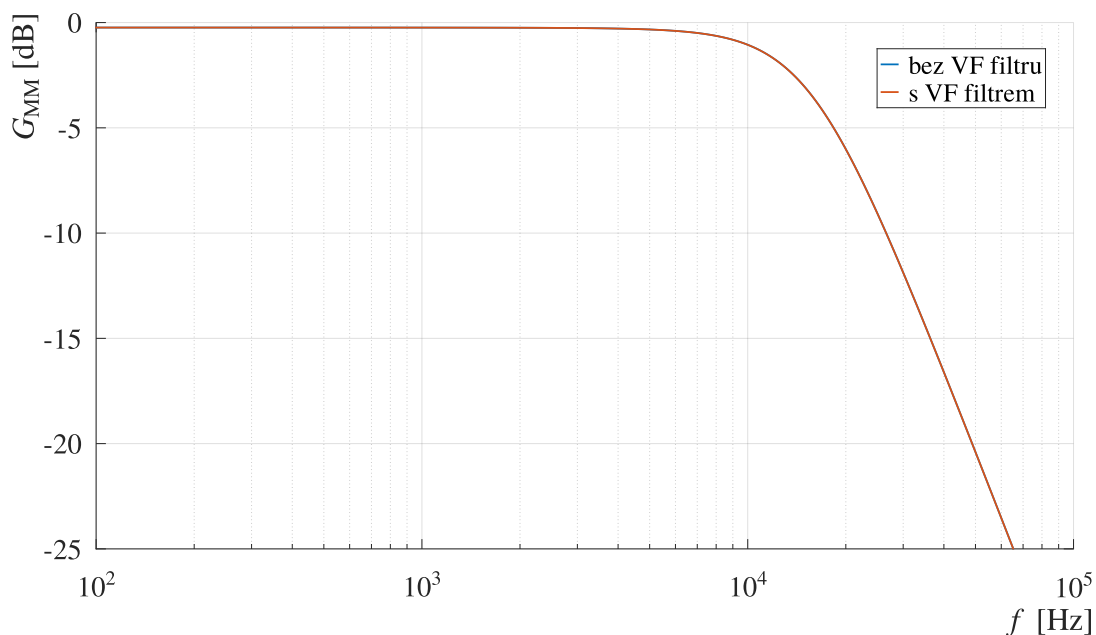
Pro přenos rušení ze vzduchu ale musíme uvažovat vstup tak, jak je zakreslen na obrázku 2.2 vstupem EMI. Vstup Input je pro šíření EMI zkratován na GND. Přenos rušení EMI na Output (vstup zesilovače) je pak dán vztahem

$$G_{\text{EMI}}(s) = \frac{Z_{\text{in}}(s)}{Z_x(s) + Z_{\text{in}}(s)}. \quad (2.3)$$

Takový filtr začne omezovat signál přibližně od desítek MHz výše, a to na zlomové frekvenci přibližně dané časovou konstantou $\tau = R_x C_{\text{in}}$. Tlumivka L_x zajišťuje, že filtr nebude potlačovat zvukový signál. Tato tlumivka musí být co s největší indukčností nebo ji lze vynechat. Pokud tlumivku vynecháme, dostaneme zvukový signál na výstupu na úrovni 99,5 % úrovně na přenosce a filtrační schopnosti zůstanou nenarušeny. Pokud použijeme tlumivku s nižší indukčností, poblíž zlomové frekvence, bude docházet k zesilování EMI, jak je možno vidět na obrázku 2.3. Po návrhu filtru je ještě vhodné ověřit jeho vliv na přenos zvukového signálu z přenosky. Amplitudová frekvenční



Obr. 2.3: Frekvenční amplitudová charakteristika přenosu rušení na vstup zesilovače



Obr. 2.4: Frekvenční amplitudová charakteristika pro přenos signálu z přenosky na vstup zesilovače charakteristika je uvedena na obrázku 2.4 a je vidět, že přenos signálu s filtrem i bez filtru je téměř totožný.

Pro MC přenosky navržený filtr nebude fungovat. Díky malé zatěžovací impedanci je obtížněji realizovatelný. Nízká impedance přenosky a zatěžovacího odporu ale způsobuje malou citlivost na EMI. Myslím, že pro MC přenosku bude lépe vstupní filtr raději vynechat.

2.3 DC, subsonický a ultrasonický filtr

Vzhledem k tomu, že při zesilování signálu dochází také k zesílení stejnosměrné složky, která vzniká v jednotlivých zesilovacích stupních, je vhodné tuto složku odstranit. Existují dva běžně používané přístupy. První možností je využít v signálové cestě filtr typu horní propust. Druhá možnost je použít obvod označovaný jako DC servo, které měří na výstupu zesilovače stejnosměrnou složku a v opačné fázi tuto složku přičítá k vstupnímu signálu. Jelikož jsou dnes k dostání kvalitní součástky (kondenzátory), myslím, že je vhodnější se v návrhu zabývat variantou filtru typu horní propust. Tento filtr by měl mít zlomovou frekvenci pod 20 Hz (125,7 rad/s). Pokud zlomovou frekvenci položíme na 20 Hz, tak tato frekvence bude již o 3 dB potlačena a fázový posun bude na 45 °. Je tedy vhodné položit zlomovou frekvenci níže, např. při zlomové frekvenci na 5 Hz dostaneme pokles na 20 Hz jen o 0,3 dB a fázový posun jen 14 °. Tento kondenzátor musí mít kvalitní dielektrikum, neboť může být namáhaný stejnosměrným napětím s měnící se amplitudou ve velkých časových intervalech. Na druhou stranu malá změna jeho kapacity nezpůsobí zásadní problém pro přenos zvukového signálu.

Pro omezení zesilování „šumových“ signálů na ultrazvukových frekvencích je vhodné použít filtry

typu dolní propust na frekvencích vyšších než 20 kHz. Pokud položíme zlomovou frekvenci na 100 kHz, útlum na 20 kHz bude méně než 0,2 dB a fázový posun jen 12,4 °. Filtr bude mít minimální vliv na přenos signálu v celém zvukovém spektru. Zároveň je nutno zdůraznit, že v tomto případě není tak důležitý, neboť potlačení vysokých frekvencí zajistí už RIAA filtr.

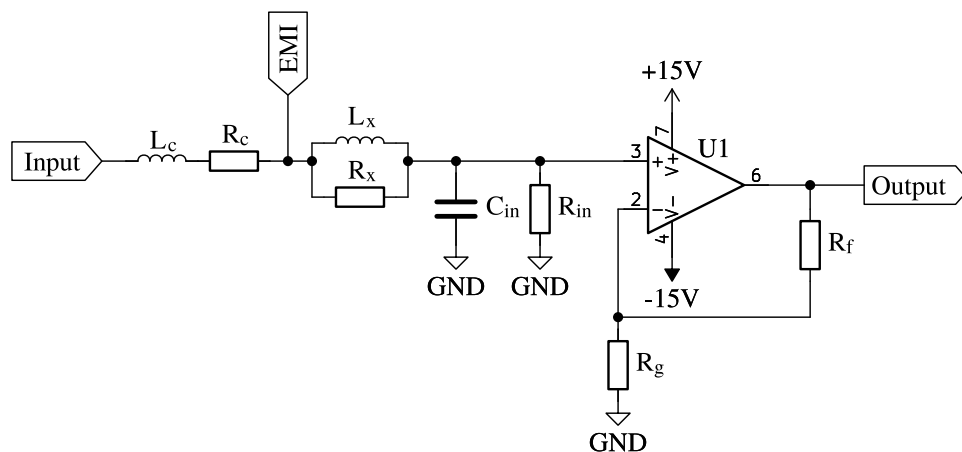
3 Návrh vstupní sekce předzesilovače

Při realizaci zesilovače jsem se zaměřil na využití kvalitních operačních zesilovačů s nízkým šumem a nízkým zkreslením. Vhodné obvody jsou například z produkce Texas Instruments, a to konkrétně bipolární OPA1602, OPA1612 nebo s JFET vstupním obvodem OPA1655 nebo OPA1642 [15, 14, 16]. Z produkce firmy Analog Devices jsou zajímavé obvody AD797 nebo ADA4898-2 [13], které umí pracovat i do velmi nízké zatěžovací impedance a zároveň dosahují nejmenších napěťových šumů. Tyto operační zesilovače jsou realizovány bipolárními tranzistory (BJT).

V následujících kapitolách budou ukázány možnosti zapojení jak pro MC (moving coil), tak pro MM (moving magnet) gramofonové přenosky.

3.1 Vstupní zesilovač s operačními zesilovači

Při zesilování signálu z MC/MM přenosky je v prvním zesilovacím stupni nutné udržet šum na co možná nejnižší úrovni. Dále musíme zajistit správné hodnoty zatěžovací kapacity C_{in} a odporu R_{in} . Zatěžovací odpor se tradičně volí nejčastěji 100 Ω pro MC přenosky a 47 k Ω pro MM přenosky. Kapacita ve stovkách pF, zde použiju 220 pF, přesnější hodnota by měla být udána výrobcem konkrétní použité přenosky. Vhodný operační zesilovač může být AD797 nebo ADA4898-1 či OPA1611. Základní zapojení je na obrázku 3.1. Zde poměr $R_f/R_g + 1$ udává celkové zesílení.



Obr. 3.1: Vstupní zesilovač se vstupním filtrem

Nevýhodou využití zmíněných operačních zesilovačů s velmi nízkým vstupním napěťovým šumem je, že mají na vstupu bipolární tranzistory, které jsou citlivější na EMI než JFET. Pokud bychom použili operační zesilovače s JFET vstupem, museli bychom se smířit s přibližně pětinasobným vstupním napěťovým šumem operačního zesilovače.

Šum vstupního zesilovače má několik složek. Jednou ze složek je tepelný napěťový šum odporu, který vidí zesilovač na svém neinvertujícím vstupu $v_{R_{INeq}}$. Tento odpor je dán vztahem $R_{INeq} = \frac{(R_c + R_x)R_{in}}{R_c + R_x + R_{in}}$. Dalším je napěťový šum operačního zesilovače v_{OZ} a jeho proudové šumy, který se přes vstupní či zpětnovazební odpory projeví jako paralelní napěťový šum. Zpětnovazební rezistory mají také svůj tepelný šum. Napěťový šum zpětnovazebních rezistorů $v_{R_{FB}}$, které vidí invertující vstup, se projeví jako tepelný šum paralelní kombinace rezistorů R_g a R_f , označme ho R_{FB} . Proudový šum na invertujícím vstupu se projeví jako napěťový vstupní šum $v_{R_{FBi-}} = R_{FB} \cdot i_{OZ}$, kde i_{OZ} je proudový vstupní šum zesilovače. Vstupní proudový šum neinvertujícího vstupu se uplatní na odporu R_{INeq} a projeví se jako napěťový $v_{R_{INi+}} = R_{INeq} \cdot i_{OZ}$. Tepelné šumy rezistorů v_R můžeme spočítat z rovnice $v_R = \sqrt{4kTR}$, kde k je Boltzmannova konstanta, T je absolutní teplota v Kelvinech a R je odpor rezistoru. Celkový napěťový šum přepočtený na vstup zesilovače v_{in} pak spočítáme podle rovnice 3.1. Pro MC přenosku byl k výpočtu použit odpor přenosky 5Ω . Hodnoty odporů zpětnovazebních rezistorů $R_g = 10 \Omega$ a $R_f = 1000 \Omega$. Zesílení prvního stupně je tedy 101. Pro takové zesílení je vhodné, aby měl operační zesilovač šířku pásma větší než 20 MHz. Pěknou „šumovou kalkulačku“ můžeme najít například na [2].

$$v_{in} = \sqrt{v_{R_{INeq}}^2 + v_{R_{FBi-}}^2 + v_{OZ}^2 + v_{R_{INeqi+}}^2 + v_{R_{FB}}^2} \quad (3.1)$$

Pro MM přenosky jsou v tabulce 3.1 ukázány pro různé frekvence různé hodnoty $v_{R_{INeq}}$ a $v_{R_{INeqi+}}$. Je to z toho důvodu, že na nízkých frekvencích platí výše uvedený vzoreček pro výpočet R_{INeq} . Na vyšších frekvencích je odpor přenosky R_c izolován indukčností přenosky a zatěžovací rezistor R_{in} se začne šumově projevovat v plné míře. Přenos RIAA článku, viz obrázek 2.1, který bude zaveden v dalším stupni zesilovače, potlačuje vysoké frekvence spolu s šumem. Na frekvenci 20 kHz bude tento šum potlačen přibližně 100×. Při výpočtu šumu pro MC přenosky jsem předpokládal, že indukčnost přenosky je zanedbatelně malá.

Pokud bereme v potaz, že šum je dominantní na nízkých frekvencích, je vidět, že pro MM přenosky je nejvhodnější operační zesilovač OPA1611, a to díky tomu, že má nejmenší proudový šum. Navíc jeho proudový šum výrazně nestoupá na nízkých frekvencích. U MC přenosků bych použil obvod AD4898-1 a to především díky tomu, že je levnější než výsledkově srovnatelný AD797. Operační zesilovače s JFET vstupy jsou díky jejich vysokému napěťovému šumu pro MC přenosky nevhodné, naopak při použití MM přenosků se už rozdíl stírají a to díky jejich velmi nízkému (o několik řádů) proudovému šumu, které jsem v tabulce neuváděl a při výpočtu zcela zanedbal. Je třeba napsat, že

uvedené katalogové napěťové šумы platí přibližně pro frekvence 1 kHz. U JFET operačních zesilovačů je vyšší $1/f$ šum a zasahuje také do vyšších frekvencí než u BJT operačních zesilovačů. Navíc tento $1/f$ šum bude později díky RIAA charakteristice dominantně zesílen. Takže na výstupu zesilovače bude šumový rozdíl mezi JFET a BJT vyšší než naznačuje tabulka 3.1. Při porovnání šumu zesilovače pro MC a MM přenosku je nutné si uvědomit, že signál z MC přenosky je přibližně $10\times$ nižší než u MM. Tedy pro přímé srovnání je nutné šum pro MC přenosky $10\times$ zvýšit. Z toho vyplývá, že gramofonový předzesilovač bude mít (na nízkých frekvencích) pro MM přenosky vždy nižší šum.

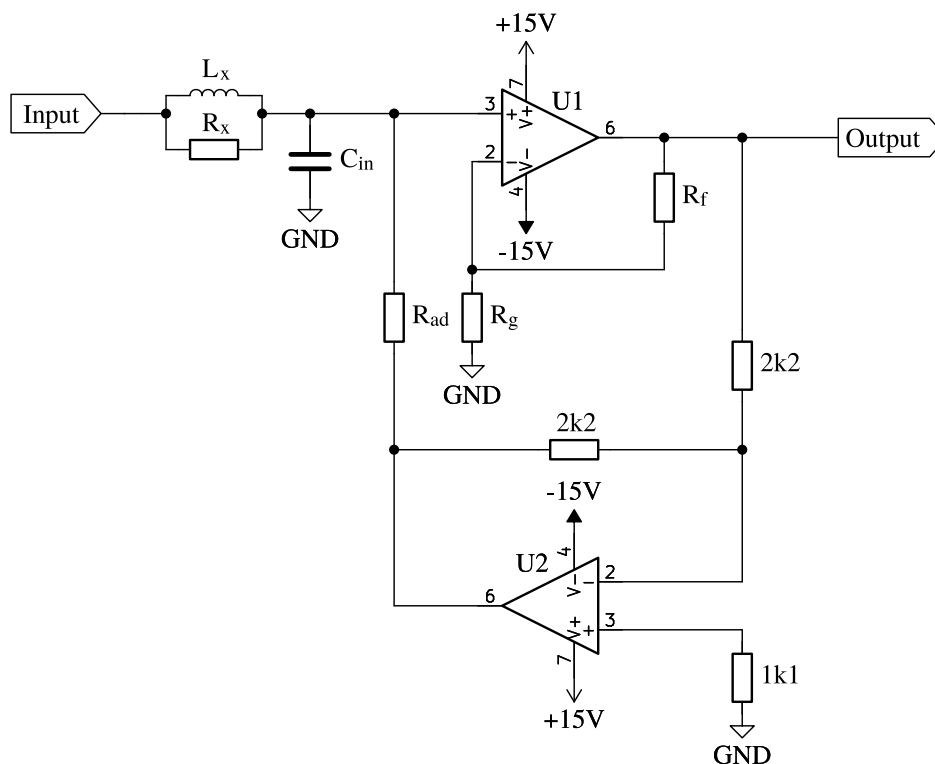
U zesilovače pro MM přenosku s BJT operačním zesilovačem je dominantní šum vstupního odporu a proudový šum zesilovače tekoucí přes tento odpor. Vstupní odpor, jak už bylo uvedeno, se skládá ze tří složek, zatěžovacího odporu R_{in} , filtračního odporu R_x a odporu cívky přenosky R_c . Zmenšení šumu můžeme dosáhnout, pokud vynecháme filtrační rezistor a nejlépe nahradíme zatěžovací rezistor odporem bezšumovým. To můžeme provést zavedením bootstrap vazby na tento rezistor. Tedy, z výstupu prvního zesilovače (obrázek 3.1) na rezistor R_{in} zavedeme zpětnou vazbu, jak ukazuje obrázek 3.2. Novou hodnotu vstupního odporu rezistoru R_{ad} musíme navrhnout tak, aby tímto rezistorem tekla stejný proud, jako původním rezistorem R_{in} . Vzhledem k tomu, že zesílení prvního zesilovače je $101\times$ a zesílení bootstrap vazby $-1\times$, bude napětí na rezistoru $u_{R_{ad}} = (u_{in} - (-101 \cdot u_{in}))$. Tedy proud novým vstupním rezistorem $i_{R_{ad}} = u_{R_{ad}}/R_{ad}$ se musí rovnat proudu tekoucím přes původní vstupní odpor $i_{R_{in}} = u_{in}/R_{in}$. Dostáváme $(u_{in} + 101 \cdot u_{in})/R_{ad} = u_{in}/R_{in}$. Pak hodnota odporu rezistoru $R_{ad} = 102 \cdot R_{in}$. V případě použití bootstrap vazby budou šumové hodnoty přibližně stejné pro celé frekvenční spektrum, jak jsou uvedeny v tabulce 3.1 pro 20 Hz. Tedy výrazně snížíme šum na vysokých frekvencích. Je ale nutné si uvědomit, že tato vazba funguje bezvadně při použití ideálních zesilovačů. Pokud uvažujeme reálné zesilovače, je nutné použít obvody co možná nejrychlejší, aby se minimalizovalo dopravní zpoždění přenosu signálu. Jakékoliv dopravní zpoždění generuje v pře-

OZ/přenoska	v_{OZ}	$v_{R_{INeq}}$	$v_{R_{INeq}}$	$v_{R_{FB}}$	$v_{R_{FBi-}}$	$v_{R_{INeq+}}$	$v_{R_{INeq+}}$	v_{in}	v_{in}
		20 Hz	20 kHz			20 Hz	20 kHz		
OPA1611/MM	1,1	4,72	22,5	0,4	0,017	2,5	52,3	5,47	57
OPA1611/MC	1,1	0,28	0,28	0,4	0,017	0,008	0,008	1,2	1,2
AD797/MM	0,9	4,72	22,5	0,4	0,02	2,94	61,6	5,65	65,6
AD797/MC	0,9	0,28	0,28	0,4	0,02	0,01	0,01	1,02	1,02
AD4898-1/MM	0,9	4,72	22,5	0,4	0,023	3,5	73,9	5,98	77,3
AD4898-1/MC	0,9	0,28	0,28	0,4	0,023	0,01	0,01	1,02	1,02
OPA1642/MM	5,5	4,72	22,5	0,4	–	–	–	7,26	23,2
OPA1642/MC	5,5	0,28	0,28	0,4	–	–	–	5,52	5,52

Tabulka 3.1: Odhad šumu vstupní sekce zesilovače. Hodnoty šumů jsou v nV/\sqrt{Hz} .

nosové funkci nekonečné množství komplexně sdružených pólů, které se exponenciálně rozbíhají v imaginární ose do nekonečna. Důsledek může být nechtěně zkreslení zvukového signálu. Navíc pokud si uvědomíme fakt, že nárůst šumu na vysokých frekvencích koriguje RIAA charakteristika (zvukový signál z přenosky je cca 100× vyšší na 20 kHz než na 20 Hz), je vhodnost tohoto obvodu pro gramofonový předzesilovač diskutabilní. Pro MC přenosky toto zapojení nemá přínos téměř žádný.

Schéma obvodu s aktivním tlumením je na obrázku 3.2, a může být realizováno např. pomocí obvodu s označením OPA1612 (2× OPA1611 v jednom pouzdře).



Obr. 3.2: Vstupní zesilovač s bootstrap vazbou

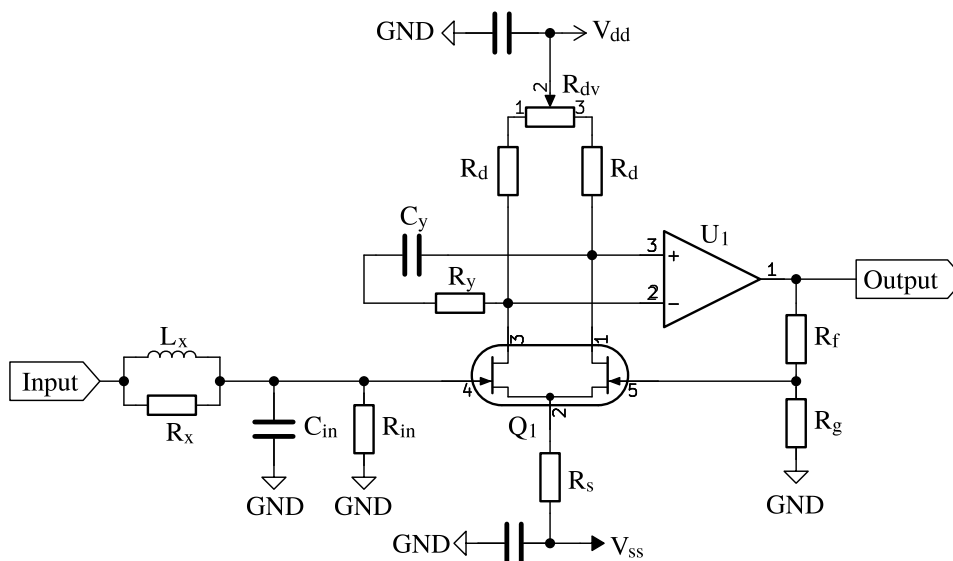
3.2 Vstupní zesilovač s tranzistory

Při návrhu zesilovače s operačními zesilovači jsem zmínil příjemné vlastnosti polem řízených tranzistorů – JFET. Tyto tranzistory mají velmi nízký proudový šum a jsou méně citlivé na rušení (EMI). Bohužel operační zesilovače s těmito tranzistory vykazují značný napěťový šum. Naštěstí se ale dají koupit kvalitní nízkošumové tranzistory, ze kterých můžeme sestavit vstupní sekci. Abychom získali vstupní sekci s co nejmenším zkreslením, rozhodl jsem se použít diferenciální variantu v topologii jak popisuje např. Erno Borbely v člancích [3, 4], Chris Featherstone [5, 6] nebo Bob Cordell [7].

Základní zapojení diferenciálního JFET vstupu je na obrázku 3.3. Zde rezistor R_s udává klidový proud přes dvojité tranzistor Q_1 . Zesílení tranzistorů $G_Q = y_{21} \cdot R_d$, kde y_{21} je dopředná přenosová admitance tranzistoru při daném proudu tranzistorem i_d . Vzhledem k tomu, že source tranzistoru

bude několik desetin nad 0 V, můžeme proud určit source rezistorem R_s . Pak proud tranzistorem bude přibližně $i_d = \frac{V_{ss}-0,4}{2R_s}$. Pokud požadujeme, aby celkové zesílení bylo jako v předchozím případě 101, musíme zajistit, aby operační zesilovač pracoval ve stabilních podmínkách. To znamená, aby jeho zesílení G_{OZ} bylo vyšší než jedna. Pokud zvolíme zesílení $G_{OZ} = 3$, pak zesílení tranzistoru G_Q musí být přibližně 33. Pokud použijeme tranzistor MCH5908 [12], který má při proudu $i_d = 5$ mA admitanci $y_{21} = 25$ mS, tak $R_d = 33/0,025 = 1320 \Omega$. Rezistor R_{dv} zde slouží pro srovnání nestejných parametrů vstupních tranzistorů. Pokud použijeme rezistor R_d ze standardní řady, tedy o hodnotě 1200Ω a rezistor R_{dv} o hodnotě 50Ω , pak zesílení tranzistoru $G_Q = 1225 \cdot 0,025 = 30,6$. Zesílení operačního zesilovače $G_{OZ} = 101/30,6 = 3,3$. Rezistor R_y a kondenzátor C_y tvoří další vf filtr, který potlačuje případné vf rušení. Další vhodný a dobře dostupný dvojitý tranzistor je např. JFE2140 [5]. Tranzistor JFE2140 je precizně párován a má velmi nízký $1/f$ šum a nízkou kapacitu. Pokud se rozhodnete pro tranzistory v oddělených proudech, tak nejlepších výsledků můžete získat s tranzistory JFE150, 2SK2394, 2SK3557, 2SK880 nebo 2SK209 [8, 9, 10, 11], které jsou aktuálně dobře dostupné.

Při výpočtu šumu předpokládáme, že přenos šumu operačního zesilovače na vstupní šum bude zmenšen $G_Q \times$. Tedy šumové vlastnosti operačního zesilovače budou potlačeny přibližně $30 \times$ a operační zesilovač přestane hrát dominantní úlohu. Napěťový šum tranzistoru je při daném proudu přibližně $0,9 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (pro MCH5908 při $i_d = 5$ mA), proudový šum můžeme zanedbat. Problém bude při tomto zapojení vznikat s odporem R_{eq} , tedy s paralelní kombinací zpětnovazebních rezistorů R_f a R_g . Pokud bude R_{eq} malý, o což se snažíme z důvodu dosažení nízkého tepelného šumu, začne stoupat šum tranzistoru Q_2 . JFET obecně nemá rád zdroje s nízkou impedancí a proto je nutné vybírat tranzistor s přihlédnutím k tomuto jevu. Tranzistor MCH5908 byl vybrán z důvodu jeho odolnosti na vstupní impedanci, nízký napěťový výstřelový šum, ale taky velmi nízký napěťový $1/f$ šum. V těchto



Obr. 3.3: Vstupní zesilovač se vstupními JFETy

ohledech má srovnatelné parametry s BJT uvnitř těch nejlepších operačních zesilovačů. Nicméně, pokud položíme $R_{eq} = 100 \Omega$, šum tranzistoru se zvedne o 1 dB (1,12×). Pokud položíme $R_{eq} = 18 \Omega$, šum tranzistoru se zvedne přibližně o 3 dB (1,41×). Další šumový zdroj je zdroj proudu pro tranzistor. Zdroj proudu může být realizován jedním rezistorem (obrázek 3.3) nebo například JFET tranzistorem, jak ukazuje obrázek 3.4. Jelikož zdroj proudu by se měl v ideálním případě symetricky rozdělit do obou tranzistorových větví, bude potlačen na diferenciálním vstupu operačního zesilovače. Jeho vliv považujeme za méně podstatný. Diferenciální stupeň není ideální a část šumu se projeví i na výstupu zesilovače. Rozdílnost obou diferenciálních větví můžeme doladit pomocí trimru R_{dv} , čímž potlačíme i napěťový offset zesilovače. Nicméně nutno podotknout, že šum proudového zdroje tvořeného pomocí JFET bude daleko vyšší než proudového zdroje tvořeného jedním rezistorem. JFET zdroj proudu zase bude vykazovat vyšší imunitu vůči nestabilitám zdroje. Vhodná cesta je využití JFET zdroje proudu nebo rezistoru jako zdroje proudu s kombinací s nízkošumovým RF stabilizátorem napětí s vysokým PSRR. Obecně se dá říci, že čím nižší napětí V_{ss} použijeme, tím nižší šum zdroje dostaneme. Odhady vstupního šumu pro toto zapojení jsou v tabulce 3.2.

Z tabulky 3.2 je vidět, že přestože šum tranzistoru se zvyšuje s klesajícím vstupním odporem, je výhodnější jít s hodnotou zpětnovazebního rezistoru co nejnižší. Toto však neplatí pro každý tranzistor. Například pro tranzistory 2SK880 a 2SK209 bude situace daleko horší a bude pravděpodobně výhodnější použít vyšší hodnotu odporu. Dále lze vidět, že tato diskretní konstrukce je vhodná jak pro MM přenosky, tak pro MC přenosky.

Při výpočtu zatěžovací kapacity zesilovače musíme uvažovat také vstupní kapacitu tranzistoru. Ta má dvě složky $C_{JFET} = C_{gs} + C_{dg} (1 + y_{21}R_d)$, kde C_{gs} je vstupní kapacita tranzistoru a C_{dg} je reverzní kapacita mezi svorky drain a gate tranzistoru. V našem případě je celková kapacita tranzistoru přibližně rovna 130 pF (tranzistor MCH5908), kterou je nutno připočíst k zatěžovací kapacitě. Technika pro snížení vstupní kapacity spočívá v odstranění Millerova jevu, tedy vlivu $y_{21}R_dC_{dg}$. To je proveditelné zařazením tzv. kaskody. Jedná se vlastně o izolaci výstupu tranzistoru pomocí zesilovače se společnou

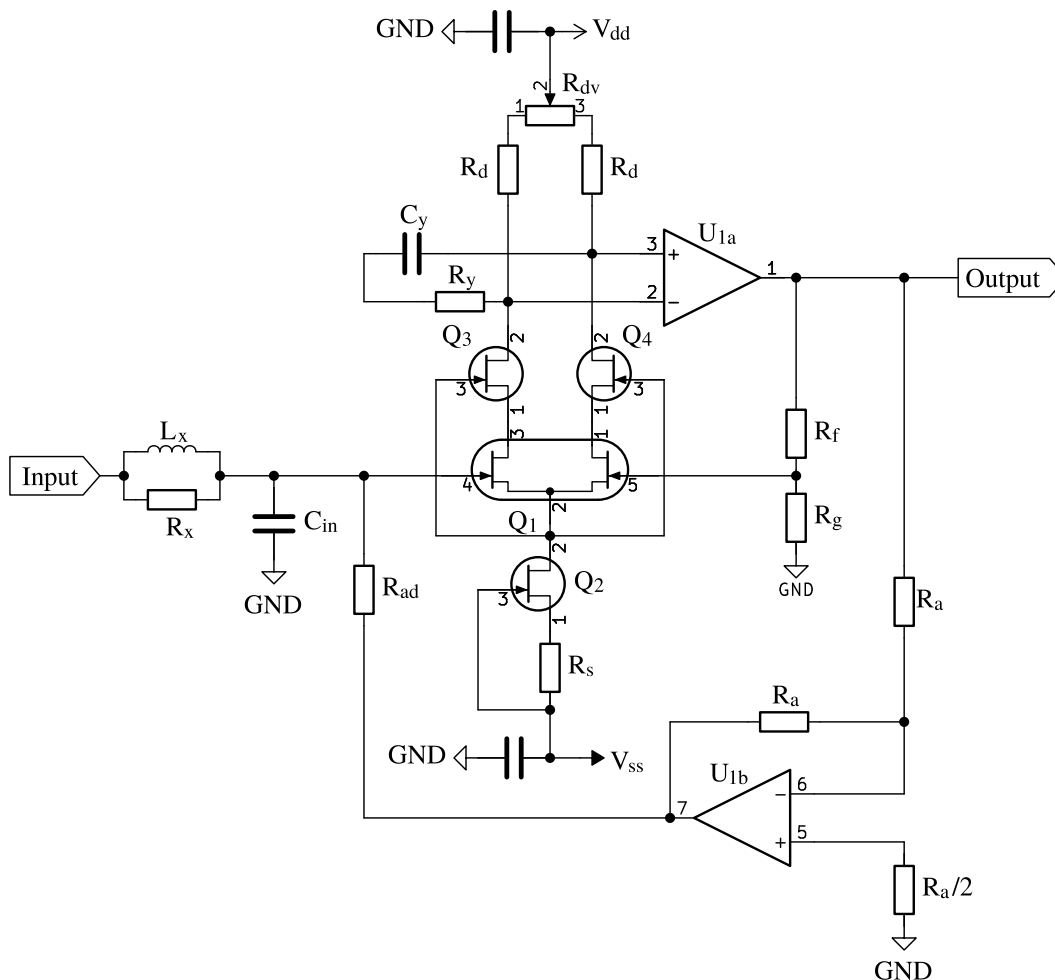
zesilovač/přenoska	v_{OZ} nebo v_Q	$v_{R_{Ineq}}$ pro 20 Hz	R_g [Ω]	$v_{R_{FB}}$	v_{in} pro 20 Hz
OPA1611/MM	1,1	4,72	10	0,4	5,47
AD4898-1/MC	0,9	0,28	10	0,4	1,02
OPA1642/MM	5,5	4,72	10	0,4	7,26
OPA1642/MC	5,5	0,28	10	0,4	5,52
MCH5908/MM	0,9	4,72	10	0,71	4,86
MCH5908/MM	0,9	4,72	50	0,91	4,9
MCH5908/MC	0,9	0,28	10	0,71	1,18

Tabulka 3.2: Srovnání šumu vstupních zesilovačů. Hodnoty šumů jsou v nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

svorkou gate popřípadě base. Díky tomuto zapojení by se mělo také snížit zkreslení vstupní sekce, zvláště pokud použijeme degenerační odpory v source tranzistoru Q_1 , což ze zmíněných dvojitých tranzistorů lze realizovat pouze u tranzistoru JFE2140. Bližší info o této technice můžete získat v publikacích [3, 4, 5, 6]. Vstupní kapacita se změní na $C_{JFET} = C_{gs} + C_{dg}$, tedy přibližně na 14 pF. Šum tohoto přidaného tranzistoru spolu se vstupním tranzistorem $v_{cascode}$ se na vstupu projeví jako $v_{cascode} = v_Q \left(1 + \frac{1}{y_{21}R_d}\right)$. Tedy vliv šum druhého tranzistoru $\frac{v_Q}{y_{21}R_d}$ je téměř zanedbatelný. Kaskodu a JFET proudový zdroj můžeme vidět na obrázku 3.4. Zde je také ukázáno, jak připojit případnou bootstrapovou vazbu pro odstranění šumu zatěžovacího rezistoru.

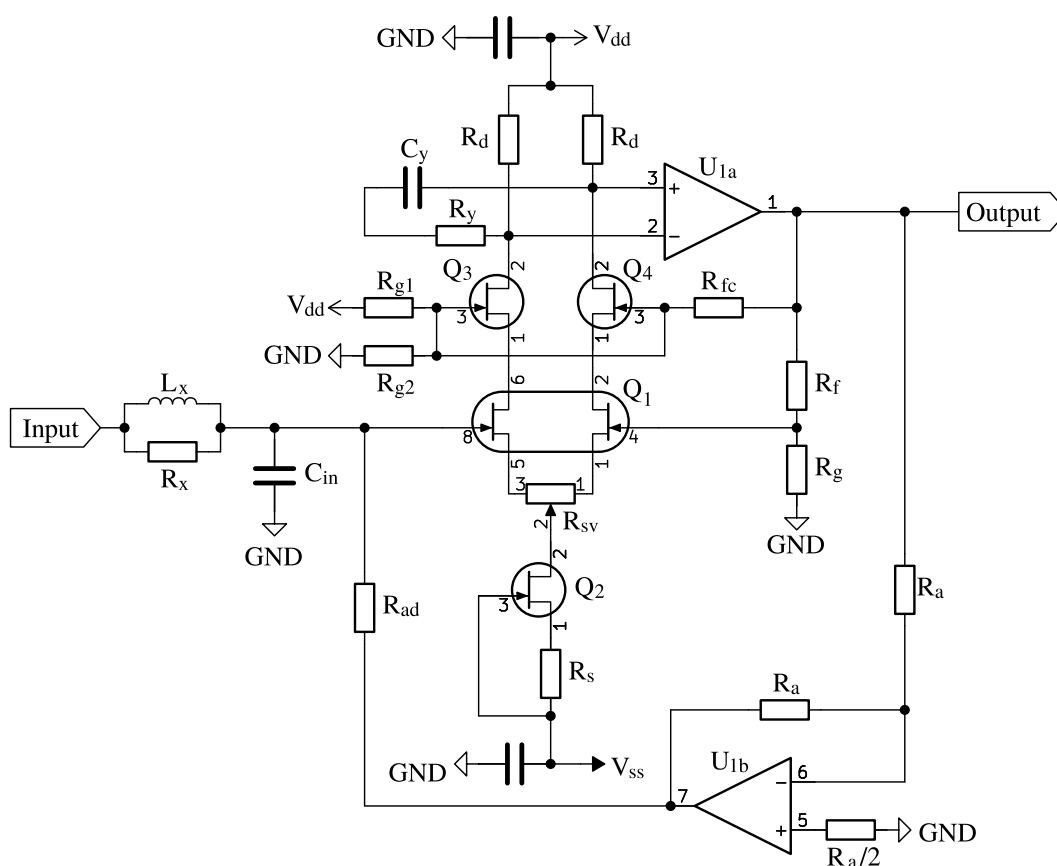
Pokud zvolíme jako tranzistor Q_1 MCH5908, pak tranzistory na pozici Q_3 a Q_4 by měly být osazeny tranzistory s vysokým gate-source cutoff napětím. Z nízkošumových tranzistorů by mohly vyhovět například 2SK208 nebo 2SK879. Tyto tranzistory jsou ale pro malé proudy a bylo by vhodnější použít nižší proudy i_d . Navíc bude napětí u_{ds} tranzistoru Q_1 velmi nízké.

Jestliže se zaměříme na zkreslení JFET vstupu, musím přiznat, že velkým zdrojem zkreslení je právě vstupní kapacita C_{JFET} . Tato kapacita je závislá na velikosti zesilovaného signálu. Změna



Obr. 3.4: Vstupní zesilovač v kaskádním zapojení s JFET proudovým zdrojem a bootstrap vazbou

kapacity s amplitudou zesilovaného signálu je pak spolu s velikostí vstupního odporu zdroje signálu R_{INeq} zdrojem zkreslení. Čím větší součin $R_{INeq} \cdot \Delta C_{JFET}$ bude, tím větší bude i zkreslení. Pro MM přenosky, které mají cca 10× vyšší amplitudu signálu a mnohonásobně vyšší R_{INeq} , je situace velmi nepříznivá. U MC přenosů, domnívám se, nemusíme na tento jev brát ohled. Základní praktikou, jak snížit změnu kapacity C_{JFET} , je použití kaskodového zapojení (obrázek 3.4), a také využití proudového zdroje tvořeného tranzistorem Q_2 místo proudového zdroje tvořeného jedním rezistorem. Pokud využijeme kaskádního zapojení JFET, můžeme ještě dále snižovat variaci kapacity C_{JFET} tím, že se pokusíme napětí na drain tranzistoru Q_1 regulovat tak, aby napětí mezi jeho svorkami drain-source bylo za všech okolností konstantní. To můžeme provést tak, že na něj zavedeme bootstrapovou vazbu z výstupu operačního zesilovače. Praktické řešení je přidáním zpětné vazby z operačního zesilovače na gate tranzistorů Q_3 a Q_4 , jak ukazuje obrázek 3.5. Takovému zapojení se říká řízená kaskoda a spolu s JFET proudovým zdrojem zajistí konstantní kapacitu C_{JFET} . Zapojení bylo pro využití v audiotechnice např. Bobem Cordellem [7]. Další zmenšení zkreslení signálu dle Erna Borbery [4] dosáhneme zavedením degeneračních rezistorů k source jednotlivých JFET v tranzistoru Q_1 . Pro dvojité tranzistory v jednom pouzdru toho můžeme dosáhnout (z navrhovaných možností) jen u tranzistoru JFE2140, což je ukázáno taktéž v jeho datasheetu [5]. Problémem je, že při použití těchto



Obr. 3.5: Řízená kaskoda pro zajištění konstantní vstupní kapacity zesilovače

rezistorů klesne celkové zesílení tranzistoru Q_1 .

Zesílení vstupní JFET sekce z obrázku 3.5 je v tomto případě díky použití degeneračních odporů nižší a zisk pak bude přibližně

$$G_Q = \frac{y_{21} R_d}{1 + y_{21} \frac{R_{sv}}{2}}, \quad (3.2)$$

proto bude vhodné volit $R_{sv}/2$ malé a R_d co možná největší. Pokud na pozici tranzistoru Q_1 použijeme tranzistor JFE2140 a proud $i_d = 2$ mA, pak hodnota $y_{21} = 12$ mS. Abychom dosáhli co největšího zisku a zároveň nezmenšili napětí u_{ds} na tranzistorech pod únosnou mez, můžeme zvolit $R_d = 2700 \Omega$. $R_{sv} = 50 \Omega$ bude taktéž vhodné. Pokud napájecí napětí $V_{dd} = 13$ V, pak napětí na drain horního tranzistoru Q_3 bude $u_d = V_{dd} - i_d R_d = 6,4$ V.

Zároveň poměr odporů ve zpětné vazbě do gate Q_1 musí být stejný jako do gate Q_3 a Q_4 , tedy $R_f/R_g = R_{fc}/(R_{g1}R_{g2}/(R_{g1} + R_{g2}))$. Napětí na drain tranzistoru Q_1 můžeme v tomto případě vhodně volit pomocí poměru odporů R_{g1} a paralelní kombinací R_{g2} a R_{fc} . Jestliže na pozicích Q_3 a Q_4 zvolíme tranzistor 2SK3557, pak bude vhodné zvolit napětí na jejich gate okolo 3 V (popřípadě až 4 V). Napětí na drain tranzistoru Q_1 bude o několik desetin Volt vyšší. Napětí mezi source a drain u_{ds} tranzistoru Q_1 bude také přibližně 3 V (respektive až 4 V), což již zajistí jeho práci mimo lineární režim (v režimu saturačním), stejně tak to bude platit i pro tranzistory Q_3 a Q_4 . Zesílení vstupní sekce v tomto případě bude přibližně 20 a zisk operačního zesilovače přibližně 5.

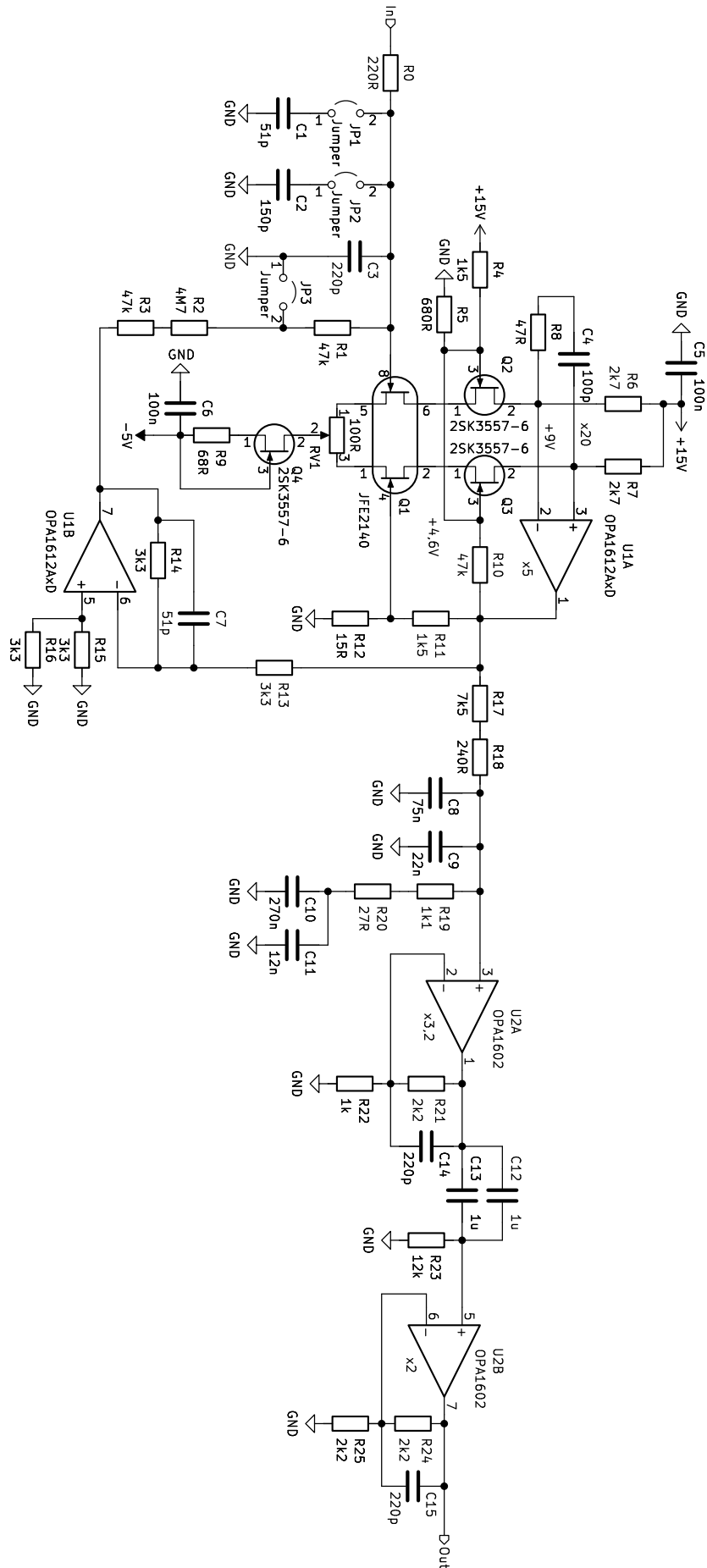
4 Realizace předzesilovače

Na následujících stránkách budou konkrétní realizace předzesilovačů. Jednotlivé varianty nebyly odzkoušeny v reálném provozu. Je tedy na vás, zda si troufnete na revizi schématu před zahájením konstrukce předzesilovače, která vám může odhalit případné nedostatky.

4.1 Předzesilovač pro MM přenosku

Jak už bylo napsáno, pro MM přenosku jsem topologii zvolil diskrétní JFET diferenciální vstupní obvod následovaným operačním zesilovačem.

Obvod je zobrazen na obrázku 4.1. Na vstupu je možné pomocí jumperů připojovat různé velikosti zatěžovací kapacity. Rezistor R_0 spolu s touto kapacitou tvoří RF filtr. Proudový zdroj je tvořen pomocí JFET. Pokud by někdo chtěl otestovat, jak se zapojení bude chovat s proudovým zdrojem tvořeným pouze odporem, může vynechat tranzistor Q_4 a mezi jeho piny 1 a 2 připájet rezistor o hodnotě odporu 1 k Ω . Tento rezistor pak by měl být v pouzdru 0603. Obě varianty zajistí, že protékající proud přes vstupní tranzistory bude přibližně 2,5 mA.



Obr. 4.1: Zesilovač pro MM přenosku

Vstupní tranzistory jsou tvořeny párovanou dvojicí nízkošumových tranzistorů označených JFE2140. Nad nimi je v kaskádě zařazen nízkošumový JFET, na jehož pinu gate je pomocí rezistorů R4 a R5 přivedeno napětí 4,6 V, což zaručí, že obdobné napětí bude taktéž mezi svorkami drain a source tranzistoru Q1 a tento tranzistor bude spolehlivě pracovat mimo lineární režim. Napětí na drain tranzistorů Q2 a Q3 bude shodné s napětím na vstupu operačního zesilovače U1A a je dáno napájecím napětím, od kterého odečteme úbytek napětí na rezistorech R6 a R7, který je přibližně roven 7 V. Tedy na drain Q2 a Q3 bude napětí přibližně 8 V. Pokud zvolíme proud tranzistory jen 2 mA, který pokládám za minimální, bude toto napětí rovno přibližně 9,5 V. Z toho vyplývá, že napětí mezi piny drain a source těchto tranzistorů bude přibližně 3 V (popřípadě 5,5 V), to zajistí jejich bezproblémovou funkci. Na gate těchto tranzistorů je zavedena zpětná vazba tak, aby bylo zajištěno „bootstrapování“ drain pinů tranzistoru Q1, což zajistí konstantní vstupní kapacitu předzesilovače.

Pokud by někdo chtěl vyzkoušet chování předzesilovače bez této bootstrap vazby, je možné odpájet rezistor R10, ostatní funkce předzesilovače zůstanou nenarušeny. Tato konfigurace navíc umožní připojit paralelně k odporu R5 blokovací kondenzátor, který sníží vliv šumu napájecího napětí na přenášený signál. Kondenzátor by měl být co nejvyšší. Vyhoví například keramický kondenzátor 22 μ F/10 V. Dále je zavedena bootstrap vazba na zatěžovací rezistor MM přenosky pomocí operačního zesilovače U1B. Jumperem JP3 je možno přepínat mezi bootstrap zatěžovacím odporem nebo reálným. Pokud jumper propojku JP3 necháme neosazenou, bude fungovat bootstrap vazba, pokud ji osadíme, tato vazba se vyřadí z provozu.

Mezi operačními zesilovači U1 a U2 se nachází filtr zajišťující RIAA korekci a potlačení ultrazvukového šumu. Mezi operačními zesilovači U2 a U3 je filtr k potlačení DC složky zesilovače a infrazvukového šumu. Kondenzátory ve zpětných vazbách operačních zesilovačů téměř nezasahují do slyšitelného spektra, ale pouze omezují zesilování signálů s frekvencemi nad cca 330 kHz. Výstup preampu je možné připojit na standardní vstupy zesilovačů se vstupní impedancí vyšší než 1 k Ω .

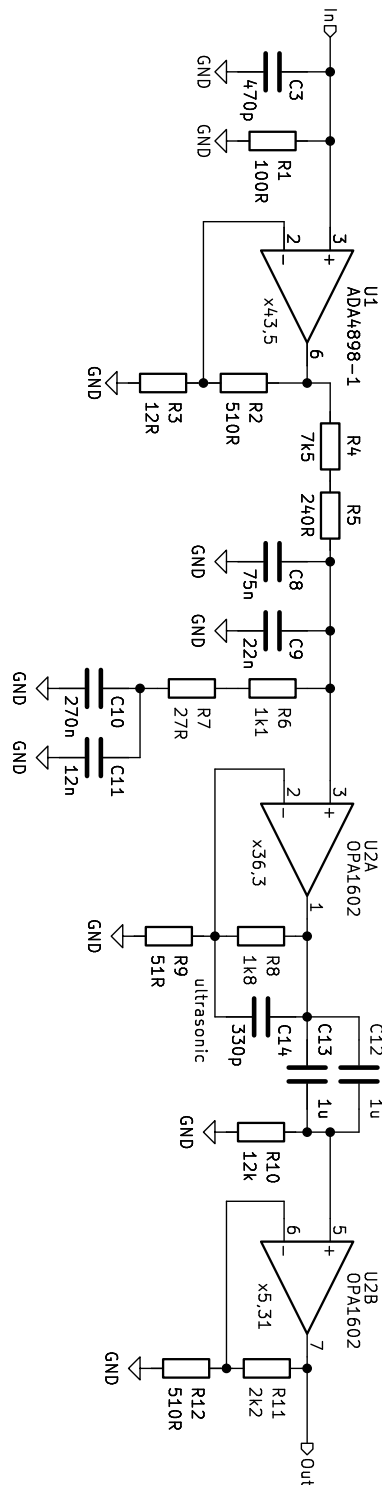
Na závěr ještě upozorním, že k napájení všech operačních zesilovačů by měly být připojeny blokovací kondenzátory co nejbližší k jejich pinům. Vyhoví paralelní kombinace 100 nF a 1 μ F. Tyto kondenzátory, stejně tak jako kondenzátory C5 a C6, by měly být z kvalitního dielektrika alespoň X5R či X7R. Ostatní kondenzátory musí mít dielektrikum označované NP0 nebo C0G. Všechny kondenzátory by navíc měly být dimenzovány na hodnotu napětí 25 V nebo vyšší.

4.2 Předzesilovače pro MC přenosku

Předzesilovače pro MC přenosku budu prezentovat dva. Jeden bude s BJT na vstupu a druhý s JFET. BJT zesilovač by měl zajišťovat minimální šum a zkreslení, zesilovač s JFET na tom bude hůře, ale očekávám od něj příjemnější přednes.

4.2.1 BJT předzesilovač

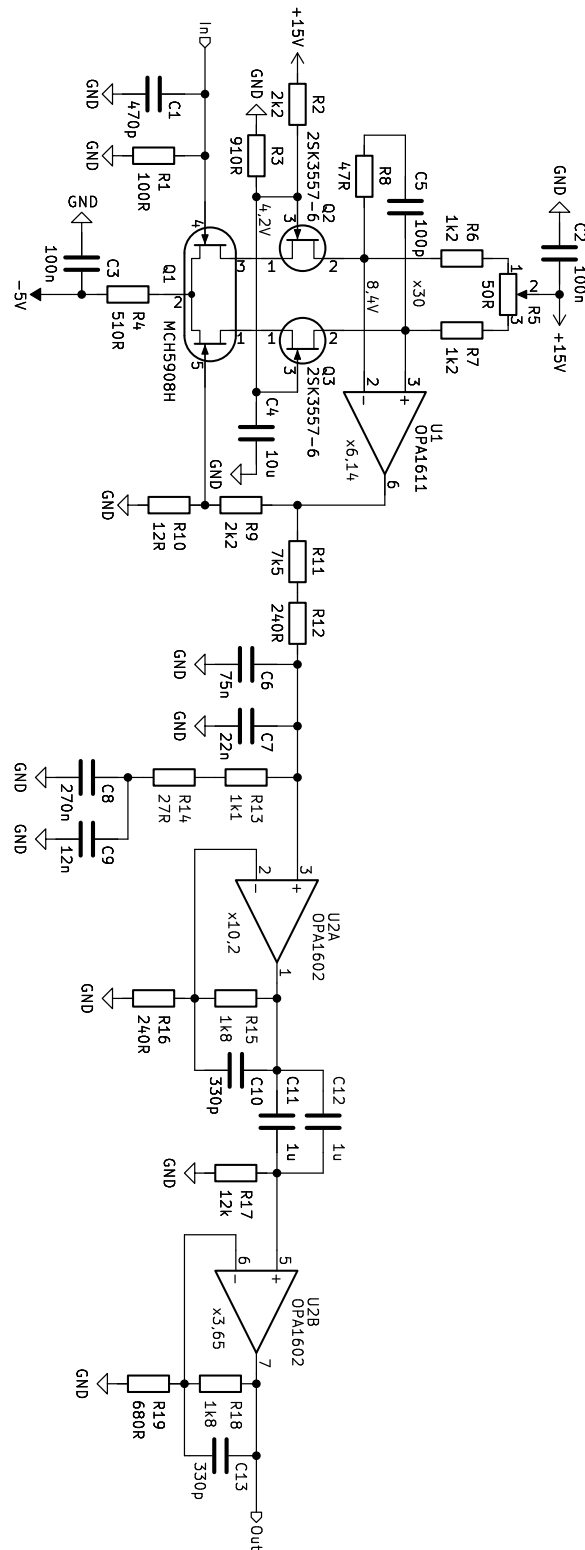
Zesilovač z bipolárních tranzistorů vychází konstrukčně nejjednodušeji a zajišťuje nejnižší šum a zkreslení. To je dáno parametry vstupního operačního zesilovače.



Obr. 4.2: Předzesilovač s bipolárními tranzistory ve vstupní sekci

4.2.2 JFET předzesilovač

JFET předzesilovač vychází konstrukčně z předzesilovače pro MM přenosku. Rozdíly najdeme v chybějící bootstrap vazbě k zatěžovacímu odporu přenosky neboť je v tomto případě s minimálním



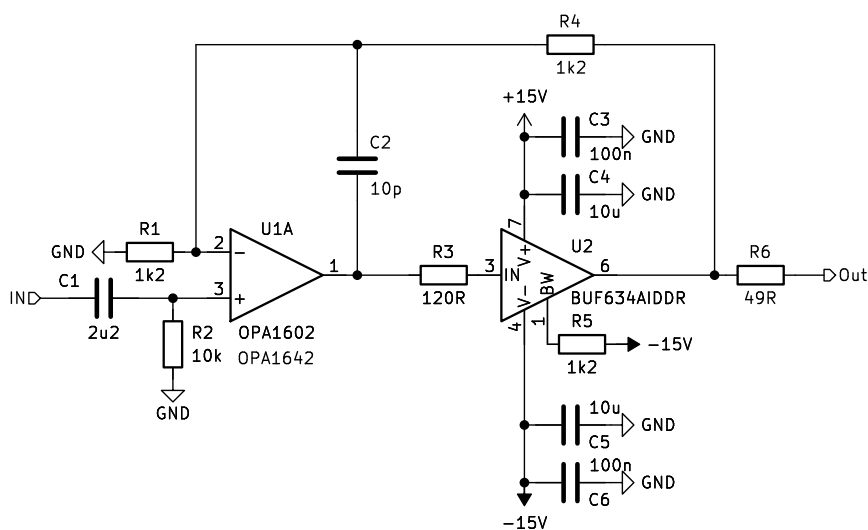
Obr. 4.3: Předzesilovač s tranzistory řízeným napětím ve vstupní sekci

účinkem. Dále jsem zrušil bootstrap vazbu na drain vstupních tranzistorů a proudový JFET zdroj. To vše má za následek zlepšení šumových vlastností za cenu nárůstu zkreslení. Nicméně vzhledem k nízké impedanci MC přenosky by mělo docházet k nárůstu zkreslení až v ultrazvukových frekvencích, které předzesilovač nepřenáší. Tedy jsem přesvědčen, že k nárůstu zkreslení zvukového signálu docházet nebude, ale zlepšíme tím odstup signál-šum. Další zjednodušení dosáhneme vynecháním tranzistorů Q2 a Q3 a nahrazením drátovými propojkami mezi jejich piny 1 a 2. To snadno docílíme osazením rezistoru $0\ \Omega$ v pouzdru 0603 mezi tyto piny. Tato úprava bude mít za důsledek značný nárůst vstupní kapacity předzesilovače a potenciální nárůst zkreslení signálu. Šumové parametry by se měly o něco zlepšit. V tomto případě je vhodné neosazovat ani rezistor R2. Také je vhodné pak snížit napájení vstupní sekce z 15 V jen na 10 V. Pokud kaskádové zapojení JFET použijeme, je vhodné hodnotu kondenzátoru C4 použít co možná nejvyšší. S kapacitou nad hodnotu přibližně $22\ \mu\text{F}$ bude vliv tepelného šumu dělicích odporů R2 a R3 zanedbatelný i na nízkých frekvencích.

5 Budič koncového stupně

Pro buzení koncového stupně předpokládám, že napájíme zesilovač se vstupním odporem $50\ \Omega$. Na výstupu našeho budiče (obrázek 5.1) bude tedy taktéž rezistor o hodnotě $50\ \Omega$. Budič bude mít zesílení 2, aby se na vstupním napájeném koncovém zesilovači objevila stejná napěťová úroveň jako na vstupu budiče.

Pro vlastní realizaci můžeme využít buffer BUF634A [17] v kooperaci s klasickým OZ. Opět můžeme využít nízkošumových OZ s nízkým zkreslením z řady OPA16xx od Texas Instruments. Pokud bude budič součástí jednoho celku s předzesilovačem, můžeme jako vstupní OZ osadit například bipolární OPA1602. Pokud bude budič v samostatném boxu, raději využijeme OZ s JFETy na vstupu,



Obr. 5.1: Budič koncového stupně s obvodem BUF634A

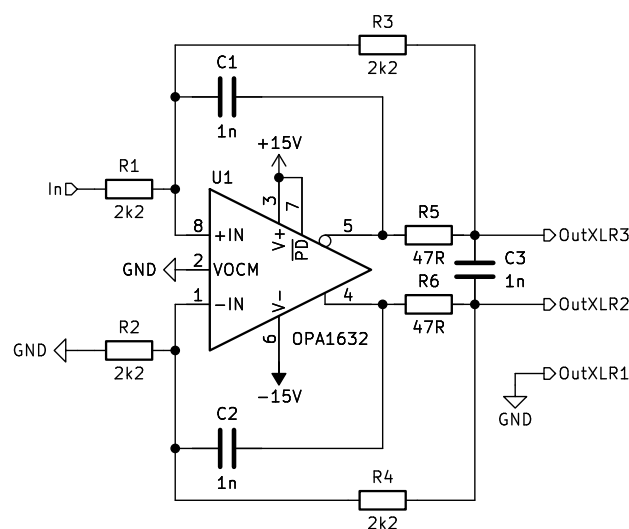
například OPA1642 nebo OPA1656. Pokud bude zesilovač sloužit k zesilování basové části, obvodu OPA1656 se raději vyhneme, a to z důvodu vysokého $1/f$ šumu.

BUF634A dokáže dodávat do zátěže proudy až 250 mA. Tedy do $100\ \Omega$ zátěže je buffer omezen pouze napájecím napětím. Pokud neosadíme rezistor R1, pak můžeme tento budič používat jako kvalitní sluchátkový zesilovač. Druhou možností je ponechat rezistor R1 zapojený a hodnotu rezistoru výrazně snížit. Při osazení R4 rezistorem o hodnotě $120\ \Omega$ dostáváme zesílení budiče $G_b = 1,1$. Rezistor R6 pak volíme v rozmezí od 10 do cca $100\ \Omega$. Optimální hodnota je závislá na konkrétních sluchátkách a je vhodné osadit co nejmenší hodnotu, při které nedochází k oscilacím budiče. Myslím, že hodnota rezistoru R6 o $33\ \Omega$ bude blízka optimu.

Rezistorem R5 je možné nastavovat šířku pásma bufferu U2. Hodnoty rezistoru můžeme volit v rozmezí od $0\ \Omega$ až do hodnoty cca $100\ \text{k}\Omega$. Pro malé hodnoty odporů bude buffer dosahovat šířky pásma okolo 200 MHz, vysoké hodnoty odporu pak budou odpovídat šířce pásma přibližně 30 MHz. Podrobnosti nalezneme v datasheetu obvodu BUF634A [17].

Další možnost, kterou bych rád zmínil, je využít obvod OPA1622. Tento obvod můžeme použít, jako budič koncového zesilovače, a také jako velmi kvalitní sluchátkový zesilovač. Podrobné informace jsou uvedeny v jeho datasheetu [18] nebo v průvodci k evaluation module OPA1622EVM [19]. Domnívám se, že použitím tohoto audio zesilovače dosáhneme lepších výsledků než s obvodem z obrázku 5.1.

Pro napájení koncového zesilovače pomocí diferenciálního signálu (XLR konektory) můžeme použít konvertor z obrázku 5.2, který využívá diferenciální zesilovač OPA1632 [20]. Filtry typu dolní propust (C1·R3 a C2·R4) jsou nastaveny na 70 kHz. K napájení obvodu je nutné osadit blokovací kondenzátory co nejblíže obvodu. Vhodná je kombinace paralelního spojení kondenzátorů o hodnotě $10\ \mu\text{F}$ a $100\ \text{nF}$ ke každé napájecí větvi proti zemi. Obdobně jak je ukázáno na obrázku 5.1.



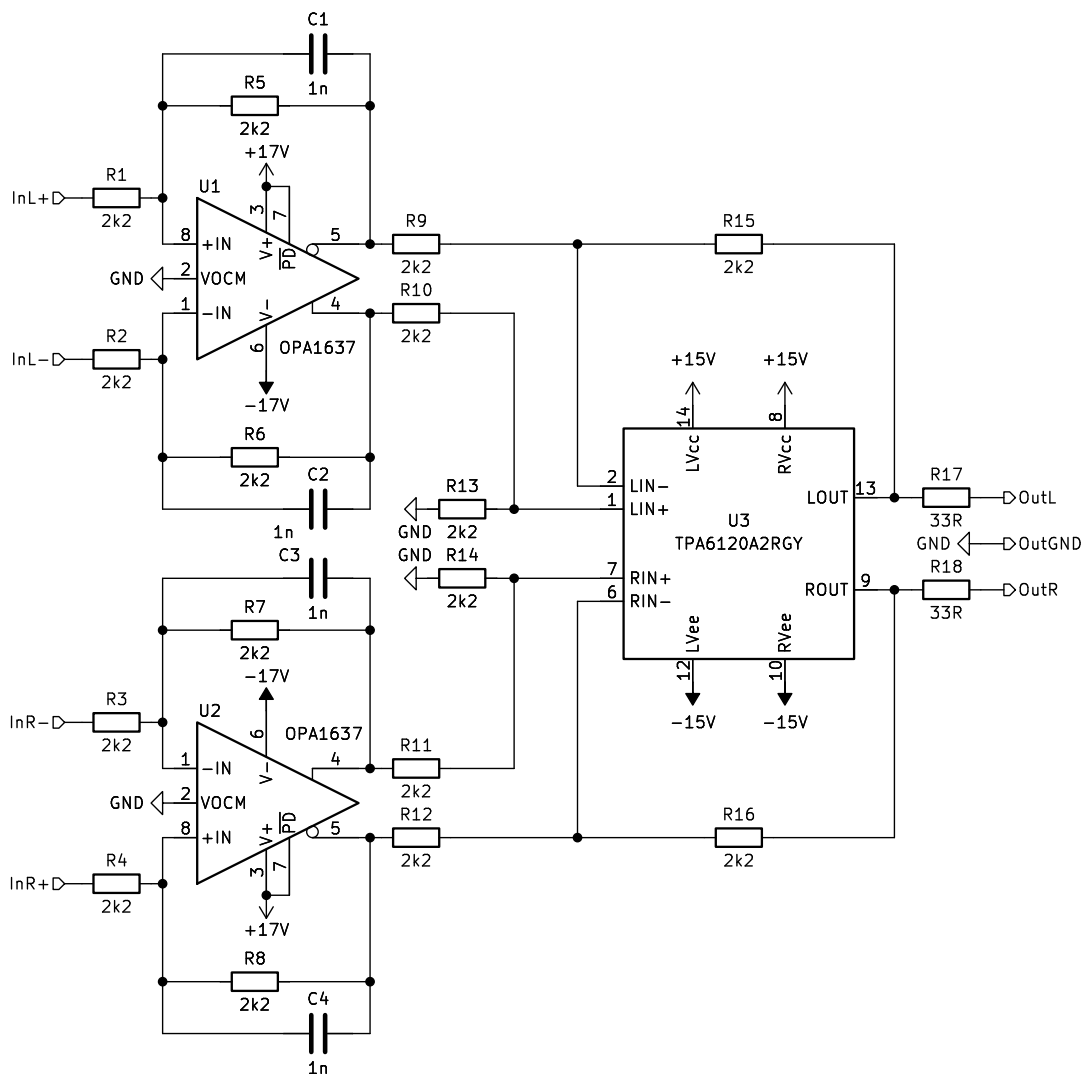
Obr. 5.2: Budič koncového stupně s obvodem OPA1632

6 Sluchátkový zesilovač

Jako velmi kvalitní sluchátkový zesilovač můžeme použít velmi kvalitní monolitický obvod TPA6120A2. Na výstupu je vhodné použít malý sériový odpor, který pomůže stabilitě. Vhodné velikosti jsou od cca 15 do 150 Ω . Bližší info naleznete v datasheetu obvodu [21].

Signál je zde předpokládán diferenciální, ale je možné koncový zesilovač napájet z jednoduchého výstupu. Kritická frekvence dolní propusti je nastavena na 70 kHz. K každému napájení obvodu TPA6120A2 opět přidáme blokovací kondenzátory 10 μF a 100 nF. K obvodu OPA1637 [22] postačí přidat blokovací kondenzátory 1 μF a 100 nF.

Další obvodově jednoduché a pro poslech kvalitní zapojení je s využitím obvodu OPA1622, jak je zmíněno v kapitole výše.



Obr. 6.1: Sluchátkový zesilovač s obvodem TPA6120A2 a diferenciálním vstupem

7 Zdroj napětí

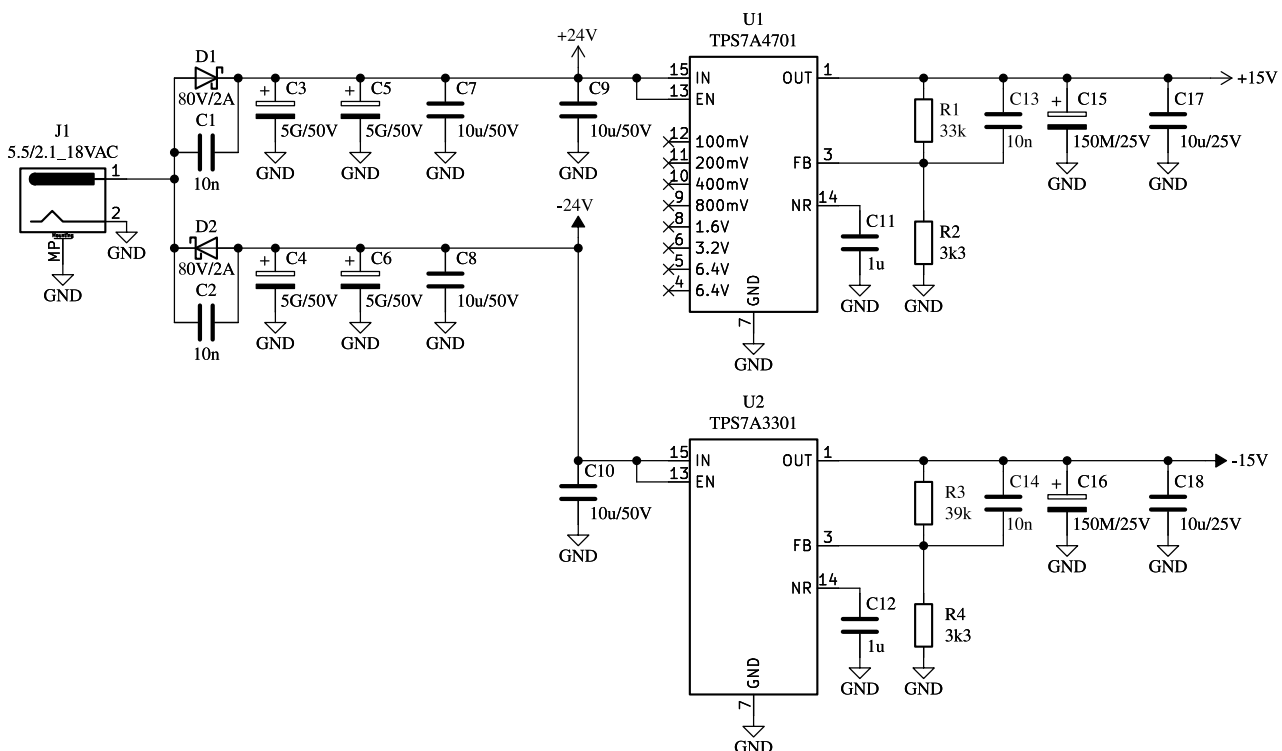
Jako zdroj napětí je vhodné použít lineární stabilizátory s vysokým PSRR a nízkým šumem, což platí hlavně pro vstupní sekci.

7.1 Zdroj napětí pro výkonovou část

Vzhledem k univerzálnosti použití je zdroj navržen jako duální ± 15 V. Maximální odebíraný proud je 1 A. To platí za předpokladu, že vstupní transformátor je schopen tento proud poskytnout. Ideální volbou by byl vstupní transformátor 18 V/2 A. Takový transformátor (síťový adaptér) nebude problematické sehnat. Pro standardní poslech jistě ale postačí 18 V/1 A. Pokud budeme využívat pouze předzesilovač bez sluchátkového zesilovače, jistě vystačíme i s adaptérem 18 V/0,5 A. Při nízkých odběrech vyhoví i 16 V adaptér.

Stabilizátory pro tento účel jsem vybral od Texas Instruments pod označením TPS7A4701 [23] a TPS7A3301 [24], které disponují vysokým PSRR a velmi nízkým šumem. Navíc PSRR dosahuje excelentních hodnot i v řádu jednotek až desítek MHz.

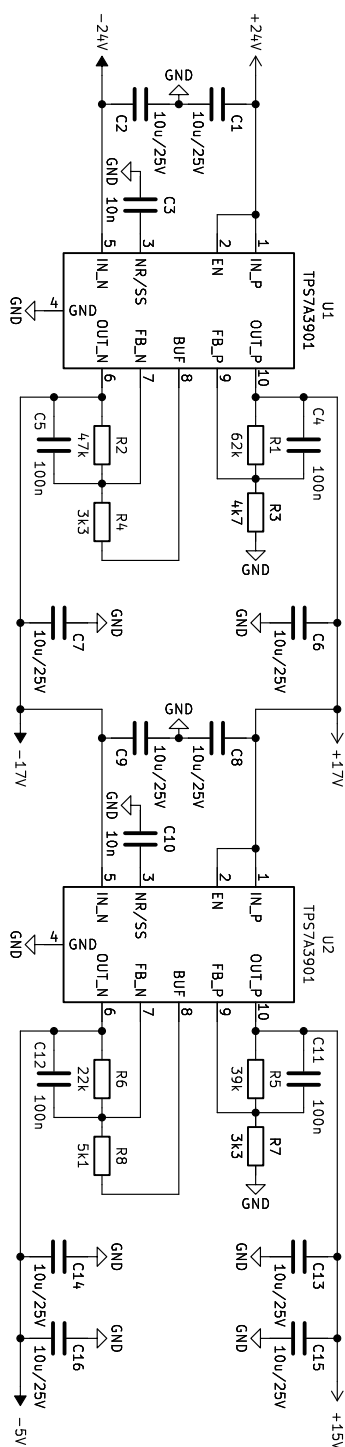
Vlastní schéma je ukázáno na obrázku 7.1. Za usměrňovacími diodami jsou velké kondenzátory, které zajistí dostatečně nízké zvlnění usměrněného napětí, pak následují lineární stabilizátory. Grafy PSRR a šumů naleznete v datasheetech výrobce.



Obr. 7.1: Zdroj napětí pro výkonovou část zesilovače

7.2 Zdroj napětí pro signálovou část

Zdroj pro signálovou část se skládá ze dvou sekcí. První s napětím $\pm 17\text{ V}$ pro napájení operačních zesilovačů. Toto napětí může být i zvýšeno na $\pm 18\text{ V}$, což většina operačních zesilovačů zvládne, i když například zmiňovaný obvod ADA4898-1 má hodnoty napájení uvedeno $\pm 18\text{ V}$ jako hraniční před destrukcí. Druhá sekce je pro napájení vstupní JFET sekce předzesilovače o hodnotách napětí $+15\text{ V}$



Obr. 7.2: Zdroj napětí pro nízkovýkonovou část zesilovače

a -5 V. Zdroj je opět řešen rychlými (RF) lineárními stabilizátory s vysokým PSRR a nízkým šumem. Tentokrát se jedná o duální stabilizátory TPS7A3901 [25], které jsou schopny dodávat maximální proudy do 150 mA.

8 Závěr

V článku byl ukázán návrh gramofonového zesilovače v několika topologiích. Zároveň byla navržena jeho praktická realizace. Pro gramofon byl taktéž navržen jednoduchý kvalitní napájecí zdroj a budiče koncového stupně a sluchátek.

Konstrukční řešení některých zapojení spolu s gerber daty budou v nejbližší době zveřejněny na stránkách www.krist-in.tech.

Reference

- [1] Jiří Hospodka, *Úvod do syntézy kmitočtových filtrů*, ČVUT v Praze FEL, online, https://hippo.feld.cvut.cz/vyuka/soubory/filtry_synteza.pdf
- [2] *Thermal noise of resistor – Calculator*, Audio Perfection, online, <https://www.audio-perfection.com/audio/thermal-noise-of-resistor-calculator/>
- [3] Erno Borbely, *JFETs: The New Frontier, Part 1*, Audio Electronics 5/99, online <https://audioxpress.com/article/JFETs-The-New-Frontier-Part-1>
- [4] Erno Borbely, *JFETs: The New Frontier, Part 2*, Audio Electronics 6/99, online <https://audioxpress.com/article/JFETs-The-New-Frontier-Part-2>
- [5] *Datasheet JFE2140*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/jfe2140>
- [6] Chris Featherstone, *JFE2140 Ultra-Low-Noise Preamplifier, Application note SBOA563*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/an/sboa563/sboa563.pdf?ts=1699214404522>
- [7] Bob Cordell, *Low Noise Dual Monolithic JFET, LSK489 Application Note*, Cordell Audio, online, <http://www.cordellaudio.com/JFETs/LSK489appnote.pdf>
- [8] *Datasheet 2SK2394*, Onsemi, online, <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/2sk2394-d.pdf>
- [9] *Datasheet 2SK3557*, Onsemi, online, <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/2sk3557-d.pdf>
- [10] *Datasheet 2SK880*, Toshiba, online, <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=19699>
- [11] *Datasheet 2SK209*, Toshiba, online, <https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=19661>
- [12] *Datasheet MCH5908*, Onsemi, online, <https://www.onsemi.com/download/data-sheet/pdf/ena1218-d.pdf>
- [13] *Datasheet ADA4898-1*, Analog Devices, online, https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADA4898-1_4898-2.pdf
- [14] *Datasheet OPA1611*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1611>

- [15] *Datasheet OPA1602*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1602>
- [16] *Datasheet OPA1642*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1642>
- [17] *Datasheet BUF634A*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/buf634a>
- [18] *Datasheet OPA1622*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1622>
- [19] *OPA1622EVM SoundPlus™ Audio Operational Amplifier, Evaluation Module, User's Guide SBOU172*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/pdf/sbou172>
- [20] *Datasheet OPA1632*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1632>
- [21] *Datasheet TPA6120A2*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/tpa6120a2>
- [22] *Datasheet OPA1637*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/opa1637>
- [23] *Datasheet TPS7A4701*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/tps7a4701-ep>
- [24] *Datsheet TPS7A3301*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/tps7a33>
- [25] *Datasheet TPS7A3901*, Texas Instruments, online, <https://www.ti.com/lit/gpn/tps7a39>

Příloha

```
pkg load control;
pkg load signal;
clear all; %vymazání všech proměnných

%vypočte a vypíše přenosovou funkci
RIAA = tf([0.000318 1], [0.00318 1]) * tf(1, [0.000075 1])

% vykreslení charakteristiky od 10 rad/s do 1 Mrad/s
figure (1);
bode (RIAA, {10, 1e6});
subplot (2, 1, 1);
title ('Amplitudová frekvenční charakteristika RIAA');
subplot (2, 1, 2);
title ('Fázová frekvenční charakteristika RIAA');
```

Algoritmus 1: Vykreslení amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky RIAA korekce v prostředí Octave

```

pkg load control;
pkg load signal;

Rin=47000; Cin=150e-12;
Lx=0.22e-3; Rx=220; %filtr
Rc=1300; Lc=700e-3; %přenoska
%_____
s=tf('s');
Zin=Rin/(s*Cin*Rin+1); % zátěž přenosky
Zx=s*Lx*Rx/(s*Lx+Rx); % filtrační impedance
Zc=s*Lc+Rc; % přenoska
Gmm=Zin/(Zin+Zx+Zc) Gemi=Zin/(Zx+Zin)
Lx=0.022e-3;
Zx=s*Lx*Rx/(s*Lx+Rx);
Gemi2=Zin/(Zx+Zin)
Gemi3=Zin/(Rx+Zin)
[MAG, PHA, W] = bode(Gmm, {0.1, 1e9});
Gmm2=Zin/(Zin+Zc);
[MAG2, PHA2, W2] = bode(Gmm2, {0.1, 1e9});
[MAGEM1, PHA, Wemi] = bode(Gemi, {0.1, 1e10});
[MAG2EMI, PHA, Wemi2] = bode(Gemi2, {0.1, 1e10});
[MAG3EMI, PHA, Wemi3] = bode(Gemi3, {0.1, 1e10});

figure(1)
bode(Gmm, {1e2, 1e9});
hold on;
bode(Gmm2, {1e2, 1e9});
hold off;

figure(2);
semilogx(W2/2/pi, 20*log10(MAG2), "linewidth", 2);
hold on;
semilogx(W/2/pi, 20*log10(MAG), "linewidth", 2);
legend(' bez VF filtru', ' s VF filtrem', "fontname", "TeX Gyre Termes");
xlabel ('\it f \rm [Hz]');
ylabel ('\itG\rm_{MM} [dB]');
set(gca, "linewidth", 1, "fontname", "TeX Gyre Termes", "fontsize", 32);
grid on;
xlim ([1e2 1e5]);
ylim ([-25 0]);
hold off;

figure(3)
semilogx(Wemi/2/pi, 20*log10(MAGEM1), "linewidth", 2);
hold on;
semilogx(Wemi2/2/pi, 20*log10(MAG2EMI), "linewidth", 2);
semilogx(Wemi3/2/pi, 20*log10(MAG3EMI), "linewidth", 2);
legend(' L_{x} = 220 \muH', ' L_{x} = 22 \muH', ' bez tlumivky',
"fontname", "TeX Gyre Termes");
xlabel ('\it f \rm [Hz]'); ylabel ('\itG\rm_{EMI} [dB]');
set(gca, "linewidth", 1, "fontname", "TeX Gyre Termes", "fontsize", 32);
grid on;
xlim ([1e3 1e8]);
ylim ([-15 5]);
hold off;

```

Algoritmus 2: Vykreslení amplitudové a fázové frekvenční charakteristiky vstupního filtru v prostředí Octave